REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

UNIVERSIDAD CATOLICA SANTA MARIA

FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERIAS FÍSICAS Y FORMALES

PROGRAMA PROFESIONAL DE INGENIERIA ELECTRÓNICA

"DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UMA FUENTE DE ALIMENTACIÓN CONMUTADA PARA LA REGULACION DE LA CORRIENTE DE EXCITACIÓN DEL MÓDULO DE LABORATORIO DE LA MÁQUINA SÍNCRONA"

Tesis presentada por el Bachiller:

DIEGO ALONZO MEDINA CALLE

Para optar el título profesional de:

INGENIERO ELECTRONICO

Arequipa - Perú

2013

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

DEDICATORIA

A MI PADRE VALDEMAR MEDINA HOYOS
Y A MI MADRE MELALI CALLE ROJAS
POR TODO EL APOYO, CONFIANZA Y DEDICACION
QUE ME DIERON PARA REALIZAR MIS METAS.

A MIS HERMANAS DIANA Y NAYELI MOTIVANDOLAS
PARA QUE SIGAN ADELANTE

AGRADECIMIENTO

AL INGENIERO SERGIO MESTAS, ASESOR DE LA PRESENTE TESIS
POR SU VALIOSO APOYO E INCONDICIONAL RESPALDO

AL INGENIERO MOISES TANCA, POR SUS OPORTUNAS SUGERENCIAS
Y RECOMENDACIONES.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

RESUMEN

En este trabajo se presenta un diseño, simulación e implementación de una fuente rectificadora monofásica controlada, necesaria para la regulación de la tensión en el generador síncrono del módulo de laboratorio de máquinas eléctricas. Se realiza un análisis de los sistemas de control de excitación de generadores síncronos y las topologías típicas rotacionales y estáticas.

En los últimos años los sistemas de control de excitación estática vienen alcanzando gran importancia al mismo ritmo de la evolución y desarrollo de los dispositivos semiconductores. Nuestra propuesta es que nuestra región y nuestra universidad no debe estar ajena a estos acontecimientos en la aplicación de la electrónica de potencia y de control, para resolver problemas típicos de formación académica y de laboratorios.

Se pone énfasis a la aplicación de los circuitos integrados para el control de la fuente de control de la tensión excitación del generador, métodos de dimensionamiento y selección de componentes de los circuitos de control y de potencia a partir de las características del generador síncrono existente en el laboratorio.

Palabras clave: Sistema de control de excitación, fuente de rectificación controlada, circuitos integrados de control de tiristores y triacs, modulación de ancho pulso (PWM) sincronizados con la red.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

ABSTRACT

In this work we present a design, simulation and implementation of a controlled monophasic rectifier source that is necessary for the regulation of the voltage in the synchrony generator in the electrical machines laboratory. We make an analysis of the excitation control system of synchrony generators and the rotational and static typical topologies.

In recent years statics excitation control systems are reaching great importance at the same rate of evolution and development of semiconductor devices. Our proposal is that our region and our universities should not be oblivious to these developments in the application of the electronic power and of control, to solve typical problems of academic and laboratory training.

Emphasis is placed on application of the integrated circuits to control of the power excitation voltage generator, sizing methods and the selection of the circuit components and power control based on the characteristics of the existing synchronous generator in the laboratory.

Keywords: system of excitation control, source of controlled rectification, integrated circuits of control of triacs and thyristor, pulse width modulation (PWM) synchronized with the network.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

INDICE GENERAL

CAPÍTULO 1. INTRODUCIÓN GENERAL 1
1.1 DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA 1
1.2 OBJETIVOS 2
1.2.1 OBJETIVO GENERAL 2
1.2.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS 2
1.3 ALCANCES Y LIMTACIONES 3
1.3.1 ALCANCES 3
1.3.2 LIMITACIONES 3
1.4 JUSTIFICACIÓN DEL ESTUDIO 3
CAPÍTULO 2. MARCO TEÓRICO 4
2.1 INTRODUCIÓN 4
2.2 ELEMENTOS DE UN SISTEMA DE CONTROL DE EXCITACIÓN 4
2.3 CLASIFICACIÓN DE LOS SISTEMAS DE EXCITACIÓN DE GENERADORES SÍNCRONOS 5
2.4 SISTEMAS DE CONTROL DE EXCITACIÓN DE CORRIENTE CONTINUA 5
2.5 SISTEMA DE CONTROL DE EXCITACIÓN DE CORRIENTE ALTERNA 7
2.5.1 SISTEMA DE RECTIFICACION ESTACIONARIA 7
2.5.2 SISTEMA DE CONTROL DE EXCITACIÓN CON RECTIFICACIÓN ROTACIONAL 9
2.6 SISTEMA DE CONTROL DE EXCITACIÓN ESTÁTICA 10
2.6.1 SISTEMA DE FUENTE DE TENSIÓN Y RECTIFICADOR CONTROLADO 10
2.6.2 SISTEMA COMPUESTO CON FUENTE RECTIFICADORA 11
CAPÍTULO 3. FUENTE RECTIFICADORA DE CORRIENTE ALTERNA A CORRIENTE CONTINUA CONTROLADO POR RETRASO 12
3.1 INTRODUCIÓN 12
3.2 EL RECTIFICADOR CONTROLADO POR SILICIO SRC O TIRISTOR 12
3.2.1 CARACTERÍSTICAS DE LOS TIRISTORES 13
3.2.2 ACTIVACIÓN Y APAGADO DEL TIRISTOR 15
3.2.2.1 LOS DISTINTOS METODOS DE DISPARO DE LOS TIRISTOR 156
3.2.3 APLICACIONES DE LOS TIRISTORES 18
3.3 PRINCIPIO DE OPERACIÓN DEL SEMI-RECTIFICADOR CONTROLADO MONOFÁSICO 19
3.3.1 PARÁMETROS DE RENDIMIENTO DEL SEMI-RECTIFICADOR CONTROLADO 21
3.4 CIRCUITO DE DISPARO CONTROLADO Y DESCRIPCIÓN DEL CIRCUITO INTEGRADO TCA 785 24
3.4.1 DESCRIPCIÓN Y FUNCIONAMIENTO DEL TCA 785 25
3.4.2 CIRCUITO EQUIVALENTE DEL CIRCUITO INTEGRADO TCA 785 28
3.4.3 PRINCIPALES APLICACIONES DEL TCA 785 29
3.5 AISLAMIENTO DE LOS CIRCUITOS DE CONTROL 29
CAPÍTULO 4. DIMENSIONAMIENTO Y SIMULACIÓN NUMÉRICA DE LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN CONMUTADA PARA LA EXCITACIÓN DEL GENERADOR SINCRONO 32

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

4.1 INTRODUCCIÓN 32
4.2 CÁLCULOS PRELIMINARES 32
4.3 DIMENSIONAMIENTO DE TIRISTORES Y DIODOS 37
4.3.1 SELECCIÓN DE TIRISTORES Y DIODOS 38
4.3.1.1 PERDIDAS EN CONDUCCION DE LOS DIODOS 40
4.4 SELECCIÓN DE LOS COMPONENTES DEL CIRCUITO INTEGRADO TCA785 42
4.5 SELECCIÓN DE LOS COMPONENTES DEL CIRCUITO DE AISLAMIENTO Y COMANDO DE LOS TIRISTORES 44
4.6 SIMULACIÓN NUMÉRICA 45
4.6.1 PROGRAMA DE SIMULACIÓN NUMÉRICA PSIM 45
4.6.2 ESQUEMA DESARROLLADO EN EL PSIM 47
4.7 RESULTADOS DE SIMULACIÓN 48
CAPÍTULO 5. IMPLEMENTACIÓN DEL SEMI-RECTIFICADOR CONTROLADO, PRUEBAS Y ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS EXPERIMENTALES 54
5.1 INTRODUCCIÓN 54
5.2 IMPLEMENTACIÓN DEL CIRCUITO IMPRESO E INSTALACIÓN DE COMPONENTES 54
5.2.1 DESCRIPCIÓN DE LA TOPOLOGIA 54
5.2.2 FOTOGRAFIA DEL MONTAJE DEL PROTOTIPO 578
5.3 RESULTADOS EXPERIMENTALES 589
CONCLUSIONES 66
RECOMENDACIONES 68
REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS 689
APENDICE A 71
APENDICE B 85
APENDICE C 87
APENDICE D 88
APENDICE E 103
APENDICE F 105
APENDICE G 109

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

LISTA DE FIGURAS

Fig. 2-1. Diagrama de bloques tradicional de un sistema de control de excitación. 4
Fig. 2-2. Sistema de control de excitación de corriente continua típica. 6
Fig. 2-3. Sistema control de excitación de corriente alterna estacionaria con rectificador. 7
Fig. 2-4. Sistema control de excitación de corriente alterna estacionaria con rectificador controlado. 8
Fig. 2-5. Sistema de control de excitación sin anillos rozantes y sin escobillas. 9
Fig. 2-6. Sistema de control de excitación estática con retroalimentación. 10
Fig. 2-7. Sistema de control de excitación estática con transformador de tensión y de corriente. 11
Fig. 3-1. Símbolo del tiristor y las tres uniones pn. 13
Fig. 3-2. Curva característica v-i del tiristor. 14
Fig. 3-3 Circuito de control por puerta de un SCr. 16
Fig. 3-4 Recta tangente a la curva de maxima disipacion de potencia. 16
Fig. 3-5 Zona de disparo por gradiente de tension 17
Fig. 3-6 Configuración del circuito semi-rectificador monofásico. 20
Fig. 3-7 Forma de onda de la tensión y corriente de entrada del rectificador. 23
Fig. 3-8. Diagrama interno del TCA 785 25
Fig. 3-9. Formas de ondas generadas por el circuito integrado TCA 785. 28
Fig. 3-10. Diagrama de bloques de las funciones principales 29
Fig. 3-11. Sistema de rectificador de potencia. 30
Fig. 3-12. Circuito de disparo con transformador de aislamiento 31
Fig. 3-13. Curvas de la tensión puerta cátodo y la corriente en la puerta (V_{gk} vs I_{gg}).. 31
Fig. 4-1. Datos de placa del generador síncrono. 33
Fig. 4-2. Simbologia y circuito equivalente en conduccion del diodo 47
Fig. 4-3. Simbologia y circuito equivalente en conduccion del tiritor 47
Fig. 4-4. Esquema de circuito desarrollado en el PSIM para la simulación numérica. 47
Fig. 4-5. Forma de onda de la tensión rectificada obtenida y aplicada a la carga. 49
Fig. 4-6. Formas de onda de corriente en los tiristores. 49
Fig. 4-7. Formas de onda de la corriente en los diodos D_1 y D_2. 50
Fig. 4-8. Forma de onda de la corriente del secundario del transformador. 50
Fig. 4-9. Análisis armónico de la corriente del secundario del transformador. 51
Fig. 4-10. Esfuerzo de tensión del tiristor T_1 y T_2 durante el bloqueo. 51
Fig. 4-11. Esfuerzo de tensión durante el bloque de los diodos D_1 y D_2. 52
Fig. 4-12. Formas de ondas de la corriente de disparo aplicado a la compuerta del tiristor. 52
Fig. 4-13. Forma de onda de corriente y tensión en el diodo de marcha libre. 53
Fig. 5-1. Esquemático del circuito de potencia del protótipo implementado. 55
Fig. 5-2. Esquema de la distribución de los componente del circuito de control y del circuito de potencia. 56
Fig. 5-3. Circuito generado para la placa de circuito impreso con sus componente de circuito de comando y circuito de potencia. 57
Fig. 5-4. Placa de circuito impreso del circuito de potência y del circuito de comando. 57
Fig. 5-5. Concepción de la topología en protoboard para su experimentación. 58
Fig. 5-6. Montaje de componentes sobre la placa impresa del circuito y control del semi-rectificador controlado 58
Fig. 5-7. Tensión rectificada de salida (100 V/div), base de tiempo de 5 ms/div. 59
Fig. 5-8. Esfuerzo de tensión inversa y directa del tiristor (100 V/div). Base de tiempo 5 ms/div. 60
Fig. 5-9. Forma de onda experimental de tensión de disparo en la compuerta de tiristor T_1. tensión de pueta-cátodo (1 V/div). Base de tiempo 5 ms/div. 60
Fig. 5-10. Forma de onda experimental de tensión de disparo en la compuerta de tiristor T_2. tensión de puerta-cátodo (1 V/div). Base de tiempo 5 ms/div. 61

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

Fig. 5-11. Forma de onda de la señal generado en pin 15 del TCA 785. Pulso de tensión en pin 15 (5 V/div). Base de tiempo 5 ms/div. 62
Fig. 5-12. Forma de onda de la señal generado en pin 14 del TCA 785. Pulso de tensión en pin 14 (5 V/div). Base de tiempo 5 ms/div. 62
Fig. 5-13. Formas de ondas tensión de rampa y tensión de control del ángulo de disparo en cada semi-ciclo de tensión alterna. tensión de rampa y control en pin 10 y 11 (5 V/div). Base de tiempo 5 ms/div. 63
Fig. 5-14. Formas de ondas tensión de rampa sincronizada con el paso por cero de la tensión de alterna de la red. tensión de rampa en pin 11 (5 V/div) y tensión alterna en pin 5 (20 V/div). Base de tiempo 5 ms/div. 64
Fig. 5-15. Fotografia del montaje del banco de pruebas del generador síncrono y de la fuente de tensión semi-rectificador controlado en la excitación. 65
Fig. 5-16. Forma de onda de tensión de salida obtenida en la prueba de semirectificador controlado en la excitación del generador síncrono en vacío. 65

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

CAPÍTULO 1. INTRODUCIÓN GENERAL

2.1 DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA

En la actualidad se viene implementando el laboratorio de máquinas eléctricas de las carreras profesionales de ingenierías en la facultad de Ciencias e Ingenierías Físicas y Formales. En el laboratorio se tiene un generador síncrono trifásico de 5 kW de 380 V de tensión de excitación en corriente continua de 82 V, 3,6A, para el respectivo modulo. Para la regulación de la corriente de excitación se requiere de una fuente de tensión de corriente continua regulada para mantener la tensión nominal en la salida del generador constante y para la compensación de la potencia reactiva ante las variaciones de carga.

El sistema de excitación del generador síncrono de polos salientes está compuesto de núcleo ferro magnético y devanados, ubicados en rotor y se alimenta de corriente continua a través de anillos deslizantes y escobillas de carbón. Desde el punto de su principio de funcionamiento, el sistema de control de excitación (SCE) debe ser capaz de responder a perturbaciones, tanto transientes como estacionarias, sin alterar la operación normal del generador. Asimismo, debe ser capaz de integrarse con el resto de los sistemas de protección de los generadores, tales como protecciones ante fallas de aislación en el rotor debido a altas tensiones, calentamientos en el rotor debido a corrientes de campo, calentamientos en el estator debido a corrientes de armadura, calentamiento por baja excitación de operación y debido a exceso de flujo, etc.

Ante la escasa distribución y comercialización en la región de equipamientos electrónicos para fines específicos, se ha considerado conveniente apoyar, diseñar e implementar el sistema de control de la corriente de excitación estático de generador síncrono del laboratorio. De esta manera impulsar la construcción de fuente de tensión en corriente continua regulada para fines de atender las necesidades de capacitación académica con la realización de prácticas de laboratorio en asignaturas especiales del pre-grado y posgrado.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

2.2 OBJETIVOS

2.2.1 OBJETIVO GENERAL

Diseñar e implementar una fuente de tensión conmutada para el control de la corriente de excitación de generadores síncronos en base a dispositivos semiconductores de potencia, dispositivos de electrónica analógica, elementos pasivos (inductores y capacitores) y transformadores.

2.2.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- ✓Describir la función básica de los sistemas de control de excitación sobre los generadores síncronos de potencia;
- ✓Determinar la fuente de tensión continua estática conmutada que se adecue a las especificaciones del generador síncrono medianas potencia a fin de controlar la tensión generada estado estacionario;
- ✓Describir y seleccionar los componentes electrónicos y digitales para la implementación de prototipo de una fuente de tensión estática regulada y de aplicaciones especiales;
- ✓Elaborar directrices para la evaluación de los parámetros de rendimiento de la fuente de tensión conmutada y de sus componentes pasivos y activos;
- ✓Validar las especificaciones y los parámetros de rendimiento del convertidor como fuente de tensión conmutada a través de la simulación numérica, utilizando programas de simulación;
- ✓Experimentar el prototipo del convertidor de fuente de tensión conmutada y verificar su correcto funcionamiento en laboratorio.
- ✓Aplicaciones de electrónica de potencia en los sistemas de control y regulación de sistemas electromecánicos.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

2.3 ALCANCES Y LIMTACIONES

2.3.1 ALCANCES

El prototipo de fuente de alimentación regulada en base al control de la tensión con circuito integrado es aplicado especialmente al sistema de excitación del generador síncrono del laboratorio de la universidad, en cuanto a sus parámetros nominales. Las aplicaciones a otras tipos de cargas pueden ser extensivas siempre y se considere las características de circuito de potencia y los datos técnicos de los semiconductores empleados para el correcto funcionamiento del circuito integrado.

2.3.2 LIMITACIONES

El presenta trabajo se limita al estudio de convertidores de CA-CC con circuito control abierto por ser una aplicación con fines didácticos, de entrenamiento y comprensión de la regulación de la tensión en terminales y compensación del factor de potencia en el generador síncrono del laboratorio de máquinas eléctricas del universidad.

2.4 JUSTIFICACIÓN DEL ESTUDIO

Este trabajo se elaboró para proporcionar al lector y usuario de los módulos de laboratorio de generadores síncronos los conocimientos generales para comprender de una manera didáctica y breve de los beneficios que ofrece una regulación de tensión conmutada.

El procesamiento electrónico de las variables de tensión continua para el sistema de excitación es posible gracias al desarrollado de los semiconductores que los hace suave y versátil.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

CAPÍTULO 2. MARCO TEÓRICO

3.1 INTRODUCIÓN

Históricamente los sistemas de control de excitación (SCE) fueron controlados manualmente para mantener el voltaje deseado en bornes del generador y la carga de potencia reactiva. Cuando primeramente fue automatizado, fue muy lento, y básicamente ocupaba el rol de una alerta de operación. En los años 20, se aplicó para mejorar la estabilidad transitoria y de pequeña señal a través de un uso continuo y de activación rápida de reguladores.

Posteriormente, debido al avance en los lazos de control realimentado se automatizaron e incorporaron masivamente a los sistemas. El siguiente paso fue la introducción de la electrónica de potencia, con la cual se usaron rectificadores de gran eficiencia. En la actualidad existen sofisticados esquemas de control de excitación, basados en numerosos lazos de control y electrónica de potencia de última generación.

3.2 ELEMENTOS DE UN SISTEMA DE CONTROL DE EXCITACIÓN

En la Fig. 3-1 se puede observar el diagrama de bloques tradicional de un sistema de control de excitación para un generador sincrónico.

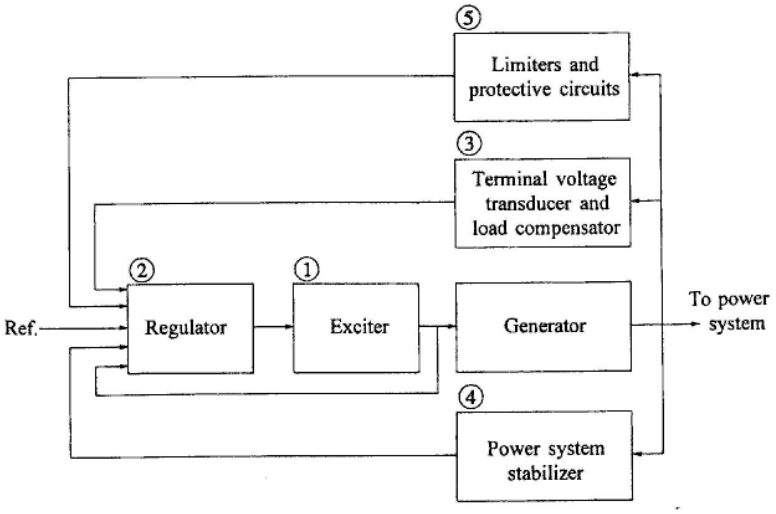


Fig. 3-1. Diagrama de bloques tradicional de un sistema de control de excitación.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

La función da cada bloque es la siguiente:

1) Excitador (Exciter): Este bloque proporciona la energía eléctrica de alimentación del campo rotatorio del generador sincrónico, constituyendo la fuente de poder del SCE.

2) Regulador (Regulator): Este bloque procesa y amplifica la señal de entrada a un nivel y forma apropiada para el control. Este incluye ambas regulaciones y funciones de estabilidad del SCE.

3) Terminal de Voltaje Transductor y Compensador de Carga (Terminal voltaje transducer and load compensator). Mide el voltaje en bornes del generador y, opcionalmente, estima la diferencia de voltaje hasta el nodo de inyección a la red. Posteriormente rectifica y filtra estos valores a una cantidad cd.

4) Estabilizador de Potencia del Sistema (Power System Stabilizer PSS). Este bloque provee una señal de salida adicional hacia el regulador, la cual se usa para amortiguar las oscilaciones del sistema. Es opcional su activación.

5) Limitadores y circuitos de protección (Limiters and protective devices) Esta unidad incluye un extenso arreglo de control y funciones de protección para garantizar que los límites de capacidad del excitador y el generador no se excedan.

3.3 CLASIFICACIÓN DE LOS SISTEMAS DE EXCITACIÓN DE GENERADORES SÍNCRONOS

Los sistemas de excitación han tomado muchas formas a través de los años de su evolución. En términos generales, dependiendo de la fuente de poder usada en la excitación se pueden clasificar en tres categorías:

- ✓ Corriente continua (SCE DC);
- ✓Corriente Alterna (SCE AC);
- ✓Estáticos.

3.4 SISTEMAS DE CONTROL DE EXCITACIÓN DE CORRIENTE CONTINUA

El sistema de excitación de este tipo utiliza generadores DC como fuentes de excitación de poder para proveer la corriente al rotor de la máquina síncrona. El

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

excitador puede ser impulsado por un motor o, aprovechando la energía primaria, por el mismo eje del generador. Puede ser excitada por si misma o excitada en forma separada.

Los SCE DC representan los primeros sistemas, desde los años 20 a 60. Estos pierden importancia a mediados de los 60 cuando aparecieron fuertemente los de excitación AC. Por ello en la actualidad los SCE DC están desapareciendo gradualmente, debido a la antigüedad de algunos están siendo reemplazados por excitación AC o estáticos. En algunos casos los reguladores de voltaje son reemplazados por modernos dispositivos electrónicos.

Muchos de los SCE DC están aún en servicio, y requieren de modelos de estabilidad en estudio. La Fig. 3-2 muestra la representación de un SCE DC típico. Este cuenta con un conmutador el cual abastece de corriente continua al campo del generador principal. El excitador es controlado por un amplidyne.

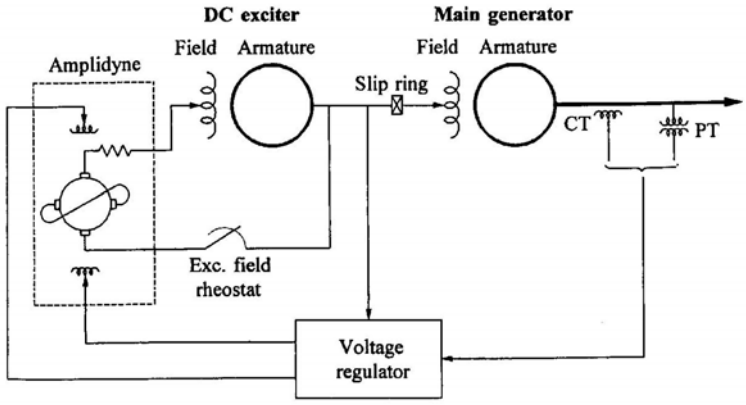


Fig. 3-2. Sistema de control de excitación de corriente continua típica.

El Amplidyne es una máquina DC de construcción especial que tiene un conjunto de escobillas separadas en 90º eléctricos, uno sobre su eje directo (d) y otro sobre su eje de cuadratura. El control del campo de giro es localizado sobre el eje d. Una carga de compensación de giro en serie con el eje d produce un flujo igual y opuesto al de la corriente de armadura del eje d.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

3.5 SISTEMA DE CONTROL DE EXCITACIÓN DE CORRIENTE ALTERNA

La excitación de esta categoría utiliza alternadores (maquinas AC) como fuentes para la excitación del generador de poder. Generalmente, el excitador está montado sobre el mismo eje de la turbina del generador. La salida AC del excitador es rectificada por rectificadores controlados o no controlados, la que produce la corriente continua necesaria para el campo del generador. Los rectificadores pueden ser estacionarios o rotacionales. Los primeros sistemas de excitación AC usaron una combinación de amplificadores magnéticos y rotacionales como reguladores. Hoy en día se usan dispositivos electrónicos. A continuación una descripción de las diferentes formas de excitación AC.

3.5.1 SISTEMA DE RECTIFICACION ESTACIONARIA

En este esquema la etapa de rectificación se realiza fuera del generador mediante rectificadores estacionarios. Aquí, la salida DC alimenta al campo principal del generador a través de anillos deslizantes (slip ring). En la Fig. 3-3 se muestra un diagrama unilineal del control de campo del alternador con rectificador para la excitación del sistema.

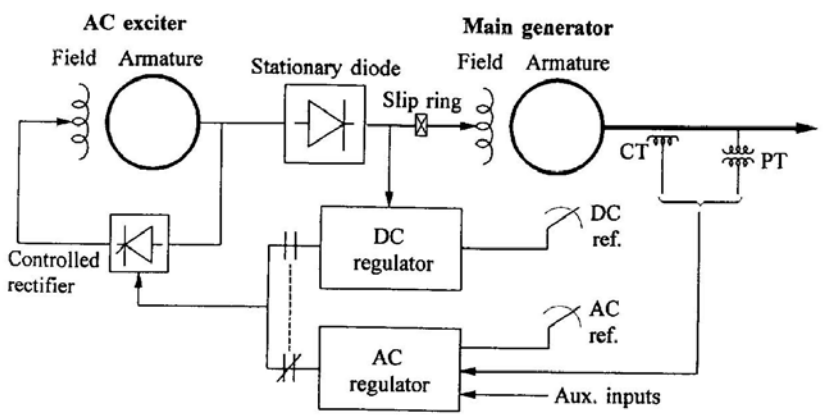


Fig. 3-3. Sistema control de excitación de corriente alterna estacionaria con rectificador.

El esquema de la Fig. 3-3 representa el SCE ALTERREX de GE. Este alternador excitador (AC exciter), el cual a su vez es un generador sincrónico, está impulsado por el eje del generador principal. El excitador opera en la modalidad auto excitado, es

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

decir, su campo se obtiene a través de un rectificador con tiristores que toma la energía en bornes del propio excitador.

De esta forma, lo rectificadores tienen control sobre la excitación del alternador excitador, el cual modifica el voltaje en bornes y, en consecuencia, cambia el voltaje continuo de alimentación del campo del generador principal. Notar que los diodos no tienen posibilidad de control, sólo rectifican la señal de entrada. Otra alternativa es usar un excitador dirigido como fuente para excitador de campo del poder.

Cuando se usa rectificadores controlados, el regulador controla directamente el voltaje de salida DC del excitador. La Fig. 3-4 ilustra este caso.

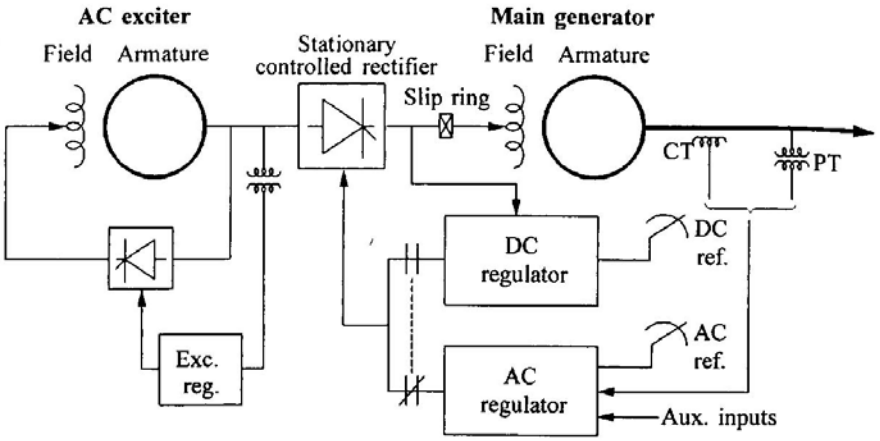


Fig. 3-4. Sistema control de excitación de corriente alterna estacionaria con rectificador controlado.

El regulador de voltaje controla el encendido de los tiristores. El excitador alternador es auto excitado y usa un regulador estático de voltaje independiente para mantener su voltaje de salida. Dado que los tiristores son controlados directamente por la salida del excitador, este sistema de modo inherente provee una alta respuesta inicial (pequeña respuesta en el tiempo).

Como se demostró anteriormente en la Fig. 3-3 y en la Fig. 3-4, hay dos modos independientes de regulación: uno AC que regula automáticamente y mantiene el voltaje en bornes del estator del generador principal a un voltaje de referencia AC, y

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

otro un regulador DC que mantiene constante el voltaje en el campo del generador de acuerdo a una referencia determinada. El regulador DC o modo de control manual actúa cuando del regulador AC falla o necesita ser deshabilitado. La entrada de las señales al regulador AC incluyen entradas auxiliares las cuales permiten un control adicional y funciones de protección.

3.5.2 SISTEMA DE CONTROL DE EXCITACIÓN CON RECTIFICACIÓN ROTACIONAL

Con este tipo de rectificación los anillos rozantes y las escobillas son eliminados, y la salida DC alimenta directamente al campo del generador, como se demuestra en la Fig. 3-5.

Aquí, la armadura del excitador AC y el rectificador de diodos rotan con el campo del generador. Un pequeño excitador piloto AC, con un rotor de imán permanente, rota con la armadura y el rectificador de diodos. La salida del rectificador del estator del excitador piloto energiza el campo estacionario del excitador AC. El regulador de voltaje controla el campo del excitador AC, el cual controla el giro del campo del campo del generador principal.

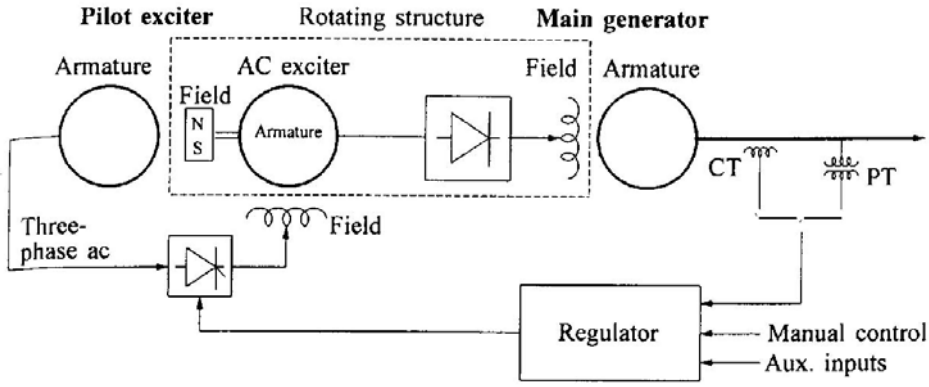


Fig. 3-5. Sistema de control de excitación sin anillos rozantes y sin escobillas.

Este sistema fue desarrollado para evitar problemas con el uso de escobillas. Los sistemas de excitación sin escobillas no permiten medir directamente la corriente de campo o voltaje del generador. El control manual del generador principal está provisto por una entrada ajustable DC para poner el circuito de comando de los tiristores.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

3.6 SISTEMA DE CONTROL DE EXCITACIÓN ESTÁTICA

Todos los componentes en este sistema son estáticos o estacionarios, tanto los rectificadores estáticos, controlados o no controlados, como las fuentes de excitación DC para el campo del generador sincrónico principal a través de anillos deslizantes (o rozantes). La fuente de alimentación para los rectificadores controlados se obtiene del generador principal a través de un transformador que baja el voltaje a un nivel apropiado.

3.6.1 SISTEMA DE FUENTE DE TENSIÓN Y RECTIFICADOR CONTROLADO

En este sistema, la excitación del generador es abastecida a través de un transformador (exciter transformer) desde los terminales del generador o la estación auxiliar, y está regulada por un rectificador controlado. Este tipo de sistema de excitación es también comúnmente conocido como *bus-fed o transformer-fed.* Se puede observar en la Fig. 3-6.

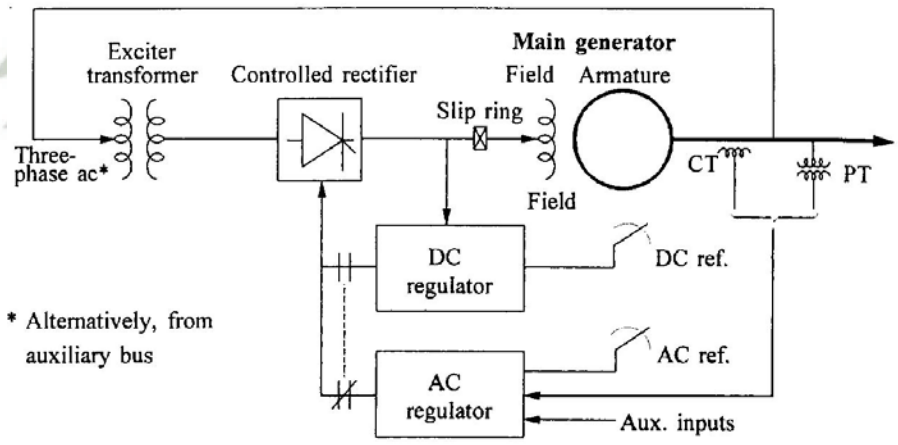


Fig. 3-6. Sistema de control de excitación estática con retroalimentación.

La máxima tensión de salida que puede entregar este excitador es dependiente de la entrada de voltaje AC. De aquí que durante condiciones de falla en el sistema, las cuales provocan una caída de voltaje en los terminales del generador, el voltaje en el excitador se reduce (y con ello la capacidad del generador principal para subir el voltaje en bornes). Esta limitación del SCE, es en gran medida equilibrado por su respuesta

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

instantánea y alta capacidad de almacenamiento de campo electromagnético post falla. Además es barato y de fácil mantención. Para generadores conectados en un gran sistema estos SCE responden satisfactoriamente.

3.6.2 SISTEMA COMPUESTO CON FUENTE RECTIFICADORA

La potencia para el SCE en este caso está formada por la utilización de la corriente y el voltaje del generador principal. Esta puede ser ejecutada por medio de un transformador de potencial (TP) y un transformador de corriente con núcleo saturable (TC). Alternativamente, las fuentes de voltaje y de corriente pueden ser combinadas por la utilización de un solo transformador, llamado como transformador de corriente saturable y potencial. La figura Nº7 muestra este sistema.

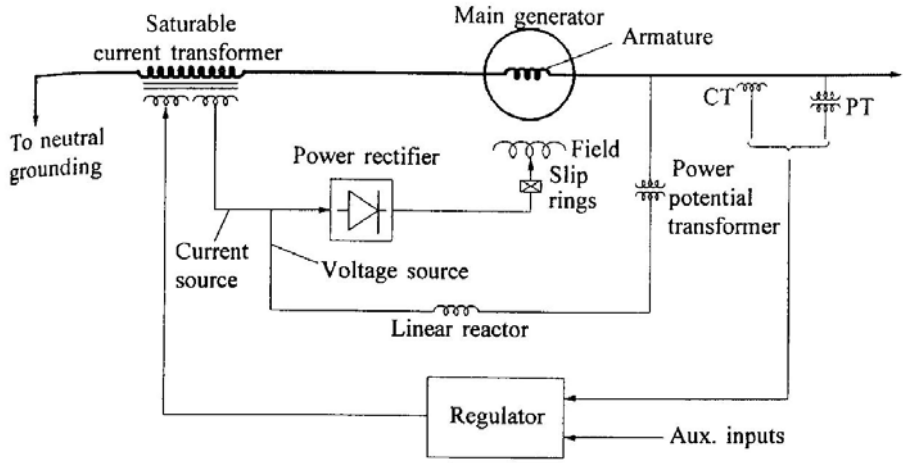


Fig. 3-7. Sistema de control de excitación estática con transformador de tensión y de corriente.

El regulador controla la salida del excitador a través del control de saturación del transformador en la excitación. Cuando el generador esta en vacío, la corriente por la armadura es cero y la fuente de potencial abastece completamente a la excitación del generador. Bajo condiciones de carga, parte de la excitación del generador es derivada desde la corriente del generador. Durante condiciones de falla, con una gran baja de voltaje en bornes del generador, la corriente entra a habilitar el excitador provisto de un campo con alta capacidad de campo fuerza.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

CAPÍTULO 3. FUENTE RECTIFICADORA DE CORRIENTE ALTERNA A CORRIENTE CONTINUA CONTROLADO POR RETRASO

4.1 INTRODUCIÓN

Como ya es sabido los diodos rectificadores proporcionan sólo un voltaje de salida fijo. Para obtener voltajes de salida controlados, se usan tiristores con control de fase en lugar de diodos. El voltaje de salida de los rectificadores de tiristor se varía controlando el ángulo de retardo α. Como ya se explicará más adelante el tiristor se activa aplicando un pulso corto a su compuerta y se desactiva por conmutación natural.

Estos rectificadores controlados por fase son sencillos y menos costosos, y su eficiencia es, por lo general, superior al 95%. Como convierten de corriente alterna a corriente directa, a estos rectificadores controlados se le llama también *convertidores CA-CD*.

El objetivo de este trabajo es diseñar y construir un convertidor controlado CA-CD monofásico para manejar y controlar la tensión de excitación del generador síncrono del laboratorio de máquinas eléctricas. Esta carga es considerada altamente inductiva por lo tanto la corriente que fluye a través de los tiristores es continua y tiene un rizado despreciable.

4.2 EL RECTIFICADOR CONTROLADO POR SILICIO SRC O TIRISTOR

Un tiristor es un dispositivo semiconductor de potencia. Se usan mucho en circuitos electrónicos de potencia. Se manejan como conmutadores biestables, pasando de un estado no conductor a un estado conductor. Los tiristores son interruptores o conmutadores ideales en muchas aplicaciones.

En comparación con los transistores, los tiristores tienen menores pérdidas por conducción en estado encendido y mayor manejo de potencia. Por otra parte, los transistores tienen en general mejor funcionamiento en conmutación, por su mayor velocidad y menores pérdidas de conmutación. Actualmente se hacen progresos continuos para obtener dispositivos con lo mejor de ambos, es decir, bajas pérdidas en estado de encendido y mejor funcionamiento en conmutación.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

4.2.1 CARACTERÍSTICAS DE LOS TIRISTORES

Un tiristor es un dispositivo semiconductor con cuatro capas de estructura *pnpn* con tres uniones *pn*. Al igual que los diodos, los tiristores tienen terminales ánodo y cátodo, sin embargo estos últimos integran una tercera terminal, denominada compuerta, la cual es utilizada para controlar la operación del dispositivo. El símbolo y el esquema de las uniones pn del tiristor se observar a través de la Fig. 4-1.

