

Instituto Tecnológico de Costa Rica

Escuela de Ingeniería en Electrónica



Diseño e Implementación de un prototipo de controlador para cargadores de banco de baterías de la Planta Hidroeléctrica Toro I.

Informe de Proyecto de Graduación para optar por el título de Ingeniero en Electrónica con el grado académico de Licenciatura

Instituto Costarricense de Electricidad

ICE

José Manuel Peralta Carranza

Cartago, junio de 2006


INSTITUTO TECNOLÓGICO DE COSTA RICA
ESCUELA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA

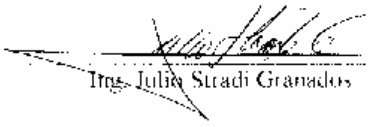
PROYECTO DE GRADUACIÓN

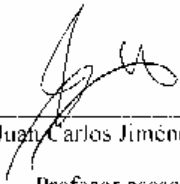
TRIBUNAL EVALUADOR

Proyecto de Graduación defendido ante el presente Tribunal Evaluador como requisito para optar por el título de Ingeniero en Electrónica con el grado académico de Licenciatura, del Instituto Tecnológico de Costa Rica.

Miembros del Tribunal


Ing. Francisco Navarro Henríquez
Profesor lector


Ing. Julia Stradi Granados
Profesor lector


Ing. Juan Carlos Jiménez Robles
Profesor asesor

Los miembros de este Tribunal dan fe de que el presente trabajo de graduación ha sido aprobado y cumple con las normas establecidas por la Escuela de Ingeniería Electrónica

Cartago, 29 de junio de 2006

Declaro que el presente Proyecto de Graduación ha sido realizado por mi persona, utilizando y aplicando literatura referente al tema, así como la información que haya suministrado la institución para la que se realizará el proyecto, y aplicando e introduciendo conocimientos propios.

En los casos en que he utilizado bibliografía, he procedido a indicar las fuentes mediante las respectivas citas bibliográficas.

En consecuencia, asumo la responsabilidad total por el trabajo de graduación realizado y por el contenido del correspondiente informe final.

San José, 30 de junio de 2006



José Manuel Peralta Carranza

Cédula: 1-1036-313

Resumen

En el año de 1994 el ICE realiza la compra de un sistema de carga de un banco de baterías para la Planta Hidroeléctrica Toro 1 en Alajuela.

Este sistema electrónico de carga basa su diseño en la electrónica disponible en el año de su compra. Es por esto que actualmente este equipo se encuentra desactualizado y las tarjetas que lo conforman en este momento se han descontinuado por parte de su fabricante, SAFT NIFE.

Se han realizado algunas gestiones en la institución para su reemplazo con varias empresas. Los precios de las cotizaciones han sido muy altos para las actualizaciones requeridas y esto ha dado pie a que la institución plantee la posibilidad de realizar un diseño que sea propietario del ICE y que cumpla con ciertos requisitos tales como que sea de fácil manejo, de mantenimiento sencillo y que pueda ser fácilmente actualizable.

Es por esto que se toma la decisión por parte del ICE de financiar el presente proyecto y además de innovar en este campo introduciendo un dispositivo lógico programable PLC como la parte central del sistema de control de carga y añadir circuitería electrónica para las diferentes etapas.

Es importante resolver el problema presente en la Planta Toro 1 dado que los problemas de desactualización que está sufriendo el sistema actual van a influir negativamente en la alimentación de los equipos de control, comunicación y proceso de arranque del generador, lo que conlleva a la disminución de la confiabilidad y disponibilidad de la planta.

Palabras Clave: Rectificadores, PLC, sistema de control, banco de baterías, Planta Hidroeléctrica Toro I.

Abstract

In the year of 1994 the ICE carries out the purchase of a charge system for a batteries arrangement for the Planta Hidroeléctrica Toro I, located in Alajuela.

This electronic charge system bases its design on the available electronics by the year of its purchase. It is for this reason that at this moment the equipment is outdated and the cards that conform it at this time are out of fabrication by SAFT NIFE.

The institution has been searched options for their substitution with several companies. The obtained prices have been very high for the required upgrades and this situation have caused that the institution outlines the possibility to carry out a design of their property and that it fulfills certain requirements such as easy handling, simple maintenance and that it can be easily upgraded.

It is for this reason that the institution takes the decision of financing the present project and besides to innovate in this area introducing a programmable logical device, PLC, as the central part of the system of charge control and to add electronic circuitry for the different stages.

It is important to solve the present problem in the Planta Toro I since problems of outdated parts that it is suffering the current charge system will influence negatively in the feeding of the control equipment, communication and process of start of the generator, that bears to the decrease of the dependability and readiness of the plant.

Keywords: rectifiers, PLC, control system, battery arrangement, Planta Hidroeléctrica Toro I.

Dedicatoria

*A **Jesús Misericordioso**: me diste fortaleza y protección cuando la necesité. Te amo.*

*A **mi familia**: llenan de amor y felicidad siempre mi vida, l@s siento siempre cerca de mí.*

*A todos aquellos que de una u otra manera ayudaron para que el presente proyecto fuera una realidad: **¡Gracias! Son una bendición para mí.***

Agradecimiento

Agradezco primero al Señor Jesús por darme fortaleza para enfrentarme a la vida y a sus retos. A mi familia por ser lo más valioso que Dios me ha regalado en la vida y por recordarme el valor del esfuerzo y el perdón.

Agradezco de manera muy especial el esfuerzo y tenacidad que han tenido mis asesores académicos y del I.C.E. para que este proyecto saliera adelante, que el Señor les bendiga. Su ayuda ha sido esencial para el éxito.

Al personal técnico y administrativo de la Planta Hidroeléctrica Toro I porque su esfuerzo es el responsable de que este proyecto y su logística se pudieran cumplir.

¡Que el Señor nos bendiga a tod@s por siempre!

INDICE GENERAL

Capítulo 1: Introducción	12
1.1 Problema existente e importancia de su solución	12
1.2 Solución seleccionada.....	15
Capítulo 2: Meta y objetivos	19
2.1 Meta	19
2.2 Objetivo General	19
2.3 Objetivos Específicos.....	19
a. Objetivos de Hardware.....	19
b. Objetivos de Software	19
d. Objetivos de implementación	20
Capítulo 3: Marco Teórico	21
3.1 Descripción del sistema a implementar	21
3.2 Antecedentes bibliográficos del sistema a implementar	24
3.3 Descripción de principios de software, electrónicos y químicos relacionados con la solución de la problemática	28
3.3.1 Principios de software relacionados	28
3.3.2 Principios electrónicos relacionados	30
3.3.3 Principios químicos relacionados	38
Capítulo 4: Procedimiento metodológico.....	41
4.1 Reconocimiento y definición del problema.....	41
4.2 Obtención y análisis de información	42
4.3 Evaluación de las alternativas y síntesis de la solución.....	43
4.4 Implementación de la solución.....	44
4.5 Reevaluación y rediseño.....	45
Capítulo 5: Descripción detallada de la solución.....	46
5.1 Análisis de soluciones y selección final	46
5.1.1 Circuito de generador de pulsos de disparo de tiristores	46
5.1.1.1 Escogencia de propuesta	47
5.1.2 Circuito de acople para disparo de tiristores	48
5.1.2.1 Escogencia de propuesta	48
5.1.3 Circuito acondicionador de señales de entrada para PLC	50
5.2 Descripción del hardware	51
5.2.1 Circuito generador de pulsos de disparo para tiristores.	51
5.2.2 Circuito de acople para disparo de tiristores	60
5.2.3 Circuito acondicionador de señales de entrada para PLC	63
5.3 Descripción del Software	66
5.3.1 Programa usuario del PLC S7-200 224XP.....	66
5.3.2 Programa controlador de interfaz de operador TP177A	73

Capítulo 6: Análisis de Resultados.....	76
6.1 Resultados obtenidos	76
6.1.1 Cableado general y codificación de señales.....	76
6.1.2 Circuito generador de pulsos de disparo para tiristores	78
6.1.3 Circuito de acople para pulsos de disparo de tiristores	83
6.1.4 Circuito acondicionador de señales de entrada para PLC	84
6.1.5 Pantalla de interfaz de operador y montaje de sistema final.....	84
6.2 Análisis de resultados	86
6.2.1 Circuito generador de pulsos de disparo para tiristores.....	86
6.2.2 Interfaz con el operador.....	89
6.2.3 Cableado general y montaje final.....	89
 Capítulo 7: Conclusiones y recomendaciones.....	 92
7.1 Conclusiones	92
7.2 Recomendaciones	93
 8. Bibliografía	 94
 Apéndices.....	 96
Apéndice A.1 Glosario	96
Apéndice A.2 Listado de valores para cálculo de ángulo de disparo.....	98
Apéndice A3. Circuitos impresos generados a partir de esquemáticos para las diferentes tarjetas del sistema.	100
1. Tarjeta generadora de pulsos de disparo	100
2. Tarjeta de acople de pulsos de disparo	101
3. Tarjeta de acondicionador de señales analógicas de entrada.....	102
Apéndice A.4 Hoja de información del proyecto	103
 Anexos	 104
Anexo B.1 PLC Siemens SIMATIC S7-200 [17]	104
Anexo B.2 Tiristores IXYS MCC 26-08 [9]	106
Anexo B.3 Diodos de potencia IXYS MDD 26-08N1 [10].....	108
Anexo B.4 SAFT NIFE Non Stop Power Rectifier.....	110
Anexo B.5 Baterías recargables Ni-Cd SAFT [14].....	111
Anexo B.6 Acoplador óptico 4N35.....	112
Anexo B.7 Circuito integrado LM556	114
Anexo B.8 Comparador cuádruple LM339.....	116
Anexo B.9 Transistor de potencia Toshiba 2SC3280.....	118
Anexo B.10 Circuito integrado LM358.....	119

INDICE DE FIGURAS

Figura 1.1	Situación actual del sistema en la Planta	12
Figura 1.2	Diagrama del sistema de carga actual.....	13
Figura 1.3	Diagrama general de la solución	16
Figura 1.4	Especificación del sistema de disparo	17
Figura 3.1	Diagrama de flujo del sistema a implementar.....	22
Figura 3.2	Montaje de un puente rectificador trifásico totalmente controlado	30
Figura 3.3	Ejemplo de tensión de salida de 6 pulsos del rectificador con carga resistiva.....	33
Figura 3.4	Diagrama general de proceso de carga de baterías	34
Figura 3.5	Sistema de control con regulador PID	36
Figura 5.1	Diagrama de bloques de la propuesta escogida para disparo de tiristores.....	52
Figura 5.2	Señales de entrada y salida del bloque de comparación	53
Figura 5.3	Conexión de un multivibrador monoestable con configuración	54
	generador de rampa.....	54
Figura 5.4	Forma de onda de salida del bloque de generador de rampa.....	54
Figura 5.4	Pulsos de disparo para tiristor.	55
Figura 5.5	Pulso de disparo original derivado por la red RC	56
Figura 5.5	Impulsos de disparo para los tiristores del puente rectificador.....	56
Figura 5.6	Pulso de disparo del circuito temporizador de retardo.	57
Figura 5.8	Esquemático propuesto para la etapa de acople para disparo	62
Figura 5.9	Lazo de control PID para régimen de carga por corriente constante	63
Figura 5.10	Diagrama de representación de adquisición del valor de corriente de salida del rectificador y conversión a tensión.	63
Figura 5.11	Lazo de control PID para régimen de carga por tensión constante	64
Figura 5.12	Esquemático del circuito para acondicionador de señales.....	65
Figura 5.13	Diagrama de flujo del programa principal del programa usuario del PLC S7-200 224XP	67
Figura 5.14	Diagrama de flujo de la subrutina CHG_CNTRL	68
Figura 5.15	Bloque de control PID creado con asistente en Step7	70
Figura 5.16	Pantalla principal de la interfaz con el operador	73
Figura 5.17	Pantalla de configuración de opciones	74
Figura 5.18	Pantalla de ayuda de la interfaz de operador	74
Figura 5.19	Pantalla de Acerca de de la interfaz con el operador	75
Figura 6.1	Apariencia del cableado y regleta de terminales del sistema	76
Figura 6.2	Vista de osciloscopio Fluke, medidor de aislamiento TES y osciloscopio Hitachi.....	78
Figura 6.3	Apariencia física de una de las tarjetas de la etapa de generador de disparos durante el proceso de medición de señales.	79
Figura 6.4	Señal de salida del comparador de entrada y señal senoidal de entrada.....	80
Figura 6.5	Señal de rampa generada y señal senoidal de referencia	80
Figura 6.6	Comparación entre señal rampa y señal analógica de prueba del PLC	81
Figura 6.7	Comparación de pulso resultante a 65° y señal senoidal de referencia.....	81
Figura 6.8	Señal de derivación de pulso y señal senoidal de referencia.....	82
Figura 6.9	Pulso de disparo final para tiristor y señal senoidal de referencia	82
Figura 6.10	Pulsos de disparo para tiristores en la salida de la tarjeta de disparo	83
Figura 6.11	Apariencia física de la tarjeta para acople de disparos.	83
Figura 6.12	Apariencia física de la tarjeta de acondicionador de señales.....	84
Figura 6.13	Pantalla de inicio de la interfaz de usuario	84
Figura 6.14	Pantalla de configuración de la interfaz de usuario	85
Figura 6.15	Cuadro de ingreso de nombre de usuario y contraseña	85
Figura 6.16	Apariencia del sistema de control de carga.....	89
Figura 6.17	Puente rectificador, barras de conexión y cableado.....	90
Figura 6.18	Fusibles de protección para alta y baja tensión.....	90
Figura 6.19	Detalle del cableado de tarjetas y sistema de potencia.....	91
Figura 6.20	Detalle del puente rectificador con tiristores.....	91
Figura B.5.1	Constitución física de una batería Ni-Cd marca SAFT.....	111

INDICE DE TABLAS

Tabla 5.1	Cuadro comparativo de propuestas para etapa de disparo.....	47
Tabla 5.2	Cuadro comparativo de propuestas para etapa de acople de disparos.	49
Tabla 5.3	Tiempos y ángulos de disparo para el puente rectificador.	51
Tabla 5.4	Resumen de alimentaciones y referencias para cada pulso de disparo	60
Tabla 6.1	Distribución de señales en los hilos del cableado del sistema	77

Capítulo 1: Introducción

1.1 Problema existente e importancia de su solución

En el año de 1994 el Instituto Costarricense de Electricidad (ICE) realiza la compra del equipo *Non Stop Power* a la empresa Saft Nife para la Planta Hidroeléctrica Toro 1.

Este equipo se instaló desde que la planta inició labores, esto con el fin de contar con un sistema de carga de batería y así alimentar el generador al arranque y todos los equipos que en general necesiten alimentación en corriente directa.

Este sistema consiste en un conjunto de rectificadores con control automático de carga con el fin de manejar adecuadamente el nivel de tensión y corriente que solicite la carga CD en la salida y además la correcta carga de un banco de baterías, cuya química actualmente es de níquel cadmio (Ni-Cd).

El equipo actual posee características eléctricas que son necesarias de conocer en este punto para así aclarar el funcionamiento del cargador actual. Algunas de ellas son las siguientes:

- Tensión eléctrica de entrada: 3 fases, 480 V_{AC}.
- Tensión eléctrica de salida: 125 V_{CD}.
- Intensidad de corriente de salida: 50 A.
- Métodos de carga: Tensión flotante, tensión constante y limitación de corriente.

La siguiente figura enmarca de manera general el proceso en el cual el sistema de carga se encuentra integrado y de ahí la importancia que suscita su correcto funcionamiento:

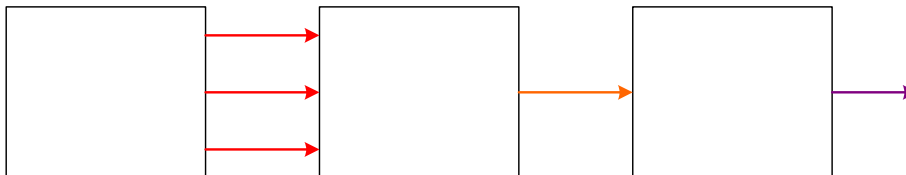


Figura 1.1 Situación actual del sistema en la Planta.

En el siguiente diagrama de bloques se puede observar el sistema de control de carga del banco de baterías y de alimentación de la carga en la salida y en qué consiste cada una de sus partes actuales de forma muy general:

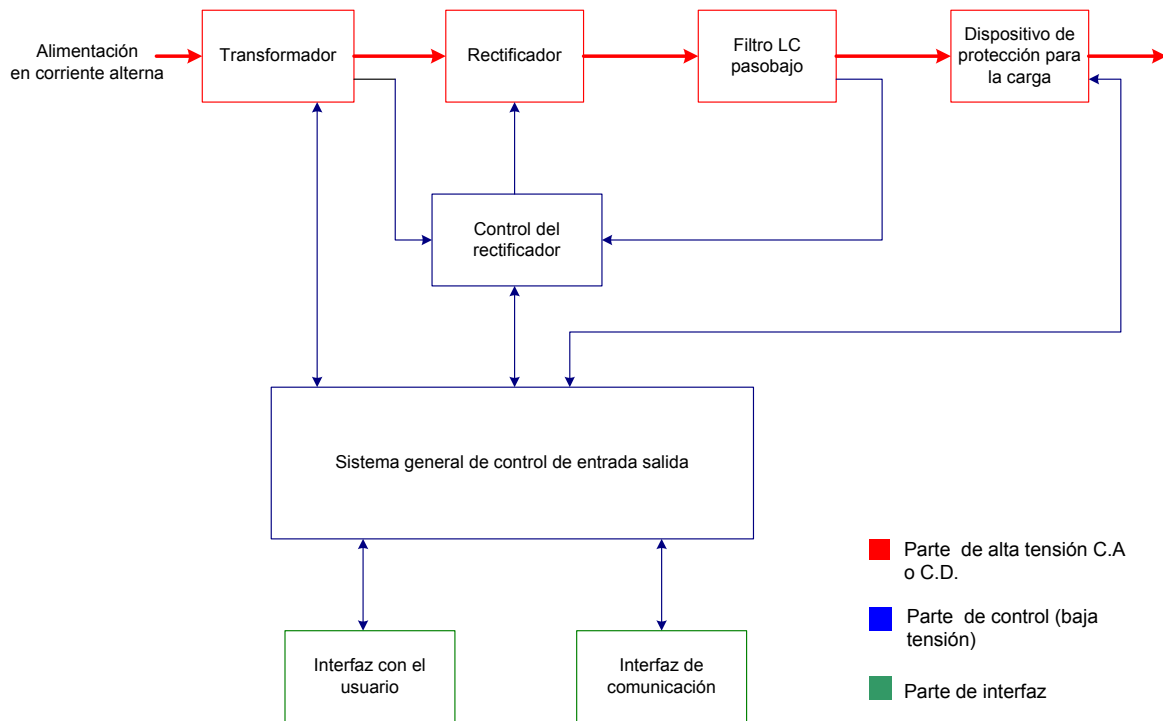


Figura 1.2 Diagrama del sistema de carga actual

Este equipo cuenta con una interfaz de operador y posee puertos para conexión serial con impresoras o computadoras. La interfaz con el usuario le permite observar datos relevantes al proceso de carga como los valores actuales de tensión y corriente de salida y algunas opciones configurables mediante una botonera que posee el dispositivo.

Se puede observar en la figura anterior que existe un bloque de control general para los dispositivos involucrados en el proceso de carga. Este bloque de control de entrada salida está compuesto por diversos circuitos analógicos y digitales, dispuestos todos ellos en una placa impresa.

La empresa que construyó estos dispositivos de carga discontinuó hace ya algún tiempo la fabricación de tarjetas y repuestos en general para los mismos, haciendo cada vez más difícil su reparación y su respectiva puesta en marcha. En la siguiente figura se puede observar como lucen físicamente los sistemas de rectificación a los que se han estado haciendo referencia.

El encargado de este equipo por parte del ICE realizó cotizaciones con los representantes de la empresa *Saft Nife* para la posibilidad de renovar el sistema actual de carga y de estabilización. Los precios brindados por el fabricante de estos equipos actualizados son muy elevados y es por esta razón por la cual se comienzan a buscar otras opciones que como mínimo posean las características de los cargadores actuales.

Es necesario en este punto hacer énfasis en la necesidad que posee efectivamente la Planta Hidroeléctrica Toro 1 en contar con un sistema automático de carga de celdas de Ni-Cd, para lograr así tener un sistema de carga de respaldo confiable.

Se ha comentado anteriormente que en la salida del sistema de carga se tiene conectado el banco de baterías y una carga en corriente directa. Esta carga CD consiste en todos los equipos de control y comunicación de la planta, y entre algunos de ellos están PLCs, relevadores y contactores CD.

Es notorio que el sistema debe ser lo más fiable posible dado que una falla en la alimentación de cualquiera de estos equipos, incluido el generador, podría desembocar en un problema más serio en lo que a generación eléctrica se refiere.

Por ejemplo, si no existe un sistema de carga eficiente para las baterías los equipos que controlan variables del generador y que se alimentan directamente con corriente directa no podrían funcionar, originando así problemas en la regulación de esos parámetros.

Actualmente la Planta Toro 1 posee solamente algunos repuestos con los cuales se pueden atender algunos tipos de fallas que pueda presentar una parte del sistema general de alimentación CD, esta situación aunada a que el fabricante no construya partes para el mismo ha hecho que algunos cargadores de respaldo no estén funcionando del todo actualmente.

Toda esta situación hace que la Planta Toro 1 no cuente con un sistema completo para la carga del banco de batería conllevando a no tener un sistema del todo eficiente para las situaciones de emergencia.

Es de suma importancia resolver de manera correcta esta situación dada toda la problemática anterior, para así tener un sistema que cumpla con todas las funciones antes descritas y que además sea de un costo razonable.

Este problema puede no solamente estarse presentando en esta planta hidroeléctrica, es por esto que la solución a la que pueda llegarse eventualmente solucionaría el problema en otras plantas con situaciones parecidas a la Planta Toro 1.

Es necesario finalmente comentar acerca de los beneficios que la institución va a percibir con la conclusión y puesta en marcha del presente proyecto, en la siguiente lista se encuentran:

1. Remediar de manera definitiva el problema actual de la confiabilidad y mantenibilidad del sistema de carga, esto en la medida de que el diseño electrónico del sistema sea sencillo.
2. Hacer que el sistema en general de alimentación de CD sea más fiable que el actual al sensor variables del banco de baterías que actualmente no se están determinando.
3. El costo en materiales para el desarrollo del proyecto es mucho menor que una actualización del equipo por el fabricante, causando directamente al ICE un ahorro importante de dinero.

1.2 Solución seleccionada

Como se logra observar en la figura 1.1, el sistema de control de carga del banco de baterías ocupa un papel primordial en lo que a carga de baterías y a alimentación de equipo en corriente directa se refiere.

Es notorio en esa figura que el sistema a desarrollar es una parte del sistema total, pero no una parte pequeña del mismo, sino que es una parte esencial del mismo.

En la Planta Toro 1 se espera la conclusión total del proyecto, el cual está sujeto a algunas restricciones o requerimientos.

En la lista siguiente se observan los requerimientos o lineamientos que el ICE ha brindado para la realización del proyecto:

1. El sistema de control de carga a desarrollar debe poseer un módulo independiente totalmente automático, en el cual se tomen las decisiones para la correcta carga del banco de baterías.
2. Para realizar el mantenimiento por parte del personal encargado, el sistema de control debe implementarse de manera tal que dicho mantenimiento pueda efectuarse de forma sencilla.
3. Debe de diseñarse e implementarse de manera tal que sea sencilla una actualización, ya sea de software o de hardware en un futuro.
4. En lo referente a cableado e interfazado de los módulos del sistema completo se deben de cumplir los estándares dictados por organismos internacionales tales como los de la IEEE.

Para lograr cumplir con los requerimientos que la institución plantea para el presente proyecto se opta por incluir en la etapa de control un *dispositivo lógico programable*, PLC, S7200 de la marca Siemens. Se opta por este módulo de control automático dada la disponibilidad actual en la planta de estos dispositivos en almacén. Es necesario mencionar que este tipo de dispositivos poseen una gama muy amplia de rutinas que mediante pocas instrucciones y ciclos de ejecución logran realizar un control efectivo del proceso, tal como la instrucción PID que ejecuta el regulador PID configurado de antemano. Este hecho influye en que la velocidad de respuesta del PLC escogido no va a influir de manera determinante en las características de tiempo del proceso de carga.

El PLC va a poseer una salida con una tensión analógica dependiente de las señales de realimentación de la salida del sistema de carga. Esta señal analógica es la encargada de entregar el nivel de tensión para generar los disparos de los tiristores.

Además, para lograr manejar adecuadamente el disparo del puente rectificador trifásico controlado se necesita generar un sistema de manejo electrónico el cual genere los impulsos de disparo en los instantes de tiempo adecuados.

En la siguiente figura se puede observar el diagrama de bloques inicial que modela la solución para el problema presentado:

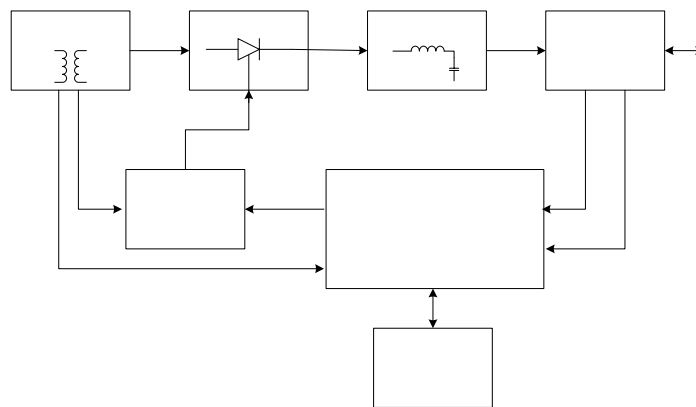


Figura 1.3 Diagrama general de la solución

Los dispositivos semiconductores van a recibir una cantidad de disparos siempre dependientes a las señales sensadas a la salida, y es por esto que la etapa de semiconductores está conformada por un banco de tiristores de potencia. En la siguiente figura se observa la manera en la cual estos dispositivos van a ser disparados:

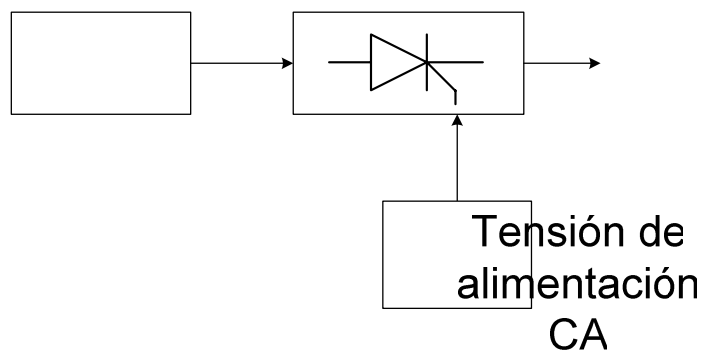


Figura 1.4 Especificación del sistema de disparo

El disparo de los dispositivos semiconductores, es necesario aclarar, va a ser realizado de manera segura, esto es mediante dispositivos que aíslen el circuito general de disparo de la línea de alta tensión que manejan los semiconductores, como por ejemplo transformadores de pulsos o acopladores ópticos.

Es necesario, como en toda fuente de alimentación rectificadora, incluir una etapa de filtrado. Es claro que la intensidad de corriente eléctrica entregada por el circuito rectificador controlado basado en tiristores no es totalmente uniforme, es una señal en corriente directa pulsante, produciendo así un rizado en esta señal y, debido a la resistencia interna de la batería, la tensión aplicada posee también un pequeño rizado. Esta situación hace que sea necesaria la instalación de un filtro tipo *LC* para hacer así que la intensidad de salida sea más uniforme.

Además, el PLC va a encargarse de mostrar al usuario de manera confiable el estado general del sistema y los valores importantes en general como la tensión de salida y la corriente que está demandando la carga. Todo esto debe ser desplegado en forma amigable al usuario. La Planta Toro actualmente en su afán de estandarizar los equipos desea que el presente sistema se base en un PLC y que posea una interfaz compatible con este dispositivo y así lograr mostrar de manera efectiva los parámetros de carga del sistema.

Para este punto es necesario aclarar dos puntos importantes: las partes o secciones de la solución que ya están implementadas y qué partes van a tener que se diseñadas o desarrolladas.

Actualmente en la planta existen algunas partes del sistema ya implementadas tales como el cableado de la alimentación trifásica interna que va a tener que proveerse al sistema general.

Además, existen en la planta algunos dispositivos semiconductores de potencia que pueden ser utilizados en la etapa de semiconductores de potencia.

El software o programa que va a gobernar tanto el momento en que deben ser disparados los tiristores así como la interacción con el operador debe ser implementado en su totalidad como parte de este proyecto. Además, nuevas funciones pueden ser implementadas, tales como la medición de la eficiencia del banco de baterías, con la ventaja ya comentada en el capítulo anterior que brinda una medición de este tipo en un sistema como el que se pretende desarrollar tales como saber en qué momento debe ser reparada la batería o cuando se deben cambiar.

El módulo PLC va a gobernar los disparos de la sección de semiconductores basado en la información que le brinden las señales de entrada provenientes de los sensores de tensión y corriente, es por esto que además debe ser diseñada la interfaz del módulo con los diferentes dispositivos analógicos y digitales (amplificadores, sensores, circuitos lógicos, etc.).

Otro aspecto necesario de diseñar es el dimensionamiento correcto del filtro de salida, el cual debe basarse en las señales que experimentalmente puedan observarse en la línea de salida de corriente directa. Además, es necesario implementar la estrategia de sensado de las señales de tensión y corriente de salida para poder realimentarlas al sistema basado en el PLC, con esto escogiendo los sensores de la manera más adecuada.

Capítulo 2: Meta y objetivos

2.1 Meta

Se pretende resolver la falta de respaldo y disponibilidad del sistema de carga actual de la Planta Toro I con el diseño y construcción de un prototipo de controlador de cargador de baterías el cual permita a los operadores un fácil manejo del mismo.

2.2 Objetivo General

Diseñar e implementar un prototipo funcional para el sistema de control de carga para el banco de baterías en la Planta Hidroeléctrica Toro 1.

2.3 Objetivos Específicos

a. Objetivos de Hardware

1. Diseñar la estrategia de solución para la etapa de disparo de tiristores.
2. Diseñar la etapa de acople entre los dispositivos de disparo y los tiristores.
3. Acoplar eléctricamente los sensores de salida y la etapa de disparo con el dispositivo PLC.

b. Objetivos de Software

1. Diseñar, implementar y probar el programa usuario de control del PLC.
2. Diseñar e implementar las rutinas de programación de control de la pantalla de interfaz de operador.

c. Objetivo de documentación

1. Elaborar un manual de usuario del sistema de control implementado, el cual explique su funcionamiento al personal encargado.
2. Elaborar un manual de mantenimiento en el cual se incluyan tanto la lógica del alambrado del PLC con sus respectivos comentarios así como los esquemáticos relacionados.

d. Objetivos de implementación

1. Instalar el sistema de control final en una estructura metálica apropiada para su uso.
2. Realizar el cableado del sistema final según los estándares internacionales apropiados.

Capítulo 3: Marco Teórico

3.1 Descripción del sistema a implementar

El sistema que se desea implementar en la planta Toro 1, como se ha mencionado anteriormente es un sistema automático para carga de un banco de baterías, el cual debe reemplazar el sistema actual que ya realiza algunas funciones importantes en lo que a carga y a supervisión de la carga se refiere.