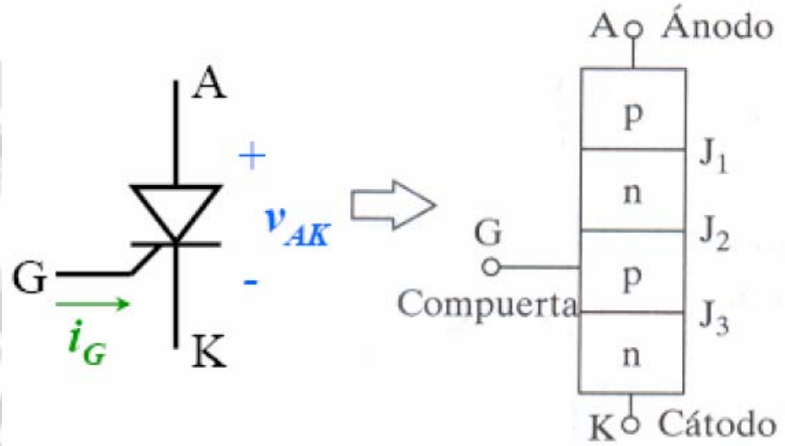


Fig. 4-1. Símbolo del tiristor y las tres uniones pn.

Cuando el voltaje del ánodo se hace positivo con respecto al cátodo, las uniones J_1 y J_3 tienen polarización directa o positiva. La unión J_2 tiene polarización inversa, y solo fluirá una pequeña corriente de fuga del ánodo al cátodo. Se dice entonces que el tiristor está en condición de *bloqueo directo* o en *estado apagado* y la corriente de fuga se llama *corriente en estado apagado*. La resistencia dinámica en estado de bloque es de 100 kΩ o más.

Si aumentamos el voltaje de polarización inversa V_{AK} se incrementa a un valor lo suficientemente grande, la unión J_2 polarizada inversamente entrará en ruptura. Esto se conoce como *ruptura por avalancha* y el voltaje correspondiente se llama *voltaje de avalancha directa* V_{BO}. Dado que las uniones J_1 y J_3 están polarizadas directamente, hay un flujo libre de portadores a través de las tres uniones que provocará una gran corriente anódica directa. Se dice entonces que el dispositivo está en *estado de conducción* o *estado encendido*.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

En estado encendido, la resistencia dinámica del SCR es típicamente 0.01 a 0.1Ω y la caída de voltaje va a ser la caída óhmica de las cuatro capas y será pequeña, por lo común 1V.

La corriente anódica debe ser mayor que un valor conocido como corriente de retención I_L, a fin de mantener el flujo necesario de portadores a través de la unión; de lo contrario, al reducirse el voltaje del ánodo al cátodo, el dispositivo regresará a la condición de bloqueo. La *corriente de retención* I_L, es la corriente anódica mínima requerida para mantener el tiristor en estado de conducción inmediatamente después de haberse activado y retirado la señal de la compuerta. En la Fig. 4-2 se demuestra la curva característica *v-i* del tiristor.

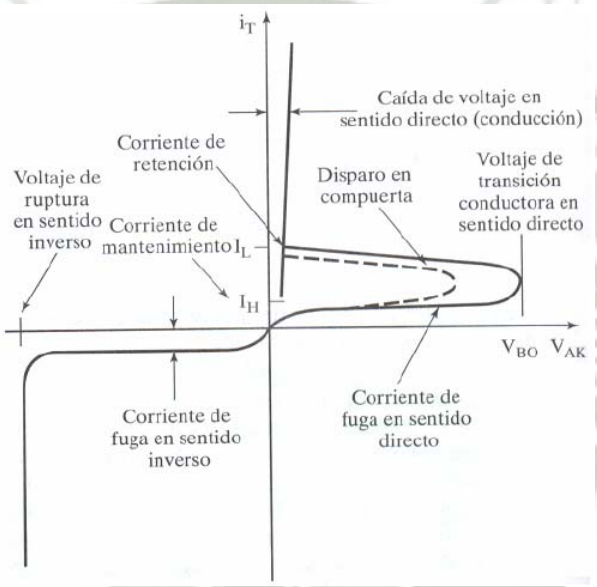


Fig. 4-2. Curva característica v-i del tiristor.

Una vez que el tiristor es activado, se comporta como un diodo en conducción y no hay control sobre el dispositivo. El tiristor seguirá conduciendo, porque en la unión J_2 no existe una capa que evite el movimiento libre de portadores. Sin embargo si se reduce la corriente en sentido directo del ánodo por debajo de un nivel conocido como *corriente de mantenimiento* I_H, se genera una región de agotamiento alrededor de la unión J_2 debida al número reducido de portadores; el tiristor estará entonces en estado de bloqueo. La corriente de mantenimiento es del orden de los miliamperios y es menor

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

que la corriente de retención I_L. La corriente de mantenimiento I_H es la corriente anódica mínima para mantener el tiristor en estado de encendido.

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

4.2.2 ACTIVACIÓN Y APAGADO DEL TIRISTOR

Un tiristor se puede encender aumentando el voltaje V_{AK} en sentido directo a más de V_{BO}, pero esta forma de encendido podría ser destructiva. En la práctica, el método más común para disparar un tiristor es la aplicación de una corriente de compuerta aplicando un voltaje positivo entre las terminales de la compuerta y el cátodo. De esta forma el voltaje en sentido directo se mantiene menor que V_{BO} dado que al aumentar la corriente de compuerta, disminuye el voltaje de bloqueo en sentido directo. Los niveles de voltaje y corriente de disparo en la compuerta deben tener un rango de valores comprendidos dentro de una zona de disparo de seguridad. Si se sobrepasa ese límite puede no activarse el tiristor o puede dañarse el dispositivo. El valor de la corriente de disparo es del orden de los miliamperios.

3.2.2.1 Los distintos métodos de disparo de los tiristores son:

- Por puerta.
- Por módulo de tensión.
- Por gradiente de tensión (dV/dt)
- Disparo por radiación.
- Disparo por temperatura.

El modo usado normalmente es el disparo por puerta. Los disparos por módulo y gradiente de tensión son modos no deseados.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

3.2.2.1.1 DISPARO POR PUERTA.

Es el proceso utilizado normalmente para disparar un tiristor. Consiste en la aplicación en la puerta de un impulso positivo de intensidad, entre los terminales de puerta y cátodo a la vez que mantenemos una tensión positiva entre ánodo y cátodo.

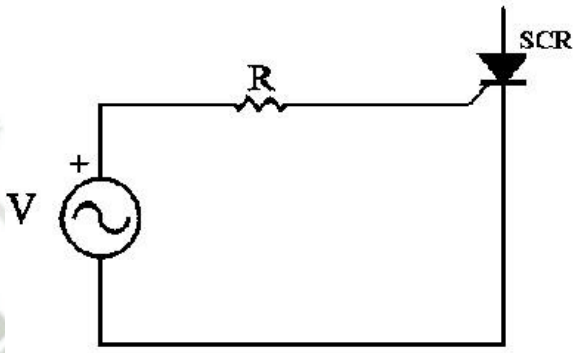


Figura 3-3. Circuito de control por puerta de un SCR.

- El valor requerido de V_T necesario para disparar el SCR es:

$$V_T = V_G + I_G \times R$$

-R viene dada por la pendiente de la recta tangente a la curva de máxima disipación de potencia para obtener la máxima seguridad en el disparo (Figura 3.4).

$$R = V_{FG} / I_{FG}$$

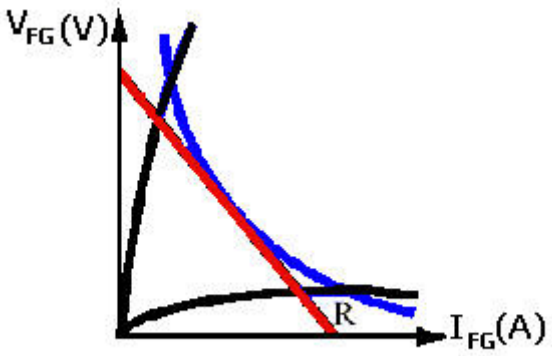


Figura 3.4. Recta tangente a la curva de máxima disipación de potencia.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

3.2.2.1.2 DISPARO POR MÓDULO DE TENSIÓN.

Es el debido al mecanismo de multiplicación por avalancha. Esta forma de disparo no se emplea para disparar al tiristor de manera intencionada; sin embargo ocurre de forma fortuita provocada por sobre tensiones anormales en los equipos electrónicos.

3.2.2.1.3 DISPARO POR GRADIENTE DE TENSIÓN.

Una subida brusca del potencial de ánodo en el sentido directo de conducción provoca el disparo. Este caso más que un método, se considera un inconveniente.

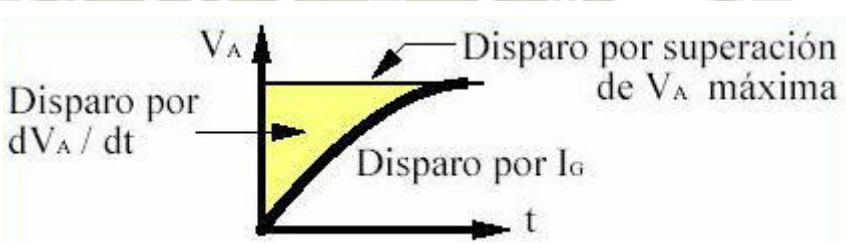


Figura 3.5. Zona de disparo por gradiente de tensión.

3.2.2.1.4 DISPARO POR RADIACIÓN.

Está asociado a la creación de pares electrón-hueco por la absorción de la luz del elemento semiconductor. El SCR activado por luz se llama LASCR.

3.2.2.1.5 DISPARO POR TEMPERATURA.

El disparo por temperatura está asociado al aumento de pares electrón-hueco generados en las uniones del semiconductor. Así, la suma (α_1+α_2) tiende rápidamente a la unidad al aumentar la temperatura. La tensión de ruptura permanece constante hasta un cierto valor de la temperatura y disminuye al aumentar ésta.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

Una vez encendido el tiristor, la señal de compuerta debe retirarse. La duración de esta señal varía entre 1 a 3μs para tiristores comerciales, aunque para aplicaciones especiales se fabrican tiristores con valores por debajo de los 100ns. Una señal de compuerta continua aumentaría la pérdida de potencia en la unión de la compuerta. Dado que la corriente anódica es mayor que la corriente de retención I_L, el tiristor continuará conduciendo.

Un tiristor en estado encendido, se comporta como un diodo conductor, y no hay control sobre el dispositivo. El dispositivo no se puede desactivar mediante otro pulso en la terminal de compuerta. Hay varias técnicas para apagar un tiristor. En todas las técnicas de conmutación la idea es reducir la corriente anódica en sentido directo hasta un valor inferior a la corriente de mantenimiento I_H.

4.2.3 APLICACIONES DE LOS TIRISTORES

Esta clase de tiristores suele funcionar a frecuencia de línea (60Hz) y se apaga por conmutación natural cuando se trabaja en corriente alterna. El voltaje en estado de encendido varía normalmente desde unos 1.15V para aplicaciones a 600V hasta 2.5V para dispositivos de 4000V. En años recientes han sido diseñados tiristores SCR para controlar potencias tan altas de hasta 10 MW y con valores individuales tan altos como de 5500 A a 1200 V.

Debido a su bajo costo, alta eficiencia, robustez y especificación de alto voltaje y corriente, estos tiristores se usan mucho en los convertidores CA-CD. También se usan en casi todas las transmisiones de CD en alto voltaje y en muchas aplicaciones industriales tales como:

- Control de relevadores;
- Propulsores de velocidad variable;
- Interruptores estáticos;
- Control de motores;
- Recortadores, inversores y ciclo inversores;
- Cargadores de baterías;
- Circuitos de protección;

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

- Control de potencia en calefactores eléctricos;
- Fuente de tensión continúa controlada.

En la mayoría de estas aplicaciones mencionadas con anterioridad la idea principal de la utilización de tiristores es para regulación de potencia y para esto se utilizan dos tiristores en anti paralelo para que cada uno conduzca en un ciclo de alternancia. Cuando el tiristor es disparado en el comienzo del ciclo (aproximadamente a 0º), los tiristores conducen aproximadamente 360º y esto ocasiona una transmisión de máxima potencia a la carga. En cambio, cuando uno de los tiristores es disparado cerca del pico positivo, los tiristores conducen 180º y esto produce una transmisión menor de potencia a la carga. A través de ajustes en el circuito de disparo, el accionamiento de los tiristores puede retrasarse y así obtener una transmisión variable de potencia monofásica.

4.3 PRINCIPIO DE OPERACIÓN DEL SEMI-RECTIFICADOR CONTROLADO MONOFÁSICO

El arreglo del circuito de un semi-convertidor monofásico se ve en la Fig**.** 4-6, con una carga altamente inductiva. La corriente de carga es continua. Durante el semi ciclo positivo, T_1 está polarizado directamente. Cuando T_1 se dispara en $\omega t=\alpha$, la carga se conecta a la alimentación de entrada a través de T_1 y D_2 durante el período $\alpha \leq \omega t \leq \pi$. Durante el período $\pi \leq t \leq (\pi+\alpha)$, el voltaje de entrada es negativa y el diodo de libre circulación D_m (freewheel diode) tiene polarización directa, por lo que conduce para proporcionar la continuidad de corriente de la carga inductiva. La corriente de carga se transfiere de T_1 y D_2 a D_m, y el tiristor T_1 y el diodo D_2 se desactivan. Durante el semi ciclo negativo del voltaje de entrada, el tiristor T_2 queda con polarización directa y el disparo del tiristor T_2 en $\omega t=\pi+\alpha$ invierte la polarización de D_m. El diodo D_m se desactiva y la carga se conecta a la alimentación a través de T_2 y D_1.

Durante los períodos $0 \leq \omega t \leq \alpha$ y $\pi \leq t \leq (\pi+\alpha)$ no está encendido ninguno de los tiristores por lo tanto no hay alimentación de entrada. Lo que sucede es que debido a la carga altamente inductiva, en ella se almacena energía y mientras no haya alimentación

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

esta energía es descargada por medio del D_m que presenta polarización directa durante estos períodos, esto proporciona continuidad de corriente en la carga.

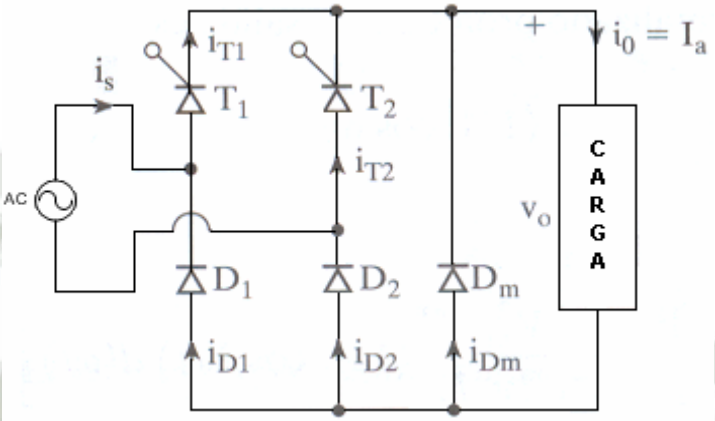


Fig. 4-6 Configuración del circuito semi-rectificador monofásico.

La Figura, muestra las formas de onda del voltaje de entrada, voltaje de salida, las corrientes por T_1, T_2, D_1, D_2, corriente de entrada, corriente de salida y la corriente por D_m.

El voltaje promedio de salida se puede calcular con la ecuación (3.1).

$$V_{cd} = \frac{2}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi} V_m sen\omega t \cdot d(\omega t) = \frac{2}{2\pi}[-\cos\omega t]_{\alpha}^{\pi} = \frac{V_m}{\pi}(1+\cos\alpha) \quad (3.1)$$

Y, V_{cd} se puede variar desde $2V_m/\pi$ hasta 0, variando α de 0 a π.

El diodo D_m se desactiva y la carga se conecta a la alimentación a través de T_2 y D_1.

Durante los períodos $0 \leq \omega t \leq \alpha$ y $\pi \leq t \leq (\pi+\alpha)$ no está encendido ninguno de los tiristores por lo tanto no hay alimentación de entrada. Lo que sucede es que debido a la carga altamente inductiva, en ella se almacena energía y mientras no haya alimentación

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

esta energía es descargada por medio del D_m que presenta polarización directa durante estos períodos, esto proporciona continuidad de corriente.

4.3.1 PARÁMETROS DE RENDIMIENTO DEL SEMI-RECTIFICADOR CONTROLADO

Un semi-rectificador controlado es un procesador de energía eléctrica que debe producir una tensión continua de salida con un contenido mínimo de armónicas. Al mismo tiempo debe mantener la corriente de entrada tan sinusoidal como sea posible, y en fase con la tensión de entrada, para que el factor de potencia sea cercano a la unidad. La calidad de procesamiento de potencia de un semi-rectificador controlado requiere la determinación del contenido de armónicas de la corriente de entrada, la tensión de salida y la corriente de salida. Se pueden usar desarrollos en series de Fourier para determinar el contenido de armónicas de tensiones y corrientes. Hay varios tipos de circuitos rectificadores controlados y no controlados, y los rendimientos de un rectificador se evalúan, en el caso normal, en función de los siguientes parámetros:

El valor *promedio* de la tensión continua de salida (o de carga), V_{cd};

El valor promedio de la corriente de salida (o de carga), I_{cd};

La potencia de salida en corriente continua, P_{cd};

$$P_{cd} = V_{cd} \cdot I_{cd} \qquad (3.2)$$

El valor de raíz cuadrada media (rms) o eficaz de la tensión de salida, V_{rms};

El valor eficaz (rms) de la corriente de salida, I_{rms};

La potencia de salida en corriente alterna, P_{ca}:

$$P_{ca} = V_{rms} \cdot I_{rms} \qquad (3.3)$$

La *eficiencia* (o *razón de rectificación)* de un rectificador, que es una figura de mérito, y permite comparar la eficacia, y se define como:

$$\eta = \frac{P_{cd}}{P_{ca}} \qquad (3.4)$$

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

Se puede considerar que la tensión de salida está formado por dos componentes: 1) el valor de cd y 2) el componente de ca o rizo.

El valor *efectivo* (rms) del componente de ca en la tensión e salida es.

$$V_{ca} = \sqrt{V_{rms}^2 - V_{cd}^2} \qquad (3.5)$$

El *factor de forma de onda,* que es una medida de la forma de la tensión de salida, es.

$$FF = \frac{V_{rms}}{V_{cd}} \qquad (3.6)$$

El *factor de rizo* (RF, de *rippLe factor),* que es una medida del contenido alterno residual, se define como.

$$RF = \frac{V_{ca}}{V_{cd}} \qquad (3.7)$$

Si se sustituye la ecuación (3.4) en la ecuación (3.6), el factor de rizo se puede expresar como sigue:

$$RF = \sqrt{\left(\frac{V_{rms}}{V_{cd}}\right)^2 - 1} = \sqrt{(FF)^2 - 1} \qquad (3.8)$$

El *factor de utilización de transformador* (TUF, de *transformer utilization factor)* se define como:

$$TUF = \frac{P_{cd}}{V_s \cdot I_s} \qquad (3.9)$$

en donde, V_s e I_s , son la tensión eficaz (rms) y la corriente eficaz (rms) del secundario del transformador, respectivamente. Consideremos las formas de onda de la figura 3.7, donde v_s es el voltaje sinusoidal de entrada, i_s. Es la corriente instantánea de entrada e i_{s1} es su componente fundamental.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

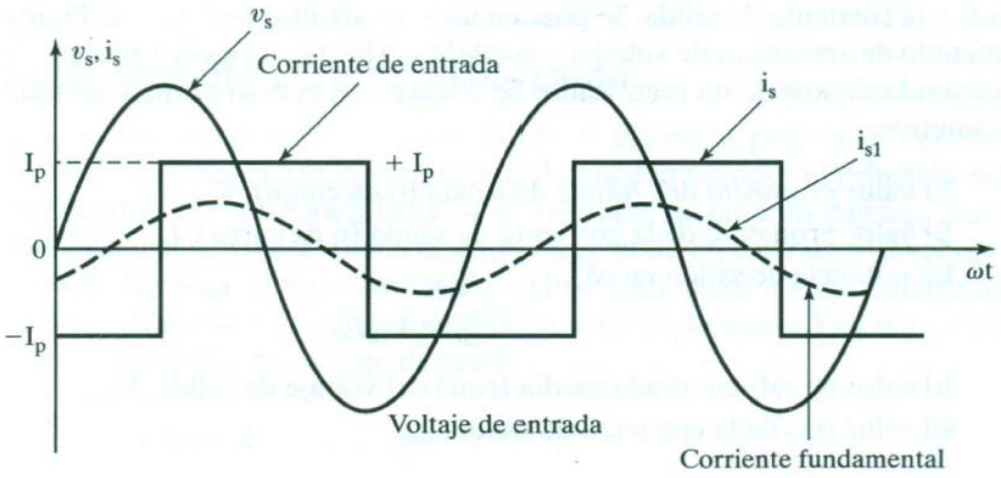


Fig. 4-7 Forma de onda de la tensión y corriente de entrada del rectificador.

Si ϕ es el ángulo entre los componentes fundamentales de la corriente y la tensión de entrada, a ϕ se le llamará *ángulo de desplazamiento.* El factor de desplazamiento (DF de *displacemen factor)* se define como.

$$DF = \cos(\phi) \qquad (3.10)$$

El *factor armónico* (HF de *harmonic factor)* de la corriente de entrada se define como.

$$HF = \sqrt{\frac{I_s^2 - I_{s1}^2}{I_{s1}^2}} = \sqrt{\frac{I_s^2}{I_{s1}^2} - 1} \qquad (3.11)$$

Donde I_{sl} es el valor eficaz de la componente fundamental de la corriente de entrada $i_s(t)$. Tanto I_{s1} como I_s, se expresan aquí en valor eficaz (rms). El *factor de potencia* (PF) se define como.

$$PF = \frac{V_s \cdot I_{s1}}{V_s \cdot I_s}\cos(\phi) = \frac{I_{s1}}{I_s}\cos(\phi) \qquad (3.12)$$

El factor de cresta (CF, de *crest factor),* que es una medida de la corriente pico de entrada $I_{s(pico)}$ en comparación con I_s, su valor eficaz (rms), es suma importancia para dimensionar y especificar las capacidades de corriente pico de los dispositivos y los componentes. El CF de la corriente de entrada se define por.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

$$CF = \frac{I_{s(pico)}}{I_s} \qquad (3.13)$$

Observaciones:

1. HF es una medida de la distorsión de una forma de onda, y también se llama *distorsión armónica total* (THD, de *total harmonic distortion).*
2. Si la corriente de entrada *is* es puramente sinusoidal, $I_{s1} = I_s$, y el factor de potencia FP es igual al factor de desplazamiento DF. El ángulo de desplazamiento ϕ viene a ser el ángulo de impedancia vista desde la entrada o de la carga considerando los dispositivos del rectificador ideales, Θ = tan-1(ωL/R) para una carga *RL.*
3. Al factor de desplazamiento DF se le conoce también como *factor de potencia de desplazamiento* (DPF, de *displacement power factor).*
4. Un rectificador ideal debería tener η = 100%, Vca =0, RF =0, TUF = 1, HF = THD =0 y FP = PDF =1.

4.4 CIRCUITO DE DISPARO CONTROLADO Y DESCRIPCIÓN DEL CIRCUITO INTEGRADO TCA 785

El TCA 785 es un circuito integrado dedicado a los circuitos de disparo de tiristores. Especialmente diseñado para la precisión en disparo de tiristores en circuitos rectificadores controlados, en sincronismo con la red de alimentación simplificando el proyecto y uso de otras ventajas. Las características principales del TCA 785 son:

- Múltiples aplicaciones debido a la posibilidad de control externo;
- Operación en circuitos trifásicos utilizando tres circuitos integrados TCA 785;
- Compatibilidad con LSL, TTL, MOS e CMOS;
- Dos salidas con capacidad de 55 mA y dos salidas complementarias;
- Duración del impulso de disparo determinado por un capacitor externo;
- Sincronización de los disparos por detector de paso por cero de la tensión;
- Convertidor de tensión frecuencia y interruptor de punto cero;
- Posibilidad de inhibición de los impulsos de disparo;

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

- Rango de tensión de alimentación de 8 V a 18 V;
- Consumo interno de corriente de 5m A.

4.4.1 DESCRIPCIÓN Y FUNCIONAMIENTO DEL TCA 785

El diagrama de bloques del Fig. 4- demuestra las funciones principales que realiza el circuito integrado. La forma de onda que genera el circuito esta mostrado en la Fig. 4-8.

El consumo de corriente es constante para todo el rango de valores de tensión de alimentación. La tensión continua de referencia de 3.10 V, es obtenida en pin 8 a través de una resistencia interna posibilitando iguales condiciones de control de todas las fases en casos de circuitos trifásicos, mediante la conexión en paralelo de los CI. Para mejorar la supresión de RF un capacitor puede ser conectado entre el pin 8 y tierra.

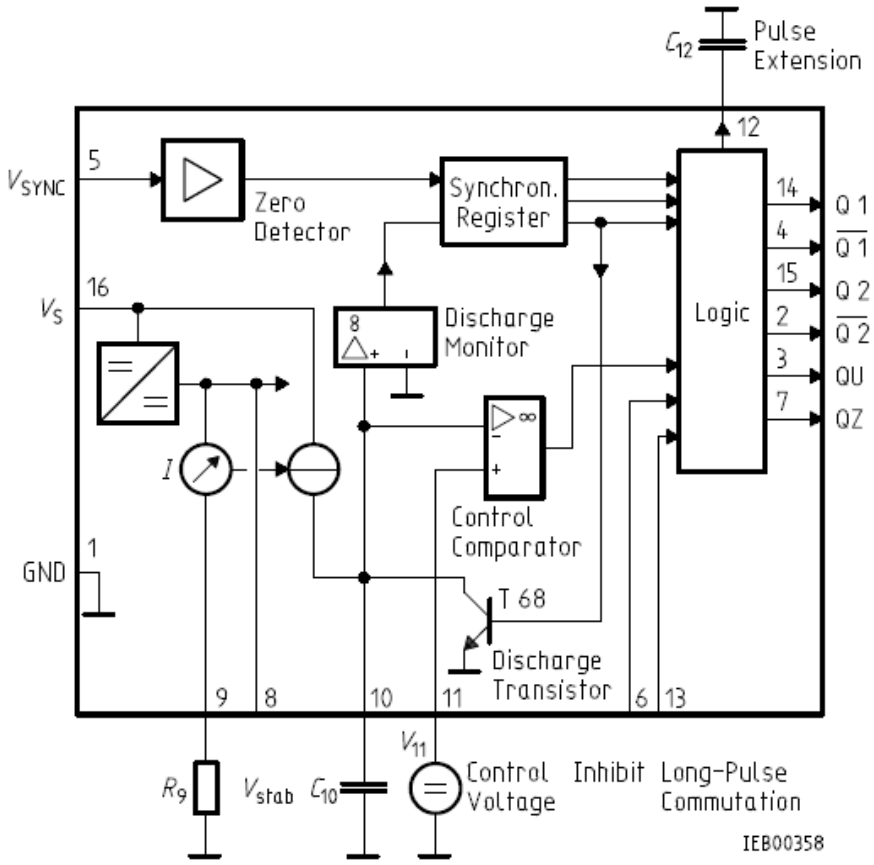


Fig. 4-8. Diagrama interno del TCA 785.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

El sincronismo con la frecuencia de la red so obtiene mediante un detector de cero (pin 5) muy sensible y conectado internamente a un registrador de sincronismo. Normalmente la señal de sincronización se obtiene de la red alterna de 220 V, 60 Hz, por tanto, hay adaptar los niveles de tensión. Una forma es conectando a la red una resistencia de valor elevado de 4.5 MΩ en serie con dos diodos en anti paralelo.

El generador de rampa sincronizada con la red (cuyo control está en la unidad lógica) consiste principalmente de una fuente de corriente constante y controlada, que carga linealmente a un capacitor externo (pin 10, $C_{10} \leq 0.5$ µF). El valor de la corriente de la fuente es determinado por una resistencia externa (pin 9, R_9 reóstato de 20 hasta 500 kΩ). El valor de esta corriente viene dado por la siguiente relación.

$$I = \frac{V_{ref} \cdot 1.1}{R_9} = \frac{3.10 \cdot 1.1}{122 \cdot 10^3} = 27.9\,\mu A \qquad (3.14)$$

Dónde: V_{ref} - tensión de referencia interna del circuito integrado;

R_9 - reóstato externo para ajustar el valor pico de la tensión de rampa.

El tiempo de subida de la rampa es determinado por la combinación de RC. El valor pico de la rampa se determina por la relación.

$$V_{pico} = \frac{V_{ref} \cdot 1.1 \cdot T_{red}}{2 \cdot R_9 \cdot C_{10}} = \frac{3.10 \cdot 1.1 \cdot 0.01667}{2 \cdot 122 \cdot 10^3 \cdot 47 \cdot 10^{-9}} = 4.956\,V \qquad (3.15)$$

Dónde: T_{red} - periodo de la tensión alterna de la red;

C_{10} - capacitor seleccionado para la generación de la tensión de rampa.

La operación como interruptor de punto cero consiste, en que la lógica del registrador de sincronismo genera la información en la salida del detector de cero para ser entregada al circuito siguiente solamente cuando el capacitor de la rampa C_{10} estuviera completamente descargado.

El comparador de control verifica o compara la tensión de la rampa y la tensión de control V_{11} regulada por un reóstato (pin 11) y provocar las salida de impulsos de disparo vía unidad lógica. Si se tiene el valor de la tensión de control $V_{control}$=2 el ángulo de retraso en relación al cruce por cero es:

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

$$\alpha = \frac{V_{control} \cdot R_9 \cdot C_{10}}{1.1 \cdot V_{ref}} = \frac{2 \cdot 122k \cdot 47n}{1.1 \cdot 3.1} = 3.363\ ms \qquad (3.16)$$

el ángulo de retraso en grados:

$$\alpha = \frac{3.36ms \cdot 360}{16.67ms} = 72.64\ grados \qquad (3.17)$$

Los impulsos positivos aparecen en las salidas (pin 14 y pin 15) de aproximadamente 30µs de duración y puede ser modificada a través de un capacitor externo en el pin 12. Si el pin 12 es conectado a tierra el ancho del impulso alcanza hasta los 180º. Los impulsos de salida es afectada por cada media onda, donde la salida del pin 15 genera impulsos de disparo solamente si la tensión de sincronización es positiva y si fuera negativa aparecen en los impulsos de salida en el pin 14. Las dos salidas son seguidores del emisor y con valores de corriente de 55 mA.

La salidas invertidas correspondientes a las positivas (pin 2 y pin3) son de colector abierto con valores de corriente máxima de 1.5 mA. Si el pin 13 se conecta a tierra el ancho de los impulsos invertidos alcanza hasta los 180º.

Los impulsos de salidas pueden ser inhibidas a través del pin 6 conectando a tierra. Para aplicaciones con TRIACs se puede usar el impulso de salida del pin 7, que es la suma lógica "NOR" de las funciones de las salidas positivas de los pin 14 y 15.

Características de los pines del TCA 785:

Pin	Función
1	tierra de 0 V;
2	Salida complementaria de pin15, 1,5 mA. Colector abierto;
3	Salida U. Colector abierto;
4	Salida complementaria de pin14, 1,5 mA. Colector abierto
5	Detector de cero para la sincronización con red;
6	inhibidor de señales de disparo, levándolos a 0 V;
7	Salida Z, suma lógica "NOR" de los disparos positivos;
8	Tensión estabilizada interna de 3,1 V;
9	Resistencia de control R_9 de la carga del capacitor C_{10} (20kΩ< R_{10}<500kΩ;
10	Capacitor C_{10} formador de la señal de rampa (C10< 500nF);

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

11 Tensión de control de disparo, que comparada con la señal de rampa genera la señal de disparo;

12 Capacitor de control del ancho de impulso de disparo (±500µs/nF);

13 Conmutación de impulsos con anchos largos de los impulsos en los pines 2 y 4, al conectar a tierra;

14 Salida Q1, semiciclo positivo- seguidor de emisor, 55mA;

15 Salida Q2, semiciclo negativo - seguidor de emisor, 55mA;

16 Alimentación, de 8 V < Vcc<18 V.

Las formas de ondas generadas por el circuito integrado esta representadas por la Fig. 4-9.

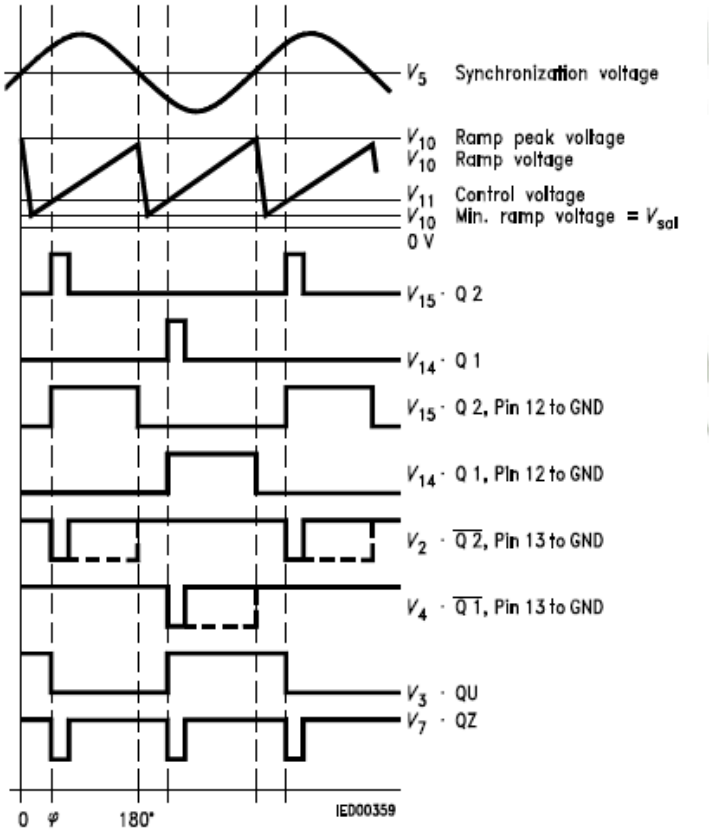


Fig. 4-9. Formas de ondas generadas por el circuito integrado TCA 785.

4.4.2 CIRCUITO EQUIVALENTE DEL CIRCUITO INTEGRADO TCA 785

El circuito de la Fig. 4-10. representa el esquemas de las principales funciones del TCA 785 en los referente a las señales típicas de salida. Algunas funciones del CI no

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

están consideradas para simplificar la compresión de las principales funciones para el control de ángulo de fase. Como se puede apreciar la sustitución del circuito integrado por una composición discreta como se muestra en la Fig. 4- es muy complejo y tedioso.

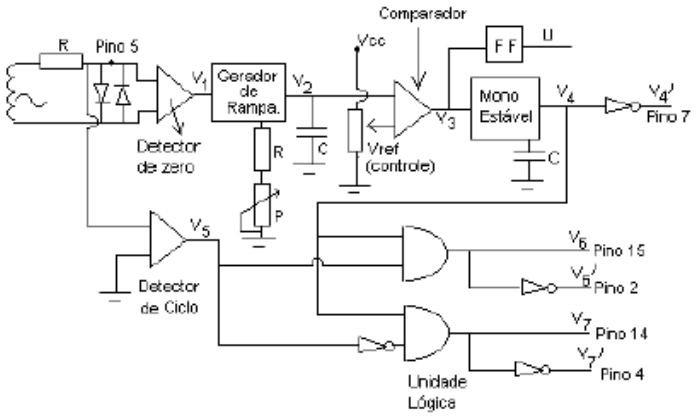


Fig. 4-10. Diagrama de bloques de las funciones principales.

4.4.3 PRINCIPALES APLICACIONES DEL TCA 785

El circuito integrado también se aplica para control de velocidad de motores de inducción a través del control del triacs. Es bastante usado para la regulación de de tensión en fuente rectificadoras de onda completa monofásicos y trifásicos controlados para el control de velocidad motores de corriente continua.

4.5 AISLAMIENTO DE LOS CIRCUITOS DE CONTROL

La necesidad de aislamiento en los circuitos de control para sistemas de potencia, puede verse claramente en el diagrama de la Fig. 4-. En general, la mayoría de los sistemas electrónicos industriales se alimentan de una tensión continua obtenida mediante la rectificación con un puente de diodos de la tensión alterna de la red eléctrica. En los ciclos positivos de la tensión de red, el punto A estará a 220 V respecto al cable neutro de la instalación. En los semiciclos negativos, el punto B será el que se encuentre a 220 V respecto al neutro. En todas las instalaciones electrotécnicas de baja tensión, el conductor neutro está unido al conductor de protección o cable de tierra. Por lo tanto, en el sistema de potencia, los puntos A y B cambian de polaridad respecto a tierra cada medio ciclo (16.67 ms). Las señales procedentes de los circuitos de control

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

suelen ser valores digitales, así pues, si el circuito de control no está aislado eléctricamente de tierra, se pueden poner en contacto puntos con una diferencia de potencial muy elevada, produciéndose cortocircuitos peligrosos.

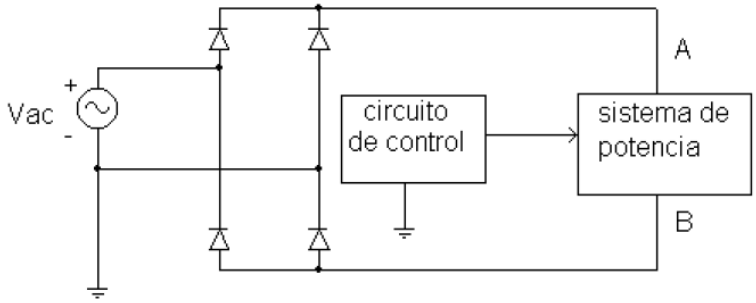


Fig. 4-11. Sistema de rectificador de potencia.

Si en la Fig. 4-11 se aísla el circuito de control de la masa del sistema, el problema anterior desaparece. Habitualmente se emplean tres métodos para conseguir el aislamiento:

- Optoacopladores
- Fibra óptica
- Transformadores de aislamiento

Un opto acoplador consiste en un diodo emisor de luz (LED), un transistor de salida y un disparador Schmitt. El diodo y el transistor de salida están aislados eléctricamente. Una señal que polarice en directo al LED, provoca una emisión de luz que es enfocada a una región de la base del transistor. La luz en la base genera un conjunto elevado de pares de electrones huecos que hacen que el transistor se sature, cambiando el estado del disparador Schimtt de salida. En este trabajo se utilizarán los opto transistores 4N27.

La fibra óptica proporciona un aislamiento mucho mejor que los opto acopladores, pues la distancia entre el LED y el transistor es mucho mayor en este caso, con lo que se evitan problemas asociados a la capacidad existente entre el cátodo del LED y el emisor del transistor de los opto acopladores, que puede hacer cambiar de estado al disparador Schmitt.

En la Fig. 4-12, aparece un circuito típico con transformador de aislamiento para poner en conducción a un tiristor. Haciendo conducir al MOSFET con un pulso de

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

puerta, se crea una corriente en el primario que es transferida al secundario, y que obliga a conducir al diodo D_1, proporcionando la corriente de puerta al tiristor. Cuando se corta al MOSFET, al no poder variar bruscamente el flujo en el transformador, la corriente magnetizante en el primario se disipa en la resistencia R_g y el diodo D_2. La función del diodo D_1 es evitar que la posible corriente magnetizante del secundario provoque una corriente negativa de puerta al tiristor.

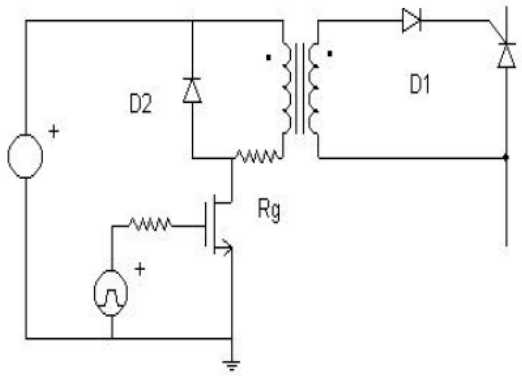


Fig. 4-12. Circuito de disparo con transformador de aislamiento.

Para asegurar un disparo efectivo del tiristor, el pulso de corriente de puerta debe tener una duración superior a unos valores dados por el fabricante a diferentes temperaturas. En la Fig. 4-33 se puede apreciar la característica V_{gk} (tensión puerta cátodo), I_g (corriente de puerta) a diferentes temperaturas y la intersección con la recta de carga del circuito disparador. Para asegurar la conducción del tiristor, los puntos de corte (I_{g1}, I_{g2}) deben ser superiores a los valores mínimos dados por el fabricante.

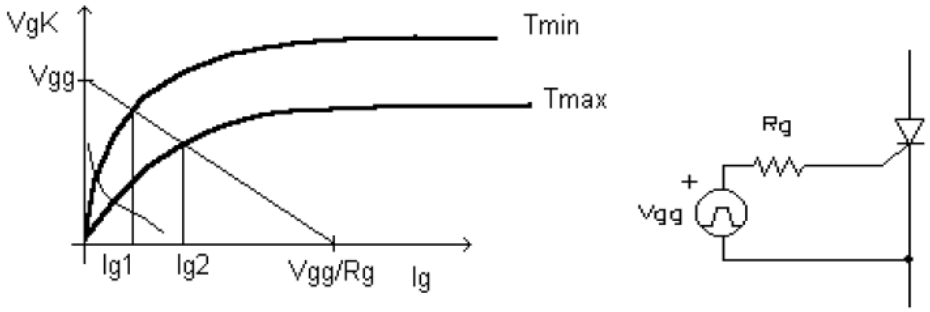


Fig. 4-33. Curvas de la tensión puerta cátodo y la corriente en la puerta (V_{gk} vs I_{gg})..

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

CAPÍTULO 4. DIMENSIONAMIENTO Y SIMULACIÓN NUMÉRICA DE LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN CONMUTADA PARA LA EXCITACIÓN DEL GENERADOR SINCRONO

5.1 INTRODUCCIÓN

Inicialmente en este capítulo se desarrolla la simulación numérica, el proyecto de diseño y la selección de componentes del semi rectificador controlado como fuente tensión controlada para la excitación del generador síncrono del laboratorio de máquinas eléctricas. Las expresiones desarrolladas en el análisis teórico presentados en los capítulos anteriores y las etapas fundamentales, procedimientos para el dimensionamiento y selección de componente serán aplicadas para el realización del proyecto de implementación. Las especificaciones técnicas de la fuente controlada se toma como referencia datos de placa del generador síncrono del laboratorio existente.

El proyecto y el dimensionamiento del sistema de comando de los interruptores semiconductores de potencia también serán elaboradas en base a los estudios de comando y control básico de rectificadores controlados. Y, finalmente, los resultados de la simulación numérica de la topologías de potencia y de control serán exhibidas a través de las formas de ondas.

5.2 CÁLCULOS PRELIMINARES

Para el dimensionamiento de los componentes del semi rectificador controlado son necesarios algunos cálculos de las algunas variables que facilitará la comprensión y seguimiento de las etapas siguientes del proyecto. La Fig. 5-1 muestra los datos de placa del generador síncrono existente del laboratorio. Las especificaciones del proyecto se muestra en la Tabla 5-1 de acuerdo a los datos de placa de la máquina síncrona.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

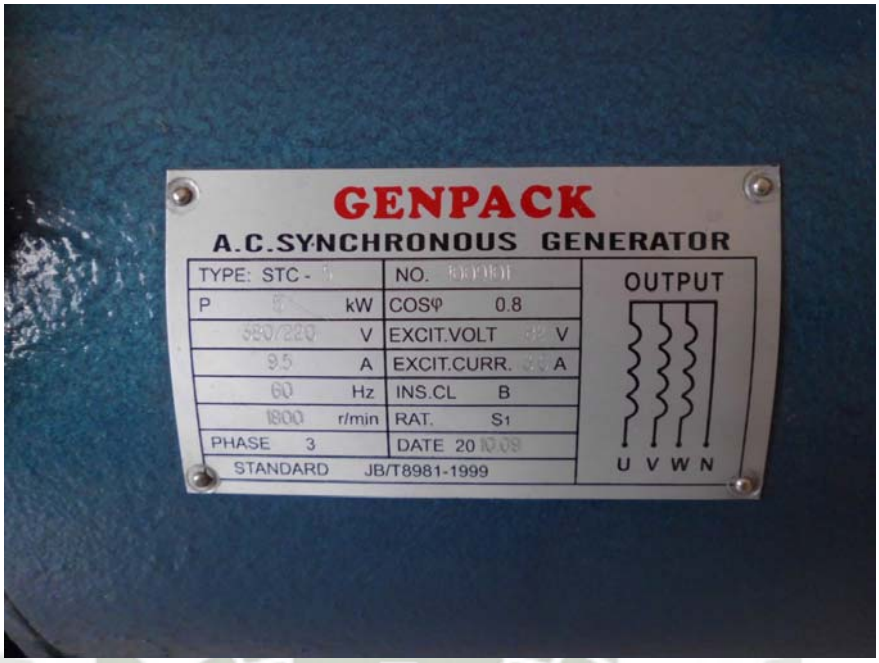


Fig. 5-1. Datos de placa del generador síncrono.

Tabla 5-1. Especificiones generales del convertidor CA-CC.

Especificaciones técnicas del semi rectificador controlado	**Simbología**	**Valor**
Valor eficaz de la tensión alternada de entrada.	V_p	220 V
Valor media de la tensión continua de salida	V_{cd}	82 V
Corriente continua de salida	I_{cd}	3.6 A
Frecuencia de la red	f_s	60 Hz

Fuente: Elaboración propia

Conociendo la frecuencia del sistema o de la red, el periodo de sincronización de los disparos de los tiristores en cada en cada semiciclo es obtenido de la expresión.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

$$T_s = \frac{1}{2 \cdot f_s} = 8.33\ \mu s \qquad (4.1)$$

Relación de transformación para adecuar la tensión a la carga.

$$n = \frac{V_p}{V_s} = 2 \qquad (4.2)$$

Valor eficaz de la tensión alterna en el secundario del transformador.

$$V_s = \frac{V_p}{n} = 110\ V \qquad (4.3)$$

Valor máximo de la tensión alterna en el secundario del transformador

$$V_m = \sqrt{2} \cdot V_s = 155.56\ V \qquad (4.4)$$

Valor de máximo de la tensión promedio rectificada resulta con un ángulo de disparo iguala cero.

$$V_{cd\max} = \frac{2 \cdot V_m}{\pi} \cos(\alpha) = 99.04 V \qquad (4.5)$$

Valor de la corriente directa normalizada es la tensión promedio rectificada en relación al valor promedio máximo rectificado en el semi rectificado controlado.

$$V_{cdn} = \frac{V_{cd}}{V_{cd\max}} = 0.828 \qquad (4.6)$$

Ángulo de disparo de los tiristores del semi rectificador controlado para obtener la tensión nominal de salida en diferentes unidades.

$$\begin{aligned} \alpha_{disp} &= a\cos(2 \cdot V_{cdn} - 1) = 49.01^o\ ; \\ \alpha_{disp} &= a\cos(2 \cdot V_{cdn} - 1) = 0.855\ rad; \\ \alpha_{disp} &= a\cos(2 \cdot V_{cdn} - 1) = 2.269\ \mu s \end{aligned} \qquad (4.7)$$

Verificando el valor promedio de la tensión rectificada en la carga.

$$P_{cd} = V_{cd} \cdot I_{cd} = 295.20\ W \qquad (4.8)$$

Valor eficaz de la tensión rectificada en la salida.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

$$V_{0rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{\frac{1}{2} \cdot \left(\pi - \alpha_{disp} + \frac{\sin\left(2 \cdot \alpha_{disp}\right)}{2} \right)} = 110\ V \qquad (4.9)$$

Valor eficaz de la corriente de rectificada en la salida es igual al corriente promedio por ser una carga inductiva.

$$I_{orms} = I_{cd} = 3.6\ A \qquad (4.10)$$

Potencia de corriente alterna en la salida de semi-rectificador.

$$P_{ca} = V_{orms} \cdot I_{orms} = 396\ W \qquad (4.11)$$

La eficiencia o eficacia de la rectificación.

$$\eta = \frac{P_{cd}}{P_{ca}} = 0.745 \qquad (4.12)$$

El factor de forma de tensión rectificada.

$$FF = \frac{V_{orms}}{V_{cd}} = 1.341 \qquad (4.13)$$

El factor de componente ondulatoria o de rizado de la tensión rectificada.

$$RF = \sqrt{FF^2 - 1} = 0.894 \qquad (4.14)$$

Valor eficaz de la corriente alterna de entrada.

$$I_s = I_{orms} = 3.6\ A \qquad (4.15)$$

La potencia de entrada o la potencia del transformador del semi-rectificador, en VA.

$$S_{in} = V_s \cdot I_s = 396\ VA \qquad (4.16)$$

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

Factor de utilización de un transformador TUF con relación de transformación unitaria.

$$TUF = \frac{P_{cd}}{P_{in}} = 0.745 \qquad (4.17)$$

La relación entre la potencia aparente del transformador y la potencia de la carga en corriente directa.

$$\frac{1}{TUF} = 1.341 \; veces \qquad (4.18)$$

El valor pico de la tensión inversa del tiristor.

$$V_{T.pico} = V_m = 155.56 \; V \qquad (4.19)$$

Factor de potencia.

$$PF = \frac{P_{ca}}{S_{in}} = 0.625 \qquad (4.20)$$

Factor de cresta de la corriente directa en la carga.

$$CF = \frac{I_{Tpico}}{I_{rms}} = 1 \qquad (4.21)$$

Valor eficaz de la corriente alterna en secundario del transformador, siendo la corriente de la carga sin ondulaciones, Ia.

$$I_s = I_a \sqrt{\left(1 - \frac{\alpha_{disp}}{\pi}\right)} = 3.071 \; A \qquad (4.22)$$

Valor eficaz de la armónica fundamental de la corriente en secundario del transformador, siendo la corriente de la carga continua pura.

$$I_{s1} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot I_a}{1 \cdot \pi} \cdot \cos\left(\frac{1 \cdot \alpha_{disp}}{2}\right) = 2.949 \; A \qquad (4.23)$$

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

Factor armónico o tasa de distorsión armónica de la corriente del secundario del transformador.

$$THD = \sqrt{\left(\frac{\pi\left(\pi - \alpha_{disp}\right)}{4\cdot\left(1+\cos\left(\alpha_{disp}\right)\right)} - 1\right)}\cdot 100 = \sqrt{\left(\frac{I_s^2}{I_2^1} - 1\right)}\cdot 100 = 29\% \quad (4.24)$$

Factor de desplazamiento de la onda de la corriente en relación a la tensión alterna del secundario.

$$DF = \cos\left(\phi_s\right) = 0.91 \quad (4.25)$$

Dónde: $\phi_s = \frac{-\alpha_{disp}}{2}$ ángulo de retraso de la corriente en relación a la tensión.

Factor de potencia del secundario del transformador considerando las componentes armónicas de la corriente.

$$PF = \frac{I_{s1}}{I_s}\cdot\cos\left(\phi_s\right) = 0.874\ en\ atraso \quad (4.26)$$

5.3 DIMENSIONAMIENTO DE TIRISTORES Y DIODOS

Para el dimensionamiento de los componentes de los circuitos de potencia se requiere determinar las especificaciones de los dispositivos de conmutación tiristores y de los diodos. Los interruptores tiristores y los diodos se especifican mediante la corriente promedio, corriente eficaz (rms), corriente pico y voltaje pico inverso. En el caso de los semi-rectificadores controlados, las especificaciones de corriente dependen del ángulo de retardo (o de control). Las especificaciones de los dispositivos de potencia se deben determinar bajo la condición del peor de los casos, que se presenta cuando el convertidor entrega la tensión máxima promedio de salida, V_{cdmax}.

El valor pico de la tensión inversa del tiristor.

$$V_{T.pico} = V_m = 155.56\ V \quad (4.27)$$

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

Valor medio de la corriente en cada tiristor.

$$I_{Tmd} = \int_{\alpha_{disp}}^{\pi} \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot I_{cd} \cdot d\alpha = 1.31\ A \qquad (4.28)$$

Valor eficaz (rms) de la corriente en cada tiristor.

$$I_{Trms} = \sqrt{\int_{\alpha_{disp}}^{\pi} \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot I_{cd}^2 \cdot d\alpha} = 2.17\ A \qquad (4.29)$$

Valor pico de la corriente en cada tiristor.

$$I_{Tpico} = I_{cd} = 3.6\ A \qquad (4.30)$$

5.3.1 SELECCIÓN DE TIRISTORES Y DIODOS

Conforme a los cálculos efectuados anteriormente de esfuerzos de tensión, valores promedio, eficaz, máximo de los tiristores se adoptó la selección de los tiristores de la serie de BT152 de la *NXP Semiconductors*. Los principales datos de estos tiristores son presentados en la Tabla 5-2 y obtenidas de los datos técnicos proporcionados por el fabricante.

Tabla 5-2. Principales dados del tiristor *BT152 600R.*

Descripción	Simbología	Valor
Tensión inversa máxima	V_{RRM}	600 V
Corriente promedio directa (T_C=135 ºC)	$I_{T(AV)}$	13 A
Corriente eficaz directa	$I_{T(RMS)}$	20 A
Corriente pico no repetitivo	I_{TSM}	200 A
Corriente máximo en la compuerta	I_{GM}	5 A
Tensión máximo en la compuerta	V_{GM}	5 V
Potencia promedio de compuerta	P_{GM}	20 W

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

Potencia máximo de compuerta	$P_{G(AV)}$	0,5 W
Temperatura de operación de la unión	T_j	125 ºC
Resistencia térmica unión a la base	$R_{th\ j\text{-}mb}$	1.1 ºK/W
Resistencia térmica unión-ambiente	$R_{th\ j\text{-}a}$	60 ºK/W
Tiempo encendido de la compuerta	t_{gt}	2 µs

Fuente: *BT152 series Thyristor data sheet of NXP Semiconductors*.

El valor pico de la tensión inversa del diodo.

$$V_{Dinv} = V_m = 155.56\ V \qquad (4.31)$$

Valor medio de la corriente en cada diodo.

$$I_{Dmd} = \int_{\alpha_{disp}}^{\pi} \frac{1}{2\cdot\pi} \cdot I_{cd} \cdot d\alpha = 1.31\ A \qquad (4.32)$$

Valor eficaz (rms) de la corriente en cada diodo.

$$I_{Drms} = \sqrt{\int_{\alpha_{disp}}^{\pi} \frac{1}{2\cdot\pi} \cdot I_{cd}^2 \cdot d\alpha} = 2.17\ A \qquad (4.33)$$

Valor pico de la corriente en cada diodo.

$$I_{Dpico} = I_{cd} = 3.6\ A \qquad (4.34)$$

De acuerdo a los cálculos efectuados anteriormente de esfuerzos de tensión, valores promedio, eficaz, máximo de los diodos se decidió la selección de los diodos de la serie de 1N5407 de la *FMSsiliconrectifiers*. Los principales datos de estos diodos son mostrados en la Tabla 5-3 y obtenidas de los datos técnicos proporcionados por el fabricante.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

Tabla 5-3. Principales dados del diodo *1N5407*.

Descripción	Simbología	Valor
Tensión inversa máxima recurrente	V_{RRM}	800 V
Tensión eficaz máxima	V_{RMS}	560 V
Tensión de corriente continua de bloqueo	V_{MB}	800 V
Corriente directa promedio	$I_{F(AV)}$	3.0 A
Tensión en conducción directa	$V_{F(AV)}$	0.95 V
Corriente pico en directa	I_{DSM}	200 A
Corriente inversa máximo	I_{RM}	5 µA
Corriente inversa en relación a la tensión de bloqueo	I_{RMB}	50 µA
Resistencia térmica unión-ambiente	$R_{th\ j\text{-}a}$	30 ºC/W

Fuente: *1N5407 series diode FMSsilicon rectifiers*.

La corriente del secundario de transformador contiene armónicas que dependen del ángulo de control (o de retardo), y la condición del peor de los casos se presenta en general cuando el voltaje de salida es mínimo. Se deben diseñar filtros en la entrada y la salida, bajo la condición de voltaje mínimo de salida.

4.3.1.1. Perdidas en conducción de los diodos

En conducción el diodo es representado a través de una fuerza electromotriz $V_{(TO)}$ asociado en serie con una resistencia r_T. El circuito equivalente es mostrado en la fig.4.2

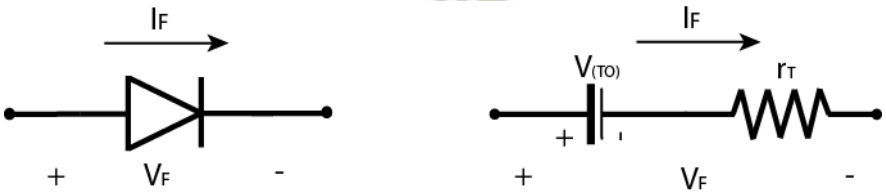


Fig.4-2 Simbología y circuito equivalente en conducción del diodo.

Cuando el diodo está conduciendo la potencia que se pierde en forma de calor es expresada por la siguiente expresión.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

$$P = V_{(TO)} \cdot I_{Dmed} + r_T \cdot I_{Def}^2 \quad (4.35)$$

Dónde: I_{Dmed} - Valor promedio de la corriente en el diodo durante la conducción.

I_{Def} - Valor eficaz de la corriente en el diodo durante la conducción.

Esta expresión es genérica ya puede ser empleada para cualquier forma de onda.

$$P_D = 1.1 \cdot 1.31 + 0.07 \cdot 2.172^2 = 1.771 \ W \quad (4.36)$$

Como el circuito está formado por tres diodos, las pérdidas totales son:

$$P_{Dtotal} = 3 \cdot 1.771 = 5.313 \ W \quad (4.37)$$

Pérdidas en conducción de los tiristores

Las idealidades para el diodo también son válidas para el tiristor. En conducción el tiristor también es representado a través de una fuerza electromotriz $V_{T\,(TO)}$ en serie con una resistencia r_T. El circuito equivalente del tiristor en conducción es mostrado en la fig.4.3

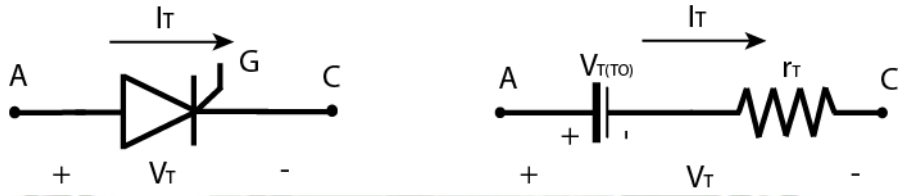


Fig.4-3 Simbología y circuito equivalente en conducción del Tiristor.

Cuando el tiristor está comandado a conducir la potencia que se disipa en forma de calor es expresada por la siguiente expresión.

$$P_T = V_{T(TO)} \cdot I_{medT} + r_T \cdot I_{Trms}^2 \quad (4.38)$$

Dónde: I_{medT} - Valor promedio de la corriente en el tiristor durante la conducción.

I_{Trms} - Valor eficaz de la corriente en el tiristor durante la conducción.

Esta expresión es genérica ya puede ser empleada para cualquier forma de onda.

$$P_T = 1.12 \cdot 1.31 + 0.03 \cdot 2.172^2 = 1.609 \ W \quad (4.39)$$

Como el circuito está formado por dos tiristores, las pérdidas totales son:

$$P_{Ttotal} = 2 \cdot 1.609 = 3.217 \ W \quad (4.40)$$

Finalmente las pérdidas totales de los semiconductores de potencia resultan:

$$P = P_{Dtotal} + P_{Ttotal} = 5.313 + 3.217 = 8.53 \ W \quad (4.41)$$

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

5.4 SELECCIÓN DE LOS COMPONENTES DEL CIRCUITO INTEGRADO TCA785

El consumo de corriente es constante para todo el rango de valores de tensión de alimentación del circuito integrado TCA 785. La tensión continua de referencia de 3.10 V, es obtenida en pin 8 a través de una resistencia interna. Es posible iguales condiciones de control de todas las fases en casos de circuitos trifásicos, mediante la conexión en paralelo de los CI. Para mejorar la supresión de RF un capacitor puede ser conectado entre el pin 8 y tierra.

El sincronismo con la frecuencia de la red so obtiene mediante un detector de cero (pin 5) muy sensible y conectado internamente a un registrador de sincronismo. Normalmente la señal de sincronización se obtiene de la red alterna de 110 V, 60 Hz, por tanto, hay adaptar los niveles de tensión. Una forma es conectando a la red una resistencia de valor elevado de 4.5 MΩ en serie con dos diodos rápidos en anti-paralelo.

El generador de rampa sincronizada con la red (cuyo control está en la unidad lógica) consiste principalmente de una fuente de corriente constante y controlada, que carga linealmente a un capacitor externo $C_{10} = 47nF$ (pin 10, $C_{10} \leq 0.5\ \mu F$). El valor de la corriente de la fuente es determinado por una resistencia externa $R_9 = 122\ k\Omega$ (pin 9, R_9 reóstato de 20 hasta 500 kΩ). Así, el valor de esta corriente viene dado por la siguiente relación

$$I = \frac{V_{ref} \cdot 1.1}{R_9} = \frac{3.10 \cdot 1.1}{122 \cdot 10^3} = 27.9\,\mu A \qquad (4.42)$$

Dónde: V_{ref} - tensión de referencia interna del circuito integrado.

R_9 - reóstato externo para ajusta el valor pico de la tensión de rampa.

El tiempo de subida de la rampa es determinado por la combinación de RC. El valor pico de la rampa se determina por la relación.

$$V_{pico} = \frac{V_{ref} \cdot 1.1 \cdot T_{red}}{2 \cdot R_9 \cdot C_{10}} = \frac{3.10 \cdot 1.1 \cdot 0.01667}{2 \cdot 122 \cdot 10^3 \cdot 47 \cdot 10^{-9}} = 4.956\ V \qquad (4.43)$$

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

Dónde: T_{red} - periodo de la tensión alterna de la red.

C_{10} - capacitor seleccionado para la generación de la tensión de rampa.

La operación como interruptor de punto cero consiste, en que la lógica del registrador de sincronismo genera la información en la salida del detector de cero para ser entregada al circuito siguiente solamente cuando el capacitor de la rampa C_{10} estuviera completamente descargado.

El comparador de control verifica o compara la tensión de la rampa y la tensión de control V_{11} regulada por un reóstato (pin 11) y provocar las salida de impulsos de disparo vía unidad lógica. Si se tiene el valor de la tensión de control $V_{control}$=1.35 V, el ángulo de retraso en relación al cruce por cero es.

$$\alpha_{disp} = \frac{V_{control} \cdot R_9 \cdot C_{10}}{1.1 \cdot V_{ref}} = \frac{2 \cdot 122k \cdot 47n}{1.1 \cdot 3.1} = 2.27\ ms \qquad (4.44)$$

el ángulo de retraso en grados resulta:

$$\alpha_{disp} = \frac{2.27ms \cdot 360}{16.67ms} = 49^o \qquad (4.45)$$

Los impulsos positivos aparecen en las salidas (pin 14 y pin 15) de aproximadamente 30µs de duración y puede ser modificada a través de un capacitor externo en el pin 12. Si el pino 12 es conectado a tierra el ancho del impulso alcanza hasta los 180º. Los impulsos de salida es afectada por cada media onda, donde la salida del pin 15 genera impulsos de disparo solamente si la tensión de sincronización es positiva y si fuera negativa aparecen en la impulsos de salida en el pin 14. La dos salidas son seguidores del emisor y con valores de corriente de 55 mA.

La fuente corriente continua de 15 V que alimenta al circuito integrado TCA 785 es obtenida del rectificador de media onda formado por una resistencia de 10 kΩ y el diodo 1N4007. El diodo zener BZY97C15 en el circuito tiene la función de regulador de

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

tensión en polarización inversa que mantendrá la tensión de corriente continua en 15 V y constante en pin 16 del TCA 785. (Apéndice D)

Esta misma fuente de corriente continua regulada de 15 V se ha considerado para el circuito cátodo-compuerta de cada tiristor que rectificará la tensión alterna en referencia a la onda positiva y la onda negativa de un período de la alternancia.

5.5 SELECCIÓN DE LOS COMPONENTES DEL CIRCUITO DE AISLAMIENTO Y COMANDO DE LOS TIRISTORES

En este trabajo se utilizará dos opto transistores 4N27 cuyos principales datos técnicos están están mostrados en la Tabla 5-4. Un opto transistor consiste en un diodo emisor de luz (LED), un transistor de salida y un disparador Schmitt. El diodo y el transistor de salida están aislados eléctricamente. Una señal proveniente de los pines 15 o 14 polarizan en directo al LED, provoca una emisión de luz que es enfocada a una región de la base del transistor. La luz en la base genera un conjunto elevado de pares de electrones huecos que hacen que el transistor se sature, cambiando el estado del disparador Schimtt de salida. Una resistencia de 220 Ω se conectará para limitar la corriente al diodo emisor de luz del opto transistor 4N27. Otra resistencia de 470 Ω se conectara al circuito de la compuerta del tiristor con la finalidad de limitar la corriente la compuerta.

Tabla 5-4. Principales dados del opto transistor *4N27*.

Descripción	Simbología	Valor
Entrada diodo LED		
Tensión inversa	V_R	3 V
Corriente directa promedio	I_F	60 mA
Potencia de disipación del LED	P_D	120 mW
Salida Transistor		
Tensión colector-emisor	V_{CEO}	30 V
Tensión emisor-colector	V_{ECO}	7 V
Corriente del colector	I_C	150 mA
Potencia de disipación del transistor	P_D	150 mW
Tensión de aislamiento	V_{ISO}	7500 Vac

Fuente: *4N27 data sheet of Fairchild semiconductor*.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

5.6 SIMULACIÓN NUMÉRICA

Se plantea desarrollar el circuito de potencia y control del semi-rectificador en un programa de simulación que permita observar y verificar el comportamiento y su desempeño de los indicadores como tasa de distorsión armónica de tensión y de corriente, factor de potencia, potencia aparente, valor eficaz de corriente y tensión. Se debe tener en cuenta los modelos de las fuentes y de la carga considerados en el desarrollo del trabajo. El programa de simulación numérica empleado es el PSIM, con este programa se obtienen las formas de ondas, resultados gráficos, valores numéricos de los indicadores simulados en el tiempo y en la frecuencia, permitiendo comparar y analizar sus resultados con los indicadores medido en el sistema implementado físicamente.

5.6.1 PROGRAMA DE SIMULACIÓN NUMÉRICA PSIM

El uso de la simulación numérica es actualmente uno de los recursos más importante e indispensable en la formación práctica, principalmente para los ingenieros con un conocimiento técnico de nivel elevado. Esta trabajo pretende realizar una breve introducción sobre la simulación de circuitos electrónicos de potencia mediante el simulador PSIM. Este programa es una herramienta de simulación de circuitos eléctricos y electrónicos por computador, siendo un software diseñado específicamente para poder simular electrónica digital, de potencia y controladores de motores. Sus principales características son:

- La simulación de los circuitos, sean complejos o no, con bastante rapidez.
- Su programación resulta muy sencilla e intuitiva, ya que se hace por medio de una interfaz gráfica sencilla que permite dibujar los esquemas de los circuitos que se desea simular, disponiendo para ello de una extensa paleta de elementos, que incluye desde la parte generadora, hasta la carga junto con todos los elementos de control necesarios (medición, regulación, etc.).

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

- La simulación que permite es de muy alto nivel para electrónica de potencia, control digital y analógico, dispositivos magnéticos, modelos térmicos y estudios de sistemas de control de motores.

Además posee otra serie de características más avanzadas como es la co-simulación con Matlab/Simulink y la capacidad para interconectarse con código externo en C/C++ (esta última opción sólo está disponible en la versión de pago).

La empresa que comercializa PSIM es Powersim, (http://www.powersimtech.com/). Powersim se dedica al desarrollo de herramientas para simulación y diseño de productos como fuentes de alimentación, controladores de motores, conversión de potencia y sistemas de control. Su idea es incrementar la eficiencia del cliente y su productividad para reducir el coste y el tiempo de salida al mercado de nuevos productos. De la página web de la empresa, se puede descargar una versión demo del software de forma gratuita, además de incluir manuales y tutoriales de este programa. Dicha versión demo es la 9.1 y se puede encontrar en la siguiente web: http://www.powersimtech.com/index.php?name=download. para bajársela, es necesario registrarse antes).

Esta versión demo, con respecto a la profesional de pago, posee las siguientes limitaciones software:

- El número de elementos es el esquema del circuito está restringido a 34. Además, algunos
- elementos no están habilitados.
- El número de puntos en la simulación (intervalos de tiempo o pasos) está limitado a 6,000.
- La funcionalidad de crear sub-circuitos está deshabilitada.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

5.6.2 ESQUEMA DESARROLLADO EN EL PSIM

En la Fig. 5-4 se presenta el diagrama del modelo desarrollado del semi-rectificador controlado desarrollado en la plataforma de PSIM, haciendo uso de su librería.

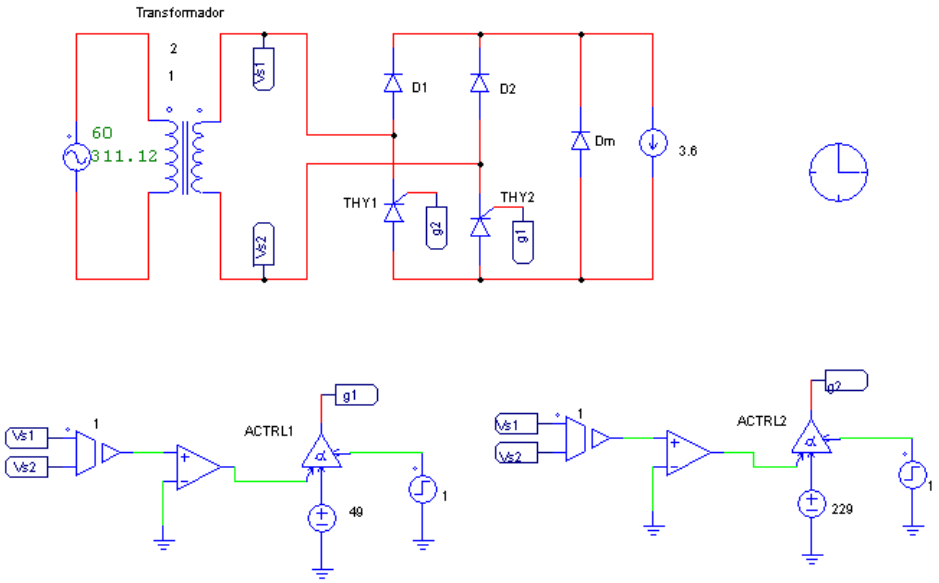


Fig. 5-4. Esquema de circuito desarrollado en el PSIM para la simulación numérica.

El circuito de potencia del semi-rectificador controlado está formado por una fuente de tensión alterna de 220 V, 60 Hz, un transformador que adecua la tensión del secundario a 110 V, para mejorar las características de desempeño del convertidor. El siguiente bloque es el semi rectificador controlado propiamente dicho, de onda completa construido con dos diodos (D_1 y D_2) y dos tiristores (T_1 y T_2). Estos últimos es controlado mediante el atraso del ángulo de disparo. La carga del rectificado es una fuente de corriente continua o directa, que simular una carga inductiva pura sin rizado. En paralelo con la carga se ha conectado un diodo de marcha libre para mejorar la conmutación del rectificador controlado frente a carga inductiva.

El esquema de control en el simulador está constituido por sensores de tensión alterna en el secundario que comparar y sincronizar el cruce por cero desde señales negativas a positivas.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

El controlador de fase de disparo es usado para retrasar el ángulo de disparo del interruptor tiristor o puente de tiristores. El controlador de fase tiene tres entradas: señal sincronizada con la frecuencia de la red alterna, valor del ángulo de retraso en grados y señal de habilitación valor alto/deshabilitación valor bajo.

El ángulo de retraso cero corresponde la transición desde la señal baja a alta; es decir, cuando la onda de tensión alterna cruza por cero desde el valor negativo al positivo. La señal de pulso es generada y enviado a la compuerta del tiristor con retraso del ángulo de disparo dado y sincronizado con la red.

5.7 RESULTADOS DE SIMULACIÓN

La finalidad de la etapa de simulación numérica del semi-rectificador controlado es verificar y validar el desempeño de la rectificación, los parámetros de circuito de potencia y de control de retraso del ángulo de disparo. Y todas la consideraciones hechas para el dimensionamiento de circuito de potencia y control de convertidor controlado de CA-CC. Las especificaciones del circuito de simulación puede ser mostrado en la Tabla 5-5.

Tabla 5-5. Especificaciones del circuito del semi-rectificador controlado simulado.

Especificaciones del convertidor	Simbología	Valor
Tensión alterna de entrada	V_s	110 V
Tensión de salida	V_{cd}	82 V
Potencia nominal de carga	P_{cd}	300 W
Frecuencia de la red alterna	f_s	60 Hz
Corriente directa nominal de carga	I_{cd}	3.6 A
Angulo de retraso del disparo	α_{disp}	49º

Fuente: Elaboración propia

Con los parámetros del circuito de potencia del rectificador controlado se han obtenidos los cálculo de carga y del transformador para la simulación numérica. El esquemático se ha ilustrado en la fig. Considerando idealidades de los interruptores no controlados y controlado, transformador, fuentes de tensión ideal y del sistema de control se puede obtener las formas de ondas esperadas.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

La forma de la onda de la tensión rectificada puede ser observada y verificada con la ayuda de la Fig. 5-5 Se puede notar el atraso que se produce en la conducción del tiristor controlado por una corriente en la puerta para obtener la tensión promedio que requiere ser aplicada a la carga.

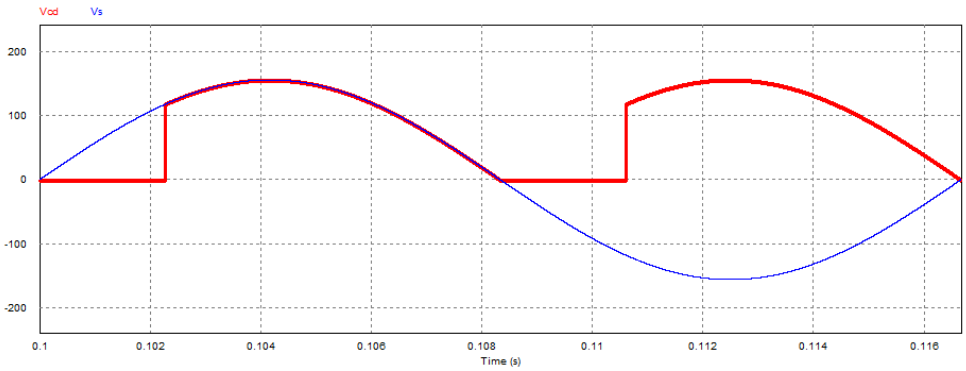


Fig. 5-5. Forma de onda de la tensión rectificada obtenida y aplicada a la carga.

La forma de onda de la corriente que conduce el tiristor T_1 y T_2 puedes ser observada y validada en la Fig. 5-6. Se puede apreciar que el tiristor conduce con la señal de disparo y continua conduciendo hasta el final de la semiciclo que se bloquea por ausencia de corriente y tensión inversa aplicada.

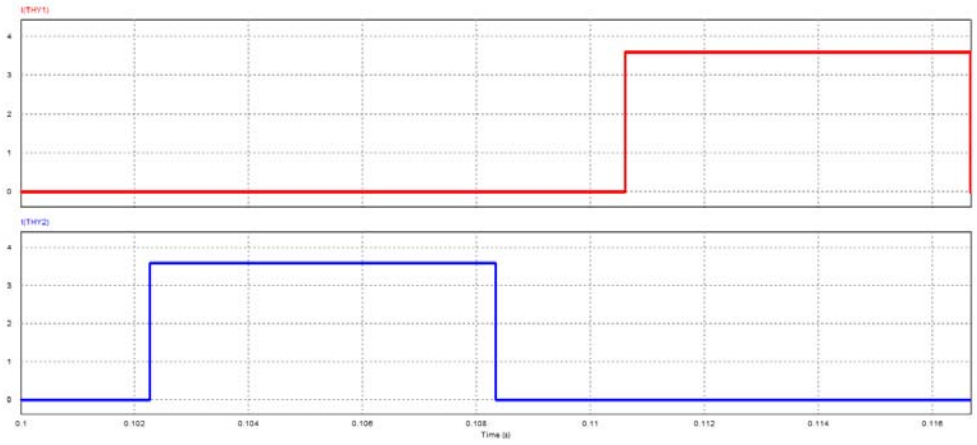


Fig. 5-6. Formas de onda de corriente en los tiristores.

La forma de onda de la corriente cuando conduce los diodos D_1 y D_2 puede ser observada y verificada con la Fig. 5-7. Se puede apreciar que el tiristor T_2 y D_1 conducen con la señal de disparo en el primer semiciclo y continúan conduciendo hasta

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

el final de la semiciclo cuando se bloquea en forma natural por inversión de tensión aplicada sobre ellas.