A continuación se va a explicar el funcionamiento del proceso de carga del sistema actual [14], que como mínimo el nuevo sistema a implementar debe realizar. En este proceso se incluyen además funciones de verificación de variables que se deben realizar antes de proceder a iniciar cualquier procedimiento de carga de baterías.

En la figura 3.1 se puede observar el diagrama de flujo del proceso de carga completo.

En dicha figura se observan todos los subprocesos y los lazos por los cuales está compuesto el proceso de carga en general. Algo importante de hacer notar y observable en la figura 3.1 es el hecho de que este proceso no posee un final programado, solamente en un caso de error grave en la entrada del sistema; esta es una característica de los sistemas de carga de *alta confiabilidad* [5].

Este tipo de sistemas en general son utilizados en ambientes industriales dado que son aptos para manejar grandes bancos de baterías con ciclos de carga repetitivos y que presenten muy pocos ciclos de descarga profunda.

El proceso debe iniciarse evaluando el estado de los sensores de tensión y corriente eléctrica a la salida del sistema y la cantidad de corriente que está manejando durante cierto tiempo el rectificador controlado, esto con el fin de que si esas variables se encuentran dentro de un rango de valores determinados poder tomar la decisión de iniciar el proceso de carga del banco de baterías.

Si los valores de estas variables le indican al sistema que no existe descarga en las baterías se mantiene el modo de funcionamiento por *flotación*, el cual es necesario en un sistema de carga de baterías, ya que esta etapa no es propiamente de carga, sino más bien tiene el objetivo de compensar en la mayor medida posible las fugas de la batería que el uso normal pueda aplicarles.

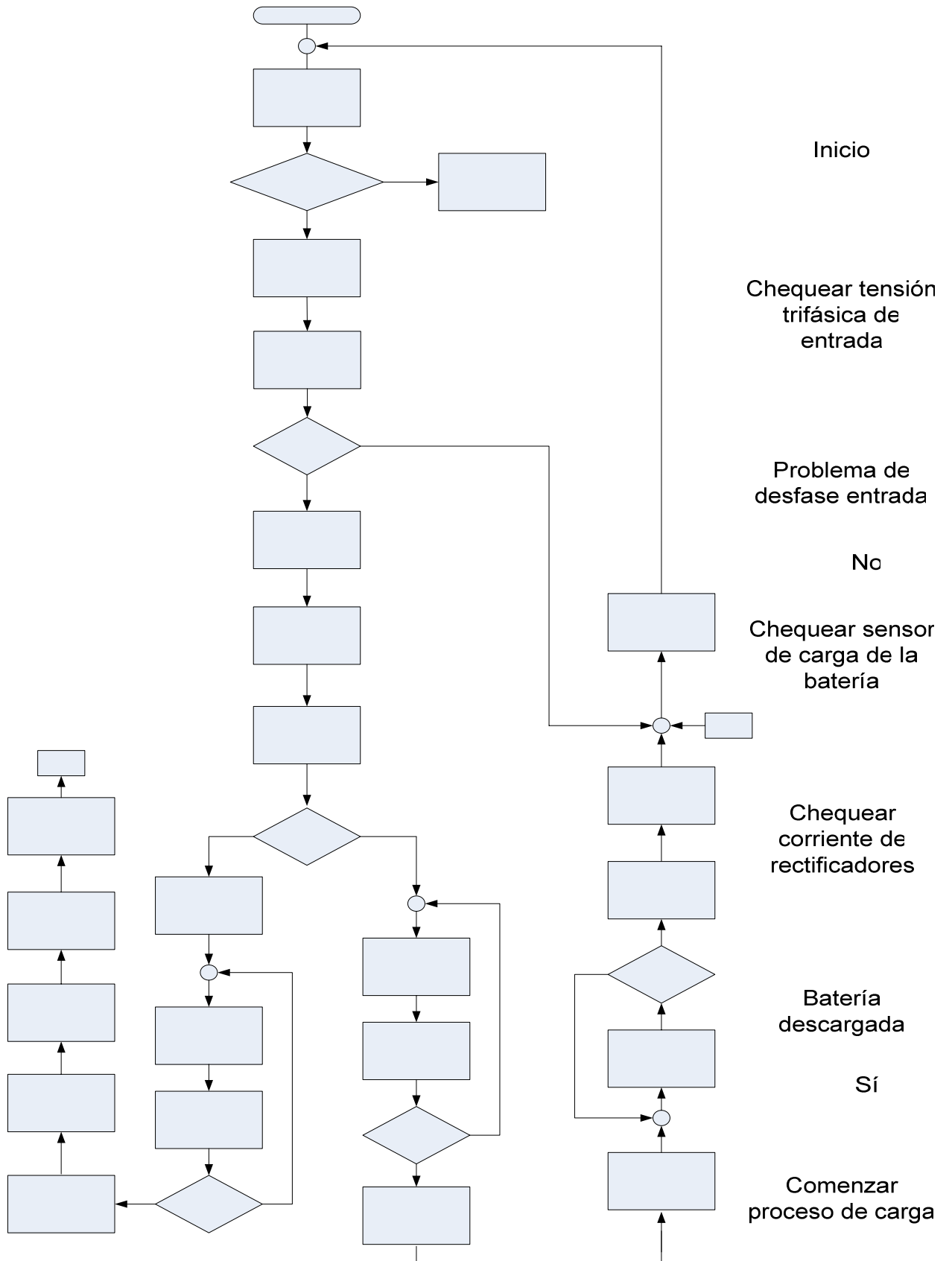


Figura 3.1 Diagrama de flujo del sistema a implementar

Cuando las variables indican que el proceso de carga debe iniciarse el sistema debe activar el modo de carga *HIGH RATE*, el cual consiste en una serie de métodos para carga del banco de baterías.

El sistema actual ofrece, y el sistema a implementar también deberá poder ofrecer, la activación manual / automática de un temporizador de carga. Esto es importante dado que si hay carga conectada a la batería el nivel de corriente nunca va a caer a un nivel suficientemente bajo tal que se pueda iniciar la etapa final de *flotación*. El temporizador es usado para así asegurar que la tensión aplicada al banco de batería no permanezca indefinidamente en el modo de *HIGH RATE*.

Cuando dicho temporizador se encuentra en la opción "*Post*" se activa el modo de carga denominado *régimen de intensidad constante* o modalidad de *límite de corriente*. Este régimen de carga se caracteriza por cargar el banco de baterías con una intensidad de corriente eléctrica constante y la tensión eléctrica en el banco crece lentamente hasta un valor predeterminado en el sistema.

Después de que se llega a ese nivel de tensión predeterminado se continúa la carga del banco de baterías en un método o régimen de carga denominado de tensión constante y es acá precisamente donde el temporizador en modalidad "*Post*" comienza a contar por la razón antes expuesta.

Una vez expirada la cuenta del temporizador se da por terminado ese régimen y se establece el modo antes mencionado de *flotación*, y es así como se da por terminado el ciclo de carga del banco de baterías.

Si se observa cuidadosamente el diagrama presentado en la figura 3.1 se nota un segundo estado para el temporizador de carga, el modo "*Direct*". Este modo de funcionamiento en general es casi igual al método anteriormente explicado, solamente que cuando la cuenta del temporizador comienza al iniciar el proceso de *HIGH RATE* e independientemente del estado en que se encuentre el proceso de carga cuando el temporizador expira se da por terminado el proceso de carga.

El proceso de carga se explica con todo lo expuesto anteriormente, pero es necesario recordar que el sistema de carga debe mantener de manera fiable el nivel de tensión en la carga, ya que muchos dispositivos que requieren alimentación en corriente directa dependen del funcionamiento óptimo del mismo.

El proceso de carga anteriormente analizado es un proceso estándar de carga de baterías o de bancos de baterías para alta potencia, pero además de este proceso estándar es necesario implementar algunos cambios en el mismo para el presente proyecto, dado que cambios bruscos en los regímenes de carga van a dar como consecuencia en una baja eficiencia del sistema general. Se desea diseñar en primera instancia e implementar finalmente cambios en las transiciones de regímenes de carga mediante cambios suaves que permitan al sistema aumentar la eficiencia de la carga sin tener que desperdiciar potencia.

Hasta este punto se ha explicado el funcionamiento del sistema actual que posee problemas serios de desactualización de la electrónica interna. Es por esto que se desea implementar este proceso de carga con un dispositivo programable el cual sea de fácil actualización y mantenimiento y cuyas rutinas de programación incluyan el funcionamiento básico de carga explicados anteriormente.

La facilidad que presenta este tipo de implementación pretende ser utilizada al máximo en este proyecto dado que se desea realizar algún tipo de modificación en el proceso mismo de carga.

Esto ya que como se ha observado en la figura 3.1 el proceso de carga presenta regimenes de carga muy marcados y bien establecidos, pero aunque este proceso presente dichos regimenes bien establecidos hacen que el proceso de carga en el banco de baterías sea altamente ineficiente dado el desperdicio de potencia que se da y los cambios bruscos que se suscitan en la carga al cambiar de régimen en régimen.

En resumen, se desean implementar mejoras en el sistema actual, de las cuales destacan las siguientes:

- Reducir la complejidad del diseño del sistema electrónico basando su estructura en dispositivos programables y circuitos de control.
- Monitorear de manera efectiva el proceso de carga con un sistema que sea amigable con el usuario u operador.
- Utilizar como referencia el proceso de carga del sistema actual para con ello lograr mejorar el control automático sobre este proceso mediante rutinas de programación en un dispositivo lógico programable.
- Abaratar de manera sustancial el costo neto de un equipo ya propietario del ICE.

3.2 Antecedentes bibliográficos del sistema a implementar

Para dar con la solución más completa al problema ya planteado es necesario realizar una búsqueda extensiva en distintos medios como en bibliografía especializada o en la red Internet de posibles tecnologías o componentes a incorporar en los diseños a realizar.

A continuación se encuentran los resultados más importantes que arrojaron las búsquedas realizadas para el presente proyecto.

3.2.1 PLC, dispositivo controlador lógico programable

Según el diseño previo recibido del Ing. Gätjens se encuentra el módulo llamado PLC. Este módulo pretende automatizar de manera completa el sistema y que pueda gobernar de manera independiente todas las variables de entrada y de salida del mismo además como la interfaz con el usuario.

Actualmente en la planta se tienen a disposición algunos dispositivos PLC para poder incluir alguno de ellos en el proyecto. Estos PLCs son de la casa Siemens de la serie LOGO! y de la serie SIMATIC S7-200.

Se debe hacer hincapié en la necesidad de incluir un módulo autómatas PLC en el sistema de carga: en la Planta Toro I se desea que los equipos sean manejados de manera fiable por dispositivos automáticos, esto se puede lograr con módulos PLC dada la independencia que brindan a cualquier sistema automático, esto es: no se depende de un sistema operativo y un hardware que pudieran no ser desarrollados por el mismo fabricante, con ello disminuyendo la posibilidad de una falla por incompatibilidad entre hardware y software. Esta situación riesgosa eventualmente podría ocurrir si se implementara el sistema de carga con algún otro dispositivo que basara en un computador, por ejemplo, su funcionamiento.

El PLC SIMATIC S7-200 es un dispositivo gobernado por un procesador que puede ir desde el CPU 221 hasta el más moderno CPU 226, cuyos datos técnicos más representativos se pueden observar en el anexo B.1.

Este sistema automático puede programarse desde una computadora personal equipada con el programa STEP 7-Micro/Win, el cual sirve para los lenguajes de programación AWL, FUP o KOP.

Este dispositivo en general posee algunas características eléctricas importantes que pueden resultar ventajosas para el proyecto y se pueden mencionar las siguientes:

- Reguladores PID integrados y parametrizables.
- Interrupciones controladas por tiempo o por hardware.
- Temporizadores y contadores.
- Puerto integrado RS-485 para comunicación.
- Entradas y salidas digitales.
- Posibilidad de entradas y salidas analógicas mediante módulos de expansión en las series CPU 222, 224 y 226.

- Salidas de trenes de impulsos, cada una de 20 kHz con modulación de ancho o frecuencia de impulsos.

Por su parte la serie LOGO! de Siemens es un tipo de PLCs que, según su fabricante, permite solucionar aplicaciones cotidianas de automatización. Este es un dispositivo de pequeño tamaño.

Algunas de sus características más importantes son las siguientes:

- Posee 6 teclas integradas en su parte frontal.
- Integración de una pequeña pantalla de LCD frontal.
- Entrada integrada tipo ASi para interconexión con sensores.
- Programación gráfica.

Este dispositivo PLC posee una seria ventaja sobre su superior el S7-200, la cual es la posibilidad de simular de manera gráfica vía software el funcionamiento del circuito programado para *programa usuario*. Esta posibilidad se ofrece sin tener necesariamente conectado el PLC de manera directa a la terminal de programación, lo cual no se puede lograr en un sistema basado en el SIMATIC S7-200.

3.2.2 Dispositivos de visualización e interacción con el usuario

Se ha mencionado que el sistema además de ser completamente automático debe poseer una interfaz que le permita al usuario observar el estado de las variables importantes del sistema como la tensión eléctrica y la intensidad de corriente de salida y además el usuario debe poder escoger ciertos parámetros y desplazarse entre las funciones del sistema mediante un dispositivo de interacción con el operador.

Para los módulos programables PLC tipo SIMATIC S7-200 anteriormente mencionados, quienes no poseen pantalla para despliegue de información, existen en el mercado algunos dispositivos de visualización y de adquisición de datos tales como el visualizador de textos TD 200 y el panel táctil TP 070, ambos de Siemens.

El visualizador TD 200 posee características importantes tales como:

- Pantalla de LCD de dos líneas, 20 caracteres por línea.
- 8 teclas programables.
- Puerto de comunicación RS – 485.
- Alimentación 24 V en corriente directa con la posibilidad de alimentarse opcionalmente vía puerto de comunicación con el S7 – 200.

Este dispositivo permite visualizar textos de mensajes e intervenir en el programa de control mediante el uso de las teclas cuando el usuario escoge algún tipo de opción.

Por otra parte el dispositivo táctil TP 070 es un panel que, según su fabricante, fue especialmente diseñado para el SIMATIC S7-200. Este módulo se puede hacer cargo de las funciones de manejo y visualización de la mayoría de sistemas en donde se incluya.

Este tipo de panel posee algunas características que son necesarias de comentar:

- Pantalla con resolución gráfica de 320 x 240 píxeles.
- Sistema operativo propio, Windows CE.
- Bajo consumo eléctrico, 200 mA a 24V. lun 19/06/06
- Puerto integrado RS – 485 para comunicación.
- Posibilidad de desplegar objetos gráficos y elementos de texto.

El panel TP 070 cuenta con un programa computacional basado en una programación gráfica, con el cual se puede crear el programa de control del dispositivo de una forma sencilla.

Como parte de la oferta comercial actual de la firma Siemens se encuentra el panel TP177A. Este se trata de un panel con membrana táctil el cual puede ser dispuesto como un dispositivo de interacción con el operador.

Este panel es compatible con las versiones de PLC de Siemens SIMATIC S7-200/300/400. El dispositivo cuenta con varias características, entre ellas se encuentran:

- Tipo de procesador interno : ARM
- Cantidad de memoria RAM : 512KB
- Funciones matemáticas incorporadas
- Puertos de comunicación disponibles : 1 RS-232 / 1 RS-485
- Resolución en pantalla : 320 x 240 píxeles.
- Colores: 4 tonos de azul.
- Consumo de corriente : 240 mA a 24V

3.3 Descripción de principios de software, electrónicos y químicos relacionados con la solución de la problemática

Esta sección posee en sí mucha importancia, dado que es con toda la teoría que se presenta en donde se explica de manera global el sistema que se desea implementar.

A continuación se presentan los principios involucrados que describen el presente proyecto y el sistema que se desea implementar.

3.3.1 Principios de software relacionados

Como se ha comentado, el sistema de control de carga debe ser completamente automático y es por esto que se desea incluir un dispositivo PLC.

Este tipo de dispositivo de control debe ser programado con un software que es generado en un computador en primera instancia y que es transferido al dispositivo PLC mediante transmisión serial. El programa generado con instrucciones específicas para el proceso a controlar es denominado *programa del usuario* o solamente *programa usuario*. Al programa que se encuentra residente en la terminal de programación se denomina software de edición / depuración.

Con la programación del PLC se establece de forma ordenada la secuencia de comandos u órdenes. Pero no es sino mediante el sistema operativo propio del PLC por el cual dicho *programa usuario* es ejecutado.

Este programa es estructurado mediante el lenguaje de programación en específico. El lenguaje de programación es básicamente la codificación al lenguaje del PLC del conjunto de órdenes que se requieran añadir al sistema.

Para la programación de estos dispositivos es necesario realizarlo mediante programación simbólica [1]. Este tipo de programación por representación es necesaria dada la complejidad que presentan algunos sistemas automáticos, de lo cual el presente proyecto no es la excepción.

La programación simbólica de PLCs se puede llevar a cabo mediante tres representaciones:

- a. Proposicional
- b. Algebraica
- c. Gráfica

La representación proposicional se compone de descripciones literales. La descripción del proceso y su control puede hacerse con la enumeración literal de las acciones a desarrollar por el mismo.

La ventaja que brinda esas descripciones es la ausencia de rigor en la cantidad de conocimiento de la persona debe poseer para explicar o seguir el *programa usuario*, con esto se quiere decir que un programa realizado de esta manera es fácil de interpretar una vez que ya está implementado, pero el diseñador debe de tener identificado de manera exhaustiva el proceso que desea controlar para poder escribir el programa con descripción literal, si esto no sucediera, el programa no sería lo conciso que se desea.

La representación mediante funciones algebraicas permite representar las salidas del sistema mediante procedimientos algebraicos de las señales de entrada. Esta representación puede ser tan compleja como se desee mientras se respeten las reglas del álgebra.

Cualquier sistema, sea secuencial o combinacional, puede ser representado por un modelo algebraico y se puede hacer uso de ecuaciones para la representación de combinaciones entre variables.

Por último se encuentran las diferentes representaciones gráficas, tales como los esquemas de relés y los diagramas lógicos. Estos dos últimos son los que más se utilizan en el ambiente de programación de PLCs dada su facilidad para la implementación de *programas usuario* que posteriormente controlen un proceso determinado.

Los esquemas de relés son las representación gráfica de las tareas de automatización mediante símbolos de contacto abierto – cerrado. Este método de representación presenta deficiencias con respecto a la representación de

funciones secuenciales complejas, como por ejemplo lo son los secuenciadores, registros de memoria, etc.

La representación del sistema de control por diagramas lógicos se basa en la utilización de símbolos normalizados de compuertas que representan funciones lógicas, tales como *AND*, *OR*, etc.

En la actualidad, *suites* de programas como el STEP 7-Micro/Win utilizan una mezcla de todos estos tipos de representación y simplifica la programación del *programa usuario* mediante operaciones de “arrastrar – pegar” y además se maneja el concepto de parametrizar en lugar de programar mediante la utilización de asistentes que guían al programador a la hora de realizar un programa e interactivamente le piden valores que serán parametrizados finalmente.

Es importante notar que internamente el dispositivo PLC posee lo que se conoce como *archivo de imágenes de entrada* y un *archivo de imágenes de salida*, las cuales guardan en posiciones de memoria interna las condiciones de las señales de entrada y de salida respectivamente. Estas posiciones de memoria internas se actualizan al inicio de cada ciclo de ejecución del programa usuario cargado en el CPU utilizado.

3.3.2 Principios electrónicos relacionados

3.3.2.1 Rectificadores controlados basados en tiristores

El tipo de rectificador utilizado en este tipo de aplicaciones es del tipo totalmente controlado y basado en tiristores como dispositivo semiconductor de disparo. En la figura siguiente se puede encontrar una configuración básica de este tipo de puente rectificador

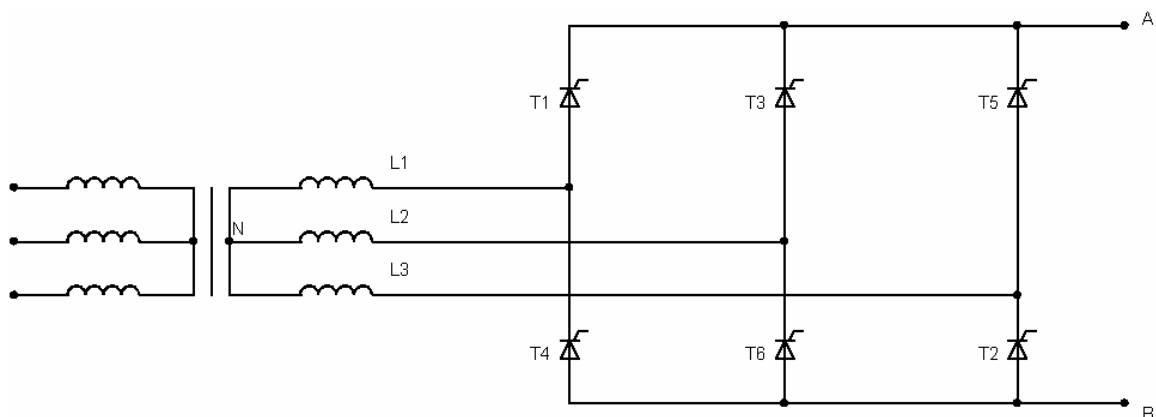


Figura 3.2 Montaje de un puente rectificador trifásico totalmente controlado

El puente trifásico totalmente controlado se puede analizar como la composición de dos puentes de media onda [5]. Este rectificador tiene su secundario conectado en estrella como se puede observar en la figura 3.2.

La señal que se puede observar entre las terminales A y B se puede modelar matemáticamente de la siguiente manera:

$$u_{AB} = u_{AN} - u_{BN} \quad (3.1)$$

donde u_{AN} es la tensión eléctrica instantánea entregada por el montaje de media onda formado por el transformador y T1, T3 y T5 y u_{BN} es la tensión instantánea entregada por el puente formado por el transformador y los tiristores T2, T4 y T6.

Es importante para la correcta escogencia de los componentes de alta potencia que van a incluirse en el diseño se deben de calcular los valores de la tensión media a la salida, además los valores típicos de corriente en los tiristores y las tensiones a las cuales van a trabajar los mismos.

Definiendo en primera instancia los valores medios de las señales de A y B con respecto al punto neutro N se tiene lo siguiente

$$u_{AN_{medio}} = \frac{q}{\pi} \cdot E_p \cdot \text{sen} \left(\frac{\pi}{q} \right) \cdot \cos \alpha = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cdot E_p \cdot \cos \alpha \quad (3.2)$$

$$u_{BN_{medio}} = -\frac{q}{\pi} \cdot E_p \cdot \text{sen} \left(\frac{\pi}{q} \right) \cdot \cos \alpha = -\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cdot E_p \cdot \cos \alpha \quad (3.3)$$

donde q : cantidad de líneas a rectificar

α : ángulo de conducción del tiristor

E_p : Amplitud máxima pico de la onda de tensión de entrada.

Sustituyendo estas ecuaciones en la ecuación 3.1 se obtienen las siguientes expresiones para la tensión de salida:

$$u_{AB_{medio}} = u_{AN_{medio}} - u_{BN_{medio}} \quad (3.4)$$

$$u_{AB_{medio}} = u_{medio_{max}} \cdot \cos \alpha \quad (3.5)$$

$$u_{medio_{max}} = \frac{2q}{\pi} \cdot E_p \cdot \operatorname{sen} \left(\frac{\pi}{q} \right) = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cdot E_p \quad (3.6)$$

donde $u_{AB_{medio}}$: tensión media entre A y B
 $u_{AN_{media}}$: tensión media entre A y Neutro
 $u_{BN_{media}}$: tensión media entre B y Neutro
 $u_{medio_{max}}$: tensión media máxima a la salida del rectificador

Con respecto a los valores de tensión para los tiristores que conformen un puente rectificador va a depender de si la cantidad de líneas de entrada a rectificar q es par o impar. Para el presente caso, la cantidad de líneas es impar ($q = 3$) y con esto se tiene para cada tiristor lo siguiente

$$|u_Q|_{\max} = 2 \cdot E_p \cdot \cos \left(\frac{\pi}{2q} \right) = \sqrt{3} \cdot E_p \quad (3.7)$$

donde $u_{Q_{max}}$: tensión máxima en el tiristor

Cada uno de los tiristores conduce la corriente en forma uniforme de salida de valor I durante un cierto tiempo definido por T / q definiendo de esta manera el modelo matemático con el cual se expresa la intensidad de corriente para cada tiristor:

$$I_{Q_{eficaz}} = \frac{I}{\sqrt{q}} = \frac{I\sqrt{3}}{3} \quad (3.8)$$

$$I_{Q_{medio}} = \frac{I}{q} = \frac{I}{3} \quad (3.9)$$

donde $I_{Q_{eficaz}}$: corriente eficaz o rms en cada tiristor
 $I_{Q_{medio}}$: corriente media por tiristor
 I : amplitud de la intensidad de corriente

En la siguiente figura se puede observar la forma de onda de la tensión de salida, donde se muestran los valores de ángulos de disparo. Es notorio en esta figura que la tensión de salida se compone de 6 pulsos conformados por las diferentes combinaciones de tensiones de línea.

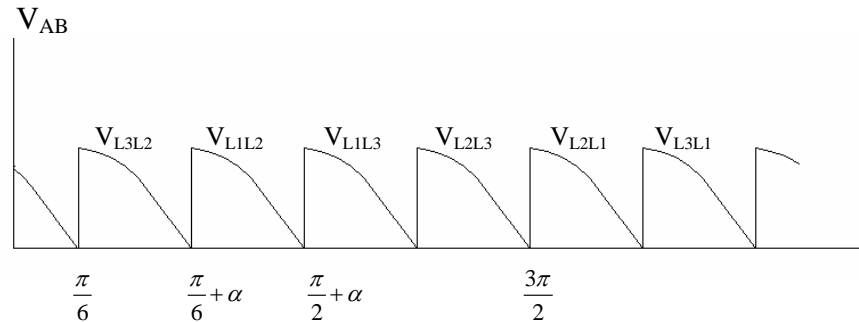


Figura 3.3 Ejemplo de tensión de salida de 6 pulsos del rectificador con carga resistiva

En el instituto se cuentan con dispositivos semiconductores de alta potencia tales como los tiristores MCC 26-08 [9] y los diodos de potencia MDD 26-08 [10] cuyos aspectos técnicos más relevantes se pueden observar en los anexos B.2 y B.3 respectivamente.

Estos dispositivos se encuentran disponibles para la implementación física del circuito rectificador controlado analizado anteriormente.

3.3.2.2 Proceso de carga de baterías recargables

La carga de baterías de alta potencia, como es el caso del presente proyecto, se realiza mediante una fuente de alimentación en corriente alterna. Para la conversión de la corriente alterna a corriente directa se utilizan rectificadores, como el explicado en el apartado anterior.

En el proceso de carga se distinguen tres etapas en las cuales el banco de batería vuelve a su valor de tensión nominal, estas etapas son las siguientes: a. Régimen de intensidad constante, b. Régimen de tensión constante, c. Régimen por flotación.

A continuación se van a explicar en qué consisten cada una de esas etapas:

a. Régimen de intensidad constante

En este método de carga de baterías la intensidad de corriente eléctrica de carga es constante y su valor suele estar en el rango de $0.1C$ y $0.2C$, donde C es el número o cantidad de carga en Amperios / hora que puede entregar el banco de baterías [5].

Al inicio, la batería posee un bajo valor de tensión eléctrica, producto de la descarga que ha sufrido debido a su uso, pero en este régimen de carga el valor de la tensión en la batería va subiendo lentamente hasta llegar a un nivel predeterminado, que se le puede denominar $u(t_1)$.

A este valor predeterminado de tensión eléctrica se le denomina tensión de carga profunda, que para baterías de Pb (plomo) suele estar comprendido entre 2.4 y 2.7 V por elemento y para las baterías de Ni-Cd (el cual es el caso del presente proyecto) se encuentra entre 1.2V por celda.

En los primeros instantes de la figura 3.3 se puede observar en color marrón el comportamiento de la tensión eléctrica aplicada al banco de baterías y la intensidad de la corriente eléctrica de carga.

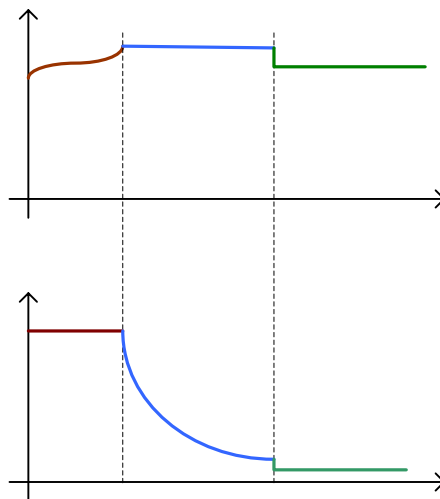


Figura 3.4 Diagrama general de proceso de carga de baterías

b. Régimen de tensión constante

En la figura 3.3 se pueden observar los instantes de tiempo t_1 y t_2 . Entre estos instantes ocurre la carga denominada carga por tensión eléctrica constante.

Este intervalo de tiempo puede durar de entre 3 horas hasta 20 horas, dependiendo del tipo de batería, de su química y además del valor que tenga predeterminado $u(t_1)$.

Es en esta parte del proceso de carga donde la tensión eléctrica se mantiene constante y además la intensidad de la corriente eléctrica de carga va decreciendo, como un fenómeno natural.

La parte marcada en azul en la figura 3.3 es la que corresponde a este período de carga, y es notorio el comportamiento de la tensión y de la intensidad de corriente.

c. Régimen de flotación

Es finalmente en este régimen en donde se le aplica a la batería una tensión eléctrica $u(t_3)$ y se mantiene constante.

Este régimen es necesario para compensar en alguna medida las fugas que se puedan presentar debido a algún tipo de descarga por el uso de las baterías. Este valor de tensión $u(t_3)$ posee un valor tal que pueda mantener la batería o el banco de baterías con una carga máxima, pero sin dañarlas. El valor es típicamente de 2.2 V por celda para baterías de plomo de 1.4 V para baterías de Ni-Cd.

Por último, la zona con color verde en la figura 3.3 representa el comportamiento tanto de la tensión como de la intensidad de corriente eléctrica para el método o región de flotación.

3.3.2.3 Control Proporcional – Integral – Derivativo (PID)

Este tipo de regulador, que comúnmente se le denomina solamente *PID* posee tres tipos de comportamiento de controladores independientes en uno solo: control proporcional, control integral y control derivativo [12].

Su funcionamiento puede explicarse en el dominio del tiempo como la suma de las tres acciones de control antes citadas. En la siguiente figura [13] se muestra como actúa el *PID* sobre el funcionamiento de una planta ante una entrada $u(t)$ compuesta por: 1. una señal proporcional al error, 2. una señal proporcional a la integral del error y 3. una señal proporcional a la derivada del error.

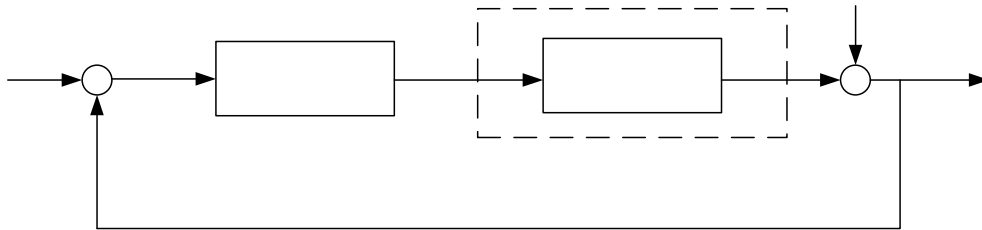


Figura 3.5 Sistema de control con regulador PID

Es necesario recalcar que un sistema de control de lazo cerrado que posee un buen funcionamiento es aquel que posee la capacidad para hacer llegar el valor medido a una estrecha concordancia con el valor predeterminado. Esto es reducir a un valor muy cercano a cero el error, señal de error o desviación del sistema, como se le desee llamar. Dicha señal de error se da como la diferencia entre la señal de consigna y la señal realimentada de la salida.

Con un regulador PID se tiende a que dicho error sea muy pequeño y además se tiende a mejorar la estabilidad misma del sistema en general.

La parte derivativa del regulador intenta predecir que el proceso o sistema presentará un cambio mayor del esperado por las mediciones actuales. Esto se da cuando la variable medida cambia con mucha rapidez. Si esto sucede lo más probable es que esta variable cambie en gran magnitud. Quiere decir que esta sección del regulador intenta adelantarse al sistema.

La parte proporcional integral del regulador en cuestión “detecta” la persistencia de una pequeña parte de la señal de error, denominado *offset*. Con el paso del tiempo esta parte de control integral “aleja” al sistema o planta de esa posición de error, disminuyendo con esto el *offset*. En algún momento el error se reduce a cero y a medida que el tiempo pasa la integral de tiempo del error ya no aumenta, debido de manera obvia a que el error ahora es cero [12].

De manera general, las características del proceso determina el método de control a utilizar. El presente proyecto necesita de la implementación de un sistema de control electrónico muy preciso, la naturaleza de este sistema así lo requiere. Si se observa el diagrama presentado en la figura 1.2 se puede analizar el proceso como un sistema de control automático realimentado, cuyo regulador es el propio PLC.

Existen varias variables importantes por las cuales es necesario optar por un regulador de este tipo, tales como: exactitud deseada de control y el mantener la desviación del punto de ajuste a un margen mínimo.

En ambientes industriales este tipo de reguladores se implementan en controladores lógicos programables, o PLC. Hace algunos años se implementaban de forma directa, o electrónica mediante amplificadores operacionales, pero este tipo de diseños requerían mantenimiento y ajuste muy especializado.

En la actualidad los PLC contienen instrucciones, como se ha mencionado en capítulos anteriores, que ejecutan el cálculo de la parte proporcional, el cálculo integral y el cálculo derivativo del valor medido de la variable controlada del proceso y produce así el valor adecuado de señal de salida del controlador.

3.3.3 Principios químicos relacionados

3.3.3.1 Baterías de Níquel – Cadmio: composición interna y funcionamiento electroquímico

Las baterías denominadas “*Níquel-Cadmio*” (*Ni-Cd*) utilizan Hidróxido de Níquel como material activo para la placa positiva y para la placa negativa se utiliza Hidróxido de Cadmio, esto para cada una de las celdas de la batería. Estos materiales mencionados anteriormente funcionan como materiales reactivos dentro de la batería [19].

Internamente las baterías de este tipo poseen una disolución acuosa interna de Hidróxido de Potasio que funciona como electrolito, el cual contiene pequeñas cantidades de Hidróxido de Litio, todo esto para lograr mejorar el ciclo de vida de las baterías y su posible uso bajo altas temperaturas ambientales [16]. Este compuesto químico usado como electrolito no daña ni corroe las partes metálicas internas presentes en la batería.

En general un electrolito es utilizado para las transferencias de iones que se suscitan al producirse reacciones químicas, tales como la que se dan a cabo en una batería electroquímica. La composición química del electrolito no cambia ni se degrada durante ningún ciclo de carga ni de descarga de la batería.

La concentración estándar del electrolito es tal que permite a las celdas de la batería poder trabajar en temperaturas extremas, dentro de un rango que va desde los -20°C hasta los 60°C . En la mayoría de aplicaciones el electrolito retiene su efectividad de uso mientras la batería esté funcional y nunca va a necesitar ser reemplazado.

El proceso químico al que son sometidos los componentes de la batería varía dependiendo de si se está efectuando un proceso de carga o de descarga.

Durante la descarga de la batería de Níquel-Cadmio el Hidróxido de Níquel trivalente (NiOOH) presente en la placa positiva es reducido a Hidróxido de Níquel II y el Cadmio en la placa negativa de la batería forma Hidróxido de Cadmio.

En el proceso de carga, ocurren las reacciones inversas llegando a producir un nivel de potencial eléctrico establecido en ciertos estándares. Además se da una acumulación de Hidrógeno en la placa negativa y una acumulación de Oxígeno en la placa positiva como producto del proceso de descarga, dando esto como resultado la eliminación o pérdida de agua interna de la batería.

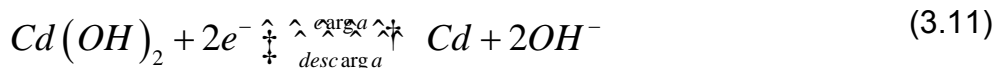
Todo lo anterior induce a que se puedan establecer dos ecuaciones químicas separadas: una para la carga y descarga para la placa positiva y otra para los procesos de carga y descarga para el electrodo negativo.

Finalmente, a partir de las anteriores, se puede deducir una ecuación completa tanto para el proceso de carga como de descarga simultáneamente. A continuación se pueden observar las reacciones que ocurren a lo interno de la batería:

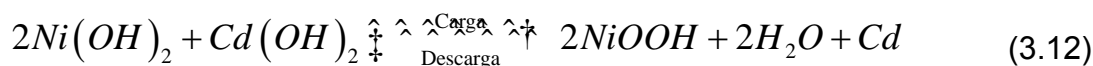
Placa positiva



Placa negativa



Reacción total



Es claro en la ecuación anterior el cómo reacciona el Cadmio y el Níquel presentes en las placas al perder su carga eléctrica. El proceso de formación del Hidróxido de Níquel y del Hidróxido de Cadmio producto de la descarga o del uso es inevitable.

Internamente la batería se conforma de celdas de Níquel y Cadmio, cada celda posee una placa negativa y una positiva. La placa positiva de cada celda es obtenida mediante un proceso químico de impregnación de Hidróxido de Níquel en una estructura porosa de Níquel, la cual se obtiene a partir de la conversión química de polvo de Níquel en una banda delgada de Níquel.

Por su parte, la placa negativa de la celda es un electrodo plástico cubierto por Cadmio, la cual es obtenida mediante la mezcla de materiales activos de Cadmio y aditivos quienes son aplicados a un sustrato de Níquel en forma de banda.

Cada una de las celdas están separadas unas de otras mediante un material que se denomina *separador*, el cual consiste en un emparedado de un polímero micro poroso [16].

En la mayoría de procesos químicos en los cuales sucede una transformación de elementos se suelen encontrar residuos gaseosos productos de dicho proceso. En el caso de los procesos de carga y descarga de baterías de Níquel-Cadmio se

presenta el caso de la emisión de una mezcla de Oxígeno y de Hidrógeno gaseosos al ambiente, producto de la carga en los dos primeros regímenes de carga (intensidad de corriente eléctrica constante y luego tensión eléctrica constante).

Es por esta razón que debe darse una correcta ventilación del lugar en donde se ubique este tipo de batería para así mantener los niveles de concentración del Hidrógeno gaseoso dentro de niveles seguros para el ser humano.

Un ejemplo de batería cuya química es Níquel-Cadmio se puede observar en la figura B.5.1 [15] donde se observan cada una de sus partes constitutivas.

En general las celdas compuestas por Níquel y Cadmio brindan, mediante la reacción electroquímica antes explicada, una tensión disponible de trabajo de alrededor de $1.2 V_{\text{celda}}$, esto si la celda es sometida a condiciones de descarga normales.

Algunos fabricantes de baterías de Níquel - Cadmio como *Quest Batteries* recomiendan que la carga de las baterías basadas en este tipo de química sean cargadas mediante un régimen de corriente constante, evitando la carga por tensión eléctrica constante o flotante [14].

Cuando la batería, o el banco de baterías debe ser recargado se le suministra una cantidad de corriente un poco más elevada de la que la batería está capacitada para entregar. El exceso de corriente eléctrica suministrada asegura que la batería al final del proceso se encuentre totalmente cargada. Este exceso de corriente no contribuye directamente en los fenómenos a los que son sometidos los compuestos químicos con los procesos de carga y descarga, es por esto que dicho excedente de carga debe ser disipado de alguna manera [16].

Este excedente de carga, o sobrecarga, elimina los enlaces químicos del agua presente en el electrolito de la batería, formando así oxígeno e hidrógeno, dándose así una baja significativa en el nivel de agua de la batería. Cuando esto sucede se debe añadir a la batería agua pura destilada y así reponer la pérdida de agua en el electrolito.

Para este caso se sabe que por cada Amperio – hora de sobrecarga se eliminan 0.366 cm^3 de agua [16] interna en la batería en forma teórica.

Además, la sobrecarga presenta un efecto de incremento en la presión y la temperatura interna de la batería, incrementando con esto el fenómeno de pérdida de agua del electrolito.

Capítulo 4: Procedimiento metodológico

4.1 Reconocimiento y definición del problema

Para lograr definir bien el problema y realizar una proyección certera de la posible solución es siempre necesaria una investigación exhaustiva del problema a resolver.

El presente proyecto requiere, dada su naturaleza, de una investigación extensa con respecto al funcionamiento propio del sistema que actualmente se encuentra funcionando. Esto se debe realizar propiamente en la planta, bajo la guía de el asesor por parte del ICE observando cada una de sus partes y los bancos de baterías y su estado actual.

Además, es importante de recalcar que van a ocurrir reuniones periódicas con los ingenieros de la planta para escuchar sus puntos de vista con respecto al funcionamiento del sistema y además de qué recomendaciones pueden hacer o aportar con respecto a la solución del sistema que se debe implementar.

Dichas reuniones deben realizarse tanto antes de la realización del proyecto como durante el transcurso del mismo, esto con el fin de llegar a obtener la solución final más óptima que llegue a resolver el problema que se plantea.

Se ha mencionado que la institución plantea una solución inicial al problema. Esta solución debe servir como base para la el diseño y la implementación de la solución final.

La definición de metas y restricciones son necesarias para lograr la solución correcta de un problema, sin esta definición un problema y su solución pueden llegar a ser infinitos o en el peor de los casos imposibles de lograr. Es por eso que para el presente proyecto la definición de las metas se realiza una vez que el estudio del problema esté completo y las entrevistas y reuniones previas con los encargados se hayan realizado. Esto porque es la institución quien en primera instancia posee la idea de qué se desea lograr con el proyecto.

En el capítulo siguiente se van a analizar las diferentes soluciones planteadas para el sistema de carga que se desea implementar. Cada una de estas soluciones corresponde a una etapa en específico del sistema completo y el funcionamiento de esas etapas debe de cumplir con ciertos requisitos técnicos especificados en el siguiente capítulo, los cuales en parte han sido brindados por la institución y otros han sido definidos por el funcionamiento propio del sistema de carga a implementar. Todos estos requerimientos moldean de manera específica las cualidades, restricciones y metas de cada una de las etapas que constituyen el sistema en general.

4.2 Obtención y análisis de información

Además de todas las actividades comentadas para lograr el conocimiento y la definición correcta del sistema es necesario recopilar información que se relacione con el problema y además analizarla.

Previamente a la búsqueda de soluciones o de algún diseño existieron entrevistas con los ingenieros encargados del área eléctrica para informarse de manera confiable del estado del sistema actual de la planta. Estas entrevistas estuvieron acompañadas de entrega de alguna documentación por parte de ellos al estudiante en donde describen de manera global el funcionamiento y los problemas que se suscitan en este sistema de carga actual.

La investigación bibliográfica para el caso de este proyecto es indispensable, ya que el problema es suficientemente abierto como para incorporar soluciones novedosas y con ello lograr una solución eficiente.

Es necesario conversar de manera formal con los ingenieros responsables de la sección a la cual pertenece el proyecto para que ellos con base en criterio técnico comenten qué posibilidades de solución existen, su viabilidad y su costo económico para la institución.

Cuando se logra reunir toda esta información debe analizarse de manera correcta, esto realizando análisis de costos por ejemplo entre los PLCs planteados para no solamente analizar qué tan eficientemente solucionan el problema cada uno, si no también para tener en perspectiva el costo económico que ellos van a representar eventualmente para el proyecto.

Las restricciones que se imponen básicamente a la solución del problema son de tipo tecnológico. Esto se da ya que el ámbito en que se inscribe el proyecto es en un ambiente industrial y la tecnología que se emplee para la solución del problema debe ser compatible con la tecnología ya empleada, pero esta condición no debe privar cualquier novedad que se desee incorporar a la misma.

La capacidad, la duración, el mínimo grado de mantenimiento y por sobre todo la posibilidad de realizar actualizaciones en el sistema en general y sus partes son tomados en cuenta como criterio para discriminar entre todas las posibilidades que ofrece la tecnología.

Toda esta información debe ser cotejada con respecto a lo que se quiere lograr y a las restricciones o limitaciones del sistema y los resultados de este procedimiento deben ser ordenados en tablas para así llegar a escoger de manera más sencilla cada una de las partes que se desean integren el sistema a desarrollar.

4.3 Evaluación de las alternativas y síntesis de la solución

El Instituto Costarricense de Electricidad, mediante el asesor de este proyecto, se ha brindado una solución que va a servir como base para el sistema final que resuelva el problema antes planteado.

Se dice que la solución brindada es un punto de partida, ya que mientras más se investigue y más se estudie el problema y su entorno algunas variables pueden aparecer y cuya necesidad de control sea imperiosa.

La solución inicial y sus fases posteriores deben ser verificadas totalmente antes de su implementación final, es por esto que va a ser necesario simular todo circuito electrónico antes de ser ensamblado, para así asegurar su funcionamiento cuando sea necesario ensamblarlo.

Una vez que se hayan simulado en un computador los comportamientos de los distintos circuitos electrónicos es necesario realizar pruebas iniciales que demuestren lo que se pudo observar en las simulaciones. Esto es, realizar pruebas de los circuitos de manera controlada a manera de pruebas de laboratorio.

Dependiendo de los resultados de las pruebas y de las simulaciones de los circuitos y de los programas que se implementen se pueden evaluar algunas modificaciones en las etapas que se estén analizando.

Es necesario que para implementar cualquier cambio en la solución planteada se analicen varios aspectos influyentes en el mismo, tales como el costo de las mismas, la cantidad y la complejidad de los circuitos electrónicos involucrados, además de los beneficios puede traer desde el punto de vista de la eficiencia en el desempeño al sistema en general.

Para analizar de manera efectiva los diferentes tipos de solución que puedan surgir para cada etapa del proyecto en general se debe implementar una tabla, la cual contenga información importante acerca de cada una de ellas. Esto con el fin de determinar en conjunto con el personal involucrado de la empresa las ventajas y las desventajas que ofrecen las mismas y establecer de esta manera la solución óptima para cada caso particular.

4.4 Implementación de la solución

Para lograr una implementación exitosa de las soluciones planteadas para las diferentes etapas del sistema es necesario definir una estrategia de desarrollo desde sus inicios.

Es necesario en primera instancia tener claro el panorama de dónde se desea llegar, qué tipo de solución se desea implementar. Este es el caso del presente proyecto: existe una base para comenzar a perfilar la solución final.

A continuación se debe elaborar un modelado teórico que formule de manera teórica el comportamiento del sistema etapa por etapa. Esto puede lograrse mediante la aplicación de las ecuaciones que se han planteado en el marco teórico en cuanto a dispositivos como tiristores o baterías.

Se debe siempre, antes de implementar físicamente cualquier etapa electrónica, realizar una fase de simulación en computador. Esto con el fin de realizar una verificación inicial del modelo teórico formulado y el comportamiento simulado del circuito electrónico. La validez del modelo puede ser comparada en esta etapa con respecto a los resultados obtenidos de las diferentes simulaciones.

Estos resultados obtenidos del modelado teórico y los resultados obtenidos deben ser siempre evaluados tanto por los asesores del instituto como por el estudiante. Las pruebas tanto de simulación como de laboratorio (aplicadas) son muy importantes dado que va a ser mediante los resultados de dichas pruebas es que se pueden analizar modificaciones al sistema.

Una vez que se realicen las modificaciones al sistema general es necesario informar al personal de la institución que tenga relación con el sistema de carga del banco de baterías. Esto se puede realizar mediante algún tipo de charla al personal en donde se expliquen las funciones del sistema y en donde se aclaren dudas que tenga el personal al respecto.

Como etapa final se debe elaborar un manual técnico del usuario, el cual debe informar de manera completa las funciones del sistema para lograr con el mismo una evaluación rápida de eventuales fallos y además lograr darle un mantenimiento eficiente al mismo cuando sea necesario.

Además del manual del usuario a elaborar se debe gestar un documento que sirva para el mantenimiento del sistema, en el cual se incluya todo tipo de diagrama de alambrado de PLC y cualquier tipo de esquemático que sea de utilidad.

A lo largo del proyecto, han sido necesarias algunas modificaciones de las soluciones presentadas en el siguiente capítulo, esto dado que inicialmente los diseños electrónicos no siempre cumplen a cabalidad los objetivos y las metas de funcionamiento planteados para esa etapa en específico. Estos cambios básicamente han tenido que ser del tipo electrónico, o de *hardware* más específicamente.

4.5 Reevaluación y rediseño

A futuro se pueden prever la implementación de algunas mejoras a los alcances del presente proyecto.

De entre ellas se puede visualizar la implementación de algún tipo de rutina de programación en el PLC que se encargue de medir la eficiencia del banco de batería.

Otro punto importante que puede ser tomado en cuenta es el realizar tanto la rutina de programación como el circuito electrónico que en conjunto logren llevar a cabo la compensación en la variación de la tensión de las baterías por efecto de los cambios en la temperatura del banco de baterías.

Además, eventualmente si se deseara, se puede dar a futuro la implementación del sistema de control en un nuevo dispositivo PLC, más actualizado, brindando con ello modularidad y facilidad en la actualización tanto de hardware como de software del sistema de carga.

Capítulo 5: Descripción detallada de la solución

5.1 Análisis de soluciones y selección final

El proyecto consiste, como se ha podido observar en el transcurso del presente documento, en una serie de módulos electrónicos que interconectados realizan el mencionado proceso de carga.

Las soluciones generadas para estos módulos deben discutirse para elegir siempre la más adecuada para la aplicación en específico. A continuación se encuentran las soluciones planteadas para los diferentes módulos electrónicos y los criterios de escogencia para cada una de ellas.

5.1.1 Circuito de generador de pulsos de disparo de tiristores

Mediante la utilización de un nivel de tensión analógico generado por el dispositivo PLC se desea controlar el ángulo de conducción o disparo de los tiristores. Esto con el fin de regular el valor de la tensión CD de salida del puente rectificador.

Para cumplir con ese funcionamiento se hace uso de circuitos integrados lineales, dispositivos discretos y pasivos, dado que este tipo de componentes son de fácil obtención, compra y mantenimiento.

Específicamente, para esta etapa del sistema se generan dos propuestas, una en la cual los impulsos de disparo se encuentran de los tiristores se sincronizan con las tres fases de las cuales se dispone como tensiones de entrada del sistema, esto mediante circuitos comparadores, generadores de señal rampa y derivadores. En otras palabras, se desea repetir tres veces este circuito para cada una de las tres fases de la tensión de entrada.

La otra propuesta radica en generar y sincronizar los 6 pulsos de disparo del puente rectificador de tiristores con una de las fases de tensión de entrada, esto mediante la generación de un pulso de disparo inicial con el cual por medio de circuitos de retardo poder generar los 5 pulsos de disparo restantes.

5.1.1.1 Escogencia de propuesta

Para lograr escoger la mejor propuesta de diseño es siempre necesario realizar una comparación de ventajas y desventajas que cada una de las propuestas pueden aportar al proyecto y a su funcionamiento en general.

En la tabla siguiente se cotejan las ventajas y las desventajas que ofrecen las propuestas mencionadas anteriormente:

Tabla 5.1 Cuadro comparativo de propuestas para etapa de disparo.

	<i>Ventajas</i>	<i>Desventajas</i>
<i>Propuesta 1</i>	No existe dependencia de una única fase.	Gran cantidad de componentes.
	Si una de las tensiones de entrada falla la salida todavía tendría un valor de amplitud diferente a cero, ya que todavía existirían disparos para los demás tiristores.	
<i>Propuesta 2</i>	Circuitaría menos compleja de depurar y más sencilla de repetir.	La puesta en funcionamiento exacto no se puede garantizar dado la gran cantidad de ajustes necesarios en los circuitos de retardo.
		Existe una dependencia de una única fase, por lo cual una posible falla de alimentación en esa fase hace que no exista disparo para ningún tiristor.

De entre las configuraciones electrónicas propuestas se escoge la propuesta 1, que aunque presenta la mayor cantidad de componentes en total es la propuesta que por su principio de funcionamiento y estructura va a brindar un mayor grado tanto de disponibilidad del equipo rectificador total como de confiabilidad en general, esto al no depender de una única señal de tensión de entrada para la generación de todos los pulsos de disparo del puente rectificador.

5.1.2 Circuito de acople para disparo de tiristores

La circuitería de control de un sistema debe aislarse de alguna manera de la sección de potencia que controla. Existen en la actualidad una gran gama de formas para lograr este cometido. El circuito de acople cumple una función básica de traslado de pulsos de energía de entre las etapas electrónicas del sistema.

Este circuito debe ser diseñado siempre teniendo en cuenta los parámetros iniciales de facilidad de mantenimiento, confiabilidad y disponibilidad.

Básicamente, para el presente proyecto se manejan dos posibilidades para la realización de esta etapa: una en la que se puede hacer uso del acoplamiento magnético mediante transformadores de pulsos y otra en la que se puede incorporar la tecnología de acople óptico entre etapas.

A continuación se presenta un análisis de ventajas y de desventajas que presentan cada una de las propuestas antes mencionadas y la escogencia de la propuesta, además de las razones y criterios de diseño que se emplearon para llegar a escoger la más apropiada.

5.1.2.1 Escogencia de propuesta

Tabla 5.2 Cuadro comparativo de propuestas para etapa de acople de disparos.

	<i>Ventajas</i>	<i>Desventajas</i>
<i>Propuesta 1</i> <i>(acople magnético)</i>	Aisla eléctricamente de manera efectiva las etapas de control y potencia sin necesidad de muchos componentes extra para la transferencia del pulso de disparo.	Dificultad para su compra, dado que se tendrían que importar.
	Si existiera un pulso irregular de mayor amplitud el acople magnético lo soportaría.	Alto costo económico. Necesidad de protección de la compuerta de los tiristores dada la parte negativa que presenta el pulso de salida en el secundario del transformador.
<i>Propuesta 2</i> <i>(acople óptico)</i>	Bajo costo económico	Mayor tendencia a dañarse si existiera alguna irregularidad muy marcada en la amplitud de los pulsos aplicados.
	Facilidad de conseguir componentes de acople óptico en el mercado nacional.	
	Diseño más compacto del circuito completo de acople.	

Al analizar las propuestas que se tienen y las ventajas y las desventajas que cada una de ellas brindan se tiene que la propuesta 2, acople óptico, presenta la mayor cantidad de ventajas y la menor cantidad de desventajas al proyecto.

Las ventajas que presenta la realización de un acople óptico entre etapas se enmarcan dentro del principio de facilidad de mantenimiento, esto dado que los circuitos de acople óptico no necesitan de un mantenimiento muy periódico,

además de que si fuese necesario reemplazar alguno de los componentes de la etapa con seguridad se podrían conseguir en el mercado nacional sin la necesidad de recurrir a la compra internacional, con los retrasos en el funcionamiento que puedan generar.

Al utilizar transformadores el circuito de acople de disparos sería en dimensión más grande que uno diseñado con circuitos ópticos. Además, los transformadores utilizados para este fin no se ajustan al principio de facilidad de mantenimiento y de disponibilidad.

5.1.3 Circuito acondicionador de señales de entrada para PLC

Un sistema de control de lazo cerrado tiene el objetivo de regular el valor de la salida del lazo con el fin de mantenerla en cierto valor prefijado. Para esto se necesita tener información actualizada de las variables de proceso involucradas.

Es por esto que se debe alimentar al controlador implementado en el PLC con la información de la tensión actual en las baterías y el valor de la corriente eléctrica a la salida del rectificador. Estos valores se le brindan al PLC a través de acondicionadores de señales los cuales van a acondicionar dichos parámetros a valores que puedan alimentarse al PLC sin correr el riesgo de daño.

Se propone generar una tarjeta en donde se cuente con los dos acondicionadores de señal y que las salidas de esta tarjeta sean las señales con las cuales se le indique al PLC, de manera escalada, del estado de las variables de tensión e intensidad de corriente eléctrica.

El sensor de tensión se propone como un divisor de tensión en donde la señal de entrada al PLC tenga un escalamiento proporcional al valor de las resistencias involucradas.

El sensor de corriente eléctrica dada la naturaleza de la variable no puede simplemente medirse y escalarse como se hace con la tensión, para este caso la medición de corriente se efectúa mediante la lectura de la tensión en una resistencia de *shunt*. La tensión de esta resistencia es proporcional a la corriente que fluye por ella y mediante una amplificación adecuada se puede obtener un valor que puede ser alimentado al PLC y que va a representar indirectamente el valor actual de la corriente eléctrica.

5.2 Descripción del hardware

5.2.1 Circuito generador de pulsos de disparo para tiristores.

Consiste en sincronizar los disparos de los tiristores que conforman el puente rectificador con cada una de las tres fases de entrada. Los disparos de los tiristores T1 y T2 de la figura 3.2 con la fase 1, los de T3 y T4 con la fase 2 y por último los disparos de T5 y T6 con la fase 3.

El fundamento matemático de dicha propuesta es el siguiente: es sabido que en un puente rectificador trifásico de onda completa los tiristores deben de dispararse con un retardo de $\frac{\pi}{3}$ radianes (60 grados) uno del otro a partir del primer pulso de disparo. Este retardo, en forma temporal corresponde a aproximadamente 2.8 milisegundos.

En la siguiente tabla se puede observar el retardo que debe existir para el correcto disparo de cada uno de los tiristores en el puente rectificador:

Tabla 5.3 Tiempos y ángulos de disparo para el puente rectificador.

Retardo	Número de tiristor a disparar					
	T1	T2	T3	T4	T5	T6
radianes	α	$\alpha + \frac{\pi}{3}$	$\alpha + \frac{2\pi}{3}$	$\alpha + \pi$	$\alpha + \frac{4\pi}{3}$	$\alpha + \frac{5\pi}{3}$
grados	α_{grados}	$\alpha_{\text{grados}} + 60^\circ$	$\alpha_{\text{grados}} + 120^\circ$	$\alpha_{\text{grados}} + 180^\circ$	$\alpha_{\text{grados}} + 240^\circ$	$\alpha_{\text{grados}} + 300^\circ$
ms	t_{ms}	$t_{\text{ms}} + 2.778\text{ms}$	$t_{\text{ms}} + 5.555\text{ms}$	$t_{\text{ms}} + 8.333\text{ms}$	$t_{\text{ms}} + 11.111\text{ms}$	$t_{\text{ms}} + 13.889\text{ms}$

Donde α : ángulo de conducción del tiristor en radianes

α_{grados} : ángulo de conducción del tiristor en grados

t_{ms} : tiempo de retardo en la conducción del tiristor en milisegundos

ms : milisegundos

Cabe recordar en este punto las ecuaciones que matemáticamente modelan las formas de onda de las tensiones de entrada:

$$v_{aN}(t) = E_p \text{sen}(\omega t) \quad (5.1)$$

$$v_{bN}(t) = E_p \text{sen}(\omega t + \theta) \quad (5.2)$$

$$v_{cN}(t) = E_p \text{sen}(\omega t - \theta) = E_p \text{sen}(\omega t + 2\theta) \quad (5.3)$$

donde E_p : la tensión pico de la señal de entrada
 ω : frecuencia angular de la señal de entrada en rad/s
 $\theta = 2\pi/3$ radianes

Nótese que entre cada tensión de entrada existe un desfase de $2\pi/3$ radianes, o de 120° . Si se comparan, por ejemplo, los disparos de T1 y de T3 existe un desfase neto de 120° entre cada uno de ellos, lo mismo sucede entre los disparos de T2 y T4, de T3 y T5 y de T4 y T6. Es por este motivo que los disparos de T1 y T2 pueden ser generados a partir de la tensión de entrada $v_{aN}(t)$, los correspondientes a T3 y T4 con la tensión $v_{bN}(t)$ y por último los disparos de T5 y T6 con la señal $v_{cN}(t)$.

Teniendo esto claro se pueden analizar los bloques que componen el circuito de esta primer propuesta. En la figura siguiente se pueden observar los bloques del circuito de disparo para tiristores propuesto.

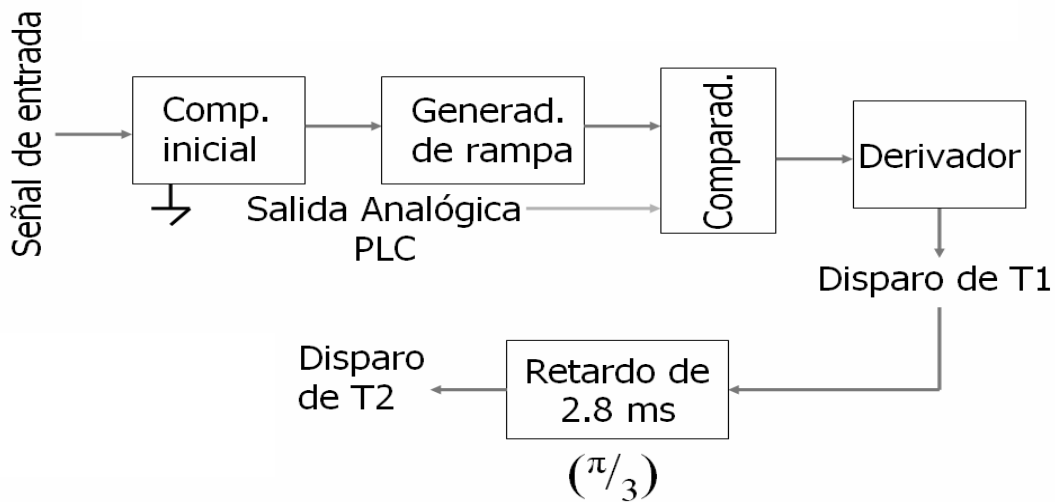


Figura 5.1 Diagrama de bloques de la propuesta escogida para disparo de tiristores

En primer instancia se puede observar un bloque en donde se comparan tanto la señal de entrada con un nivel de cero, o tierra, en donde para valores positivos de la señal de tensión de entrada la salida del bloque debe ser cero y para valores negativos de la señal de entrada la salida debe estar en un valor alto, o sea: el nivel de saturación del amplificador comparador.

Se escoge esta lógica de comparación con el fin de que el flanco negativo del cambio coincida con el inicio del ciclo positivo de la señal de entrada y el comportamiento de las señales de este bloque se puede observar en la figura 5.2 donde la onda senoidal es la señal de entrada y la señal cuadrada es la señal de salida.

Para implementar físicamente esta parte del circuito se hace uso de un circuito comparador lineal LM339, cuyas especificaciones técnicas pueden observarse en el anexo B.7.