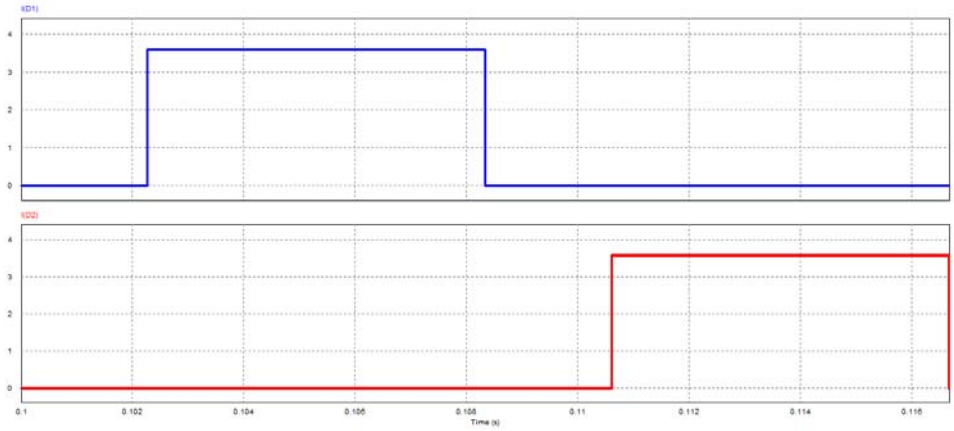


Fig. 5-7. Formas de onda de la corriente en los diodos D_1 y D_2.

En la Fig. 5-8 podemos apreciar la forma de onda de la corriente en lado secundario del transformador de carácter alterno rectangular pero no senoidal. Esta corriente tiene alto contenido armónico que se refleja en le primario del transformador, es decir, a la fuente de tensión alterna. El análisis de la composición de armónico es mostardo en la Fig. 5-9 que nos indica su amplitud y su frecuencia.

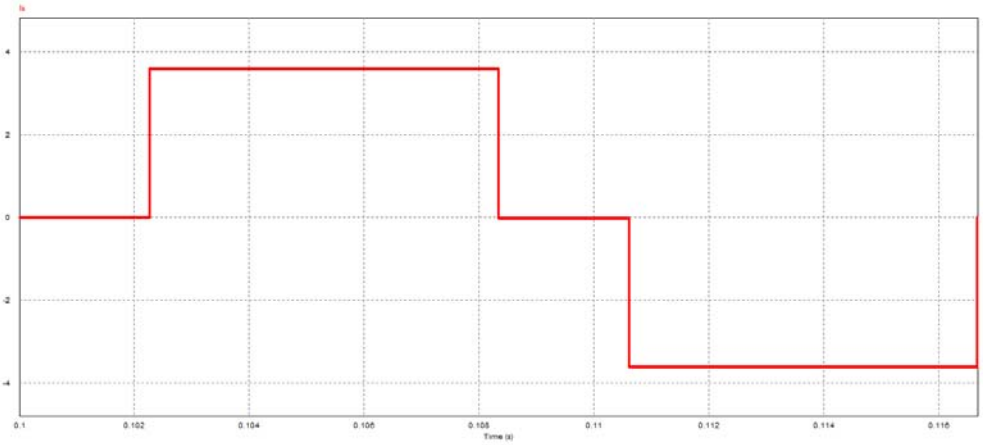


Fig. 5-8. Forma de onda de la corriente del secundario del transformador.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

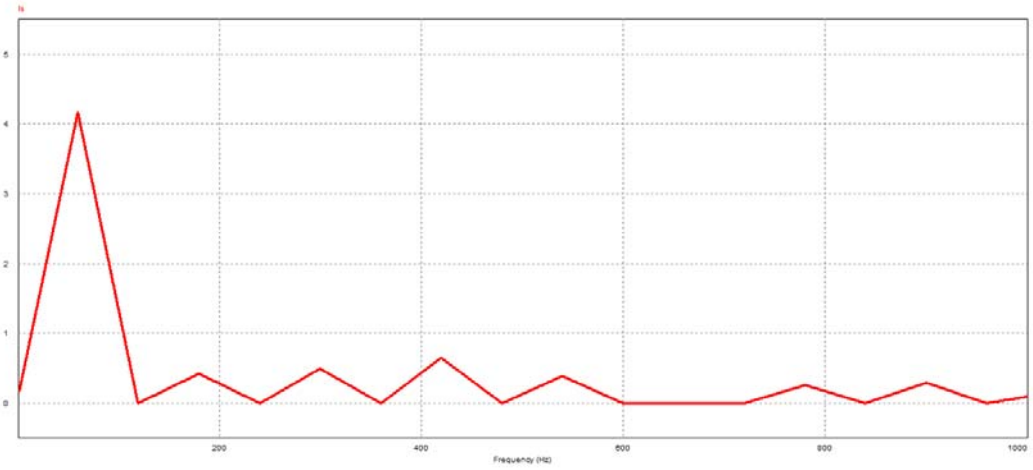


Fig. 5-9. Análisis armónico de la corriente del secundario del transformador.

En la Fig. 5-10 podemos apreciar los esfuerzos de tensión que soporta el tiristor durante su intervalo de tiempo que permanece bloqueado. Podemos apreciar que el tiristor permanece bloque aun con tensión directa entre cátodo y ánodo de tiristor por la falta de la señal disparo que se retrasa.

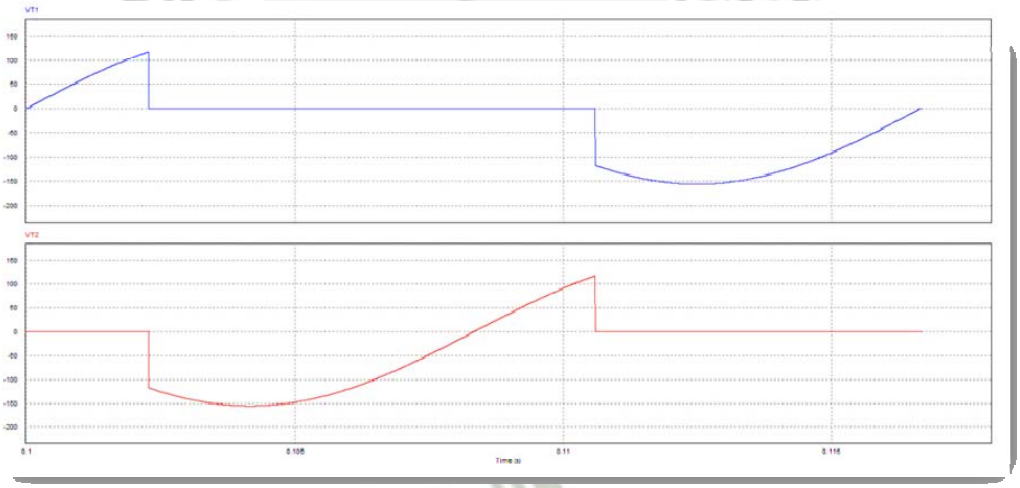


Fig. 5-10. Esfuerzo de tensión del tiristor T_2 y T_1 durante el bloqueo.

Los esfuerzos de tensión que soporta el diodo D_1 y D_2 pueden ser verificados con la Fig. 5-11. Se puede observar que D_1 y T_2 están en bloqueo durante la semiciclo negativo. El esfuerzo máximo que soportan es la tensión máxima del secundario.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

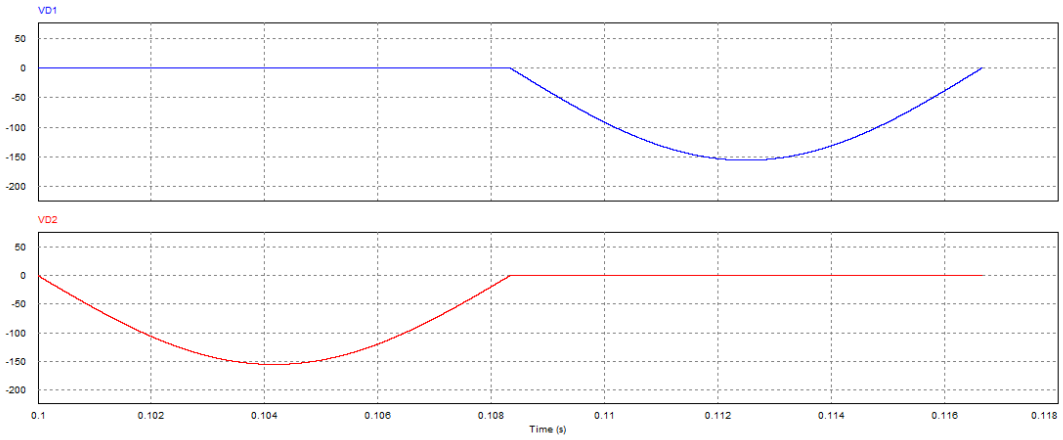


Fig. 5-11. Esfuerzo de tensión durante el bloque de los diodos D_1 y D_2.

Las señales de disparo de los tiristores y su respectivo retraso para obtener la tensión rectificada controlada puede ser verificado con la Fig. 5-2. Se puede apreciar que solo es suficiente una señal de corriente a la compuerta del diodo para poner a conducir y la señal debe ser retirado, a fin de elevar su rendimiento.

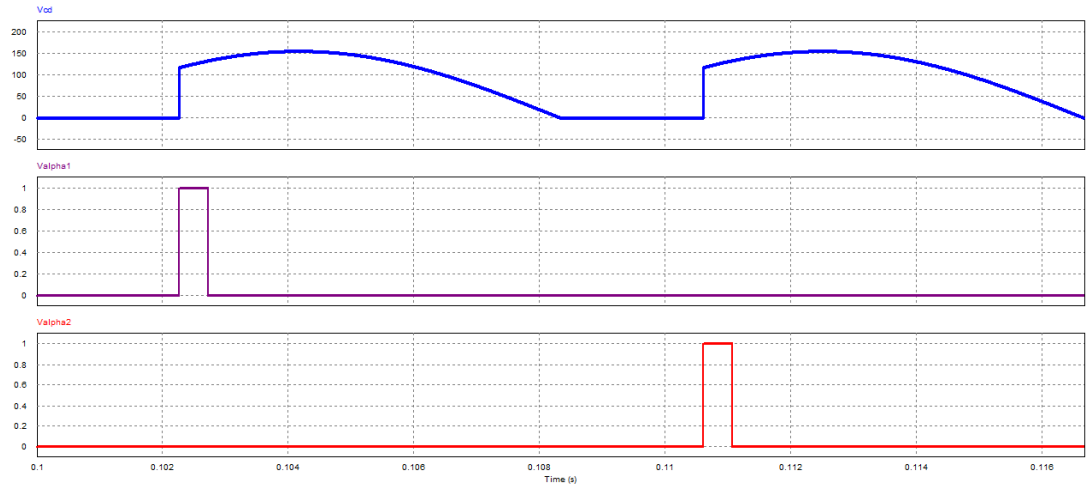


Fig. 5-12. Formas de ondas de la corriente de disparo aplicado a la compuerta del tiristor.

Las formas de onda de corriente y el esfuerzo de tensión del diodo de marcha libre puede ser observado y validado con la Fig. 5-23. Podemos apreciar que mientras los diodos y tiristores están bloqueados el diodo de marcha libre conduce la corriente de carga, haciendo que la carga tenga una corriente libre de rizos o sin discontinuidad.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

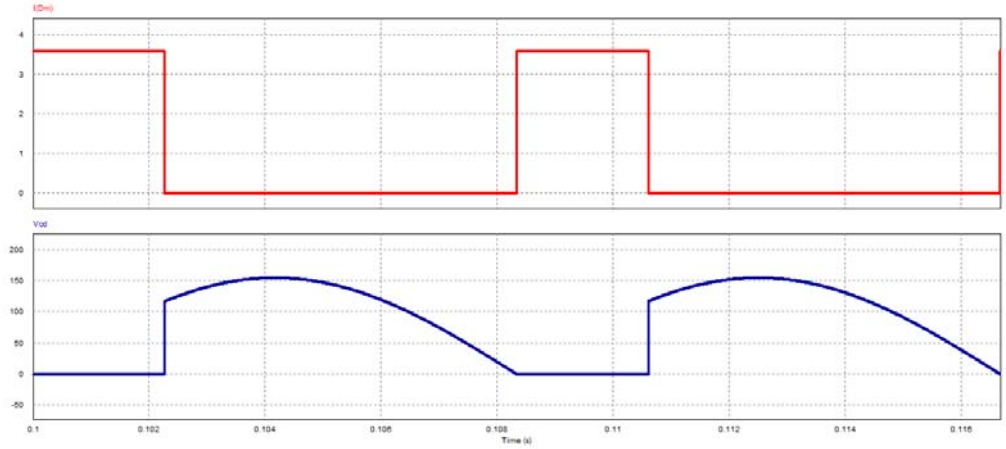


Fig. 5-23. Forma de onda de corriente y tensión en el diodo de marcha libre.

.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

CAPÍTULO 5. IMPLEMENTACIÓN DEL SEMI-RECTIFICADOR CONTROLADO, PRUEBAS Y ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS EXPERIMENTALES

6.1 INTRODUCCIÓN

Una vez realizadas las etapas de análisis teórico, dimensionamiento y simulación numérica del semi-rectificador controlado pasamos a la etapa del montaje e implementación del prototipo, a fin de realizar las pruebas respectivas del funcionamiento en el laboratorio. La experimentación practica del rectificador controlado permitirá verificar y comprobar experimentalmente los cálculos de desempeño de la rectificación y los parámetros obtenidos en la simulación numérica.

6.2 IMPLEMENTACIÓN DEL CIRCUITO IMPRESO E INSTALACIÓN DE COMPONENTES

Una vez realizado el diseño y dimensionado los componentes del semi-rectificador controlado, se construye el prototipo de una potencia de para la realización de las pruebas experimentales en el laboratorio.

6.2.1 DESCRIPCIÓN DE LA TOPOLOGIA

Se ha implementado el circuito de potencia y control del ángulo de retraso del disparo de semi-rectificador controlado conformado por tres diodos de potencia y dos tiristores. La nomenclatura de los componentes y la topología son mostrados en la Fig. 6-1.

Las especificaciones del proyecto para la implementación de la fuente de tensión continua son de acuerdo los datos de placa del sistema de excitación del generador síncrono:

- Tensión de corriente directa: 82 V.
- Corriente directa: 3.6 A.
- Ajuste y control manual del ángulo de disparo de rectificador controlado.
- Fuente de alimentación de corriente alterna monofásica de 220 V, 60 Hz.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

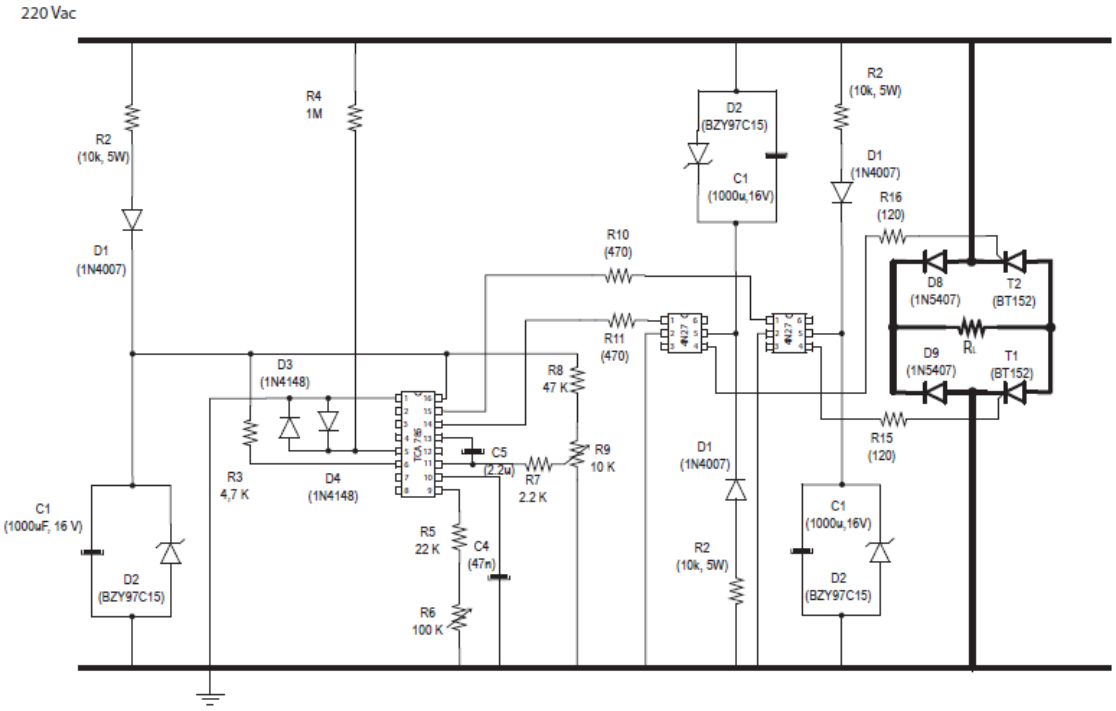


Fig. 6-1. Esquemático del circuito de potencia del protótipo implementado.

Con la finalidad de evitar y minimizar los efectos de las inductancia parasitas en los conductores que unen los circuitos de control y de comando de disparo de los tiristores se implementó en una sola placa de circuito impreso, considerando los circuitos de potencia y control de fase. La distribución de los componentes, el diagrama de la placa de circuito impreso con sus componentes y solo la capa de circuito impreso son mostrados en las Fig. 6-2, Fig. 6-3 y Fig. 6-4.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

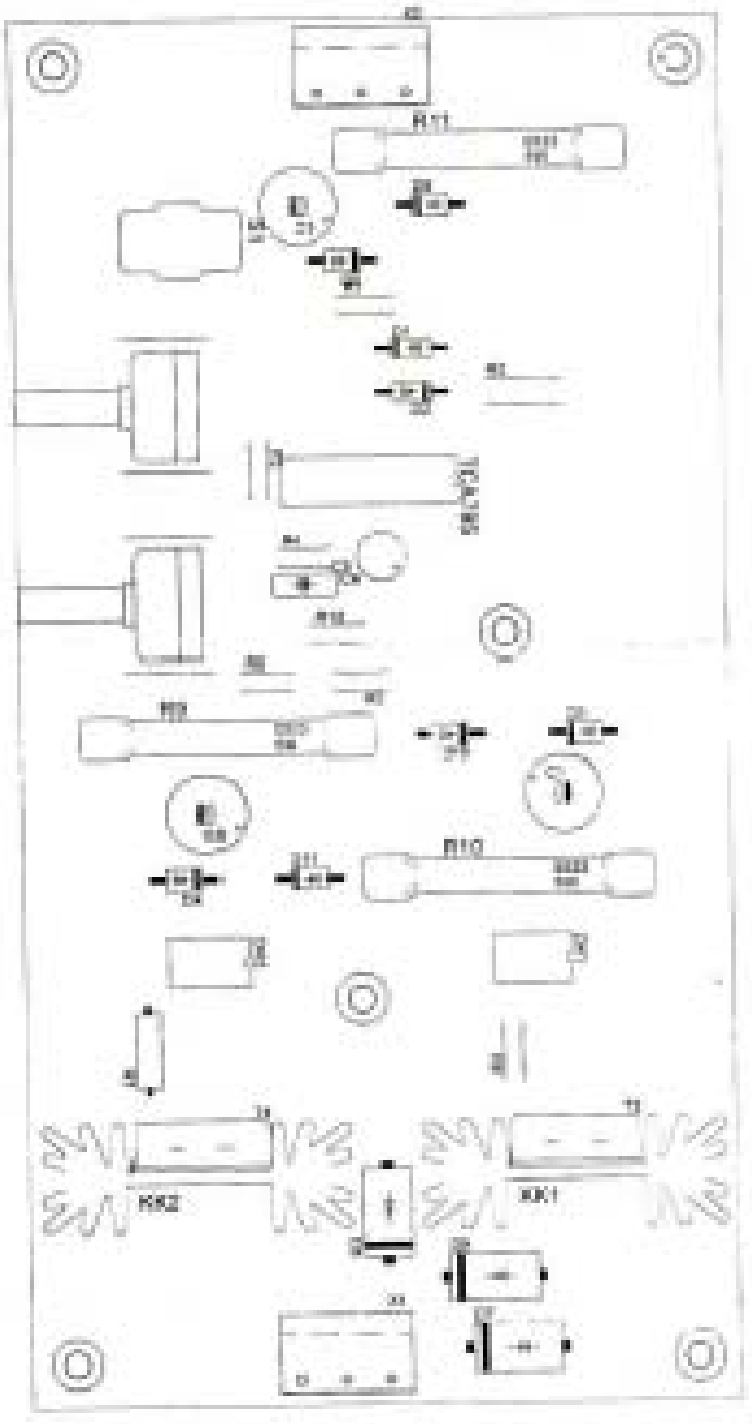


Fig. 6-2. Esquema de la distribución de los componentes del circuito de control y del circuito de potencia.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

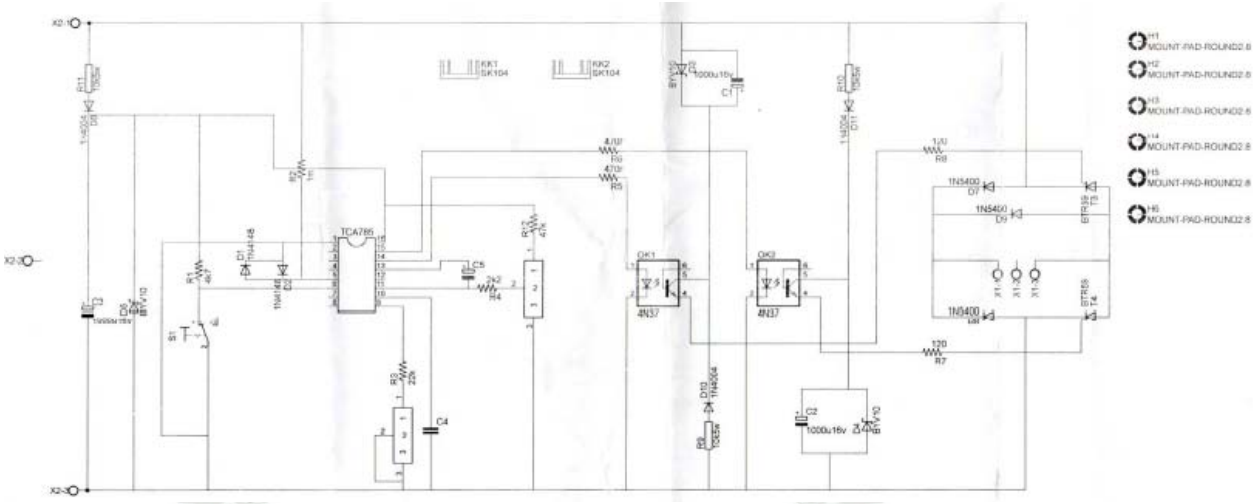


Fig. 6-3. Circuito generado para la placa de circuito impreso con sus componente de circuito de comando y circuito de potencia.

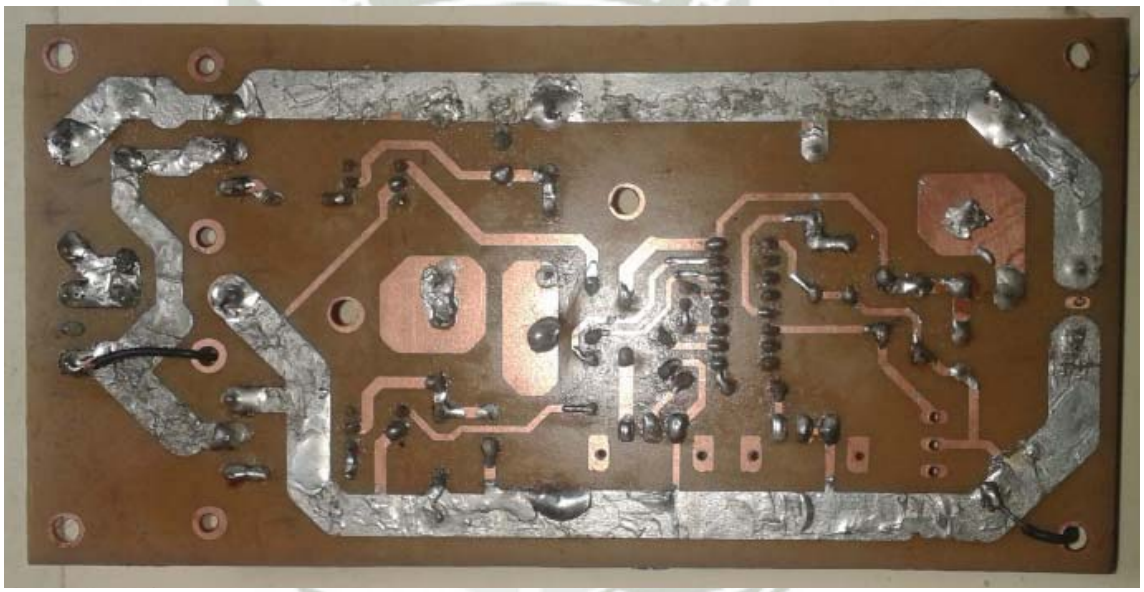


Fig. 6-4. Placa de circuito impreso del circuito de potencia y del circuito de comando.

6.2.2 FOTOGRAFIA DEL MONTAJE DEL PROTOTIPO

La concepción del prototipo en protoboard y en la placa impresa, puede ser visualizado en las fotos presentadas en las Fig. 6-5 y Fig. 6-6.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

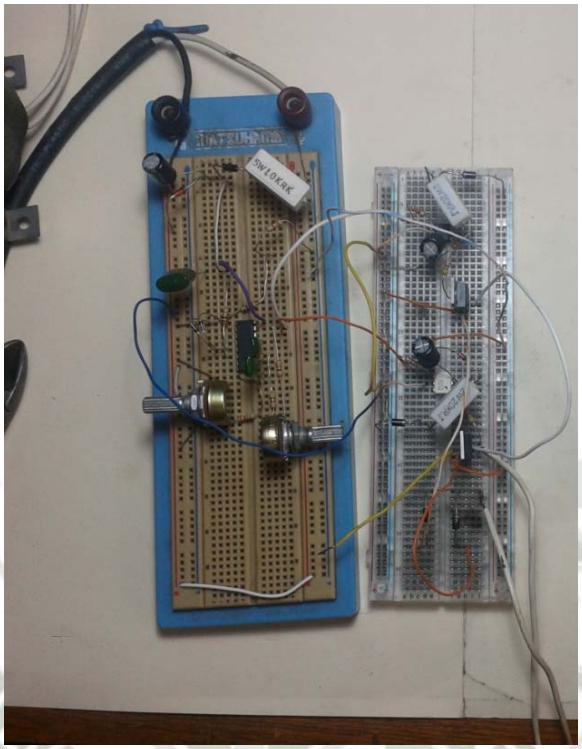


Fig. 6-5. Concepción de la topología en protoboard para su experimentación.

Fig. 6-6. Montaje de componentes sobre la placa impresa del circuito y control del semi-rectificador controlado.

6.3 RESULTADOS EXPERIMENTALES

Los resultado experimentales fueron obtenidas con la estructura operando con una carga resistiva inductiva.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

La Fig. 6-7 se puede observar la tensión rectificada y controlada de la carga. Se puede observar que el valor medio de la tensión continua es de 84 V desde una fuente de tensión alterna monofásica de 220 V a 60 Hz.

La Fig. 6-8 muestra la forma de la onda experimental del esfuerzo de tensión durante el bloqueo del tiristor. Se puede observar la tensión de tensión inversa de bloqueo y tensión directa de bloqueo por la ausencia de disparó en la compuerta.

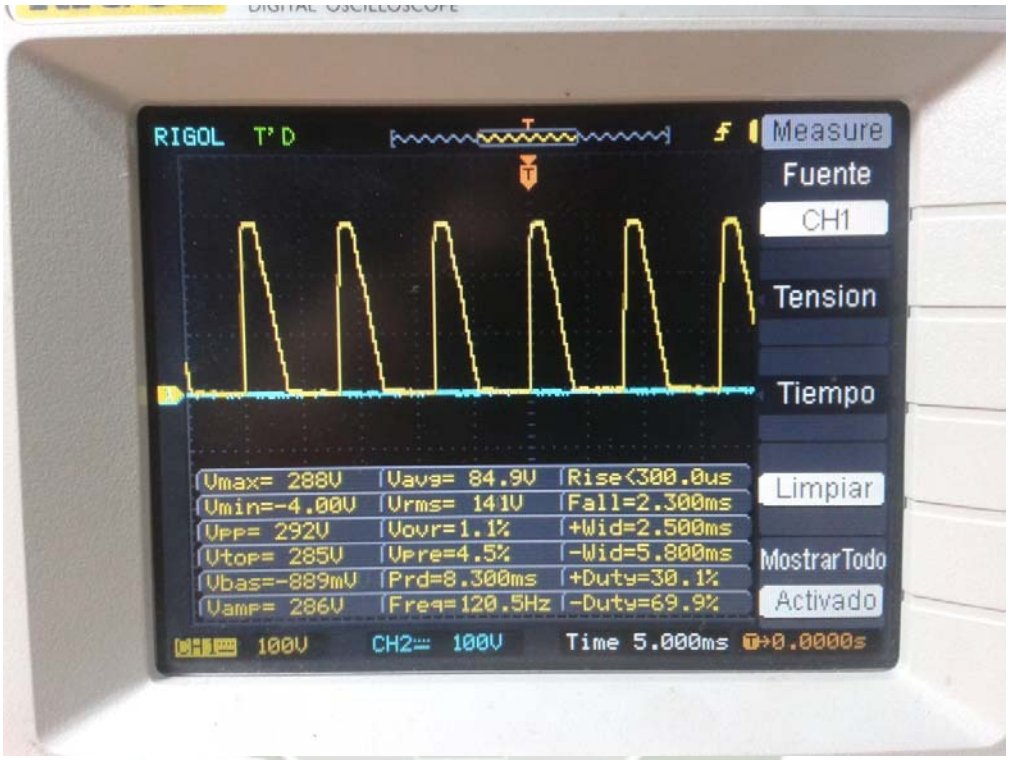


Fig. 6-7. Tensión rectificada de salida (100 V/div), base de tiempo de 5 ms/div.

La forma de la onda de tensión de disparo aplicado a la compuerta del tiristor T_1 puede ser observado en la Fig. 6-9. Se puede apreciar pulsos de pequeñas tensiones con una frecuencia de 60 ciclos por segundo para activar el tiristor T_1 en cada semionda positiva. Esta señal es activada por el opto transistor como acoplador de señal del pin 15 generada por el circuito integrado TCA 785.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

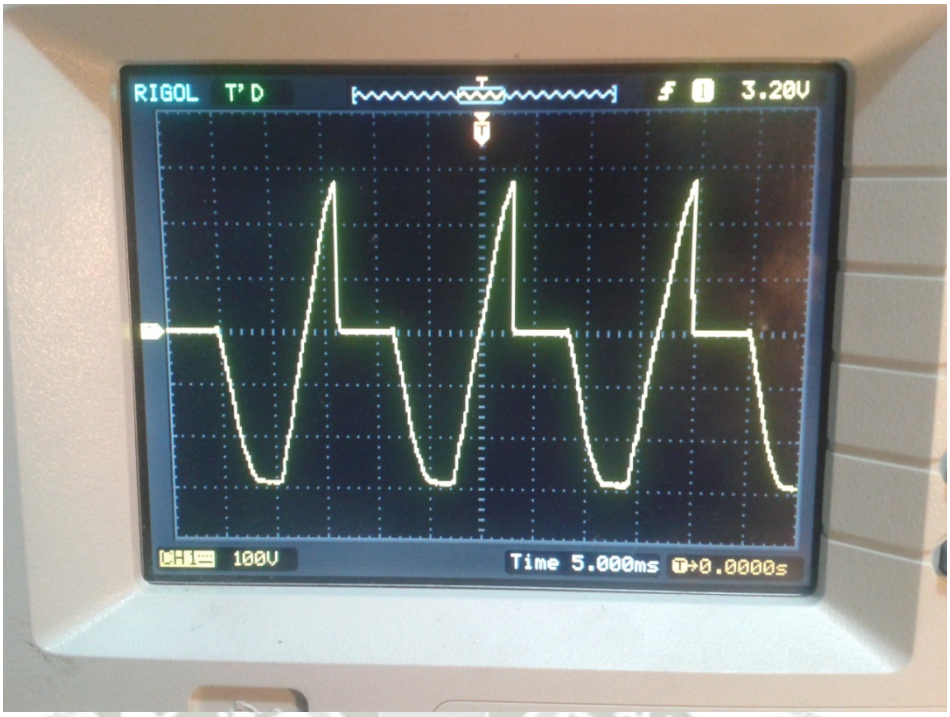


Fig. 6-8. Esfuerzo de tensión inversa y directa del tiristor (100 V/div). Base de tiempo 5 ms/div.

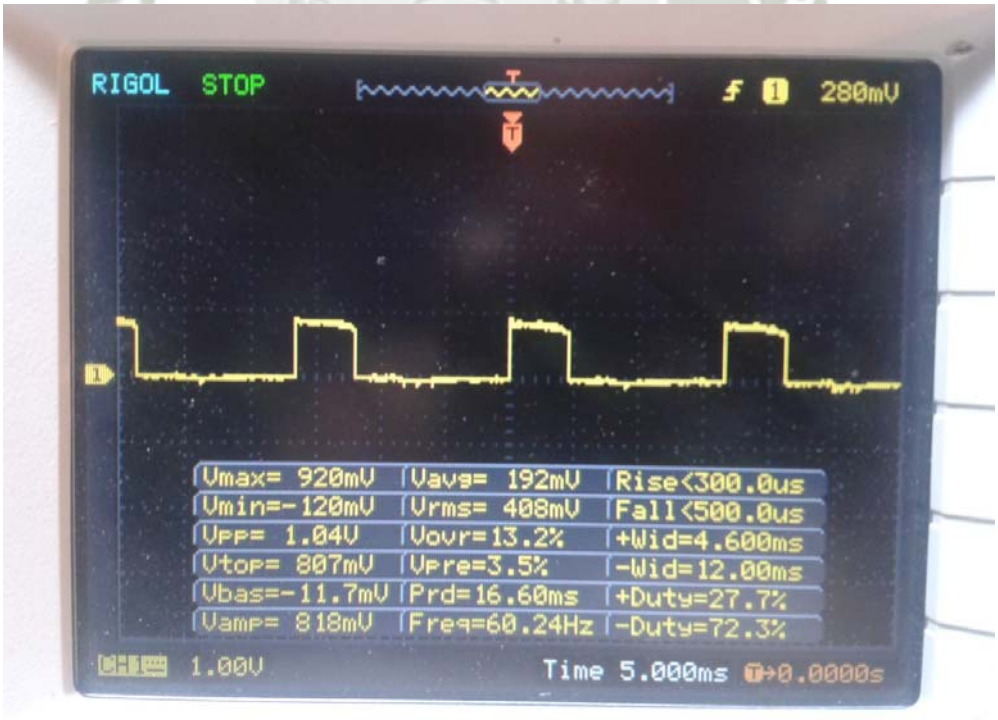


Fig. 6-9. Forma de onda experimental de tensión de disparo en la compuerta de tiristor T_1. tensión de puerta-cátodo (1 V/div). Base de tiempo 5 ms/div.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

La forma de la onda de tensión de disparo aplicado a la compuerta del tiristor T_2 puede ser observado en la Fig. 6-10. Se puede apreciar pulsos de pequeñas tensión con una frecuencia de 60 ciclos por segundo para activar el tiristor T_2 en cada semionda negativa. Esta señal es activada por el opto transistor como acoplador de señal del pin 14 generada por el circuito integrado TCA 785.

La señal del pin número 15 generado por el circuito integrado TCA 785 que ponen en conducción al tiristor T_1 puede ser observado en la Fig. 6-11. Se puede apreciar la duración del pulso muy pequeño suficiente para transmitir a su puerta a través del opto transistor 4N27. También se puede apreciar los valores de los parámetros de los pulsos del pin 15.

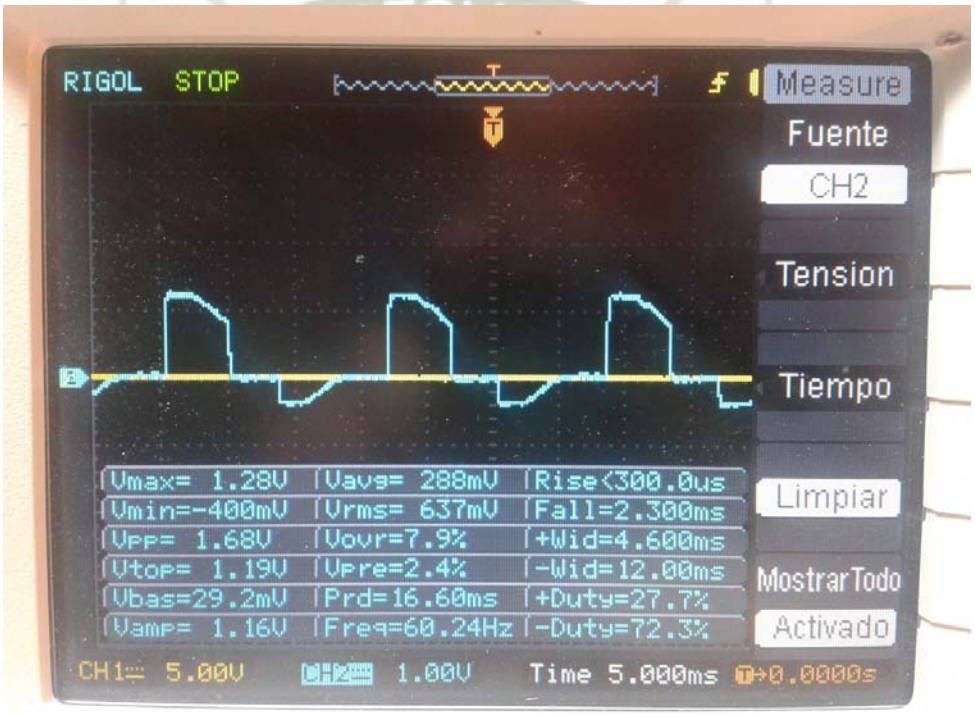


Fig. 6-10. Forma de onda experimental de tensión de disparo en la compuerta de tiristor T_2. tensión de puerta-cátodo (1 V/div). Base de tiempo 5 ms/div.

La señal del pin número 14 generado por el circuito integrado TCA 785 que ponen en conducción al tiristor T_2 puede ser observado en la Fig. 6-12. Se puede apreciar la duración del pulso muy pequeño suficiente para transmitir al puerta a través del opto transistor 4N27 respectivo. También se puede apreciar los valores de los parámetros de los pulsos del pin 14.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

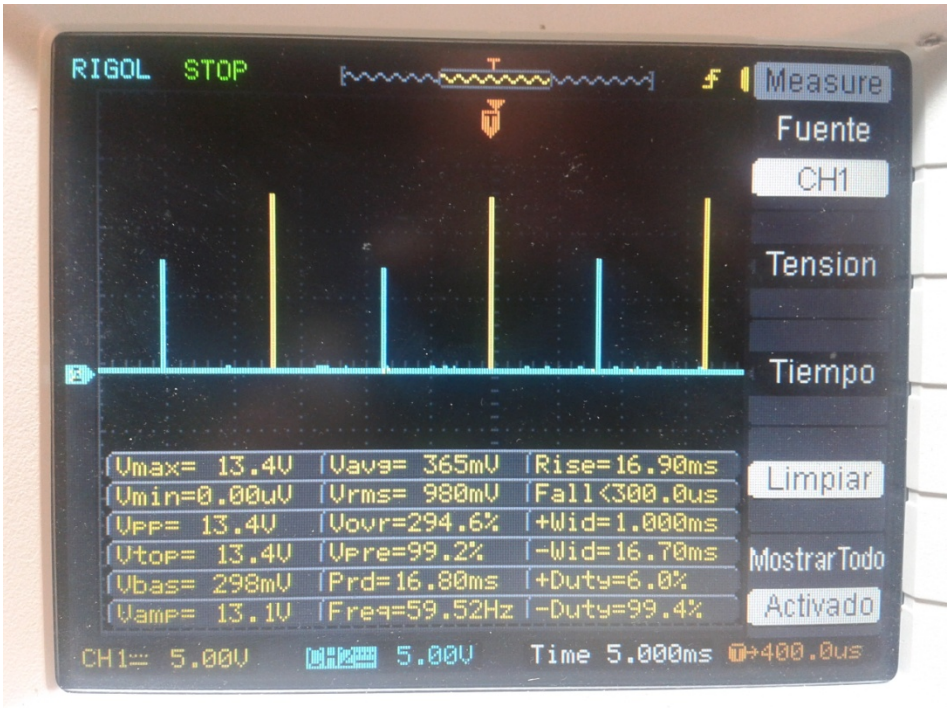


Fig. 6-11. Forma de onda de la señal generado en pin 15 del TCA 785. Pulso de tensión en pin 15 (5 V/div). Base de tiempo 5 ms/div.

Fig. 6-12. Forma de onda de la señal generado en pin 14 del TCA 785. Pulso de tensión en pin 14 (5 V/div). Base de tiempo 5 ms/div.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

Las señales de la onda de rampa (o diente de sierra portadora) sincronizada con el paso por cero de la onda senoidal alterna y la onda de tensión de control de (tensión de referencia continua moduladora) pueden ser visualizados en la Fig. 6-13. Estas señales son obtenidas en los pines 10 y pin 11 respectivamente circuito integrado TCA 785. Se puede observar que la frecuencia de onda de rampa tiene una frecuencia de 120 hertzios exactamente el doble de la frecuencia de la red.

Fig. 6-13. Formas de ondas tensión de rampa y tensión de control del ángulo de disparo en cada semi-ciclo de tensión alterna. tensión de rampa y control en pin 10 y 11 (5 V/div). Base de tiempo 5 ms/div.

La sincronización de la onda de tensión de rampa (o diente de sierra) con el paso por cero de la onda de tensión alterna de red pueden ser visualizados en la Fig. 6-14. Estas tensiones de señales son obtenidas en los pines 11 y pin 5, respectivamente del circuito integrado TCA 785. Se puede observar que la frecuencia de onda de rampa es de 120 hertzios exactamente el doble de la frecuencia de la red.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

Fig. 6-14. Formas de ondas tensión de rampa sincronizada con el paso por cero de la tensión de alterna de la red. tensión de rampa en pin 11 (5 V/div) y tensión alterna en pin 5 (20 V/div). Base de tiempo 5 ms/div.

El prototipo de la fuente de tensión continua controlada fue ensayado en el banco de pruebas del generador síncrono del laboratorio de máquinas eléctricas de la Universidad. Este banco de pruebas consiste en un generador síncrono de 5 kVA de 380 V a 1800 rpm, que está acoplado mecánicamente a través brida con un motor primario de corriente continua de 1500 W, 60 V y 25 A. La potencia del motor de corriente continua es suficiente para la prueba de vacío del generador síncrono para comprobar el funcionamiento del control de salidas de la fuente estática. El motor de CC es accionado por una puente rectificador trifásico no controlado (puente Graetz de diodos), cuya regulación de velocidad es a través de la regulación de variador de tensión alterna, como puede ser visualizado en la Fig. 6-15. La forma de la onda de salida controlada puede apreciarse en la Fig. 6-16 durante el ensayo.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

Fig. 6-15. Fotografía del montaje del banco de pruebas del generador síncrono y de la fuente de tensión semi-rectificadora controlada en la excitación.

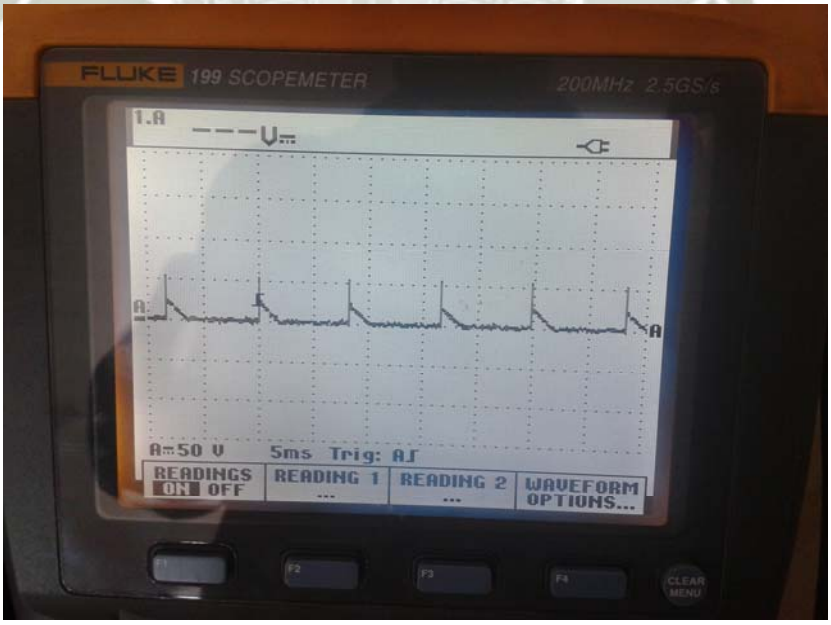


Fig. 6-16. Forma de onda de tensión de salida obtenida en la prueba de semi-rectificador controlado en la excitación del generador síncrono en vacío.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

CONCLUSIONES

- En este trabajo se ha diseñado e implementado una fuente de tensión conmutada para la regulación de la corriente de excitación del generador síncrono trifásico de 5 kW, 380 V, 60 Hz. El control de la excitación permitirá el regular la tensión generada y la generación de potencia reactiva del generador síncrono. Con el montaje físico de esta fuente se ha hecho el estudio y la selección de componentes de electrónica de potencia, electrónica analógica y digital para regular la tensión de corriente continua.

- Se ha descrito las funciones básicas de los sistemas de control de la tensión alterna del generador síncrono, y como estos sistemas tradicionales vienen siendo desplazados por las aplicaciones de convertidores estáticos en base a componentes semiconductores de potencia.

- Se ha determinado la fuente de tensión de corriente continua el semi-rectificador controlado por retraso de disparo de tiristores para el generador síncrono del laboratorio. Se ha implementada un prototipo físico bastante económico para el laboratorio de máquinas eléctricas de la universidad con componentes comercializadas en nuestro región. De esa manera se contribuye a la solución de problemas y mejora en la implementación y capacitación de los alumnos en los laboratorios de electrónica de potencia y máquinas eléctricas.

- Se ha realizado una descripción de todos los componentes electrónicos y digitales la selección de los elementos pasivos que integran el semi-rectificador controlado como fuente de tensión estática de excitación.

- Se han elaborado la directrices de para evaluación de los parámetros de desempeño del semi-rectificador controlado como fuente de tensión conmutada a través de programas de cálculo de ingeniería y los cálculo de selección de los componentes del convertidor

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

- Tanto las simulaciones numéricas y los resultados experimentales han presentado el análisis del desempeño del semi-rectificador controlado implementado es válido y funciona como lo esperado.

  Los resultados experimentales validan el análisis teórico desarrollado y respaldan los resultados de simulación numérica por computador de las formas de ondas de tensión sobre los componentes.

- Mediante esta implementación práctica del prototipo se comprobó el principio de funcionamiento del semi-rectificador controlado y se experimentó la operación del control del ángulo de disparo de tiristores o puente de tiristores a través del circuito integrado TCA 785.

- El aislamiento de los circuitos de control del disparo y el circuito de comando de la compuerta se ha realizado y comprobado que es funcional y práctico con una buena precisión y rapidez con el opto transistor 4N27.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

RECOMENDACIONES

- La experimentación del prototipo en el banco de pruebas del generador síncrono se ha tenido problemas para accionar a la velocidad síncrona y con carga. Siendo posible solo el ensayo en vacío del generador síncrono con la fuente de tensión controlada.

- Para la continuidad del presente trabajo se recomienda implementar un rectificador de onda completa trifásico, con finalidad de mejorar el desempeño de la rectificación y de la calidad de la corriente continua.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

[1] ERICKSON, R. W. *Fundamentals of Power Electronics*, Boulder, CO USA: Chapman & Hall, 1997.

[2] MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. *Power Electronics: Converters, applications and Design*. 3rd. ed., New York: Jhon Wiley, 2003.

[3] IEEE Committee Report, "Excitation Systems Models for Power Systems Stability Studies", IEEE Transactions on PAS, Vol. PAS-100, pp 494-509, feb. 1981.

[4] IEEE Recommended Practice for Excitation System Models for Power System Stability Studies, Standar 421.5-199.

[5] P. M. Anderson and A. A. Fouad, " Power System Control and Stability ", The Iowa State University Press, Ames, Iowa, USA, Ch. 4, 1977.

[6] J. Arrillaga, C. P. Arnold and B. J. Harker," Computer Modeling of Electrical Power Systems ",JhonWiley & Sons, 1983.

[7] RASHID, H. M., Electrónica de Potencia Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones, Prentice Hall Hispanoamericana S.A. 2da ed. 1997.

[8] Zamora M. y Macho V., *"Distorsión armónica producida por convertidores estáticos"*, Iberdrola 1997, 1ra Edición, Páginas 9 – 18.

[9] IEEE Standard 519-92, "IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems.

[10] HART, Daniel W. *Electrónica de Potencia*. Ed. Prentice Hall. Madrid 2001.

[11] IEEE C50.12 Standard for Salient-Pole 50 Hz and 60 Hz Synchronous Generators and Generator/Motors for Hydraulic Turbine Applications Rated 5 MVA and Above. IEEE Standards Coordinating Committee, 2005.

[12] Gallegos Garrido G., "Diseño de un Convertidor CA/CD para el control de velocidad de un motor CD", Tesis Profesional, Fac. de Ciencias, UASLP, Septiembre 2002.

[13] Coughlin R. F., Driscoll F. F., "Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales", 4ª ed., 1993, Prentice Hall.

[14] Rodríguez y A. Weinstein, *Power Electronics Handbook,* editado por M. H. Rashid. San Diego, CA: Academic Press. 2001, capítulo ll-Single-Phase Controlled Rectifiers.

[15] Dixon, *Poewr electronics Handbook,* editado por M. H. Rashid. San Diego, CA: Academia Press 2001, capítulo 12- Three-Phase Controlled Rectifiers.

[16] P. D. Ziogas, L. Morán, G. Joos y D. Vincenti, "A refined PWM scheme for voltaje and current source converters," *IEEE-lAS Annual Meeting,* 1990, Págs. 997-983.

[17] X. Ruan, L. Zhou y y. Yan, "Soft-switching PWM three-level converters." *IEEE Transactions on Power Electronics,* Vol. 16, No. 5, septiembre de 2001, Págs. 612-622.

[18] R. Wu, S. B. Dewan y G. R. Slemon, "Analysis o an AC-to-DC voltage source converter using PWM with phase and amplitude control," *IEEE Transactions on Industry Applications,* Vol. 27 No. 2, marzo/abril de 1991, Págs. 355-364.

[19] IVO BARBI, *Eletrônica de Potência*, 6ta. ed. Florianópolis: Edição do autor, 2006.

[20] Leonhard, W., *Control of Electric Drives*. Berlin: Springer, 1996.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

[21] Mohan, N., *Advanced Electric Drives: Analysis, Control and Modeling Using Simulink.* Minneapolis: MNPERE (http://www.MNPERE.com), 2001.

[22] Murphy, J. M. D., and E G. Turnbull, *Power Electronic Control of AC Motors.* New York: Pergamon Press, 1988.

[23] Subrahmanyam, V., *Electric Drives: Concepts and Applications.* New York: McGraw-Hill, 1996.

[24] BARBI, I. *Eletrônica de Potência: Projetos de fontes chaveadas*. 2da. ed., Florianópolis: Edição do autor, 2007.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

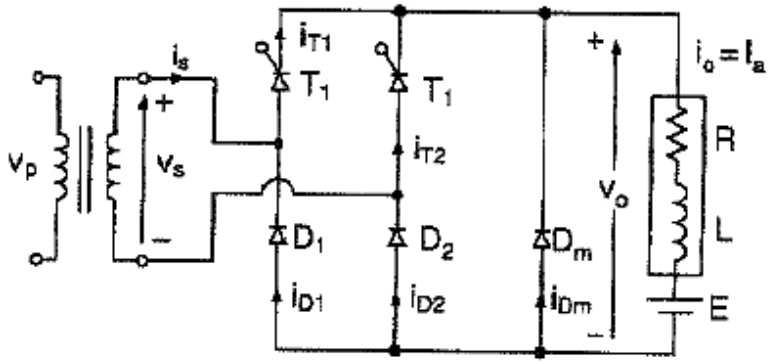
APENDICE A

Planilla de cálculo de desempeño del semi-rectificador controlado

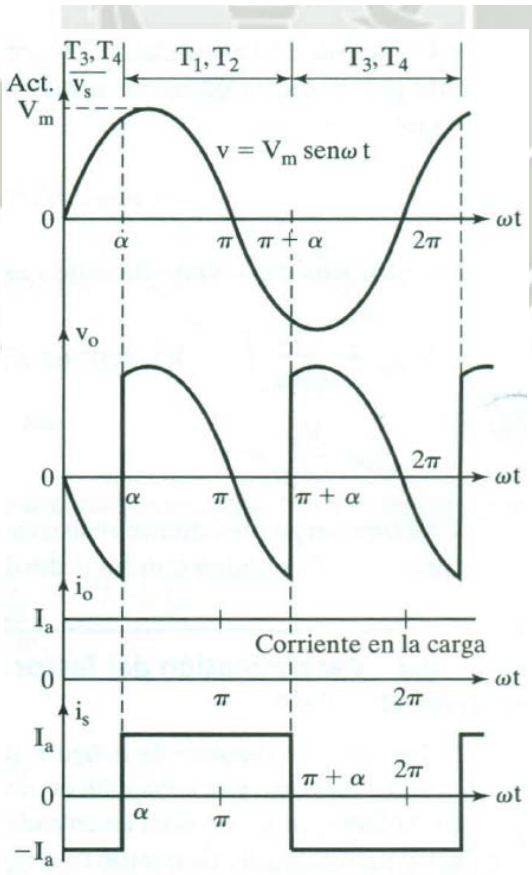
Trabajo de tesis: "Diseño e implementación de una fuente de alimentación conmutada para la regulación de la corriente de excitación del módulo de laboratorio de máquina síncrona".
Fecha: Junio, 2013

ANÁLISIS DEL DESEMPEÑO DE LA RECTIFICACIÓN CONTROLADA

Diseño de semi-rectificador controlado de onda completa: 82 V, 3.6 A, 300 W,



(a) Circuito



Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

SEMI RECTIFICADOR CONTROLADO MONOFASICO DE ONDA COMPLETO CON CARGA "RLE" muy inductiva"

Valor medio de la tensión cd depende del ángulo de disparo α

$$v_s(\alpha) = V_m \cdot \sin(\alpha)$$

$$V_{cd} = \int_{\alpha}^{\pi} \frac{2}{2\pi} \cdot v_s(\alpha)\, d\alpha = \frac{2V_m}{2 \cdot \pi}(-\cos(\alpha))$$

$$V_{cd} = \frac{V_m}{\pi}(1 + \cos(\alpha))$$

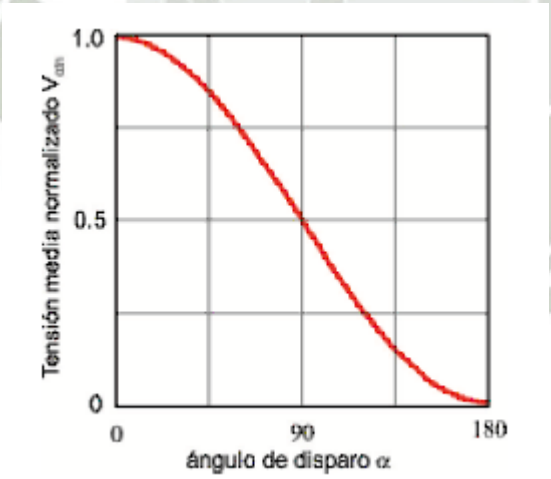
Así, Vcd puede tomar valores de 2*Vm/π hasta 0 con variaciones del ángulo de retardo α desde 0 hasta π, respectivamente.

el valor máximo de Vcd, cuando α=0 $V_{cdmax} = \frac{2V_m}{\pi}$

e Vcd es cero, cuando α=π $V_{cdmin} = 0$

Normalizando la tensión cd de salida en relación al valor máximo $V_{cdn} = \frac{V_{cd}}{V_{cdmax}}$

resulta Vcd en función de α $V_{cdn} = \frac{1}{2} \cdot (1 + \cos(\alpha))$



El valor eficaz (rms) de la tensión de rectificada carga

$$V_{orms} = \sqrt{\frac{2}{T} \cdot \int_{\alpha}^{\pi} v_s(\alpha)^2\, dt}$$

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

ó $$V_{orms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \cdot \left[\frac{1}{\pi} \cdot \left(\pi - \alpha + \frac{\sin(2\cdot\alpha)}{2} \right) \right]^{\frac{1}{2}}$$

ANÁLISIS ARMÓNICO

El circuito de carga es altamente inductivo y actúa como filtro que reduce el rizo de corriente a cero. La tensión y la corriente del secundario es alterno pero la corriente es onda cuadrada.

La corriente del secundario (de entrada) es alterna de forma rectangular, puede ser expresada como series Fourier, con términos cos (nωt) y sen(nωt) impares, todos los demás son iguales a cero.

Frecuencia y velocidad angular de la tensión (corriente) ca $f := 60$

Periodo de onda alternada $T := \frac{1}{f}$ $T = 0.017$ s

velocidad angular de la onda de tensión alterna $\omega := 2\cdot\pi\cdot f$ rad/s

serie Fourier de la corriente alterna en el secundario:

$$\left[i_s(t) = a_0 + \sum_{n=1.2...}^{\infty} \left(a_n \cdot \cos(n\cdot\omega\cdot t) + b_n \cdot \sin(n\cdot\omega\cdot t) \right) \right]$$

donde $$a_0 = \frac{1}{2\cdot\pi} \cdot \int_{\alpha}^{2\cdot\pi} i_s(t)\, d(\omega\cdot t) = \frac{1}{2\cdot\pi} \cdot \left[\int_{\alpha}^{\pi} I_a\, d(\omega\cdot t) - \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} I_a\, d(\omega\cdot t) \right] = 0$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{\alpha}^{2\cdot\pi} i_s(t) \cdot \cos(n\cdot\omega\cdot t)\, d(\omega\cdot t)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \cdot \left[\int_{\alpha}^{\pi} I_a \cdot \cos(n\cdot\omega\cdot t)\, d(\omega\cdot t) - \int_{\alpha}^{2\pi} I_a \cdot \cos(n\cdot\omega\cdot t)\, d(\omega\cdot t) \right]$$

$$a_n = 2\cdot\frac{I_a}{n\cdot\pi}\cdot\sin(n\cdot\alpha) \quad \text{para} \quad n = 1,3,5,...$$

$$a_n = 0 \quad \text{para} \quad n = 2,4,6,...$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{\alpha}^{2\cdot\pi} i_s(t) \cdot \sin(n\cdot\omega\cdot t)\, d(\omega\cdot t)$$

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

$$b_n = \frac{1}{\pi}\cdot\left[\int_{\alpha}^{\pi} I_a\cdot\sin(n\cdot\omega\cdot t)\,d(\omega\cdot t) - \int_{\alpha}^{2\pi} I_a\cdot\sin(n\cdot\omega\cdot t)\,d(\omega\cdot t)\right] = 0$$

$$b_n = 2\cdot\frac{I_a}{n\cdot\pi}\cdot(1+\cos(n\cdot\alpha)) \quad \text{para} \quad n = 1,3,5,\ldots$$

$$b_n = 0 \quad \text{para} \quad n = 2,4,6,\ldots$$

Cálculo de las constantes ao, an, bn: corriente unitaria $I_a := 1$

Ángulo de disparo $\alpha_{disp} := \frac{\pi}{2}$ $\alpha_{disp} = 90\cdot deg$ $i_s(t) := I_a$

$$t_{disp} := \frac{\alpha_{disp}}{\omega} \qquad t_{disp} = 4.167\times 10^{-3}\ s$$

la constante:

$$a_o := \frac{1}{T}\cdot\left[\int_{\alpha_{disp}}^{\pi} i_s(\alpha)\,d(\alpha) - \int_{\pi+\alpha_{disp}}^{2\pi} i_s(\alpha)\,d(\alpha)\right] \qquad a_o = 0 \quad A$$

$$b_n = \frac{1}{\pi}\cdot\left[\int_{\alpha}^{\pi} I_a\cdot\sin(n\cdot\omega\cdot t)\,d(\omega\cdot t) - \int_{\alpha}^{2\pi} I_a\cdot\sin(n\cdot\omega\cdot t)\,d(\omega\cdot t)\right] = 0$$

$$b_n = 2\cdot\frac{I_a}{n\cdot\pi}\cdot(1+\cos(n\cdot\alpha)) \quad \text{para} \quad n = 1,3,5,\ldots$$

$$b_n = 0 \quad \text{para} \quad n = 2,4,6,\ldots$$

Cálculo de las constantes ao, an, bn: corriente unitaria $I_a := 1$ $i_s(t) := I_a$

Ángulo de disparo $\alpha_{disp} := \frac{\pi}{2}$ $\alpha_{disp} = 90\cdot deg$

$$t_{disp} := \frac{\alpha_{disp}}{\omega} \qquad t_{disp} = 4.167\times 10^{-3}\ s$$

la constante:

$$a_o := \frac{1}{T}\cdot\left[\int_{\alpha_{disp}}^{\pi} i_s(\alpha)\,d(\alpha) - \int_{\pi+\alpha_{disp}}^{2\pi} i_s(\alpha)\,d(\alpha)\right] \qquad a_o = 0 \quad A$$

amplitudes de las componentes senoidales:

$n := 1$

$$a_1 := \frac{2}{2\pi}\cdot\left[\int_{\alpha_{disp}}^{\pi} i_s(\alpha)\cdot\cos(n\cdot\alpha)\,d(\alpha) - \int_{\pi+\alpha_{disp}}^{2\cdot\pi} i_s(\alpha)\cdot\cos(n\cdot\alpha)\,d(\alpha)\right]$$

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

$a_1 = -0.637$ A

ó $a_1 := \frac{-2 \cdot I_a}{n \cdot \pi} \cdot \sin(n \cdot \alpha_{disp})$ $a_1 = -0.637$ A

$n := 3$ $a_3 := \frac{2}{2 \cdot \pi} \cdot \left[\int_{\alpha_{disp}}^{\pi} i_s(\alpha) \cdot \cos(n \cdot \alpha)\, d(\alpha) - \int_{\pi + \alpha_{disp}}^{2 \cdot \pi} i_s(\alpha) \cdot \cos(n \cdot \alpha)\, d(\alpha) \right]$

$a_3 = 0.212$ A

ó $a_3 := \frac{-2 \cdot I_a}{n \cdot \pi} \cdot \sin(n \cdot \alpha_{disp})$ $a_3 = 0.212$ A

$n := 5$ $a_5 := \frac{2}{2 \cdot \pi} \cdot \left[\int_{\alpha_{disp}}^{\pi} i_s(\alpha) \cdot \cos(n \cdot \alpha)\, d(\alpha) - \int_{\pi + \alpha_{disp}}^{2 \cdot \pi} i_s(\alpha) \cdot \cos(n \cdot \alpha)\, d(\alpha) \right]$

$a_5 = -0.127$ A

ó $a_5 := \frac{-2 \cdot I_a}{n \cdot \pi} \cdot \sin(n \cdot \alpha_{disp})$ $a_5 = -0.127$ A

$n := 7$ $a_7 := \frac{2}{2 \cdot \pi} \cdot \left[\int_{\alpha_{disp}}^{\pi} i_s(\alpha) \cdot \cos(n \cdot \alpha)\, d(\alpha) - \int_{\pi + \alpha_{disp}}^{2 \cdot \pi} i_s(\alpha) \cdot \cos(n \cdot \alpha)\, d(\alpha) \right]$

$a_7 = 0.091$ A

ó $a_{77} := \frac{-2 \cdot I_a}{n \cdot \pi} \cdot \sin(n \cdot \alpha_{disp})$ $a_{77} = 0.091$ A

amplitudes de las componentes cosenoidales:

$n := 1$ $b_1 := \frac{2}{2\pi} \cdot \left[\int_{\alpha_{disp}}^{\pi} i_s(\alpha) \cdot \sin(n \cdot \alpha)\, d(\alpha) - \int_{\pi + \alpha_{disp}}^{2 \cdot \pi} i_s(\alpha) \cdot \sin(n \cdot \alpha)\, d(\alpha) \right]$

$b_1 = 0.637$ A

ó

$b_{11} := \frac{2 \cdot I_a}{n \cdot \pi} \cdot \left(1 + \cos(n \cdot \alpha_{disp})\right)$ $b_{11} = 0.637$ A

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

$n := 3 \qquad b_3 := \frac{2}{2\pi}\cdot\left[\int_{\alpha_{disp}}^{\pi} i_s(\alpha)\cdot\sin(n\cdot\alpha)\,d(\alpha) - \int_{\pi+\alpha_{disp}}^{2\cdot\pi} i_s(\alpha)\cdot\sin(n\cdot\alpha)\,d(\alpha)\right]$

$b_3 = 0.212 \qquad A$

ó $\qquad b_{33} := \frac{2\cdot I_a}{n\cdot\pi}\cdot\left(1+\cos\left(n\cdot\alpha_{disp}\right)\right) \qquad b_{33} = 0.212 \quad A$

$n := 5 \qquad b_5 := \frac{2}{2\pi}\cdot\left[\int_{\alpha_{disp}}^{\pi} i_s(\alpha)\cdot\sin(n\cdot\alpha)\,d(\alpha) - \int_{\pi+\alpha_{disp}}^{2\cdot\pi} i_s(\alpha)\cdot\sin(n\cdot\alpha)\,d(\alpha)\right]$

$b_5 = 0.127 \qquad A$

ó $\qquad b_{55} := \frac{2\cdot I_a}{n\cdot\pi}\cdot\left(1+\cos\left(n\cdot\alpha_{disp}\right)\right) \qquad b_{55} = 0.127 \quad A$

$n := 7 \qquad b_7 := \frac{2}{2\pi}\cdot\left[\int_{\alpha_{disp}}^{\pi} i_s(\alpha)\cdot\sin(n\cdot\alpha)\,d(\alpha) - \int_{\pi+\alpha_{disp}}^{2\cdot\pi} i_s(\alpha)\cdot\sin(n\cdot\alpha)\,d(\alpha)\right]$

$b_7 = 0.091 \qquad A$

ó $\qquad b_{77} := \frac{2\cdot I_a}{n\cdot\pi}\cdot\left(1+\cos\left(n\cdot\alpha_{disp}\right)\right) \qquad b_{77} = 0.091 \quad A$

Substituyendo valores de a0, an y bn en la serie Fourier, se obtiene la expresión

$$i_s(\alpha) = 0 + \sum_{n=1.3...}^{\infty}\left(a_n\cdot\cos(n\cdot\alpha) + b_n\cdot\sin(n\cdot\alpha)\right)$$

Intervalo de tiempo de cálculo para la muestra de la gráfica

$\alpha := 0, 0.0001 .. 2\pi \qquad rad \qquad V_m := 1 \qquad V$

La función de la tensión de entrada $\qquad v_s(\alpha) := V_m\cdot\sin(\alpha)$

$i_s(\alpha) := a_1\cdot\cos(\alpha) + a_3\cdot\cos(3\alpha) + a_5\cdot\cos(5\alpha) + a_7\cdot\cos(7\alpha) + b_1\cdot\sin(\alpha) + b_3\cdot\sin(3\alpha) + b_5\cdot\sin(5\alpha) + b_7\cdot\sin(7\alpha)$

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

representación por serie Fourier de la is(s)

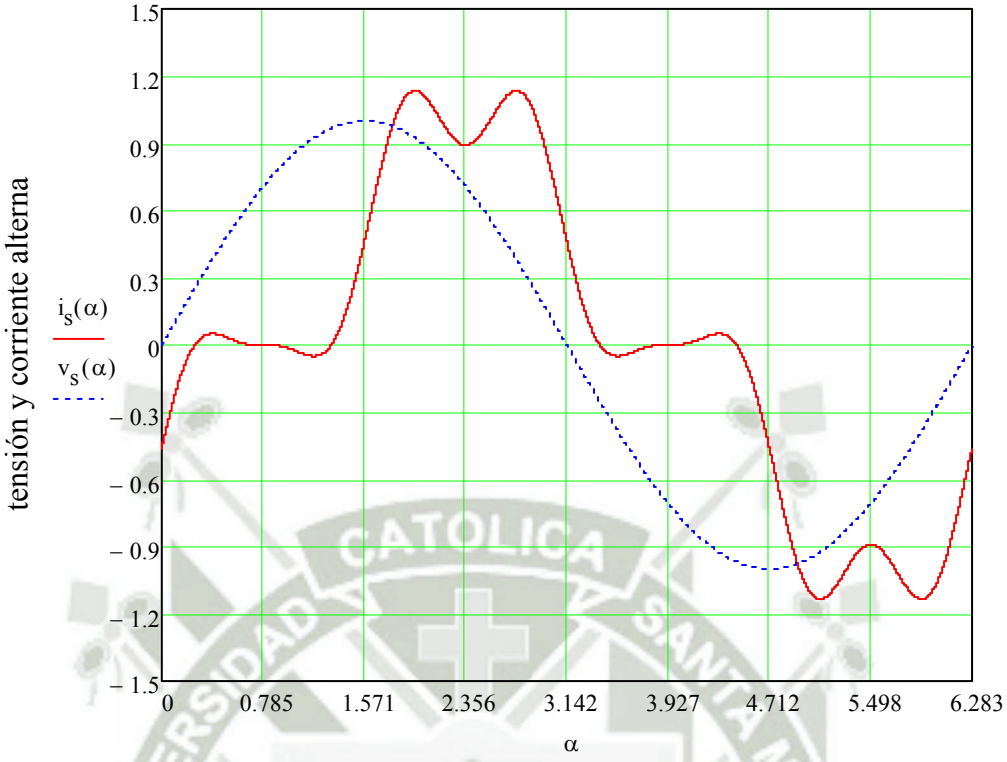


Gráfico de la corrientes armónicas 1,3,5 y 7 por separado:

Intervalo de tiempo de cálculo o muestra de la gráfica $\alpha := 0, 0.001 .. 2\pi$ rad

Gráfico de las componentes armónicas de la corriente secundaria por separado:

$i_{a1}(\alpha) := a_1 \cdot \cos(1\alpha)$ $i_{a5}(\alpha) := a_5 \cdot \cos(5\alpha)$

$i_{a3}(\alpha) := a_3 \cdot \cos(3\alpha)$ $i_{a7}(\alpha) := a_7 \cdot \cos(7\alpha)$

$i_{b1}(\alpha) := b_1 \cdot \sin(1\alpha)$ $i_{b5}(\alpha) := b_5 \cdot \sin(5\alpha)$

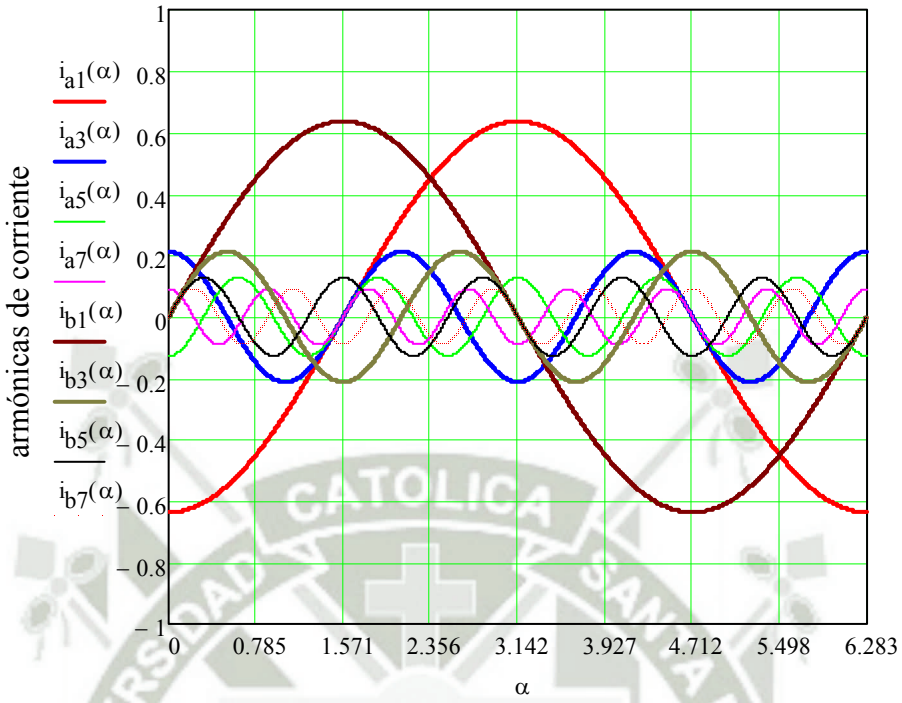
$i_{b3}(\alpha) := b_3 \cdot \sin(3\alpha)$ $i_{b7}(\alpha) := b_7 \cdot \sin(7\alpha)$

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

graficos de la armónicas 1, 3, 5, 7.

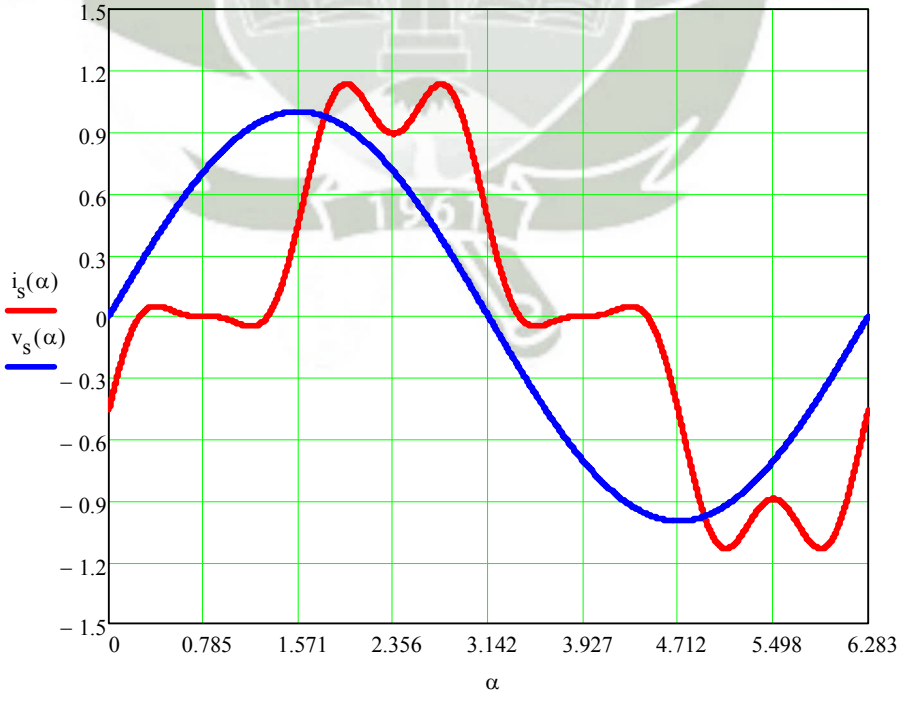


ángulo de desplazamiento

z

Suma de las armonicas de corrientes:

$$i_s(\alpha) := i_{a1}(\alpha) + i_{a3}(\alpha) + i_{a5}(\alpha) + i_{a7}(\alpha) + i_{b1}(\alpha) + i_{b3}(\alpha) + i_{b5}(\alpha) + i_{b7}(\alpha)$$



Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

Valor eficaz de corriente de entrada de la armónica correspondiente a "n", se calcula por :

$$I_{sn} = \frac{1}{\sqrt{2}}\cdot\sqrt{a_n^{\,2} + b_n^{\,2}} = \frac{2\cdot\sqrt{2}\cdot I_a}{n\cdot\pi}\cdot\cos\left(\frac{n\cdot\alpha_{disp}}{2}\right)$$

Armónica fundamental $n := 1$ $\quad I_{s1} := \frac{1}{\sqrt{2}}\cdot\sqrt{a_1^{\,2} + b_1^{\,2}}$ $\quad I_{s1} = 0.637$ A

ó si se conoce la corriente de la carga (Ia) como dato, se puede determinar el valor eficaz de la armónicas "n".