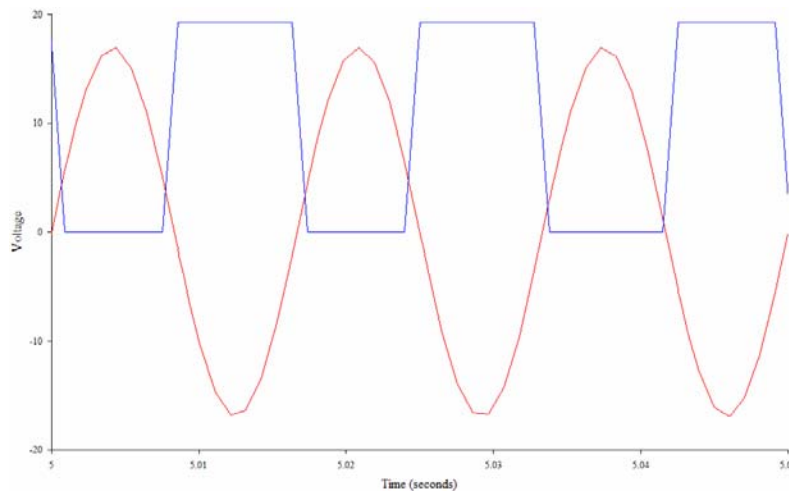


Figura 5.2 Señales de entrada y salida del bloque de comparación

La etapa siguiente corresponde a un generador de señal rampa. Esta red cuenta con una única señal de entrada: señal de disparo. Esta señal de disparo es válida para el dispositivo temporizador solamente en el flanco negativo del pulso de disparo. Esta es la razón de la necesidad de la coincidencia del flanco negativo del comparador anterior con el semiciclo positivo de la señal de entrada, esto es: se sincroniza la rampa generada con el semiciclo positivo de la tensión de entrada.

El comportamiento de la salida del bloque de generador de rampa puede ser observado en la figura 5.4 donde la señal de rampa es visualmente comparada con la senoidal de entrada del sistema en general. Para implementar el presente circuito se hace uso del circuito integrado LM556 del cual se pueden observar en el apartado B.6 sus características eléctricas más representativas.

Este circuito integrado se conecta de forma tal que su funcionamiento sea el de un multivibrador monoestable, en la cual se debe conectar un condensador y una red que se encargue de cargar linealmente el condensador y el circuito integrado se encarga del correcto disparo e inicio de la carga de dicho condensador.

La figura 5.3 representa como se debe de configurar esta red con un LM555, pero dicha configuración se puede extender para el LM556 utilizado.

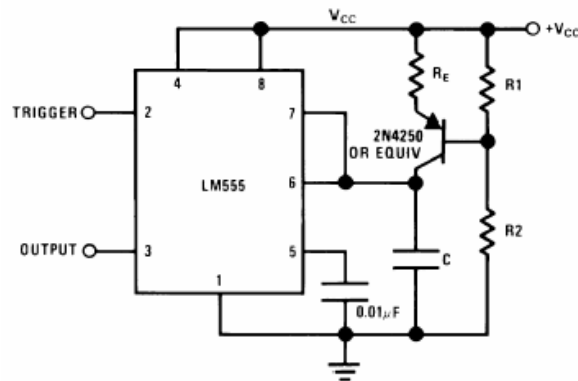


Figura 5.3 Conexión de un multivibrador monoestable con configuración generador de rampa

Es mediante la siguiente ecuación que se pueden encontrar los valores correctos para la red que conforma el generador de rampa:

$$T = \frac{2/3 V_{CC} \cdot R_E \cdot (R_1 + R_2) \cdot C}{R_1 \cdot V_{CC} - V_{BE} \cdot (R_1 + R_2)} \quad (5.4)$$

Si se escogen los siguientes valores se obtendrá el siguiente listado para los componentes de la configuración:

$$C = 1 \mu\text{F}; T = \frac{1}{120} \text{ segundos}; R_E = 1 \text{ k}\Omega \longrightarrow R_1 = 1 \text{ k}\Omega; R_2 = 6.5 \text{ k}\Omega$$

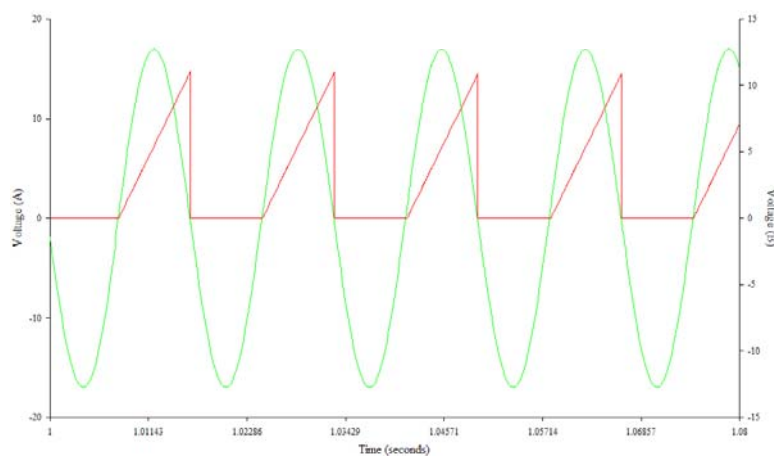


Figura 5.4 Forma de onda de salida del bloque de generador de rampa.

Esta combinación de comparador – generador de rampa hace que dicha rampa se presente solamente durante el semiciclo positivo de la señal de entrada, provocando de manera directa que los disparos de los tiristores se den solamente en el instante correcto.

A continuación se encuentra otro bloque en donde se compara la señal de rampa con la señal proveniente de la salida analógica del PLC; si la tensión de la rampa iguala o supera en valor a la señal analógica del PLC se va a producir en la salida del bloque un pulso proporcional a dicha comparación en el tiempo. La figura 5.4 representa gráficamente el comportamiento del bloque y se compara la señal de salida de este bloque con la señal senoidal de entrada para observar el instante en donde inicia y termina el pulso de disparo generado. Se utiliza el mismo circuito LM339 usado para la etapa de comparación inicial, dado que aun existen entradas y salidas disponibles que se pueden utilizar con dicho fin.

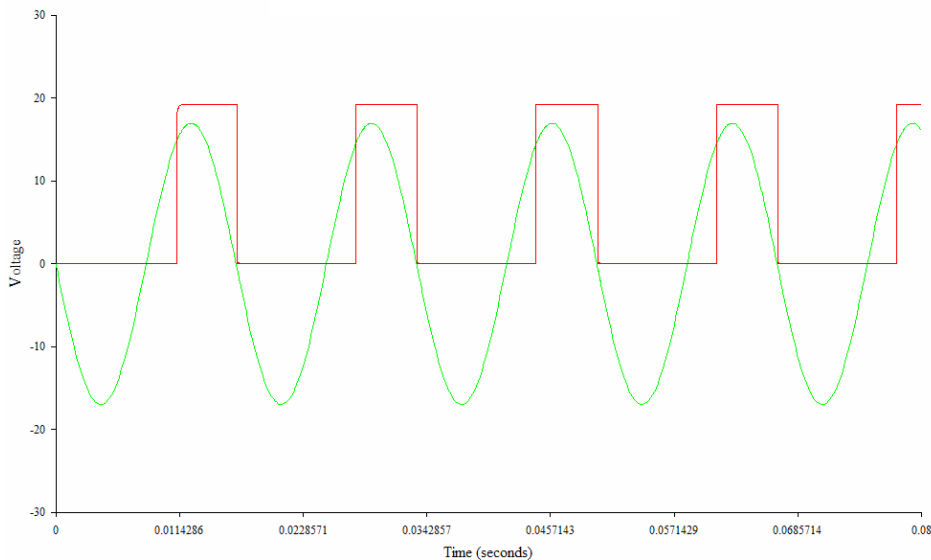


Figura 5.4 Pulsos de disparo para tiristor.

Este pulso bien puede poseer una duración como máximo de un semiciclo completo de la tensión de entrada (8,333 milisegundos) y si este se aplicara directamente al circuito de acople para disparar el tiristor eventualmente podría dañar la compuerta del tiristor. Es por esto que además de las etapas anteriores se incluye una etapa de derivación de pulsos de tensión. En esta etapa se deriva el pulso de entrada mediante una red *RC* pasiva, convirtiendo el pulso en una forma de onda casi igual a un impulso, con su respectiva conmutación posterior negativa, dada la naturaleza eléctrica constitutiva del condensador.

Al lograr obtener este impulso, se puede, mediante algunos circuitos analógicos transistorizados, producir nuevamente un pulso pero con una duración mucho menor al inicial, esto sin perder o cambiar el instante de inicio del pulso original.

El circuito que se diseña con el fin de volver a obtener el pulso se basa en transistores, esto ya que mediante el pequeño pulso positivo aplicado a la base de un transistor NPN obtenido a partir de la red derivativa RC se puede asegurar que el dispositivo discreto conmutará entre las regiones de corte y saturación. La siguiente figura muestra la manera en que la red RC genera el ahora impulso de tensión.

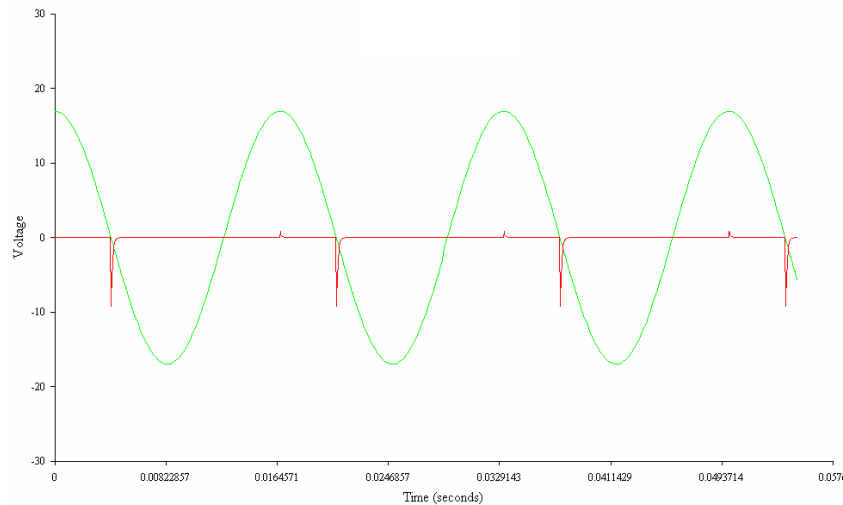


Figura 5.5 Pulso de disparo original derivado por la red RC

En la figura 5.6 se puede observar la reducción considerable en el ancho del pulso original y su respectiva comparación con respecto a la onda senoidal de entrada. Este pulso generado se puede aplicar con mayor seguridad al circuito de acople, quien finalmente envía el disparo a la compuerta del tiristor.

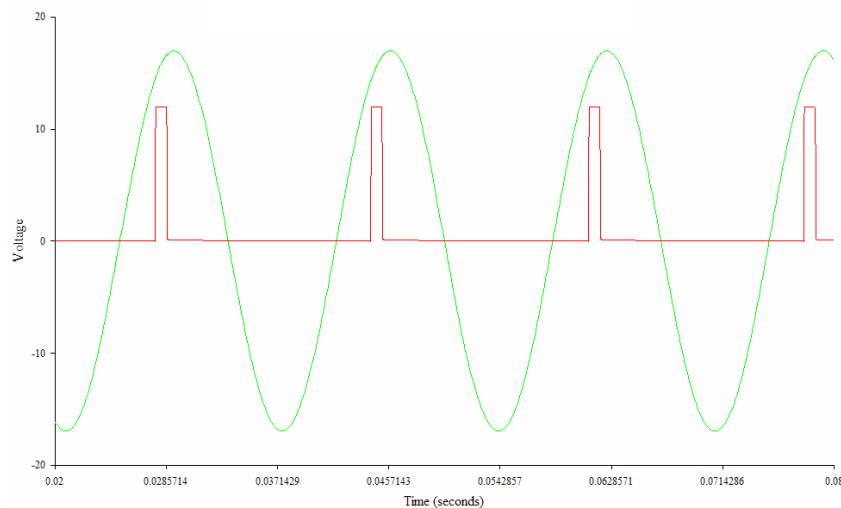


Figura 5.5 Impulsos de disparo para los tiristores del puente rectificador.

Teniendo una inversión en el pulso de disparo del tiristor inicial se puede con seguridad disparar un circuito temporizador, el cual va a actuar como el retardo del disparo del siguiente tiristor. Esto se logra alimentando el pulso derivado por la red RC a un transistor NPN 2N2222 en configuración emisor común, en la cual se toma la salida de la patilla del colector. La siguiente figura muestra el comportamiento de la señal de disparo de la siguiente etapa en comparación con la señal senoidal de entrada de referencia.

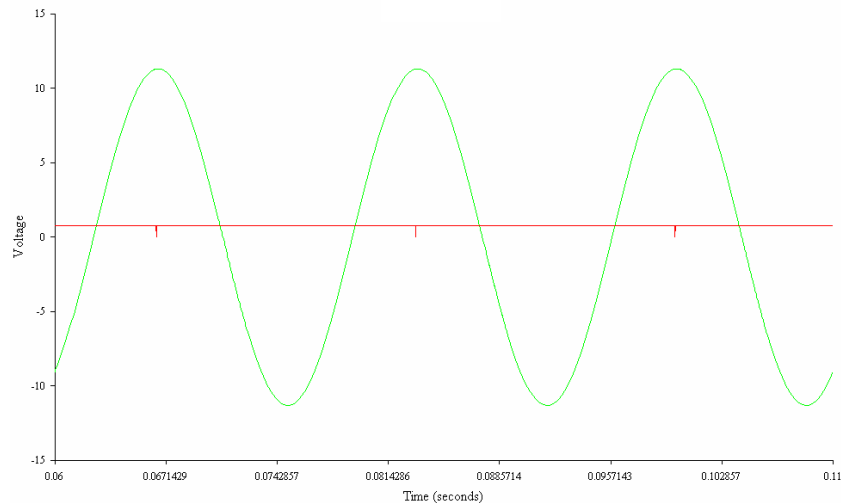


Figura 5.6 Pulso de disparo del circuito temporizador de retardo.

Como se logra observar en la figura 5.1, el retardo entre pulsos de disparo es de 2.8 milisegundos aproximadamente, o sea, $\pi/3$ radianes y es precisamente esta señal obtenida del transistor 2N2222 quien va a finalmente a disparar un circuito integrado LM556 en configuración monoestable, quien genera el pulso de retardo para el disparo del tiristor 2 (T2).

La duración del pulso de disparo del monoestable con este circuito integrado debe ser tal que dure como máximo el tiempo del pulso de salida menos 10 microsegundos; con la duración de los pulsos actuales se asegura que este tiempo de disparo del circuito se encuentre dentro de las especificaciones.

Se debe de invertir el pulso obtenido dado que el pulso de disparo debe ser obtenido al finalizar el pulso de retardo, luego este pulso invertido debe seguir el mismo procedimiento del pulso de disparo del tiristor anterior: pasar por una etapa de derivación previa con un circuito RC y luego por una red de transistores en donde se vuelva a obtener el pulso de disparo con la amplitud de tensión adecuada.

Para la alimentación eléctrica del circuito se diseña un circuito tal que se pueda alimentar a la tarjeta de control tanto de una señal de corriente alterna o de una señal de corriente directa y que se realice la conmutación en caso de falla de cualquiera de las fuentes de señal (alterna o directa) y así obtener lo que se conoce como *fuentes redundante de alimentación*.

Esta fuente tendría como señales de entrada una tensión en corriente alterna y otra en corriente directa. La señal de corriente alterna se obtendría de cada una de las fases de baja tensión del transformador principal del sistema, cuya tensión pico ronda los 26 Vp. La señal de corriente directa se obtendría del mismo banco de baterías de 125V_{CD}.

La transformación de señales de corriente alterna a corriente directa de 12V (tensión de alimentación del circuito de control) se realiza mediante la aplicación de esta tensión alterna a un transformador con relación de transformación de 1, esto con el fin de no distorsionar la señal de corriente alterna que es la misma que va a actuar como señal de entrada del primer circuito comparador de la etapa de control recién comentada.

Esta deformación que se desea evitar proviene de la siguiente aplicación de la señal alterna a un puente rectificador completo. Al tener este transformador separando galvánicamente las señales de corriente alterna se asegura que la señal de entrada del comparador no sufra deformaciones debidas a los diodos rectificadores. Mediante un condensador de alta capacitancia, 220 μ F, se elimina el rizado de la señal CD obtenida a la salida del rectificador.

La conversión de tensión directa de 125 V a 12 V requerida por el circuito de control se efectúa mediante la implementación de una fuente regulada básica, compuesta por un regulador por diodo tener y un transistor que brinde la intensidad de corriente eléctrica a la salida.

Estas dos señales, por los valores escogidos para el circuito van a dar señales muy parecidas en cuanto al valor de su amplitud de tensión (aproximadamente 16.5 V_{CD}) y es por esto que se puede implementar una " *compuerta OR* " con simplemente dos diodos 1N4005 y la salida de los mismos aplicarlos a la entrada del regulador de tensión L7812.

Este circuito en total, etapa de control y *fuentes redundante*, se propone implementarlo en las tres fases de manera idéntica, esto como se mencionó para sincronizar los disparos de los tiristores del puente rectificador con las tres señales de entrada y poseer señales de alimentación independientes.

En la siguiente figura se muestra el circuito electrónico propuesto y diseñado según las premisas de facilidad de mantenimiento y que los componentes que lo conforman sean de fácil adquisición y reemplazo si fuera necesario el mantenimiento del circuito.

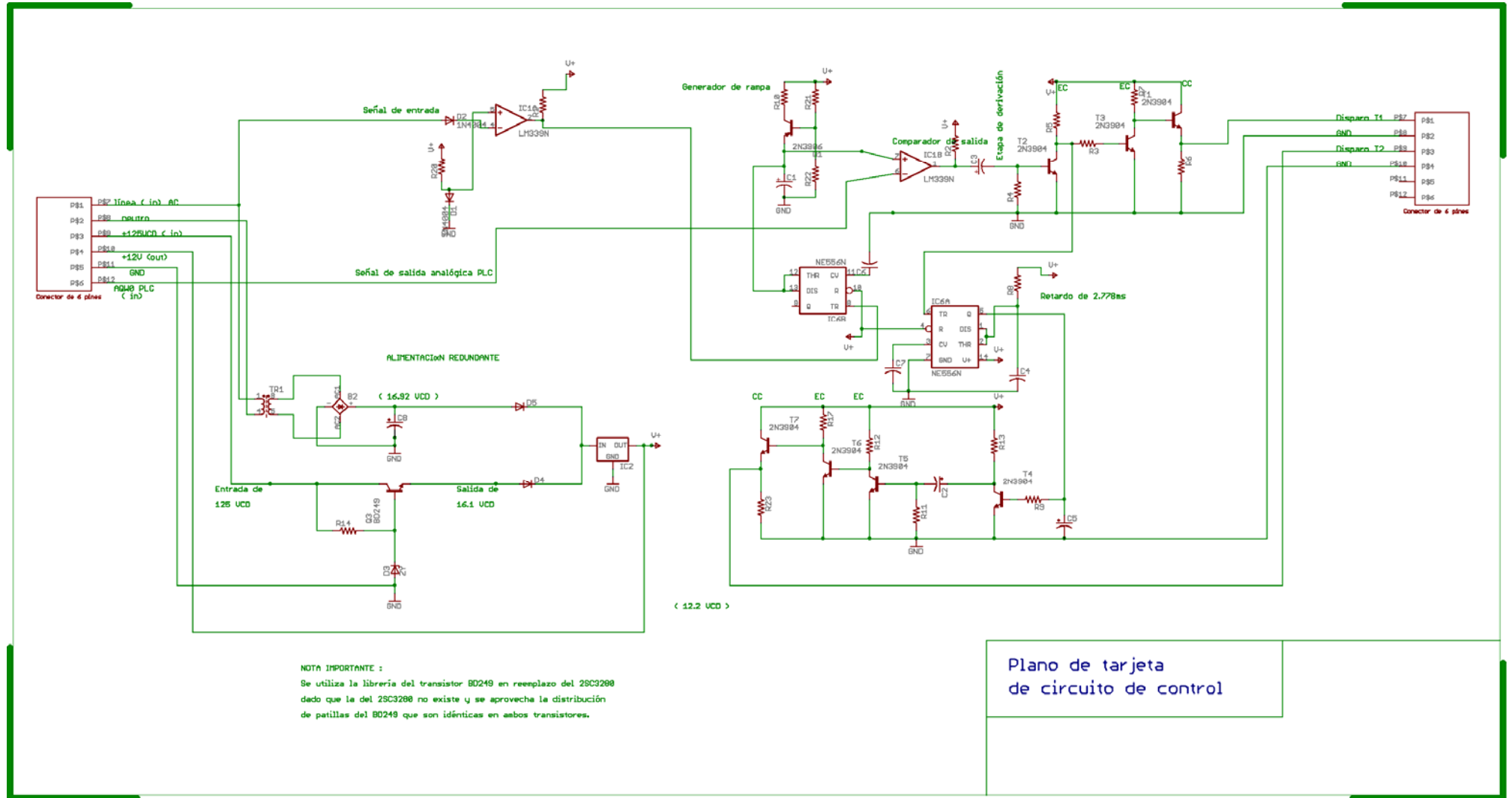


Figura 5.7 Diagrama completo de tarjeta de generador de disparos para tiristor

5.2.2 Circuito de acople para disparo de tiristores

Se comentó anteriormente que se escoge el acople óptico dadas todas las ventajas que aportan este tipo de tecnologías al proyecto. Dada la necesidad de conseguir fácilmente los diferentes componentes del sistema se opta por utilizar un optoacoplador, específicamente el 4N35. Para este acoplador óptico se pueden observar sus especificaciones técnicas más importantes en el apartado B.5.

Pero este dispositivo, como puede observarse en estas especificaciones, no puede soportar el manejo completo entre las terminales de colector y emisor del detector la tensión de las líneas de corriente alterna en donde se van a conectar los tiristores.

Es por esto que se diseña un tipo de fuente controlada por los pulsos de disparo generados por las tarjetas de control.

En la figura 5.8 se puede observar el esquemático propuesto para esta etapa de acople de pulsos.

Se pueden observar claramente en este esquemático 6 bloques de hardware idénticos; dentro de la propuesta de esquemático estos bloques se alimentan de una línea en específico dependiendo del pulso de disparo que se desee generar. Además, los tiristores deben dispararse en la secuencia T_1, T_2, T_3, T_4, T_5 y T_6 . Esto exige que cada disparo de compuerta (entre compuerta y cátodo de un tiristor) deba ser “referenciado” a un punto en específico del puente y no a uno en común.

Es por estas dos razones que cada uno de los bloques posee entradas de alimentación y puntos de referencia a *neutro* diferentes para cada disparo de tiristor. En la siguiente tabla se observa el resumen de entradas y referencias para cada uno de los disparos generados.

Tabla 5.4 Resumen de alimentaciones y referencias para cada pulso de disparo

Pulso	Alimentación	Referencia
1	Fase 1	Positivo rectificador
2	Negativo rectificador	Fase 3
3	Fase 2	Positivo rectificador
4	Negativo rectificador	Fase 1
5	Fase 3	Positivo rectificador
6	Negativo rectificador	Fase 2

Estas tensiones de alimentación se aplican a los diodos D_1 , D_3 , D_5 , D_7 , D_9 y D_{11} del tipo 1N4005, para lograr obtener una tensión en corriente directa pulsante. Esta ondulación es eliminada por los condensadores C_1 , C_2 , C_3 , C_4 , C_5 y C_6 de $220\mu\text{F}$. Es hasta este punto en donde se obtiene una tensión CD de alrededor de $170 V_{\text{CD}}$, la cual es aplicada a la patilla de colector de los transistores de potencia 2SC3281 (o a los equivalentes C3856) quienes van a encargarse de suplir la corriente que demanden los pulsos de disparo generados.

La tensión de los pulsos va a ser suplida por las fuentes de tensión reguladas generadas por las resistencias R_1 , R_3 , R_7 , R_{11} y R_{12} de $100\text{k}\Omega$ y los diodos zener de 3V.

Pero se debe de observar que estas fuentes reguladas no se encuentran directamente conectadas a las bases de los transistores de potencia, en medio se encuentran los acopladores ópticos.

Estos dispositivos van a aplicar la tensión de las fuentes reguladas por instantes a las bases de estos transistores de potencia, reduciendo la disipación de potencia y el calentamiento de los dispositivos. La cantidad de tiempo que el transistor se va a encontrar en estado de conducción va a ser el tiempo que dure el pulso de disparo generado por las tarjetas de disparo, estos pulsos son aplicados a los acopladores de esta etapa mediante las resistencias de protección R_2 , R_4 , R_5 , R_6 , R_8 y R_9 de $2\text{k}\Omega$.

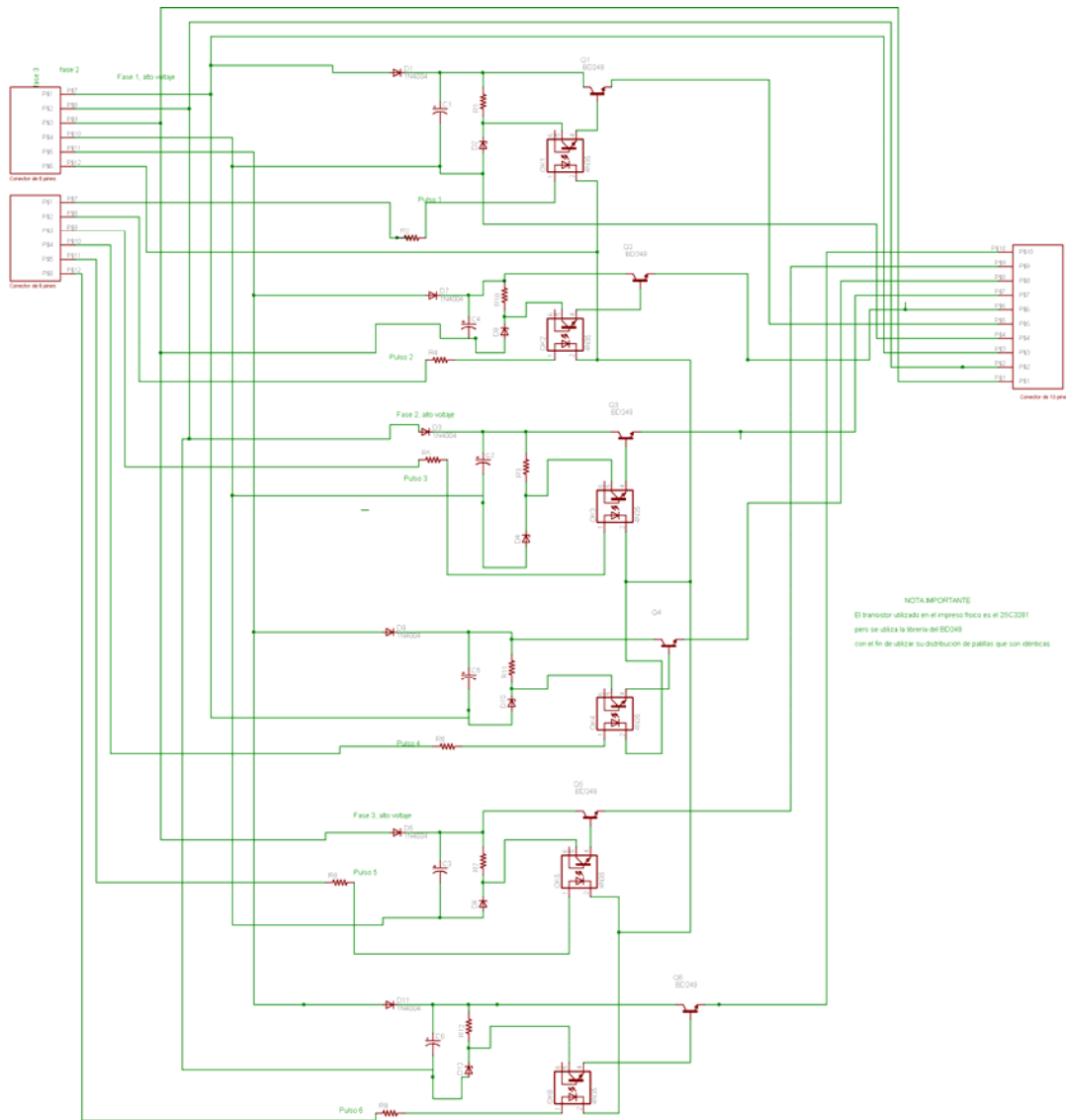


Figura 5.8 Esquemático propuesto para la etapa de acople para disparo

El pulso de salida en la terminal de emisor de los transistores de potencia va a tener una amplitud de aproximadamente 1.5V. Esto porque aunque la tensión de las fuentes de tensión regulada va a tener un valor de 3V, es la caída entre base y emisor de estos transistores de potencia la encargada de reducir la amplitud de los pulsos. El valor de esta caída de tensión entre la unión base emisor de los transistores es de aproximadamente 1.5V.

5.2.3 Circuito acondicionador de señales de entrada para PLC

El sistema de carga posee dos diferentes lazos de control PID por software para la carga del banco de baterías y es por esto que existe la necesidad de proveerle al PLC los valores actuales de las variables tensión de banco de baterías y corriente eléctrica de salida del rectificador.

Para el caso del régimen de carga por corriente constante se puede apreciar en la figura 5.9 que en el lazo de realimentación se encuentra $H_1(s)$, quien es la función de transferencia del “*sensor total de corriente*”. Esta función de transferencia va a describir matemáticamente el cómo va a cambiar el valor de corriente de salida en Amperios a un valor de tensión proporcional en Voltios.

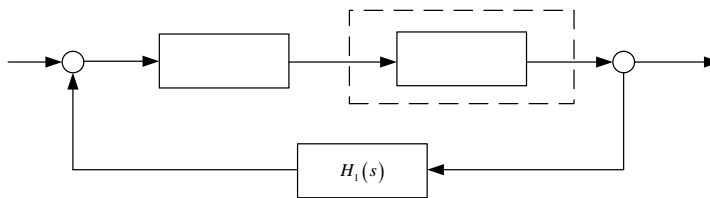


Figura 5.9 Lazo de control PID para régimen de carga por corriente constante

Este *sensor total* va a estar compuesto por la resistencia de *shunt* del rectificador y un amplificador de tensión. Esta resistencia se encarga de cambiar la unidad de medición de amperios a voltios y el amplificador brinda una ganancia de tensión constante a esta medición inicial para con ello poder brindarle al dispositivo PLC un valor de variable de control de lazo.

La figura 5.10 representa el cambio que sufre la corriente de salida del rectificador para poder ser aplicado un valor medible por el PLC.



Figura 5.10 Diagrama de representación de adquisición del valor de corriente de salida del rectificador y conversión a tensión.

La resistencia del rectificador utilizada tiene un valor de $0,00153 \Omega$ y se desea que para un nivel de corriente de salida de 35A (límite de corriente de salida en la cual el rectificador de mantenerse ciertas condiciones entra a cargar por corriente constante) la tensión V_{sensor1} se encuentre en un valor cercano a 5V (como criterio de diseño).