$n := 1$ $\quad I_{s11} := \frac{2\cdot\sqrt{2}\cdot I_a}{n\cdot\pi}\cdot\cos\left(\frac{n\cdot\alpha_{disp}}{2}\right)$ $\quad I_{s11} = 0.637$ A

$n := 3$ $\quad I_{s3} := \frac{2\cdot\sqrt{2}\cdot I_a}{n\cdot\pi}\cdot\cos\left(\frac{n\cdot\alpha_{disp}}{2}\right)$ $\quad I_{s3} = -0.212$ A

$n := 5$ $\quad I_{s5} := \frac{2\cdot\sqrt{2}\cdot I_a}{n\cdot\pi}\cdot\cos\left(\frac{n\cdot\alpha_{disp}}{2}\right)$ $\quad I_{s5} = -0.127$ A

$n := 7$ $\quad I_{s7} := \frac{2\cdot\sqrt{2}\cdot I_a}{n\cdot\pi}\cdot\cos\left(\frac{n\cdot\alpha_{disp}}{2}\right)$ $\quad I_{s7} = 0.091$ A

el valor eficaz de corriente de entrada (incluyendo las armónicas):

$$I_{s_rms} := \sqrt{I_{s1}^{\,2} + I_{s3}^{\,2} + I_{s5}^{\,2} + I_{s7}^{\,2}} \qquad I_{s_rms} = 0.689$$

Cálculo del valor eficaz de la serie armónica de la corriente secundaria???

$$I_{srms} := \sqrt{\frac{2}{2\pi}\cdot\int_{\alpha_{disp}}^{\pi} i_s(\alpha)^2\, d\alpha} \qquad I_{srms} = 0.682 \text{ A}$$

ó

$$I_s := I_a\cdot\left(1 - \frac{\alpha_{disp}}{\pi}\right)^{\frac{1}{2}} \qquad I_s = 0.707 \text{ A}$$

Cálculo del valor eficaz de la corriente fundamental 1 (senoidal + cosenoidal)

$$I_{srms1} := \sqrt{\int_0^{\pi} \frac{2}{2\pi}\cdot\left(i_{a1}(t)^2 + i_{b1}(t)^2\right) dt} \qquad I_{srms1} = 0.637 \text{ A}$$

ó con ciertas consideraciones

$$I_{s1} := \frac{2\cdot\sqrt{2}\cdot I_a}{\pi}\cdot\cos\left(\frac{1\cdot\alpha_{disp}}{2}\right) \qquad I_{s1} = 0.637 \text{ A}$$

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

El factor armónico

$$HF = \left(\frac{I_s^2 - I_{s1}^2}{I_{s1}^2}\right)^{0.5} = \left(\frac{I_s^2}{I_{s1}^2} - 1\right)^{0.5} = \left[\frac{\pi\cdot(\pi - \alpha_{disp})}{4\cdot(1 + \cos(\alpha_{disp}))} - 1\right]^{0.5}$$

ó

THD

$$HF := \left(\frac{I_s^2}{I_{srms1}^2} - 1\right)^{0.5} \qquad HF = 0.483$$

$$HF := \left[\frac{\pi\cdot(\pi - \alpha_{disp})}{4\cdot(1 + \cos(\alpha_{disp}))} - 1\right]^{0.5} \qquad HF = 0.483$$

Nota de la simulación:
- las amplitudes de las armónicas senoidales y cosenoidales varias con el < α de disparo.
- los valores eficaces de la armónicas fundamentales no son iguales para cualquier < α de disparo.
- el factor armónico o la tasa de distorsión armónica THD de la corriente varia con el ángulo de disparo.

APLICACION PRÁCTICA:

Para fuente de tensión alterna 220 V y 60 Hz, Análisis de parámetros de rendimiento: Factor de desplazamiento DF, Factor de potencia PF

$V_p := 220$ V — Tensión de red del primario del transformador

$V_s := 110$ V — Tensión del secundario del transformador

$n := \frac{V_p}{V_s}$ $n = 2$ — Relación del transformador

$V_m := \sqrt{2}\cdot V_s$

$V_m = 155.563$ V — Amplitud máxima de la tensión del secundario

$v_s(\alpha) := V_m\cdot\sin(\alpha)$ — Expresión de la tensión alterna secundario

$V_{cd} := 82$ — Tensión rectificada en la carga

$I_a := 3.6$ — Corriente de la carga rectificada

$V_{cdmax} := \frac{2\cdot V_m}{\pi}$ — la máxima tensión rectificada ocurre con un ángulo de disparo α = 0

$$V_{cd} = \frac{V_m}{\pi}(1 + \cos(\alpha))$$

$V_{cdmax} = 99.035$ V

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

$$V_{cdn} := \frac{V_{cd}}{V_{cdmax}}$$

$V_{cdn} = 0.828$ p.u. Valor de la tensión rectificada normalizada

Ángulo de disparo para obtener la tensión rectificada deseada

$$V_{cdn} = \frac{1}{2}\cdot(1 + \cos(\alpha)) \qquad \cos(\alpha) = 2V_{cdn} - 1$$

$$\alpha_{disp} := \operatorname{acos}\left(2\cdot V_{cdn} - 1\right) \qquad \alpha_{disp} = 49.006\,\text{deg}$$

$$\alpha_t := \frac{\alpha_{disp}}{\omega} \qquad \alpha_t = 2.269\times 10^{-3} \qquad \alpha_{disp} = 0.855$$

verificación del valor medio de la tensión cc de la carga

$$V_{cd} := \int_{\alpha_{disp}}^{\pi} \frac{2}{2\pi}\cdot v_s(\alpha)\, d\alpha \qquad V_{cd} = 82 \quad V$$

$$V_{cd1} := \frac{V_m}{\pi}\cdot\left(1 + \cos\left(\alpha_{disp}\right)\right) \qquad V_{cd1} = 82 \quad V$$

Corriente en la carga continua pura $I_{cd} := I_a$

Potencia de la carga media (cc)

$$P_{cd} := V_{cd}\cdot I_{cd} \qquad P_{cd} = 295.2 \quad W$$

Valor eficaz de la tension rectificada de la carga

$$V_{orms} := \sqrt{\int_{\alpha_{disp}}^{\pi+\alpha_{disp}} \frac{2}{2\pi}\cdot v_s(\alpha)^2\, d\alpha} \qquad V_{orms} = 110 \quad V$$

$$V_{orms1} := \frac{V_m}{\sqrt{2}}\cdot\left[\frac{1}{\pi}\cdot\left(\pi - \alpha_{disp} + \frac{\sin\left(2\cdot\alpha_{disp}\right)}{2}\right)\right]^{\frac{1}{2}} \qquad V_{orms1} = 103.502 \quad V$$

Valor eficaz de la corriente rectificada de la carga (fuente de corriente)

$$I_{orms} := I_a \qquad I_{orms} = 3.6 \quad A$$

Potencia de la carga alternada

$$P_{ca} := V_{orms}\cdot I_{orms} \qquad P_{ca} = 396 \quad W$$

a) el rendimiento η

$$\eta := \frac{P_{cd}}{P_{ca}} \qquad \eta = 0.745$$

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

OBS: Mientras que el ángulo de disparo sea mayor a α=0, se degrada el rendimiento

b) factor de forma de onda FF

$$FF := \frac{V_{orms}}{V_{cd}} \qquad FF = 1.341$$

c) Factor de componente ondulatoria RF

$$RF := \sqrt{FF^2 - 1} \qquad RF = 0.894$$

Valor eficaz de la tension en el secundario del transformador:

$$V_{s_rms} := \sqrt{\int_0^{2\pi} \frac{1}{2\pi} \left(v_s(\alpha)\right)^2 d\alpha} \qquad V_{s_rms} = 110 \quad V$$

ó

$$V_{s_rms1} := \frac{V_m}{\sqrt{2}} \qquad V_{s_rms1} = 110 \quad V$$

Valor eficaz de la corriente en el secundario del transformador es la misma de la carga:

$$I_{s_rms} := I_{orms} \qquad I_{s_rms} = 3.6 \quad A$$

Potencia que entrega el transformador en VA a la carga (rectificada), es la tension eficaz alternada por la corriente del secundario (rectificada de la carga)

$$S_T := V_{s_rms} \cdot I_{orms} \qquad S_T = 396 \quad VA$$

d) Factor de utilizacion del transformador TUF

$$TUF := \frac{P_{cd}}{S_T} \qquad TUF = 0.745$$

Potencia de transformador en VA en relación a la carga cd es:

$$\frac{1}{TUF} = 1.341 \quad \text{Veces mayor}$$

e) Tension inversa pico PIV del tiristor y corriente pico

$$V_{T_pico} := V_m \qquad V_{T_pico} = 155.563 \quad V$$

$$I_{T_pico} := I_a \qquad I_{T_pico} = 3.6 \quad A$$

f) Factor de cresta

$$CF := \frac{I_{T_pico}}{I_{orms}} \qquad CF = 1$$

Valor eficaz de corriente de entrada de la armónica correspondiente a "n", se cálcula por :

$$I_{sn} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{a_n^2 + b_n^2} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot I_a}{n \cdot \pi} \cdot \cos\left(\frac{n \cdot \alpha_{disp}}{2}\right)$$

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

Si la corriente de la carga (Ia) es dato, se puede determinar el valor eficaz de la armónicas "n".

$n := 1$

$$I_{s11} := \frac{2\cdot\sqrt{2}\cdot I_a}{n\cdot\pi}\cdot\cos\left(\frac{n\cdot\alpha_{disp}}{2}\right) \qquad I_{s11} = 2.949 \quad A$$

$n := 3$ $\qquad I_{s33} := \frac{2\cdot\sqrt{2}\cdot I_a}{n\cdot\pi}\cdot\cos\left(\frac{n\cdot\alpha_{disp}}{2}\right)$ $\qquad I_{s33} = 0.307 \quad A$

$n := 5$ $\qquad I_{s55} := \frac{2\cdot\sqrt{2}\cdot I_a}{n\cdot\pi}\cdot\cos\left(\frac{n\cdot\alpha_{disp}}{2}\right)$ $\qquad I_{s55} = -0.348 \quad A$

$n := 7$ $\qquad I_{s77} := \frac{2\cdot\sqrt{2}\cdot I_a}{n\cdot\pi}\cdot\cos\left(\frac{n\cdot\alpha_{disp}}{2}\right)$ $\qquad I_{s77} = -0.458 \quad A$

O el valor eficaz de la corriente fundamental del secundario

$$I_{s1} := \frac{2\cdot\sqrt{2}\cdot I_a}{\pi}\cdot\cos\left(\frac{1\cdot\alpha_{disp}}{2}\right) \qquad I_{s1} = 2.949 \quad A$$

Y el valor eficaz de la corriente total del secundario

$$I_s := I_a\cdot\left(1 - \frac{\alpha_{disp}}{\pi}\right)^{\frac{1}{2}} \qquad I_s = 3.071 \quad A$$

Factor armónico de la corriente o THD de corriente

$$HF := \left[\frac{\pi\cdot(\pi - \alpha_{disp})}{4\cdot(1 + \cos(\alpha_{disp}))} - 1\right]^{0.5} \qquad HF = 0.29$$

THD $\qquad HF := \left(\frac{I_s^{\,2}}{I_{s1}^{\,2}} - 1\right)^{0.5} \qquad HF = 0.29$

factor de desplazamiento $\qquad DF = \cos(\phi_1)$

$$\phi_1 := \frac{-\alpha_{disp}}{2}$$

$$DF := \cos(\phi_1) \qquad DF = 0.91$$

factor de potencia $\qquad PF := \left(\frac{I_{s1}}{I_s}\right)\cdot\cos(\phi_1) \qquad PF = 0.874$ en atraso (inductivo)

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

Dimensionamiento del tiristor

$$i_s(\alpha) = I_a \qquad I_a = 3.6$$

Valor promedio de la corriente en el tiristor

$$I_{mdT} := \int_{\alpha_{disp}}^{\pi} \frac{1}{2\pi} \cdot I_a \, d\alpha \qquad I_{mdT} = 1.31 \quad A$$

$$I_{Trms} := \sqrt{\int_{\alpha_{disp}}^{\pi} \frac{1}{2\pi} (I_a)^2 \, d\alpha} \qquad I_{Trms} = 2.172 \quad A$$

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

APENDICE B

Planilla de cálculo de componentes del circuito integrado TCA 785

Alumno: Diego Medina

Trabajo de tesis: "Diseño e implementación de una fuente de alimentación conmutada para la regulación de la corriente de excitación del módulo de laboratorio de máquina síncrona".

Fecha: Junio, 2013

Calculo de la características de la rampa sincronizada con la Tensión senoidal sincrónica

Tensión de suministro del TCA785 Vs □□ 15 V

Valor corriente da carga el capacitor en el Pin 10 , C10

$V_{ref} := 3.1$ V $\qquad R_9 := 122 \cdot 10^3$

$I_{10} := \frac{V_{ref} \cdot 1.1}{R_9} \qquad I_{10} = 27.951 \times 10^{-6}$ A

Valor pico de la rampa de la onda en diente de sierra en los pasos por cero (onda senoidal) frecuencia de onda sincronizada

$f_{red} := 60$ Hz

Periodo de onda senoidal sincronizada

$T_{red} := \frac{1}{f_{red}} \qquad T_{red} = 16.667 \times 10^{-3}$ s

Capacitor seleccionado para generación de la rampa

$C_{10} := 100 \cdot 10^{-9}$ F

$V_{pico} := \frac{V_{ref} \cdot 1.1 \cdot T_{red}}{2 \cdot R_9 \cdot C_{10}} \qquad V_{pico} = 2.329$ V

Tensión máxima de la rampa

$V_{10max} := V_s - 2 \qquad V_{10max} = 13$ V

Por tanto la tensión pico debe ser menor al valor máximo

$$V_{pico} < V_{10max}$$

Pin 11: tensión de Control (referencia) para controlar el ángulos de disparo de los tiristores siendo los valores límites de Vcontrol (0.225 < Vcontrol < 16)

$V_{control} := 1.35$ V

$\phi := \frac{V_{control} \cdot R_9 \cdot C_{10}}{1.1 \cdot V_{ref}} \qquad \phi = 4.83 \times 10^{-3}$ s

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

el ángulo de control de fase en grados

$$\phi_1 := \frac{\phi \cdot 360}{T_{red}} \qquad \phi_1 = 104.326 \qquad \text{grados}$$

Pin 12: capacitor

C12
Un capacitor de valor adecuado controla el ancho de los pulsos de disparo de los tiristores
Q1, Q2 y QZ.
Capacitor seleccionado en el Pin 12

$$C_{12} := 150 \cdot 10^{-12} \quad F$$

$$C_{12o} := 150 \quad pF$$

tiempo de duración del pulso

$$t_p := \frac{C_{12o}}{2} + 30 \qquad t_p = 105 \qquad \mu s$$

punto en el tiempo de fin de pulso de la señal

$$t_{trig} := \frac{V_{control} \cdot R_9 \cdot C_{10}}{V_{ref} \cdot 1.1} \qquad t_{trig} = 4.83 \times 10^{-3} \qquad s$$

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

APENDICE C

Netlist de la simulación numérica

El archivo *netlist* correspondiente a la simulación en el PSIM del semi-rectificcafor controlado.

```
.TIME 1E-007 0.11667 0.1 1 0 0 0 0 0
VSIN V1 1 2 311.12 60 0 0 0
VP2 Vs 3 4
VP2 Vcd 5 6
IP Is 3 7
TF_IDEAL TI1 1 2 3 4 2 1
IDC Ia 6 5 3.6
DIODE Dm 6 5 0 0 0 1
VP2 VD1 5 3
VSEN VSEN1 3 4 10 1
COMP COMP1 10 0 11
ACTRL ACTRL1 12 11 13 8 60 10
VDC Vcc 12 0 49
VSTEP VSTEP1 13 0 1 0
VP Vsincr 11
VP Vstep 13
VP V4 12
VSEN VSEN2 3 4 14 1
COMP COMP2 14 0 15
ACTRL ACTRL2 16 15 17 9 60 10
VDC VDC4 16 0 229
VSTEP VSTEP2 17 0 1 0
DIODE D1 7 5 0 0 0 1
DIODE D2 4 5 0 0 0 1
THY THY2 6 4 8 0 0 0 0 1
THY THY1 6 7 9 0 0 0 0 1
VP Valpha2 9
VP Valpha1 8
VP2 VT1 7 6
VP2 VT2 4 6
VP2 VD2 5 4
```

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

APENDICE D

DATA SHEET
TCA 785

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

SIEMENS

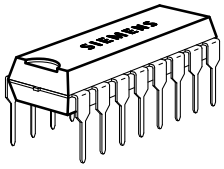
Phase Control IC

TCA 785

Bipolar IC

Features

- Reliable recognition of zero passage
- Large application scope
- May be used as zero point switch
- LSL compatible
- Three-phase operation possible (3 ICs)
- Output current 250 mA
- Large ramp current range
- Wide temperature range

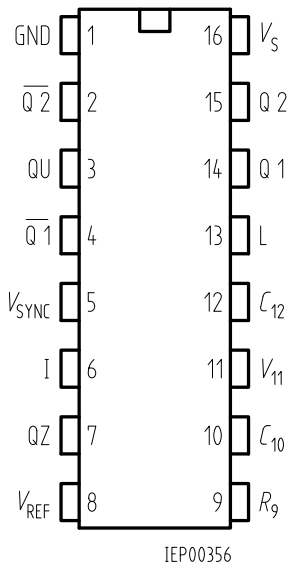


P-DIP-16-1

Type	Ordering Code	Package
TCA 785	Q67000-A2321	P-DIP-16-1

This phase control IC is intended to control thyristors, triacs, and transistors. The trigger pulses can be shifted within a phase angle between 0 ˚ and 180 ˚. Typical applications include converter circuits, AC controllers and three-phase current controllers.

This IC replaces the previous types TCA 780 and TCA 780 D.



Pin Configuration
(top view)

Pin Definitions and Functions

Pin	Symbol	Function
1	GND	Ground
2	$\overline{Q2}$	Output 2 inverted
3	Q U	Output U
4	$\overline{Q2}$	Output 1 inverted
5	V_{SYNC}	Synchronous voltage
6	I	Inhibit
7	Q Z	Output Z
8	V_{REF}	Stabilized voltage
9	R_9	Ramp resistance
10	C_{10}	Ramp capacitance
11	V_{11}	Control voltage
12	C_{12}	Pulse extension
13	L	Long pulse
14	Q 1	Output 1
15	Q 2	Output 2
16	V_S	Supply voltage

Functional Description

The synchronization signal is obtained via a high-ohmic resistance from the line voltage (voltage V_5). A zero voltage detector evaluates the zero passages and transfers them to the synchronization register.

This synchronization register controls a ramp generator, the capacitor C_{10} of which is charged by a constant current (determined by R_9). If the ramp voltage V_{10} exceeds the control voltage V_{11} (triggering angle φ), a signal is processed to the logic. Dependent on the magnitude of the control voltage V_{11}, the triggering angle φ can be shifted within a phase angle of 0° to 180°.

For every half wave, a positive pulse of approx. 30 µs duration appears at the outputs Q 1 and Q 2. The pulse duration can be prolonged up to 180° via a capacitor C_{12}. If pin 12 is connected to ground, pulses with a duration between φ and 180° will result.

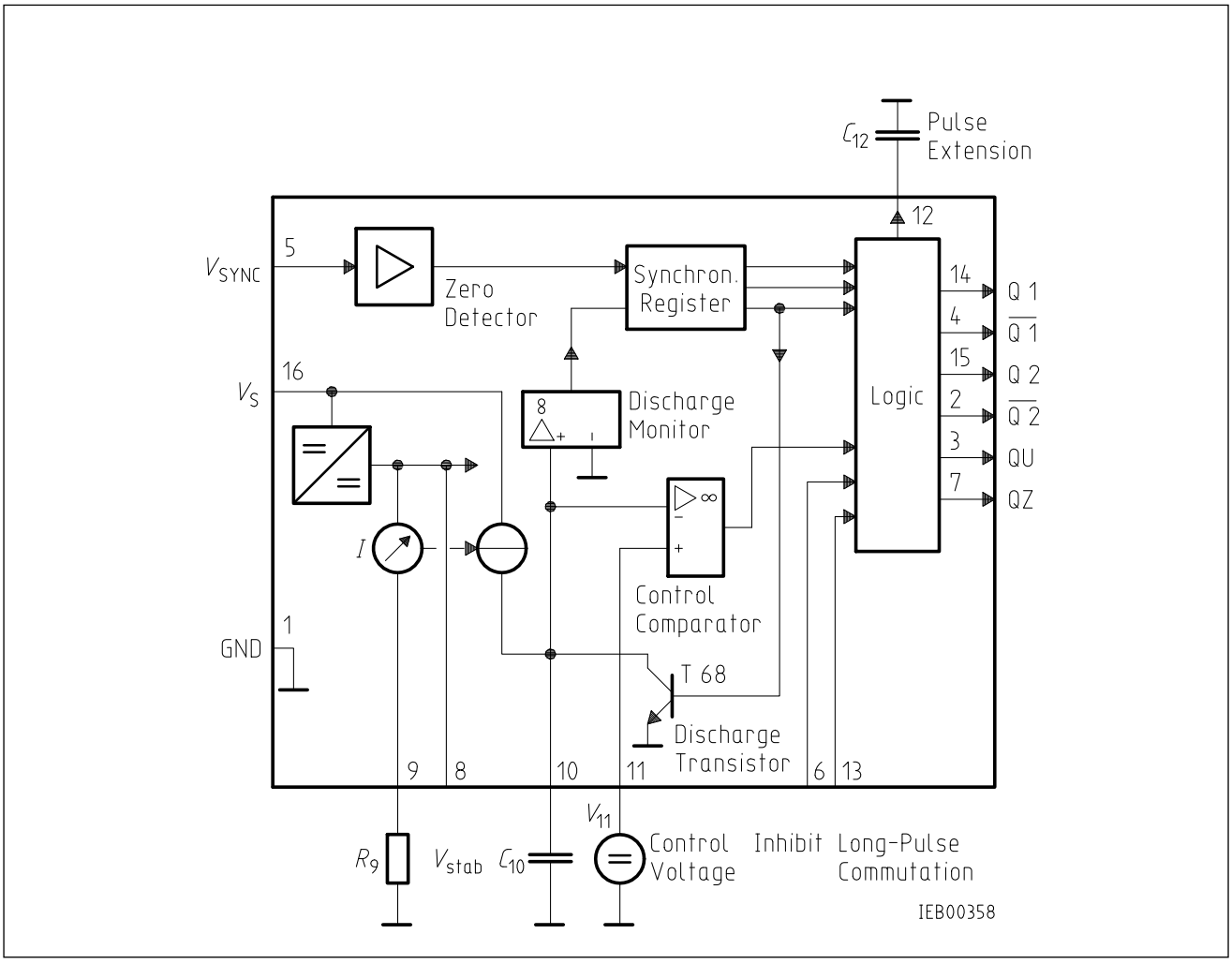
Outputs $\overline{Q1}$ and $\overline{Q2}$ supply the inverse signals of Q 1 and Q 2.

A signal of φ +180° which can be used for controlling an external logic,is available at pin 3.

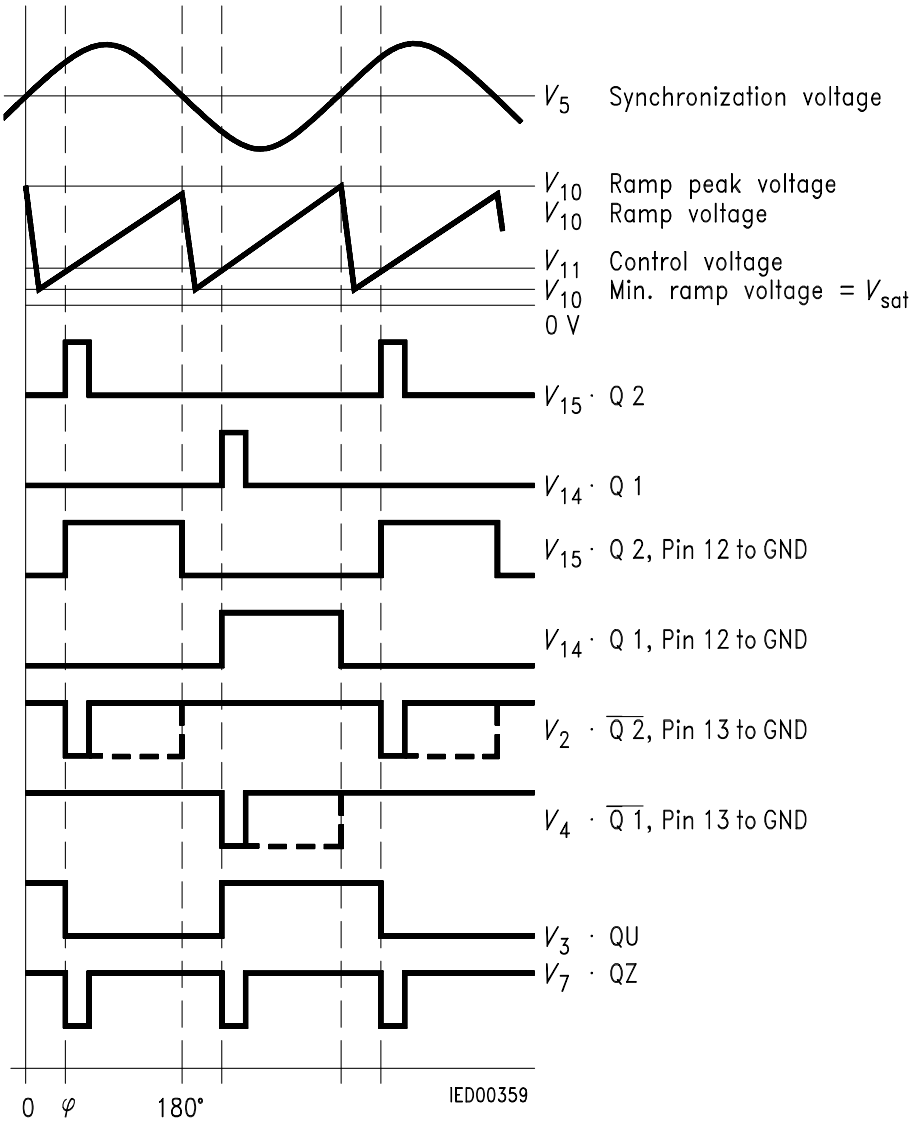
A signal which corresponds to the NOR link of Q 1 and Q 2 is available at output Q Z (pin 7).

The inhibit input can be used to disable outputs Q1, Q2 and $\overline{Q1}$, $\overline{Q2}$.

Pin 13 can be used to extend the outputs $\overline{Q1}$ and $\overline{Q2}$ to full pulse length (180° – φ).



Block Diagram



Pulse Diagram

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Limit Values		Unit
		min.	max.	
Supply voltage	V_S	– 0.5	18	V
Output current at pin 14, 15	I_Q	– 10	400	mA
Inhibit voltage Control voltage Voltage short-pulse circuit	V_6 V_{11} V_{13}	– 0.5 – 0.5 – 0.5	V_S V_S V_S	V V V
Synchronization input current	V_5	– 200	± 200	µA
Output voltage at pin 14, 15	V_Q		V_S	V
Output current at pin 2, 3, 4, 7	I_Q		10	mA
Output voltage at pin 2, 3, 4, 7	V_Q		V_S	V
Junction temperature Storage temperature	T_j T_{stg}	 – 55	150 125	°C °C
Thermal resistance system - air	$R_{th\ SA}$		80	K/W

Operating Range

Supply voltage	V_S	8	18	V
Operating frequency	f	10	500	Hz
Ambient temperature	T_A	– 25	85	°C

Characteristics

8 ≤ V_S ≤ 18 V; – 25 °C ≤ T_A ≤ 85 °C; f = 50 Hz

Parameter	Symbol	Limit Values			Unit	Test Circuit
		min.	typ.	max.		
Supply current consumption S1 … S6 open V_{11} = 0 V C_{10} = 47 nF; R_9 = 100 kΩ	I_S	4.5	6.5	10	mA	1
Synchronization pin 5 Input current R_2 varied Offset voltage	 $I_{5\ rms}$ ΔV_5	 30	 30	 200 75	 µA mV	 1 4
Control input pin 11 Control voltage range Input resistance	 V_{11} R_{11}	 0.2	 15	 $V_{10\ peak}$	 V kΩ	 1 5

Characteristics (cont'd)
$8 \le V_S \le 18$ V; $-25\ ^\circ\text{C} \le T_A \le 85\ ^\circ\text{C}$; $f = 50$ Hz

Parameter	Symbol	Limit Values			Unit	Test Circuit
		min.	typ.	max.		
Ramp generator						
Charge current	I_{10}	10		1000	µA	
Max. ramp voltage	V_{10}			$V_2 - 2$	V	1
Saturation voltage at capacitor	V_{10}	100	225	350	mV	1.6
Ramp resistance	R_9	3		300	kΩ	1
Sawtooth return time	t_f		80		µs	1
Inhibit pin 6 switch-over of pin 7						
Outputs disabled	$V_{6\,L}$		3.3	2.5	V	1
Outputs enabled	$V_{6\,H}$	4	3.3		V	1
Signal transition time	t_r	1		5	µs	1
Input current $V_6 = 8$ V	$I_{6\,H}$		500	800	µA	1
Input current $V_6 = 1.7$ V	$-I_{6\,L}$	80	150	200	µA	1
Deviation of I_{10} R_9 = const. $V_S = 12$ V; $C_{10} = 47$ nF	I_{10}	– 5		5	%	1
Deviation of I_{10} R_9 = const. $V_S = 8$ V to 18 V	I_{10}	– 20		20	%	1
Deviation of the ramp voltage between 2 following half-waves, V_S = const.	$\Delta V_{10\,max}$		± 1		%	
Long pulse switch-over pin 13 switch-over of S8						
Short pulse at output	$V_{13\,H}$	3.5	2.5		V	1
Long pulse at output	$V_{13\,L}$		2.5	2	V	1
Input current $V_{13} = 8$ V	$I_{13\,H}$			10	µA	1
Input current $V_{13} = 1.7$ V	$-I_{13\,L}$	45	65	100	µA	1
Outputs pin 2, 3, 4, 7 Reverse current $V_Q = V_S$	I_{CEO}			10	µA	2.6
Saturation voltage $I_Q = 2$ mA	V_{sat}	0.1	0.4	2	V	2.6

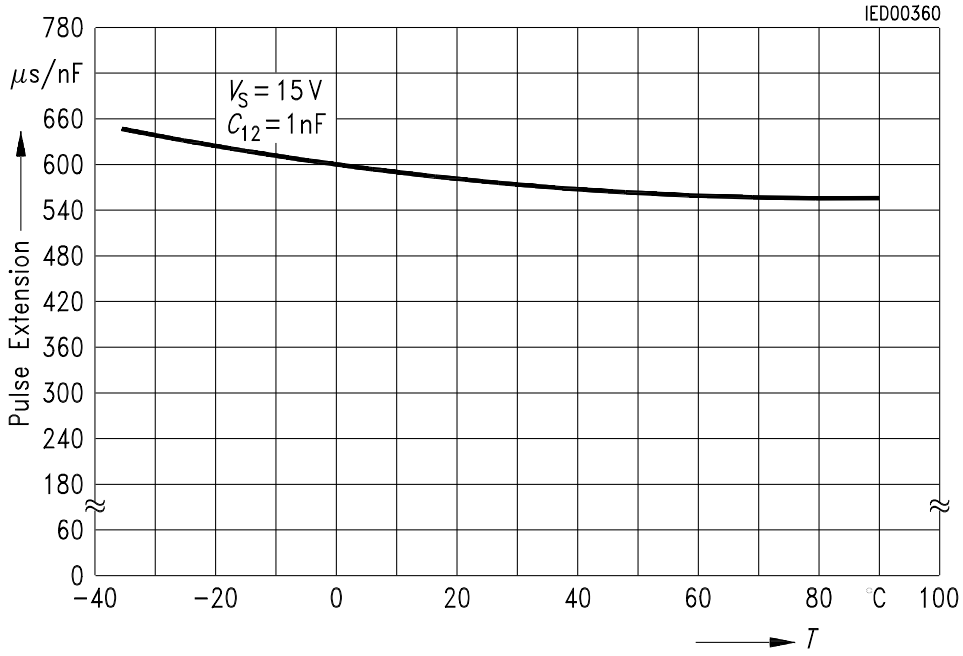
Characteristics (cont'd)
$8 \le V_S \le 18$ V; $-25\,^{\circ}C \le T_A \le 85\,^{\circ}C$; $f = 50$ Hz

Parameter	Symbol	Limit Values			Unit	Test Circuit
		min.	typ.	max.		
Outputs pin 14, 15						
H-output voltage $-I_Q = 250$ mA	$V_{14/15\,H}$	$V_S - 3$	$V_S - 2.5$	$V_S - 1.0$	V	3.6
L-output voltage $I_Q = 2$ mA	$V_{14/15\,L}$	0.3	0.8	2	V	2.6
Pulse width (short pulse) S9 open	t_p	20	30	40	µs	1
Pulse width (short pulse) with C_{12}	t_p	530	620	760	µs/nF	1
Internal voltage control						
Reference voltage Parallel connection of 10 ICs possible	V_{REF}	2.8	3.1	3.4	V	1
TC of reference voltage	α_{REF}		2×10^{-4}	5×10^{-4}	1/K	1

Application Hints for External Components

		min	max	
Ramp capacitance	C_{10}	500 pF	1 µF[1]	The minimum and maximum values of I_{10} are to be observed
Triggering point	$t_{Tr} = \frac{V_{11} \times R_9 \times C_{10}}{V_{REF} \times K}$		[2]	
Charge current	$I_{10} = \frac{V_{REF} \times K}{R_9}$		[2]	Ramp voltage $V_{10\,max} = V_S - 2\ V$ $V_{10} = \frac{V_{REF} \times K \times t}{R_9 \times C_{10}}$ [2]

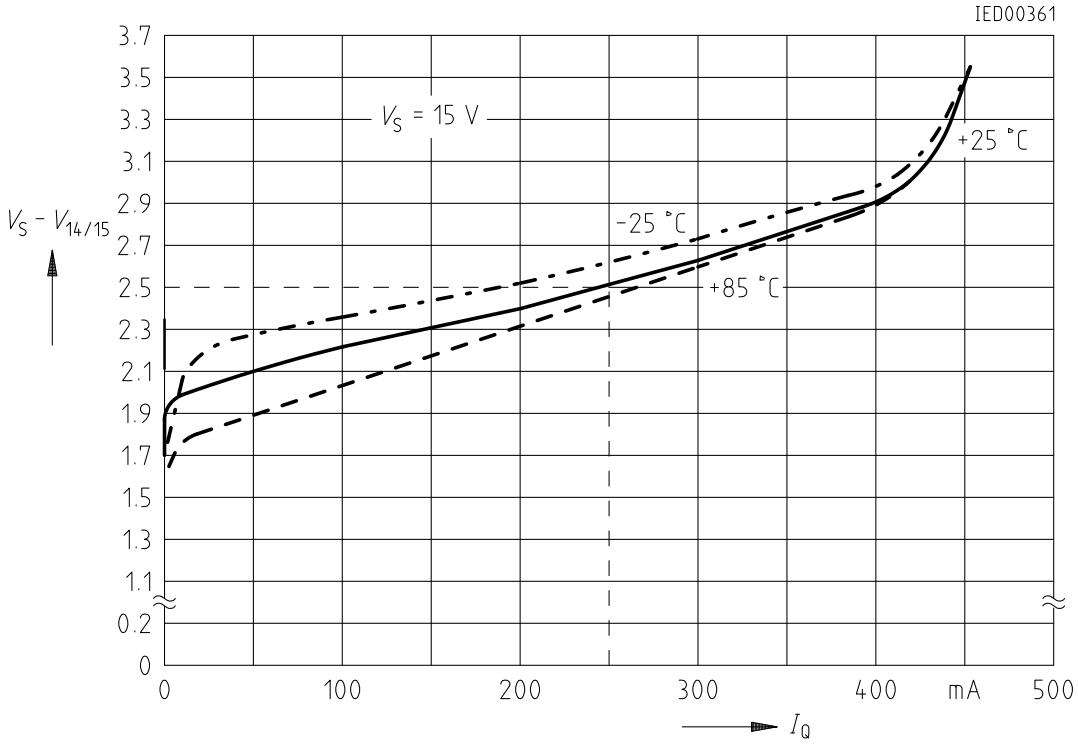
Pulse Extension versus Temperature



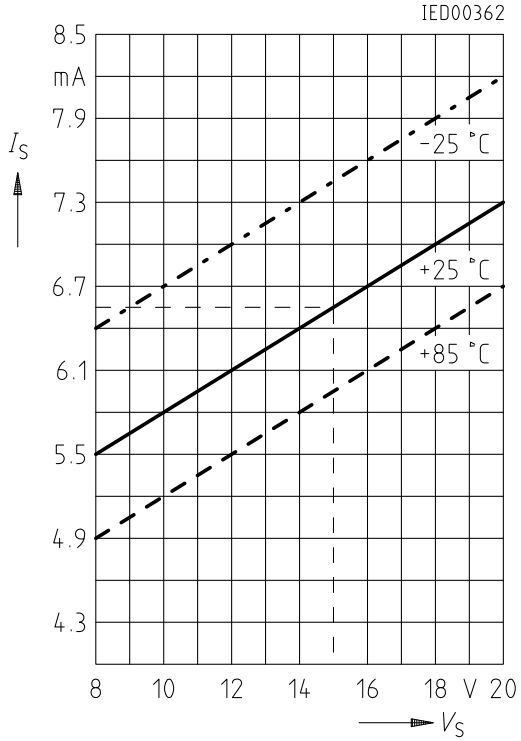
[1] Attention to flyback times

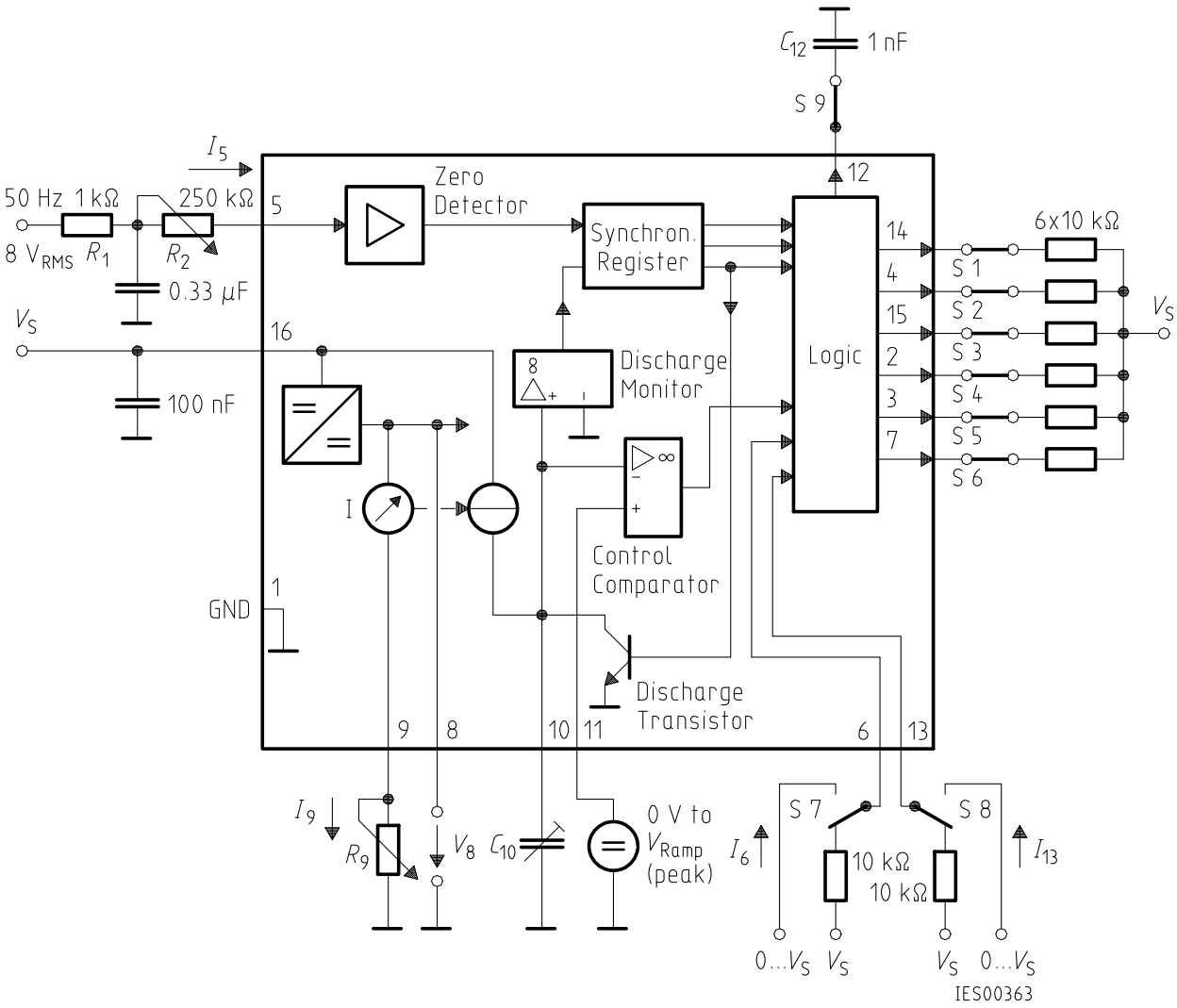
[2] K = 1.10 ± 20 %

Output Voltage measured to + V_S



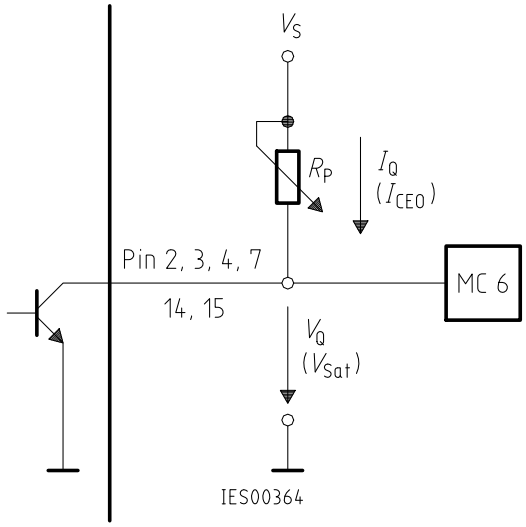
Supply Current versus Supply Voltage





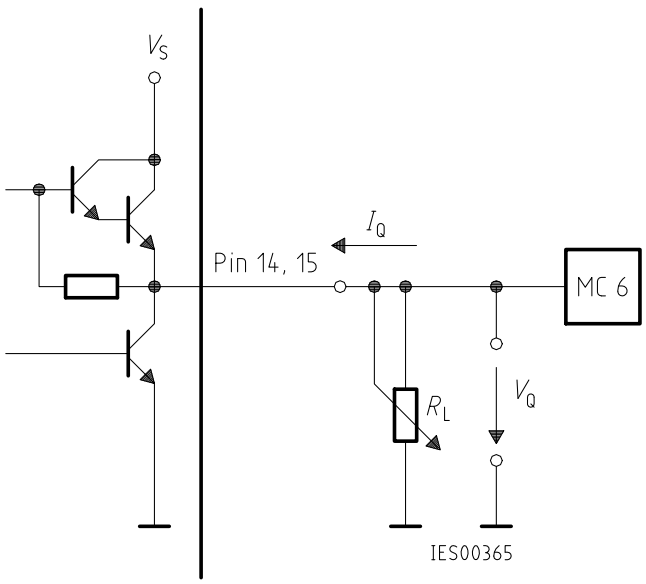
It is necessary for all measurements to adjust the ramp with the aid of C_{10} and R_9 in the way that $3\,V \leq V_{ramp\ max} \leq V_S - 2\,V$
e.g. C_{10} = 47 nF; 18 V: R_9 = 47 kΩ; 8 V: R_9 = 120 kΩ

Test Circuit 1



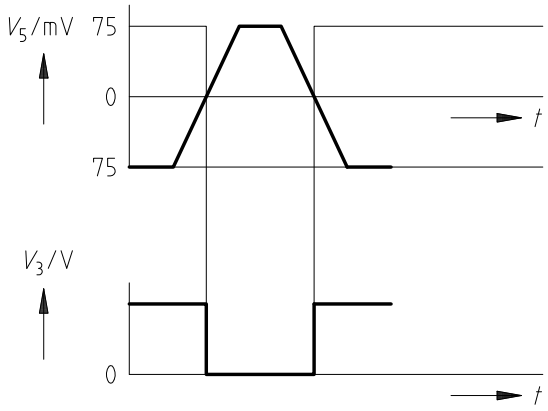
The remaining pins are connected as in test circuit 1

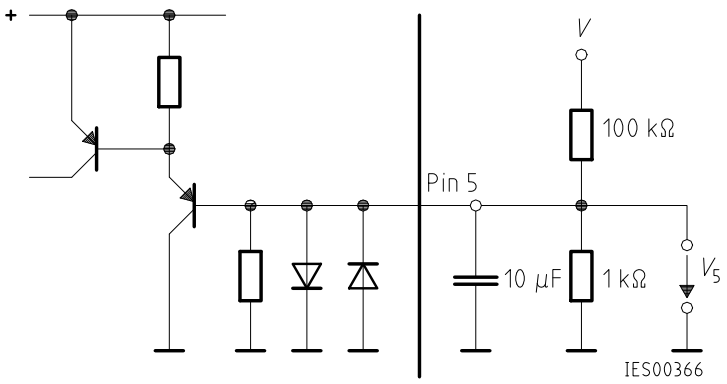
Test Circuit 2



The remaining pins are connected as in test circuit 1

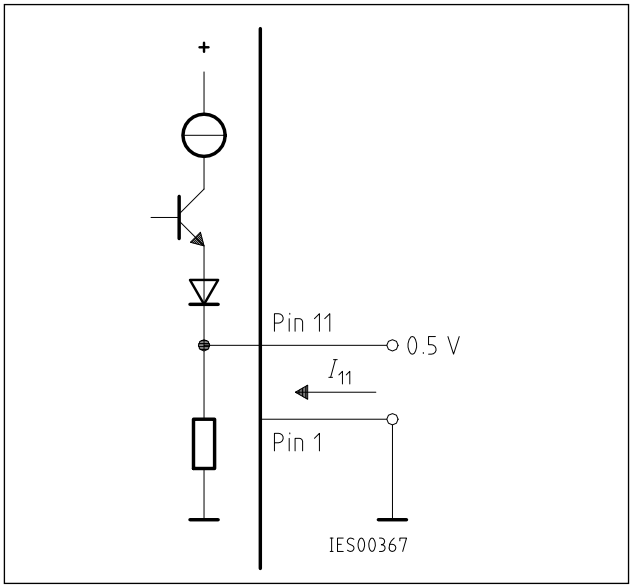
Test Circuit 3



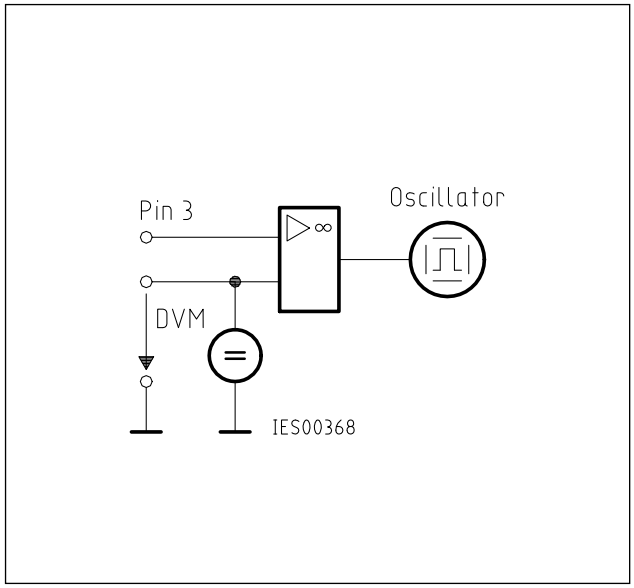


Remaining pins are connected as in test circuit 1
The 10 µF capacitor at pin 5 serves only for test purposes

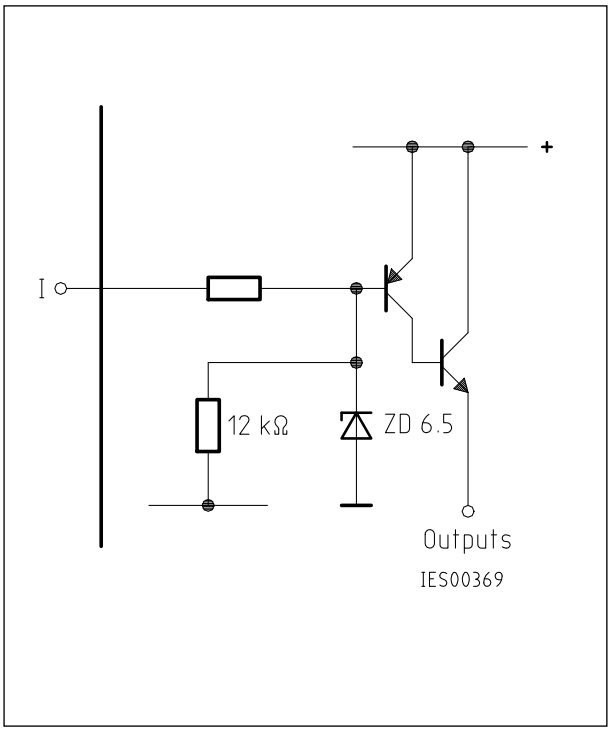
Test Circuit 4



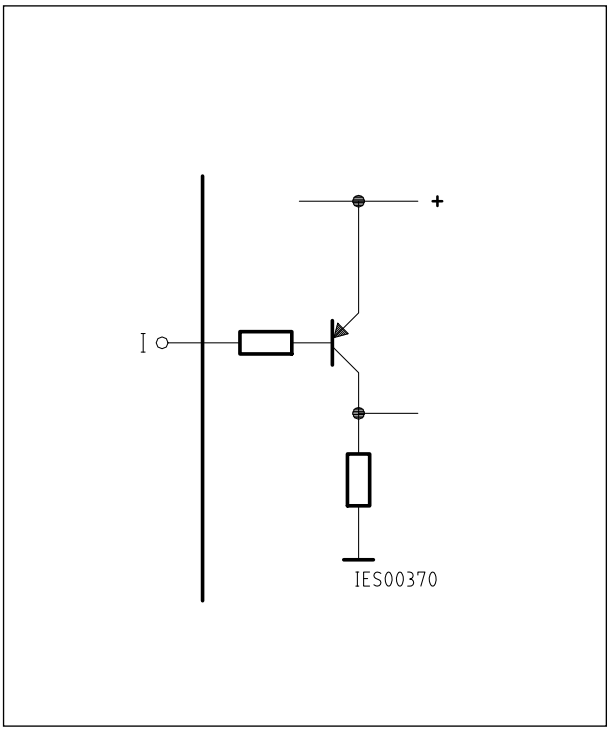
Test Circuit 5



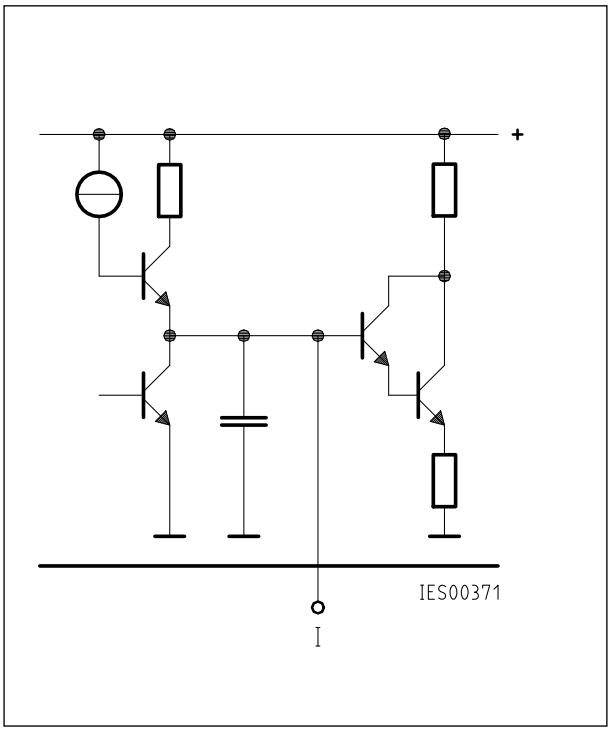
Test Circuit 6



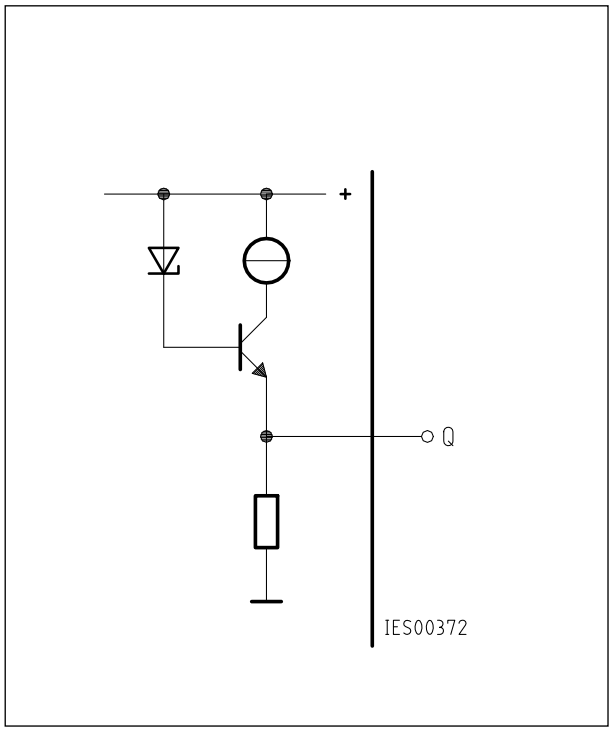
Inhibit 6



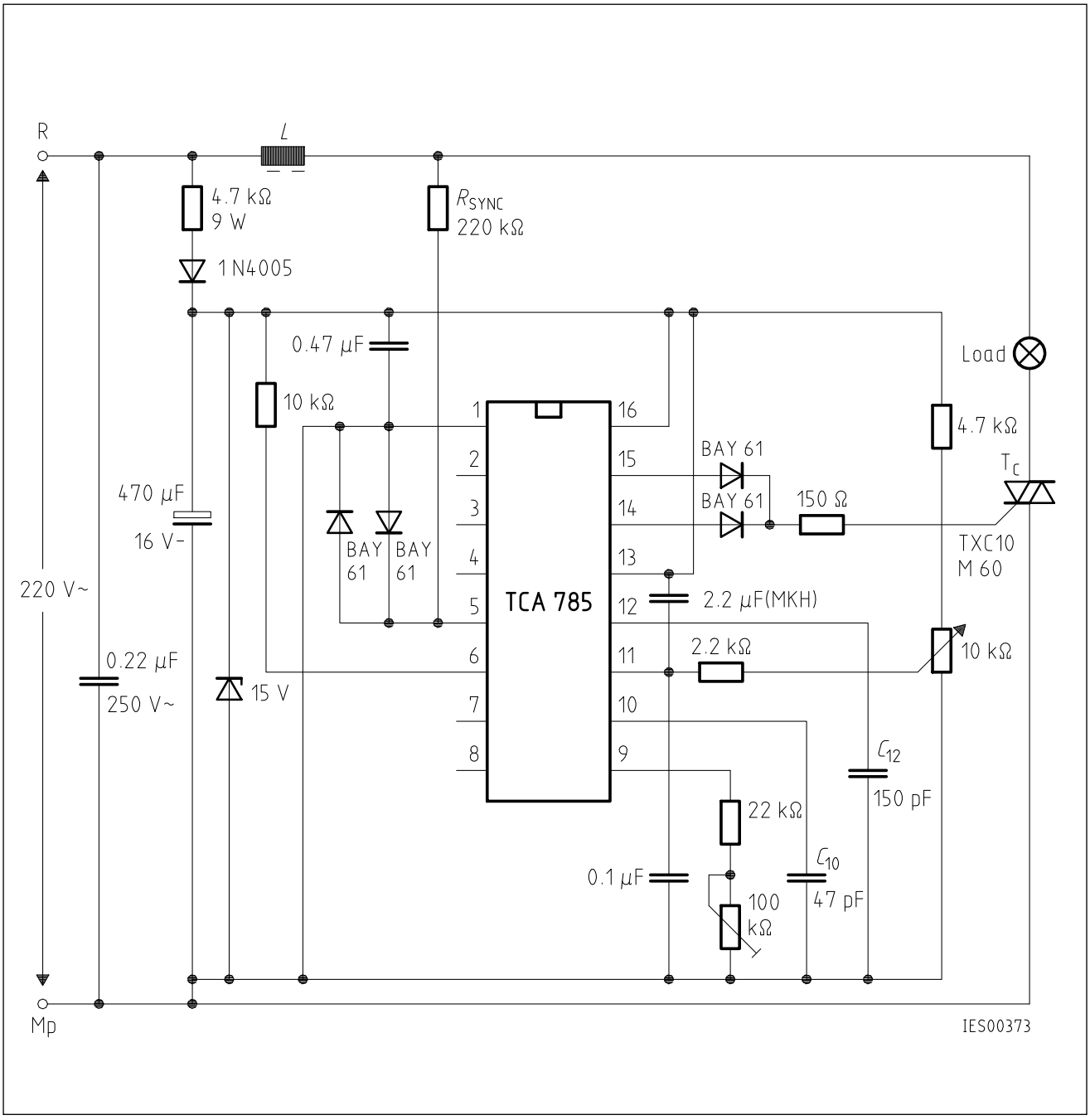
Long Pulse 13



Pulse Extension 12



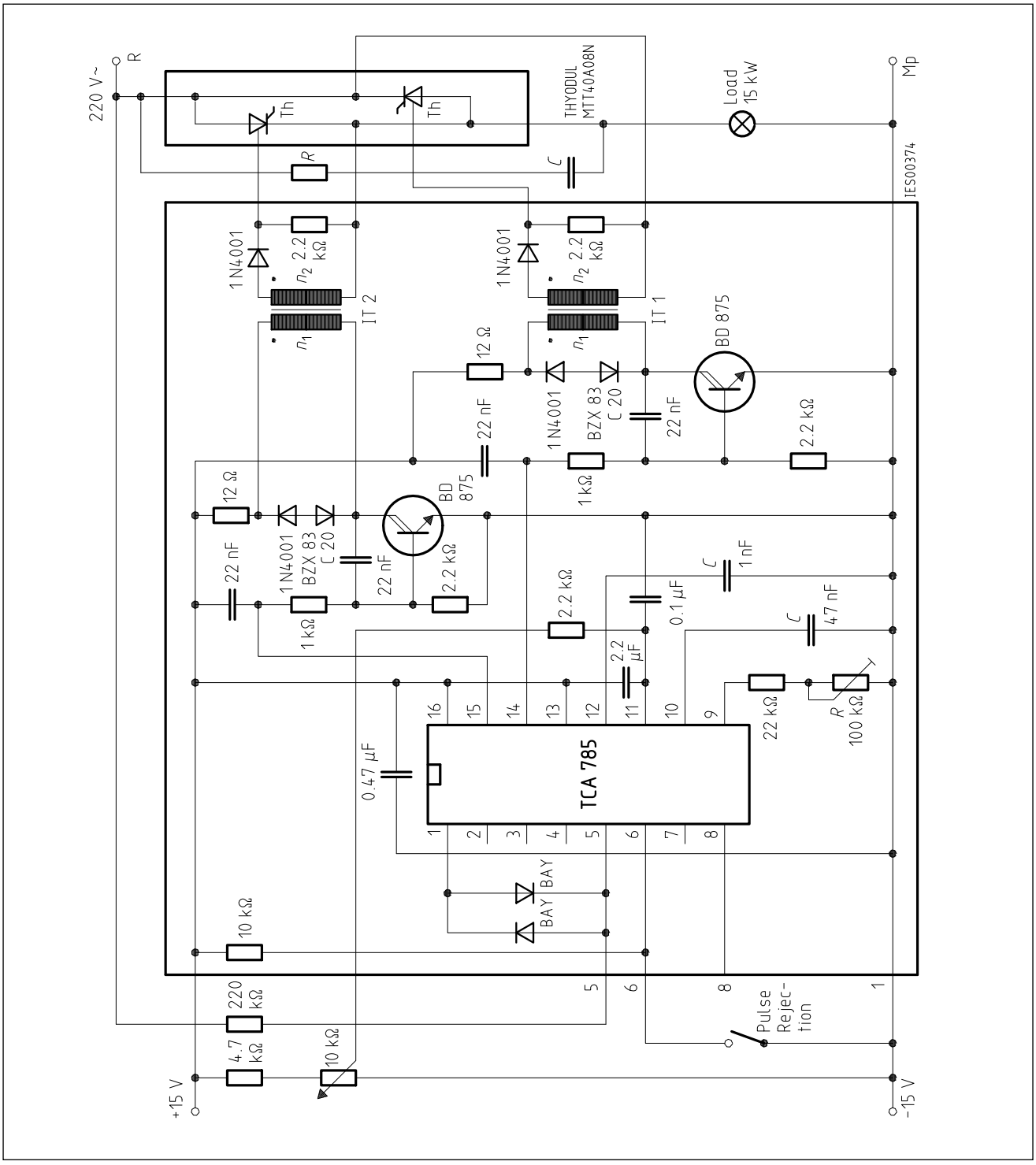
Reference Voltage 8



Application Examples

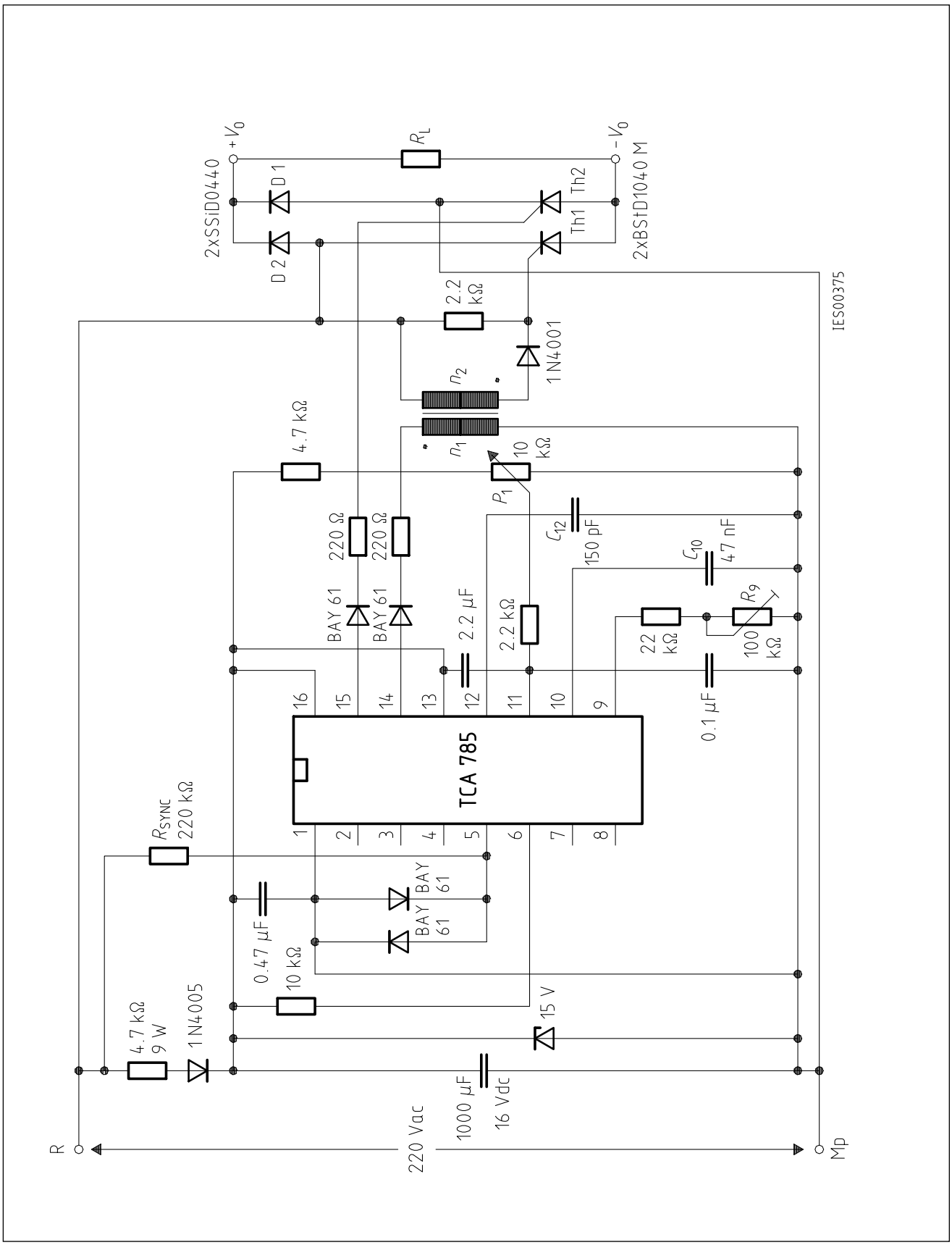
Triac Control for up to 50 mA Gate Trigger Current

A phase control with a directly controlled triac is shown in the figure. The triggering angle of the triac can be adjusted continuously between 0° and 180° with the aid of an external potentiometer. During the positive half-wave of the line voltage, the triac receives a positive gate pulse from the IC output pin 15. During the negative half-wave, it also receives a positive trigger pulse from pin 14. The trigger pulse width is approx. 100 µs.

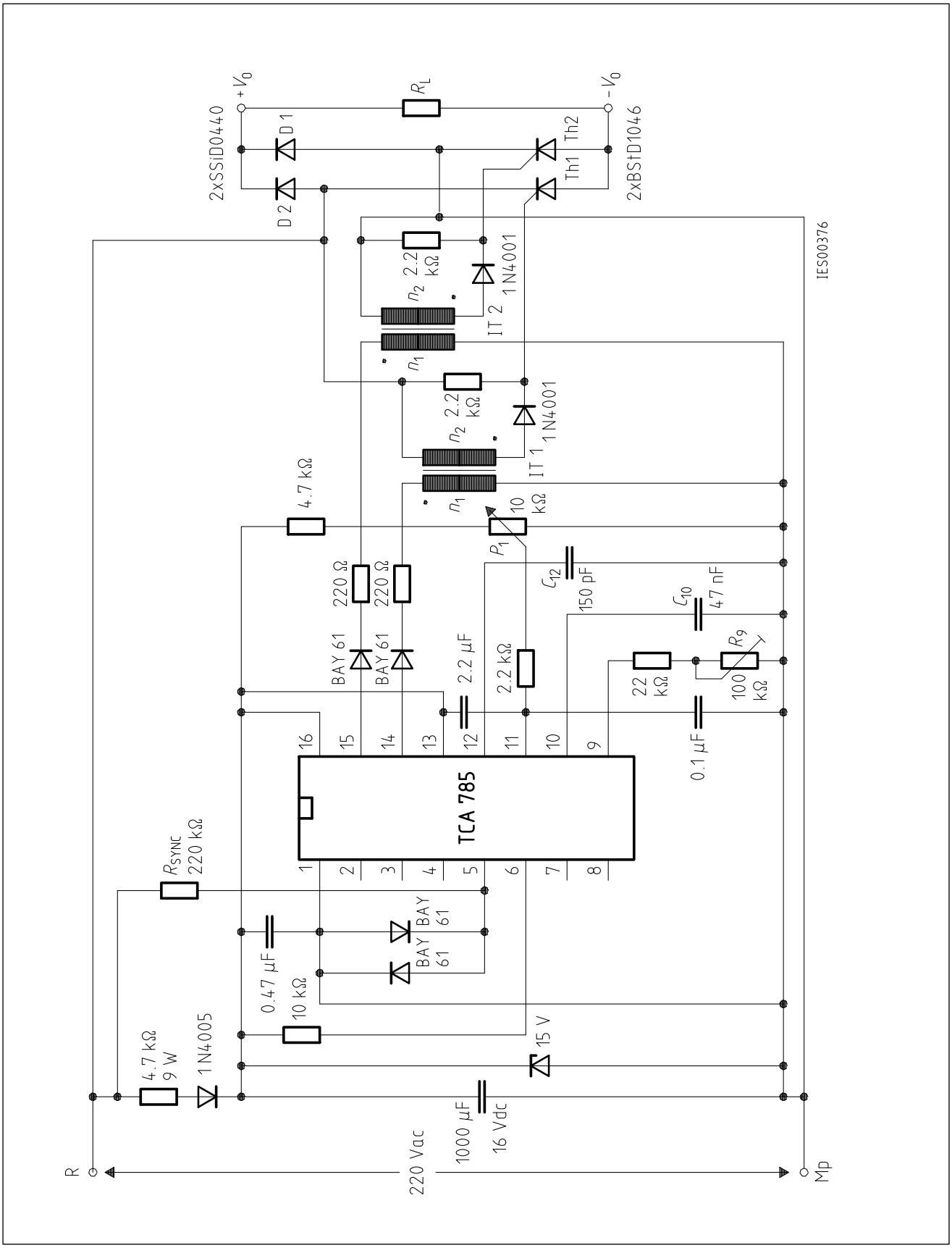


Fully Controlled AC Power Controller
Circuit for Two High-Power Thyristors

Shown is the possibility to trigger two antiparalleled thyristors with one IC TCA 785. The trigger pulse can be shifted continuously within a phase angle between 0˚ and 180˚ by means of a potentiometer. During the negative line half-wave the trigger pulse of pin 14 is fed to the relevant thyristor via a trigger pulse transformer. During the positive line half-wave, the gate of the second thyristor is triggered by a trigger pulse transformer at pin 15.



Half-Controlled Single-Phase Bridge Circuit with Trigger Pulse Transformer and Direct Control for Low-Power Thyristors



Half-Controlled Single-Phase Bridge Circuit with Two Trigger Pulse Transformers for Low-Power Thyristors

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

This datasheet has been download from:

www.datasheetcatalog.com

Datasheets for electronics components.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

APENDICE E

DATA SHEET
DIODO 1N 5407

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

CE

CHENYI ELECTRONICS

1N5400 THRU 1N5408

GENERAL PURPOSE PLASTIC RECTIFIER

Reverse Voltage - 50 to 1000 Volts

Forward Current - 3.0Amperes

FEATURES

. The plastic package has Underwrites Laboratory Flammability Classification 94V-0

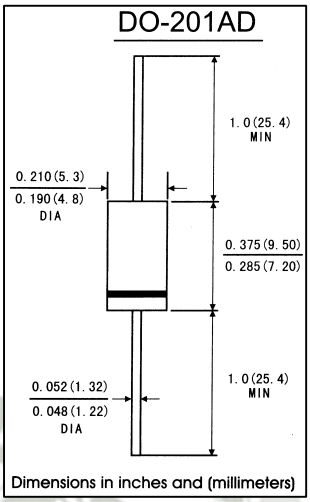
. Construction utilizes void-free molded plastic technique

. High surge current capability

. 3.0A operation at T_L=75℃ with no thermal runaway

. Typical T_R less than 0.1 μA

. High temperature soldering guaranteed: 250℃/10 seconds, 0.375"(9.5mm)lead length,5lbs.(2.3kg)tension



MECHANICAL DATA

. **Case:** JEDEC DO-15 molded plastic body

. **Terminals:** lead solderable per MIL-STD-750,method 2026

. **Polarity:** Color band denotes cathode end

. **Mounting Position:** Any

. **Weight**: 0.042 ounce, 1.19 gram

MAXIMUM RATINGS AND ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Ratings at 25℃ ambient temperature unless otherwise specified,Single phase,half wave 60Hz,resistive or inductive) load. For capacitive load,derate by 20%)

	Symbols	1N 5400	1N 5401	1N 5402	1N 5403	1N 5404	1N 5405	1N 5406	1N 5407	1N 5408	Units
Maximum repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	50	100	200	300	400	500	600	800	1000	Volts
Maximum RMS voltage	V_{RMS}	35	70	140	210	280	350	420	560	700	Volts
Maximum DC blocking voltage	V_{DC}	50	100	200	300	400	500	600	800	1000	Volts
Macimum average forward rectified current 0.375"(9.5mm)lead length at T_A=70℃	$I_{(AV)}$	3.0									Amps
Peak forward surge current 8.3ms sing-wave superimposed on rated load (JEDEC method)T_A=70℃	I_{FSM}	200.0									Amps
Maximum instantaneous forward voltage at 1.5 A	V_F	1.1									Volts
Maximum reverse current at rated DC blocking voltage TA=25℃	I_R	10.0									μA
Maximum reverse current at rated DC blocking voltage TA=100℃	I_R	300.0									μA
Typeical thermal resistance(Note 2)	$R\theta_{JA}$	20.0									℃/W
Typical junction Capacitance(Note 1)	C_J	35.0									pF
Maximum DC Blocking Voltage temperature	T_A	+150.0									℃
Operating and storage temperature range	T_J T_{STG}	-50 to +175									℃

Notes: 1. Measured at 1MHz and applied reverse voltage of 4.0V DC

2.Thermal resistance from juntion to ambient and from junction lead at 0.375"(9.5mm)lead length, P.C.B. Mounted

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

Copyright @ 2000 SHANGHAI CHENYI ELECTRONICS CO.,LTD

REPOSITORIO DE TESIS UCSM
UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

CE

CHENYI ELECTRONICS

1N5400 THRU 1N5408

GENERAL PURPOSE PLASTIC RECTIFIER

Reverse Voltage - 50 to 1000 Volts

Forward Current - 3.0Amperes

RATINGS AND CHARACTERISTIC CURVES 1N5400 THRU 1N5408

FLG.1-FORWARD CURRENT DERATING CURVE

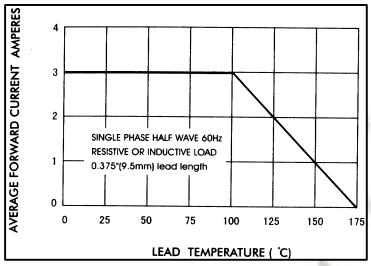


FIG.2-TYPICAL INSTANTANEOUS FORWARD CHARACTERISTICS

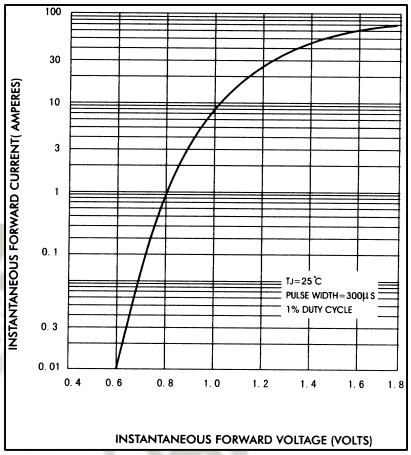


FIG.3-MAXIMUM NON-REPETITIVE PEAK FORWARD SURGE CURRENT

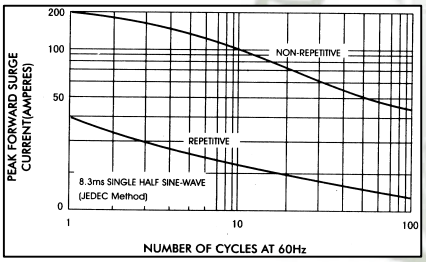


FIG.4-TYPICAL REVERSE CHARACTERISTICS

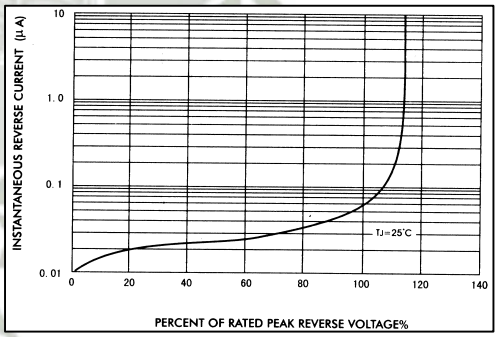
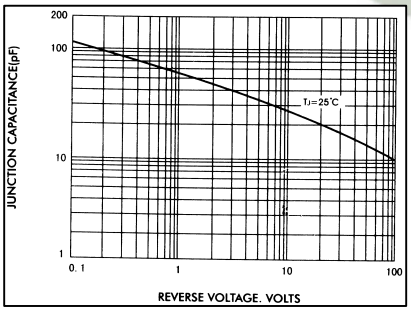


FIG.5-TYPICAL JUNCTION CAPACITANCE



Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis
Copyright @ 2000 SHANGHAI CHENYI ELECTRONICS CO.,LTD

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

This datasheet has been downloaded from:

www.DatasheetCatalog.com

Datasheets for electronic components.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

APENDICE F

DATA SHEET DIODO ZENER BZY97C15

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

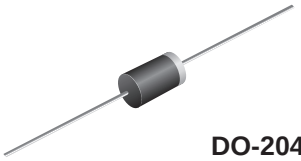
REPOSITORIO DE TESIS UCSM
CATÓLICA DE SANTA MARÍA

BZY97-C3V9 thru BZY97-C200

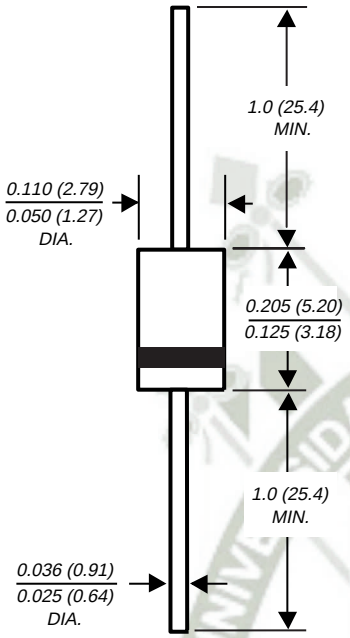
Vishay Semiconductors
formerly General Semiconductor

Zener Diodes

V_Z Range 3.9 to 200V
Power Dissipation 1.5W



DO-204AM



Dimensions in inches and (millimeters)

Extended Voltage Range

Features

- Silicon Planar Power Zener Diodes.
- For use in stablilizing and clipping circuits with high power rating.
- The Zener voltages are graded according to the international E 24 standard. Smaller voltage tolerances are available upon request.