Con estas configuraciones se puede indicar que la ganancia de tensión A_v tendrá un valor de 83 y es en la siguiente ecuación que se puede dar una expresión matemática para la función de transferencia $H_1(s)$.

$$H_1(s) = R_{SHUNT} \cdot A_v \quad (5.5)$$

$$= 0.127$$

Mediante la ecuación anterior se puede ahora encontrar una fórmula matemática en la cual se pueda observar la relación entre $V_{sensor1}$ y la corriente de salida del rectificador. La ecuación 5.6 representa dicha expresión matemática.

$$V_{SENSOR1} = H_1(s) \cdot I_{salida} \quad (5.6)$$

$$= 0.127 \cdot I_{salida} [V]$$

La ganancia de tensión mencionada se desea implementar con un amplificador operacional LM358, cuyos aspectos técnicos pueden ser observados en el apartado B.10 , en configuración de amplificador no inversor. Los valores escogidos de resistencias para la construcción de esta configuración obedecen a la ecuación 5.7 y los valores calculados son para una ganancia de 83 son: $R_1 = 1k\Omega$ y $R_2 = 82k\Omega$.

$$A_v = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (5.7)$$

$$= \left(1 + \frac{82k\Omega}{1k\Omega} \right)$$

$$= 83$$

Ahora, existe otro lazo PID en el PLC encargado de regular la carga en el banco de baterías en el régimen de tensión constante. Este lazo necesita para funcionar de manera adecuada, según la figura 5.11, el brindarle al PLC el valor de la tensión del banco de baterías. Dada que esta es una tensión muy alta para aplicarla directamente a la entrada analógica del PLC se hace uso de un divisor de tensión para escalar el valor de esta tensión del banco de baterías. Esta escala es directamente la función de transferencia $H_2(s)$ del lazo de realimentación de la figura 5.11.

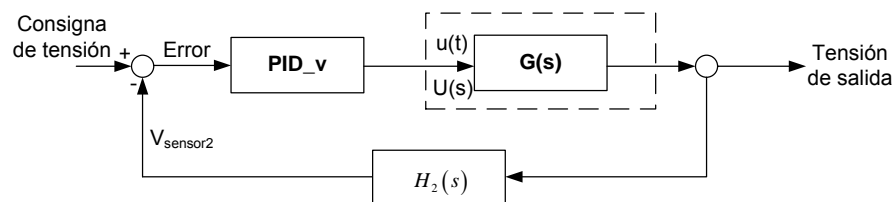


Figura 5.11 Lazo de control PID para régimen de carga por tensión constante

La ecuación 5.8 describe cómo matemáticamente se puede encontrar la escala o función de transferencia para este caso. Con esta fórmula se pueden proponer valores de resistencias para un escalamiento de tensión de $\frac{1}{25}$. Este valor se propone dado que para una tensión de 125V del banco de baterías el sensor de tendrá una tensión de 5V (como criterio de diseño). Los valores de resistencias propuestos son: $R_3 = 240k\Omega$ y $R_4 = 10k\Omega$.

$$\begin{aligned}
 H_2(s) &= \frac{R_4}{R_4 + R_3} & (5.8) \\
 &= \frac{10k\Omega}{250k\Omega} \\
 &= \frac{1}{25}
 \end{aligned}$$

Con esta fórmula se puede obtener una expresión matemática que permita obtener el valor de V_{SENSOR1} y este modelo matemático se puede observar en la ecuación 5.9.

$$\begin{aligned}
 V_{\text{SENSOR1}} &= H_2(s) \cdot V_{\text{BATERÍAS}} & (5.9) \\
 &= \frac{V_{\text{BATERÍAS}}}{25} [V]
 \end{aligned}$$

Es necesario generar un diseño con los circuitos electrónicos propuestos para esta etapa y es en la siguiente figura en donde se observa el esquemático diseñado para poder realizar el sensado de las variables descritas.

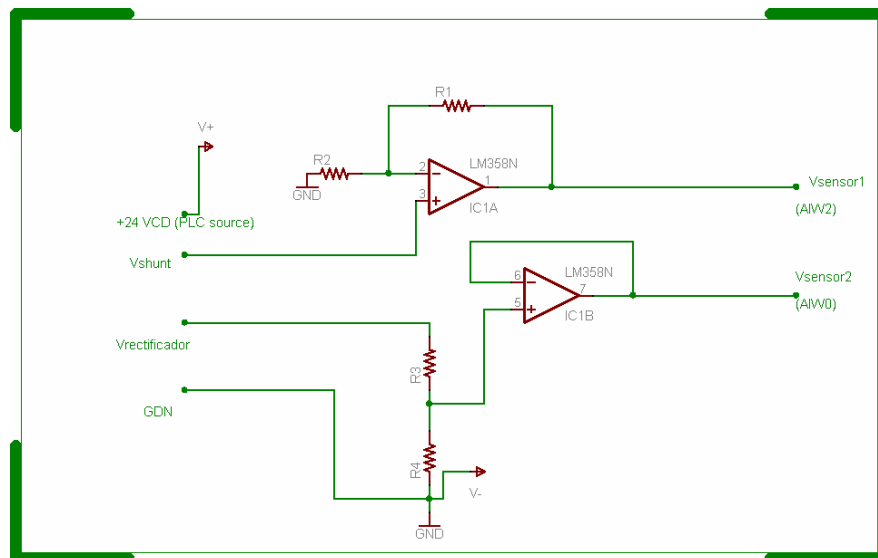


Figura 5.12 Esquemático del circuito para acondicionador de señales

5.3 Descripción del Software

5.3.1 Programa usuario del PLC S7-200 224XP

5.3.1.1 Programa principal

El programa usuario controla la carga del banco de baterías y mantiene la supervisión, por medio del PLC y su hardware, del estado de la tensión de las baterías.

Este programa desarrollado se compone de un programa principal y de 10 subrutinas. Se ha subdividido el programa usuario en diferentes subrutinas dada la ventaja que presenta el desarrollo de un programa de esta manera: no se ejecuta código linealmente si no hay necesidad de ejecutarlo y con esto ahorrar tiempo de ciclo de ejecución del PLC.

En la figura 5.13 se puede observar el diagrama de flujo del programa principal del programa usuario del PLC.

En el primer ciclo de ejecución del programa usuario (condición $SM0.1 = 1$) se ejecuta la subrutina de inicialización de variables de control llamada *INIT_STATE*. A continuación se ejecuta el chequeo en el archivo de imagen de entrada si alguna de las líneas digitales asignada para el aviso de alarmas por amplitud o desfase correcto de las tensiones de entrada. El bloque de chequeo de alarmas que se acaba de mencionar se denomina *CHK_ALM*, pero además se ejecuta un bloque de subrutina denominado *CHK_TMP* el cual chequea si el banco rectificador se encuentra trabajando a una temperatura menor a la establecida como crítica por ser tan elevada que pueda dañar las uniones de las capas de semiconductor de los tiristores.

Si el resultado de las alarmas es tal que no exista problema alguno como los mencionados anteriormente entonces la variable de control VB500 tendrá un valor de cero y se da el inicio de la subrutina *CHG_CNTRL*. Esta subrutina se encarga de ejecutar el ciclo de carga o mantenimiento de carga del banco de baterías, así que se puede decir que este bloque de subrutina es uno de los más importantes dentro del programa usuario.

Al terminar esta subrutina se continúa preguntando si el interruptor de parada general, ubicado en la terminal I0.4 de las entradas digitales se encuentra activado, o en posición "1". Si este interruptor se encuentra activado la salida analógica se pone en su valor más alto, aproximadamente 10V. Este valor hace que comparado con las señales de rampa de las tarjetas de disparo la salida del rectificador controlado se vuelva cero. Este interruptor se incluye en el sistema para poder brindar una protección extra dado el caso de que ocurra algún fallo en la salida del rectificador y tenga que se apagado de forma inmediata.

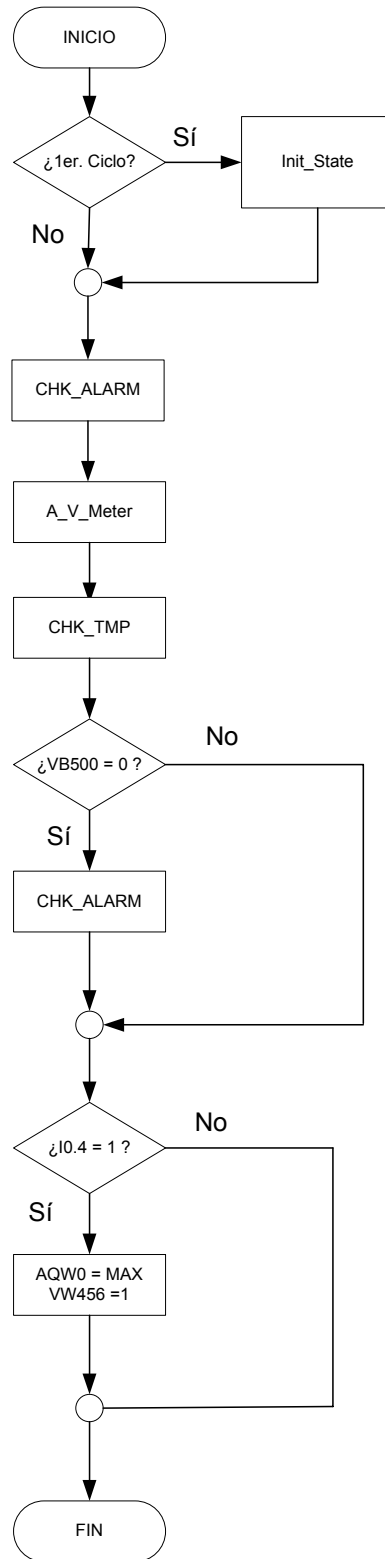


Figura 5.13 Diagrama de flujo del programa principal del programa usuario del PLC S7-200 224XP

En todo el programa principal y las subrutinas que componen el programa usuario se chequea por el estado de esta entrada digital en el archivo de imagen de entrada esto con el fin de parar cualquier actividad de carga o mantenimiento de carga en caso de existir la necesidad de parar el proceso de carga por algún tipo de fallo a la salida del rectificador.

5.3.1.2. Subrutina CHG_CNTRL

Esta subrutina, como se adelanto anteriormente, se encarga de la mantener y ejecutar la carga del banco de baterías mediante el monitoreo de ciertos parámetros y la ejecución de bloques de control de lazo cerrado PID para los regímenes de carga por corriente constante y de carga por tensión constante.

La figura 5.14 muestra el diagrama de flujo de esta subrutina.

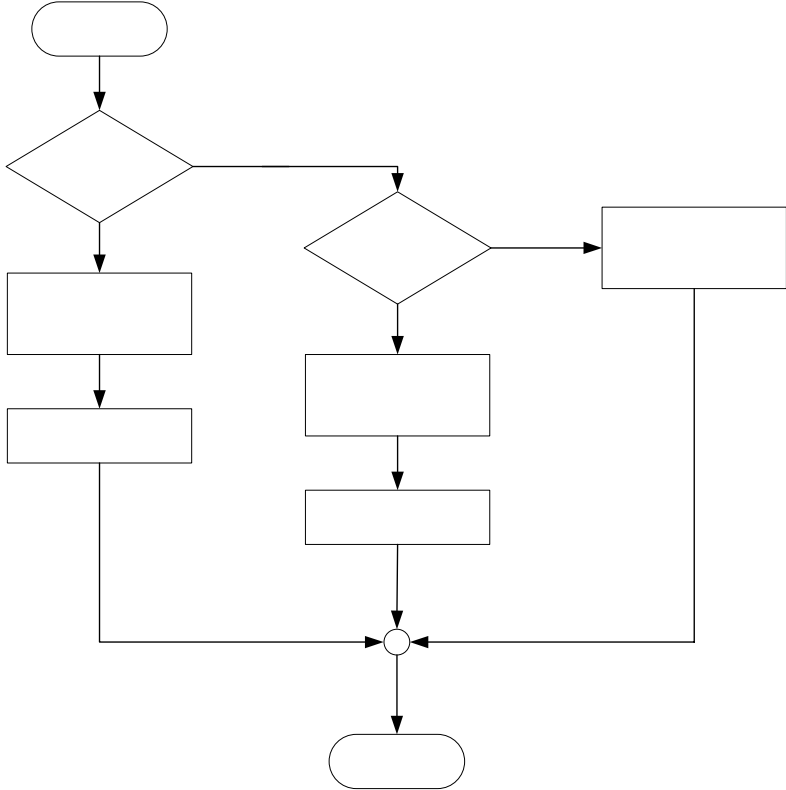


Figura 5.14 Diagrama de flujo de la subrutina CHG_CNTRL

INICIO

¿Condiciones
Corriente

No

En esta subrutina inicialmente se chequean los parámetros de inicio de carga por corriente constante, los cuales fueron ya comentados en el capítulo 3. Si el valor de la corriente de salida del rectificador alcanza un valor límite establecido, 35A por criterio de diseño (protección del puente rectificador de tiristores, cuya corriente máxima soportada es 50A [9]), se establece un temporizador para observar si ese valor máximo permitido se mantiene en el transcurso de esa cuenta de tiempo. Si así fuera se inicia la carga del banco de baterías dado que ese comportamiento es claro indicador de que el banco necesita recargarse y no es un consumo pico de algún otro equipo conectado a la salida del rectificador.

Si se inicia el proceso de carga por corriente constante se ejecuta en primera instancia el bloque PID_i_aut que se comentará en el apartado siguiente. Además de ejecutar ese bloque de regulación se deshabilita el acceso tanto a la carga por tensión constante y mantenimiento de carga por flotación, esto mientras el banco llega a la tensión programada como final para este bloque. Al llegar a dicho límite (aproximadamente 158V [16]) se deshabilita esta parte de la subrutina y se continúa el proceso de carga.

Si no se ejecuta el proceso de carga por corriente constante se inicia el chequeo de condiciones para carga por tensión constante. En esta parte de la subrutina se observa en primera instancia que haya acabado en el ciclo anterior de ejecución del programa usuario la carga por corriente constante para poder dar inicio al bloque PID_v_aut.

Al darse las condiciones de término de la carga por tensión constante se inicia el ciclo de mantenimiento por flotación del banco de baterías, que para el caso del presente proyecto dadas las características mecánicas y eléctricas del banco de baterías dicha tensión ronda los 134 V_{CD} [16].

5.3.1.3 Subrutina PID_i_aut

En esta subrutina se ejecuta el bloque de control PID representado en la figura 5.9. La variable de proceso observada es V_{SENSOR1}, la cual representa la corriente de salida del rectificador.

El bloque de control que se encuentra en esta subrutina se creó mediante el *asistente de creación de PID* que incorpora el programa MicroWin Step7. Posteriormente a su creación se pueden ajustar los parámetros de ganancia y tiempo de la parte integral y derivativa mediante el panel de autosintonía que incorpora este software de desarrollo mencionado.

En la siguiente figura se muestra un bloque típico de PID creado con el asistente de creación.

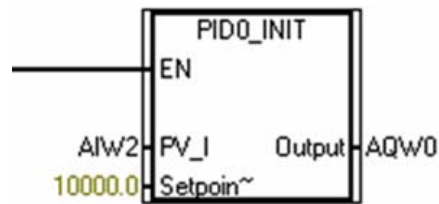


Figura 5.15 Bloque de control PID creado con asistente en Step7

Se observa que posee típicamente dos entradas: la variable de proceso y el valor de consigna a alcanzar. Para el caso de esta subrutina se habilita la entrada analógica AIW2 como variable de proceso (V_{SENSOR1}) y la consigna en aproximadamente $158V_{\text{CD}}$, o sea unos 10732 escalones del convertidor A/D incorporado en el PLC. La salida del proceso de regulación corresponde a la salida analógica AQW0, que se encuentra incorporada para esta serie de PLC.

5.3.1.4 Subrutina PID_v_aut

Al igual que la subrutina anterior en esta se ejecuta un bloque de control PID creado con el asistente incorporado en el MicroWin Step7.

Para esta subrutina se implementa la variación de que ahora la variable de proceso es la entrada analógica AIW0 (V_{SENSOR2}) y en este caso la consigna es ir reduciendo el valor de la corriente de salida en forma gradual hasta un valor de aproximadamente 8A, valor en el cual se mantiene luego de terminado el proceso de carga.

Este valor de consigna no se puede asignar directamente, si no que se debe de indicar la cantidad de escalones de conversión A/D a los que corresponde el valor. Para este caso se asignan 3521 escalones aproximadamente como consigna.

5.3.5 Subrutina A_V_Meter

Esta subrutina se encarga de “medir” la cantidad de escalones de conversión A/D y transformarlos en los valores de corriente o tensión eléctrica y guardar esos valores en variables separadas para lograr mostrarlos en el panel de operador.

Para lograr realizar la conversión de tensión se hace uso del valor leído en AIW0. El valor en escalones de conversión A/D se puede encontrar mediante el valor que se sabe se está aplicando a esa entrada analógica y que se encuentra modelado por la ecuación 5.9. A continuación se muestra cómo se logra encontrar el valor de la tensión a partir de estas variables.

$$\begin{aligned} Cantidad_{escalones} &= V_{SENSOR1} [V] \cdot 3200 \left[\frac{escalones}{V} \right] \\ Cantidad_{escalones} &= \frac{V_{BATERIAS}}{25} \cdot 3200 \left[\frac{escalones}{V} \right] \\ Cantidad_{escalones} &= 128 \cdot V_{BATERIAS} \\ \Rightarrow V_{BATERIAS} &= \frac{Cantidad_{escalones}}{128} [V] \end{aligned} \quad (5.10)$$

Es así como con la cantidad de escalones de conversión A/D de la entrada AIW0 se puede llegar a mostrar el valor de la tensión del banco de baterías. Para lograr realizar esta rutina es necesario convertir en primera instancia el valor medido de AIW0 dado que es del tipo *Word* (VW) y las divisiones más precisas deben ser realizadas en números reales: en primera instancia se convierte ese valor a doble entero mediante la operación I_DI y luego otra conversión pero de doble entero a real con la operación DI_R.

Para el caso de la corriente eléctrica de salida se puede utilizar la ecuación 5.6 como punto de partida. A continuación se muestra el proceso de conversión a partir de la medición de la cantidad de escalones de conversión A/D en la entrada AIW2.

$$\begin{aligned} Cantidad_{escalones} &= V_{SENSOR2} [V] \cdot 3200 \left[\frac{escalones}{V} \right] \\ Cantidad_{escalones} &= 0.127 \cdot I_{SALIDA} \cdot 3200 \left[\frac{escalones}{V} \right] \\ Cantidad_{escalones} &= 406.4 \cdot I_{SALIDA} \\ \Rightarrow I_{SALIDA} &= \frac{Cantidad_{escalones}}{406.4} [A] \end{aligned} \quad (5.11)$$

Al igual que con el valor de AIW0 se debe cambiar su tipo de datos a número real para poder efectuar la división respectiva. El mismo procedimiento de conversión se aplica a esta variable.

Además, en esta subrutina, se calcula y se almacena el valor del ángulo de disparo actual. Se puede, matemáticamente, calcular el valor del ángulo de disparo mediante la aplicación directa y el despeje de la ecuación 3.5. Para lograr calcular el ángulo se debe de calcular en el PLC un coseno inverso de un argumento, esto implica la implementación de una rutina que calcule dicho valor mediante alguna aproximación por métodos numéricos. La implementación de una rutina así implica una complejidad mucho mayor desde el punto de vista de programación y un problema de temporización para el PLC, dado que se dedicaría mucho tiempo del ciclo solamente en calcular el valor del ángulo.

La solución que se implementó fue el calcular en una hoja electrónica (ver apartado A.2) el valor de diferentes ángulos de disparo para diversos valores de amplitud. Se escoge un sector lineal de los datos completos, aproximadamente a partir hasta los 200V, de esta manera se puede generar un gráfico que relacione estas dos variables y con ello lograr encontrar una función lineal que se pueda implementar en un PLC.

Según se logra observar en el apartado A.2 se logra trazar una recta de mejor ajuste y su respectiva ecuación, que es lineal. Dicha ecuación se representa a continuación.

$$\alpha^{\circ} = -0.1932 \cdot V_{BATERIAS} + 90.652 \quad (5.12)$$

Dicha operación puede implementarse en el PLC debido a que se dispone de bloques de operación con números reales.

5.3.2 Programa controlador de interfaz de operador TP177A

La interfaz de operador del sistema de carga se implementa en una pantalla táctil TP177A de SIEMENS. Este tipo de dispositivo debe de ser programado de previo con las opciones y parámetros que se desean controlar y a su vez mostrar.

El paquete de programación para este dispositivo es el WinCC 2004, en el cual se añaden objetos gráficos para el despliegue, captura y manejo de la información. Este programa permite que se configure la opción de que el dispositivo de despliegue se comuniquen por el puerto RS485 con el PLC controlador, esto con el fin de que las variables del PLC puedan ser compartidas y manejadas a su vez por la pantalla táctil.

Este tipo de paquete de programación permite la configuración mediante “imágenes” o pantallas independientes y que se pueden configurar con las opciones que desean ser adquiridas o mostradas.

En la figura 5.16 se muestra la pantalla principal de la interfaz con el operador, en la cual se muestran las opciones de tensión, corriente de salida del rectificador y valor del ángulo de disparo actual; esto gracias a que las variables del PLC son compartidas con este dispositivo y con ello se logra acceder a los valores calculados por la rutina por parte de la pantalla táctil.

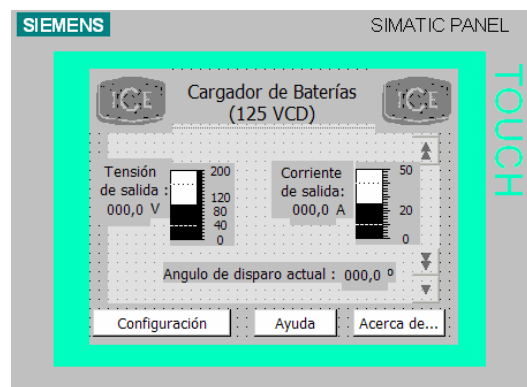


Figura 5.16 Pantalla principal de la interfaz con el operador

Si se presiona el botón de configuración se accede a la pantalla en donde se puede acceder a las opciones de configuración de las baterías (cantidad de celdas y tensión de celda) además de otras opciones de configuración del dispositivo.

Para lograr ajustar los parámetros de las baterías mencionados y para acceder a esas opciones de configuración se debe de ingresar un nombre de usuario y una contraseña válida.

Este usuario y contraseña son ingresados a la hora de construir las imágenes en el programa WinCC y pueden cambiarse y configurarse solamente en el programa mas no en el dispositivo táctil. Esta opción de seguridad garantiza de que solamente el personal autorizado podrá modificar las opciones de funcionamiento del sistema y las opciones del dispositivo táctil en sí.

En la figura 5.17 puede observarse la forma y las opciones de la pantalla. Los valores capturados para la configuración de las baterías van a definir la tensión de flotación de las baterías y este valor va a ser compartido con el PLC para que mediante su programa usuario y factores de conversión pueda establecer esta tensión de mantenimiento del banco de baterías.

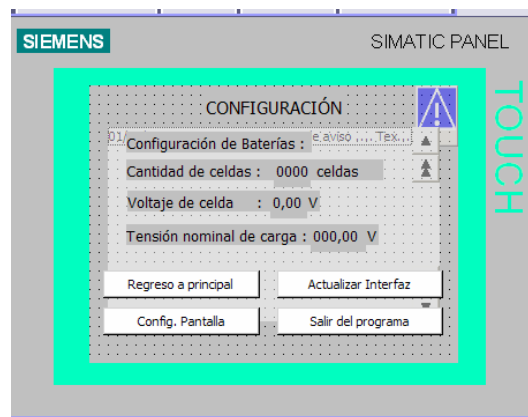


Figura 5.17 Pantalla de configuración de opciones

Adicionalmente, se observa en la figura 5.16 que existen dos opciones denominadas Ayuda y Acerca de. Estas opciones muestran al operador una explicación general del sistema y la fecha y autor del programa respectivamente. En las figuras 5.18 y 5.19 se pueden notar en qué consisten visualmente estas opciones.

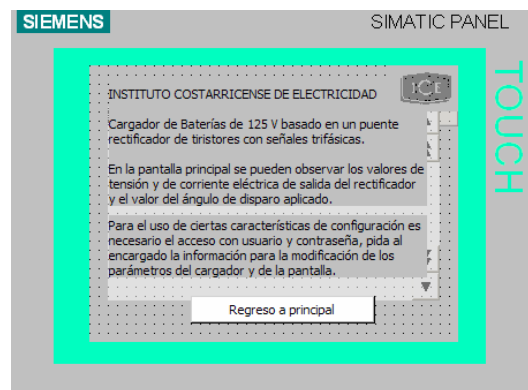


Figura 5.18 Pantalla de ayuda de la interfaz de operador



Figura 5.19 Pantalla de Acerca de de la interfaz con el operador

Capítulo 6: Análisis de Resultados

6.1 Resultados obtenidos

6.1.1 Cableado general y codificación de señales

Para esta sección en específico se toman en cuenta las reglas de seguridad establecidas por la IEEE en su documento de instalaciones eléctricas, en el cual se especifican los procedimientos para cableado de este tipo de instalaciones asegurando la protección del personal que lo está ejecutando.

En la figura 6.1 se puede observar el cableado que se implementó y que se distribuye a las diferentes partes del sistema por medio de una regleta de terminales.

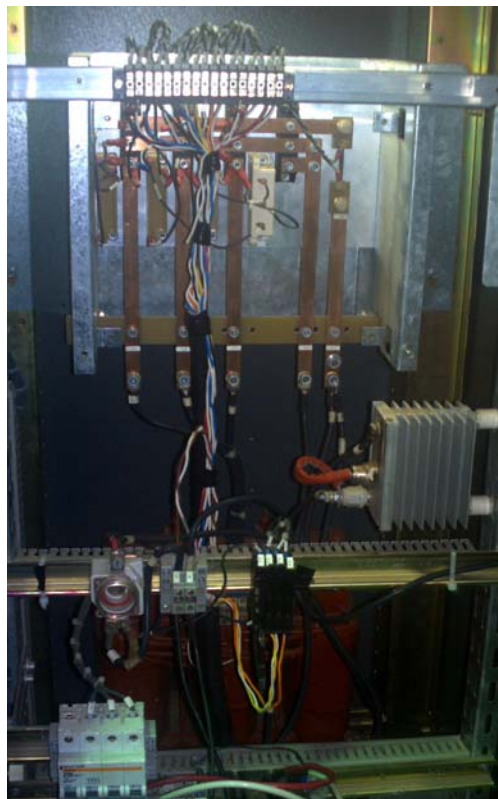


Figura 6.1 Apariencia del cableado y regleta de terminales del sistema

Antes de realizar el cableado hacia las diferentes etapas de potencia y acople se miden algunos parámetros importantes del sistema, de entre ellos el aislamiento del transformador principal.

Para lograr identificar correctamente los hilos de cada cable utilizado se genera una tabla en donde se especifica el color, la posición dentro de la regleta y cual es la señal que transporta. Los hilos utilizados para el cableado son del tipo AWG 10, los cuales poseen una capacidad que supera los requerimientos de las presentes señales.

En la tabla 6.1 se observan los resultados tabulados del cableado y las señales correspondientes a cada uno.

Tabla 6.1 Distribución de señales en los hilos del cableado del sistema

Hilo	CABLE 1			CABLE 2		
	Color	Posición en regleta	Función	Color	Posición en regleta	Función
1	Negro	A4	Pulso 4	Negro	A1	Fase 1
2	Negro + blanco	A5	Fase 1	Negro + blanco	A2	Fase 2
3	Azul	A6	Pulso 1	Azul	A3	Fase 3
4	Azul + blanco	A7	Positivo rectificador	Azul + blanco	Libre	
5	Amarillo	A8	Pulso 6	Amarillo	B7	Fase 1 (control)
6	Amarillo + blanco	A9	Fase 2	Amarillo + blanco	B5	Fase 2 (control)
7	Naranja	A10	Pulso 3	Naranja	B3	Fase 3 (control)
8	Naranja + blanco	A11	Positivo rectificador	Naranja + blanco	Libre	
9	Café	A12	Pulso 2	Café	1	Positivo rectificador
10	Café + blanco	A13	Fase 3	Café + blanco	1	Negativo rectificador
11	Rojo	A14	Pulso 5	Rojo	A16	V _{SHUNT} (-)
12	Rojo + blanco	A15	Positivo rectificador	Rojo + blanco	A17	V _{SHUNT} (+)

¹ : La conexión no se realizó directamente en la regleta, si no en otro punto de conexión

Este tipo de cable presenta un aislamiento eléctrico garantizado de fábrica para 600V, estas mediciones de aislamiento del equipo eléctrico se realizan de acuerdo a los procesos y equipo estandarizado por la IEEE en Std 902-1998 con el fin de garantizar la seguridad del personal, del equipo y tarjetas que conforman el sistema de control de carga.

Para realizar las mediciones que se desean tomar se utilizaron tres instrumentos: un osciloscopio de mesa de trabajo marca Hitachi, un osciloscopio portátil marca Fluke y un medidor de aislamiento marca TES. Estos instrumentos pueden ser observados en la siguiente figura.



Figura 6.2 Vista de osciloscopio Fluke, medidor de aislamiento TES y osciloscopio Hitachi.

6.1.2 Circuito generador de pulsos de disparo para tiristores

Este circuito generador de disparos se ha implementado en placas fotosensibles para circuitos impresos, en las cuales se han incluido todos los componentes comentados en el capítulo anterior y además 2 terminales de 6 conectores para facilitar la conexión de cables de entrada y de salida de la etapa. La siguiente figura representa la apariencia física de estas tarjetas.

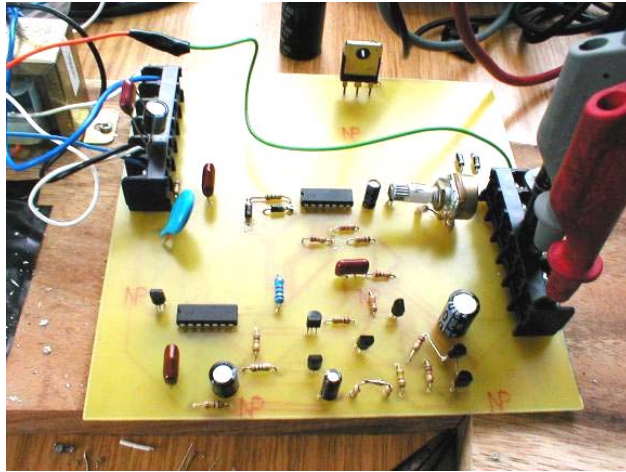


Figura 6.3 Apariencia física de una de las tarjetas de la etapa de generador de disparos durante el proceso de medición de señales.

Se han utilizado osciloscopios para observar el comportamiento de las distintas señales que se generan en esta etapa del sistema y es a continuación en donde observan y detallan las que han sido descritas en el capítulo anterior con referencia a la presente etapa.

La figura 6.4 muestra la señal obtenida en la salida del comparador LM339 generada por la comparación de una señal de referencia de aproximadamente 0.6V generado por el diodo D1 y la resistencia R20 con la señal senoidal rectificada por el diodo D2.

Como se explicó en el capítulo anterior la señal de salida del comparador se aplica a la patilla de disparo del circuito integrado NE556 (patilla 8) en configuración de generador de rampa para sincronizarla con el semiciclo positivo de la señal senoidal de referencia (de entrada en el bloque inicial de comparación). En la figura 6.5 se muestra la señal de rampa obtenida en las tarjetas en el colector del transistor Q1.

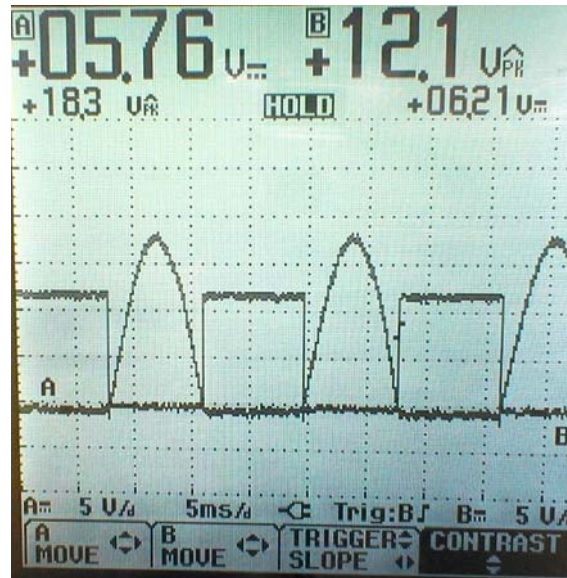


Figura 6.4 Señal de salida del comparador de entrada y señal senoidal de entrada

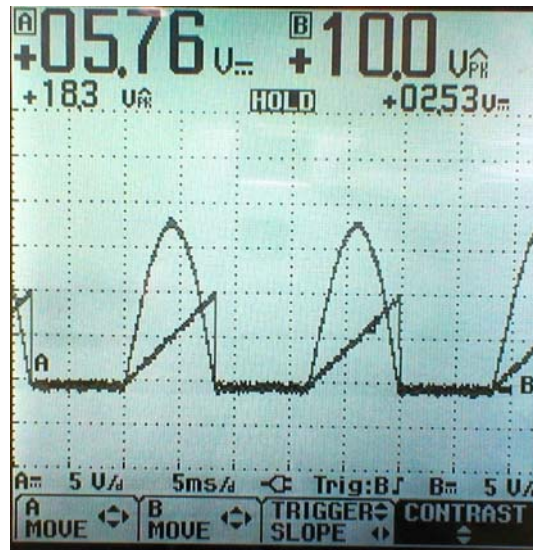


Figura 6.5 Señal de rampa generada y señal senoidal de referencia

Es con esta señal de rampa por medio de la cual se desea generar un pulso con un instante de inicio proporcional a la tensión de salida que se necesita en ese momento, la tensión de salida del PLC brinda el nivel de comparación y es en las siguientes figuras donde se observa dicho comportamiento.

Se configura el PLC para que brinde una tensión en la salida analógica tal que se genere un pulso con un ángulo de disparo de unos 65° . La señal resultante de la comparación de la rampa y la señal analógica del PLC se mide en la salida 2 (patilla 1) del circuito LM339.

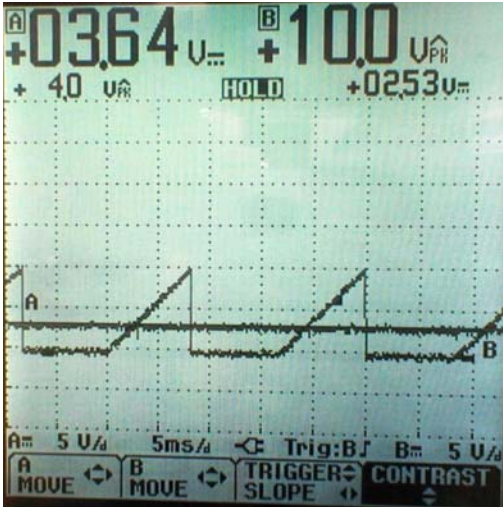


Figura 6.6 Comparación entre señal rampa y señal analógica de prueba del PLC

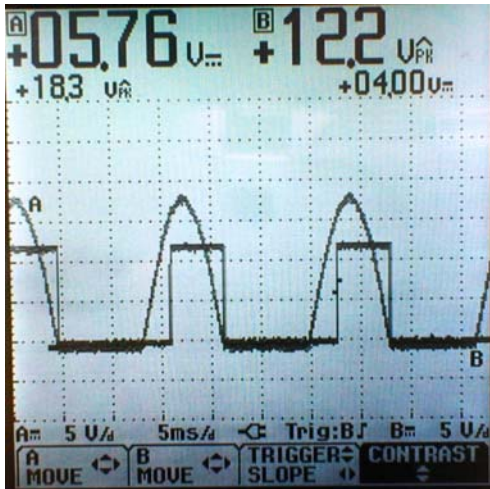


Figura 6.7 Comparación de pulso resultante a 65° y señal senoidal de referencia

Este pulso se aplica al circuito derivador conformado por C3 y R4, la forma de onda obtenida en este circuito se puede observar en la figura 6.8.

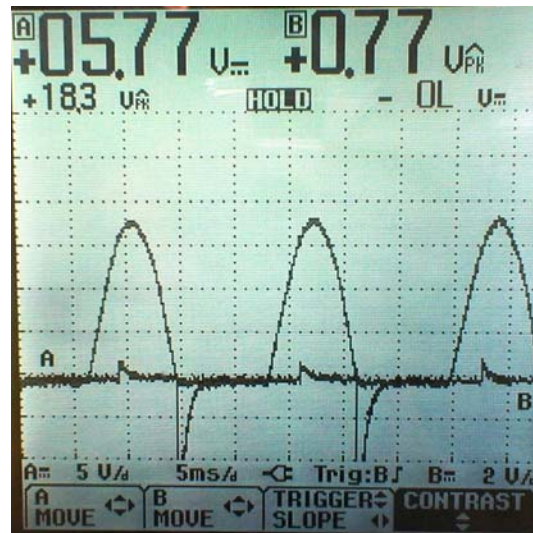


Figura 6.8 Señal de derivación de pulso y señal senoidal de referencia

A continuación se observa el pulso de salida final para el disparo del primer tiristor conectado a la tarjeta, el cual presenta un ancho de pulso reducido con respecto a la señal de disparo inicial aplicada al circuito derivador.

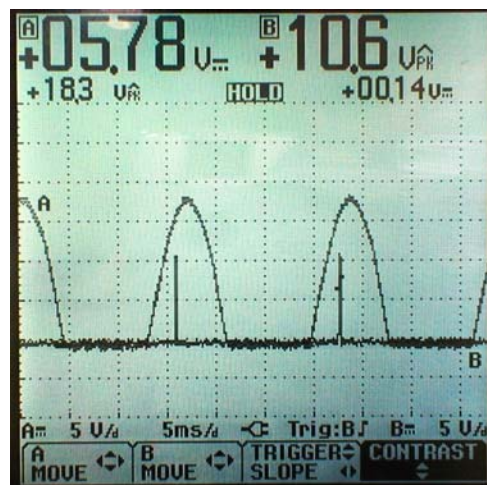


Figura 6.9 Pulso de disparo final para tiristor y señal senoidal de referencia

Esta tarjeta además debe de generar el pulso de disparo para el tiristor siguiente en el conteo de disparos, por ejemplo para el tiristor 2; este pulso de disparo generado por el circuito puede ser observado en la figura siguiente.

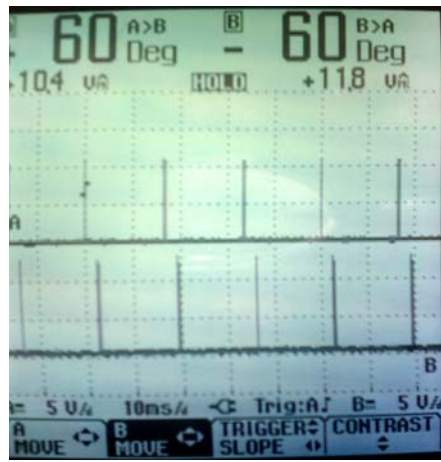


Figura 6.10 Pulsos de disparo para tiristores en la salida de la tarjeta de disparo

6.1.3 Circuito de acople para pulsos de disparo de tiristores

Se implementó una tarjeta en una placa para circuitos impresos el circuito de acople para los pulsos de disparo que se van a aplicar a las compuertas de los tiristores del rectificador controlado. La apariencia física de esta tarjeta se puede observar en la siguiente figura.



Figura 6.11 Apariencia física de la tarjeta para acople de disparos.

Los procedimientos de manipulación y pruebas deben cumplir los estándares de la IEEE para la seguridad en el manejo y operación de sistemas de control de potencia industriales.

6.1.4 Circuito acondicionador de señales de entrada para PLC

Este circuito, como se comentó en el capítulo 5, tiene la función de acondicionar las señales de entrada en las terminales de entrada analógicas del PLC dado que la naturaleza o magnitud de las variables sensadas no pueden ser medidas por el dispositivo directamente.

En la figura siguiente se puede observar la apariencia física de este circuito.



Figura 6.12 Apariencia física de la tarjeta de acondicionador de señales

6.1.5 Pantalla de interfaz de operador

En las pantallas de inicio y configuración de la interfaz con el operador pueden observarse los resultados obtenidos del programa implementado para la interfaz de operador.

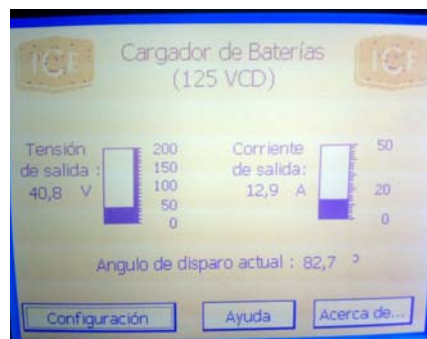


Figura 6.13 Pantalla de inicio de la interfaz de usuario

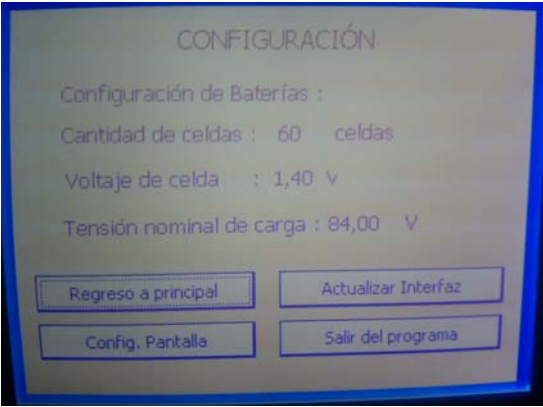


Figura 6.14 Pantalla de configuración de la interfaz de usuario

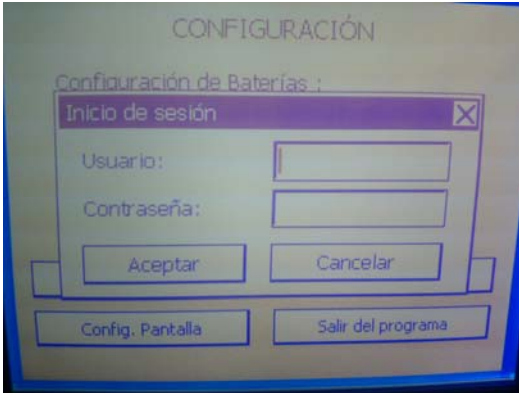


Figura 6.15 Cuadro de ingreso de nombre de usuario y contraseña

6.2 Análisis de resultados

6.2.1 Circuito generador de pulsos de disparo para tiristores

Comparando los resultados obtenidos y mostrados en el apartado 5 en donde se describe el principio de funcionamiento de esta etapa se puede notar que en general las formas de onda son muy parecidas.

En el inicio de esta etapa se encuentra el comparador de entrada que compara la tensión senoidal de baja amplitud respectiva (control) con respecto a una pequeña tensión de referencia esto con el fin de disparar el circuito generador de rampa. Se observa que efectivamente este pulso logra disparar la etapa de rampa y con ello lograr sincronizarla con el inicio del semiciclo positivo de la señal de entrada.

Se observa además que la amplitud de tensión de esta señal de rampa es de unos 10V, esto con el fin de que supere en unos cuantos milivoltios a la señal máxima que se puede obtener en la salida analógica del PLC, que según el manual del usuario de este dispositivo ronda los 10V, pero según las pruebas efectuadas al mismo se obtiene un valor máximo de 9.68V.

Como se puede observar en la figura 6.5 la rampa es totalmente lineal, comprobando la efectividad del circuito generador de rampa basado en temporizadores NE556.

A continuación se observa que la señal de rampa es comparada con la señal de la salida analógica del PLC en el bloque comparador de salida, esto con el fin de generar el pulso de referencia para el disparo de los tiristores.

El valor observado para la tensión de salida del PLC es de 3.65V. Esta tensión al compararse con la rampa genera un pulso que inicia aproximadamente en 65° . Este valor escogido para el análisis del controlador de carga no es aleatorio, se escoge un ángulo de disparo con este valor dado que el controlador, siempre que no se encuentre en ningún régimen de carga, se va a encontrar generando disparos a aproximadamente 65° .

Este pulso generado a partir de la comparación de señales puede ser observado efectivamente en la figura 6.7.

Como se mencionó en el principio de funcionamiento del circuito el pulso generado hasta este punto no puede ser enviado al circuito de acople dado que el aplicarlo directamente a la compuerta de los tiristores (si el pulso posee un ancho considerable) puede dañarlo. Es por esto que la etapa derivadora reduce el pulso dejándolo con un ancho constante (independientemente del ángulo de disparo) de unos 200 μ s.

Se puede observar en la figura 6.8 que se genera un pequeño impulso de tensión debido a la “acción derivadora” del condensador. En la siguiente ecuación se plantea la relación matemática que fundamenta este comportamiento. Se parte de la suposición de que el pulso de corriente eléctrica aplicado es tratado como una señal escalón $u(t)$ de amplitud A.

$$i_c(t) \propto \frac{dv_c(t)}{dt} = \frac{d[A \cdot u(t)]}{dt} = A \cdot \delta(t_0) \quad 6.1$$

Es debido a esta propiedad de la naturaleza del capacitor que se puede generar un pulso capaz de polarizar la base de un transistor e iniciar así la formación del pulso de disparo final para el tiristor.

Como se puede observar en la figura 6.8 el impulso generado es de poco más de 1V, esto hará que el transistor se polarice fuertemente en su unión base emisor por unos cuantos microsegundos. Cuando la tensión del impulso generado por la red RC baja por debajo del nivel de tensión de polarización del transistor el pulso de salida del transistor va a acabar. Es de esta manera que mediante la tensión del impulso puede manejarse la duración del pulso de salida. Estos transistores utilizados para esta etapa, los 2N2222, tienen un tiempo de retardo muy bajo, con lo cual se puede asegurar que el pulso no se va a retardar por efecto de la conmutación natural de los semiconductores involucrados.

Además, se puede observar un pulso con una amplitud mucho mayor y negativa. La naturaleza de este pulso es también efecto de la naturaleza derivativa del condensador. Esto se debe a que al condensador ya cargado se le lleva su tensión de entrada a cero y es acá en donde la variación de tensión, $\frac{dv}{dt}$, es negativa y el impulso de salida será negativo. Posee una amplitud mayor dado que la unión base emisor del transistor acá no va a establecer un límite de tensión a impulso aplicado, quien lo va a hacer mediante la corriente de carga inversa es la resistencia conectada al condensador.

Como cada una de las tarjetas tiene la capacidad de generar dos disparos, para dos diferentes tiristores, es necesario observar si la tarjeta en análisis cumple lo predicho en las simulaciones. Estos disparos, gracias a que se trata de un sistema trifásico de alimentación, deben estar desplazados 60° entre sí y en la figura 6.10 se observa que se cumple la condición de desfase de los pulsos, ratificando de esta manera el buen funcionamiento de la etapa generadora de disparos.

Con respecto a la generación de la tensión de rampa se observa un inicio de período totalmente sincronizado con la señal de entrada. Cabe recordar que el principio de funcionamiento se basa en la ecuación 5.4.

Teóricamente se conoce a partir de esta ecuación que el valor de R_2 es de $6.5k\Omega$, pero de manera práctica para lograr la sincronización de estas señales de rampa el valor es de $5.65k\Omega$. Esta variación de valores se debe a que el circuito integrado NE556 en configuración monoestable posee ciertos límites de operación y posee además algunas variaciones de tensiones internas que hacen que el valor calculado varíe un poco del teórico.

Otro aspecto que va a influir en el valor práctico de R_2 es el valor real de las demás resistencias y el valor de capacitancia conectado a la red. Este último parámetro es el más sensible de todos, dado que una variación de un valor tan pequeño dentro de la ecuación hará que los componentes resistivos tengan que compensar esta variación.

Un detalle de importancia para que las señales de disparo puedan generarse de manera correcta es mediante la entrada de una señal C.A. de baja tensión que no presente deformaciones. Es por esta razón que a la salida del diodo D2 se conecta una resistencia de “descarga” que “sostenga” la señal de corriente alterna de baja tensión en la entrada del comparador.

Este tipo de dispositivo comparador posee una impedancia de entrada muy alta y hace que la señal alterna de entrada no pueda tener una referencia clara hacia tierra.

El valor de esta resistencia es totalmente empírico, dado que va a depender de las condiciones de corriente de descarga que se quiere drenar de la fuente de corriente alterna de baja tensión y además de la inmunidad al ruido que se desee lograr. El valor escogido para la presente solución es de $150k\Omega$ y se presenta una inmunidad al ruido bastante buena y la señal de corriente alterna se presenta de buena manera en la entrada del comparador.

Un aspecto importante de ser tomado en cuenta es la protección por temperatura a los transistores de potencia que conforman la parte de conversión de tensión CD-CD de la fuente redundante de alimentación. Estos transistores van a estar sometidos a una tensión constante, cuando se encuentran funcionando, entre colector y emisor de unos $120V_{CD}$ y a unos $500mA$ de intensidad de corriente eléctrica, esto implica casi unos $60W$ de potencia de disipación. Los transistores 2SC3280 pueden disipar como máximo $120W$ y esto indica la necesaria utilización de disipadores de calor de aluminio para con ello prolongar la vida útil de estos dispositivos semiconductores.

6.2.2 Pantalla de interfaz de operador

Como se pudo observar en las figuras 6.13, 6.14 y 6.15 la pantalla de operador muestra y captura la información a como se planteó inicialmente en el programa generado en WinCC.

Las capturas de información suceden de la manera esperada y las protecciones establecidas para la configuración del sistema son efectivas y solamente el personal que tenga acceso a un nombre de usuario y contraseña válidos puede efectuar tales configuraciones.

6.2.3 Cableado general y montaje final

En la figura 6.16 se logra observar el montaje de las diferentes tarjetas del sistema de control de carga: pantalla de interfaz de operador, PLC, fuente de $24V_{CD}$, tarjetas generadoras de disparos, tarjeta de acople y tarjeta de acondicionador de entrada.



Figura 6.16 Apariencia del sistema de control de carga

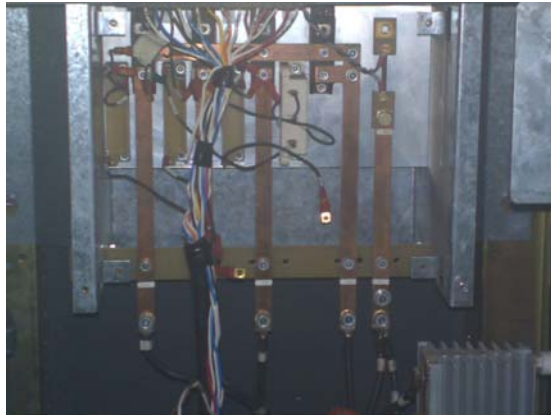


Figura 6.17 Puente rectificador, barras de conexión y cableado

En la figura 6.17 se puede observar que se implementó un cableado codificado para transportar las señales desde las tarjetas hacia los elementos de potencia y control y viceversa.

Se usa un cable con hilos de diferentes colores con un número AWG 14. Este tipo de cable presenta una capacidad de conducción de corriente eléctrica de entre 6 y 7 amperios. Esta capacidad de cables supera los requerimientos de consumo de las entradas de las tarjetas del sistema de control y supera también los requerimientos de salida de las tarjetas de control.

Los tiristores utilizados para implementar el puente rectificador son los IXYS MCC26, cuyos aspectos técnicos más importantes pueden encontrarse en el apartado B.2 y su conexión en puente trifásico totalmente controlado puede ser vista en la figura 6.20. Además, en la figura 6.19 se puede observar en detalle el tipo de cableado implementado para la conexión del sistema de carga.



Figura 6.18 Fusibles de protección para alta y baja tensión

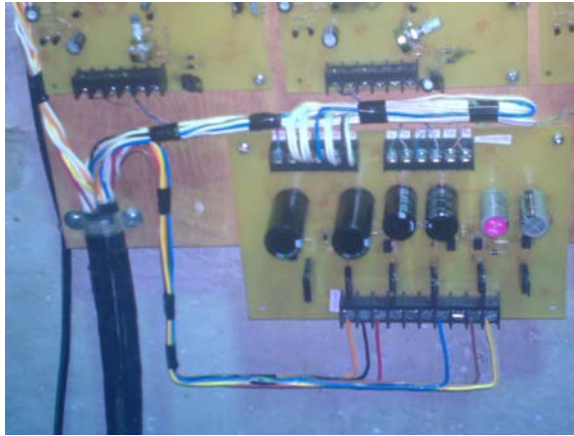


Figura 6.19 Detalle del cableado de tarjetas y sistema de potencia.



Figura 6.20 Detalle del puente rectificador con tiristores

Capítulo 7: Conclusiones y recomendaciones

7.1 Conclusiones

1. La implementación de circuitería electrónica para generar una etapa de pulsos de disparo para tiristores puede fácilmente realizarse mediante tecnologías analógicas, facilitando con ello la mantenibilidad de las tarjetas y bajando el costo económico de las mismas.
2. El sistema implementado es capaz, mediante el software y el hardware diseñado, de generar condiciones de tensión y corriente eléctrica de salida tales que puedan cargar un banco de baterías de 125V_{CD}.
3. El acople óptico puede escogerse como opción para aislamiento eléctrico entre etapas de electrónica de control y etapas de potencia, tomando en consideración los requerimientos de tensión y corriente de las etapas y con ello lograr una escogencia certera de los componentes optoacopladores.
4. Con las etapas implementadas el controlador de carga puede de manera efectiva controlar la tensión y la corriente de carga de la carga. Se debe tener en cuenta que este tipo de prototipo pueden hacerse mejoras y con ello aumentar el tan necesario grado de mantenibilidad y disponibilidad en una planta hidroeléctrica.
5. La implementación de programas usuario en la plataforma de los Simatic S7 de SIEMENS presenta una ventaja en lo que respecta a tiempo de implementación de algoritmos, dadas las facilidades que presenta en cuanto a opciones de operaciones, de comparación, de control, etc.
6. El software WinCC para programación de pantallas táctiles HMI y dispositivos de despliegue representa una gran ayuda para el programador en cuanto a que la programación es totalmente gráfica y las variables de control pueden ser compartidas con el dispositivo controlador S7, ayudando a estandarizar tanto los nombres como las ubicaciones de las variables en los mapas de memoria.
7. La pantalla utilizada como interfaz de operador, TP177A de Siemens, posee los requisitos mínimos de facilidad de acceso para el operador de equipo, pero se puede realizar una escogencia más adecuada para una futura modificación del sistema de control de carga.

7.2 Recomendaciones

1. Utilizar pistas para circuitos impresos con un ancho mayor a doce milésimas de pulgada (2,1 mm aproximadamente), dado que con un ancho menor puede dificultarse su implementación.
2. Utilizar siempre disipadores de calor apropiados para la protección de los dispositivos semiconductores y con ello prevenir un fallo a partir de un funcionamiento sin control por efecto de la temperatura.
3. Para la implementación del cableado es necesario tener en cuenta que se debe utilizar en la medida de lo posible cable apantallado con aluminio y así reducir el ruido de las señales eléctricas del sistema de control.
4. Tener en cuenta que en ambientes industriales se manejan valores de señales de ruido eléctrico altos y que los circuitos de control deben incorporar filtros en alimentación y salidas de las etapas y prevenir cualquier mal funcionamiento de las etapas.
5. Para en una eventual etapa de rediseño se puede utilizar la pantalla táctil de Siemens TP270, la cual puede mostrar las opciones del sistema de carga más fácilmente y brindar mayor accesibilidad a personas con alguna deficiencia visual.

8. Bibliografía

- [1] Balcells, J.; Romeral, J. Autómatas Programables. México: Alfaomega Marcombo, 1998.
- [2] Boylestad, R.; Nashelsky, L. Electrónica: Teoría de Circuitos. 6 ed. México: Prentice Hall Hispanoamericana, 1996.
- [3] Chapman, Stephen J. Máquinas eléctricas. Colombia: McGraw-Hill, 1988.
- [4] Filminas de Clase por el profesor Ing. Francisco Navarro Henríquez. Curso Electrónica de Potencia, Segundo semestre 2003, Escuela de Ingeniería en Electrónica, ITCR.
- [5] Gualda, J.; Martínez, S.; Martínez, P. Electrónica Industrial: Técnicas de Potencia. 2 ed. México: Alfaomega, 1992.
- [6] Institute of Electrical and Electronics Engineers. IEE Guide for Maintenance, Operation, and Safety of Industrial and Commercial Power Systems. Estados Unidos de Norteamérica: The Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1998.
- [7] Institute of Electrical and Electronics Engineers. IEE Recommended Practices for: Electric Power Systems in Commercial Buildings. Estados Unidos de Norteamérica: The Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1991.
- [8] Institute of Electrical and Electronics Engineers. IEE Recommended Practices for: Industrial and Commercial Power Systems Analysis. Estados Unidos de Norteamérica: The Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1998.
- [9] Internacional Energy Agency. *Recommended Practices for Charge Controllers* [en línea]. Renewable Energy and Hybrid Systems Group, Agosto de 1998. <www.oja-services.nl/iea-pvps/products/download/rep3_05.pdf> [Consulta 17 de noviembre de 2005].
- [10] IXYS. *MCC26 Thyristor/Diode Modules* [en línea]. IXYS Semiconductor GmbH Mayo de 2003. <<http://www.ixys.com/I073.pdf>> [Consulta 19 de diciembre de 2005].
- [11] IXYS. *MDD26 Diode Modules* [en línea]. USA IXYS Corporation, setiembre de 2005. <<http://www.ixys.com/I091.pdf>> [Consulta 19 de diciembre de 2005].

- [12] Kuo, Benjamin C. Sistemas de Control Automático. 7 ed. México: Prentice Hall Hispanoamericana, 1996.
- [13] Maloney, Timothy J. Electrónica Industrial Moderna. 3 ed. México: Prentice Hall, 1997.
- [14] Material de Clase por el profesor Ing. Eduardo Interiano S. Curso Control Automático, Primer semestre 2005, Escuela de Ingeniería Electrónica, ITCR.
- [15] Quest Batteries. *Harding Batteries Handbook: For Quest Rechargeable Cells and Battery Packs* [en línea]. Harding Energy Inc., 15 de enero de 2003. <http://www.hardingenergy.com> [Consulta 17 de noviembre de 2005].
- [16] SAFT. *Ni-Cd Block Batteries: Technical Data*. [en línea]. Alemania: Saft Industrial Battery Group, 15 de enero de 2002. <dfa-gmbh.de/Seiten/Batterien/DFA-SAFT-Prospekt_Englisch.pdf> [Consulta 18 de noviembre de 2005].
- [17] SAFT. SPH Ni-Cd Battery Technical Manual. Austria: Saft Industrial Battery Group, 1993.
- [18] SAFT NIFE BV. Non Stop Power Rectifiers Operation and Maintenance Instruction. 1993.
- [19] Siemens. *SIMATIC Manual del sistema de automatización S7-200* [en línea]. Siemens Energy & Automation Inc. Johnson City TN: 6 ed., junio de 2003. <<http://www.siemens.com/S7-200>> [Consulta 10 de noviembre de 2005]
- [20] Siemens. *SIMATIC HMI WinCC Flexible 2004 Manual del Usuario*. Siemens Energy & Automation Inc. Johnson City TN: 2004. <<http://www.siemens.com>> [Consulta 15 de mayo de 2005]
- [21] Trace Engineering. *Owners Manual DR series Inverter Chargers rev 3.2* [en línea]. Trace Engineering Company, 24 de mayo de 1999. <<http://www.oasismontana.com/Trace-DR.html>> [Consulta 18 de noviembre de 2005].
- [22] U.S Department of Energy. *Power Technologies Energy Data Book* [en línea]. National Renewable Energy Laboratory. Cole Boulevard, Colorado: 3 ed., Abril de 2005 < http://www.nrel.gov/analysis/power_databook/docs/pdf/complete.pdf> [Consulta 18 de noviembre de 2005].

Apéndices

Apéndice A.1 Glosario

Contactores: Dispositivos electromagnéticos que conectan y desconectan un circuito eléctrico de potencia al excitar un electroimán o una bobina de control. Son utilizados para manejar potencias eléctricas en el rango de los 5W hasta 1KW y operan cargas a $250V_{CD}$ o $1KV_{CA}$ máximo.

Filtro Paso bajo: se puede definir como una red eléctrica o electrónica cuyo fin es eliminar o atenuar las señales cuya frecuencia se encuentre por debajo de la frecuencia límite o de corte del filtro.

IEC: *Internacional Electrotechnical Commission*

IEEE: *Institute of Electrical and Electronics Engineers.*

Polímero: material formado por una larga cadena de moléculas pequeñas, que dependiendo de la longitud de la cadena y según el tipo de moléculas se formarán estructuras tridimensionales en estado líquido o sólido.

Rectificador: Proceso por el cual una señal en corriente alterna se logra convertir en una señal de corriente directa pulsante. Este proceso es efectuado por circuitos electrónicos activos basados en dispositivos semiconductores como diodos o tiristores.

Relevadores: conocidos también como *relés* o como *relays*, que al igual que los contactores son dispositivos electromagnéticos que mediante una bobina de control conectan y desconectan un circuito eléctrico, pero los relés funcionan en un rango de potencia que va desde 0,25W hasta 5W y maneja tensiones de salida de $110V_{CD}$ o $380V_{CA}$ máximo.

Rizado: ondulación que se presenta en la señal de salida de un circuito rectificador por la naturaleza del funcionamiento del circuito. El rizado puede llegar a ser perjudicial para la mayoría de aplicaciones en corriente directa dada la ondulación presente en la señal.

Semiconductor: es un tipo de material el cual posee un nivel de conductividad sobre algún punto que se encuentra entre un aislante y un conductor. Este material es utilizado para la construcción de dispositivos electrónicos activos como los diodos y los transistores. Algunos materiales semiconductores son el silicio y el germanio.

Tiristores: dispositivo rectificador construido con material semiconductor de silicio que posee un tercer terminal para efectos de control. Se le conoce también como dispositivo de cuatro capas *pnpn* o SCR.

Transformador: es un dispositivo que convierte energía eléctrica alterna de un cierto nivel de tensión eléctrica en energía eléctrica de otro nivel de tensión, por medio de la acción de un campo magnético. Está constituido por dos o más bobinas de alambre, aisladas entre sí eléctricamente.

Apéndice A.2 Listado de valores para cálculo de ángulo de disparo

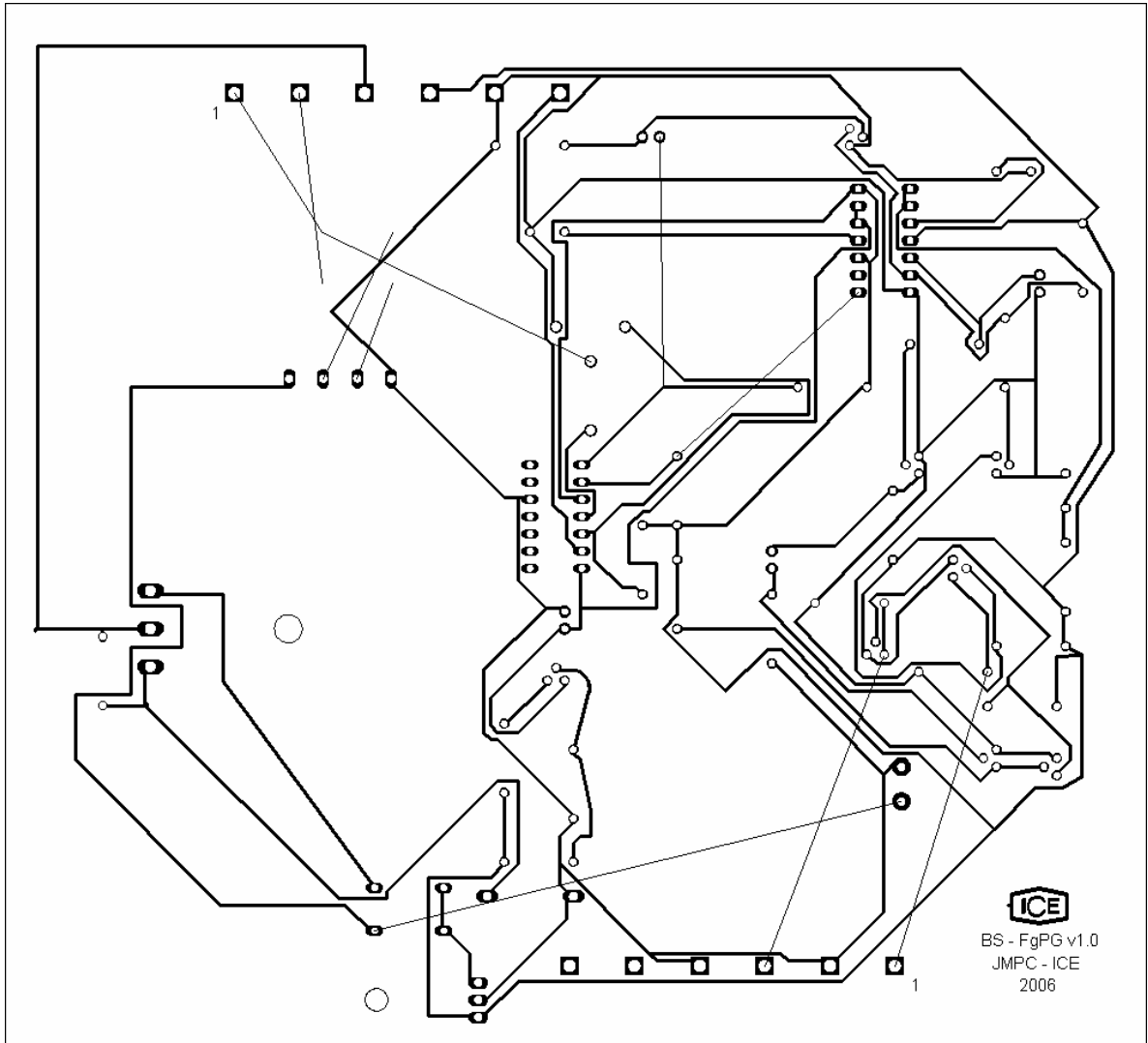
V _{CD}	α (grados)	V _{CD}	α (grados)	V _{CD}	α (grados)	V _{CD}	α (grados)
0	90,04564931	51	80,80043731	101	71,4936189	151	61,6431957
1	89,86515518	52	80,61752261	102	71,3031356	152	61,437831
2	89,68465926	53	80,434511	103	71,1124374	153	61,2320646
3	89,50415976	54	80,25140044	104	70,9215215	154	61,0258912
4	89,32365489	55	80,06818891	105	70,7303849	155	60,819306
5	89,14314287	56	79,88487437	106	70,5390249	156	60,6123036
6	88,96262189	57	79,70145476	107	70,3474384	157	60,4048789
7	88,78209017	58	79,51792802	108	70,1556225	158	60,1970264
8	88,60154592	59	79,33429207	109	69,9635743	159	59,9887408
9	88,42098734	60	79,15054485	110	69,7712906	160	59,7800167
10	88,24041263	61	78,96668424	111	69,5787686	161	59,5708484
11	88,05982001	62	78,78270815	112	69,386005	162	59,3612303
12	87,87920766	63	78,59861446	113	69,1929969	163	59,1511566
13	87,6985738	64	78,41440104	114	68,9997411	164	58,9406216
14	87,51791661	65	78,23006576	115	68,8062343	165	58,7296193
15	87,3372343	66	78,04560645	116	68,6124736	166	58,5181437
16	87,15652506	67	77,86102096	117	68,4184555	167	58,3061887
17	86,97578709	68	77,67630711	118	68,2241768	168	58,0937482
18	86,79501856	69	77,4914627	119	68,0296343	169	57,8808158
19	86,61421766	70	77,30648554	120	67,8348246	170	57,6673851
20	86,43338258	71	77,12137341	121	67,6397444	171	57,4534497
21	86,2525115	72	76,93612408	122	67,4443903	172	57,2390029
22	86,0716026	73	76,7507353	123	67,2487587	173	57,0240381
23	85,89065405	74	76,56520481	124	67,0528463	174	56,8085484
24	85,70966401	75	76,37953035	125	66,8566496	175	56,5925269
25	85,52863066	76	76,19370962	126	66,6601649	176	56,3759666
26	85,34755215	77	76,00774032	127	66,4633888	177	56,1588603
27	85,16642665	78	75,82162013	128	66,2663175	178	55,9412006
28	84,9852523	79	75,63534671	129	66,0689474	179	55,7229802
29	84,80402727	80	75,44891772	130	65,8712748	180	55,5041916
30	84,62274968	81	75,26233079	131	65,673296	181	55,284827
31	84,44141769	82	75,07558353	132	65,475007	182	55,0648787
32	84,26002942	83	74,88867355	133	65,2764042	183	54,8443386
33	84,07858301	84	74,70159842	134	65,0774835	184	54,6231988
34	83,89707658	85	74,51435571	135	64,8782411	185	54,401451
35	83,71550825	86	74,32694296	136	64,6786729	186	54,1790867
36	83,53387614	87	74,13935771	137	64,478775	187	53,9560975
37	83,35217834	88	73,95159745	138	64,2785433	188	53,7324746
38	83,17041297	89	73,76365968	139	64,0779735	189	53,5082092
39	82,98857811	90	73,57554188	140	63,8770616	190	53,2832922
40	82,80667186	91	73,38724148	141	63,6758033	191	53,0577145
41	82,62469229	92	73,19875592	142	63,4741943	192	52,8314666
42	82,44263749	93	73,0100826	143	63,2722303	193	52,604539
43	82,26050551	94	72,82121893	144	63,0699068	194	52,376922
44	82,07829443	95	72,63216225	145	62,8672194	195	52,1486055
45	81,89600229	96	72,44290992	146	62,6641636	196	51,9195795
46	81,71362714	97	72,25345926	147	62,4607348	197	51,6898335

V_{CD}	α (grados)	V_{CD}	α (grados)	V_{CD}	α (grados)	V_{CD}	α (grados)
47	81,53116702	98	72,06380756	148	62,2569283	198	51,4593572
48	81,34861996	99	71,87395211	149	62,0527395	199	51,2281395
49	81,16598398	100	71,68389015	150	61,8481636	200	50,9961697
50	80,9832571						

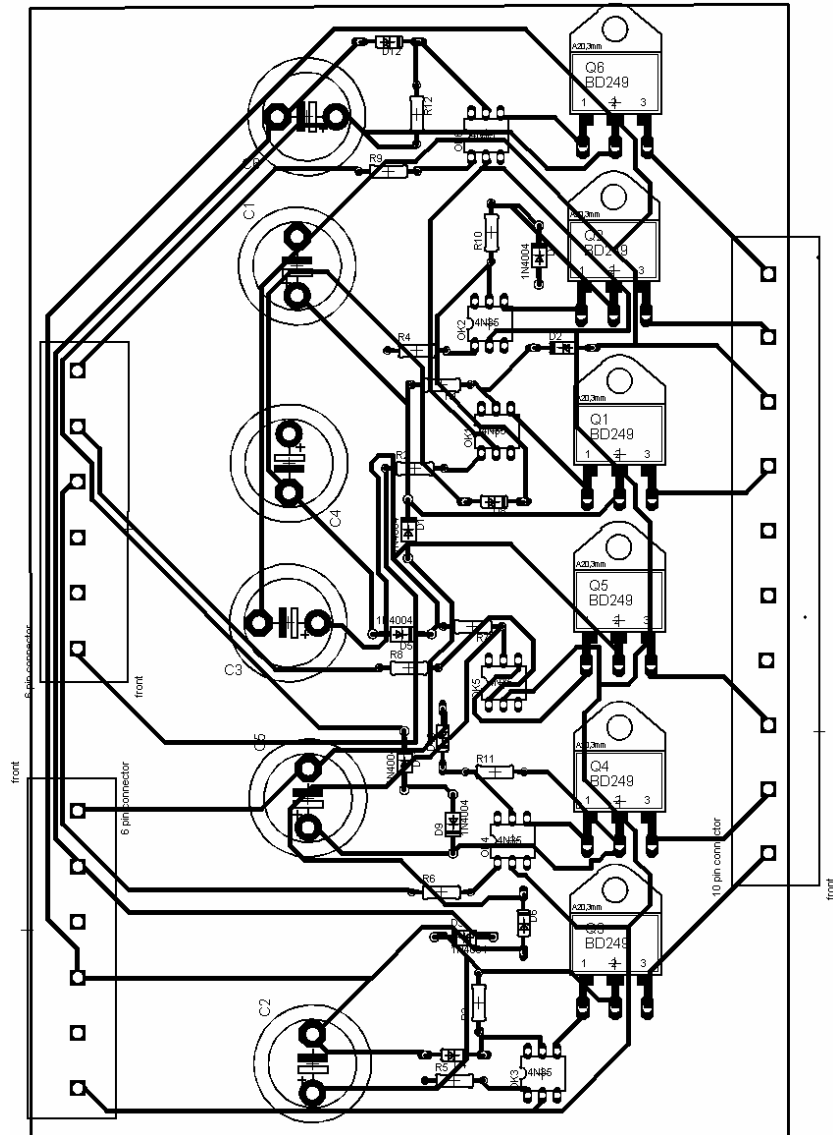
Se utilizó la ecuación 3.5 para realizar los cálculos.

Apéndice A3. Circuitos impresos generados a partir de esquemáticos para las diferentes tarjetas del sistema.

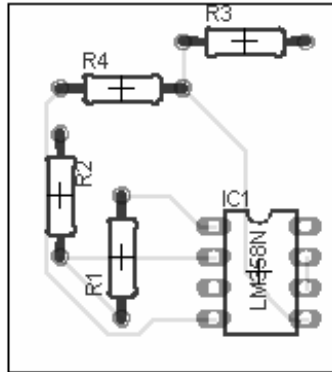
1. Tarjeta generadora de pulsos de disparo



2. Tarjeta de acople de pulsos de disparo



3. Tarjeta de acondicionador de señales analógicas de entrada



HOJA DE INFORMACIÓN DEL PROYECTO

Información del estudiante:

Nombre: José Manuel Peralta Carranza

Cédula: 1-1036-313 **Carné ITCR:** 9706957

Dirección de su residencia en época lectiva: Residencial José María Zeledón, casa G -11, 2ª etapa, Curridabat, San José.

Dirección de su residencia en época no lectiva: Residencial José María Zeledón, casa G -11, 2ª etapa, Curridabat, San José.

Teléfono en época lectiva: 224-5113 / 359-2333 **Teléfono época no lectiva:** 224-5113 / 359-2333

Email: josemanuelperalta@gmail.com

Fax: 224-5113

Información del proyecto:

Nombre del Proyecto: Diseño e Implementación del sistema de control automático de carga para banco de baterías de alta potencia para la Planta Hidroeléctrica Toro 1

Area del Proyecto: Electrónica de Potencia, Automatización, Electrónica Analógica y programación.

Información de la empresa:

Nombre: Instituto Costarricense de Electricidad, Proyecto Hidroeléctrico Toro 1.

Zona: Alajuela, Valverde Vega

Teléfono: 290 - 2855

Actividad Principal: Generación eléctrica.

Información del asesor en la empresa:

Nombre: Emmanuel Gättjens

Puesto que ocupa: Encargado de Mantenimiento Eléctrico

Departamento: Mantenimiento

Profesión: Ingeniero en Electrónica **Grado académico:** Licenciado

Teléfono: 290-2855 **Ext.:** 2047

Email: eganttjens@ice.go.cr

Anexos

Anexo B.1 PLC Siemens SIMATIC S7-200 [17]

Manual del sistema de automatización S7-200

Novedades

A continuación se indican las nuevas funciones de los sistemas de automatización SIMATIC S7-200. Ver la table 1-1.

- ❑ Las CPUs S7-200 221, 222, 224, 224XP y 226 incluyen:
 - Nuevo soporte de hardware de las CPUs: opción para desactivar la edición en modo RUN con objeto de incrementar la memoria del programa. La CPU 224XP soporta entradas y salidas analógicas integradas y dos puertos de comunicación. La CPU 226 incorpora filtros de entradas y captura de impulsos.
 - Nuevo soporte del cartucho de memoria: Explorador S7-200, transferencias al cartucho de memoria, comparaciones y selecciones de programación.
 - STEP 7-Micro/WIN (versión 4.0) es un paquete de software de programación de 32 bits para el S7-200 que incluye:
 - Nuevas herramientas que soportan las últimas mejoras de las CPUs: Panel de autosintonización PID, asistente de control de posición integrado en los PLCs, asistente de registros de datos y asistente de recetas.
 - Nueva herramienta de diagnóstico: configuración del LED de diagnóstico
 - Nuevas operaciones: Horario de verano (READ_RTCX y SET_RTCX), Temporizadores de intervalos (BITIM, CITIM), Borrar evento de interrupción (CLR_EVNT) y LED de diagnóstico (DIAG_LED).
 - Unidades de organización del programa y librerías mejoradas: nuevas constantes de cadena, direccionamiento indirecto soportado en más tipos de memoria, soporte mejorado de la parametrización de lectura y escritura de la librería USS para los accionamientos maestros de Siemens.
 - Bloque de datos mejorado: páginas del bloque de datos, incremento automático del bloque de datos.
 - Mejoras de uso de STEP 7-Micro/WIN

Tabla 1-1 S7-200 CPUs

S7-200 CPU	Order Number
CPU 221 DC/DC/DC 6 entradas/4 salidas	6ES7 211-0AA23-0XB0
CPU 221 AC/DC/relé 6 entradas/4 salidas de relé	6ES7 211-0BA23-0XB0
CPU 222 DC/DC/DC 8 entradas/6 salidas	6ES7 212-1AB23-0XB0
CPU 222 AC/DC/relé 8 entradas/6 salidas de relé	6ES7 212-1BB23-0XB0
CPU 224 DC/DC/DC 14 entradas/10 salidas	6ES7 214-1AD23-0XB0
CPU 224 AC/DC/relé 14 entradas/10 salidas de relé	6ES7 214-1BD23-0XB0
CPU 224XP DC/DC/DC 14 entradas/10 salidas	6ES7 214-2AD23-0XB0
CPU 224XP AC/DC/relé 14 entradas/10 salidas de relé	6ES7 214-2BD23-0XB0

CPU S7-200

La CPU S7-200 incorpora en una carcasa compacta un microprocesador, una fuente de alimentación integrada, así como circuitos de entrada y de salida que conforman un potente Micro-PLC (v. fig. 1-1). Tras haber cargado el programa en el S7-200, éste contendrá la lógica necesaria para observar y controlar los aparatos de entrada y salida de la aplicación.

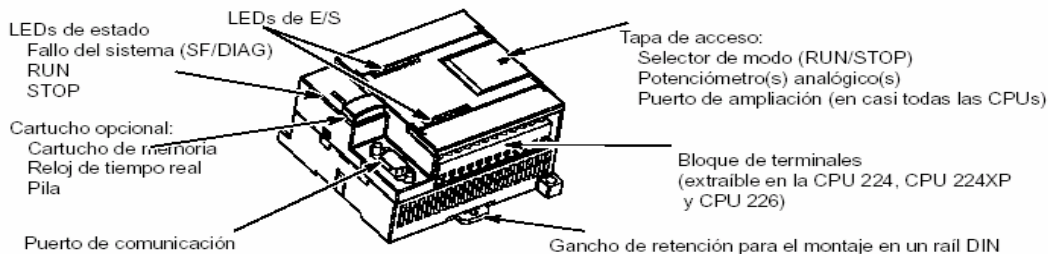


Figura 1-1 Micro-PLC S7-200

Siemens ofrece diferentes modelos de CPUs S7-200 que incorporan una gran variedad de funciones y prestaciones para crear soluciones efectivas de automatización destinadas a numerosas aplicaciones. En la tabla 1-2 se comparan de forma resumida algunas de las funciones de la CPU. Para más información sobre una CPU en particular, consulte el anexo A.

Tabla 1-2 Comparación de las CPUs S7-200

Función	CPU 221	CPU 222	CPU 224	CPU 224XP	CPU 226
Dimensiones físicas (mm)	90 x 80 x 62	90 x 80 x 62	120,5 x 80 x 62	140 x 80 x 62	190 x 80 x 62
Memoria del programa con edición en runtime sin edición en runtime	4096 bytes 4096 bytes	4096 bytes 4096 bytes	8192 bytes 12288 bytes	12288 bytes 16384 bytes	16384 bytes 24576 bytes
Memoria de datos	2048 bytes	2048 bytes	8192 bytes	10240 bytes	10240 bytes
Memoria de backup	50 horas (tip.)	50 horas (tip.)	100 horas (tip.)	100 horas (tip.)	100 horas (tip.)
E/S integradas Digitales Analógicas	6 E/4 S -	8 E/6 S -	14 E/10 S -	14 E/10 S 2 E/1 S	24 E/16 S -
Módulos de ampliación	0 módulos	2 módulos ¹	7 módulos ¹	7 módulos ¹	7 módulos ¹
Contadores rápidos Fase simple Dos fases	4 a 30 kHz 2 a 20 kHz	4 a 30 kHz 2 a 20 kHz	6 a 30 kHz 4 a 20 kHz	4 a 30 kHz 2 a 200 kHz 3 a 20 kHz 1 a 100 kHz	6 a 30 kHz 4 a 20 kHz
Salidas de impulsos (c.c.)	2 a 20 kHz	2 a 20 kHz	2 a 20 kHz	2 a 100 kHz	2 a 20 kHz
Potenciómetros analógicos	1	1	2	2	2
Reloj de tiempo real	Cartucho	Cartucho	Incorporado	Incorporado	Incorporado
Puertos de comunicación	1 RS-485	1 RS-485	1 RS-485	2 RS-485	2 RS-485
Aritmética en coma flotante	Sí				
Tamaño de la imagen de E/S digitales	256 (128 E / 128 S)				
Velocidad de ejecución booleana	0,22 microsegundos/operación				

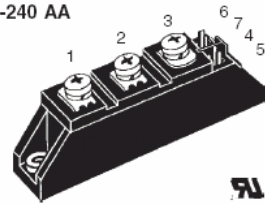


Thyristor Modules Thyristor/Diode Modules

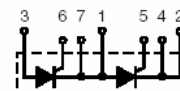
$I_{TRMS} = 2x50\text{ A}$
 $I_{TAVM} = 2x32\text{ A}$
 $V_{RRM} = 800-1600\text{ V}$

V_{RSM}	V_{RRM}	Type					
V_{DSM}	V_{DRM}						
V	V	Version	1 B	8 B	Version	1 B	8 B
900	800	MCC 26-08	io1 B / io8 B		MCD 26-08	io1 B / io8 B	
1300	1200	MCC 26-12	io1 B / io8 B		MCD 26-12	io1 B / io8 B	
1500	1400	MCC 26-14	io1 B / io8 B		MCD 26-14	io1 B / io8 B	
1700	1600	MCC 26-16	io1 B / io8 B		MCD 26-16	io1 B / io8 B	

TO-240 AA



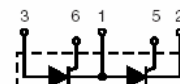
MCC
Version 1 B



MCD
Version 1 B



MCC
Version 8 B



MCD
Version 8 B



Symbol	Conditions	Maximum Ratings	
I_{TRMS}, I_{FRMS} I_{TAVM}, I_{FAVM}	$T_{VJ} = T_{VJM}$ $T_C = 75^\circ\text{C}; 180^\circ\text{ sine}$ $T_C = 85^\circ\text{C}; 180^\circ\text{ sine}$	50 32 27	A A A
I_{TSM}, I_{FSM}	$T_{VJ} = 45^\circ\text{C};$ $V_R = 0$ $T_{VJ} = T_{VJM}$ $V_R = 0$	$t = 10\text{ ms (50 Hz), sine}$ $t = 8.3\text{ ms (60 Hz), sine}$ $t = 10\text{ ms (50 Hz), sine}$ $t = 8.3\text{ ms (60 Hz), sine}$	520 560 460 500 A A
$\int i^2 dt$	$T_{VJ} = 45^\circ\text{C}$ $V_R = 0$ $T_{VJ} = T_{VJM}$ $V_R = 0$	$t = 10\text{ ms (50 Hz), sine}$ $t = 8.3\text{ ms (60 Hz), sine}$ $t = 10\text{ ms (50 Hz), sine}$ $t = 8.3\text{ ms (60 Hz), sine}$	1350 1300 1050 1030 A ² s A ² s
$(di/dt)_{cr}$	$T_{VJ} = T_{VJM}$ $f = 50\text{ Hz}, t_p = 200\ \mu\text{s}$ $V_D = 2/3 V_{DRM}$ $I_G = 0.45\text{ A}$ $di_G/dt = 0.45\text{ A}/\mu\text{s}$	repetitive, $I_T = 45\text{ A}$ non repetitive, $I_T = I_{TAVM}$	150 500 A/ μs A/ μs
$(dv/dt)_{cr}$	$T_{VJ} = T_{VJM}$ $R_{GK} = \infty$; method 1 (linear voltage rise)	$V_{DR} = 2/3 V_{DRM}$	1000 V/ μs
P_{GM}	$T_{VJ} = T_{VJM}$ $I_T = I_{TAVM}$	$t_p = 30\ \mu\text{s}$ $t_p = 300\ \mu\text{s}$	10 5 W W
P_{GAV}			0.5 W
V_{RGM}			10 V
T_{VJ}			-40...+125 $^\circ\text{C}$
T_{VJM}			125 $^\circ\text{C}$
T_{sig}			-40...+125 $^\circ\text{C}$
V_{ISOL}	50/60 Hz, RMS $I_{ISOL} \leq 1\text{ mA}$	$t = 1\text{ min}$ $t = 1\text{ s}$	3000 3600 V~ V~
M_d	Mounting torque (M5) Terminal connection torque (M5)		2.5-4.0/22-35 Nm/lb.in. 2.5-4.0/22-35 Nm/lb.in.
Weight	Typical including screws		90 g

Data according to IEC 60747 and refer to a single thyristor/diode unless otherwise stated.

Features

- International standard package, JEDEC TO-240 AA
- Direct copper bonded Al_2O_3 -ceramic base plate
- Planar passivated chips
- Isolation voltage 3600 V~
- UL registered, E 72873
- Gate-cathode twin pins for version 1 B

Applications

- DC motor control
- Softstart AC motor controller
- Light, heat and temperature control

Advantages

- Space and weight savings
- Simple mounting with two screws
- Improved temperature and power cycling
- Reduced protection circuits

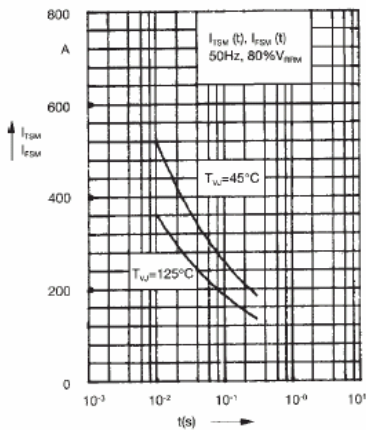


Fig. 3 Surge overload current
 I_{TSM} , I_{FSM} ; Crest value, t: duration

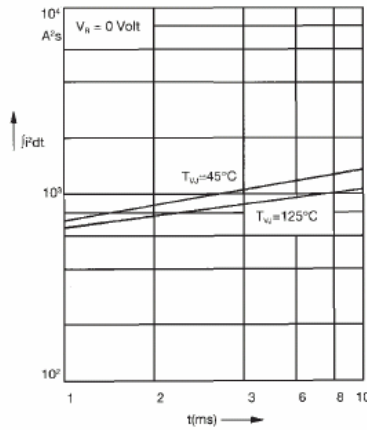


Fig. 4 j^2Pdt versus time (1-10 ms)

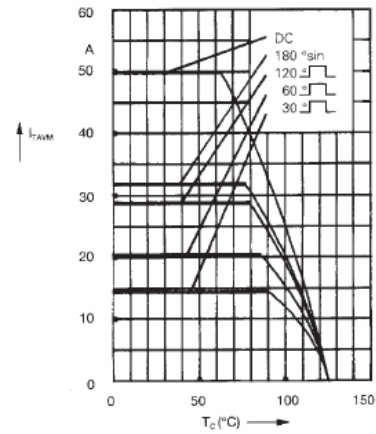


Fig. 4a Maximum forward current
at case temperature

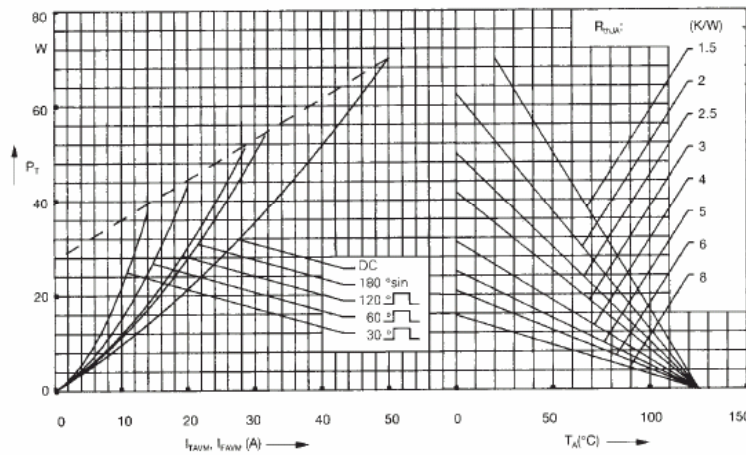


Fig. 5 Power dissipation versus on-state
current and ambient temperature
(per thyristor or diode)

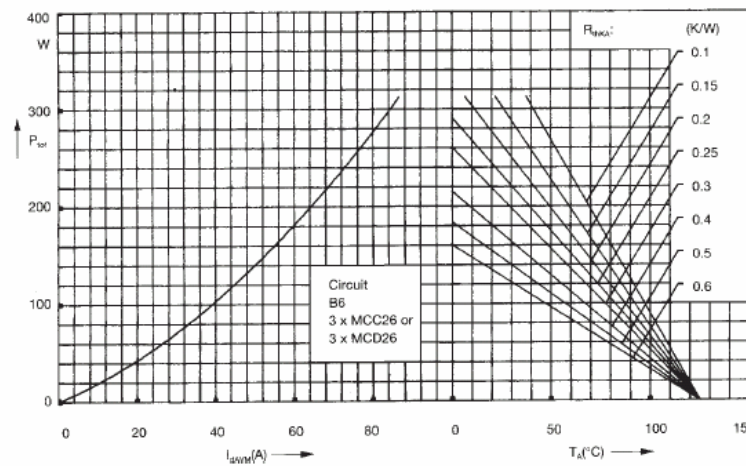


Fig. 6 Three phase rectifier bridge:
Power dissipation versus direct
output current and ambient
temperature

IXYS reserves the right to change limits, test conditions and dimensions

© 2004 IXYS All rights reserved

419

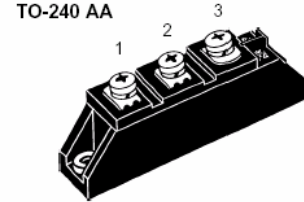
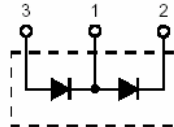
3 - 4



Diode Modules

$I_{FRMS} = 2x 60 A$
 $I_{FAVM} = 2x 36 A$
 $V_{RRM} = 800-1800 V$

V_{RSM} V	V_{RRM} V	Type
900	800	MDD 26-08N1 B
1300	1200	MDD 26-12N1 B
1500	1400	MDD 26-14N1 B
1700	1600	MDD 26-16N1 B
1900	1800	MDD 26-18N1 B



Symbol	Test Conditions	Maximum Ratings		
I_{FRMS}	$T_{VJ} = T_{VJM}$	60 A		
I_{FAVM}	$T_C = 100^{\circ}C$; 180° sine	36 A		
I_{FSM}	$T_{VJ} = 45^{\circ}C$; $V_R = 0$	t = 10 ms (50 Hz), sine t = 8.3 ms (60 Hz), sine	650 A 760 A	
	$T_{VJ} = T_{VJM}$; $V_R = 0$	t = 10 ms (50 Hz), sine t = 8.3 ms (60 Hz), sine	580 A 630 A	
	$\int i^2 dt$	$T_{VJ} = 45^{\circ}C$; $V_R = 0$	t = 10 ms (50 Hz), sine t = 8.3 ms (60 Hz), sine	2100 A ² s 2400 A ² s
		$T_{VJ} = T_{VJM}$; $V_R = 0$	t = 10 ms (50 Hz), sine t = 8.3 ms (60 Hz), sine	1700 A ² s 1900 A ² s
T_{VJ}		-40...+150 °C		
T_{VJM}		150 °C		
T_{stg}		-40...+125 °C		
V_{ISOL}	50/60 Hz, RMS t = 1 min	3000 V~		
	$I_{ISOL} \leq 1 mA$ t = 1 s	3600 V~		
M_d	Mounting torque (M5)	2.5-4/22-35 Nm/lb.in.		
	Terminal connection torque (M5)	2.5-4/22-35 Nm/lb.in.		
Weight	Typical including screws	90 g		

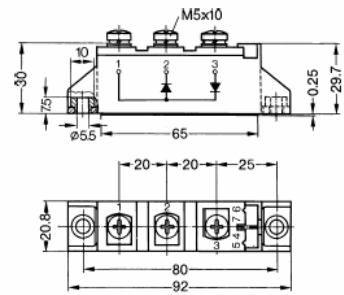
- Features**
- International standard package JEDEC TO-240 AA
 - Direct copper bonded Al₂O₃ -ceramic base plate
 - Planar passivated chips
 - Isolation voltage 3600 V~
 - UL registered, E 72873

- Applications**
- Supplies for DC power equipment
 - DC supply for PWM inverter
 - Field supply for DC motors
 - Battery DC power supplies

- Advantages**
- Space and weight savings
 - Simple mounting
 - Improved temperature and power cycling
 - Reduced protection circuits

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values
I_R	$T_{VJ} = T_{VJM}$; $V_R = V_{RRM}$	10 mA
V_F	$I_F = 80 A$; $T_{VJ} = 25^{\circ}C$	1.38 V
V_{TO}	For power-loss calculations only	0.8 V
r_T	$T_{VJ} = T_{VJM}$	6.1 mΩ
Q_s	$T_{VJ} = 125^{\circ}C$; $I_F = 25 A$, -di/dt = 0.6 A/μs	50 μC
I_{RM}		6 A
R_{thJC}	per diode; DC current per module other values see Fig. 6/7	1.0 K/W
		0.5 K/W
		1.2 K/W
R_{thJK}	per diode; DC current per module	0.6 K/W
		0.6 K/W
d_s	Creepage distance on surface	12.7 mm
d_A	Strike distance through air	9.6 mm
a	Maximum allowable acceleration	50 m/s ²

Dimensions in mm (1 mm = 0.0394")



Data according to IEC 60747 and refer to a single diode unless otherwise stated. IXYS reserves the right to change limits, test conditions and dimensions

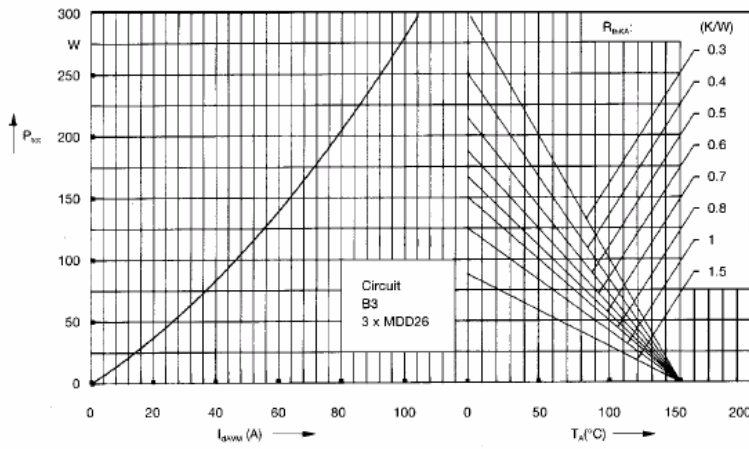


Fig. 5 Three phase rectifier bridge: Power dissipation versus direct output current and ambient temperature

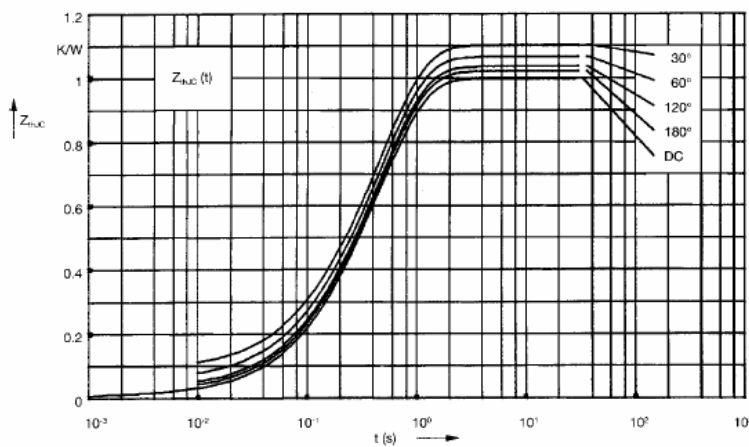


Fig. 6 Transient thermal impedance junction to case (per diode)

$R_{TJ,C}$ for various conduction angles d:

d	$R_{TJ,C}$ (K/W)
DC	1.00
180°	1.02
120°	1.04
60°	1.07
30°	1.10

Constants for $Z_{TJ,C}$ calculation:

i	R_{TJ} (K/W)	t_i (s)
1	0.01	0.0012
2	0.03	0.095
3	0.96	0.455

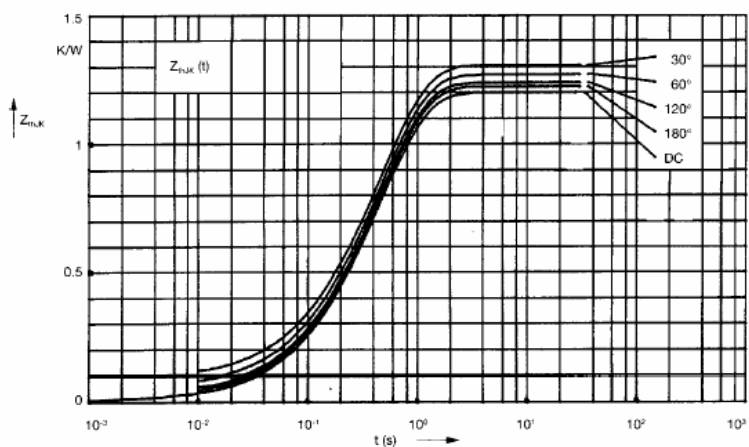


Fig. 7 Transient thermal impedance junction to heatsink (per diode)

$R_{TJ,K}$ for various conduction angles d:

d	$R_{TJ,K}$ (K/W)
DC	1.20
180°	1.22
120°	1.24
60°	1.27
30°	1.30

Constants for $Z_{TJ,K}$ calculation:

i	R_{TJ} (K/W)	t_i (s)
1	0.01	0.0012
2	0.03	0.095
3	0.96	0.455
4	0.2	0.495

Anexo B.4 SAFT NIFE Non Stop Power Rectifier

2 TECHNICAL DATA		Doc.: DE50121E0
Input		
AC input voltage	:	480 V $\pm 10\%$ or as specified
	:	+ 15% - 20% functional
AC input frequency	:	60 Hz, $\pm 6\%$ or as specified
Connection/Supply	:	Three phase, 3 wire + earth
Output		
Nominal Vdc	:	125V DC
Floating voltage	:	138V DC
High-rate voltage	:	157V DC
Static float voltage stability	:	$\pm 0,5\%$ from no load to full load with AC input voltage variations of $\pm 10\%$, frequency variations of $\pm 6\%$, floating voltage, adjusted between 80-120% and ambient temperature between +5 °C - +40 °C
Output ripple voltage	:	Max. 1% rms of nom. DC provided connected to a battery with an Ah capacity of 5 times higher than the rated current of the rectifier. Without battery : typical 2,5%, max. 5% rms of the output DC voltage.
Current limit	:	50A DC
Current stability	:	$\pm 1\%$ at current limit
Controls	:	AC mains switch

Anexo B.5 Baterías recargables Ni-Cd SAFT [14]

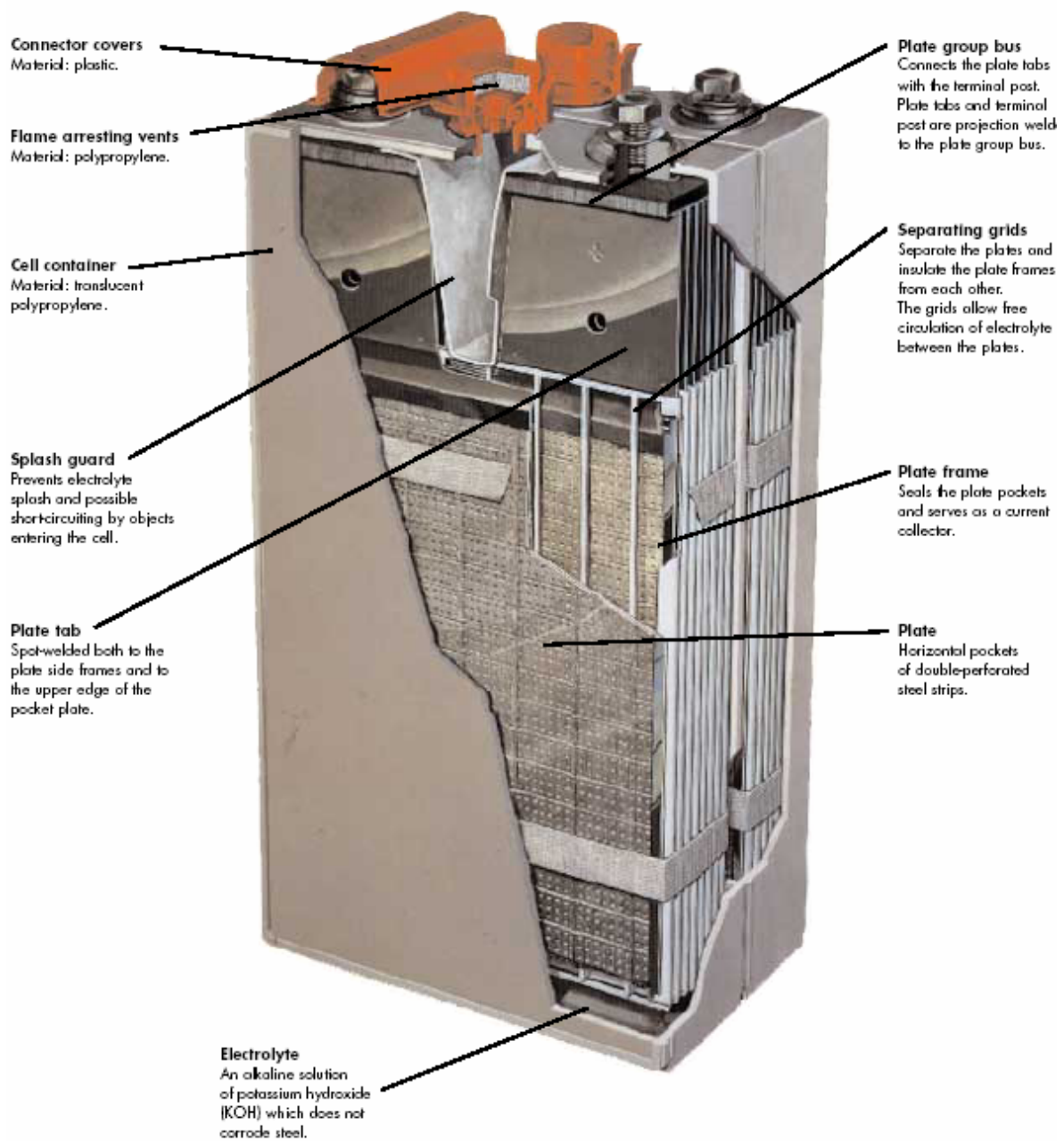


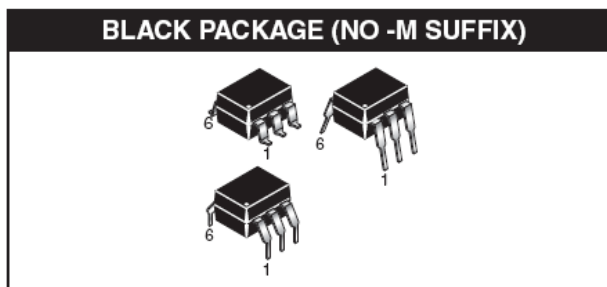
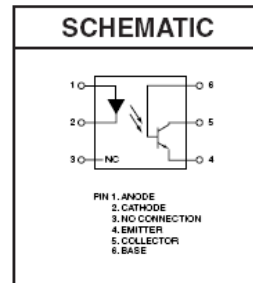
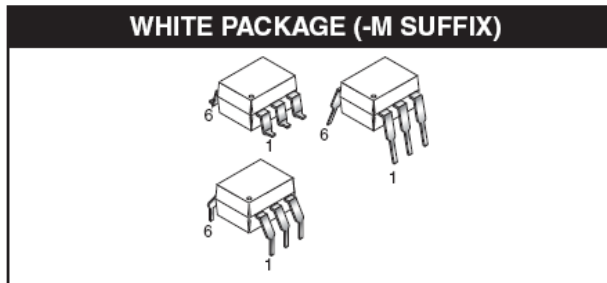
Figura B.5.1 Constitución física de una batería Ni-Cd marca SAFT

Anexo B.6 Acoplador óptico 4N35



GENERAL PURPOSE 6-PIN PHOTOTRANSISTOR OPTOCOUPLEDERS

4N25 4N37	4N26 H11A1	4N27 H11A2	4N28 H11A3	4N35 H11A4	4N36 H11A5
--------------	---------------	---------------	---------------	---------------	---------------



DESCRIPTION

The general purpose optocouplers consist of a gallium arsenide infrared emitting diode driving a silicon phototransistor in a 6-pin dual in-line package.

FEATURES

- Also available in white package by specifying -M suffix, eg. 4N25-M
- UL recognized (File # E90700)
- VDE recognized (File # 94766)
 - Add option V for white package (e.g., 4N25V-M)
 - Add option 300 for black package (e.g., 4N25.300)

APPLICATIONS

- Power supply regulators
- Digital logic inputs
- Microprocessor inputs

4N25 4N37	4N26 H11A1	4N27 H11A2	4N28 H11A3	4N35 H11A4	4N36 H11A5
--------------	---------------	---------------	---------------	---------------	---------------

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)			
Parameter	Symbol	Value	Units
TOTAL DEVICE			
Storage Temperature	T_{STG}	-55 to +150	$^\circ\text{C}$
Operating Temperature	T_{OPR}	-55 to +100	$^\circ\text{C}$
Wave solder temperature (see page 14 for reflow solder profiles)	T_{SOL}	260 for 10 sec	$^\circ\text{C}$
Total Device Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	250 3.3 (non-M), 2.94 (-M)	mW
EMITTER			
DC/Average Forward Input Current	I_F	100 (non-M), 60 (-M)	mA
Reverse Input Voltage	V_R	6	V
Forward Current - Peak (300 μs , 2% Duty Cycle)	$I_F(pk)$	3	A
LED Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	150 (non-M), 120 (-M) 2.0 (non-M), 1.41 (-M)	mW mW/ $^\circ\text{C}$
DETECTOR			
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	30	V
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	70	V
Emitter-Collector Voltage	V_{ECO}	7	V
Detector Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	150 2.0 (non-M), 1.76 (-M)	mW mW/ $^\circ\text{C}$



March 2000

LM556 Dual Timer

General Description

The LM556 Dual timing circuit is a highly stable controller capable of producing accurate time delays or oscillation. The 556 is a dual 555. Timing is provided by an external resistor and capacitor for each timing function. The two timers operate independently of each other sharing only V_{CC} and ground. The circuits may be triggered and reset on falling waveforms. The output structures may sink or source 200mA.

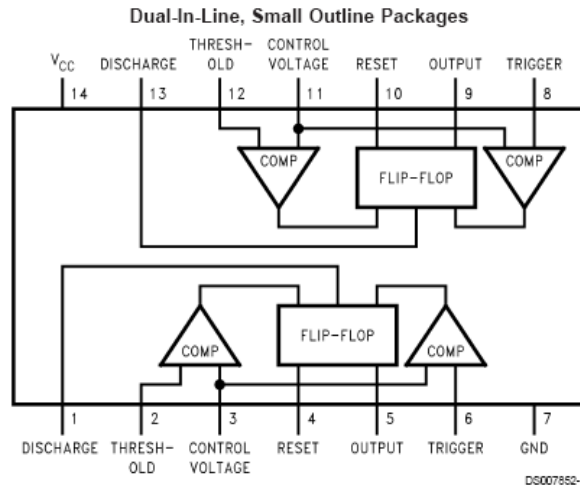
Features

- Direct replacement for SE556/NE556
- Timing from microseconds through hours
- Operates in both astable and monostable modes
- Replaces two 555 timers
- Adjustable duty cycle
- Output can source or sink 200mA
- Output and supply TTL compatible
- Temperature stability better than 0.005% per °C
- Normally on and normally off output

Applications

- Precision timing
- Pulse generation
- Sequential timing
- Time delay generation
- Pulse width modulation
- Pulse position modulation
- Linear ramp generator

Connection Diagram



Top View

Ordering Information

Package	Part Number	Package Marking	Media Transport	NSC Drawing
14-Pin SOIC	LM556CM	LM556CM	Rails	M14A
	LM556CMX	LM556CM	2.5k Units Tape and Reel	
14-Pin MDIP	LM556CN	LM556CN	Rails	N14a

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage	+18V
Power Dissipation (Note 2)	
LM556CM	410 mW
LM556CN	1620 mW
Operating Temperature Ranges	
LM556C	0°C to +70°C

Storage Temperature Range -65°C to +150°C

Soldering Information

Dual-In-Line Package	
Soldering (10 Seconds)	260°C
Small Outline Packages	
Vapor Phase (60 Seconds)	215°C
Infrared (15 Seconds)	220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

Electrical Characteristics

($T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = +5\text{V}$ to $+15\text{V}$, unless otherwise specified)

Parameter	Conditions	Limits			Units
		LM556C			
		Min	Typ	Max	
Supply Voltage		4.5		16	V
Supply Current (Each Timer Section)	$V_{CC} = 5\text{V}$, $R_L = \infty$ $V_{CC} = 15\text{V}$, $R_L = \infty$ (Low State) (Note 3)		3 10	6 14	mA
Timing Error, Monostable					
Initial Accuracy			0.75		%
Drift with Temperature	$R_A = 1\text{k}$ to $100\text{k}\Omega$, $C = 0.1\mu\text{F}$, (Note 4)		50		ppm/°C
Accuracy over Temperature			1.5		%
Drift with Supply			0.1		%/V
Timing Error, Astable					
Initial Accuracy			2.25		%
Drift with Temperature	$R_A, R_B = 1\text{k}$ to $100\text{k}\Omega$, $C = 0.1\mu\text{F}$, (Note 4)		150		ppm/°C
Accuracy over Temperature			3.0		%
Drift with Supply			0.30		%/V
Trigger Voltage	$V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$	4.5 1.25	5 1.67	5.5 2.0	V
Trigger Current			0.2	1.0	μA
Reset Voltage		0.4	0.5	1	V
Reset Current			0.1	0.6	mA
Threshold Current	$V_{TH} = V\text{-Control}$ (Note 6) $V_{TH} = 11.2\text{V}$		0.03	0.1 250	μA nA
Control Voltage Level and Threshold Voltage	$V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$	9 2.6	10 3.33	11 4	V
Pin 1, 13 Leakage Output High			1	100	nA
Pin 1, 13 Sat	(Note 7)				
Output Low	$V_{CC} = 15\text{V}$, $I = 15\text{mA}$		180	300	mV
Output Low	$V_{CC} = 4.5\text{V}$, $I = 4.5\text{mA}$		80	200	mV
Output Voltage Drop (Low)	$V_{CC} = 15\text{V}$ $I_{SINK} = 10\text{mA}$ $I_{SINK} = 50\text{mA}$ $I_{SINK} = 100\text{mA}$ $I_{SINK} = 200\text{mA}$ $V_{CC} = 5\text{V}$ $I_{SINK} = 8\text{mA}$ $I_{SINK} = 5\text{mA}$		0.1 0.4 2 2.5	0.25 0.75 2.75	V
			0.25	0.35	V



August 2000

LM139/LM239/LM339/LM2901/LM3302 Low Power Low Offset Voltage Quad Comparators

General Description

The LM139 series consists of four independent precision voltage comparators with an offset voltage specification as low as 2 mV max for all four comparators. These were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage. These comparators also have a unique characteristic in that the input common-mode voltage range includes ground, even though operated from a single power supply voltage.

Application areas include limit comparators, simple analog to digital converters; pulse, squarewave and time delay generators; wide range VCO; MOS clock timers; multivibrators and high voltage digital logic gates. The LM139 series was designed to directly interface with TTL and CMOS. When operated from both plus and minus power supplies, they will directly interface with MOS logic — where the low power drain of the LM339 is a distinct advantage over standard comparators.

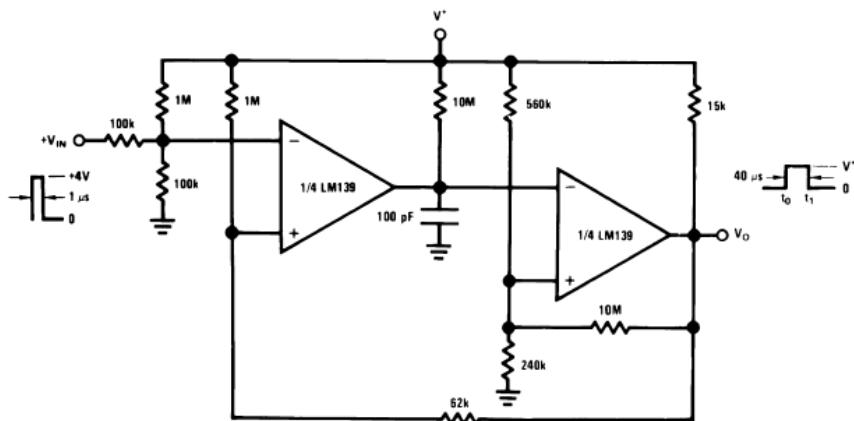
Features

- Wide supply voltage range
- LM139/139A Series 2 to 36 V_{DC} or ± 1 to $\pm 18 V_{DC}$
- LM2901: 2 to 36 V_{DC} or ± 1 to $\pm 18 V_{DC}$
- LM3302: 2 to 28 V_{DC} or ± 1 to $\pm 14 V_{DC}$
- Very low supply current drain (0.8 mA) — independent of supply voltage
- Low input biasing current: 25 nA
- Low input offset current: ± 5 nA
- Offset voltage: ± 3 mV
- Input common-mode voltage range includes GND
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Low output saturation voltage: 250 mV at 4 mA
- Output voltage compatible with TTL, DTL, ECL, MOS and CMOS logic systems

Advantages

- High precision comparators
- Reduced V_{OS} drift over temperature
- Eliminates need for dual supplies
- Allows sensing near GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation

One-Shot Multivibrator with Input Lock Out



DS005706-12

Absolute Maximum Ratings (Note 10)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

	LM139/LM239/LM339	LM3302
	LM139A/LM239A/LM339A	LM2901
Supply Voltage, V^+	$36 V_{DC}$ or $\pm 18 V_{DC}$	$28 V_{DC}$ or $\pm 14 V_{DC}$
Differential Input Voltage (Note 8)	$36 V_{DC}$	$28 V_{DC}$
Input Voltage	$-0.3 V_{DC}$ to $+36 V_{DC}$	$-0.3 V_{DC}$ to $+28 V_{DC}$
Input Current ($V_{IN} < -0.3 V_{DC}$), (Note 3)	50 mA	50 mA
Power Dissipation (Note 1)		
Molded DIP	1050 mW	1050 mW
Cavity DIP	1190 mW	
Small Outline Package	760 mW	
Output Short-Circuit to GND, (Note 2)	Continuous	Continuous
Storage Temperature Range	-65°C to $+150^{\circ}\text{C}$	-65°C to $+150^{\circ}\text{C}$
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	260°C	260°C
Operating Temperature Range		-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$
LM339/LM339A	0°C to $+70^{\circ}\text{C}$	
LM239/LM239A	-25°C to $+85^{\circ}\text{C}$	
LM2901	-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$	
LM139/LM139A	-55°C to $+125^{\circ}\text{C}$	
Soldering Information		
Dual-In-Line Package		
Soldering (10 seconds)	260°C	260°C
Small Outline Package		
Vapor Phase (60 seconds)	215°C	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C	220°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.		
ESD rating (1.5 k Ω in series with 100 pF)	600V	600V

Electrical Characteristics

($V^+ = 5 V_{DC}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$, unless otherwise stated)

Parameter	Conditions	LM139A		LM239A, LM339A		LM139		Units
		Min	Typ Max	Min	Typ Max	Min	Typ Max	
Input Offset Voltage	(Note 9)	1.0	2.0	1.0	2.0	2.0	5.0	mV _{DC}
Input Bias Current	$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$ with Output in Linear Range, (Note 5), $V_{CM} = 0V$	25	100	25	250	25	100	nA _{DC}
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$, $V_{CM} = 0V$	3.0	25	5.0	50	3.0	25	nA _{DC}
Input Common-Mode Voltage Range	$V^+ = 30 V_{DC}$ (LM3302, $V^+ = 28 V_{DC}$) (Note 6)	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	V_{DC}
Supply Current	$R_L = \infty$ on all Comparators,	0.8	2.0	0.8	2.0	0.8	2.0	mA _{DC}
	$R_L = \infty$, $V^+ = 36V$, (LM3302, $V^+ = 28 V_{DC}$)			1.0	2.5	1.0	2.5	
Voltage Gain	$R_L \geq 15 k\Omega$, $V^+ = 15 V_{DC}$ $V_O = 1 V_{DC}$ to $11 V_{DC}$	50	200	50	200	50	200	V/mV
Large Signal Response Time	$V_{IN} = \text{TTL Logic Swing}$, $V_{REF} = 1.4 V_{DC}$, $V_{RL} = 5 V_{DC}$, $R_L = 5.1 k\Omega$	300		300		300		ns
Response Time	$V_{RL} = 5 V_{DC}$, $R_L = 5.1 k\Omega$, (Note 7)	1.3		1.3		1.3		μs

Anexo B.9 Transistor de potencia Toshiba 2SC3280



2SC3280

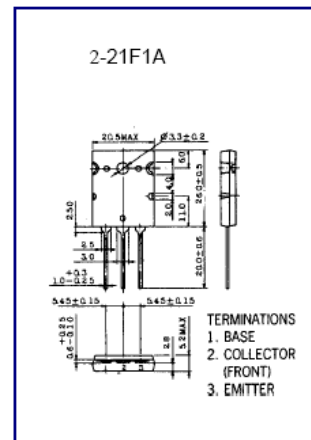
NPN PLANAR SILICON TRANSISTOR

AUDIO POWER AMPLIFIER DC TO DC CONVERTER

- High Current Capability
- High Power Dissipation
- Complementary to 2SA1301

ABSOLUTE MAXIMUM RATING (Ta=25°C)

Characteristic	Symbol	Rating	Unit
Collector-Base Voltage	VCBO	160	V
Collector-Emitter Voltage	VCEO	160	V
Emitter-Base voltage	VEBO	6	V
Collector Current (DC)	IC	12	A
Collector Dissipation	PC	120	W
Junction Temperature	Tj	150	°C
Storage Temperature	Tstg	-55~150	°C



ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ta=25°C)

Characteristic	Symbol	Test Condition	Min	Typ	Max	Unit
Collector Base Breakdown Voltage	BVCBO	IC=10mA IE=0	160			V
Collector Emitter Breakdown Voltage	BVCEO	IC=5 mA RBE=∞	160			V
Emitter Base Breakdown Voltage	BVEBO	IE=4mA IC=0	6			V
Collector Cutoff Current	ICBO	VCB=80V IE=0			0.1	mA
Emitter Cutoff Current	IEBO	VEB=4V IC=0			0.1	mA
*DC Current Gain	hFE1	VCE=5V IC=1A	55		160	
DC Current Gain	hFE2	VCE=5V IC=5A	50			
Collector- Emitter Saturation Voltage	VCE(sat)	IC=8A IB=0.8A			2.5	V



LM158/LM258/LM358/LM2904 Low Power Dual Operational Amplifiers

General Description

The LM158 series consists of two independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

Application areas include transducer amplifiers, dc gain blocks and all the conventional op amp circuits which now can be more easily implemented in single power supply systems. For example, the LM158 series can be directly operated off of the standard +5V power supply voltage which is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional $\pm 15V$ power supplies.

The LM358 is also available in a chip sized package (8-Bump micro SMD) using National's micro SMD package technology.

Unique Characteristics

- In the linear mode the input common-mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to ground, even though operated from only a single power supply voltage.
- The unity gain cross frequency is temperature compensated.
- The input bias current is also temperature compensated.

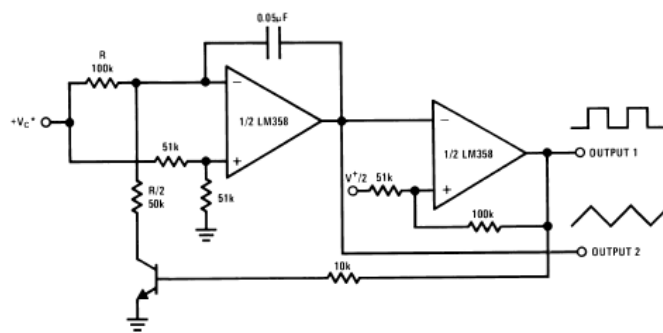
Advantages

- Two internally compensated op amps
- Eliminates need for dual supplies
- Allows direct sensing near GND and V_{OUT} also goes to GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation
- Pin-out same as LM1558/LM1458 dual op amp

Features

- Available in 8-Bump micro SMD chip sized package, (See AN-1112)
- Internally frequency compensated for unity gain
- Large dc voltage gain: 100 dB
- Wide bandwidth (unity gain): 1 MHz (temperature compensated)
- Wide power supply range:
 - Single supply: 3V to 32V
 - or dual supplies: $\pm 1.5V$ to $\pm 16V$
- Very low supply current drain (500 μA)—essentially independent of supply voltage
- Low input offset voltage: 2 mV
- Input common-mode voltage range includes ground
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage swing: 0V to $V^+ - 1.5V$

Voltage Controlled Oscillator (VCO)



DS007787-23

Electrical Characteristics								
V ⁺ = +5.0V, unless otherwise stated								
Parameter	Conditions	LM358			LM2904			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	(Note 5), T _A = 25°C		2	7		2	7	mV
Input Bias Current	I _{IN(+)} or I _{IN(-)} , T _A = 25°C, V _{CM} = 0V, (Note 6)		45	250		45	250	nA
Input Offset Current	I _{IN(+)} - I _{IN(-)} , V _{CM} = 0V, T _A = 25°C		5	50		5	50	nA
Input Common-Mode Voltage Range	V ⁺ = 30V, (Note 7) (LM2904, V ⁺ = 26V), T _A = 25°C	0		V ⁺ -1.5	0		V ⁺ -1.5	V
Supply Current	Over Full Temperature Range R _L = ∞ on All Op Amps V ⁺ = 30V (LM2904 V ⁺ = 26V) V ⁺ = 5V		1 0.5	2 1.2		1 0.5	2 1.2	mA mA

Electrical Characteristics											
V ⁺ = +5.0V, (Note 4), unless otherwise stated											
Parameter	Conditions	LM158A			LM358A			LM158/LM258			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Large Signal Voltage Gain	V ⁺ = 15V, T _A = 25°C, R _L ≥ 2 kΩ, (For V _O = 1V to 11V)	50	100		25	100		50	100		V/mV
Common-Mode Rejection Ratio	T _A = 25°C, V _{CM} = 0V to V ⁺ -1.5V	70	85		65	85		70	85		dB
Power Supply Rejection Ratio	V ⁺ = 5V to 30V (LM2904, V ⁺ = 5V to 26V), T _A = 25°C	65	100		65	100		65	100		dB
Amplifier-to-Amplifier Coupling	f = 1 kHz to 20 kHz, T _A = 25°C (Input Referred), (Note 8)		-120			-120			-120		dB
Output Current	Source V _{IN⁺} = 1V, V _{IN⁻} = 0V, V ⁺ = 15V, V _O = 2V, T _A = 25°C	20	40		20	40		20	40		mA
	Sink V _{IN⁻} = 1V, V _{IN⁺} = 0V V ⁺ = 15V, T _A = 25°C, V _O = 2V	10	20		10	20		10	20		mA
	V _{IN⁻} = 1V, V _{IN⁺} = 0V T _A = 25°C, V _O = 200 mV, V ⁺ = 15V	12	50		12	50		12	50		μA
Short Circuit to Ground	T _A = 25°C, (Note 2), V ⁺ = 15V	40	60		40	60		40	60		mA
Input Offset Voltage	(Note 5)		4			5			7		mV
Input Offset Voltage Drift	R _S = 0Ω		7	15		7	20		7		μV/°C
Input Offset Current	I _{IN(+)} - I _{IN(-)}		30			75			100		nA
Input Offset Current Drift	R _S = 0Ω		10	200		10	300		10		pA/°C
Input Bias Current	I _{IN(+)} or I _{IN(-)}		40	100		40	200		40	300	nA
Input Common-Mode Voltage Range	V ⁺ = 30 V, (Note 7) (LM2904, V ⁺ = 26V)	0		V ⁺ -2	0		V ⁺ -2	0		V ⁺ -2	V