Mechanical Data

Case: JEDEC DO-204AM molded plastic body

Weight: approx. 0.34g

Packaging Codes/Options:
E2/4K per Ammo mag. (52mm tape), 20K/box
E3/5K per 13" reel (52mm tape), 10K/box

Maximum Ratings and Thermal Characteristics (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Parameter	Symbol	Value	Unit
Zener Current (see Table "Characteristics")			
Power Dissipation at T_{amb} = 60°C	P_{tot}	1.5(1)	W
Thermal Resistance Junction to Ambient Air	$R_{\Theta JA}$	60(1)	°C/W
Junction Temperature	T_j	150	°C
Storage Temperature Range	T_S	–55 to +150	°C

Note:
(1) Valid provided that leads at a distance of 3/8" from case are kept at ambient temperature.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos

REPOSITORIO DE TESIS UCSM
CATÓLICA DE SANTA MARÍA

BZY97-C3V9 thru BZY97-C200

Vishay Semiconductors
formerly General Semiconductor

VISHAY

Electrical Characteristics (T_J = 25°C unless otherwise noted)

Type	Zener voltage[1] at I_{ZT} V_Z (V) min. max.	Dynamic resistance at I_{ZT} f = 1 kHz max r_{zj} (Ω)	Typical Temp. coeff. of Zener volt. at I_{ZT} α_{VZ} (10^{-4}/K)	Test current I_{ZT} (mA)	Leakage current I_R (μA)	Reverse voltage V_R (V)	Admissible Zener current at T_{amb} = 60°C I_Z (mA)	I_{ZSM} tp = 10 ms (A)
BZY97 - C3V9	3.7 ... 4.1	7	-0.025	100	15	1	366	3.7
BZY97 - C4V3	4.0 ... 4.6	7	-0.02	100	10	1	327	3.4
BZY97 - C4V7	4.4 ... 5.0	7	-0.02	100	5	1	300	3.1
BZY97 - C5V1	4.8 ... 5.4	5	-0.01	100	3	1	278	2.8
BZY97 - C5V6	5.2 ... 6.0	2	+0.02	100	1	1	250	2.6
BZY97 - C6V2	5.8 ... 6.6	2	+0.05	100	1	1	227	2.3
BZY97 - C6V8	6.4 ... 7.2	2	+0.35	100	1	1	208	2.1
BZY97 - C7V5	7.0 ... 7.9	2	+0.35	100	1	2	190	1.9
BZY97 - C8V2	7.7 ... 8.7	2	+0.055	100	1	3.5	175	1.8
BZY97 - C9V1	8.5 ... 9.6	4	+0.055	50	1	3.5	156	1.6
BZY97 - C10	9.4 ... 10.6	4	+0.07	50	1	5	142	1.4
BZY97 – C11	10.4 ... 11.6	7	+5 ... +10	50	1	5	129	1.3
BZY97 – C12	11.4 ... 12.7	7	+5 ... +10	50	1	7	118	1.2
BZY97 – C13	12.4 ... 14.1	10	+5 ... +10	50	1	7	106	1.1
BZY97 – C15	13.8 ... 15.8	10	+5 ... +10	50	1	10	96	1.0
BZY97 – C16	15.3 ... 17.1	15	+6 ... +11	25	1	10	88	0.90
BZY97 – C18	16.8 ... 19.1	15	+6 ... +11	25	1	10	79	0.81
BZY97 – C20	18.8 ... 21.2	15	+6 ... +11	25	1	10	71	0.73
BZY97 – C22	20.8 ... 23.3	15	+6 ... +11	25	1	12	64	0.66
BZY97 – C24	22.8 ... 25.6	15	+6 ... +11	25	1	12	59	0.60
BZY97 – C27	25.1 ... 28.9	15	+6 ... +11	25	1	14	52	0.53
BZY97 – C30	28 ... 32	15	+6 ... +11	25	1	14	47	0.48
BZY97 – C33	31 ... 35	15	+6 ... +11	25	1	17	43	0.44
BZY97 – C36	34 ... 38	40	+6 ... +11	10	1	17	40	0.40
BZY97 – C39	37 ... 41	40	+6 ... +11	10	1	20	37	0.38
BZY97 – C43	40 ... 46	45	+7 ... +12	10	1	20	33	0.33
BZY97 – C47	44 ... 50	45	+7 ... +12	10	1	24	30	0.31
BZY97 – C51	48 ... 54	60	+7 ... +12	10	1	24	28	0.28
BZY97 – C56	52 ... 60	60	+7 ... +12	10	1	28	25	0.26
BZY97 – C62	58 ... 66	80	+7 ... +12	10	1	28	23	0.23
BZY97 – C68	64 ... 72	80	+7 ... +12	10	1	34	21	0.21
BZY97 – C75	70 ... 79	100	+7 ... +12	10	1	34	19	0.19
BZY97 – C82	77 ... 88	100	+7 ... +12	10	1	41	17	0.18
BZY97 – C91	85 ... 96	200	+8 ... +13	5	1	41	16	0.16
BZY97 – C100	94 ... 106	200	+8 ... +13	5	1	50	14	0.15
BZY97 – C110	104 ... 116	250	+8 ... +13	5	1	50	13	0.13
BZY97 – C120	114 ... 127	250	+8 ... +13	5	1	60	12	0.12
BZY97 – C130	124 ... 141	300	+8 ... +13	5	1	60	11	0.11
BZY97 – C150	138 ... 156	300	+8 ... +13	5	1	75	10	0.10
BZY97 – C160	153 ... 171	350	+8 ... +13	5	1	75	9	0.09
BZY97 – C180	168 ... 191	350	+8 ... +13	5	1	90	8	0.08
BZY97 – C200	188 ... 212	350	+8 ... +13	5	1	90	7	0.07

Notes: (1) Tested with pulses t_p = 5 ms

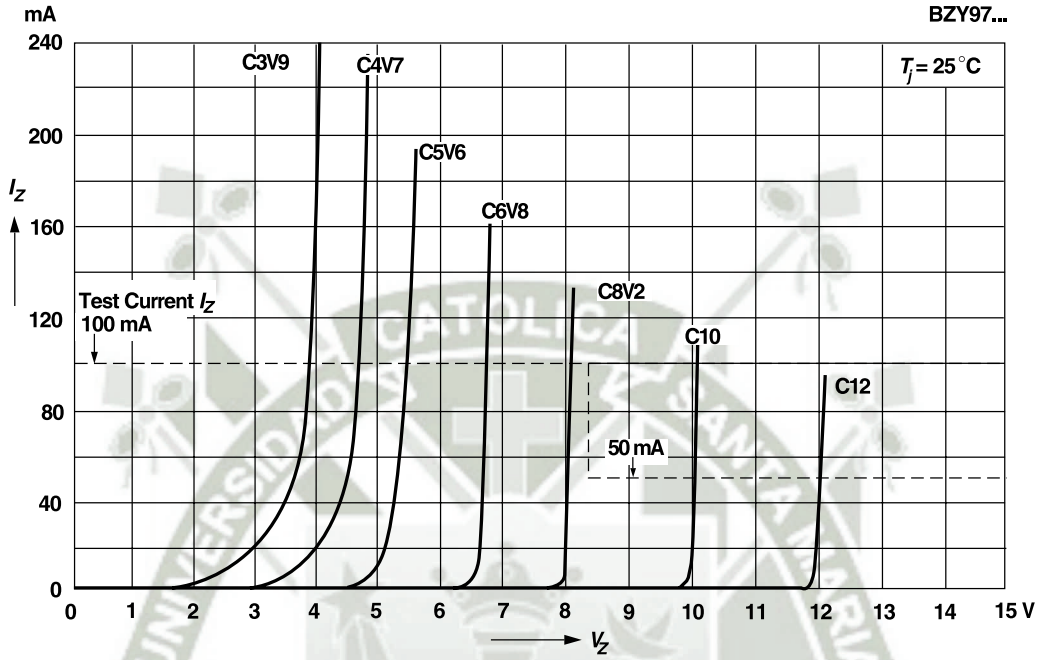
Publicación autorizada con fines académicos e investigativos

TESIS UCSM
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

Ratings and Characteristic Curves (T_A = 25°C unless otherwise noted)

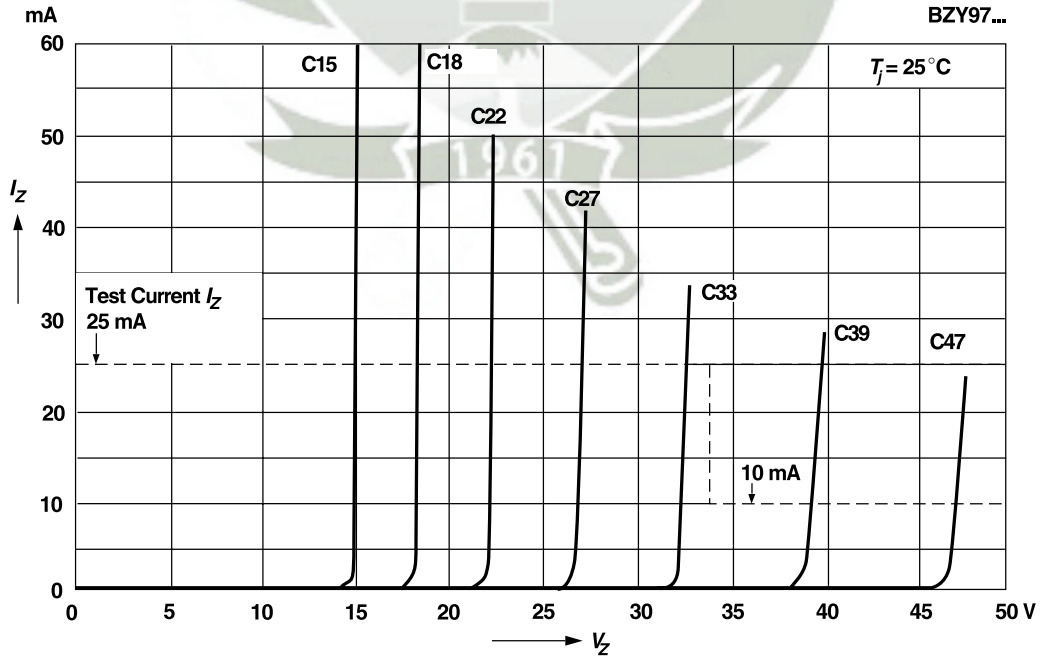
Breakdown characteristics

T_j = constant (pulsed)



Breakdown characteristics

T_j = constant (pulsed)



Publicación autorizada con fines académicos e investigativos

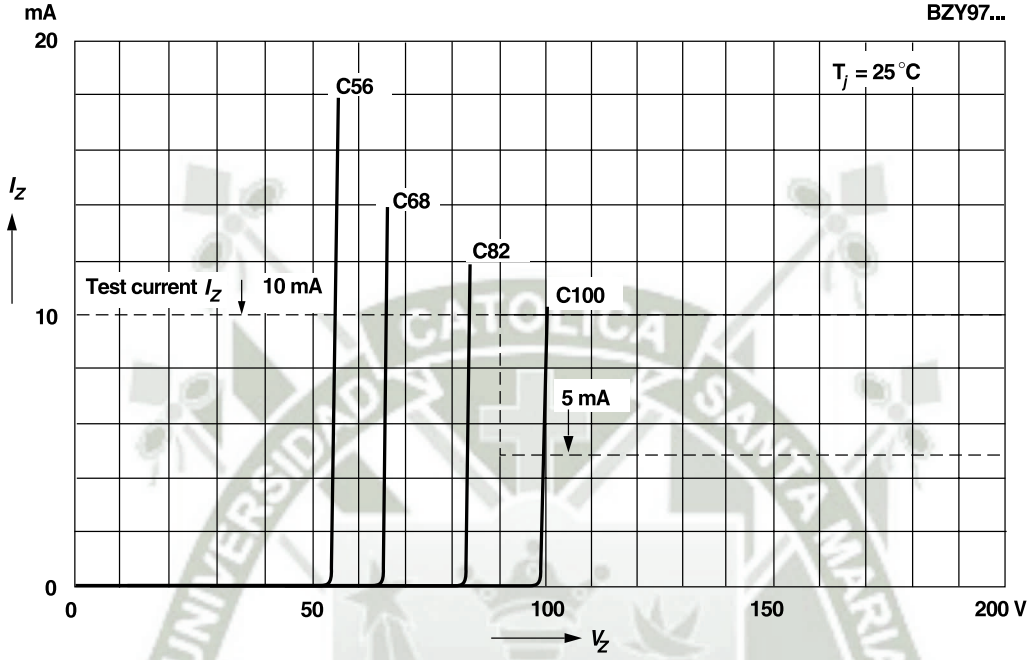
REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

Ratings and Characteristic Curves (TA = 25°C unless otherwise noted)

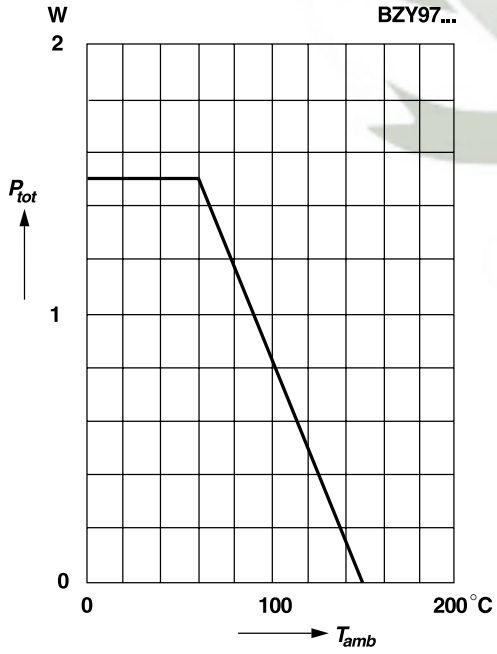
Breakdown characteristics

T_j = constant (pulsed)



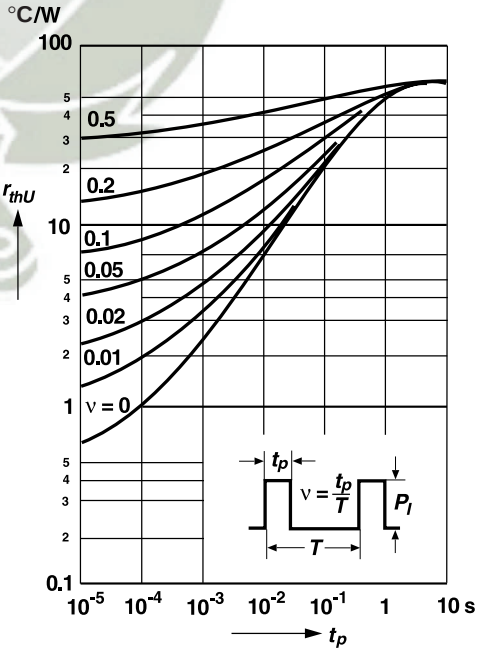
Admissible power dissipation versus ambient temperature

For conditions, see footnote in table "Absolute Maximum Ratings"



Pulse thermal resistance versus pulse duration

Valid provided that leads are kept at ambient temperature at a distance of 10 mm from case



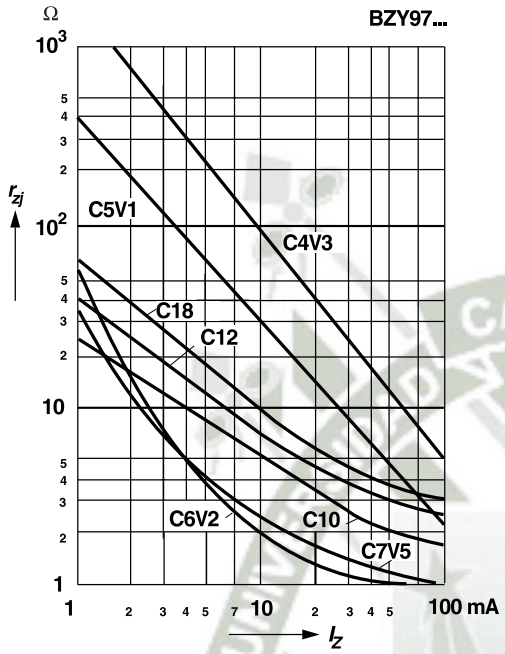
Publicación autorizada con fines académicos e investigativos

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

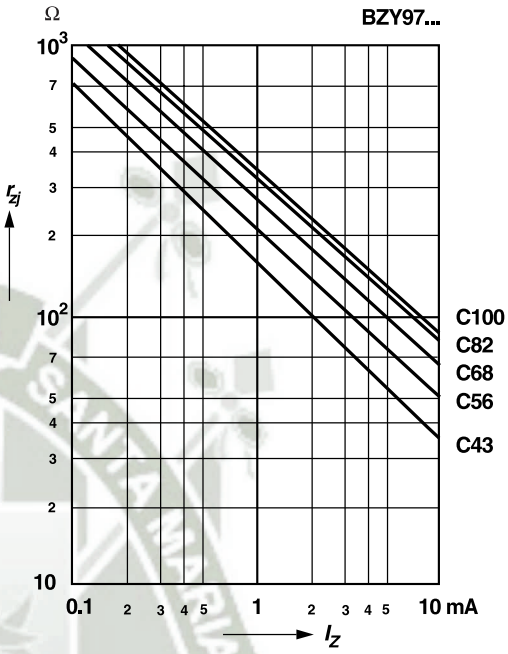
CATÓLICA DE SANTA MARÍA

Ratings and Characteristic Curves (TA = 25°C unless otherwise noted)

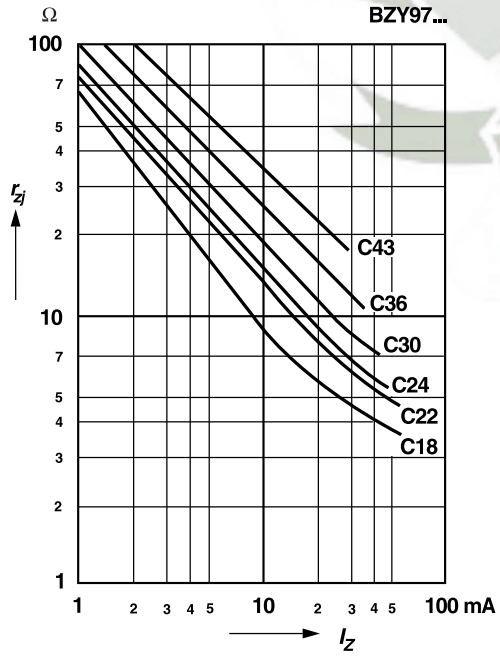
Dynamic resistance versus Zener current



Dynamic resistance versus Zener current



Dynamic resistance versus Zener current



Publicación autorizada con fines académicos e investigativos

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

APENDICE G

DATA SHEET TIRISTOR BT152

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM
CATÓLICA DE SANTA MARÍA

GENERAL DESCRIPTION

Glass passivated thyristors in a plastic envelope, intended for use in applications requiring high bidirectional blocking voltage capability and high thermal cycling performance. Typical applications include motor control, industrial and domestic lighting, heating and static switching.

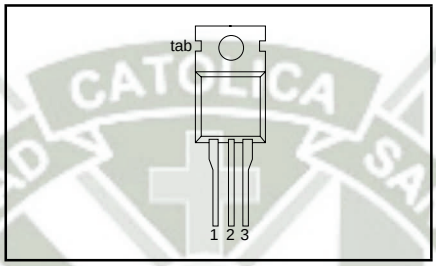
QUICK REFERENCE DATA

SYMBOL	PARAMETER	MAX.	MAX.	MAX.	UNIT
	BT152-	**400R**	**600R**	**800R**	
V_{DRM}, V_{RRM}	Repetitive peak off-state voltages	450	650	800	V
$I_{T(AV)}$	Average on-state current	13	13	13	A
$I_{T(RMS)}$	RMS on-state current	20	20	20	A
I_{TSM}	Non-repetitive peak on-state current	200	200	200	A

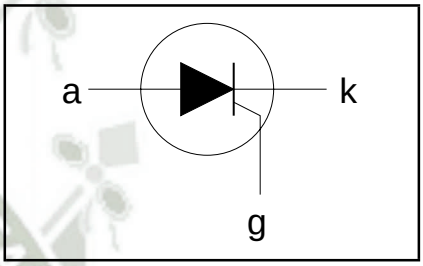
PINNING - TO220AB

PIN	DESCRIPTION
1	cathode
2	anode
3	gate
tab	anode

PIN CONFIGURATION



SYMBOL



LIMITING VALUES

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

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.			UNIT
				-400R	**-600R**	**-800R**	
V_{DRM}	Repetitive peak off-state voltages		-	450[1]	650[1]	800	V
$I_{T(AV)}$	Average on-state current	half sine wave; $T_{mb} \leq 103$ ˚C	-	13			A
$I_{T(RMS)}$	RMS on-state current	all conduction angles	-	20			A
I_{TSM}	Non-repetitive peak on-state current	half sine wave; $T_j = 25$ ˚C prior to surge					
		t = 10 ms	-	200			A
		t = 8.3 ms	-	220			A
I^2t	I^2t for fusing	t = 10 ms	-	200			A^2s
dI_T/dt	Repetitive rate of rise of on-state current after triggering	$I_{TM} = 50$ A; $I_G = 0.2$ A; $dI_G/dt = 0.2$ A/µs	-	200			A/µs
I_{GM}	Peak gate current		-	5			A
V_{GM}	Peak gate voltage		-	5			V
V_{RGM}	Peak reverse gate voltage		-	5			V
P_{GM}	Peak gate power		-	20			W
$P_{G(AV)}$	Average gate power	over any 20 ms period	-	0.5			W
T_{stg}	Storage temperature		-40	150			˚C
T_j	Operating junction temperature		-	125			˚C

1 Although not recommended, off-state voltages up to 800V may be applied without damage, but the thyristor may switch to the on-state. The rate of rise of current should not exceed 15 A/µs.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos

REPOSITORIO DE TESIS UCSM
CATÓLICA DE SANTA MARÍA

THERMAL RESISTANCES

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$R_{th\ j\text{-}mb}$	Thermal resistance junction to mounting base		-	-	1.1	K/W
$R_{th\ j\text{-}a}$	Thermal resistance junction to ambient	in free air	-	60	-	K/W

STATIC CHARACTERISTICS

T_j = 25 ˚C unless otherwise stated

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
I_{GT}	Gate trigger current	V_D = 12 V; I_T = 0.1 A	-	3	32	mA
I_L	Latching current	V_D = 12 V; I_{GT} = 0.1 A	-	25	80	mA
I_H	Holding current	V_D = 12 V; I_{GT} = 0.1 A	-	15	60	mA
V_T	On-state voltage	I_T = 40 A	-	1.4	1.75	V
V_{GT}	Gate trigger voltage	V_D = 12 V; I_T = 0.1 A	-	0.6	1.5	V
		V_D = $V_{DRM(max)}$; I_T = 0.1 A; T_j = 125 ˚C	0.25	0.4	-	V
I_D, I_R	Off-state leakage current	V_D = $V_{DRM(max)}$; V_R = $V_{RRM(max)}$; T_j = 125 ˚C	-	0.2	1.0	mA

DYNAMIC CHARACTERISTICS

T_j = 25 ˚C unless otherwise stated

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
dV_D/dt	Critical rate of rise of off-state voltage	V_{DM} = 67% $V_{DRM(max)}$; T_j = 125 ˚C; exponential waveform gate open circuit	200	300	-	V/µs
t_{gt}	Gate controlled turn-on time	V_D = $V_{DRM(max)}$; I_G = 0.1 A; dI_G/dt = 5 A/µs; I_{TM} = 40 A	-	2	-	µs
t_q	Circuit commutated turn-off time	V_D = 67% $V_{DRM(max)}$; T_j = 125 ˚C; I_{TM} = 50 A; V_R = 25 V; dI_{TM}/dt = 30 A/µs; dV_D/dt = 50 V/µs; R_{GK} = 100 Ω	-	70	-	µs

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos

REPOSITORIO DE TESIS UCSM
CATÓLICA DE SANTA MARÍA

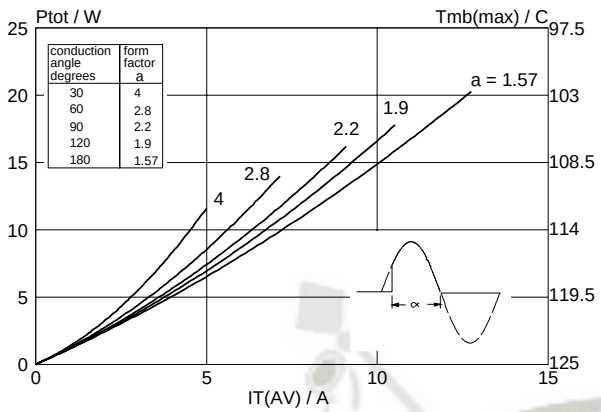


Fig.1. Maximum on-state dissipation, P_{tot}, versus average on-state current, $I_{T(AV)}$, where a = form factor = $I_{T(RMS)}$/ $I_{T(AV)}$.

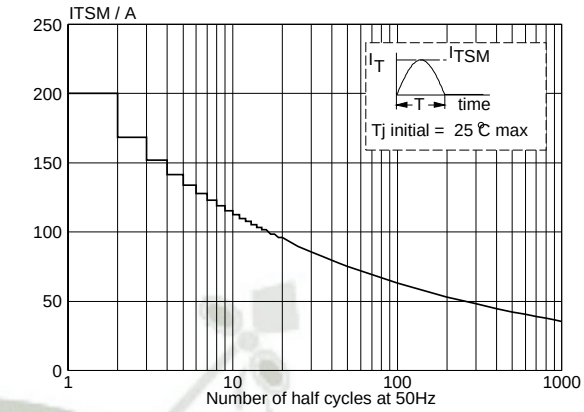


Fig.4. Maximum permissible non-repetitive peak on-state current I_{TSM}, versus number of cycles, for sinusoidal currents, f = 50 Hz.

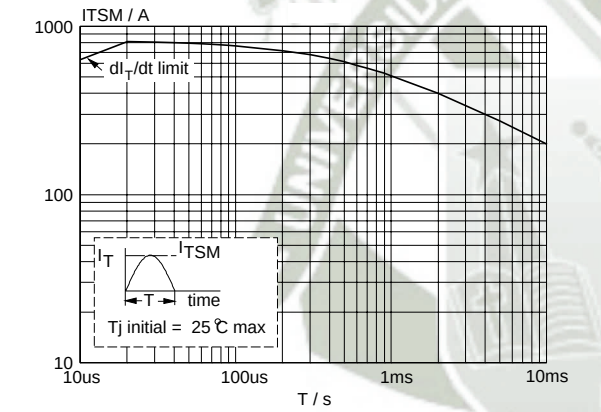


Fig.2. Maximum permissible non-repetitive peak on-state current I_{TSM}, versus pulse width t_p, for sinusoidal currents, $t_p \leq 10ms$.

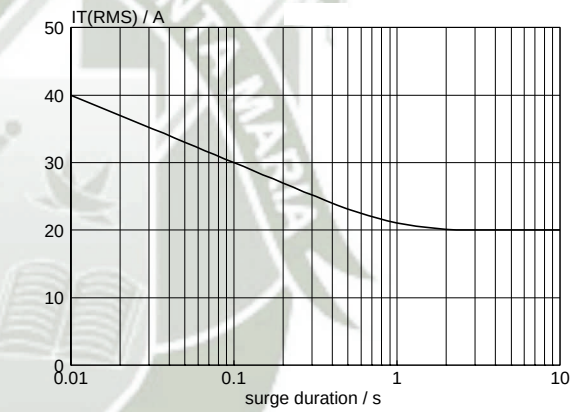


Fig.5. Maximum permissible repetitive rms on-state current $I_{T(RMS)}$, versus surge duration, for sinusoidal currents, f = 50 Hz; $T_{mb} \leq 103^{\circ}C$.

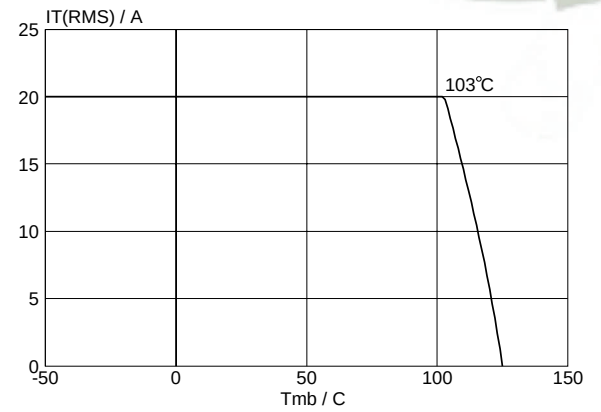


Fig.3. Maximum permissible rms current $I_{T(RMS)}$, versus mounting base temperature T_{mb}.

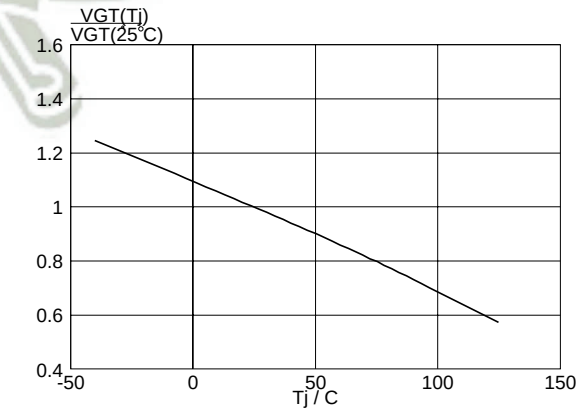


Fig.6. Normalised gate trigger voltage $V_{GT}(T_j)$/ $V_{GT}(25^{\circ}C)$, versus junction temperature T_j.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos

REPOSITORIO DE TESIS UCSM
CATÓLICA DE SANTA MARÍA

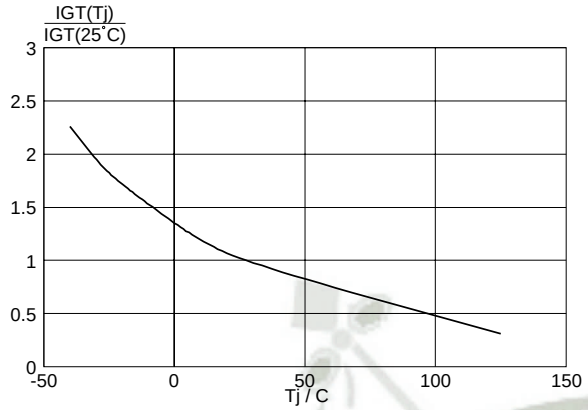


Fig.7. Normalised gate trigger current $I_{GT}(T_j)/ I_{GT}(25˚C)$, versus junction temperature T_j.

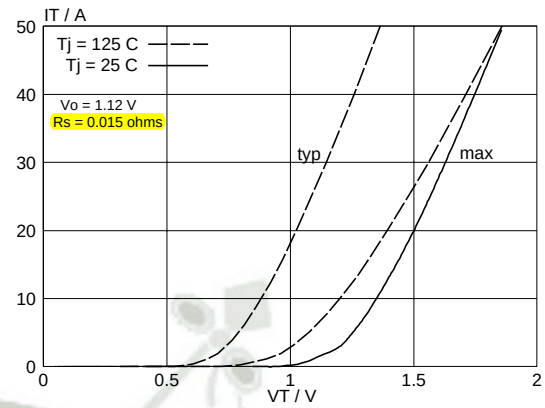


Fig.10. Typical and maximum on-state characteristic.

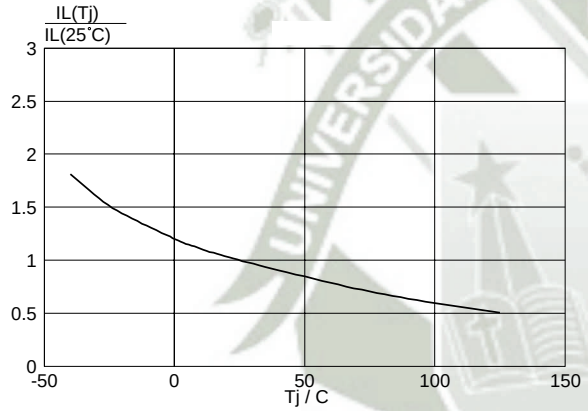


Fig.8. Normalised latching current $I_L(T_j)/ I_L(25˚C)$, versus junction temperature T_j.

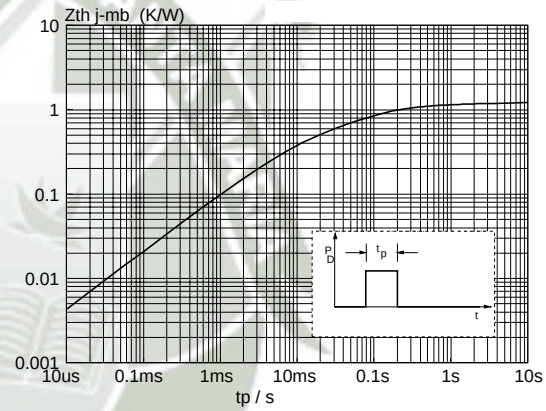


Fig.11. Transient thermal impedance $Z_{th\ j\text{-}mb}$, versus pulse width t_p.

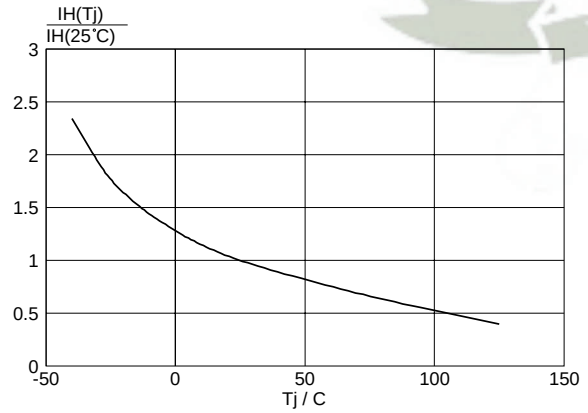


Fig.9. Normalised holding current $I_H(T_j)/ I_H(25˚C)$, versus junction temperature T_j.

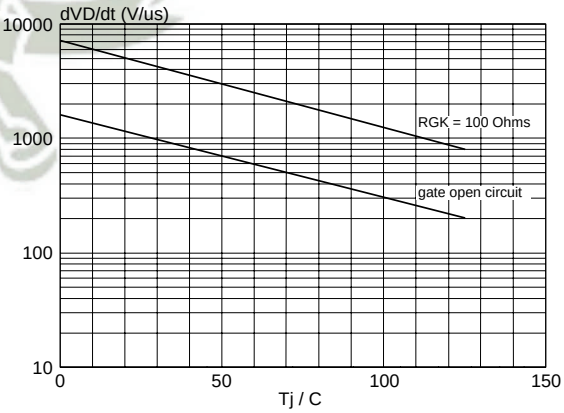


Fig.12. Typical, critical rate of rise of off-state voltage, dV_D/dt versus junction temperature T_j.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos

REPOSITORIO DE TESIS UCSM
CATÓLICA DE SANTA MARÍA

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Net Mass: 2 g

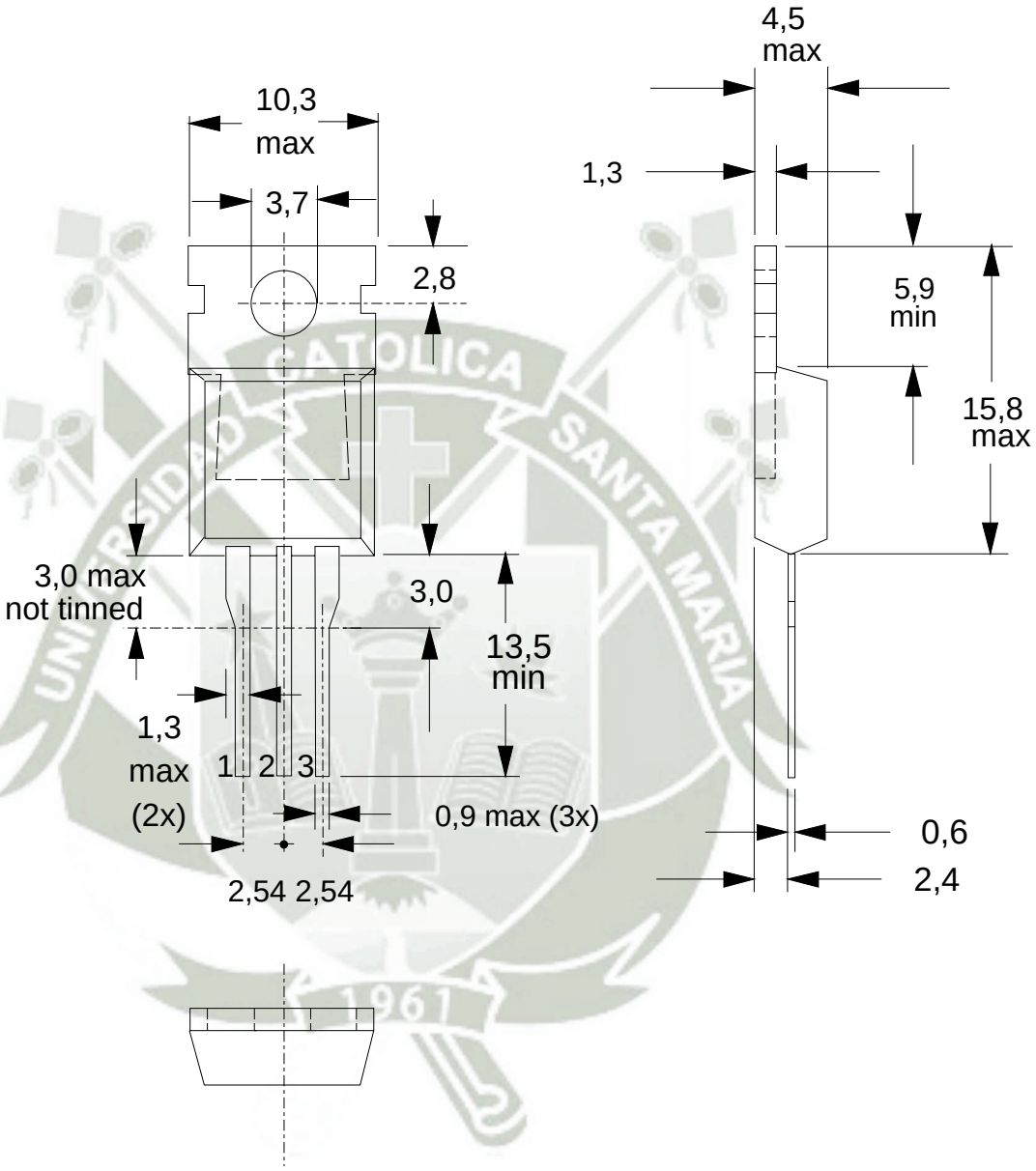


Fig.13. TO220AB; pin 2 connected to mounting base.

Notes
1. Refer to mounting instructions for TO220 envelopes.
2. Epoxy meets UL94 V0 at 1/8".

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos

REPOSITORIO DE TESIS UCSM
CATÓLICA DE SANTA MARÍA

DEFINITIONS

Data sheet status	
Objective specification	This data sheet contains target or goal specifications for product development.
Preliminary specification	This data sheet contains preliminary data; supplementary data may be published later.
Product specification	This data sheet contains final product specifications.
Limiting values	
Limiting values are given in accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134). Stress above one or more of the limiting values may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and operation of the device at these or at any other conditions above those given in the Characteristics sections of this specification is not implied. Exposure to limiting values for extended periods may affect device reliability.	
Application information	
Where application information is given, it is advisory and does not form part of the specification.	
© **Philips Electronics N.V. 1997**	
All rights are reserved. Reproduction in whole or in part is prohibited without the prior written consent of the copyright owner.	
The information presented in this document does not form part of any quotation or contract, it is believed to be accurate and reliable and may be changed without notice. No liability will be accepted by the publisher for any consequence of its use. Publication thereof does not convey nor imply any license under patent or other industrial or intellectual property rights.	

LIFE SUPPORT APPLICATIONS

These products are not designed for use in life support appliances, devices or systems where malfunction of these products can be reasonably expected to result in personal injury. Philips customers using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Philips for any damages resulting from such improper use or sale.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

This datasheet has been download from:

www.datasheetcatalog.com

Datasheets for electronics components.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos