

INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA

SECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN

DESARROLLO DE UNA ESTACIÓN DE CARGA PARA SUPERCAPACITORES

TESIS

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:

**MAESTRA EN CIENCIAS
CON ESPECIALIDAD EN INGENIERÍA ELÉCTRICA**

PRESENTA:

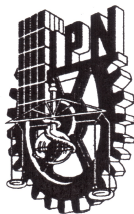
ING. SANDRA GISELA CALDERÓN GONZÁLEZ

DIRECTORES DE TESIS:

DR. EDGAR PERALTA SÁNCHEZ
DR. JAIME JOSÉ RODRÍGUEZ RIVAS

MÉXICO, D.F. JULIO DEL 2012





INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO

ACTA DE REVISIÓN DE TESIS

En la Ciudad de MÉXICO siendo las 16:00 horas del día 11 del mes de JUNIO del 2012 se reunieron los miembros de la Comisión Revisora de Tesis, designada por el Colegio de Profesores de Estudios de Posgrado e Investigación de E.S.I.M.E. ZAC. para examinar la tesis titulada:

"DESARROLLO DE UNA ESTACIÓN DE CARGA PARA SUPERCAPACITORES"

Presentada por el alumno:

CALDERÓN

Apellido paterno

GONZÁLEZ

Apellido materno

SANDRA GISELA

Nombre(s)

Con registro:

A	1	0	0	4	5	0
---	---	---	---	---	---	---

aspirante de:

MAESTRÍA EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

Después de intercambiar opiniones, los miembros de la Comisión manifestaron **APROBAR LA TESIS**, en virtud de que satisface los requisitos señalados por las disposiciones reglamentarias vigentes.

LA COMISIÓN REVISORA

Director de Tesis

DR. JAIME JOSÉ RODRÍGUEZ RIVAS

PRIMER VOCAL

DR. LESZEK ZBIGNIEW KAWECKI ZLOTKOWSKA

PRESIDENTE

DR. RAÚL ÁNGEL CORTÉS MATEOS

SECRETARIO

DR. EDGAR PERALTA SÁNCHEZ

SEGUNDO VOCAL

M. en C. PEDRO FRANCISCO HUERTA GONZÁLEZ

TERCER VOCAL

PRESIDENTE DEL COLEGIO DE
PROFESORES

DR. MAURO ALBERTO ENCISO AGUILAR





INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

COORDINACIÓN GENERAL DE POSGRADOS E INVESTIGACIÓN



CARTA CESIÓN DE DERECHOS

En la Ciudad de México, Distrito Federal, el día 11 del mes de junio del año 2012, la que suscribe **Ing. Sandra Gisela Calderón González** alumna de Programa de Maestría en Ciencias con especialidad en Ingeniería Eléctrica con número de registro **A100450**, adscrita a la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación de la ESIME Unidad Zacatenco, manifiesta que es autor intelectual del presente trabajo de Tesis bajo la Dirección del **Dr. Jaime José Rodríguez Rivas** y el **Dr. Edgar Peralta Sánchez** y cede los derechos del trabajo titulado: **Desarrollo de una Estación de Carga para Supercapacitores**, al Intituto Politécnico Nacional para su difusión, con fines académicos y de investigación.

Los usuarios de la información no deben reproducir el contenido textual, graficas o datos del trabajo sin el permiso expreso del autor y/o director del trabajo. Este puede ser obtenido escribiendo a la siguiente dirección electrónica: gisela-calderon@hotmail.com; jjrodriguezr@ipn.com; edgar.peralta@upaep.mx

Si el permiso se otorga, el usuario deberá dar el agradecimiento correspondiente y citar la fuente del mismo.



Ing. Sandra Gisela Calderón González

DEDICATORIAS

§

A mi padre Enrique Calderón Cabral, el hombre cabal que con sus ejemplos de perseverancia y constancia me guió de la mano en el sendero de la Vida, me enseñó a luchar aspirando siempre a lo más alto, pero sobre todo, confió en mis decisiones y me mostró que jamás me fallara.

§

A mi madre Ma. Mercedes González Cuellar que me ha hecho saber que además de una madre tengo a una excelente amiga, a quien agradezco infinitamente sus consejos de Vida y su incesante motivación.

§

A mi esposo Oscar David Trejo Valencia, quien con su compañía me otorga tanta tranquilidad y alegría, por respaldarme, comprenderme y alentarme incondicionalmente, por contagiarme de su fortaleza y enseñarme que no existe motivo alguno para temer o rendirse.

§

A mi hermano Héctor Miguel Calderón González, por el cariño y apoyo mostrado, de quien espero que con sus grandes pasos llenos de éxito, supere mi camino andado.

§

AGRADECIMIENTOS

Al Instituto de Ciencias y Tecnología del Distrito Federal por el apoyo proporcionado para lograr la implementación del proyecto concerniente a la presente tesis.

Al Instituto Politécnico Nacional por contribuir con sus instalaciones y su profesional planta docente, para la realización de mis estudios de posgrado.

A mi alma mater, la Universidad Autónoma Metropolitana por haberme proporcionado las bases con las que me ha sido posible culminar esta etapa académica.

A mis directores de tesis Edgar Peralta Sánchez y Jaime José Rodríguez Rivas por orientar el todo momento mi trabajo y a quienes espero no haber decepcionado.

A mis grandes amigos Diana Vigil, Josafat Chávez, Rocio Bautista, Yolanda Segura, Eliher Ortiz, Ilver González, Miguel Antonio Álvarez, José Luis Valenzuela y Daniel Ávila, que a pesar de no tenerlos tan cerca, se que siempre tienen buenos deseos para mí y saben que son bien correspondidos.

RESUMEN

Este trabajo muestra el desarrollo de una estación de carga para supercapacitores. El escrito comienza con la descripción completa del proyecto y sus requisiciones, además de hacer mención de lo que se espera obtener al final del trabajo, las razones que motivan a efectuarlo y los trabajos que anteceden a este.

Como preludio al tema que concierne a la presente tesis, se agrega un capítulo que contiene ideas y conceptos tomados de diversa referencias literarias, este compendio de información refuerza la importancia que tiene el desarrollar un cargador de supercapacitores para así colaborar en la maduración de la tecnología de los supercapacitores. Además, se aborda de manera muy breve la clasificación de los convertidores CD/CD en aislados y no aislados, lo que contribuye a tomar una decisión sobre la topología a utilizar del componente principal del cargador: el convertidor CD/CD .

Concretamente hablando del cargador de supercapacitores, la organización del trabajo, expone en primera instancia todos los cálculos necesarios para realizar la selección de cada uno de los componentes eléctricos y electrónicos del cargador, posteriormente se muestran las simulaciones computacionales que proporcionan la garantía del buen desempeño del cargador, seguido a lo anterior, se señalan los pormenores de la implementación del cargador, a la vez que se presentan los resultados experimentales obtenidos de pruebas resistivas y capacitivas (supercapacitores).

Para realizar el diseño se ha dividido el cargador en tres partes: en puente rectificador a diodos, en convertidor CD/CD y en control del convertidor CD/CD . Independientemente de que los supercapacitores no formen parte del cargador, resulta necesario elaborar también cálculos al respecto. Con relación al diseño del puente rectificador se hace que su alimentación, y en consecuencia la de todo el cargador, sea flexible, es decir, que pueda ser alimentado con una señal monofásica ($120 V_{CA}$) o con una trifásica ($220 V_{CA}$). Como punto relevante del diseño del convertidor CD/CD , se tiene el cálculo de un inductor que otorga un rizo de corriente de $2 A$, esto debido a que el cargador debe entregar una corriente constante a su salida, un rizo de corriente mayor solo dificulta el control de la corriente. Referente al diseño del control del convertidor, además de regular la corriente, es capaz de identificar el tipo de alimentación del cargador lo que define el nivel de la corriente que se envía a los supercapacitores, asimismo, en todo momento se monitorea el voltaje de los supercapacitores, con lo que el sistema de control detiene las funciones del cargador cuando los supercapacitores alcanzan poco menos de su voltaje nominal.

Dentro de lo más destacable en la ejecución de simulaciones computacionales, realizadas utilizando Simulink de MATLAB, se encuentran los resultados adquiridos de las simulaciones del convertidor CD/CD y las simulaciones de carga a corriente constante de los supercapacitores, mismos que proporcionan la confianza necesaria para seguir hacia la etapa de implementación.

Finalmente, el capítulo dedicado a la implementación y los resultados experimentales, muestra imágenes de los dispositivos que fueron desarrollados para la conformación del cargador conforme lo indica el diseño, así como imágenes del cargador completo. Por supuesto, se presentan los resultados experimentales mismos que son analizados.

ABSTRACT

This thesis addresses the development of a supercapacitor charging-station. The manuscript starts with a general outline of the project which specifies the causes to carry out this project, their goals and limits and a review of previous works in this area.

With the aim of having a solid and updated theoretical background about the supercapacitor chargers a literature review about this topic is carried out. It is worth to point out that special attention is paid to DC/DC converter topologies in order to be able to choose the best one for the supercapacitor charger application.

Regarding to the design of the supercapacitor charger all the calculations for selecting each one of the electrical and electronic components of the charger are described, then computer simulations that guarantee a good performance of the charger are reported and analyzed, finally details of the implementation of the charger and experimental results are presented.

The charger is comprised of three modules: rectifier, DC/DC converter and its controller. The design of the rectifier has to cope with the fact that it must be able to be fed by a single-phase voltage ($120 V_{AC}$) or a three-phase voltage ($220 V_{AC}$). The DC/DC converter design involves the inductor calculation to guarantee the current ripple and the operation mode of the converter. About the design of the control of the converter it has to regulate the current, identify the type of power supply (single or three phases) which defines the charging current for the supercapacitors, it also keeps a constant monitoring of the voltage level at the supercapacitor, stopping the charger operation if an overvoltage condition on the supercapacitors is detected.

A good correlation between the simulation and experimental results is observed which validates the design carried out in this thesis. The performance of the charger was assessed by charging some supercapacitor modules.

ÍNDICE

<i>Acta de Revisión de Tesis.</i>	<i>.iii</i>
<i>Carta Cesión de Derechos.</i>	<i>v</i>
<i>Resumen.</i>	<i>.xi</i>
<i>Abstract.</i>	<i>xiii</i>
<i>Lista de Figuras.</i>	<i>xxi</i>
<i>Lista de Tablas.</i>	<i>.xxvii</i>
<i>Glosario de Término.</i>	<i>.xxix</i>
Capítulo 1. INTRODUCCIÓN.	1
1.1 Antecedentes y Generalidades.	1
1.2 Objetivos.	2
1.2.1 Objetivo General.	2
1.2.2 Objetivos Particulares.	2
1.3 Justificación.	3
1.4 Estado del Arte.	4
1.5 Estructura de la Tesis.	5
1.5.1 Capítulo 2.	5
1.5.2 Capítulo 3.	5
1.5.3 Capítulo 4.	6
1.5.4 Capítulo 5.	6
1.5.5 Capítulo 6.	6
Capítulo 2. REVISIÓN LITERARIA: Supercapacitores y Convertidores CD/CD.	7
2.1 Introducción.	7
2.2 Supercapacitores.	7
2.2.1 Características de los Supercapacitores.	8
2.2.2 Comparación con otros Dispositivos de Almacenamiento de Energía.	8
2.2.3 Modos de Carga/Descarga de los Supercapacitores.	11
2.2.4 Aplicación dada a los Supercapacitores.	13
2.3 Convertidor CD/CD.	14
2.3.1 Tipos de Convertidores CD/CD.	14
2.3.1.1 Convertidores CD/CD no Aislados.	15

2.3.1.2	Convertidores CD/CD Aislados.	16
2.3.2	Control de Convertidores CD/CD.	18
2.3.2.1	Control en Modo de Voltaje.	19
2.3.2.2	Control En Modo de Corriente.	19
2.3.3	Aplicaciones de Convertidores CD/CD.	20
2.3.3.1	Aplicación de Chopper CD.	21
2.3.3.2	Aplicación de Convertidor Reductor.	21
2.3.3.3	Aplicación de Convertidor Elevador.	21
2.3.3.4	Aplicación de Convertidor Elevador-Reductor.	22
2.3.3.5	Aplicación de Convertidor Forward.	22
2.3.3.6	Aplicación de Convertidor Push-Pull.	22
2.3.3.7	Aplicación de Convertidor de Medio Puente.	22
2.3.3.8	Aplicación de Convertidor de Puente Completo.	23
2.3.3.9	Aplicación de Convertidor Flyback.	23
Capítulo 3. DISEÑO DEL CARGADOR.		25
3.1	Introducción.	25
3.2	Diseño del Puente Rectificador.	26
3.2.1	Puente Rectificador a Diodos.	26
3.2.1.1	Cálculo de Parámetros del Puente Rectificador.	26
3.2.1.2	Selección de Puente Rectificador.	28
3.2.2	Filtro Capacitivo.	28
3.2.2.1	Cálculo y Selección de Capacitores de Filtro.	29
3.2.2.2	Ajuste de los Parámetros del Puente Rectificador a Diodos.	29
3.2.3	Dispositivos de Protección.	30
3.2.3.1	Cálculo y Selección de Termistores.	30
3.2.3.2	Cálculo y Selección de Resistencia de Descarga de Filtro Capacitivo.	32
3.2.4	Diseño Final del Puente Rectificador.	33
3.3	Diseño del Banco de Supercapacitores.	33
3.3.1	Banco de Supercapacitores.	33
3.3.2	Carga del Banco de Supercapacitores a Corriente Constante.	36
3.3.3	Banco de Supercapacitores y Prototipo de Vehículo Eléctrico.	37
3.3.3.1	Energía del Banco de Supercapacitores.	37



3.3.3.2	Análisis de Fuerzas del Prototipo de Vehículo Eléctrico.	38
3.3.3.3	Cálculo de la Automatización del Prototipo de Vehículo Eléctrico.	39
3.3.3.4	Arreglo de los Supercapacitores.	39
3.3.4	Cálculo de Parámetros del Banco de Supercapacitores.	40
3.3.5	Tiempo de Carga del Banco de Supercapacitores.	41
3.4	Diseño del Convertidor CD/CD.	43
3.4.1	Convertidor CD/CD.	43
3.4.2	Cálculo y Selección de los Componentes del Convertidor CD/CD.	45
3.4.2.1	Cálculo y Selección de Inductor.	46
3.4.2.2	Selección del MOSFET.	47
3.4.2.3	Selección del Diodo.	48
3.5	Diseño del Control del Convertidor CD/CD.	48
3.5.1	Control del Convertidor CD/CD.	48
3.5.1.1	Lazo Auxiliar: Identificador de Tipo de Alimentación.	50
3.5.1.2	Lazo Principal: Control de Corriente.	52
3.5.1.3	Lazo Auxiliar: Arranque y Paro del Sistema de Control.	58
3.5.2	Diseño Final del Control del Convertidor CD/CD.	61
Capítulo 4. SIMULACION DEL CARGADOR.		63
4.1	Introducción.	63
4.2	Simulación del Puente Rectificador.	63
4.2.1	Simulación del Puente Rectificador Trifásico.	63
4.2.1.1	Simulación del Puente Rectificador Trifásico sin Filtro Capacitivo.	64
4.2.1.2	Simulación del Puente Rectificador Trifásico con Filtro Capacitivo.	65
4.2.2	Simulación del Puente Rectificador Monofásico.	66
4.2.2.1	Simulación del Puente Rectificador Monofásico sin Filtro Capacitivo.	67
4.2.2.2	Simulación del Puente Rectificador Monofásico con Filtro Capacitivo.	68
4.3	Simulación del Banco de Supercapacitores.	69
4.3.1	Simulación de Carga del BSC a Corriente Máxima.	69
4.3.2	Simulación de Carga del BSC con Alimentación Trifásica.	71
4.3.3	Simulación de Carga del BSC con Alimentación Monofásica.	72
4.4	Simulación del Convertidor CD/CD en Lazo Abierto.	73
4.4.1	Simulación del Convertidor CD/CD con Alimentación Trifásica.	74



4.4.2	Simulación del Convertidor CD/CD con Alimentación Monofásica.	76
4.5	Simulación del Control del Convertidor CD/CD.	77
4.5.1	Simulación del Control con Alimentación Trifásica.	79
4.5.2	Simulación del Control con Alimentación Monofásica.	80
Capítulo 5. IMPLEMENTACION DEL CARGADOR Y RESULTADOS EXPERIMENTALES.		83
5.1	Introducción.	83
5.2	Puente Rectificador a Diodos.	83
5.2.1	Implementación del Puente Rectificador a Diodos.	84
5.2.2	Resultados Experimentales del Puente Rectificador a Diodos.	85
5.2.2.1	Puente Rectificador Monofásico en Vacío.	85
5.2.2.2	Puente Rectificador Monofásico con Carga Resistiva.	86
5.2.2.3	Puente Rectificador Trifásico en Vacío.	87
5.2.2.4	Puente Rectificador Trifásico con Carga Resistiva.	88
5.3	Banco de Supercapacitores.	89
5.3.1	Arreglo de los Supercapacitores.	89
5.4	Convertidor CD/CD.	90
5.4.1	Implementación del Convertidor CD/CD.	90
5.4.2	Resultados Experimentales del Convertidor CD/CD Reductor.	91
5.4.2.1	Prueba de Convertidor CD/CD Reductor en Lazo Abierto con Carga Resistiva.	91
5.5	Control del Convertidor CD/CD.	92
5.5.1	Implementación del Control del Convertidor CD/CD.	92
5.5.1.1	Implementación de Tarjeta de Control de Corriente.	93
5.5.1.2	Implementación de Tarjeta de Sensores.	95
5.5.1.3	Implementación de Tarjeta de Fuentes de Alimentación.	96
5.5.2	Resultados Experimentales del Control del Convertidor CD/CD.	97
5.6	Cargador de Supercapacitores.	99
5.6.1	Acoplamiento de los Bloques del Cargador de Supercapacitores.	99
5.6.2	Resultados Experimentales del Cargador de Supercapacitores.	100
5.6.2.1	Prueba de Cargador con Alimentación Monofásica y Carga Resistiva. . .	100
5.6.2.2	Prueba del Cargador con Alimentación Trifásica y Carga Resistiva.	103
5.6.2.3	Carga de BSC con Alimentación Monofásica.	105



5.6.2.4 Carga de BSC con Alimentación Trifásica.	107
Capítulo 6. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.	111
6.1 Introducción.	111
6.2 Conclusiones.	111
6.3 Aportaciones.	112
6.4 Recomendaciones.	112
<i>Lista de Referencias.</i>	<i>115</i>
Apéndice A. Puente Rectificador a Diodos.	119
A.1 Introducción.	119
A.2 Puente Rectificador Trifásico.	119
A.2.1 Parámetros.	120
A.3 Puente Rectificador Monofásico.	121
A.3.1 Parámetros.	122
Apéndice B. Inductor del Convertidor CD/CD Reductor.	123
B.1 Cálculo del Inductor.	123
B.1.1 Parámetros.	123
B.1.2 DC Choke Core Desing Tool de METGLAS.	123
B.2 Implementación del Inductor.	127
B.2.1 Materiales.	127
B.2.2 Producto Final.	127
Apéndice C. Fuentes de Alimentación de $\pm 15V$ y $+15V$.	129
C.1 Introducción.	129
C.2 Esquemas Eléctricos.	129
C.3 Materiales.	130
C.4 Diseño del PCB.	130
C.5 Tarjeta de Fuentes de Alimentación.	131
C.6 Resultados Experimentales.	132
Apéndice D. Hojas de Datos.	133
D.1 Componentes del Puente Rectificador a Diodos.	133
D.1.1 Puente Rectificador a Diodos Trifásico.	133
D.1.2 Termistor.	135
D.2 Componentes del Banco de Supercapacitores.	136



ÍNDICE

	D.2.1 Supercapacitores.	136
D.3	Componentes del Convertidor CD/CD Reductor.	142
	D.3.1 MOSFET.	142
	D.3.2 Diodo.	146
D.4	Componentes del Control de Convertidor CD/CD.	153
	D.4.1 Optoacoplador.	153
	D.4.2 Comparador.	162
	D.4.3 Switch.	168
	D.4.4 Sensor de corriente.	174
	D.4.5 Sensor de voltaje.	176
	D.4.6 Amplificador Operacional.	178
	D.4.7 Regulador Avanzado de PWM.	188
	D.4.8 Buffer.	194
	D.4.9 Controlador de MOSFET.	203
	D.4.10 Diodo 1N4148.	209
	D.4.11 Diodo 1N4744.	214
D.5	Componentes de Fuentes de alimentación de $\pm 15V$ y $+15V$	217
	D.5.1 Puente Rectificador Monofásico.	217
	D.5.2 Regulador de Voltaje.	219
	D.5.3 Regulador Negativo de Voltaje.	225



LISTA DE FIGURAS

Capítulo 1

Figura 1-1. Imagen del Vehículo Similar al que será Empleado para Desarrollar el Prototipo.	2
---	---

Capítulo 2

Figura 2-1. Comparación entre Densidad de Potencia y de Energía de Diferentes Dispositivos de Almacenamiento de Energía.	9
Figura 2-2. Comparación de Tiempo de Carga y Descarga de Varios Dispositivos de Almacenamiento de Energía.	10
Figura 2-3. Comparación de Tiempo de Vida y Eficiencia de Varios Dispositivos de Almacenamiento de Energía.	10
Figura 2-4. Esquema de Control para Convertidores CD/CD en Modo de Voltaje	19
Figura 2-5. Esquema de Control para Convertidores CD/CD en Modo de Corriente	20

Capítulo 3

Figura 3-1. Diagrama a Bloques del Cargador de Supercapacitores.	25
Figura 3-2. Puente Rectificador con Filtro Capacitivo.	33
Figura 3-3. Diagrama de Fuerzas Actuando sobre el Vehículo.	38
Figura 3-4. Arreglo Banco de Supercapacitores.	40
Figura 3-5. Convertidor CD/CD Reductor.	44
Figura 3-6. Formas de Onda del Convertidor CD/CD Reductor.	44
Figura 3-7. Convertidor CD/CD Reductor con Lazo de Retroalimentación para Control de Voltaje a la Salida.	49
Figura 3-8. Diagrama a Bloques: Lazo Auxiliar Identificador de Tipo de Alimentación.	50
Figura 3-9. Divisor de Voltaje / Sensor de Voltaje.	50
Figura 3-10. Diagrama de Bloques: Lazo de Control de Corriente.	52
Figura 3-11. Diagrama de Conexión de Sensor de Corriente LA 55-P [47]	52
Figura 3-12. Bloque 7: Amplificador Operacional Dual.	53
Figura 3-13. Diagrama a Bloques: Regulador Avanzado de PWM [48]	55
Figura 3-14. Diagrama de Bloques: Circuito de Control del MOSFET.	56
Figura 3-15. Circuito de Protección de la Compuerta del MOSFET.	57

LISTA DE FIGURAS

Figura 3-16. Diagrama de Bloques: Lazo auxiliar de Arranque y Paro del Sistema de Control. . . .	58
Figura 3-17. Diagrama de Conexión de Sensor de Voltaje LV 25-P [49]	59
Figura 3-18. Bloque 16: Amplificador Operacional Dual.	60
Figura 3-19. Esquema de Conexión de los Dispositivos del Sistema de Control del Convertidor CD/CD.	62



Capítulo 4

Figura 4-1. Diagrama de Simulación del Puente Rectificador Trifásico sin Filtro Capacitivo. . . .	63
Figura 4-2. Diagrama de Simulación del Puente Rectificador Trifásico con Filtro Capacitivo. . . .	64
Figura 4-3. Voltajes de Alimentación para el Puente Rectificador Trifásico.	64
Figura 4-4. Forma de Onda del Puente Rectificador Trifásico sin Filtro Capacitivo.	65
Figura 4-5. Corriente a la Salida del Puente Rectificador Trifásico sin Filtro Capacitivo.	65
Figura 4-6. Forma de Onda del Puente Rectificador Trifásico con Filtro Capacitivo.	65
Figura 4-7. Corriente a la Salida del Puente Rectificador Trifásico con Filtro Capacitivo.	65
Figura 4-8. Corriente a la Salida del Puente Rectificador Trifásico con Filtro Capacitivo y Resistencia Equivalente a la del Termistor.	66
Figura 4-9. Diagrama de Simulación del Puente Rectificador Monofásico sin Filtro Capacitivo. . .	66
Figura 4-10. Diagrama de Simulación del Puente Rectificador Monofásico con Filtro Capacitivo. .	67
Figura 4-11. Voltaje de Alimentación para el Puente Rectificador Monofásico.	67
Figura 4-12. Forma de Onda del Puente Rectificador Monofásico sin Filtro Capacitivo.	68
Figura 4-13. Corriente a la Salida del Puente Rectificador Monofásico sin Filtro Capacitivo. . . .	68
Figura 4-14. Forma de Onda del Puente Rectificador Monofásico con Filtro Capacitivo.	68
Figura 4-15. Corriente a la Salida del Puente Rectificador Monofásico con Filtro Capacitivo. . . .	68
Figura 4-16. Corriente a la Salida del Puente Rectificador Monofásico con Filtro Capacitivo y Resistencia Equivalente a la del Termistor.	69
Figura 4-17. Diagrama de Simulación de Carga del BSC a Corriente Máxima.	70
Figura 4-18. Voltaje y Corriente del BSC al Cargarlo a Corriente Máxima.	70
Figura 4-19. Diagrama de Simulación de Carga del BSC Con Alimentación Trifásica.	71
Figura 4-20. Voltaje y Corriente del BSC al Cargarlo con Alimentación Trifásica.	71
Figura 4-21. Diagrama de Simulación de Carga del BSC con Alimentación Monofásica.	72
Figura 4-22. Voltaje y Corriente del BSC al Cargarlo con Alimentación Monofásica.	72
Figura 4-23. Circuito Equivalente del Convertidor CD/CD Reductor.	73
Figura 4-24. Diagrama de Simulación de las Ecuaciones de Estado del Convertidor CD/CD Reductor.	74



Figura 4-25. Voltaje a la Salida del Convertidor con Alimentación Trifásica Rectificada.	75
Figura 4-26. Corriente a la Salida del Convertidor con Alimentación Trifásica Rectificada.	75
Figura 4-27. Rizo de Corriente del Convertidor con Alimentación Trifásica Rectificada.	75
Figura 4-28. Voltaje a la Salida del Convertidor con Alimentación Monofásica Rectificada.	76
Figura 4-29. Corriente a la Salida del Convertidor con Alimentación Monofásica Rectificada.	77
Figura 4-30. Rizo de Corriente del Convertidor con Alimentación Monofásica Rectificada.	77
Figura 4-31. Diagrama de Simulación del Control del Convertidor CD/CD Reductor.	78
Figura 4-32. Corriente Constante a la Salida del Convertidor CD/CD Reductor con Tipo de Alimentación Trifásica.	79
Figura 4-33. Rizo de Corriente en el Inductor del Convertidor CD/CD con Tipo de Alimentación Trifásica.	79
Figura 4-34. Voltaje a la Salida del Convertidor CD/CD Reductor cuando su Corriente es Controlada (Tipo de Alimentación Trifásica)	80
Figura 4-35. Corriente Constante a la Salida del Convertidor con Tipo de Alimentación Monofásica.	80
Figura 4-36. Rizo de Corriente en el Inductor del Convertidor con Tipo de Alimentación Monofásica.	80
Figura 4-37. Voltaje a la Salida del Convertidor CD/CD Reductor cuando su Corriente es Controlada (Tipo de Alimentación Monofásica)	81

Capítulo 5

Figura 5-1. Implementación del Puente Rectificador a Diodos.	83
Figura 5-2. Voltaje de Entrada y Salida del Puente Rectificador de Diodos con Alimentación Monofásica y sin Carga.	86
Figura 5-3. Voltaje a la Salida del Puente Rectificador Monofásico con Carga Resistiva.	87
Figura 5-4. Voltaje de Entrada y Salida del Puente Rectificador de Diodos con Alimentación Trifásica y sin Carga.	88
Figura 5-5. Voltaje a la Salida del Puente Rectificador Trifásico con Carga Resistiva.	89
Figura 5-6. Implementación del Banco de Supercapacitores.	90
Figura 5-7. Implementación de Convertidor CD/CD Reductor.	91
Figura 5-8. Voltaje a la Entrada y Salida del Convertidor CD/CD en Lazo Abierto durante Pruebas Resistivas.	92
Figura 5-9. Voltaje en las Terminales del Diodo y a la Salida del Convertidor CD/CD en Lazo Abierto.	92
Figura 5-10. Implementación del Sistema de Control del Convertidor CD/CD.	93
Figura 5-11. Imagen del PCB de la Tarjeta de Control de Corriente.	93



LISTA DE FIGURAS

Figura 5-12. Implementación de Tarjeta de Control de Corriente.	95
Figura 5-13. Imagen del PCB de la Tarjeta de Sensores.	95
Figura 5-14. Implementación de Tarjeta de Sensores de Voltaje y Corriente.	96
Figura 5-15. Implementación de Tarjeta de Fuentes de Alimentación.	97
Figura 5-16. PWM a la Salida de la Tarjeta de Control de Corriente Constante.	98
Figura 5-17. Prueba de Paro del Control del Convertidor CD/CD.	98
Figura 5-18. Implementación del Cargador de Supercapacitores.	100
Figura 5-19. Prueba de Cargador con Alimentación Monofásica, Carga Resistiva y Corriente Constante de 5A.	101
Figura 5-20. Prueba de Cargador con Alimentación Monofásica, Carga Resistiva y Corriente Constante de 10A.	102
Figura 5-21. Prueba de Cargador con Alimentación Trifásica, Carga Resistiva y Corriente Constante de 5A.	103
Figura 5-22. Prueba de Cargador con Alimentación Trifásica, Carga Resistiva y Corriente Constante de 10A.	104
Figura 5-23. Resultados de Carga del BSC con Alimentación Monofásica a Diferentes Niveles de Corriente Constante.	105
Figura 5-24. Rizo de Corriente en Inductor y Voltaje en Diodo del Convertidor CD/CD en Prueba de Carga de BSC con Alimentación Monofásica.	106
Figura 5-25. Resultados de Prueba de Carga de BSC con Alimentación Monofásica a Corriente Constante de 16.19A.	107
Figura 5-26. Resultados de Carga del BSC con Alimentación Trifásica a Diferentes Niveles de Corriente Constante.	108
Figura 5-27. Rizo de Corriente en Inductor y Voltaje en Diodo del Convertidor CD/CD en Prueba de Carga de BSC con Alimentación Trifásica.	109
Figura 5-28. Resultados de Prueba de Carga de BSC con Alimentación Trifásica a Corriente Constante de 31.91A.	109

Apéndice A

Figura A-1. Puente Rectificador Trifásico.	119
Figura A-2. Formas de Onda del Puente Rectificador Trifásico.	120
Figura A-3. Puente Rectificador Monofásico de Onda Completa.	121
Figura A-4. Forma de Onda del Puente Rectificador Monofásico.	122

Apéndice B

Figura B-1. Plantilla de Ingreso de Datos del Inductor a DC Choke Core Desing Tool.	124
--	-----



LISTA DE FIGURAS

Figura B-2.	Plantilla de Cálculos, Detalles y Parámetros del Inductor en DC Choke Core Desing Tool.	124
Figura B-3.	Plantilla de Resumen de Diseño del Inductor.	125
Figura B-4.	Reporte del Diseño del Inductor.	126
Figura B-5.	Imagen de los Inductores del Convertidor CD/CD Reductor Terminados.	127



Apéndice C

Figura C-1.	Esquema Eléctrico de Fuente de Alimentación de $\pm 15V$	129
Figura C-2.	Esquema Eléctrico de Fuente de Alimentación de $+15V$	130
Figura C-3.	Imagen del PCB para las Fuentes de Alimentación.	131
Figura C-4.	Imagen de la Implementación de las Fuentes de Alimentación.	131
Figura C-5.	Resultado Experimental de la Fuentes de Alimentación de $\pm 15V$	132
Figura C-6.	Resultado Experimental de la Fuentes de Alimentación de $+15V$	132



LISTA DE FIGURAS



LISTA DE TABLAS

Capítulo 1

Tabla 1-1. Especificaciones del Vehículo empleado para el Desarrollo del Prototipo	2
--	---

Capítulo 2

Tabla 2-1. Comparación Técnica de Dispositivos de Almacenamiento de Energía.	11
--	----

Capítulo 3

Tabla 3-1. Datos Técnicos de Puente Rectificador Seleccionado.	28
Tabla 3-1. Datos Técnicos de Termistor Seleccionado.	32
Tabla 3-3. Datos Técnicos de los Supercapacitores.	37
Tabla 3-4. Datos Técnicos del MOSFET Seleccionada para Usarse en el Convertidor CD/CD Reductor.	47
Tabla 3-5. Datos Técnicos del Diodo Seleccionado para Usarse en el Convertidor CD/CD Reductor.	48

Capítulo 4

Tabla 4-1. Parámetros de Simulación del Convertidor con Alimentación Trifásica Rectificada. . . .	74
Tabla 4-1. Parámetros de Simulación del Convertidor con Alimentación Monofásica Rectificada.	76
Tabla 4-3. Lista de Términos del Diagrama de Simulación del Control del Convertidor CD/CD Reductor.	78

Capítulo 5

Tabla 5-1. Comparación entre Resultados Experimentales y Cálculos de Puente Rectificador Monofásico en Vacío.	86
Tabla 5-2. Comparación de Resultados Experimentales y Cálculos de Rectificador Monofásico con Carga Resistiva.	87
Tabla 5-3. Comparación entre Resultados Experimentales y Cálculos de Puente Rectificador Trifásico en Vacío.	88
Tabla 5-4. Comparación entre Resultados Experimentales y Cálculos de Rectificador Trifásico con Carga Resistiva.	89
Tabla 5-5. Análisis de Resultados Experimentales de la Figura 5-19.	101
Tabla 5-6. Análisis de Resultados Experimentales de la Figura 5-20.	102

LISTA DE TABLAS

Tabla 5-7. Análisis de Resultados Experimentales de la Figura 5-21.	103
Tabla 5-8. Análisis de Resultados Experimentales de la Figura 5-22.	104
Tabla 5-9. Estimación de Eficiencia del Cargador con Alimentación Monofásica y Trifásica. . . .	110



Apéndice B

Tabla B-1. Parámetros del Inductor del Convertidor CD/CD Reductor.	123
--	-----

Apéndice C

Tabla C-1. Lista de Material para la Implementación de las Fuentes de Alimentación.	130
---	-----



GLOSARIO DE TÉRMINOS

B

BSC	Banco de supercapacitores
-------	---------------------------

C

C_{BSC}	Capacitancia total del banco de supercapacitores
C_{SC}	Capacitancia nominal de un modulo de supercapacitores
C_c	Capacitancia critica en el convertidor CD/CD
C_f	Capacitancia de filtro del puente rectificador a diodos
C_{serie}	Capacitancia de una de las ramas del banco de supercapacitores
C	Capacitancia del convertidor CD/CD
C_T	Capacitancia del oscilador del sistema de control
C_M	Capacitancia de Miller del MOSFET del convertidor CD/CD
$CIAE$	Circuito Integrado de Aplicaciones Especiales

D

D_{max}	Descarga máxima del banco de supercapacitores en p.u.
D	Ciclo útil
dV_{real}	Variación de voltaje real en el banco de supercapacitores
dV	Variación de voltaje en el banco de supercapacitores
D_Z	Diodo Zener para protección del MOSFET del convertidor CD/CD
D_{AP}	Diodo ultrarrápido en antiparalelo a la resistencia limitadora de corriente del MOSFET del convertidor CD/CD
d	Autonomía del prototipo de vehículo eléctrico

E

E_{BSC}	Energía almacenada en el banco de supercapacitores
E_L	Energía requerida por la carga conectada al banco de supercapacitores
E_{TH}	Energía del termistor
E_{extra}	Energía adicional a la demandada por la carga del banco de supercapacitores
ESR	Resistencia serie de un modulo de supercapacitores
EPR	Resistencia paralelo de un modulo de supercapacitores

F

f_c	Frecuencia de conmutación del convertidor CD/CD
FR	Factor de rizo del puente rectificador a diodos
f	Frecuencia de la señal de alimentación del puente rectificador a diodos
F_C	Fuerza de fricción cinética del prototipo de vehículo eléctrico
F_T	Fuerza de tracción del prototipo de vehículo eléctrico

GLOSARIO DE TÉRMINOS

G

G_c	Ganancia del compensador del sistema de control
G_{DV}	Ganancia del divisor de voltaje empleado como sensor
G_{SC}	Ganancia del sensor de corriente
G_{SV}	Ganancia del sensor de voltaje
g	Constante de aceleración de la gravedad

H

H	Ganancia de un sensor del sistema de control
-----	--

I

I_{BSC}	Corriente demandada por la carga del banco de supercapacitores
$I_{r_{pmax}}$	Pico máximo del rizo de corriente del puente rectificador a diodos
$I_{Lr_{p-p}}$	Corriente de rizo pico-pico a la salida del convertidor CD/CD
I_d	Corriente promedio a la salida del puente rectificador a diodos
I_{in}	Corriente a la entrada del convertidor CD/CD
I_o	Corriente a la salida del convertidor CD/CD
I_{serie}	Corriente máxima en una sola rama del BSC
$i_{o_{rec}}$	Corriente instantánea a la salida del puente rectificador a diodos
$i_{BSC}(t)$	Corriente instantánea en el banco de supercapacitores
I_G	Corriente a compuerta del MOSFET del convertidor CD/CD

L

L_c	Inductancia crítica del convertidor CD/CD
L	Inductancia del convertidor CD/CD

M

M_V	Masa estimada del vehículo
M_P	Masa máximo de ocupantes del vehículo
M_{SC}	Masa de un módulo de supercapacitores
M_{BSC}	Masa del banco de supercapacitores
M_T	Masa total del prototipo de vehículo eléctrico
μ_c	Coeficiente de fricción cinética del asfalto y las llantas



N

N_{SCrama}	Número de ramas de supercapacitores que conforman el banco de supercapacitores
$N_{SCserie}$	Número de módulos de supercapacitores que conforman una rama del banco de supercapacitores al conectarlos en serie
N	Número de módulos de supercapacitores que constituyen el banco de supercapacitores
N	Fuerza normal del prototipo de vehículo eléctrico

P

P_{RC}	Potencia que puede disipar la resistencia de descarga del capacitor de filtro
P_{BSC}	Potencia que maneja el banco de supercapacitores
P_{BSCmax}	Potencia máxima que puede manipular el banco de supercapacitores
P_L	Potencia de la carga conectada al banco de supercapacitores
PWM	Modulación de ancho de pulsos
P_d	Potencia a la salida del rectificador a diodos

R

R_{BSC}	Resistencia serie del banco de supercapacitores
R_C	Resistencia de descarga del capacitor de filtro del puente rectificador
R_L	Carga resistiva del puente rectificador a diodos
R_{TH}	Resistencia del termistor
R_{serie}	Resistencia de una de las ramas del banco de supercapacitores
R	Carga resistiva del convertidor CD/CD
R_1, R_2	Resistencia 1 y 2 de un divisor de voltaje
R_M	Resistencia empleada para medir la señal de los sensores
R_{in}	Resistencia de entrada del amplificador inversor
R_f	Resistencia de retroalimentación del amplificador inversor
R_T	Resistencia del oscilador del sistema de control
R_{LC}	Resistencia limitadora de la corriente de compuerta del MOSFET del convertidor CD/CD
$R1$	Resistencia limitadora de corriente del sensor de voltaje

S

SC	Supercapacitor
------	----------------



GLOSARIO DE TÉRMINOS

T

t_C	Tiempo de carga del banco de supercapacitores
t_D	Tiempo de descarga del capacitor de filtro del puente rectificador a diodos
t_d	Tiempo de descarga del banco de supercapacitores
τ	Constante de tiempo de un circuito RC

V

V_{BSCmax}	Voltaje máximo en el banco de supercapacitores
V_{BSCmin}	Voltaje mínimo en el banco de supercapacitores
$V_{BSCminD}$	Voltaje alcanzado en el BSC cuando se ha descargado al máximo establecido
$V_{BSCminE}$	Voltaje alcanzado en el BSC cuando se le ha demandado toda la energía requerida por la carga
$V_{F_{rms}}$	Valor rms del voltaje de fase
$V_{L_{rms}}$	Valor rms del voltaje de línea
$V_{r_{pmax}}$	Pico máximo del rizo de voltaje a la salida del puente rectificador a diodos
$V_{r_{pmin}}$	Pico mínimo del rizo de voltaje a la salida del puente rectificador a diodos
$V_{r_{p-p}}$	Valor pico-pico del rizo de voltaje a la salida del rectificador a diodos
$V_{r_{rms}}$	Valor rms del rizo de voltaje pico-pico del puente rectificador a diodos
$V_C r_{p-p}$	Valor pico-pico del rizo de voltaje a la salida del convertidor CD/CD
V_{SC}	Voltaje nominal de un modulo de supercapacitores
V_d	Voltaje promedio a la salida del puente rectificador a diodos
V_{in}	Voltaje a la entrada del convertidor CD/CD
V_o	Voltaje a la salida del convertidor CD/CD
V_w	Voltaje de trabajo del banco de supercapacitores
$v_{o_{rec}}$	Voltaje instantáneo a la salida del puente rectificador a diodos
$v_{BSC}(t)$	Voltaje instantáneo del banco de supercapacitores
v_{ab}	Voltaje instantáneo de fase de la alimentación del puente rectificador
v_{an}, v_{bn}, v_{cn}	Voltajes instantáneos de línea de la alimentación del puente rectificador
v_{ref}	Voltaje de referencia usado en el sistema de control
v_e	Señal de error del sistema de control
V_1, V_2	Voltaje en resistencia 1 y 2 respectivamente de un divisor de voltaje
V_T	Voltaje total en un divisor de voltaje
V_{sal}	Voltaje a la salida del amplificador inversor
V_{ent}	Voltaje a la entrada del amplificador inversor
V_{GS}	Voltaje entre compuerta y fuente del MOSFET del convertidor CD/CD

W

W	Peso del prototipo de vehículo eléctrico
ω	Frecuencia angular de la señal de alimentación del puente rectificador



CAPÍTULO 1.

INTRODUCCIÓN

1.1 Antecedentes y Generalidades

En la actualidad, la Ciudad de México cuenta con dos tipos de transporte eléctrico: el METRO y el trolebús. Ambos tienen dos características en común: a) cuentan con una ruta fija a lo largo de la cual se encuentra su red de alimentación y b) tienen paradas específicas para que los usuarios lo aborden.

El Instituto Politécnico Nacional propone al Instituto de Ciencia y Tecnología del Distrito Federal el desarrollo de una alternativa de transporte eléctrico que tenga como única fuente de energía un banco de supercapacitores y que funcione bajo el mismo principio de operación de los transportes antes mencionados.

La propuesta del vehículo eléctrico basado únicamente en supercapacitores, deriva en la sustitución del tendido eléctrico por estaciones de carga, lo que le da más libertad de movimiento al vehículo y un aspecto visual más limpio a las rutas del transporte público. Las estaciones de carga, estarían colocadas en las paradas del transporte, aprovechando así el tiempo en el que los usuarios abordan para efectuar la carga de los supercapacitores. Es esto último lo que da lugar al objetivo principal de esta tesis: el desarrollo de un cargador de supercapacitores.

Los supercapacitores son el dispositivo de almacenamiento de energía que hasta hace apenas unos 20 años ha sobresalido en diversas aplicaciones, debido a las numerosas ventajas con las que cuentan por encima de baterías, volantes de inercia y celdas de combustible.

Sin embargo, pocas son las aplicaciones en las que se requiera emplear un cargador de supercapacitores, ya que en la mayoría, los supercapacitores son tan solo auxiliares dentro de un sistema de almacenamiento de energía o se utilizan para que entreguen energía que fue regenerada.

Además, la mayoría de los vehículos eléctricos concebidos cuentan con baterías como parte del sistema proveedor de energía, lo cual no es la opción más apropiada si lo que se desea es cargar de manera rápida los dispositivos de almacenamiento de energía. Esta es una de las razones por las que se ha pensado en los supercapacitores como sistema de almacenamiento de energía del prototipo a desarrollar.

Antes de pensar en un prototipo con las dimensiones de un trolebús, el Instituto Politécnico Nacional se da a la tarea de desarrollar un prototipo de vehículo eléctrico basado en supercapacitores similar al mostrado en la Figura 1-1, empleando 6 módulos de supercapacitores modelo BMOD0165 de la marca Maxwell.



Figura 1-1. Imagen del Vehículo Similar al que será Empleado para Desarrollar el Prototipo [1]

Algunas de las especificaciones del vehículo de la Figura 1-1, se encuentran en la Tabla 1-1.

Tabla 1-1. Especificaciones del Vehículo empleado para el Desarrollo del Prototipo

VEHÍCULO PARA DESARROLLO DE PROTOTIPO	
Peso del vehículo (M_V)	517 kg
Peso máximo de ocupantes (M_P)	322 kg
Altura	1.78 m
Largo	2.52 m
Ancho	1.40 m
Velocidad máxima	40 km/hr

1.2 Objetivos

En este segmento se menciona el objetivo general y los objetivos particulares que se busca sean cumplidos al término del proyecto correspondientes a esta tesis.

1.2.1 Objetivo General

El objetivo general es diseñar e implementar un sistema para cargar de manera eficiente y rápida un banco de supercapacitores, el cual se usará en un prototipo de vehículo eléctrico que contará con un sistema de energía basado completamente en supercapacitores.



1.2.2 Objetivos Particulares

Como objetivos particulares del presente trabajo de tesis se encuentran los siguientes:

- Diseñar e implementar un puente rectificador a diodos capaz de operar como rectificador trifásico y como rectificador monofásico.
- Proponer la conexión de los 6 módulos de supercapacitores que se emplearan como fuente de energía del prototipo de vehículo eléctrico.
- Determinar la autonomía que tendrá el prototipo de vehículo eléctrico con los 6 módulos de supercapacitores propuestos, así como establecer las condiciones bajo las cuales será alcanzable dicha autonomía.
- Diseñar e implementar un convertidor de CD/CD para realizar la carga del banco de supercapacitores.
- Diseñar e implementar el control del convertidor CD/CD con el que se garantice la carga correcta del banco de supercapacitores.
- Lograr que el banco de supercapacitores del vehículo esté cargado a poco menos de su voltaje nominal en un tiempo menor a 15 minutos.
- Obtener los resultados experimentales que sustenten la rápida y eficiente carga del banco de supercapacitores.

1.3 Justificación

En comparación con las baterías que se utilizan actualmente con mucha frecuencia en los vehículos eléctricos, los supercapacitores tienen las siguientes ventajas [2]:

- Mayor numero de ciclos de carga-descarga.
- Alta densidad de potencia
- Alta eficiencia
- Largo tiempo de vida.
- Bajo uso de materiales tóxicos para su construcción
- Fácil estimación de su estado de carga
- Admisión de energía regenerada

Referente a la última ventaja, es posible mencionar que el implementar un sistema de energía bidireccional otorga un ahorro de energía dado que se estaría haciendo mejor uso de la energía regenerativa que se produce durante el frenado. Se estima que del total de energía consumida por un trolebús aproximadamente un 30% es disipada en el resistor de frenado [3].

Por otra parte, el trolebús actual cuenta con una red de alimentación aérea que se extiende a todo lo largo de la ruta, lo que se puede llegar a considerar como contaminación visual. Con la aplicación de cargadores, se sustituye el tendido eléctrico por estaciones de carga para los supercapacitores.

Este proyecto se presenta pensando en ser aplicado a lugares como el Centro Histórico del Distrito Federal, en el que es importante mantener la estética del lugar y que se presta a la colocación de



estaciones de carga a distancias no mayores a 4.5 km, esto último, debido a que el vehículo tendría como única fuente de energía los supercapacitores.

1.4 Estado del Arte

4

En el ámbito automotriz, se espera que en un futuro las estaciones de carga jueguen el mismo papel que las gasolineras hoy en día [4]. Por su parte, el artículo [4] presenta el diseño de una estación de carga rápida de baterías para vehículos eléctricos, ya sean híbridos o puros. La estación de carga maneja una potencia de hasta 240 kW, y cuenta con tres fuentes de alimentación conectadas en paralelo a un convertidor CD/CD : la red eléctrica, volantes de inercia y supercapacitores. Se manejan dos fases de carga, la primera se efectúa a corriente constante (hasta un 60% aproximadamente, de la carga de la batería), y la segunda es a voltaje constante. El artículo [4] reporta la carga del 20% al 95% del estado de carga de la batería en un tiempo de 13.25 minutos.

Sin embargo, la mayoría de la literatura encontrada relacionada con cargadores, no se refiere a cargadores empleados para vehículos, sino para diversas aplicaciones que requieren menor potencia [5-8].

En el artículo [5], se implementa un cargador de supercapacitores para ser utilizado en aplicaciones de sistemas de potencia de los satélites. Se trata de convertidores elevador-reductor apilados, lo que ayuda a equilibrar el voltaje en cada uno de los supercapacitores que conforman en banco, ya que cada supercapacitor está conectado a una de las salidas del convertidor. Tiene la ventaja de solo emplear un dispositivo semiconductor, sin embargo, los componentes inductivos, capacitivos y diodos, aumentan dependiendo del número de supercapacitores que conformen el banco. La carga se efectúa a corriente constante hasta poco antes de que los supercapacitores alcancen su voltaje nominal con la finalidad de no ponerlos en riesgo, posteriormente se continúan cargando a voltaje constante hasta que alcanzan su voltaje nominal. En este caso el convertidor se hace operar en modo discontinuo con la finalidad de evitar el control de retroalimentación, la aplicación más común para este convertidor en modo discontinuo es en correcciones de factor de potencia [9]. El prototipo implementado en [5] es un cargador de 25 W al que se le conectan cuatro capacitores cerámicos en serie de 66 μF , 25 V cada uno, para efectuar pruebas.

En el artículo [6] se plantea un cargador de supercapacitores que se energiza e inicia operaciones de manera automática. Se emplea un puente rectificador a diodos para alimentar el convertidor elevador trabajando en modo discontinuo que a su vez alimenta a un supercapacitor de 0.01 F. La aplicación que el artículo propone para este supercapacitor es en cámaras digitales, celulares, etc. La metodología propuesta en el trabajo [6], elimina el uso de lazo de control de corriente y de voltaje, lo que simplifica el diseño. Además, el esquema se alimenta con fuentes de energía renovable o energía corporal, lo que constituye un sistema autosostenido, libre de contaminación y que requiere bajo mantenimiento.



En aplicaciones que requieren de cargadores de baja potencia es posible incluso hacer uso de circuitos integrados [7,8].

El artículo [7] propone la sustitución de las baterías de los teléfonos celulares por supercapacitores, por lo que para realizar la carga a corriente constante propone el uso del circuito integrado LTC3225, mientras que para mantener constante el voltaje que va de los supercapacitores al celular se emplea un convertidor CD/CD . En este caso el banco se compone de 4 supercapacitores de 100 F, 2.7V cada uno, conectados en paralelo.

El artículo [8] propone el uso del circuito integrado LTC3531 (convertidor elevador-reductor) para cargar un banco de supercapacitores haciendo uso de energía solar, empleando el método de Máxima Transferencia de Potencia buscando con esto hacer más eficiente la carga. Puesto que la energía solar no es una fuente constante, el cargador tiene la capacidad de variar su eficiencia desde un 10% hasta un 80% en función de la diferencia entre el voltaje de salida y el de entrada del convertidor. En este caso el banco de supercapacitores tiene la facultad de seleccionar las conexiones dependiendo de la cantidad de energía solar con la que se cuente en determinado momento.

Como se pudo apreciar en los párrafos anteriores, cada autor opta por maneras diferentes de operar los cargadores. Sin embargo, típicamente, los cargadores de supercapacitores comienzan en un modo de corriente continua, después cambian a modo de potencia continua, y finalizan en modo de voltaje continuo, o simplemente utilizan el modo de voltaje continuo, saltándose el modo de potencia continua. Estos esquemas utilizan lazos de voltaje y corriente para controlar el modo de transmisión y para proteger a los supercapacitores, por lo que se requiere monitorear constantemente tanto el voltaje como la corriente de los supercapacitores [10].

1.5 Estructura de la Tesis

Se detalla la estructura del presente trabajo de tesis, indicando de manera breve el contenido de cada capítulo.

1.5.1 Capítulo 2

En capítulo 2 presenta un resumen de la investigación literaria realizada, misma que ayuda a comprender y reforzar el valor que tiene el proyecto que comprende esta tesis. Entre lo más destacable se encuentran las diversas aplicaciones que se les ha dado a los cargadores de dispositivos de almacenamiento de energía o a alguno de los bloques que conforma la estructura del cargador que aquí se presenta.

1.5.2 Capítulo 3

El capítulo 3 de esta tesis, presenta todos los detalles respecto al diseño del cargador de supercapacitores. Por bloques, se muestran los cálculos y justificaciones tomados en



CAPÍTULO 1

consideración para la selección de cada uno de los componentes tanto eléctricos como electrónicos del cargador.

1.5.3 Capítulo 4

En el capítulo 4, se exponen los resultados obtenidos de las simulaciones realizadas en Simulink de MATLAB, de cada uno de los bloques diseñados para el cargador en el capítulo anterior. Indudablemente las simulaciones se efectúan tomando en consideración los parámetros obtenidos durante el diseño. Además, se muestran comparaciones entre los resultados logrados durante los cálculos y los resultados adquiridos por las simulaciones.

1.5.4 Capítulo 5

En el capítulo 5 se concentran todos los pormenores referentes a la implementación de cada uno de los bloques que conforma el cargado, así como los resultados experimentales conseguidos al efectuar pruebas individuales de cada uno. Al final de este capítulo se muestra el ensamble de los bloques para tener construido completamente el cargador de supercapacitores, mismo al que se le practican pruebas y cuyos resultados experimentales también se muestran.

1.5.5 Capítulo 6

Finalmente, el capítulo 6 contiene las conclusiones a las que se llega al término del trabajo, llevando a cabo una valoración del alcance de los objetivos establecidos al inicio de este capítulo. También señala algunas recomendaciones dirigidas tanto a los usuarios del cargador de supercapacitores logrado, como a aquellos que decidan realizar mejoras al proyecto presentado o tomar como referencia esta tesis para sus trabajos.



CAPÍTULO 2.

REVISIÓN LITERARIA: SUPERCAPACITORES Y CONVERTIDORES CD/CD

2.1 Introducción

El presente capítulo, muestra un resumen de los antecedentes de los dos principales bloques que posteriormente conformarán el cargador que se desarrolla con este proyecto. Realizando una búsqueda íntegra sobre las características, aplicaciones, topologías, etc. de los supercapacitores, y los convertidores CD/CD y su control.

2.2 Supercapacitores

Los capacitores que ahora se conocen surgieron en 1745, ocupando aplicaciones que hasta entonces solo las baterías cubrían. Aunque los supercapacitores son una tecnología que en los últimos años se ha explorado, fueron creados y patentados en el año 1966 durante investigaciones sobre celdas de combustible realizadas por los ingenieros de Standard Oil of Ohio¹, quienes posteriormente les dieron licencia de emplear su tecnología a NEC Corp. de Tokio², mismos que la comercializaron con el nombre de “supercapacitores” en 1978, teniendo como principal aplicación el proporcionar energía de reserva a las memorias de las computadoras [11].

Los investigadores de Standard Oil se dieron cuenta de que al cubrir dos electrodos de aluminio con 100 micrómetros de espesor de carbón y sumergirlos en un electrolito líquido para generar un ataque químico, obtenían un muy buen capacitor, lo cual se debía a la formación de innumerables huecos microscópicos en el carbón, quedando parecido a una esponja, esto incrementa el área superficial interior del material en alrededor de 100,000 veces el área superficial exterior. A este procedimiento se le llama “activar” el carbón [11,12].

En el artículo [13] se proporciona el dato de que en uno solo de los electrodos de un supercapacitor se estiman $1,000\text{ m}^2/\text{g}$ de área superficial del carbón, y una capacitancia de doble capa de $10\text{ }\mu\text{F}/\text{cm}^2$. NessCap³ da muestra de la capacitancia que con esta tecnología se ha alcanzado al fabricar supercapacitores del impresionante valor de $5,000\text{ F}$ a 2.7 V_{CD} , cuyas dimensiones físicas pueden ser comparadas con una botella de refresco de medio litro [12].

¹ La Standard Oil of Ohio, también conocida como SOHIO, era una compañía petrolera estadounidense que fue adquirida por British Petroleum.

² NEC Corporation, es una compañía multinacional de tecnología y comunicaciones con oficina central en Minatu-ku, Tokio (Japón).

³ NessCap es una empresa de origen Coreano, fabricante de supercapacitores.

2.2.1 Características de los Supercapacitores

Los supercapacitores se están convirtiendo en el medio de almacenamiento de energía preferido debido a que cuentan con una alta densidad de potencia [14], además de una muy aceptable densidad de energía [15]. Al saltar de los capacitores convencionales a los supercapacitores se conserva la característica de alta densidad de potencia y se mejora la de densidad de energía [13].

8

Otro de los puntos destacables sobre los supercapacitores es el corto tiempo en el que es posible cargarlos o descargarlos [16], por supuesto que esto depende de las condiciones en que la carga o descarga se lleve a cabo. En el artículo [11] se menciona que dependiendo de la estructura física de los supercapacitores, estos pueden ser cargados y descargados en tiempos del orden de microsegundos y en ocasiones en picosegundos. Por lo anterior, también se puede afirmar que los supercapacitores pueden proporcionar una rápida liberación de energía [15].

En adición a todo lo anterior, los supercapacitores cuentan con una larga vida útil, por lo que se consideran como un indispensable dispositivo de almacenamiento de energía para sistemas híbridos [16]. Su larga vida útil se debe a que resiste demasiados ciclos de carga/descarga, se ha registrado que soportan más de 500,000 ciclos de carga/descarga [12].

Sin embargo, al final de su vida un supercapacitor verá 20% disminuida su capacitancia y/o 200% aumentada su resistencia [17]. En el artículo [13] se llega a la conclusión de que la capacitancia de los supercapacitores disminuye de manera exponencial y la ESR aumenta también de manera exponencial debido al deterioro del mismo.

Indudablemente, los supercapacitores no son componentes puramente capacitivos, así que cuentan con elementos resistivos que generan pequeñas pérdidas, uno de ellos es la ESR que se define como la resistencia equivalente en serie que incluye el supercapacitor, y representa la resistencia del electrolito o la resistencia de contacto, ESR es generalmente muy pequeño. La otra es la EPR, es decir, la resistencia equivalente en paralelo que es generalmente muy grande. ESR simula la pérdida de calor y saltos de tensión transitoria en el proceso de carga y descarga, la EPR simula las pérdidas de fuga [16].

Los supercapacitores tienen una buena característica de temperatura, es decir, los supercapacitores tienen sólo un aumento pequeño de temperatura durante el proceso la carga y descarga, por lo que el rango de variación de ESR con la temperatura también es muy pequeño [16].

Como una característica adicional, es posible definir a los supercapacitores como una fuente de energía libre de contaminación [16].

2.2.2 Comparación con otros Dispositivos de Almacenamiento de Energía

Para comprender mejor el impacto que los supercapacitores han causado se presenta la comparación de los parámetros de diversos dispositivos de almacenamiento de energía como son baterías, volantes de inercia y celdas de combustible.



La tecnología que se ha visto principalmente amenazada con la comercialización de los supercapacitores son las baterías, hasta el grado de afirmar que muy pronto no serán tan indispensables para la electricidad portátil como lo son ahora [11].

Una de las características más destacables de los supercapacitores es la alta densidad de potencia que poseen. En esta característica se posicionan en segundo lugar los volantes de inercia, mismos que tienen un factor de entre 5 y 10 veces más densidad de potencia que las baterías [14].

En comparación con los supercapacitores, las baterías tienen una densidad de energía mayor por un factor de 10, además de una tecnología madura [14,15]. Sin embargo, los supercapacitores son los únicos dispositivos de almacenamiento de energía que pueden proporcionar una combinación de alta densidad de potencia y una relativamente alta densidad de energía [14]. Para reforzar esta última afirmación, se presenta la Figura 2-1.

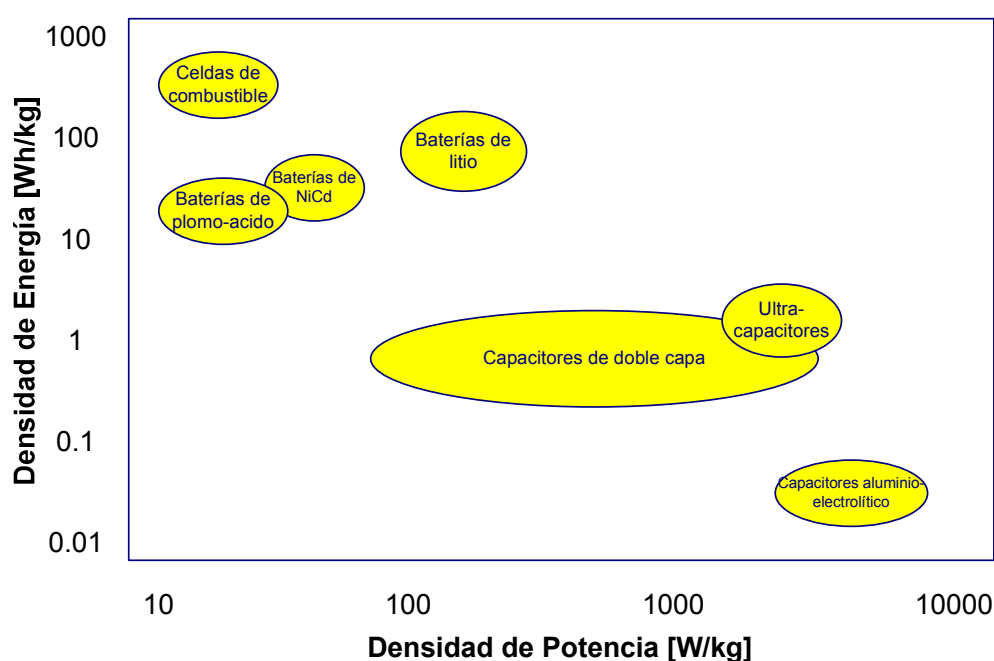


Figura 2-1. Comparación entre Densidad de Potencia y de Energía de Diferentes Dispositivos de Almacenamiento de Energía [18]

Otra ventaja que tienen los supercapacitores sobre las baterías es la rapidez con las que pueden ser cargados y descargados [14], es decir, pueden ser cargados en segundos en lugar de en horas [12], además de que pueden ser sometidos a la demanda de altos pulsos de corriente los cuales atentan en contra de la vida de las baterías [11]. Por supuesto que la rapidez con la que pueden trabajar los supercapacitores es el resultado de su alta densidad de potencia. La Figura 2-2 muestra la comparación de tiempos de carga y descarga de diversos dispositivos de almacenamiento de energía.



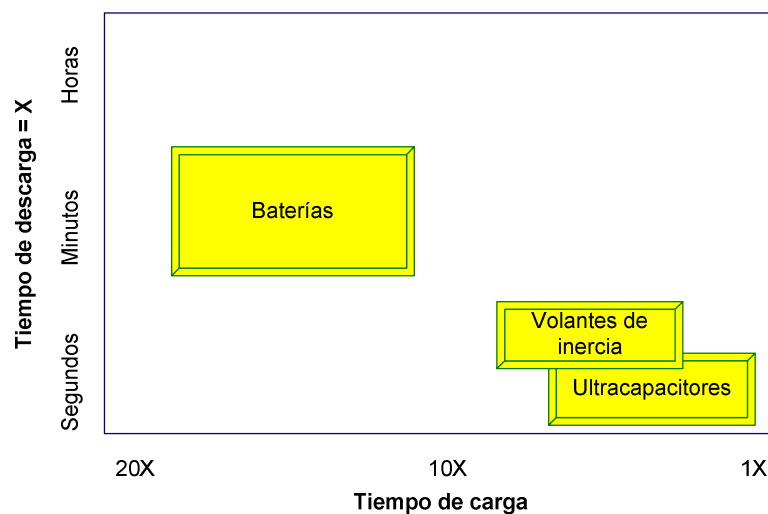


Figura 2-2. Comparación de Tiempo de Carga y Descarga de Varios Dispositivos de Almacenamiento de Energía [19]

Los supercapacitores resultan ser más eficientes que las baterías debido a que no involucran reacciones químicas, lo que los hace más rápidos y duraderos [11,12]

Entre baterías, volantes de inercia y supercapacitores, son estos últimos los que cuentan con una mejor expectativa de vida [11], es decir, duran mucho más tiempo [12].

Las baterías cuentan con muy pocos ciclos de carga/descarga (de apenas unos pocos cientos o miles), por su parte, los volantes de inercia son mas durables que las baterías (cuenta con unos pocos 10 o 100 miles de ciclos), pero sin duda alguna, ambos dispositivos se ven rebasados en cantidad de ciclos de carga/descarga por los supercapacitores (alcanzan arriba de un millón de ciclos) [14]. La Figura 2-3, muestra la comparación entre las expectativas de vida y la eficiencia de los tres dispositivos de almacenamiento de energía mencionados con anterioridad.

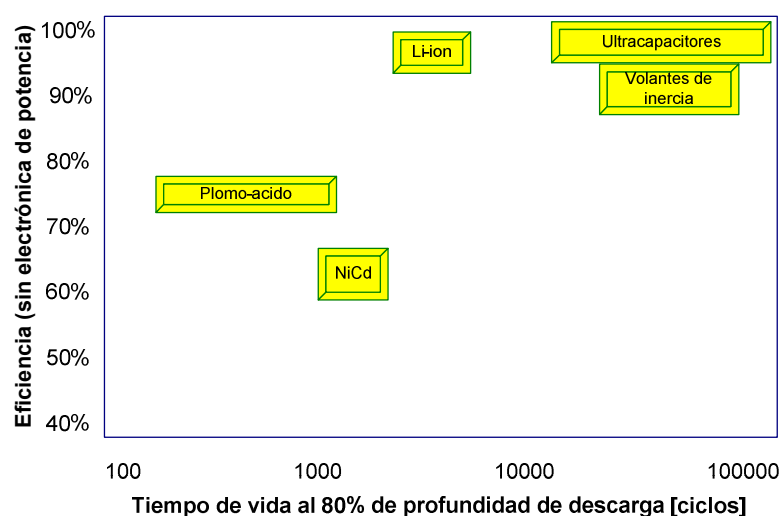


Figura 2-3. Comparación de Tiempo de Vida y Eficiencia de Varios Dispositivos de Almacenamiento de Energía [20]

Se sabe que las baterías dejan de trabajar de manera apropiada si se les somete a climas fríos, esto no ocurre en los supercapacitores, puesto que tiene un buen desempeño a bajas temperaturas [11].

En [12] se afirma que en comparación con las baterías, los supercapacitores pueden funcionar a temperaturas más extremas.

Y como si todos los anteriores fueran pocos puntos a favor de los supercapacitores, también es posible sostener que son menos peligrosos al manipularlos que las baterías debido a que no contiene ácidos ni gases explosivos [14].

Para mejor apreciación, la Tabla 2-1 muestra una comparación más completa y resumida sobre los principales dispositivos de almacenamiento de energía.

Tabla 2-1. Comparación Técnica de Dispositivos de Almacenamiento de Energía [14]

	Baterías plomo-acido	Baterías litio-ion	Ultracapacitores	Volantes de inercia
Tiempo típico de respuesta	5 min a 8 hrs	Mayor al de las materias de plomo-acido	10 seg a 1 min	1 seg a 1 min
Disponibles comercialmente	Hace varias décadas	Hace pocos años	Hace pocos años	Los de baja velocidad, hace largo tiempo; los de alta velocidad, hace pocos años
Condiciones de operación	Estrecho rango de temperatura	Estrecho rango de temperatura	Amplio rango de temperatura	Amplio rango de temperatura
Impacto en el medio ambiente	Perjudicial si no se recicla, liberan hidrógeno en la recarga	Consideradas menos toxicas que las baterías de plomo-acido	Perjudiciales solo si se queman	Perjudiciales solo si no se reciclan
Seguridad	Deben cumplir con reglamentos para el manejo de plomo y acido	Potencial para crear hidrógeno o causar reacciones químicas violentas	Requiere alta tensión para operar	Se requiere revestimiento para volantes de inercia de alta velocidad
Intervalo de potencia	Hasta varios MW	Más alto de las baterías de plomo-acido	Hasta decenas de miles de kW	Hasta varios MW
Confiabilidad	Moderada (más alta para cortos tiempos de respuesta)	No puede ser cargada o descargada pasado un cierto límite (oxidación)	Alta	Moderada (mas alta para nuevas tecnologías)
Mantenimiento	Moderado	Moderado	Moderado	Moderado para fibra de carbón (mayor para viejas tecnologías)
Tiempo de recarga	10 x tiempo de descarga	1 – 2 horas	Segundos	Segundos o minutos
Numero de ciclos de descarga profunda	200 - 800	~ 1200	Hasta 1 millón	Ilimitado (asumiendo el mantenimiento)

2.2.3 Modos de Carga/Descarga de los Supercapacitores

Se sabe que los supercapacitores pueden ser cargados o descargados en un tiempo sumamente corto, pero un reto muy importante es crear una estación que de manera controlada cargue supercapacitores en un tiempo reducido [14] y una de las tendencias de la investigación para realizar lo antes descrito es por medio del aumento de la tensión y la corriente de carga [14].



CAPÍTULO 2

Es importante tomar en cuenta que si se conecta a una fuente de carga un supercapacitor totalmente descargado, la fuente observará un cortocircuito, y con la finalidad de protegerse, simplemente no entregará corriente al supercapacitor, haciendo así inadecuada su carga [21].

La carga y descarga de los supercapacitores se puede llevar a cabo a corriente constante o a potencia constante [21]. Esto lo muestra [15], en donde realizan simulaciones de descarga de supercapacitores de las dos formas ya mencionadas.

Cuando la carga de los supercapacitores se efectúa a corriente constante, su voltaje incrementa de manera lineal [22], entonces el tiempo de carga dependerá del nivel de la corriente con la que se produzca la carga, teniendo estos dos parámetros una relación inversamente proporcional [15].

La manera más sencilla para realizar este tipo de carga es por medio de un simple convertidor de corriente constante CD/CD . En los cargadores se utiliza preferentemente una topología reductora de voltaje para el convertidor CD/CD . Sin embargo, se debe tener en cuenta para el diseño de este dispositivo que las pérdidas de energía o calentamiento de los supercapacitores son proporcionales a su corriente al cuadrado multiplicada por el porcentaje de ciclo de trabajo útil [21].

Por ejemplo, en [22] se emplea un convertidor para realizar la carga de pequeños capacitores a corriente constante. Hace mención de que es importante limitar la corriente de carga para una operación segura del cargador.

La carga a potencia constante es más rápida que la carga a corriente constante, es por eso que este modo de carga se emplea sobre todo para aplicaciones en las que es sumamente importante que el tiempo de carga sea muy corto [21]. En el artículo [23] se muestran resultados de simulación en los que se observa que a potencia constante los capacitores alcanzan su voltaje nominal, en un tiempo aproximado a 7 segundos.

A pesar de que es más rápida la carga a potencia constante, la carga a corriente constante resulta ser más eficiente [15].

El aumento de la capacidad del cargador, la seguridad, el tamaño, el costo y el peso pueden ser los factores limitantes para la carga rápida, además del impacto que estos tendrían en el futuro sobre el sistema eléctrico de potencia [14].

Imagínese que existieran estaciones públicas de carga para los supercapacitores de vehículos eléctricos. Si en un instante del día en el que el sistema eléctrico de potencia se encuentra trabajando en horas pico, se conectara un número significativo de vehículos eléctricos para la carga de sus supercapacitores, evidentemente el pico de potencia de la red eléctrica aumentará, así como también los costos de generación, transmisión y distribución de electricidad [14]. Por lo tanto, es muy importante considerar que la carga de los supercapacitores se debe efectuar a niveles de corriente y voltaje controlados.



2.2.4 Aplicación dada a los Supercapacitores

Se ha encontrado un gran número de funciones para los supercapacitores debido a que son ideales para aplicaciones que requieren recarga rápida, alta potencia de salida, y ciclos repetitivos [11,23]. Sin duda se han convertido en el medio de almacenamiento de energía preferido por su alta densidad de potencia, lo que los hace perfectos para aplicaciones que requieren rapidez como es el caso de la estación de carga para vehículos [14].

La aplicación para la que más se han explotado los supercapacitores es en el ámbito automotriz, debido a que es posible no solo usarlos para la tracción del vehículo sino también hacer uso de frenado regenerativo, es decir, es posible convertir la energía cinética en eléctrica, en lugar de que esta sea expulsada en forma de calor en los frenos [12].

Se están llevando a cabo investigaciones para que en un futuro no muy lejano, las baterías de los vehículos puedan ser suplantadas por supercapacitores [11]. Otros estudios estiman que para el año 2030, el 64% de los vehículos ligeros en Estados Unidos sean eléctricos [24].

Sin embargo, en la mayoría de las aplicaciones en vehículos los supercapacitores solo son el sistema auxiliar de energía, es decir, se hacen acompañantes de algún otro emisor de energía. Andrew Burke ingeniero de investigación en la Universidad de California especialista en supercapacitores afirma que "Los capacitores y las celdas de combustible son uno para el otro". Honda, por ejemplo, utiliza supercapacitores como complemento de las celdas de combustible en sus vehículos experimentales FCX-V3 y V4-FCX [12].

Más aplicaciones de supercapacitores en vehículos son mencionadas en [11], donde por ejemplo se sugiere el uso de un banco de supercapacitores en una grúa para que emita una ráfaga de energía que ayude a levantar su carga a lo alto, y además puede captar la energía liberada durante el descenso para recargar. Los autobuses, tranvías y camiones de basura también podrían ser alimentados por estos dispositivos [11].

Por otra parte, fabricantes de amplificadores de auto estéreos de alta calidad están utilizando supercapacitores para entregar los aumentos repentinos de la energía demandada por los crescendos musicales⁴, sin agotar la batería del vehículo [12].

Los supercapacitores también proveen breves estallidos de energía para numerosos productos de consumo que contienen baterías. En una cámara, por ejemplo, un supercapacitor puede prolongar la vida útil de la batería, proporcionando el empuje de las funciones que consuman mucha energía, como el zoom en un primer plano [11].

En resumen, los supercapacitores se pueden convertir en una muy buena solución para una gran cantidad de aplicaciones diversas, como por ejemplo en la industria, en la tracción de automóviles, en sistemas de regeneración de energía, en equipos médicos y de telecomunicaciones [13].

⁴ Un crescendo musical es el pasaje de una composición musical que se ejecuta aumentando gradualmente la intensidad de los sonidos.



2.3 Convertidor CD/CD

Los convertidores lineales de potencia, cuyo principio de operación está basado en divisores de corriente y voltaje son ineficientes. Estos son principalmente usados en aplicaciones de baja potencia [25]. Para aplicaciones con altos niveles de potencia se utilizan convertidores conmutables, que se basan en el empleo de semiconductores que trabajan en conmutación, ya que pueden alcanzar una alta eficiencia de conversión de energía [25].

Los convertidores *CD/CD* pueden ser visto como transformadores de corriente continua que entregan a la carga un voltaje de corriente continua o corriente en un nivel diferente que la fuente de entrada [25].

Las funciones de un convertidor *CD/CD* son [25]:

- Convertir un voltaje CD de entrada en un voltaje CD de salida,
- Regular el voltaje de salida CD a pesar de la variación de carga,
- Reducir el rizo de voltaje de CA del voltaje de salida CD,
- Proporcionar aislamiento entre la fuente de entrada y la carga (en el caso de emplear un convertidor aislado),
- Proteger la fuente de entrada de interferencias electromagnéticas y
- Satisfacer las diversas normas de seguridad nacionales e internacionales

Los convertidores *CD/CD* pueden ser clasificados según su modo de conmutación en dos tipos: convertidores de conmutación forzada por modulación de ancho de pulsos (*PWM*), y convertidores de conmutación suave y resonantes [25].

Algunas de las ventajas de los convertidores *CD/CD PWM* son que se conforman de pocos componentes, tienen alta eficiencia, operan a frecuencia constante, emplean control relativamente simple que se puede implementar con controladores en circuitos integrados que se encuentran comercialmente. Una desventaja de los convertidores *CD/CD PWM* es que las formas de onda rectangulares de la corriente y el voltaje del *PWM* causan pérdidas por conmutación en los dispositivos semiconductores [25].

2.3.1 Tipos de Convertidores CD/CD

Como ya se mencionó, los convertidores *CD/CD* pueden ser clasificados según su tipo de conmutación. Otra manera de clasificarlos es en aislados y no aislados, que a la vez se clasifican en función de la razón existente entre el voltaje de entrada y de salida del convertidor [26].

Los convertidores *CD/CD* no aislados, se clasifican en:

- Chopper CD
- Convertidor Reductor
- Convertidor Elevador
- Convertidor Elevador-Reductor



Los convertidores CD/CD aislados, se clasifican en:

- Convertidor Forward
- Convertidor Push-Pull
- Convertidor de Medio Puente
- Convertidor de Puente Completo
- Convertidor Flyback
- Convertidor Cuk

En la mayoría de los casos, el switch (dispositivo semiconductor), tiene la capacidad de mantener la tensión y la corriente de conducción unidireccional. Cuando tanto el voltaje como la corriente en la carga son positivos, se dice que el convertidor trabaja en el primer cuadrante. Regularmente el switch se implementa usando MOSDETs, IGBTs, MCTs, BJTs de potencia o GTOs. Si se usa un diodo en antiparalelo o está embebido en el switch, el switch adquiere la propiedad de conducir corriente de manera bidireccional [25].

La selección de una topología de convertidores CD/CD está determinada no sólo por el voltaje de entrada y salida, que además pueden ser ajustados con la relación del transformador en el caso de los convertidores aislados, sino también por los niveles de potencia, tensiones de voltaje y corriente de los interruptores, y la utilización de componentes resonantes [25].

Haciendo uso de lo encontrado en la literatura, en seguida se describe brevemente cada uno de los tipos de convertidor antes enlistado.

2.3.1.1 Convertidores CD/CD no Aislados

En seguida se presenta una breve descripción de cada uno de los convertidores CD/CD del tipo no aislados que ya fueron enlistados.

2.3.1.1.1 Choppers CD

Un choppers CD es el convertidor más simple que existe, consta de una fuente de voltaje CD de entrada, un switch controlado y una carga resistiva. El voltaje promedio a la salida es siempre menor que el voltaje de entrada [25]

2.3.1.1.2 Convertidor Reductor

Como su nombre lo dice, el voltaje a la salida de este tipo de convertidor siempre es menor al voltaje de entrada. Este convertidor CD/CD puede operar de dos modos distintos con respecto a la corriente de su inductor [25]:

- 1) El estado del convertidor en el que la corriente en el inductor nunca es cero, se le llama modo de conmutación continua, y
- 2) Cuando durante alguna parte del periodo de conmutación, la corriente en el inductor es cero, el convertidor entra en modo de conducción discontinua.



El modo de conmutación discontinua se puede dar si el valor promedio de la corriente de salida es bajo y/o la frecuencia de conmutación es baja. Debido a su alta eficiencia y buena utilización de los componentes semiconductores y pasivos, se prefiere el modo de conmutación continua [25].

La clave en el diseño de este convertidor CD/CD está en el cálculo del filtro capacitivo e inductivo, y en la determinación de la frecuencia de conmutación, la cual es limitada por el tipo de switch semiconductor usado y por las pérdidas de conmutación [25].

2.3.1.1.3 Convertidor Elevador

Tal como su nombre lo sugiere, el voltaje a la salida de este convertidor es siempre mayor al voltaje de entrada [25].

En lugar de utilizar la topología convencional, el artículo [23] propone la implementación de un convertidor elevador utilizando un rectificador en modo de conmutación, manejando la inductancia de fuga de un alternador como la inductancia del convertidor elevador.

Una variante del convertidor elevador convencional, es el convertidor elevador con entrelaces que tiene sustancialmente menos rizo de corriente [27].

En [28] se llevan a cabo pruebas con las que se concluye que los convertidores elevadores de múltiples entrelaces representan una excelente opción para aplicaciones que requieren potencias que se encuentren en la segunda mitad de los rangos de alta potencia, para las conversiones de voltaje con relación de 1:4.

2.3.1.1.4 Convertidor Elevador-Reductor

En este convertidor el voltaje a la salida es negativo con respecto a la tierra, y como su nombre lo indica puede ser menor o mayor al voltaje de entrada [25]. Si el ciclo de trabajo D es menor a 0.5 el voltaje a la salida del convertidor es menor al voltaje de entrada, por otro lado, si el ciclo de trabajo D es mayor a 0.5 el voltaje a la salida es mayor que el voltaje de entrada.

2.3.1.2 Convertidores CD/CD Aislados

Este tipo de convertidores CD/CD cuentan con aislamiento eléctrico entre la entrada y la salida, por supuesto, regula las señales de salida, además de que algunos ofrecen múltiples salidas [29].

Una manera económica de obtener aislamiento eléctrico es introduciendo transformador en los convertidores. Se puede pensar que la introducción de un transformador, incrementará de manera importante el peso y las dimensiones del convertidor, sin embargo, es importante resaltar que los transformadores de alta frecuencia son de tamaño pequeño, bajo peso y alta eficiencia [25].

Para el caso de un convertidor reductor, existen varias versiones de convertidor aislado, como son: el convertidor Forward, el convertidor Push-Pull, el convertidor de medio puente y el convertidor de puente completo [25].



2.3.1.2.1 Convertidor Forward

El convertidor Forward está basado en el convertidor reductor [27]. Este convertidor está siempre operando en modo continuo, debido a que produce muy bajo pico de corriente de entrada y salida, y pequeños componentes de rizo [29].

En el convertidor Forward, el flujo de energía a través del transformador es en una sola dirección, es decir es unidireccional [25].

El convertidor Forward es muy popular en aplicaciones de baja potencia, para aplicaciones de mediana potencia se prefiere el empleo de convertidores bidireccionales (Push-Pull, medio puente y puente completo), debido a la mejor utilización de los componentes magnéticos [25].

2.3.1.2.2 Convertidor Push-Pull

En este convertidor, el voltaje a la salida siempre es menor que el voltaje de entrada, siendo el ultimo de niveles bajos, tales como 12, 28 o 48 V_{CD} . La configuración Push-Pull es normalmente usada para niveles de potencia de salida entre 100 W y 500 W. Los convertidores Push-Pull son excelentes para altas densidades de potencia y bajo rizo a la salida [29].

El Push-Pull ofrece un diseño muy compacto del transformador y los filtros de salida, mientras que la producción de rizado a la salida es muy baja. Así que si el espacio es primordial, el Push-Pull podría ser adecuado [29].

Un problema con el Push-Pull es que es propenso al desbalance de flujo [29].

2.3.1.2.3 Convertidor de Medio Puente

Se deriva de la topología de un convertidor CD/CD reductor y se utiliza para aplicaciones que demanden una potencia entre 500 W y 1000 W. El convertidor de medio puente se adapta particularmente a los voltajes de entrada altos [29].

La ventaja del convertidor de puente completo es que el rizo a la salida es muy bajo y tiene la capacidad de entregar alta potencia. Otra ventaja importante es que, en comparación con el convertidor Push-Pull los problemas de saturación del transformador debido al desequilibrio del flujo no se producen [29].

2.3.1.2.4 Convertidor de Puente Completo

El convertidor CD/CD de puente completo se deriva de la topología de un convertidor CD/CD reductor [29]. Este convertidor tiene el diseño más complejo y costoso de cualquiera de los convertidores antes descritos, por lo que solo debe ser usado cuando algún otro no cumple con los requisitos [29].

El convertidor de puente completo es ideal para la generación de niveles de potencia muy altos a la salida, de 1 kW en adelante [29]. Esta topología produce bajo rizo de corriente a la salida en altos niveles de corriente [29].



Hay que subrayar que la topología de puente completo es muy versátil, con algoritmos de control diferentes, este convertidor es muy popular en convertidor de CD/CA , y también se utiliza en controladores CD de cuatro cuadrantes [25].

En comparación con un convertidor Flyback, el convertidor de puente completo resulta más eficiente y cuenta con mayor densidad de potencia [30].

2.3.1.2.5 Convertidor Flyback

La topología del convertidor Flyback es una versión aislada del convertidor CD/CD elevador-reductor [25]. Los convertidores Flyback tienen inherentemente mucho más rizo a la salida que otras topologías, esto junto con las corrientes de pico más altas, capacitores y transformadores grandes, limita a estos convertidos a aplicaciones de baja potencia de salida en el rango de 20 a 200 W [29].

En el modelado de convertidores Flyback se desprecian las inductancias de fuga del transformador y las pérdidas, y aunque las inductancias de fuga no son importantes desde el punto de vista del principio de la operación, afectan las conmutaciones del interruptor y del diodo, por lo tanto, suelen ser necesarias redes de snubber [25].

2.3.1.2.6 Convertidor Cuk

Una importante ventaja de esta topología es una corriente continua a la entrada y la salida del convertidor. Las desventajas es que tiene un alto número de componentes reactivos y corrientes altas en el switch, el diodo y el capacitor [25].

2.3.2 Control de Convertidores CD/CD

El control de las señales de salida de cualquier convertidor CD/CD se realiza en lazo cerrado utilizando los principios de retroalimentación negativa. Los dos métodos más comunes en lazo cerrado de control para convertidores CD/CD PWM son: el control en modo de voltaje y el control en modo de corriente [25].

No es necesario utilizar exclusivamente un tipo de modo de control, por ejemplo, en el artículo [31] para el control de un convertidor reductor que se emplea para transferir energía hacia supercapacitores, se decide utilizar dos lazos de control: uno para el control de la corriente del convertidor usando como referencia el valor obtenido del segundo lazo, el cual controla el estado de carga de los supercapacitores.

Los elementos que facilitan el diseño del control analógico de los convertidores son los circuitos integrados de aplicaciones específicos (*CIAE*) que contienen los principales elementos de los esquemas de control en modo de tensión o de corriente y están disponibles comercialmente. En un solo chip de 14 o 16 pines, hay un amplificador de error, un comparador, un generador de dientes de sierra o sensor de corriente de entrada, un circuito de retención, y el controlador PWM. En los *CIAE*, la frecuencia de conmutación normalmente se establece por una red RC externa y puede variar desde decenas hasta cientos de kilohertz. El controlador tiene una salida del oscilador para la sincronización con otros convertidores en los sistemas de suministro de



energía modulares, y también se genera en el chip un voltaje de referencia constante. Adicionalmente, el controlador *CIAE* puede estar equipado con varias características de diagnóstico y protección [25].

También es posible implementar el control de manera digital, haciendo uso de DSPs o microcontroladores, por ejemplo, en el artículo [31] emplean el DSP TMS320F241 de Texas Instruments para la implementación de dos lazos de control, mientras que en el trabajo [13] se hace uso del DSP TMS320LF2407A de la misma marca para el control de un convertidor elevador-reductor.

El uso de control en los convertidores deriva en la conmutación de los dispositivos semiconductores, misma que se puede realizar de dos maneras: conmutación suave o conmutación forzada. El uso de técnicas de conmutación suave reduce las pérdidas por conmutación e incrementa la frecuencia de conmutación, es una técnica establecida para obtener convertidores de tamaño reducido sin comprometer la eficiencia del mismo [28].

Otra cuestión importante a señalar es el hecho de que por seguridad del sistema de control, es necesario aislarlo eléctricamente del convertidor, por lo que se utilizan transformadores de señales u optoacopladores para este fin [25].

2.3.2.1 Control en Modo de Voltaje

Una ventaja importante del control en modo de voltaje es su simple y flexible implementación de hardware. El control en modo de voltaje proporciona buena regulación de la carga, es decir, la regulación contra las variaciones de la carga [25].

El control de modo de voltaje puede ser empleado para controlar corriente. Se sensa la corriente del inductor del convertidor, se convierte en una señal de voltaje analógica proporcional y se compara con la tensión de control. Esta modificación del esquema de control altera significativamente el comportamiento dinámico del convertidor, que toma entonces algunas características de una fuente de corriente [25].

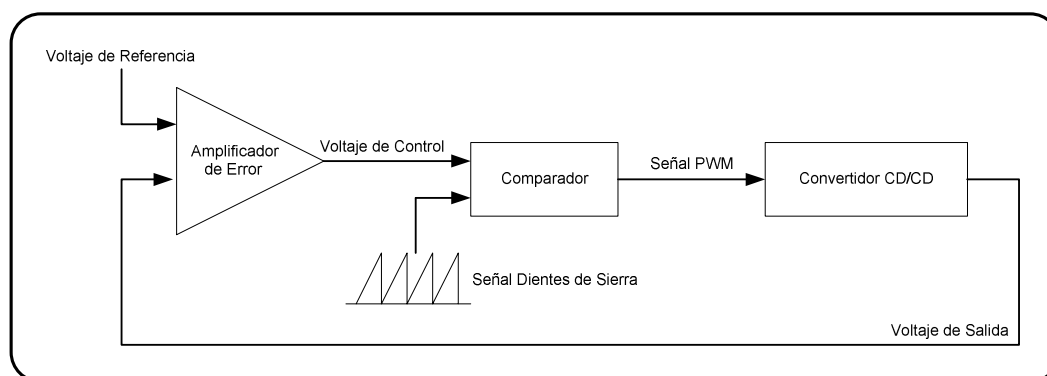


Figura 2-4. Esquema de Control para Convertidores CD/CD en Modo de Voltaje [25]

2.3.2.2 Control En Modo de Corriente

En implementaciones prácticas del control en modo de corriente, es factible sensar la corriente pico del inductor en lugar del valor promedio. A medida que la corriente pico del inductor es igual



a la corriente pico del interruptor, este último puede ser utilizado en el lazo interior, que a menudo simplifica el control de corriente [25].

La principal desventaja del control en modo de corriente es su complicado hardware, que incluye una necesidad de compensar la tensión de control por señales de rampa [25].

Un ejemplo de la aplicación de control en modo de corriente se reporta en [28], en donde el control se implementa usando el circuito integrado *PWM* UCC28220 de Texas Instruments para *PWM* de doble entrelace.

Entre otros métodos de control de convertidores *CD/CD*, un control de histéresis es muy sencillo para la aplicación de hardware. Sin embargo, el control de histéresis resulta en la operación del dispositivo semiconductor a frecuencia variable. Generalmente, una frecuencia de conmutación constante se prefiere en los circuitos electrónicos de potencia para facilitar la eliminación de la interferencia electromagnética y una mejor utilización de los componentes magnéticos [25].

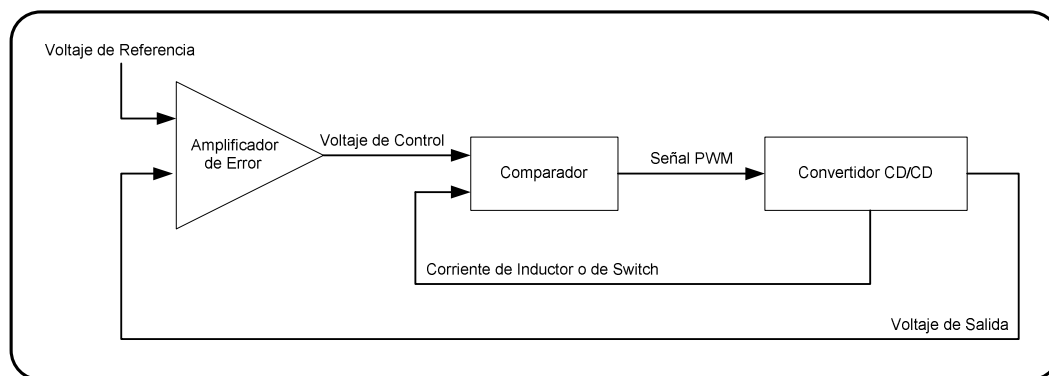


Figura 2-5. Esquema de Control para Convertidores *CD/CD* en Modo de Corriente [25]

2.3.3 Aplicaciones de Convertidores *CD/CD*

El voltaje de salida de los convertidores *CD/CD* va desde un volt para circuitos VLSI especiales (integración de escala muy grande), hasta decenas de kilovoltios en las lámparas de rayos X. Las tensiones de salida más comunes son: $3.3 V_{CD}$, para los microprocesadores modernos, 5 y $12 V_{CD}$, para los circuitos lógicos, $48 V_{CD}$, para equipos de telecomunicaciones, y $270 V_{CD}$ para un bus principal de *CD* en los aviones. Mientras que, los voltajes de entrada típicos son $48 V_{CD}$, $170 V_{CD}$ (el valor pico de una línea de $120 V_{CA}$), y $270 V_{CD}$ [25].

Un convertidor *CD/CD* con múltiples salidas es una solución ideal en aplicaciones donde hay necesidad de varios niveles de voltaje de salida [25]. De esta manera, los convertidores *CD/CD* se utilizan, por ejemplo, para la construcción de sistemas de suministro de energía distribuidos de *CD* que son comunes en las estaciones espaciales, barcos y aviones, así como en los equipos informáticos y de telecomunicaciones, en los que se requiere convertir el voltaje de un bus de *CD* común a varias otras tensiones de acuerdo a las necesidades particulares de las cargas [25].

Otra área importante de la aplicación de convertidores *CD/CD* está relacionada con la red de suministro eléctrico de corriente alterna. Para cargas críticas, si la red de suministro eléctrico falla,

debe haber una fuente de reserva de energía, por ejemplo, un paquete de baterías. Esta necesidad de suministro de potencia continua da lugar a diversos tipos de sistemas de alimentación ininterrumpida (UPS), que por supuesto, incluyen un convertidor CD/CD [25].

Durante los últimos años se han realizado muchas investigaciones relacionadas con la creación o mejora de vehículos eléctricos, mismos que envuelven el uso de convertidores CD/CD como interface, por ejemplo, entre un alternador y un banco de supercapacitores [23].

Además de tener un convertidor en el vehículo eléctrico, quizá se requiera de un cargador para sus dispositivos de almacenamiento de energía (que pueden ser, celdas de combustible, paneles fotovoltaicos, baterías o supercapacitores), mismo que incluye un convertidor CD/CD , así los convertidores CD/CD se utilizan como etapas intermedias, justo después de un rectificador y antes de quizá otro cargador que suministre energía a la carga, con el objetivo de dar forma a la corriente alterna de entrada, de mejorar el factor de potencia y de disminuir el contenido de armónicos [25].

Se destaca que para niveles de potencia altos es común utilizar convertidores con entrelace [32,33] y/o conmutación suave [32-35].

A continuación se mencionan algunas de las aplicaciones que se les asigna a las diferentes topologías de convertidores CD/CD debido a las ventajas ya identificadas.

2.3.3.1 Aplicación de Chopper CD

Los choppers de CD se pueden adaptar para la operación en dos cuadrantes y en cuatro cuadrantes [25].

Los choppers de dos cuadrantes puede ser parte de sistemas autónomos de suministro de energía que contienen paquetes de baterías y como fuentes de corriente continua renovables como paneles fotovoltaicos, celdas de combustible o turbinas de viento [25].

Los choppers de cuatro cuadrantes se aplican en las unidades en las que se desea el frenado regenerativo de motores de corriente continua, por ejemplo, sistemas de transporte con paradas frecuentes [25].

2.3.3.2 Aplicación de Convertidor Reductor

Un convertidor reductor encuentra la mayoría de sus aplicaciones en sistemas de accionamiento de corriente continua de alto rendimiento, por ejemplo, tracción eléctrica, vehículos eléctricos y máquinas de herramienta [25].

Pero también los convertidores reductores se utilizan en sistemas de radar y de ignición [25].

2.3.3.3 Aplicación de Convertidor Elevador

El convertidor elevador es especialmente popular para la corrección del factor de potencia (PFC) [25], pero también se utiliza, por ejemplo, en vehículos con celdas de combustible en donde el aislamiento no es necesario y donde el voltaje de salida no es muy alto [36].



En ocasiones en los vehículos eléctricos se emplea más de un convertidor. En el trabajo [36] usan un convertidor bidireccional simple para conectar la batería al bus de alto voltaje en un vehículo de supercapacitores-baterías-celdas de combustible y un convertidor elevador unidireccional sencillo para elevar el voltaje de las celdas de combustible.

En el artículo [27] se elige un convertidor CD/CD elevador de doble entrelazado de 10 kW en modo de conmutación continua, debido a su simple robustez topológica y su inherente cancelación de rizo de corriente a la salida y a la entrada, para efectuar funciones de acoplamiento de celdas de combustible a un vehículo eléctrico.

En el trabajo [28] se resalta el hecho de que para efectuar una interrelación entre fuentes de energía y dispositivos de almacenamiento de energía tales como baterías, celdas de combustible y supercapacitores con el sistema de un vehículo eléctrico, se requieren los convertidores CD/CD , en este caso se emplea un convertidor elevador bidireccional de conmutación en voltaje cero de doble entrelace utilizando un transformador de interface y un inductor de entrada para aplicaciones en vehículos eléctricos.

2.3.3.4 Aplicación de Convertidor Elevador-Reductor

El artículo [13] menciona el uso de un convertidor típico elevador-reductor para la carga de supercapacitores.

Mientras que en [31] un convertidor elevador-reductor bidireccional fue concebido para ser utilizado como un control de transferencia de energía entre la fuente de energía principal de un vehículo eléctrico (un paquete de baterías en este caso), y un sistema de energía auxiliar basado en supercapacitores. El convertidor opera como un tipo reductor para hacer transferencia de energía del paquete de baterías a los supercapacitores y como un tipo elevador para transferir energía de los supercapacitores hacia las baterías.

2.3.3.5 Aplicación de Convertidor Forward

El convertidor forward es popular en aplicaciones de potencia de baja a medio (hasta varios cientos de watts). Las desventajas del convertidor forward son la necesidad de un devanado de desmagnetización, y una tensión de alto voltaje en el dispositivo semiconductor [25].

2.3.3.6 Aplicación de Convertidor Push-Pull

Los convertidores CD/CD que se encuentran en las industrias automotriz y de telecomunicaciones son a menudo el diseño push-pull, debido a los niveles de voltaje que manejan [29].

El convertidor Push-Pull también se usa a niveles de potencia media. Debido a la excitación bidireccional, el tamaño del transformador es pequeño. Una desventaja del convertidor Push-Pull es una saturación del núcleo en el caso de asimetría [25].

2.3.3.7 Aplicación de Convertidor de Medio Puente

El convertidor de medio puente tiene una gama similar de aplicaciones como el convertidor Push-Pull. No hay peligro de saturación del transformador en el convertidor de medio puente. Sin



embargo, se requieren dos capacitores a la entrada adicionales para dividir a la mitad el voltaje de la fuente CD de entrada [25].

Un ejemplo de la aplicación de este tipo de convertidor se encuentra en [22], en donde se propone un convertidor resonante de medio puente y alta frecuencia que opera a corriente constante o a voltaje constante, para ser aplicado como fuente de energía para carga de capacitores para: lámparas de destellos para la esterilización de los alimentos y láseres, moduladores de radio-frecuencia, generadores de impulsos de alta tensión, implantación de fuentes de plasma, tratamiento de gas contaminante no térmico, imanes pulsados en los aceleradores de partículas, etc.

2.3.3.8 Aplicación de Convertidor de Puente Completo

El convertidor de puente completo se utiliza a altos niveles de potencia (varios kilowatts) y de tensión. El voltaje al que los dispositivos semiconductores son sometidos, está limitado al de la fuente de voltaje de entrada. Una desventaja del convertidor de puente completo es su elevado número de dispositivos semiconductores [25].

En la literatura [30] se aborda el diseño de un convertidor CD/CD de puente completo de $3.5\text{ kV}/11\text{ kW}$ para la carga de un banco de capacitores.

2.3.3.9 Aplicación de Convertidor Flyback

Por la baja cantidad de componentes, el convertidor Flyback es muy popular en aplicaciones de baja potencia (hasta 200 W). Sus principales insuficiencias son el gran tamaño del núcleo transformador y el alto voltaje al que el dispositivo conmutable está sujeto [25].





CAPÍTULO 3.

DISEÑO DEL CARGADOR

3.1 Introducción

En el presente capítulo se muestran los cálculos efectuados para obtener el diseño del cargador de supercapacitores cuyo diagrama a bloques es mostrado en la Figura 3-1. Conjuntamente, se realiza la selección de los componentes con los que se implementará el cargador.

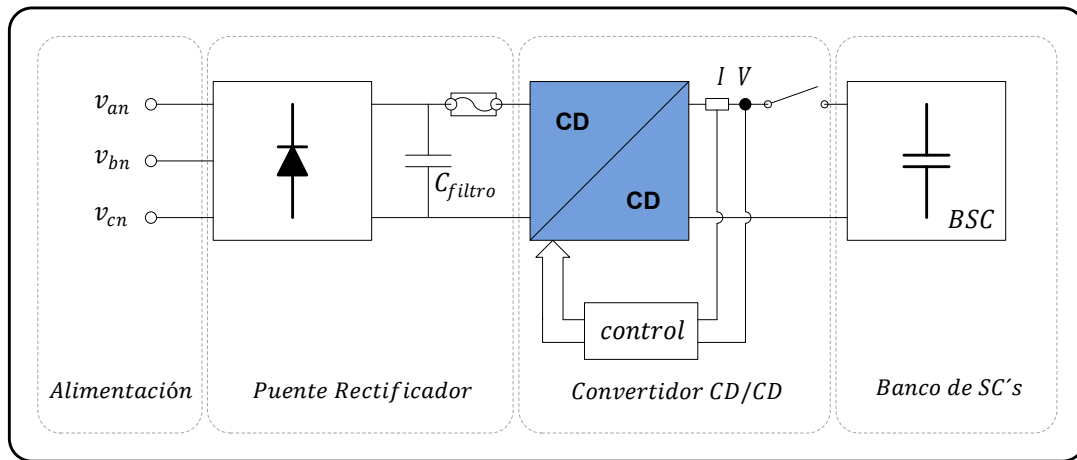


Figura 3-1. Diagrama a Bloques del Cargador de Supercapacitores

Las especificaciones del cargador son las siguientes:

- **Voltaje de entrada:**

Dado que se busca implementar un cargador con dimensiones que permitan su fácil traslado, en algunos momentos, se encontrará en un lugar en el que se disponga de una toma eléctrica trifásica, pero de no ser así, en cualquier lugar se cuenta siempre con una toma monofásica convencional. Entonces se diseña el cargador de manera que el voltaje de entrada sea flexible, si se conecta a una toma monofásica el voltaje de entrada es de $127 V_{CA}$, pero si se conecta a una toma trifásica será de $220 V_{CA}$.

- **Corriente de entrada:**

Puesto que el cargador se podrá trasladar y por lo tanto, ser conectado en diferentes lugares, es importante considerar que las instalaciones eléctricas de baja tensión están diseñadas con equipo que no soportan flujos de corriente por encima de los $15 A$, es esta la razón por la que se limitará la corriente de entrada a un valor máximo de $15 A$.

- **Voltaje de salida:**

El voltaje de CD a la salida del cargador dependerá del voltaje nominal del banco de supercapacitores, así como de su estado de carga, por lo tanto, este parámetro será especificado en la sección 3.3 en la que se realiza el diseño del BSC .

- **Corriente de salida:**

Debido a que el cargador contará con la posibilidad de ser cargado empleando una fuente monofásica o una trifásica, la corriente a la salida dependerá de que fuente de alimentación se este utilizando. En la sección 3.3, de diseño del *BSC*, se encuentran mas detalles al respecto.

El diseño del cargador se realiza considerando las especificaciones de vehículo contenidas en la Tabla 1-1, además de las especificaciones de cargador antes descritas. El diseño se realiza por bloques, por lo que este capítulo contiene los siguientes apartados:

- Diseño del puente rectificador
- Diseño del banco de supercapacitores
- Diseño del convertidor *CD/CD*
- Diseño del control del convertidor *CD/CD*

3.2 Diseño del Puente Rectificador

Esta sección muestra los cálculos de diseño del puente rectificador a diodos y su filtro capacitivo, mismos que conforman la entrada al cargador de supercapacitores.

3.2.1 Puente Rectificador a Diodos

La teoría básica sobre los puentes rectificadores a diodos tanto trifásicos como monofásicos, se presentan en el Apéndice A. Es en ese mismo Apéndice en donde se encuentran las formulas empleadas en este apartado.

3.2.1.1 Cálculo de Parámetros del Puente Rectificador

Obedeciendo a las especificaciones del cargador planteadas con anterioridad y teniendo como referencia el Apéndice A, se realizan los cálculos relacionados al diseño del puente rectificador a diodos.

Primero se determinan los parámetros de un puente rectificador trifásico (considerando que el cargador se alimenta de una toma trifásica), y posteriormente se obtienen los parámetros de un puente rectificador monofásico (pensando en que el cargador sea conectado a una toma monofásica).

a) Puente rectificador trifásico:

El voltaje de *CD* que en promedio se obtiene a la salida del rectificador V_d , se obtiene empleando la formula A-6 y es:

$$V_d = 1.35(220) = 297 V_{CD}$$

Haciendo uso de la formula A-7, el voltaje pico máximo del rizo $V_{r_{pmax}}$ es:

$$V_{r_{pmax}} = \sqrt{2}(220) = 311.12 V_{CD}$$



El voltaje pico mínimo del rizo $V_{r_{pmin}}$, se determina con la formula A-8:

$$V_{r_{pmin}} = \sqrt{2}(220)\text{sen}(\pi/3) = 269.44 \text{ } V_{CD}$$

Por lo tanto, como lo señala la formula A-9, el voltaje pico-pico del rizo $V_{r_{p-p}}$ es:

$$V_{r_{p-p}} = 311.12 - 269.44 = 41.68 \text{ } V_{CD}$$

El valor rms del voltaje pico-pico del rizo $V_{r_{rms}}$, calculado con la formula A-10, es:

$$V_{r_{rms}} = \frac{41.68}{2\sqrt{2}} = 14.74 \text{ } V_{CA}$$

Por último, aplicando la formula A-11, el factor de rizo FR es:

$$FR = \frac{14.74}{297} \times 100\% = 4.96\%$$

b) Puente rectificador monofásico:

De la formula A-13, se determina que el voltaje promedio a la salida del rectificador V_d es:

$$V_d = 0.9(127) = 114.3 \text{ } V_{CD}$$

El voltaje pico máximo $V_{r_{pmax}}$ y mínimo $V_{r_{pmin}}$ del rizo, que se calculan usando las formulas A-14 y A-15, respectivamente, son:

$$V_{r_{pmax}} = \sqrt{2}(127) = 179.60 \text{ } V_{CD}$$

$$V_{r_{pmin}} = 0 \text{ } V_{CD}$$

Entonces, el voltaje pico-pico del rizo $V_{r_{p-p}}$, como lo señala la formula A-9, es:

$$V_{r_{p-p}} = 179.60 - 0 = 179.60 \text{ } V_{CD}$$

El valor rms del voltaje pico-pico del rizo $V_{r_{rms}}$, obtenido empleando la formula A-10, es:

$$V_{r_{rms}} = 127 \text{ } V_{CA}$$

Finalmente, aplicando la formula A-11, el factor de rizo FR es:

$$FR = \frac{127}{114.3} \times 100\% = 111.11\%$$

El factor de rizo FR que se calcula para el puente rectificador monofásico es inadmisibles para la tarea que debe este realizar dentro del cargador de supercapacitores, por esta razón, más adelante se diseña un filtro capacitivo que proporcione un factor de rizo apropiado.



3.2.1.2 Selección de Puente Rectificador

Las especificaciones del cargador nombradas con anterioridad, obligan a seleccionar un puente rectificador que admita un voltaje de entrada de 127/220 V_{CA} y un flujo de corriente no menor a 15 A.

Por lo tanto, se opta por usar un puente rectificador trifásico, el cual da la flexibilidad de usarlo también como un puente rectificador monofásico de onda completa, al conectar a una fuente monofásica solo dos de sus piernas, dejando así en desuso una pierna (ver Apéndice A).

Los parámetros que principalmente determinan la selección del puente rectificador son: la corriente que pasará a través de los diodos y el voltaje de CD que se puede tener. De la sección anterior, se sabe que además de que el puente rectificador debe ser capaz de soportar una corriente de 15 A, debe tener la capacidad de trabajar adecuadamente con un voltaje en el lado de CD de por lo menos 311.12 V_{CD} , que de acuerdo a los cálculos es el voltaje pico máximo de rizo $V_{r_{pmax}}$ en el caso del puente rectificador trifásico.

En este caso se selecciona el puente rectificador trifásico ME701203 de POWEREX, el cual cuenta con las características técnicas que se muestran en la Tabla 3-1:

Tabla 3-1. Datos Técnicos de Puente Rectificador Seleccionado

Marca y Modelo	POWEREX ME701203
Voltaje Pico Inverso	1200 V_{CD}
Máximo Voltaje de Bloqueo Reversible Pico (<5ms)	1350 V_{CD}
Voltaje de Bloqueo Reversible de CD	960 V_{CD}
Corriente de Salida CD (T=103°C)	30 A
Máxima Corriente de Salida (1 ciclo)	300 A

La ficha técnica completa de este dispositivo está disponible en el Apéndice D.

3.2.2 Filtro Capacitivo

En el caso de operar el puente rectificador seleccionado como uno trifásico, se incorpora un filtro capacitivo a la salida, con la finalidad de reducir un poco más el rizo de voltaje $V_{r_{p-p}}$ y contribuir así a que la siguiente etapa del cargador (el convertidor CD/CD), tenga una señal de CD a su entrada lo más limpia posible. Por otra parte, el cálculo de rizo de voltaje $V_{r_{p-p}}$ cuando el puente rectificador trabaja como uno monofásico nos muestra que será, sin duda alguna, indispensable la integración de un filtro capacitivo para tener una señal de CD que tenga el menor rizo posible

En el caso de un puente rectificador monofásico de onda completa, se cuenta con una expresión para el voltaje de rizo pico-pico $V_{r_{p-p}}$ de la cual se puede deducir el valor del capacitor de filtro C_f [37]:

$$V_{r_{p-p}} = \frac{V_{r_{pmax}}}{2fR_L C_f} = \frac{I_{r_{pmax}}}{2fC_f} \Rightarrow C_f = \frac{I_{r_{pmax}}}{2fV_{r_{p-p}}} \quad 3-1$$



Mientras que para el puente rectificador trifásico el valor del capacitor de filtro C_f se determina de [37]:

$$V_{r-p} = \frac{V_{r_{pmax}}}{6fR_L C_f} = \frac{I_{r_{pmax}}}{6fC_f} \Rightarrow C_f = \frac{I_{r_{pmax}}}{6fV_{r-p}} \quad 3-2$$

3.2.2.1 Cálculo y Selección de Capacitores de Filtro

Pensando en el puente rectificador monofásico, es deseable disminuir el rizo de voltaje de un valor de $V_{r-p} = 179.60 \text{ V}$ a un valor de $V'_{r-p} = 30 \text{ V}$. De acuerdo a la expresión 3-1, para cumplir lo anterior el capacitor de filtro C_f deberá tener un valor mínimo de:

$$C_f = \frac{I_{r_{pmax}}}{2fV'_{r-p}} = \frac{15}{2 \times 60 \times 30} = 4166.6 \times 10^{-6} \text{ F}$$

Para el caso del puente rectificador trifásico, se propone disminuir el rizo de voltaje de un valor de $V_{r-p} = 41.68 \text{ V}$ a un valor de $V'_{r-p} = 10 \text{ V}$. Por lo tanto, de acuerdo a la expresión 3-2, el capacitor deberá tener un valor mayor a:

$$C_f = \frac{I_{r_{pmax}}}{6fV'_{r-p}} = \frac{15}{6 \times 60 \times 10} = 4199.6 \times 10^{-6} \text{ F}$$

Para cubrir con ambos requerimientos de reducción de rizo de voltaje V_{r-p} , se adquieren dos capacitores de $2200 \mu\text{F}$, 450 V_{CD} que conectados en paralelo proporcionan un $C_f = 4400 \text{ F}$

3.2.2.2 Ajuste de los Parámetros del Puente Rectificador a Diodos

La aplicación del filtro capacitivo obliga a realizar algunos ajustes en los parámetros del puente rectificador a diodos.

a) Para el puente rectificador monofásico:

De la expresión 3-1, se determina que el nuevo valor del voltaje pico-pico de rizo V_{r-p} es:

$$V_{r-p} = \frac{I_{r_{pmax}}}{2fC_f} = \frac{15}{2 \times 60 \times 4400 \times 10^{-6}} = 28.41 \text{ V}_{CD}$$

Lo que implica que también el voltaje rms del rizo $V_{r_{rms}}$ cambió:

$$V_{r_{rms}} = \frac{V_{r-p}}{2\sqrt{2}} = \frac{28.41}{2\sqrt{2}} = 10.04 \text{ V}_{CA}$$

Entonces, el valor del voltaje promedio a la salida V_d del rectificador monofásico es:

$$V_d = V_{r_{pmax}} - \frac{V_{r-p}}{2} = 179.60 - \frac{28.41}{2} = 156.39 \text{ V}_{CD}$$



Finalmente, se verifica si con la introducción del filtro capacitivo se ha logrado reducir el factor de rizo FR que hasta antes de este tenía un valor de $FR = 111.11\%$:

$$FR = \frac{V_{rms}}{V_d} \times 100\% = \frac{10.04}{156.39} \times 100\% = 6.42 \%$$

b) Para el puente rectificador trifásico:

En este caso, con la expresión 3-2 se encuentra que el nuevo valor del voltaje pico-pico del rizo V_{r-p} es:

$$V_{r-p} = \frac{I_{r_{pmax}}}{6fC_f} = \frac{15}{6 \times 60 \times 4400 \times 10^{-6}} = 9.47 V_{CD}$$

Por lo tanto, el valor rms del rizo V_{rms} es:

$$V_{rms} = \frac{V_{r-p}}{2\sqrt{2}} = \frac{9.47}{2\sqrt{2}} = 3.35 V_{CA}$$

De este modo, el voltaje promedio V_d que se obtendrá a la salida del rectificador es:

$$V_d = V_{r_{pmax}} - \frac{V_{r-p}}{2} = 311.12 - \frac{9.47}{2} = 306.39 V_{CD}$$

El valor del factor de rizo FR cambia de $FR = 4.96 \%$ a:

$$FR = \frac{V_{rms}}{V_d} \times 100\% = \frac{3.35}{306.39} \times 100\% = 1.09 \%$$

3.2.3 Dispositivos de Protección

Esta sección contiene información relacionada con los dispositivos que se ha decidido adicionar al puente rectificador a diodos con la finalidad de proporcionarle autoprotección, además de proteger al operador.

3.2.3.1 Cálculo y Selección de Termistores

Los capacitores tienen la particularidad de impedir los cambios violentos de voltaje en ellos, pero no así los cambios de corriente. Entonces, si el puente rectificador es alimentado y su respectivo filtro capacitivo se encuentra totalmente descargado, este último se comportará como un cortocircuito [21], demandando una corriente que quizá provoque daños irreversibles al puente rectificador. Por lo tanto, es necesario incorporar termistores que ayuden a regular la corriente que fluye a través del filtro capacitivo.

Un termistor es un sensor resistivo de temperatura. Su funcionamiento se basa en la variación de la resistividad que presenta un semiconductor con la temperatura. La variación de la resistencia con la temperatura es no lineal [38].



Existen dos tipos de termistores:

- a) NTC (Negative Temperature Coefficient) – coeficiente de temperatura negativo
Para los termistores NTC, al aumentar la temperatura, aumentará también la concentración de portadores, por lo que la resistencia será menor, de ahí que el coeficiente sea negativo.
- b) PTC (Positive Temperature Coefficient) – coeficiente de temperatura positivo
Para los termistores PTC, en el caso de un semiconductor con un dopado muy intenso, éste adquirirá propiedades metálicas, tomando un coeficiente positivo en un margen de temperatura limitado.

31

Para seleccionar el termistor se debe conocer la resistencia que este tendrá inicialmente R_{TH} y la cantidad de energía E_{TH} que debe ser capaz de disipar.

La resistencia R_{TH} se puede conocer por ley de ohm, usando el valor del voltaje promedio a la salida del rectificador V_d y el valor de corriente que se desea limitar, misma con la que el puente rectificador debe ser capaz de trabajar adecuadamente [39]:

$$R_{TH} = \frac{V_d}{I_{max}} \quad 3-3$$

La energía del termistor E_{TH} se determina por medio de la definición de energía eléctrica, por lo tanto [39]:

$$E_{TH} = \frac{1}{2} C_f V_d^2 \quad 3-4$$

La selección del termistor se realiza utilizando el valor de voltaje promedio a la salida V_d del puente rectificador trifásico, el cual proporciona valores de resistencia R_{TH} y energía E_{TH} mayores a los obtenidos en el caso de usar el voltaje promedio a la salida V_d del puente rectificador monofásico, de esta manera se cubren las demandas tanto del puente trifásico como del monofásico.

Los datos técnicos del puente rectificador seleccionado (Tabla 3-1), muestran que la corriente máxima a la salida es de 300 A, por un tiempo no mayor a un ciclo. Entonces, se propone limitar la corriente a $I_{max} = 200$ A. Para cumplir con lo anterior, el termistor deberá tener un valor mínimo de resistencia R_{TH} de:

$$R_{TH} = \frac{306.39}{200} = 1.53 \, \Omega$$

Por otra parte, el valor mínimo de energía E_{TH} que debe manejar el termistor es:

$$E_{TH} = \frac{1}{2} (4400 \times 10^{-6}) (306.39)^2 = 206.52 \, J$$

Conforme a los cálculos anteriores, se selecciona el termistor SL32 1R030 de la marca AMETHERM, el cual tiene las especificaciones técnicas que se muestran en la Tabla 3-2:



Tabla 3-2. Datos Técnicos de Termistor Seleccionado

Marca y Modelo	AMETHERM SL32 1R030
Resistencia	$1\Omega \pm 20\%$
Corriente Máxima @ 25°C	30 A
Máxima Energía	160 J
Máxima Capacitancia @ 120VCA	11,114 μF
Máxima Capacitancia @ 240VCA	2,778 μF
Resistencia @ 100% de Corriente Máxima	0.01 Ω
Resistencia @ 50% de Corriente Máxima	0.05 Ω

Para cubrir el valor de resistencia R_{TH} y energía E_{TH} estimados, se conectarán dos termistores SL32 1R030 en serie. Los datos técnicos completos del termistor seleccionado se encuentran en el Apéndice D.

3.2.3.2 Cálculo y Selección de Resistencia de Descarga de Filtro Capacitivo

Al usar capacitores se deben tomar precauciones para evitar que ocurran accidentes al manipularlos. Con la finalidad de reducir riesgos, se propone el uso de resistencias de descarga en los capacitores.

El valor de la resistencia de descarga R_C es determinada en función de la constante de tiempo τ de un circuito RC. Es posible afirmar que pasadas 5 constantes de tiempo τ , los capacitores están descargados, por lo que podemos definir esto como el tiempo de descarga del filtro capacitivo t_D [40].

$$\tau = R_C C_f \Rightarrow t_D = 5\tau \quad 3-5$$

Es importante conocer la cantidad de potencia que estará disipando la resistencia de descarga P_{R_C} por dos razones: 1) para tener idea de cuantas pérdidas estará provocando y 2) para seleccionarla correctamente.

$$P_{R_C} = \frac{V_d^2}{R_C} \quad 3-6$$

Si se decide colocar una resistencia tal que el tiempo de descarga resulta de un valor muy grande se elimina la idea de proporcionar seguridad al operador, en contraste, si se asigna un tiempo de descarga muy corto, se tiene una resistencia que genera muchas pérdidas.

Tomando en cuenta lo anterior, se considera que un tiempo de descarga de 5 minutos es apropiado. Por lo que, empleando la ecuación 3-5, se determina el valor de la resistencia de descarga R_C .

$$R_C = \frac{t_D}{5C_f} = \frac{5(60)}{5(4400 \times 10^{-6})} = 13.64 K\Omega$$

Por su parte, la potencia P_{R_C} que la resistencia de descarga R_C disipa es estimada con la ecuación 3-6.



$$P_{R_C} = \frac{(306.39)^2}{13.64 \times 10^3} = 6.88 \text{ W}$$

Se opta entonces por seleccionar un resistencias de $12 \text{ K}\Omega$ con capacidad de disipar 10 W .

3.2.4 Diseño Final del Puente Rectificador

La Figura 3-2 muestra el diagrama eléctrico general del puente rectificador diseñado el cual incluye también el filtro capacitivo C_f con su respectiva resistencia de descarga R_C y los termistores R_{TH} que limitan la corriente en los dispositivos utilizados.

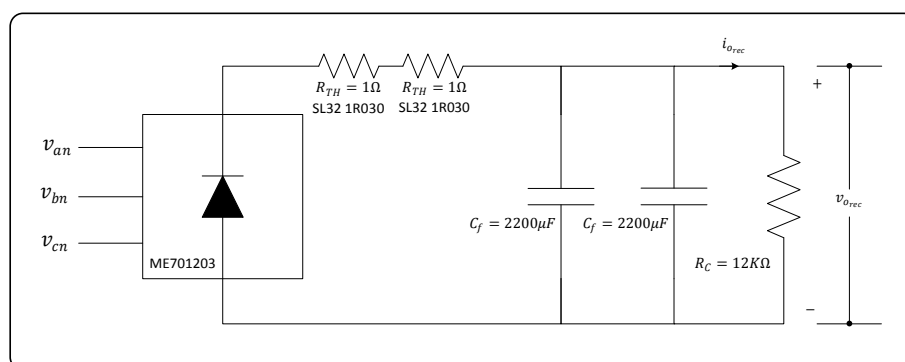


Figura 3-2. Puente Rectificador con Filtro Capacitivo

3.3 Diseño del Banco de Supercapacitores

Esta sección contiene detalles sobre el dimensionamiento y carga de bancos de supercapacitores, mismos que permiten determinar los parámetros del banco de supercapacitores propuesto para el prototipo de vehículo descrito brevemente en el capítulo 1, teniendo en consideración las especificaciones del cargador mencionadas al inicio de este capítulo. Además de establecer y justificar el modo de carga del banco de supercapacitores, lo que permite estimar el tiempo de carga, según las condiciones bajo las que esto se efectúe.

Asimismo, se presenta un estudio simple de fuerzas para con ello determinar la autonomía del prototipo de vehículo eléctrico.

3.3.1 Banco de Supercapacitores

Los supercapacitores son dispositivos de almacenamiento cuyas principales ventajas son las siguientes [41]:

- Alta cantidad de ciclos de carga y descarga
- Alta densidad de potencia
- Alta eficiencia
- Largo tiempo de vida
- Baja toxicidad en los materiales usados
- Fácil estimación del estado de carga



La densidad de potencia de los supercapacitores es considerablemente más alta que la de las baterías, mientras que su densidad de energía es de 10 a 20 veces mayor que la de los capacitores electrolíticos para aplicaciones de potencia. Los supercapacitores almacenan alto nivel de energía en un volumen pequeño.

Para usar supercapacitores en vehículos eléctricos, es necesario dimensionar el banco de supercapacitores, con la finalidad de optimizar el sistema. Por esta razón, se presentan los cálculos de dimensionamiento de un banco de supercapacitores.

Es importante pensar en que el banco de supercapacitores es equivalente a un circuito RC , por lo tanto, el comportamiento del banco es gobernado por la siguiente ecuación:

$$dV = i \frac{dt}{C} + iR \quad 3-7$$

La ecuación anterior describe a la corriente como una cantidad constante, pero cuando la aplicación de los supercapacitores es a una potencia constante y no a una corriente constante, se emplea para los cálculos el valor promedio de la corriente $I_{BSC_{prom}}$.

Para realizar el dimensionamiento es necesario primero conocer algunas variables del sistema en el que se utilizarán los supercapacitores, y datos técnicos de los supercapacitores a utilizar, como son los siguientes:

Requerimientos de la Carga:		Requerimientos de un Módulo de Supercapacitores:	
P_L	= Potencia de la Carga (W)	C_{SC}	= Capacitancia Nominal (F)
t_d	= Tiempo de Descarga (s)	ESR	= Resistencia Serie (Ω)
V_w	= Voltaje de Trabajo (V)	V_{SC}	= Voltaje Nominal (V)
D_{max}	= Descarga Máxima de las Celdas (pu)		

La ecuación 3-8 permite conocer la demanda de energía de la carga E_L y que por supuesto, el banco de supercapacitores debe cubrir a potencia constante.

$$E_L = P_L \times t_d \quad 3-8$$

Los supercapacitores son dispositivos de bajo voltaje pero de alta capacitancia, por lo tanto para aplicaciones de mayor voltaje se realizan conexiones en serie. El número de supercapacitores que se requieren en serie $N_{SC_{serie}}$ se determinan redondeando al número superior siguiente, el valor obtenido al dividir el voltaje de trabajo del banco V_w entre el voltaje nominal de los supercapacitores V_{SC} .

$$N_{SC_{serie}} \geq \frac{V_w}{V_{SC}} \quad 3-9$$

El voltaje máximo que manejará el banco de supercapacitores $V_{BSC_{max}}$ es igual a su voltaje de trabajo V_w , mientras que su el voltaje mínimo $V_{BSC_{minD}}$ se calcula de la siguiente manera:

$$V_{BSC_{minD}} = V_w \times D_{max} \quad 3-10$$



La variación de voltaje dV que existe en el banco de supercapacitores es la diferencia entre el voltaje de trabajo V_w y el voltaje mínimo $V_{BSC_{minD}}$.

$$dV = V_w - V_{BSC_{minD}} \quad 3-11$$

Se estima la corriente máxima $I_{BSC_{max}}$ y mínima $I_{BSC_{min}}$ que demandará la carga del banco de supercapacitores como lo señalan las siguientes ecuaciones:

$$I_{BSC_{max}} = \frac{P_L}{V_{BSC_{minD}}} \quad 3-12$$

$$I_{BSC_{min}} = \frac{P_L}{V_{BSC_{max}}} \quad 3-13$$

Se calcula la corriente que en promedio circula a través del banco de supercapacitores $I_{BSC_{prom}}$.

$$I_{BSC_{prom}} = \frac{I_{BSC_{max}} + I_{BSC_{min}}}{2} \quad 3-14$$

Se calcula la resistencia R_{serie} y la capacitancia C_{serie} de una rama del banco de supercapacitores.

$$R_{serie} = ESR \times N_{SC_{serie}} \quad 3-15$$

$$C_{serie} = \frac{C_{SC}}{N_{SC_{serie}}} \quad 3-16$$

Para encontrar la corriente I_{serie} que pasa a través de una de las ramas del banco de supercapacitores se sustituyen los parámetros calculados en las ecuaciones 3-15 y 3-16 en la ecuación 3-7, obteniendo así la ecuación 3-17.

$$I_{serie} = \frac{dV}{\frac{t_d}{C_{serie}} + R_{serie}} \quad 3-17$$

El banco debe ser capaz de suministrar la corriente promedio $I_{BSC_{prom}}$ antes calculada, para cumplir con esto se agrega al banco las ramas de supercapacitores necesarias. El número de ramas $N_{SC_{rama}}$ que conformará el banco de supercapacitores se obtiene de redondear al número superior siguiente el resultado de dividir la corriente promedio $I_{BSC_{prom}}$ entre la corriente de una sola rama I_{serie} .

$$N_{SC_{rama}} \geq \frac{I_{BSC_{prom}}}{I_{serie}} \quad 3-18$$

Una vez que se conoce el número de supercapacitores que se requieren en serie $N_{SC_{serie}}$ y el número de ramas $N_{SC_{rama}}$, es posible calcular el número total de módulos de supercapacitores $N_{SC_{total}}$ a utilizar, así como la capacitancia total C_{BSC} y la resistencia total R_{BSC} que proporcionarían al conectarlos.

$$C_{BSC} = C_{SC} \times \frac{N_{SC_{rama}}}{N_{SC_{serie}}} \quad 3-19$$



$$R_{BSC} = ESR \times \frac{N_{SCserie}}{N_{SCrama}} \quad 3-20$$

$$N_{SCtotal} = N_{SCserie} \times N_{SCrama} \quad 3-21$$

Ahora, se calcula la variación real de voltaje dV_{real} que tendrá el banco de supercapacitores. Por recomendación del fabricante de los supercapacitores, el resultado obtenido de la ecuación 3-11 debe ser menor que el obtenido de la ecuación 3-22 [42].

$$dV_{real} = I_{BSCprom} \frac{t_d}{C_{BSC}} + I_{BSCprom} R_{BSC} \quad 3-22$$

La condición que se presenta en la ecuación 3-23 se debe satisfacer para asegurar que el banco no se descargará más allá de lo establecido.

$$\frac{1}{2} C_{BSC} V_{BSCmax}^2 - \frac{1}{2} C_{BSC} V_{BSCminD}^2 \geq E_L \quad 3-23$$

Se debe recordar que para calcular el número de supercapacitores en serie $N_{SCserie}$ y el numero de ramas N_{SCrama} fue necesario redondear números, por lo que el valor de la capacitancia total del banco C_{BSC} no podrá satisfacer la ecuación 3-23, por lo que primero se deben ajustar los valores de los voltajes máximo V_{BSCmax} y voltaje mínimo como lo señalan las ecuaciones 3-24, 3-25 y 3-26.

$$V_{BSCmax} = V_{SC} \times N_{SCserie} \quad 3-24$$

$$V_{BSCminE} = V_{BSCmax} \sqrt{1 - \frac{2E_L}{C_{BSC} V_{BSCmax}^2}} \quad 3-25$$

$$V_{BSCminD} = D_{max} V_{BSCmax} \quad 3-26$$

Nótese que de V_{BSCmax} a $V_{BSCminE}$ el banco de supercapacitores suministra la energía que demanda la carga E_L , lo que no significa que el banco de supercapacitores haya alcanzado el voltaje mínimo $V_{BSCminD}$. Por lo tanto, de V_{minE} a V_{minD} el banco de supercapacitores tiene energía extra E_{extra} , la cual puede ser calculada empleando la ecuación 3-27.

$$E_{extra} = \frac{1}{2} C_{BSC} (V_{BSCminE}^2 - V_{BSCminD}^2) \quad 3-27$$

3.3.2 Carga del Banco de Supercapacitores a Corriente Constante

Si la carga del banco de supercapacitores se realizara a potencia constante, el tiempo de carga t_C podría ser determinado utilizando la ecuación 3-8. Pero cuando los capacitores se cargan con una corriente constante, deben de tenerse las siguientes consideraciones:

De manera general, el comportamiento del voltaje del banco de supercapacitores esta descrito por la ecuación 3-28:

$$v_{BSC}(t) = \frac{1}{C_{BSC}} \int i_{BSC}(t) dt + v_{BSC}(t_0) + R_{BSC} i_{BSC}(t) \quad 3-28$$

Sin embargo, para el caso que en esta sección se trata, se toman las siguientes consideraciones:



- 1) Como anteriormente se menciona $i_{BSC}(t)$ tiene un valor constante
- 2) El voltaje inicial en el banco de supercapacitores está dado por $v_{BSC}(t_0) = V_w D_{max}$

Lo anterior implica que la ecuación 3-28 se reescriba de la siguiente manera:

$$v_{BSC}(t) = \frac{I_{BSC}}{C_{BSC}} t + V_w D_{max} + R_{BSC} I_{BSC} \quad 3-29$$

Finalmente, es posible determinar el tiempo de carga t_C del banco de supercapacitores.

$$t_C = C_{BSC} \left[\frac{V_w}{I_{BSC}} (1 - D_{max}) - R_{BSC} \right] \quad 3-30$$

3.3.3 Banco de Supercapacitores y Prototipo de Vehículo Eléctrico

El arreglo y características del banco de supercapacitores que en esta sección se presentan se consiguen tomando en cuenta las especificaciones del vehículo mostradas en la Tabla 1-1 y las especificaciones de cargador mencionadas al inicio del presente capítulo.

3.3.3.1 Energía del Banco de Supercapacitores

La Tabla 3-3 muestra algunos de los datos tomados de la ficha técnica de los supercapacitores con los que se cuenta para esta aplicación. La ficha técnica completa se encuentra en el Apéndice D.

Tabla 3-3. Datos Técnicos de los Supercapacitores

Marca y Modelo	Maxwell BMOD0165	
Capacitancia Nominal	C_{SC}	165 F
Máxima Resistencia Serie	ESR	6.3 mΩ
Voltaje Nominal	V_{SC}	48 V
Máxima Corriente Continua ($\Delta T=40^\circ\text{C}$)	I_{SC}	130 A _{RMS}
Máxima Corriente Pico (< 1 seg)	I_{SCmax}	1,900 A
Capacidad de Almacenamiento de Energía	E_{SC}	52.8 Wh

Los fabricantes recomiendan que los supercapacitores no sean descargados en su totalidad con el objetivo de no disminuir su tiempo de vida útil [43], por lo que se propone que una vez que se empleen de manera cotidiana los supercapacitores la descarga máxima sea $D_{max} = 0.5$.

Por otra parte, de la Tabla 3-3 de datos técnicos de los supercapacitores, se sabe que el voltaje nominal de cada modulo V_{SC} es de $48 V_{CD}$, lo que implica que tomando en cuenta la descarga máxima D_{max} establecida, cada módulo de supercapacitores (independientemente del arreglo de los módulos dentro del banco de supercapacitores), podrá alcanzar un voltaje mínimo V_{SCmin} de $24 V_{CD}$.

Con los datos contenidos en el párrafo anterior y haciendo uso de la fórmula 3-23, se calcula la cantidad de energía E_L de la que se dispone si se sabe que el banco de supercapacitores estará conformado por seis módulos como el que describe la Tabla 3-3

$$E_L = 6 \left(\frac{1}{2} C_{SC} (V_{SCmax}^2 - V_{SCmin}^2) \right) = 3(165)(48^2 - 24^2) = 855,360 J$$



3.3.3.2 Análisis de Fuerzas del Prototipo de Vehículo Eléctrico

Antes de poder determinar la autonomía que el banco de supercapacitores de otorgará al prototipo de vehículo eléctrico, es necesario hacer un análisis de fuerzas. La Figura 3-3, Muestra las diferentes fuerzas que actúan sobre el vehículo.

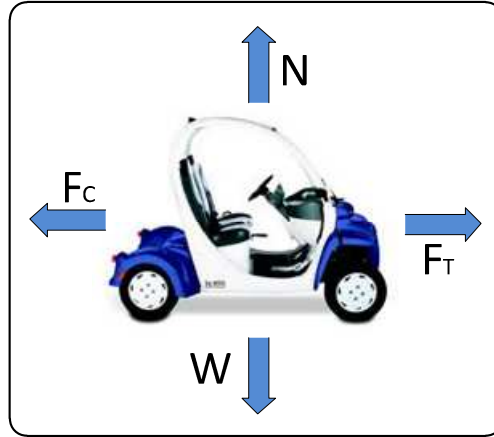


Figura 3-3. Diagrama de Fuerzas Actuando sobre el Vehículo

Una de las fuerzas inherente al vehículo es el peso W , debido a la gravitacional [44]. El peso W se define como el producto de la masa del objeto M_T por la aceleración de la gravedad g , como lo muestra la fórmula 3-31.

$$W = M_T \times g \quad 3-31$$

La aceleración de la gravedad, depende de la altura del lugar, en el caso de México, la aceleración de la gravedad tiene un valor de 9.807 m/s^2 [45]

En respuesta al peso W , se tiene a la fuerza normal N que es la resistencia de la superficie (de asfalto, en este caso), al movimiento del vehículo. La fuerza normal N tiene igual magnitud que el peso W , pero se presenta en el sentido apuesto a este último.

Por otra parte, la fuerza mínima necesaria para mantener el vehículo en movimiento, es la fuerza de fricción cinética F_C , la cual surge como reacción de la fuerza de tracción F_T aplicada, misma que actúa en dirección opuesta a la de fricción cinética F_C [44]. La fuerza de fricción cinética F_C , es la multiplicación del coeficiente de fricción cinética del asfalto y las llantas μ_C por la fuerza normal N .

$$F_C = \mu_C \times N \quad 3-32$$

Entonces, es importante hacer una estimación de la masa total del vehículo M_T , para lo cual se debe conocer, la masa del vehículo M_V , la masa de los pasajeros M_P , además de la masa del banco de supercapacitores M_{BSC} .

$$M_T = M_V + M_P + M_{BSC} \quad 3-33$$

La Tabla 1-1 indica que la masa del vehículo M_V es de 517 kg . Por otra parte, se limitará el número de pasajeros a uno, del cual se estima una masa de $M_P = 80 \text{ kg}$. Además, cada modulo



de supercapacitores tiene una masa de $M_{SC} = 13.5 \text{ kg}$ (consultar ficha técnica en Apéndice D), y dado que el banco de supercapacitores se conformará de 6 módulos la masa del banco de supercapacitores M_{BSC} es de 81 kg . Entonces, la masa total del vehículo M_T será:

$$M_T = 517 + 80 + 81 = 678 \text{ kg}$$

La fuerza normal del vehículo N se obtiene empleando la fórmula 3-31, debido a que como ya se mencionó, la fuerza normal N tiene la misma magnitud que el peso W .

$$N = W = M_T \times g = 678 \times 9.807 = 6,649.15 \text{ N}$$

Por otra parte, el coeficiente de fricción cinética del asfalto con las llantas μ_c es de 0.4 [45], por lo que empleando la fórmula 3-32 y considerando que el lugar por donde el vehículo transita es: horizontal, lizo y recto, se calcula la fuerza mínima requerida para mover el vehículo F_C .

$$F_C = \mu_c \times N = 0.4 \times 6,649.15 = 2,659.66 \text{ N}$$

3.3.3.3 Cálculo de la Automatización del Prototipo de Vehículo Eléctrico

De las leyes de Newton, recuérdese que la energía o trabajo E_L se define como el producto de la magnitud de la fuerza F_C por la distancia d a lo largo de la cual actúa cuando el objeto de mueve [44].

$$E_L = F_C \times d \quad 3-34$$

Finalmente, aplicando la fórmula 3-34, se calcula la autonomía d que se estima tendrá el prototipo de vehículo eléctrico, considerando la energía E_L que los 6 módulos de supercapacitores le proporcionaran y la fuerza mínima F_C que requiere para mantenerse en movimiento.

$$d = \frac{E_L}{F_C} = \frac{855,360}{2,659.66} = 321.61 \text{ m}$$

3.3.3.4 Arreglo de los Supercapacitores

Puesto que aún no se encuentra diseñado el sistema de tracción del vehículo (además de no ser tema concerniente a la presente tesis), se propone un voltaje de trabajo V_w del banco de supercapacitores equivalente al de 3 módulos conectados en serie, por lo que de acuerdo con la fórmula 3-9, el voltaje de trabajo V_w (que a su vez es igual al voltaje máximo en el banco de supercapacitores $V_{BSC_{max}}$), será:

$$V_w = N_{SC_{serie}} \times V_{SC} = 3 \times 48 = 144 \text{ V}_{CD}$$

Como ya se señaló con anterioridad, los fabricantes de los supercapacitores recomiendan que los supercapacitores no sean descargados en su totalidad con el objetivo de no disminuir su tiempo de vida útil [43], por lo que se estableció que la descarga máxima es $D_{max} = 0.5$. Sabiendo lo anterior, es posible determinar el voltaje mínimo en el banco de supercapacitores $V_{BSC_{minD}}$ haciendo uso de la formula 3-10.

$$V_{BSC_{minD}} = 144 \times 0.5 = 72 \text{ V}_{CD}$$



Puesto que se ha decidido establecer una rama de 3 módulos conectados en serie para tener un voltaje de trabajo de 144V, lo más natural será, colocar los 3 módulos faltantes en serie en otra rama para así mantener la simetría del banco de supercapacitores y de esta manera asegurar que el voltaje y la corriente se distribuya adecuadamente en cada uno de los módulos. Por lo tanto, se tiene el arreglo del banco de suercapacitores como lo muestra Figura 3-4.

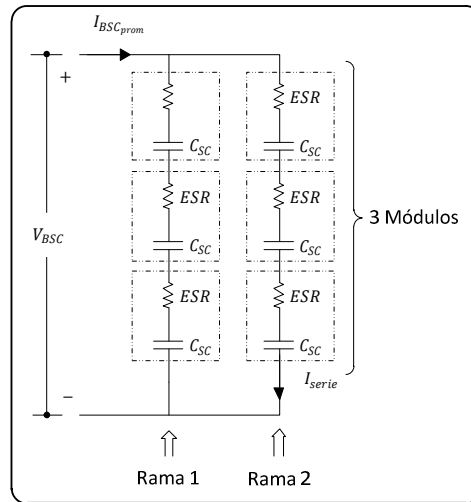


Figura 3-4. Arreglo Banco de Supercapacitores

3.3.4 Cálculo de Parámetros del Banco de Supercapacitores

Para realizar la carga del banco de supercapacitores a una **potencia constante**, es necesario disminuir el flujo de corriente mientras se incrementa el voltaje, lo cual significa comenzar la carga con un flujo de corriente alto para garantizar que esta se efectúe en un lapso corto de tiempo. Los dispositivos que conformen el cargador, deberán de estar preparados para resistir sin sufrir daño alguno dicho flujo de corriente, sin embargo, es evidente que los dispositivos no estarán trabajando a sus respectivas corrientes nominales la mayor parte del tiempo, por lo que sus capacidades no serán bien aprovechadas y sus dimensiones físicas solo generarían un cargador grande y pesado.

Por otra parte, cuando la carga de los supercapacitores se efectúa a una **corriente constante**, se entiende que lo que va en incremento es el voltaje en el banco de supercapacitores, este ultimo parámetro no afecta significativamente en las dimensiones físicas de los dispositivos como lo hace la corriente, por lo que se tendría un cargador menos pesado comparado con el caso analizado en el párrafo anterior.

Teniendo en consideración lo mencionado con anterioridad, se opta por efectuar la carga del banco de supercapacitores a **corriente constante**. Ahora que se conoce el modo de carga y la conexión de los supercapacitores, es factible calcular los parámetros del banco de supercapacitores.

El número de supercapacitores conectados en serie $N_{SC_{serie}}$ dentro del banco, fija el voltaje nominal $V_{BSC_{max}}$ con el que dicho banco podrá operar sin riesgo a dañarse:



$$V_{BSCmax} = N_{SCserie} \times V_{SC} = 3 \times 48 = 144 \text{ V}$$

La corriente que el banco de supercapacitores puede manejar I_{BSCmax} está definida por el número de ramas N_{SCrama} que lo conforman:

$$I_{BSCmax} = N_{SCrama} \times I_{SCmax} = 2 \times 130 = 260 \text{ A}$$

Se determina la capacitancia total C_{BCS} y resistencia total R_{BSC} del banco de supercapacitores:

$$C_{BCS} = C_{SC} \frac{N_{SCrama}}{N_{SCserie}} = (165) \frac{2}{3} = 110 \text{ F}$$

$$R_{BSC} = ESR \frac{N_{SCserie}}{N_{SCrama}} = (6.3 \times 10^{-3}) \frac{3}{2} = 9.45 \text{ m}\Omega$$

Es de suma importancia conocer la potencia máxima que puede manipular el banco P_{BSCmax} y la cantidad de energía E_{BSC} que logra almacenar:

$$P_{BSCmax} = V_{BSC} \times I_{BSCmax} = 144 \times 260 = 37.77 \text{ kW}$$

$$E_{BSC} = \frac{1}{2} C_{BSC} V_{BSC}^2 = \frac{1}{2} (110) (144)^2 = 1,140.48 \text{ kJ}$$

3.3.5 Tiempo de Carga del Banco de Supercapacitores

Para determinar el tiempo que tomará el banco de supercapacitores en cargarse, se hace uso de la ecuación 3-30.

Los supercapacitores proporcionan la posibilidad de cargarlos y descargarlos en periodos de tiempo muy cortos [6], principalmente si se emplea la máxima corriente de carga que estos soportan. Para tener una referencia, se calcula en tiempo mínimo t_{Cmin} en el que es posible cargar el banco de supercapacitores, en el caso que estos se encuentren totalmente descargados, lo que implica que $D_{max} = 0$ y por lo tanto:

$$t_{Cmin(Dmax=0)} = 110 \left[\frac{144}{260} (1 - 0) - 9.45 \times 10^{-3} \right] = 59.88 \text{ s}$$

Recuérdese que por recomendaciones de los fabricantes los supercapacitores no deben ser descargados en su totalidad con el objetivo de no disminuir su tiempo de vida útil [43], por lo que la descarga máxima es $D_{max} = 0.5$, de esta manera el tiempo mínimo de carga t_{Cmin} es:

$$t_{Cmin(Dmax=0.5)} = 110 \left[\frac{144}{260} (1 - 0.5) - 9.45 \times 10^{-3} \right] = 29.42 \text{ s}$$

Sin duda, es posible cargar el banco de supercapacitores en un periodo de tiempo muy corto, esto asumiendo que la carga se efectúa a la corriente máxima de operación. El hecho de pretender cargar el banco al tiempo mínimo implica que todos los dispositivos que conformen el cargador deberán tener la capacidad de soportar esa cantidad de corriente sin sufrir daño alguno, además



de que la instalación eléctrica de la que se alimente el cargador también debe ser capaz de proporcionar esa corriente.

Como se estableció al inicio del presente capítulo, el diseño del cargador se limita a una corriente de alimentación de 15 A, lo que hace que el tiempo de carga sea mayor al antes calculado, y que dependa también del tipo de alimentación que en ese momento se emplee, es decir, monofásica o trifásica.

a) Cargador con Alimentación Trifásica:

Bajo estas circunstancias y considerando que no existen pérdidas en los componentes, la potencia $P_{BSC(3\Phi)}$ que manejará el banco de supercapacitores es la misma que proporciona el puente rectificador trifásico $P_{d(3\Phi)}$.

$$P_{d(3\Phi)} = P_{BSC(3\Phi)} = V_{d(3\Phi)} \times I_d = 306.39 \times 15 = 4,595.85 \text{ W}$$

Así, es posible determinar la corriente $I_{BSC(3\Phi)}$ que en promedio puede circular a través del banco de supercapacitores.

$$I_{BSC(3\Phi)} = \frac{P_{BSC(3\Phi)}}{V_{BSC}} = \frac{4,595.85}{144} = 31.91 \text{ A}$$

Entonces, se estima el tiempo $t_{C\ 3\Phi(Dmax=0)}$ que tomará el banco de supercapacitores en cargarse cuando se encuentra totalmente descargado.

$$t_{C\ 3\Phi(Dmax=0)} = 110 \left[\frac{144}{31.91} (1 - 0) - 9.45 \times 10^{-3} \right] = 495.36 \text{ s} = 8 \text{ min } 15 \text{ s}$$

Pero si el banco de supercapacitores se encuentra descargado solo al 50% de su capacidad, entonces el tiempo $t_{C\ 3\Phi(Dmax=0.5)}$ que tomara en cargarse es:

$$t_{C\ 3\Phi(Dmax=0.5)} = 110 \left[\frac{144}{31.91} (1 - 0.5) - 9.45 \times 10^{-3} \right] = 247.16 \text{ s} = 4 \text{ min } 7 \text{ s}$$

b) Cargador con Alimentación Monofásica

En este caso, la potencia $P_{BSC(1\Phi)}$ que manejará el banco de supercapacitores es igual a la que proporciona el puente rectificador monofásico $P_{d(1\Phi)}$.

$$P_{d(1\Phi)} = P_{BSC(1\Phi)} = V_{d(1\Phi)} \times I_d = 156.39 \times 15 = 2,345.85 \text{ W}$$

Entonces, la corriente $I_{BSC(1\Phi)}$ que en promedio puede circular a través del banco de supercapacitores.

$$I_{BSC(1\Phi)} = \frac{P_{BSC(1\Phi)}}{V_{BSC}} = \frac{2,345.85}{144} = 16.29 \text{ A}$$



Se estima el tiempo $t_{C1\Phi(D_{max}=0)}$ que tomará el banco de supercapacitores en cargarse cuando se emplea una alimentación monofásica y este se encuentra totalmente descargado.

$$t_{C1\Phi(D_{max}=0)} = 110 \left[\frac{144}{16.29} (1 - 0) - 9.45 \times 10^{-3} \right] = 971.29 \text{ s} = 16 \text{ min } 11 \text{ s}$$

Si el banco de supercapacitores se encuentra descargado solo al 50%, entonces el tiempo $t_{C1\Phi(D_{max}=0.5)}$ que tardara en cargarse usando alimentación monofásica, es:

$$t_{C1\Phi(D_{max}=0.5)} = 110 \left[\frac{144}{16.29} (1 - 0.5) - 9.45 \times 10^{-3} \right] = 485.14 \text{ s} = 8 \text{ min } 5 \text{ s}$$

3.4 Diseño del Convertidor CD/CD

Esta sección muestra los cálculos realizados para obtener el diseño del convertidos CD/CD que forma parte del cargador de supercapacitores, además de presentar los dispositivos seleccionados o manufacturados para conformarlo.

3.4.1 Convertidor CD/CD

Los convertidores CD/CD se usan como reguladores en modo de conmutación, para convertir un voltaje de CD , normalmente no regulado, en un voltaje de salida regulado de CD . La regulación se realiza con modulación de ancho de pulso (PWM) a determinada frecuencia. El interruptor o dispositivo de conmutación de este convertidor se puede implementar usando: 1) un BJT, 2) un MOSFET, 3) un GTO o 4) un IGBT. Los dispositivos prácticos tienen una caída finita de voltaje que va de 0.05 V a 2 V . La eficiencia de este tipo de convertidores depende de la frecuencia de conmutación, ya que mientras esta sea mayor, existirán más pérdidas por conmutación. Además, las pérdidas en el núcleo del inductor limita el funcionamiento en alta frecuencia. Existen cuatro topologías básicas de los reguladores de conmutación [37]:

1. Reguladores reductores
2. Reguladores elevadores
3. Reguladores reductores – elevadores
4. Reguladores de Cúk

Dado que el voltaje que entregará el puente rectificador a su salida es mayor al voltaje de trabajo del banco de supercapacitores y que para cargar el banco de supercapacitores no es necesario que el convertidor conduzca en ambos sentidos, se orienta el diseño del convertidor CD/CD a un regulador reductor. El circuito que se muestra en la Figura 3-5, pertenece a la de un convertido CD/CD reductor.



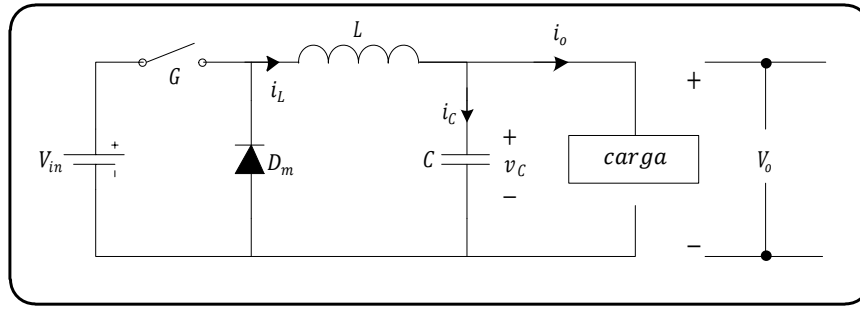


Figura 3-5. Convertidor CD/CD Reductor

La Figura 3-6, muestra las formas de onda del convertidor CD/CD antes mencionado, en un régimen de operación en conducción continua, es decir, la corriente i_L por el inductor es mayor a cero.

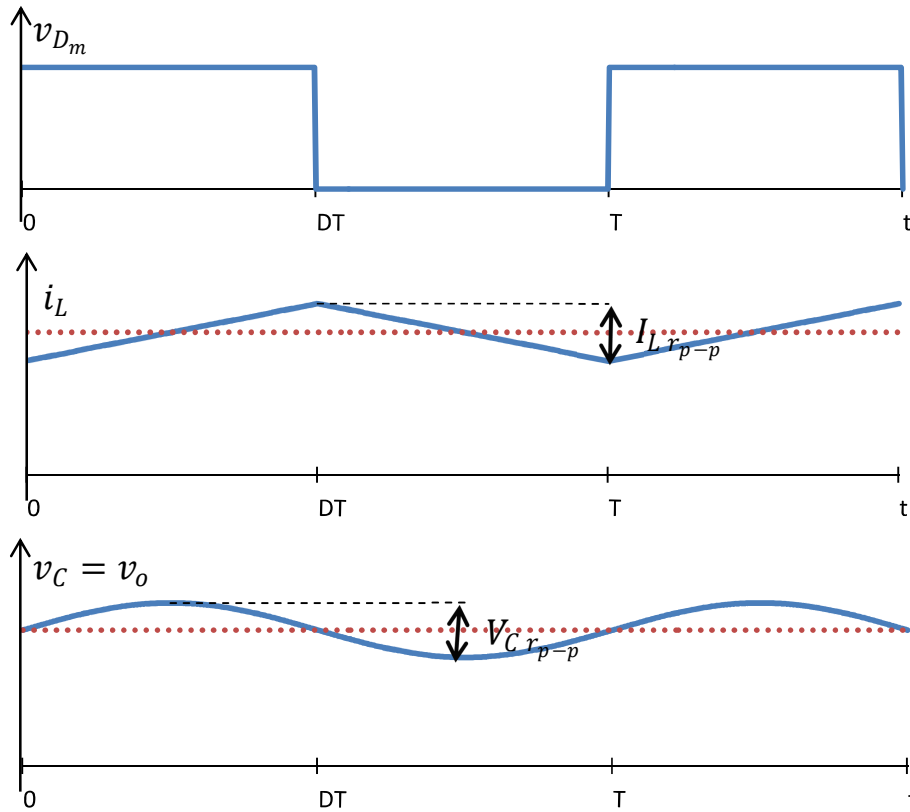


Figura 3-6. Formas de Onda del Convertidor CD/CD Reductor

El filtro LC con el que cuenta el convertidor CD/CD reductor ayuda a disminuir el contenido armónico y a mantener la conducción en modo continuo.

Suponiendo que todos los elementos del convertidor son ideales, es posible describir la corriente de rizo pico-pico $I_L r_{p-p}$ a la salida del convertidor usando la ecuación 3-35 [37].

$$I_L r_{p-p} = \frac{V_o(V_{in}-V_o)}{f_c L V_{in}} \quad 3-35$$



Poniendo la ecuación 3-35 en términos del ciclo útil D , se obtiene la ecuación 3-36.

$$I_{L\ r_{p-p}} = \frac{V_{in}(1-D)}{f_c L} \quad 3-36$$

Además, el voltaje de rizo pico-pico $V_{C\ r_{p-p}}$ a la salida del convertidor se expresa como lo indica la ecuación 3-37.

$$V_{C\ r_{p-p}} = \frac{V_o(V_{in}-V_o)}{8LCf_c^2 V_{in}} \quad 3-37$$

En términos del ciclo útil D , la ecuación 3-37 se escribe en la forma que lo señala la ecuación 3-38.

$$V_{C\ r_{p-p}} = \frac{V_{in}(1-D)}{8LCf_c^2} \quad 3-38$$

Considerando que la carga conectada al cargador es puramente resistiva, el valor crítico del inductor L_c , es decir, el valor mínimo que debe tener el inductor para mantener una corriente continua en él, está dado por la ecuación 3-39.

$$L_c = \frac{(1-D)R}{2f_c} \quad 3-39$$

Donde el ciclo útil D está definido por $D = V_o/V_{in} = I_{in}/I_o$

Por otra parte, el valor crítico del capacitor C_c , es decir, el valor mínimo que debe tener el capacitor para limitar el voltaje de rizo pico-pico $V_{C\ r_{p-p}}$ del inductor entre un cierto rango, está definido por la ecuación 3-40.

$$C_c = \frac{(1-D)V_o}{8V_{C\ r_{p-p}}L f_c^2} \quad 3-40$$

Las ventajas del regulador reductor son que sólo requiere de un dispositivo de conmutación, es sencillo y tiene una eficiencia alta, mayor al 90%. La tasa di/dt de la corriente de carga se limita con el inductor L . Proporciona voltaje de salida de una polaridad, y corriente unidireccional de salida. Sin embargo, la corriente de entrada es discontinua, por lo que con frecuencia se requiere un filtro de alisamiento en la entrada. Además de que requiere un circuito de protección para el caso de un posible cortocircuito a través de la trayectoria del diodo.

3.4.2 Cálculo y Selección de los Componentes del Convertidor CD/CD

En el caso del dispositivo que se está diseñando, la carga es un banco de supercapacitores, por lo que no es necesario incorporar la parte capacitiva del filtro del convertidor CD/CD . Por lo tanto el capacitor del convertidor C tiene un valor de $0\ F$.

El voltaje V_o que deberá de entregar el convertidor CD/CD reductor a su salida es el voltaje de trabajo V_w del banco de supercapacitores.

$$V_o = V_w = 144\ V_{CD}$$

Mientras que para el voltaje de alimentación V_{in} del convertidor, se tendrán dos posibilidades:



- 1) El voltaje $V_{in\ 3\Phi}$ de CD que se obtiene a la salida del rectificador a diodos cuando este es alimentado con una señal trifásica

$$V_{in\ 3\Phi} = V_{d\ 3\Phi} = 306.39\ V_{CD}$$

- 2) El voltaje $V_{in\ 1\Phi}$ de CD que se obtiene a la salida del rectificador a diodos cuando este es alimentado con una señal monofásica

$$V_{in\ 1\Phi} = V_{d\ 1\Phi} = 156.39\ V_{CD}$$

3.4.2.1 Cálculo y Selección de Inductor

De la ecuación 3-35 se determina el valor que debe tener el inductor del convertidor L . Obsérvese que el valor de la inductancia L es inversamente proporcional tanto a la frecuencia de conmutación f_c , como al rizo de corriente pico-pico $I_{L\ r_{p-p}}$, por lo que, elevar estos dos parámetros produce que el valor de la inductancia L reduzca. Sin embargo es importante considerar que si se eleva demasiado la frecuencia de conmutación f_c se generan también demasiadas pérdidas en el MOSFET por la constante apertura y cierre del mismo.

Por otra parte, analizando la ecuación 3-37 se aprecia que la inductancia L es inversamente proporcional al rizo de voltaje pico-pico $V_{C\ r_{p-p}}$ a la salida del convertidor, por lo que incrementar demasiado los valores de la frecuencia de conmutación f_c y de rizo de corriente $I_{L\ r_{p-p}}$ para así tener un inductor L pequeño ocasiona que finalmente se tenga un rizo de voltaje $V_{C\ r_{p-p}}$ grande a la salida.

Considerando que en este caso el convertidor tiene como carga un banco de supercapacitores, un rizo de corriente $I_{L\ r_{p-p}}$ muy alto probablemente ocasionaría que el BSC no alcance rápidamente su voltaje nominal $V_{BSC_{max}}$.

Atendiendo a lo anteriormente mencionado, se sugiere una corriente de rizo pico-pico de $I_{L\ r_{p-p}} = 2\ A$ y una frecuencia de conmutación de $f_c = 40\ kHz$. Para definir el valor de la inductancia L del convertidor, se emplea la ecuación 3-35.

- 1) Para $V_{in\ 3\Phi}$:

$$L = \frac{144(306.39 - 144)}{40,000 \times 2 \times 306.39} = 0.95402\ mH$$

- 2) Para $V_{in\ 1\Phi}$:

$$L = \frac{144(156.39 - 144)}{40,000 \times 2 \times 156.39} = 0.1426\ mH$$

Por lo tanto, haciendo uso de la herramienta *DC Choke Core Desing Tool* de METGLAS, se realizan los cálculos para el posterior diseño del inductor a utilizar $L = 0.95402\ mH$. Todos los detalles respecto a la implementación del inductor L del convertidor CD/CD se encuentran en el Apéndice B.



Se sabe que la capacitancia de la carga (banco de supercapacitores) del convertidor CD/CD es $C_{BSC} = 110\text{ F}$, que cuenta con una resistencia serie de $R_{BSC} = 9.45\text{ m}\Omega$. Conociendo lo anterior, se puede estimar el valor de rizo de voltaje pico-pico $V_{Cr_{p-p}}$ en la carga, haciendo uso de la ecuación 3-37.

1) Para $V_{in\ 3\Phi}$:

$$V_{Cr_{p-p}} = \frac{144(306.39 - 144)}{8 \times 0.95402 \times 10^{-3} \times 110 \times 40,000^2 \times 306.39} = 56.82\text{ nV}$$

2) Para $V_{in\ 1\Phi}$:

$$V_{Cr_{p-p}} = \frac{144(156.39 - 144)}{8 \times 0.95402 \times 10^{-3} \times 110 \times 40,000^2 \times 156.39} = 8.49\text{ nV}$$

Se comprueba que dado que la carga que alimenta el convertidor CD/CD reductor es casi completamente capacitiva, el rizo de voltaje es sumamente pequeño.

3.4.2.2 Selección del MOSFET

Es de suma importancia que el MOSFET que se seleccione cubra los siguientes puntos:

1. Debido al tipo de alimentación que el convertidor tendrá, el MOSFET debe ser capaz de por lo menos soportar un voltaje $V_{in\ 3\Phi}$ de 306.39 V .
2. Debe de cubrir de manera adecuada con la demanda máxima de corriente continua de la carga $I_{BSC(3\Phi)}$, misma que será limitada a un valor de 31.91 A .
3. Puesto que el inductor L que se calculó en la sección anterior solicita una frecuencia de conmutación f_c de 40 KHz , es forzoso que el MOSFET seleccionado sea de alta velocidad, es decir, que los parámetros de tiempo de encendido y apagado, tiempo de recuperación inversa y los tiempos de subida y caída de corriente, tengan un valor considerado corto en comparación al periodo que nos proporciona la frecuencia de conmutación, que es de $T_c = 25\text{ }\mu\text{s}$.

Entonces, atendiendo a las requisiciones anteriores, se selecciona el MOSFET APT100M50J de la marca MICROSEMI. La Tabla 3-4, muestra algunos de los datos técnicos de este MOSFET. La ficha técnica del MOSFET seleccionado, se puede consultar en el Apéndice D.

Tabla 3-4. Datos Técnicos del MOSFET Seleccionada para Usarse en el Convertidor CD/CD Reductor

MOSFET APT100M50J:	
Máximo voltaje entre <i>drain</i> y <i>source</i>	500 V_{CD}
Máximo voltaje entre <i>gate</i> y <i>source</i>	$\pm 30\text{ V}_{CD}$
Corriente continua a través de <i>drain</i>	$100\text{ A @ }25^\circ\text{C}$
Tiempo de retardo en encendido	105 ns
Tiempo de retardo de apagado	280 ns
Tiempo de subida de corriente	125 ns
Tiempo de bajada de corriente	90 ns
Tiempo de recuperación inversa	855 ns



3.4.2.3 Selección del Diodo

El diodo que sea seleccionado para ser implementado en el convertidor CD/CD reductor, deberá de cumplir con los siguientes requerimientos:

1. Debido al tipo de alimentación que el convertidor tendrá, el diodo debe ser capaz de por lo menos soportar un voltaje $V_{in\ 3\Phi}$ de 306.39 V.
2. Debe de cubrir de manera adecuada con la demanda máxima de corriente continua de la carga $I_{BSC(3\Phi)}$, misma que será limitada a un valor de 31.91 A.
3. Puesto que el inductor que se calculó en la sección anterior solicita una frecuencia de conmutación f_C de 40 KHz, es forzoso que el diodo seleccionado sea de alta velocidad, es decir, que el tiempo de recuperación inversa tenga un valor considerado corto en comparación al periodo que nos proporciona la frecuencia de conmutación, que es de $T_C = 25\ \mu s$.

Atendiendo a los puntos antes mencionados, se elige el módulo de diodos ultrarrápidos aislados UFB200FA40P de la marca VISHAY. Algunas de las características técnicas de este diodo son mostradas en la Tabla 3-5. Para ver el resto de las especificaciones del diodo, consultar la ficha técnica correspondiente en el Apéndice D.

Tabla 3-5. Datos Técnicos del Diodo Seleccionado para Usarse en el Convertidor CD/CD Reductor

DIODO UFB200FA409:	
Máximo voltaje entre ánodo y cátodo	400 V_{CD}
Máximo corriente continua de cátodo a ánodo	202 A @ 25°C
Tiempo de recuperación inversa	60 ns

3.5 Diseño del Control del Convertidor CD/CD

Dado que se desea realizar la carga del banco de supercapacitores a una corriente constante, en seguida se presenta el sistema de control que se propone para que el convertidor CD/CD reductor, diseñado en la sección anterior.

Además, se explica detalladamente el funcionamiento del sistema de control. Asimismo, se menciona cada uno de los componentes electrónicos seleccionado para dicho fin.

3.5.1 Control del Convertidor CD/CD

Generalmente, en aplicaciones de convertidores CD/CD es deseable obtener un voltaje constante a la salida, a pesar de los disturbios generados debido al voltaje de entrada y a la corriente en la carga, además de variaciones en el valor de los elementos que conforman el convertidor [46]. En el caso del convertidor CD/CD requerido para el cargador de supercapacitores, lo que se desea es obtener una **corriente constante a la salida**, esto debido a las especificaciones del cargador.

Se debe tener en consideración que la carga que se desea conectar al convertidor CD/CD es un banco de supercapacitores, lo que significa que sin un sistema de control no será posible mantener la corriente a la salida del convertidor CD/CD en un valor fijo, debido a que los



capacitores tienen la habilidad de soportar, pero no de regular, cambios súbitos de corriente. Además, se debe recordar que un capacitor totalmente descargado se comporta como un cortocircuito. Por su parte, el valor de los elementos que conforman el convertidor CD/CD varía debido a que son construidos con una cierta tolerancia. Por lo tanto, es deseable que todos los disturbios caigan dentro de intervalos específicos, sin embargo, esto no es fácil de conseguir sin el uso de retroalimentación negativa.

No se puede esperar que estableciendo el ciclo de trabajo D del convertidor CD/CD , en un solo valor, se obtenga una corriente de salida constante en todas las condiciones. La idea detrás del uso de la retroalimentación negativa es construir un circuito que ajusta automáticamente el ciclo de trabajo D según sea necesario, para obtener la corriente de salida deseada con alta precisión, independientemente de las perturbaciones en el voltaje de entrada o variaciones en los valores de los componentes [46].

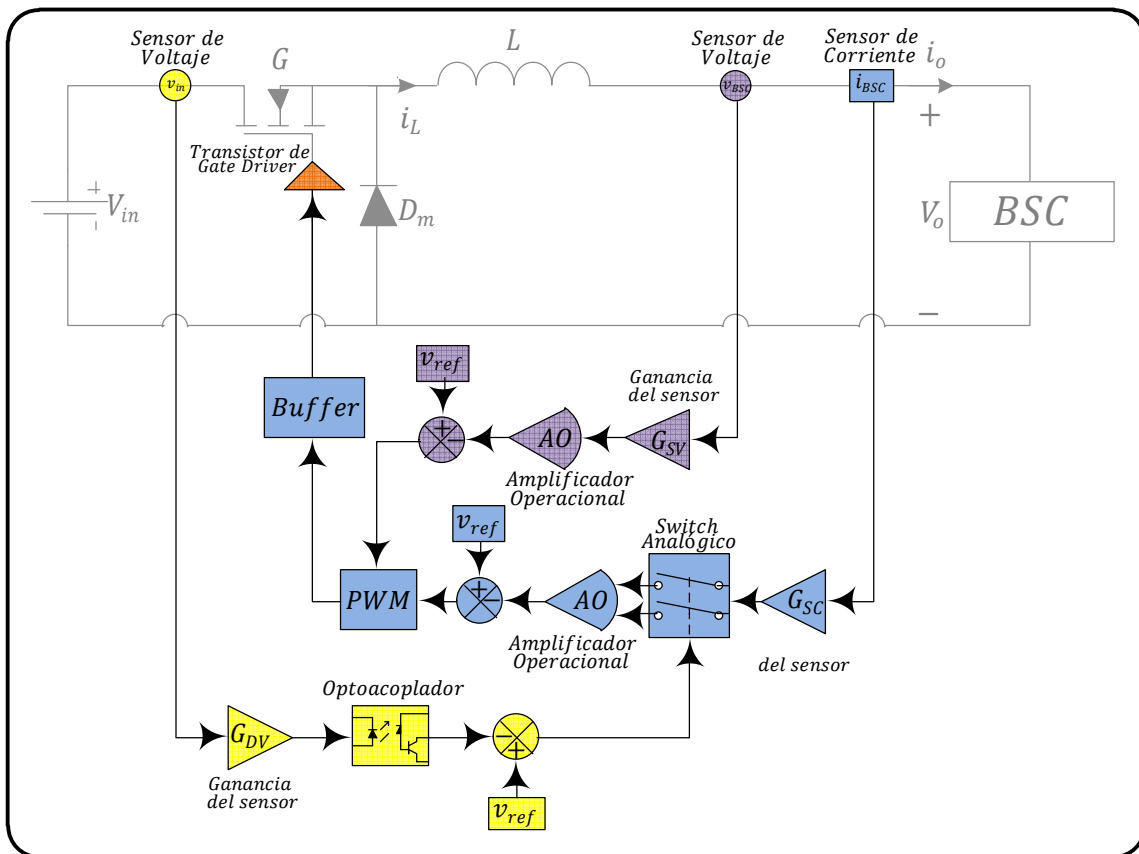


Figura 3-7. Convertidor CD/CD Reductor con Lazo de Retroalimentación para Control de Voltaje a la Salida

La Figura 3-7, muestra el diagrama a bloques de un sistema de control, en el que se aprecia un lazo principal: el de control de corriente, mismo que incluye el circuito de control del MOSFET; y dos lazos auxiliares: el lazo identificador de tipo de alimentación y el lazo de arranque y paro del sistema de control.



En los siguientes apartados, se explica el objetivo y funcionamiento de cada uno de los lazos y circuitos antes mencionados. De manera conjunta, se mencionan los dispositivos electrónicos seleccionados para la conformación de cada uno.

3.5.1.1 Lazo Auxiliar: Identificador de Tipo de Alimentación

Es necesario recordar que el cargador tendrá la posibilidad de ser alimentado con una fuente trifásica ($220 V_{CA}$) o con una fuente monofásica ($127 V_{CA}$), por lo tanto la etapa de control deberá ser capaz de identificar con qué tipo de fuente está siendo alimentado el cargador para así posteriormente saber a qué nivel fijar la corriente de la carga. La Figura 3-8, muestra el diagrama a bloques del lazo identificador de tipo alimentación.

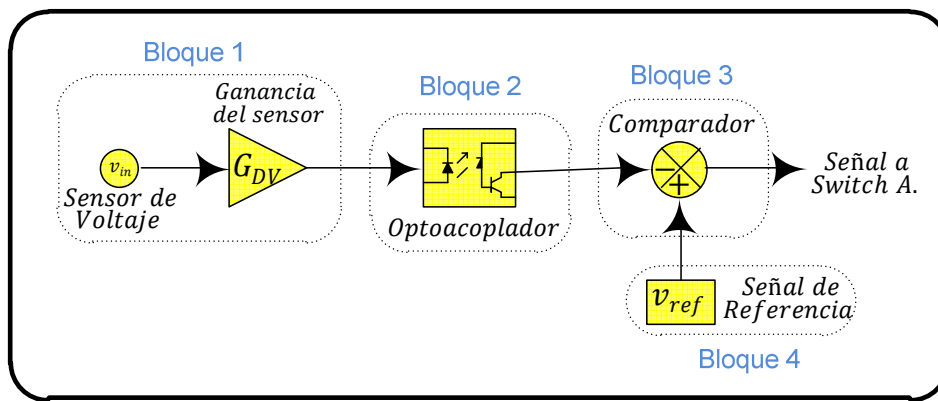


Figura 3-8. Diagrama a Bloques: Lazo Auxiliar Identificador de Tipo de Alimentación

En seguida se exponen los componentes electrónicos que se han seleccionado para realizar la implementación de cada uno de los elementos mostrados en la Figura 3-8.

Bloque 1. A manera de sensor de voltaje se hará uso de un divisor de voltaje como el mostrado por la Figura 3-9.

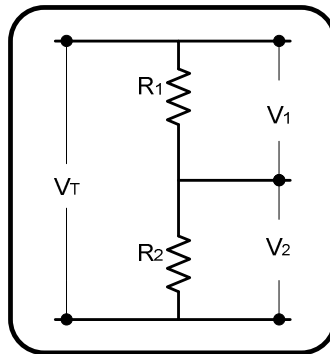


Figura 3-9. Divisor de Voltaje / Sensor de Voltaje

De donde los voltajes V_1 y V_2 se determinan haciendo uso de las fórmulas que muestra 3-41.

$$V_1 = \frac{V_T R_1}{R_1 + R_2} \quad V_2 = \frac{V_T R_2}{R_1 + R_2} \quad 3-41$$



Recuérdese lo siguiente; cuando el puente rectificador a diodos este siendo alimentado a través de una fuente trifásica, el voltaje a la salida V_d del puente será de $306.39 V_{CD}$ y cuando esté siendo alimentado por una fuente monofásica, el voltaje a su salida V_d será de $156.39 V_{CD}$.

Entonces, se realiza el cálculo de las resistencias requeridas R_1 y R_2 , estableciendo que para el voltaje V_d de $306.39 V$, el sensor deberá entregar $V_2 = 4 V$ y proponiendo una $R_2 = 160 k\Omega$. Por lo que haciendo uso de la fórmula 3-41 se obtiene el valor de la resistencia R_1 .

$$R_1 = \frac{R_2(V_T + V_2)}{V_2} = \frac{160,000(306.39 - 4)}{4} = 12,095,600 \Omega$$

El sensor de voltaje, proporciona una ganancia de voltaje de $G_{DV} = 0.013055256$, lo que indica que cuando el puente rectificador entregue un voltaje de $156.39 V_{CD}$ al convertidor CD/CD , el sensor de voltaje proporcionara una señal de voltaje de $2.03V$.

Nótese que las resistencias que conforman el divisor de voltaje son de valores grandes y esto es con la finalidad de que las pérdidas en el sensor de voltaje sean las menos posibles.

En resistencias comerciales, R_1 y R_2 se componen de:

$$R_1 = 10M\Omega + 1.8M\Omega + 270k\Omega + 22k + 3.3k\Omega + 2 * 150 \Omega$$

$$R_2 = 150k\Omega + 10 k\Omega$$

Dado que la corriente a través de estas resistencias es pequeña, es posible usar resistencias que soporten $0.5 W$ de potencia.

Bloque 2. Puesto que para la implementación del sensor de voltaje (bloque 1), se ha propuesto un divisor de voltaje, no existe una separación eléctrica entre el circuito de potencia y el de control, por lo tanto, se propone la colocación del optoacoplador modelo HP2531 de la marca Hewlett-Packard. La ficha técnica del optoacoplador se puede encontrar en el Apéndice D.

Debido a la configuración que se propone para la aplicación que aquí se le da al optoacoplador seleccionado, este proporcionará una señal de $4 V$ (cuando el puente rectificador entregue $156.39 V_{CD}$ al convertidor CD/CD) ó de $0 V$ (cuando el puente rectificador entregue $306.39 V_{CD}$ al convertidor CD/CD).

Bloque 3. La tarea de este bloque es comparar la señal proveniente del sensor de voltaje del puente rectificador a diodos (bloque 1) con una señal de referencia (bloque 4) y así identificar si el puente rectificador a diodos está siendo alimentado con una fuente trifásica o una monofásica. Se hará uso del comparador modelo LM710CM de la marca National Semiconductor cuya ficha técnica se encuentra en el Apéndice D.

Bloque 4. La señal de referencia se obtendrá implementando un divisor de voltaje haciendo uso del voltaje proveniente de la fuente de alimentación del sistema de control (ver Apéndice C). Con base a los niveles de voltaje que maneja el optoacoplador (bloque 2), se propone establecer una



señal de referencia de 2 V, para lo cual se requiere un divisor de voltaje como el de la Figura 3-9. Empleando la fórmula 3-41 y proponiendo una $R_1 = 10\text{ k}\Omega$ se determinan la resistencia R_2 .

$$R_2 = \frac{R_1 V_2}{(V_T + V_2)} = \frac{10,000(2)}{(15 - 2)} = 1,538.46\ \Omega$$

52

Para usar resistencias comerciales se usa una $R_2 = 1.5\text{ k}\Omega$, además de que ambas resistencias que conforman el divisor de voltaje deberán ser de 0.5 W.

3.5.1.2 Lazo Principal: Control de Corriente

El convertidor CD/CD debe mantener a su salida una corriente constante, puesto que de este modo se desea realizar la carga del BSC . La Figura 3-10, muestra el diagrama a bloques del lazo de control de corriente.

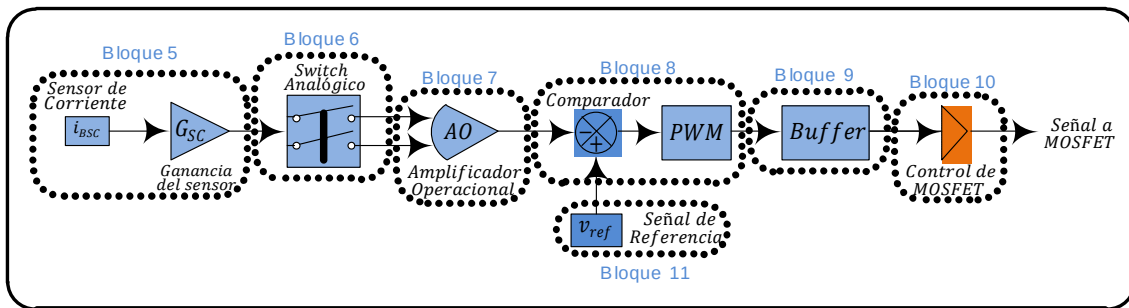


Figura 3-10. Diagrama de Bloques: Lazo de Control de Corriente

A continuación se exponen los componentes electrónicos que se han seleccionado para realizar la implementación de cada uno de los bloques mostrados en la Figura 3-10.

Bloque 5. En la sección 3.3 de diseño de banco de supercapacitores se señala que cuando el BSC se carga haciendo uso de una fuente trifásica para alimentar el cargador, la corriente $I_{BSC(3\Phi)}$ deberá establecerse en 31.91 A y cuando se tenga una fuente de alimentación monofásica, la corriente en la carga $I_{BSC(1\Phi)}$ se debe establecer en 16.29 A. Considerando estos límites de corriente, se ha decidido seleccionar el sensor de corriente modelo LA-55 P de la marca LEM, el cual es capaz de medir niveles de corriente de hasta 70 A.

La ficha técnica de sensor de corriente, misma que se encuentra en el Apéndice D, proporciona el diagrama de conexión que se aprecia en la Figura 3-11.

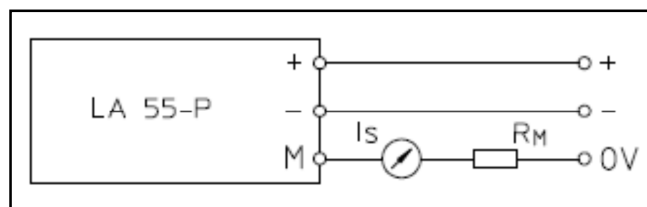


Figura 3-11. Diagrama de Conexión de Sensor de Corriente LA 55-P [47]



Las especificaciones técnicas indican que la resistencia de medición R_M deben tener un valor entre $50\ \Omega$ y $160\ \Omega$ por lo que se designa el uso de una resistencia $R_M = 50\ \Omega$. Con lo que la ganancia del sensor de corriente es de $G_{SC} = 0.04911$. Entonces, por ejemplo, cuando se esté midiendo una corriente de $31.91\ A$, el sensor de corriente entregará una señal de voltaje de $1.56\ V$, y cuando mida una corriente de $16.29\ A$ entregará una señal de voltaje de $0.795\ V$.

Bloque 6. El switch analógico modelo TL601CP de la marca Texas Instruments (la ficha técnica de éste dispositivo se encuentra en el Apéndice D), permite el paso de la señal de salida del sensor de corriente (bloque 5) por uno u otro switch dependiendo de la señal de control proveniente del lazo identificador de tipo de alimentación. Por lo tanto, existen dos posibles casos para el funcionamiento de este bloque

1. Cuando el comparador del lazo identificador de tipo de alimentación (bloque 3), le entrega un uno lógico como señal de control al switch analógico (bloque 6), entonces éste último permite el paso de la señal proveniente del sensor de corriente (bloque 5), por medio de su switch 1.
2. Cuando el comparador del lazo identificador de tipo de alimentación (bloque 3), le entrega un cero lógico como señal de control al switch analógico (bloque 6), éste permite el paso de la señal derivada del sensor de corriente (bloque 5), a través de su switch 2.

Bloque 7. Para ajustar la señal proveniente del circuito identificador de tipo de alimentación, se ha seleccionado un amplificador operacional dual modelo TL082CN de la marca ST Microelectronics (revisar Apéndice D).

Para lograr que la corriente de salida del convertidor $CD/CD\ I_{BSC}$ se establezca en los valores mencionados en la descripción del bloque 5 bajo las condiciones también mencionadas, se opta por hacer que, en cualquiera de los dos casos posibles, la señal de entrada del bloque 7 se convierta a su salida en una señal de un valor de $3\ V$, para esto es necesario utilizar un arreglo como el de la Figura 3-12.

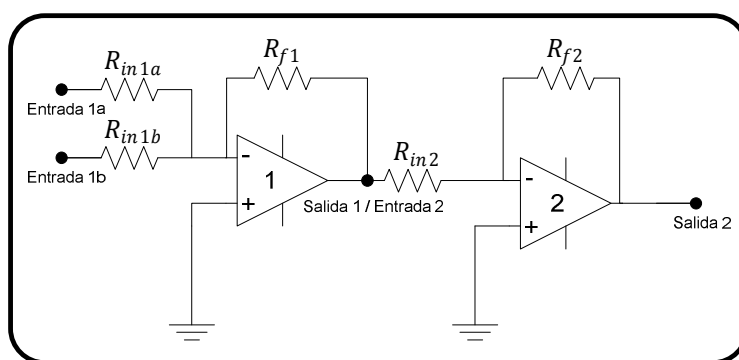


Figura 3-12. Bloque 7: Amplificador Operacional Dual

Cada amplificador-inversor, obedece a la fórmula 3-42.



$$\frac{V_{sal}}{V_{ent}} = \frac{R_f}{R_{in}} \quad 3-42$$

El primer amplificador-inversor se ocupa para hacer que la señal proveniente del bloque 6 se convierta en un voltaje de $-3V$, mientras que el segundo amplificador-inversor se usa únicamente para cambiar el signo de esta última señal. Para mejor entendimiento, se analizará por separado cada uno de los amplificadores.

54

1. Amplificador-inversor 1

A la terminal negativa del amplificador-inversor número uno, hay conectadas dos resistencias de entrada (R_{in}), pero solo por una de ellas pasará la señal que deberá ser acondicionada y será aquella que haya elegido el circuito de identificación de tipo de alimentación, ya que; el switch 1 del bloque 6 está relacionado con la resistencia de entrada R_{in1a} que a su vez corresponde al tipo de alimentación monofásica, mientras que el switch 2 está relacionado con la resistencia R_{in1b} y a su vez con el tipo de alimentación trifásica.

Por otra parte, el voltaje de entrada V_{ent} de este amplificador-inversor depende de lo proporcionado por el sensor de corriente (bloque 5): $1.56 V$ para un tipo de alimentación trifásica y $0.795 V$ para un tipo de alimentación monofásica.

Entonces, sabiendo lo anterior y proponiendo un valor para $R_{f1} = 10 k\Omega$ se determinan los valores de ambas resistencias de entrada R_{in} , empleando la fórmula 3-42.

$$R_{in1a} = \frac{R_{f1} V_{ent1a}}{V_{sal1}} = \frac{10,000 * 0.795}{3} = 2,650.3 \Omega$$

$$R_{in1b} = \frac{R_{f1} V_{ent1b}}{V_{sal1}} = \frac{10,000 * 1.56}{3} = 5,223.6 \Omega$$

Con la finalidad de evitar utilizar gran cantidad de resistores para la implementación de las resistencias de entrada, se ha elegido usar resistencias variables de precisión, una de un valor máximo de $5 k\Omega$ para implementar R_{in1a} y una de un valor máximo de $10 k\Omega$ para implementar R_{in1b} .

2. Amplificador-inversor 2

Puesto que este amplificador-inversor solo se usa para invertir el signo de la señal proveniente del amplificador-inversor 1, es necesario que su ganancia sea de uno, lo que se logra teniendo la resistencia R_{in2} igual a la resistencia R_{f2} , por lo tanto, se propone el uso de resistores de $10 k\Omega$ a $0.5 W$ para ambos casos.

Bloque 8. Se ha conseguido que las tareas del comparador y el generador de *PWM* se realicen con un solo dispositivo llamado Regulador Avanzado de *PWM* modelo UC3524 de la marca Texas Instruments, cuya ficha técnica se puede consultar en el Apéndice D.



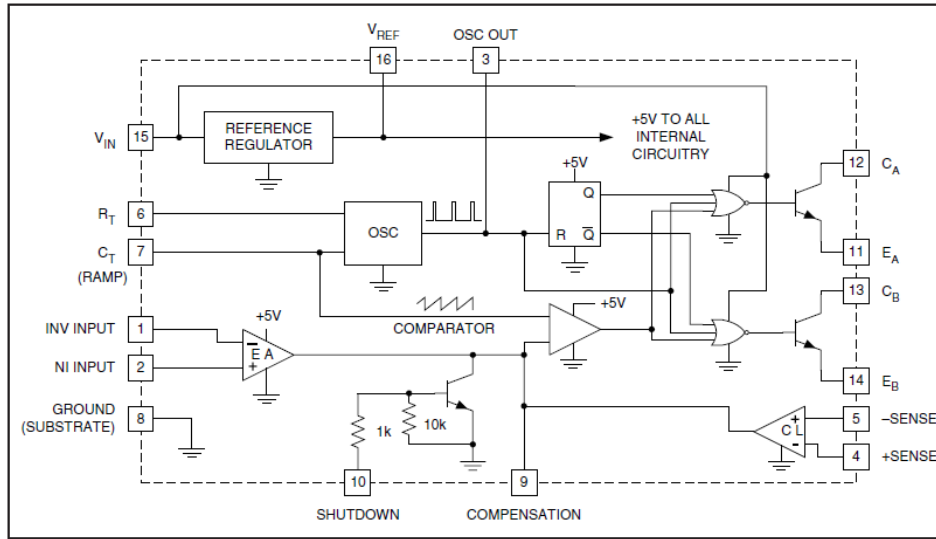


Figura 3-13. Diagrama a Bloques: Regulador Avanzado de PWM [48]

El comparador, coteja la señal ajustada originaria del sensor de corriente (de la cual ya se identificó de qué tipo de alimentación proviene), con una señal de referencia para así encontrar la señal de error. Por el pin 1 del Regulador Avanzado de *PWM* que muestra la Figura 3-13, se ingresa la señal derivada del bloque 7, mientras que por el pin 2 entra la señal de referencia (bloque 11).

Para tener el generador de *PWM*, es necesario crear una señal triangular con la que sea posible comparar la señal de error. El regulador avanzado de *PWM*, facilita los pines 6 y 7 para agregar un circuito oscilador con el que se genere la señal triangular antes mencionada, además de proporcionar la fórmula 3-43 para el cálculo de los componentes de dicho circuito oscilador.

$$f_c = \frac{1.18}{R_T C_T} \quad 3-43$$

Donde, la frecuencia de conmutación f_c podrá tener un valor en el rango que va de los 120 *Hz* a los 500 *kHz*, la resistencia R_T deberá tener un valor entre 1.8 *kΩ* y 100 *kΩ*, y por último, es necesario que el capacitor C_T tenga un valor que este entre los 0.001 μF y los 0.1 μF [48].

Dentro de la sección 3.4 de diseño del convertidor *CD/CD*, se estableció que la frecuencia de conmutación sería de $f_c = 40 \text{ kHz}$. Si se propone una $C_T = 10 \text{ nF}$, empleando la fórmula 3-43, se determina el valor de R_T .

$$R_T = \frac{1.18}{f_c C_T} = \frac{1.18}{(40 \times 10^3)(10 \times 10^{-9})} = 2.95 \text{ k}\Omega$$

Puesto que la formula solo proporcionará una aproximación del valor de los elementos del oscilador, se propone el uso de una resistencia de precisión variable de 5 *kΩ*, para la implementación de R_T .

Por último, es importante mencionar que el Regulador Avanzado de *PWM* dispone del pin 10 para mantenerlo o sacarlo de función dependiendo de la señal que reciba del comparador (bloque 17),



correspondiente al lazo de arranque y paso del sistema de control. Mientras que al dispositivo se le entregue un cero lógico operará normalmente, pero en el momento en que reciba un uno lógico parará sus operaciones.

Bloque 9. Puesto que el circuito de control del MOSFET requiere de cierta cantidad de corriente para asegurar su funcionamiento (ver ficha técnica de optoacoplador HP2531 en el Apéndice D), se utiliza a manera de un amplificador de corriente un buffer modelo HD74LS240P de la marca Texas Instruments, la ficha técnica de este dispositivo se puede encontrar en el Apéndice D. Este dispositivo nos proporciona a la salida una señal igual en magnitud a la que se le ingreso, pero de una corriente de 24 mA.

Bloque 10. Este bloque se trata con especial detalle en la sección 3.5.1.2.1.

Bloque 11. La señal de referencia se obtendrá implementando un divisor de voltaje haciendo uso de la señal de 5V que se puede tener el pin 16 del Regulador Avanzado de PWM correspondiente al bloque 8.

El amplificador de señales (bloque 7), proporcionará una señal de 3V cuando se tiene el nivel de corriente deseado para hacer la carga del BSC, por lo que se establece la señal de referencia en 3V, para lo cual, se requiere un divisor de voltaje como el de la Figura 3-9. Empleando la fórmula 3-41 y proponiendo una $R_1 = 10\text{ k}\Omega$ se determinan la resistencia R_2 .

$$R_2 = \frac{R_1 V_2}{(V_T + V_2)} = \frac{10,000(3)}{(5 - 3)} = 15\text{ k}\Omega$$

Los valor de R_1 y R_2 , se encuentra comercialmente, por lo que solo se deberá asegurar de que estas sean de una potencia de 0.5 W.

3.5.1.2.1 Circuito de Señal de Control del MOSFET

Con la finalidad de proteger el sistema del convertidor CD/CD, de las altas corrientes que puedan provenir del sistema de potencia debido a alguna falla, se aísla eléctricamente el circuito que envía las señales de control del MOSFET, del sistema de control. La Figura 14, muestra el diagrama a bloques del circuito de control del MOSFET.

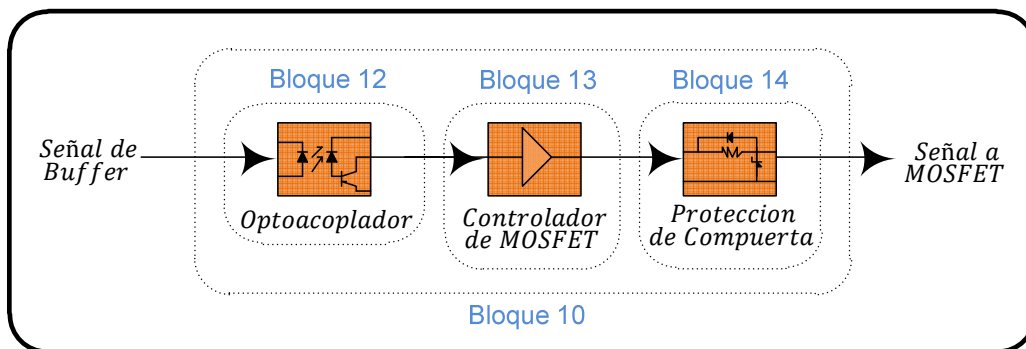


Figura 3-14. Diagrama de Bloques: Circuito de Control del MOSFET



En seguida se exponen los componentes electrónicos que se han seleccionado para realizar la implementación de cada uno de los bloques mostrados en la Figura 3-14.

Bloque 12. Para poder separar el circuito de control del MOSFET del sistema de control, se propone la colocación del optoacoplador modelo HP2531 de la marca Hewlett-Packard. La ficha técnica del optoacoplador se puede encontrar en el Apéndice D. Para que este dispositivo opere requiere de una señal de entrada con una corriente máxima de 25 mA , el buffer (bloque 9) le proporciona una señal con una corriente de 24 mA , con lo que la adecuada operación del bloque 12, está asegurada.

Bloque 13. Para la posterior implementación de este bloque se ha determinado el uso del Controlador de MOSFET de Alta Velocidad de 9 A modelo TC4422 de la marca TelCom Semiconductor. Se ha pensado en este módulo por su capacidad de manejar MOSFETs de dimensiones eléctricas grandes conmutando a altas frecuencias. La ficha técnica de este elemento se encuentra concentrada en el Apéndice D.

A la salida del Controlador de MOSFET de Alta Velocidad, se tendrá una señal con la misma modulación que la señal de entrada, pero con una amplitud igual a la de la fuente con la que se alimenta este dispositivo. En este caso, se ha diseñado una fuente de 15 V para alimentar *exclusivamente* a los elementos del circuito de control del MOSFET, los detalles al respecto de la fuente se encuentran en el Apéndice C.

Bloque 14. Las especificaciones técnicas del MOSFET seleccionado para esta proyecto (ver hoja de datos en Apéndice D), hacen mención de que la *compuerta* se activará con un voltaje entre compuerta y fuente que este dentro de $V_{GS} = \pm 30\text{ V}$. El bloque 13, ya entrega a este bloque una señal capaz de hacer operar el MOSFET, pero puede estar excediendo la corriente I_G que el MOSFET maneja de manera segura por compuerta, por lo tanto, se sugiere el uso del circuito mostrado en la Figura 3-15 para protección del MOSFET.

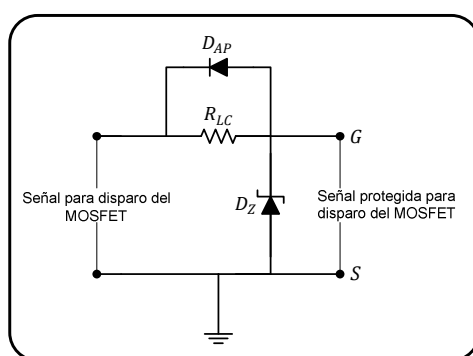


Figura 3-15. Circuito de Protección de la Compuerta del MOSFET

Se ha decidido fijar la corriente que se envía a la compuerta del MOSFET en un valor de $I_G = 0.2\text{ A}$. Por ley de ohm se calcula el valor de la resistencia limitadora de corriente R_{LC} .

$$R_{LC} = \frac{V}{I_G} = \frac{15}{0.2} = 75\ \Omega$$



Para la implementación de R_{LC} se consideran dos resistencias en paralelo de $150\ \Omega$ de $2\ W$ de potencia.

Por otra parte, es importante recordar que los MOSFET cuentan con una capacitancia parasita entre el drenaje y la compuerta llamada capacitancia de Miller C_M . Es probable que el voltaje entre las placas de este capacitor pueda sumarse a los pulsos de control del MOSFET y de esta manera ocasionar que el MOSFET sufra daños si se rebasan los límites de voltaje que soporta la compuerta. A pesar de que la capacitancia de Miller del MOSFET empleado en este proyecto es pequeña $C_M = 330\ pF$, se ha decidido colocar un diodo en antiparalelo D_{AP} a la resistencia limitadora de corriente R_{LC} . Debido a la frecuencia de conmutación f_C que se maneja, es necesario utilizar un diodo de alta velocidad, por lo que se elige el diodo modelo 1N4148 de marca NWP Semiconductors cuya ficha técnica se encuentra incluida en el Apéndice D.

Además, el diodo Zener D_Z , se usa para limitar la amplitud de los pulsos de control del MOSFET a la amplitud que se los envía el bloque 13, por tal razón, se elige un diodo Zener modelo 1N4744 de la marca Good-Ask, la ficha técnica se encuentra disponible en el Apéndice D.

3.5.1.3 Lazo Auxiliar: Arranque y Paro del Sistema de Control

El sistema de control y el puente rectificador a diodos son alimentados de la misma fuente, por lo tanto, el sistema de control comienza a trabajar al mismo tiempo que los demás componentes del cargador.

Como un sistema de protección para el BSC, se ha decidido incorporar a la etapa de control un lazo auxiliar que sea capaz de identificar el momento en el que el BSC alcanza su voltaje nominal $V_{BSC_{max}}$, mismo que es de $144\ V$, en ese instante al cargador finalizará el proceso de carga del BSC por lo que el cargador debe detener totalmente sus funciones.

La Figura 3-16, muestra el diagrama de bloques del lazo auxiliar de arranque y paro del sistema de control.

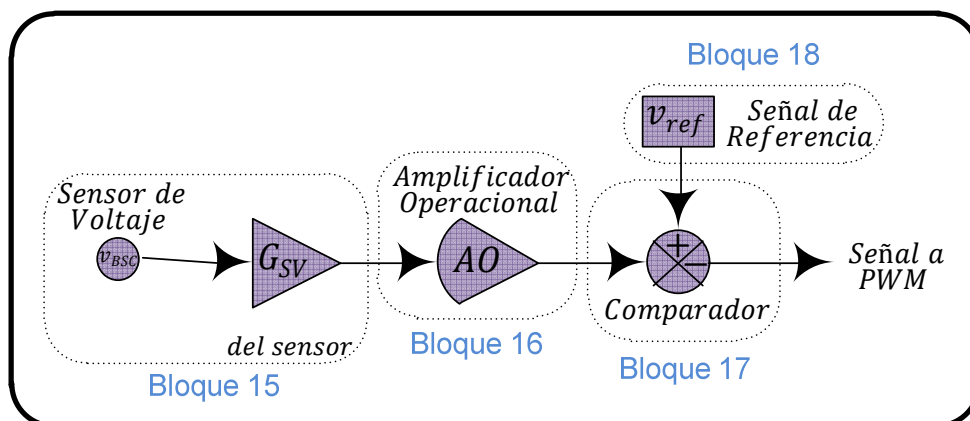


Figura 3-16. Diagrama de Bloques: Lazo auxiliar de Arranque y Paro del Sistema de Control



En seguida se exponen los componentes electrónicos que se han seleccionado para realizar la implementación de cada uno de los bloques mostrados en la Figura 3-16.

Bloque 15. Se podría optar por un divisor de voltaje como el empleado en el bloque 1, pero con la finalidad de mejorar la precisión al medir el voltaje y así evitar que el BSC sea cargado por encima de su voltaje nominal $V_{BSC_{max}}$, se elige emplear un sensor de voltaje modelo LV 25-P de la marca LEM. Con este sensor es posible medir voltajes de 10 V a 500 V.

La principal ventaja que provee este dispositivo es su aislamiento del circuito del que toma la lectura, por lo que no se requiere de un bloque como el 2 para realizar un aislamiento eléctrico.

La ficha técnica del sensor de voltaje, misma que se puede encontrar en el Apéndice D, proporciona el diagrama de conexión que se aprecia en la Figura 3-17.

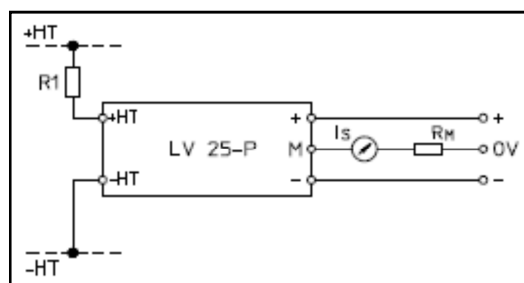


Figura 3-17. Diagrama de Conexión de Sensor de Voltaje LV 25-P [49]

La función de la resistencia $R1$ es limitar la corriente que entra al sensor de voltaje, los datos técnicos del sensor indican que la corriente debe ser restringida a 10 mA. El voltaje que se espera medir con este elemento es el del BSC el cual alcanzara los 144 V, pero por seguridad del sensor se calcula la resistencia $R1$ pensando en un voltaje máximo de 200 V.

$$R1 = \frac{V}{I} = \frac{200}{10 \times 10^{-3}} = 20 \text{ k}\Omega$$

Para la implementación de $R1$ se seleccionan dos resistencias en serie de 10 k Ω a 2 W de potencia.

Por otra parte, R_M es la resistencia a través de la cual se lleva a cabo la medición del voltaje. La ficha técnica indica que cuando se emplea una fuente de ± 15 V para la alimentación del dispositivo, como es el caso, se debe colocar una resistencia de medición R_M con un valor entre 100 Ω y 350 Ω . En este caso, se opta por colocar una $R_M = 100 \Omega$, con la que el sensor de voltaje cuenta con una ganancia de $G_{SV} = 0.01271$.

Bloque 16. Para adecuar la señal proveniente del bloque 15, se ha seleccionado un amplificador operacional dual modelo TL082CN de la marca ST Microelectronics (revisar Apéndice D).

Ya se ha hecho mención de que el BSC debe llegar a un voltaje nominal $V_{BSC_{max}}$ de 144 V, y en ese instante el circuito de control debe detener todas sus operaciones. Para lograr lo antes citado,



se opta por hacer que, la señal de entrada de este bloque se convierta a su salida en una señal de un valor de 3 V , para lo cual es necesario utilizar un arreglo como el de la Figura 3-18.

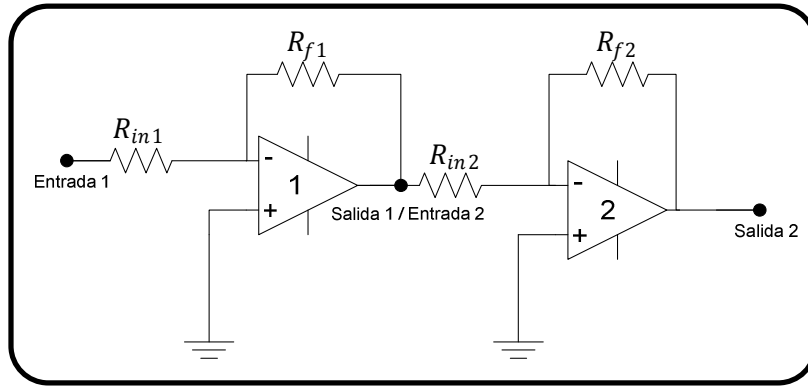


Figura 3-18. Bloque 16: Amplificador Operacional Dual

Cada amplificador-inversor, satisface a la fórmula 3-42.

El primer amplificador-inversor se ocupa para hacer que la señal proveniente de la resistencia de medición R_M del sensor de voltaje (bloque 15), se convierta en un voltaje de -3 V , mientras que el segundo amplificador-inversor se usa únicamente para cambiar el signo de esta última señal. Para mejor entendimiento, se analizará por separado cada uno de los amplificadores.

1. Amplificador-inversor 1

A la terminal negativa del amplificador-inversor número uno, está conectada la resistencia de entrada R_{in} . Por otra parte, el voltaje de entrada de este amplificador-inversor depende de lo proporcionado por la resistencia de medición R_M del sensor de voltaje (bloque 15), mismo que se trata de 1.83 V cuando el BSC ha alcanzado el voltaje nominal $V_{BSC_{max}}$ de 144 V .

Entonces, sabiendo lo anterior y proponiendo un valor para $R_{f1} = 10\text{ k}\Omega$ se determinan los valores de la resistencia de entrada R_{in} empleando la ecuación 3-42.

$$R_{in1} = \frac{R_{f1} V_{ent1}}{V_{sal1}} = \frac{10,000 * 1.83}{3} = 6.1\text{ k}\Omega$$

Con la finalidad de evitar utilizar gran cantidad de resistores para la implementación de la resistencia de entrada R_{in} , se ha elegido usar una resistencia variables de precisión de un valor máximo de $10\text{ k}\Omega$.

2. Amplificador-inversor 2

Puesto que este amplificador-inversor solo se usa para invertir el signo de la señal proveniente del amplificador-inversor 1, es necesario que su ganancia sea de uno, lo que se logra teniendo la resistencia R_{in2} igual a la resistencia R_{f2} , por lo tanto, se propone el uso de resistores de $10\text{ k}\Omega$ a 0.5 W para ambas.



Bloque 17. La tarea de este bloque es comparar la señal ajustada proveniente del sensor de voltaje del banco de supercapacitores (bloque 16) con una señal de referencia (bloque 18) y así identificar el momento en el que el *BSC* alcanza su voltaje nominal $V_{BSC_{max}}$. Para lo cual, se hará uso del comparador modelo LM710CM de la marca National Semiconductor cuya ficha técnica se encuentra en el Apéndice D. Cuando el comparador envíe un uno lógico al Regulador Avanzado de *PWM* (bloques 8), el sistema de control completo detendrá sus funciones.

Bloque 18. La señal de referencia se obtendrá implementando un divisor de voltaje haciendo uso del voltaje que proporciona la fuente de alimentación de $\pm 15\text{ V}$ (ver Apéndice C). El amplificador de señales (bloque 16), proporcionará una señal de 3 V cuando el *BSC* cuenta con su voltaje nominal $V_{BSC_{max}}$ de 144 V , por lo que se debe establecer la señal de referencia en 3 V , para que así el comparador (bloque 17) proporcione un uno lógico al Regulador Avanzado de *PWM* (bloque 8), y así el sistema de control detenga sus funciones. Para lograr lo antes mencionado se requiere un divisor de voltaje como el de la Figura 3-9, por lo que, empleando la fórmula 3-41 y proponiendo una resistencia $R_1 = 10\text{ k}\Omega$ se determinan la resistencia R_2 .

$$R_2 = \frac{R_1 V_2}{(V_T + V_2)} = \frac{10,000(3)}{(15 - 3)} = 2.5\text{ k}\Omega$$

Para usar resistencias comerciales se usa una $R_2 = 2.7\text{ k}\Omega$, además de que ambas resistencias que conforman el divisor de voltaje deberán ser de 0.5 W .

3.5.2 Diseño Final del Control del Convertidor CD/CD

La Figura 3-19 presenta el esquema de conexiones de los dispositivos que conforman el sistema de control del convertidor *CD/CD*.

El diagrama de la Figura 3-19, está fraccionado por colores para distinguir el lazo principal y los lazos auxiliares ya explicados anteriormente.

Segmento rosa:	Fuentes de alimentación (para mas detalles consultar Apéndice C)
Segmento amarillo:	Lazo auxiliar: Identificador de tipo de alimentación
Segmento azul:	Lazo principal: Control de corriente
Segmento naranja:	Circuito de señal de control del MOSFET
Segmento morado:	Lazo auxiliar: Arranque y paro del sistema de control



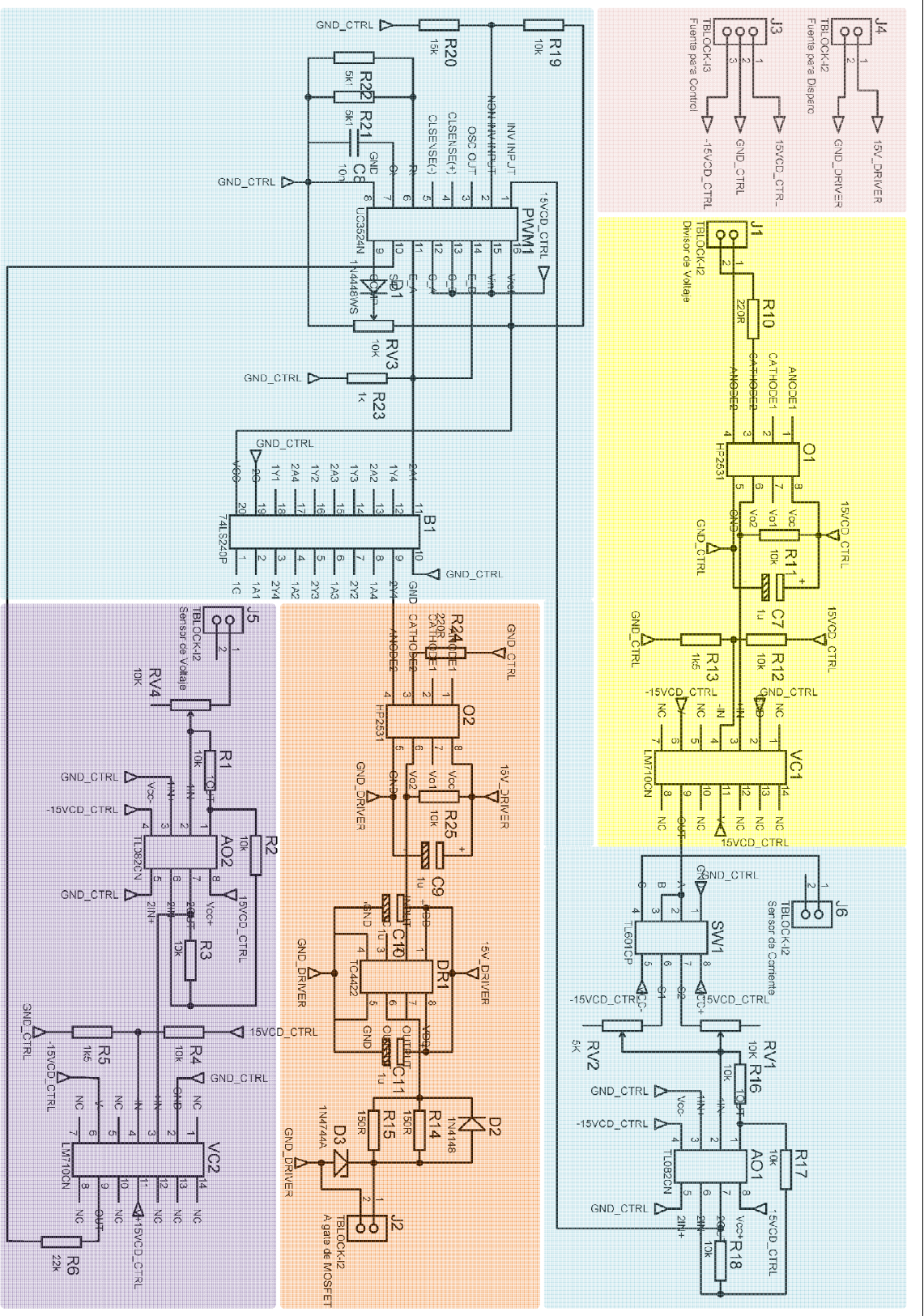


Figura 3-19. Esquema de Conexión de los Dispositivos del Sistema de Control del Convertidor CD/CD

CAPÍTULO 4.

SIMULACIÓN DEL CARGADOR

4.1 Introducción

Con la finalidad de evitar gastos innecesarios por daño de componentes en la implementación del cargador, en el presente capítulo se muestran resultados de simulación realizadas en Simulink de MATLAB que permite analizar el desempeño del cargador diseñado en el capítulo anterior.

La simulación del cargador se realiza por bloques con el propósito de observar el funcionamiento de cada sección, por lo que este capítulo contiene los siguientes apartados:

- Simulación del puente rectificador
- Simulación del banco de supercapacitores
- Simulación del convertidor CD/CD
- Simulación del control del convertidor CD/CD

4.2 Simulación del Puente Rectificador

Con la finalidad de probar el funcionamiento del puente rectificador diseñado en el capítulo anterior, se realizan simulaciones de éste en Simulink de MATLAB. Esta sección muestra los diagramas de simulación del puente rectificador trifásico y el puente rectificador monofásico, ambos con y sin filtro capacitivo, así como las graficas de los resultados obtenidos.

4.2.1 Simulación del Puente Rectificador Trifásico

La Figura 4-1 muestra el diagrama de simulación del puente rectificador trifásico sin filtro capacitivo, mientras que la Figura 4-2 muestra el diagrama de simulación del puente rectificador trifásico con filtro capacitivo.

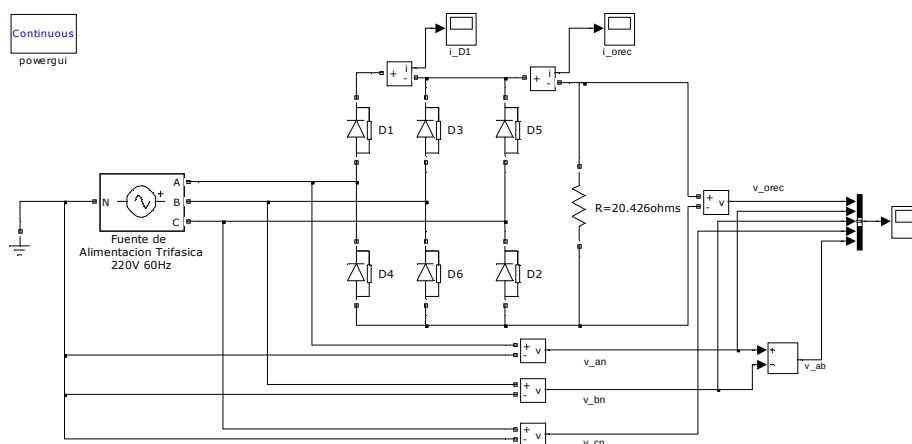


Figura 4-1. Diagrama de Simulación del Puente Rectificador Trifásico sin Filtro Capacitivo

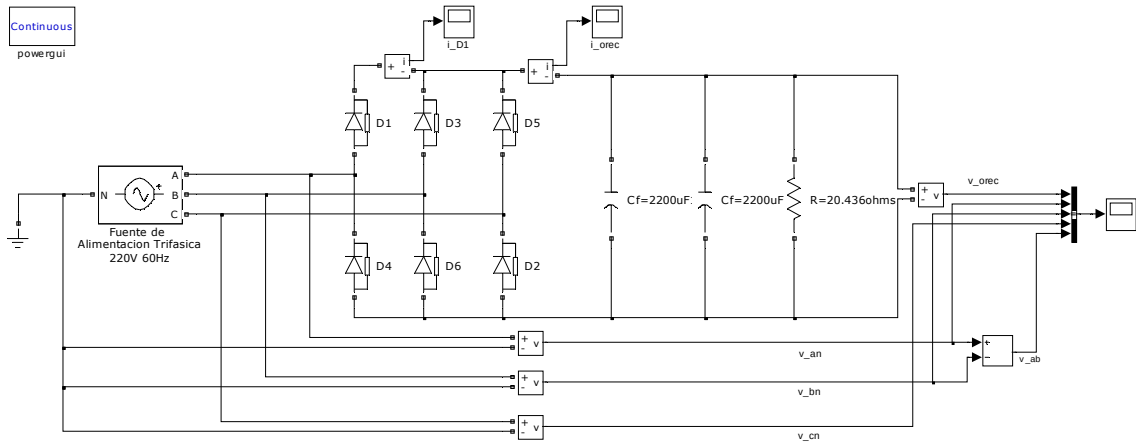


Figura 4-2. Diagrama de Simulación del Puente Rectificador Trifásico con Filtro Capacitivo

De las especificaciones del cargador, realizadas al inicio del capítulo 3, se tiene que el puente rectificador a diodos debe de entregar una corriente de 15 A , por lo que, para efectos de simulación, se coloca una resistencia de prueba de $R_p = 306.39\text{ V}_{CD}/15\text{ A} = 20.426\ \Omega$. En ambas simulaciones se utilizan como señales de entrada los voltajes mostrados en la Figura 4-3, correspondientes a un voltaje trifásico de 220 V_{CA} a 60 Hz .

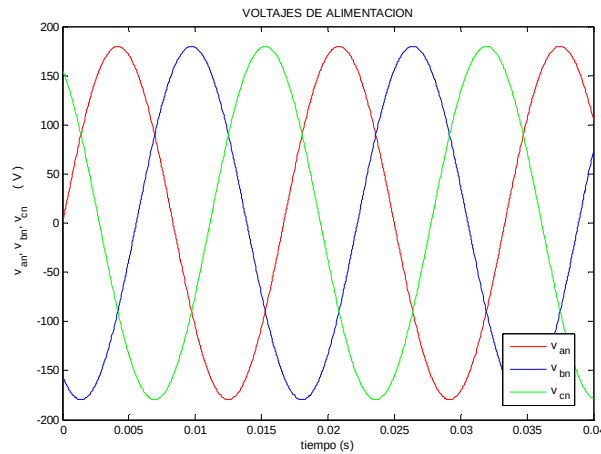


Figura 4-3. Voltajes de Alimentación para el Puente Rectificador Trifásico

4.2.1.1 Simulación del Puente Rectificador Trifásico sin Filtro Capacitivo

Al ejecutar la simulación del puente rectificador trifásico sin filtro capacitivo se obtienen las formas de onda que se muestran en la Figura 4-4. Tal como se describe en el Apéndice A, por cada periodo de la señal de entrada, se tienen seis pulsos en la señal de salida. El valor máximo que se obtiene en la señal de salida es $V_{r_{pmax}} = 309.3\text{ V}$ y el mínimo es $V_{r_{pmin}} = 268.1\text{ V}$, por lo que el valor del voltaje de rizo pico-pico es $V_{r_{p-p}} = 41.2\text{ V}$.

Por su parte, la Figura 4-5, muestra la corriente que entrega el puente rectificador trifásico a la resistencia de prueba R_p .



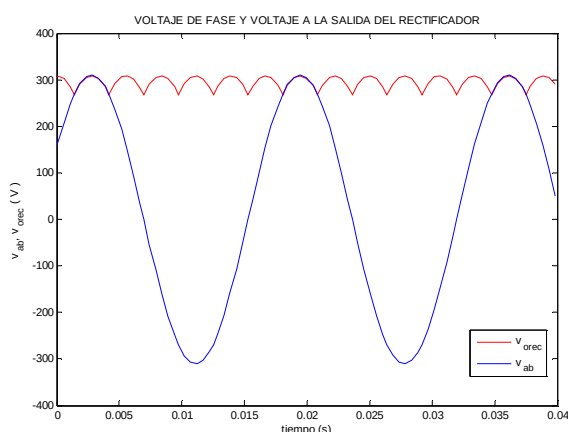


Figura 4-4. Forma de Onda del Puente Rectificador Trifásico sin Filtro Capacitivo

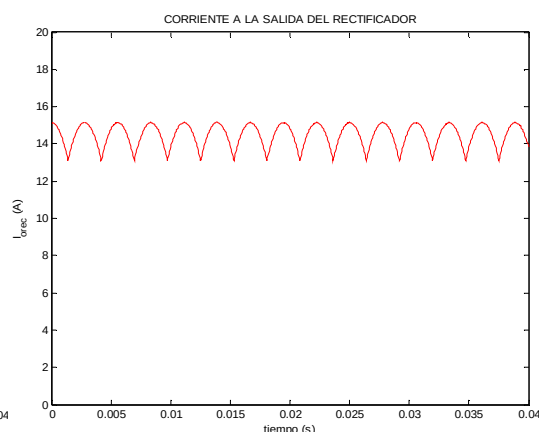


Figura 4-5. Corriente a la Salida del Puente Rectificador Trifásico sin Filtro Capacitivo

4.2.1.2 Simulación del Puente Rectificador Trifásico con Filtro Capacitivo

Al introducir el filtro capacitivo a las simulaciones del puente rectificador trifásico se obtienen las formas de onda que se aprecian en la Figura 4-6.

Haciendo una comparación entre la Figura 4-4 y la Figura 4-6, es claro que al utilizar filtro capacitivo C_f , el rizo del voltaje a la salida del rectificador disminuye. En este caso, el voltaje pico máximo del rizo es $V_{r_{pmax}} = 309.5 \text{ V}$, mientras que el valor pico mínimo del rizo es $V_{r_{pmin}} = 302.1 \text{ V}$, teniendo entonces un voltaje de rizo pico-pico de $V_{r_{p-p}} = 7.4 \text{ V}$. El valor de voltaje de rizo pico-pico $V_{r_{p-p}}$ obtenido de los cálculos, fue de 9.47 V .

La introducción del capacitor C_f para filtrar la señal a la salida del puente rectificador, ocasiona que al alimentarlo se genere un pico de corriente muy alto, mismo que se puede observar en la Figura 4-7, esto debido a que, como ya se mencionó en el capítulo 3, un capacitor totalmente descargado se comporta como un cortocircuito. Sin embargo, dicho transitorio de corriente es reducido por los efectos del termistor R_{TH} cuya principal tarea es limitar la cantidad de corriente que transita por el filtro capacitivo C_f .

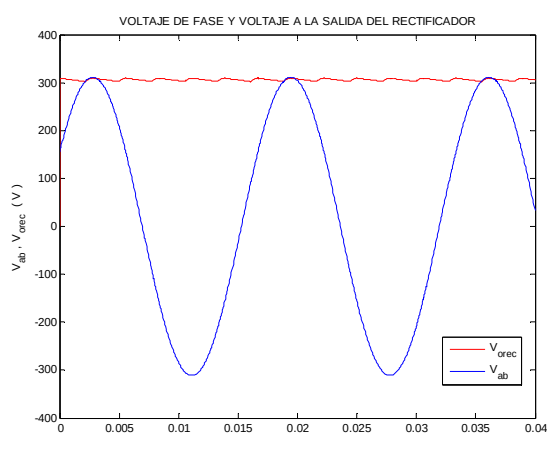


Figura 4-6. Forma de Onda del Puente Rectificador Trifásico con Filtro Capacitivo

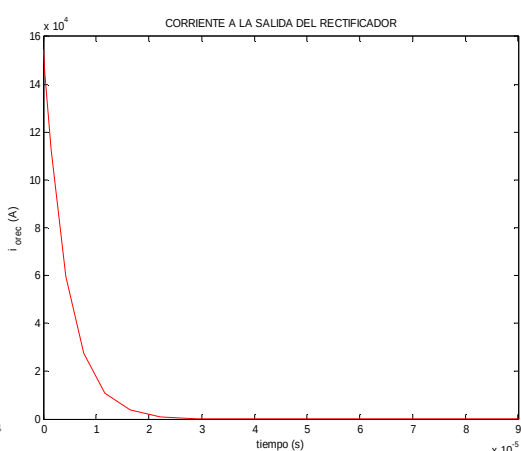


Figura 4-7. Corriente a la Salida del Puente Rectificador Trifásico con Filtro Capacitivo



CAPÍTULO 4

En el capítulo anterior se ha resuelto utilizar dos termistores de $1\ \Omega$ de resistencia cada uno, por lo que para apreciar en la simulación que ocurre con la corriente de salida del rectificador, se coloca una resistencia de $2\ \Omega$. La Figura 4-8 señala que al ejecutar lo anterior se reduce el pico de corriente dramáticamente de un valor de más de $150,000\ A$ a $154.6\ A$, que de acuerdo con la tabla 3-1, el puente rectificador resiste esta corriente sin sufrir daño alguno. Se observará que en todo momento hay corriente a través de la resistencia que sustituye al termistor, efecto que dejará de ocurrir cuando en la implementación se utilicen los termistores, ya que su resistencia disminuirá a medida que su temperatura aumente hasta alcanzar un valor prácticamente despreciable.

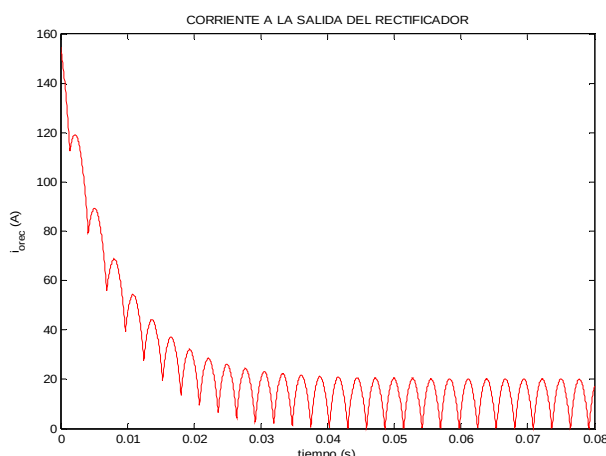


Figura 4-8. Corriente a la Salida del Puente Rectificador Trifásico con Filtro Capacitivo y Resistencia Equivalente a la del Termistor

4.2.2 Simulación del Puente Rectificador Monofásico

En la Figura 4-9 se observa el diagrama de simulación del puente rectificador monofásico sin filtro capacitivo, mientras que en la Figura 4-10 se aprecia el diagrama de simulación el puente rectificador monofásico con filtro capacitivo.

Nuevamente se hace mención de que, según las especificaciones del cargador, el puente rectificador a diodos debe de entregar una corriente de $15\ A$, por lo que, en este caso se coloca una resistencia de prueba de $R_P = 156.39\ V_{CD}/15\ A = 10.426\ \Omega$

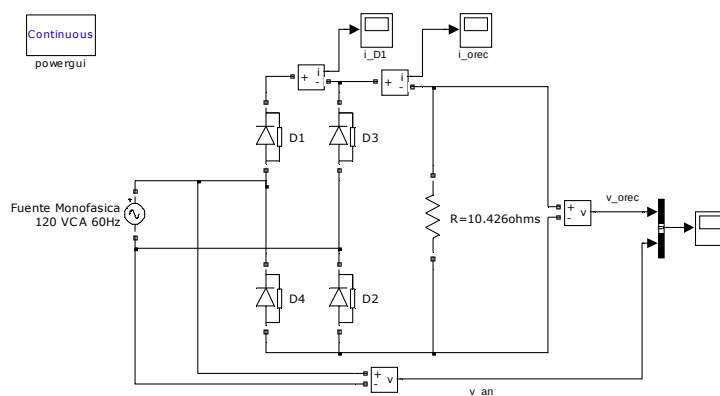


Figura 4-9. Diagrama de Simulación del Puente Rectificador Monofásico sin Filtro Capacitivo



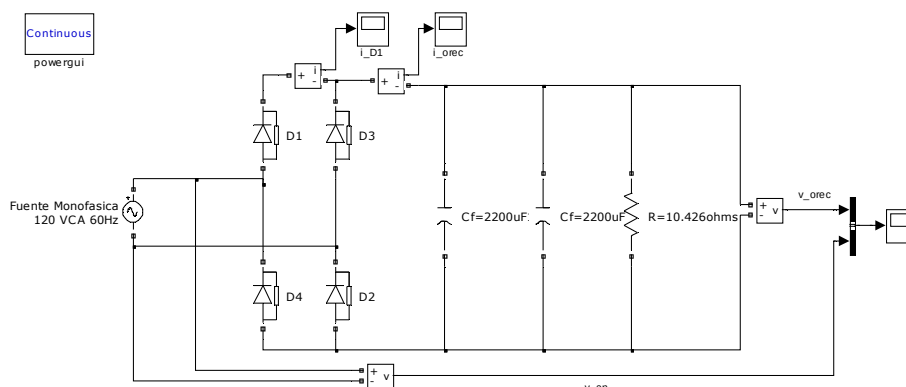


Figura 4-10. Diagrama de Simulación del Puente Rectificador Monofásico con Filtro Capacitivo

La señal de entrada para estas simulaciones se muestra en la Figura 4-11, la cual corresponde a una señal monofásica de voltaje de $127 V_{CA}$ a $60 Hz$.

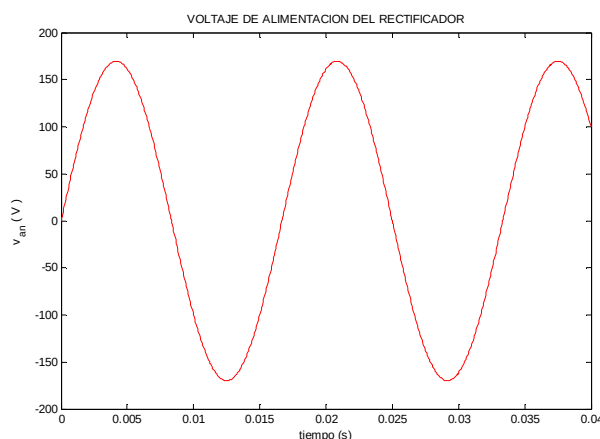


Figura 4-11. Voltaje de Alimentación para el Puente Rectificador Monofásico

4.2.2.1 Simulación del Puente Rectificador Monofásico sin Filtro Capacitivo

De la simulación del puente rectificador monofásico sin filtro capacitivo se obtiene la forma de onda mostrada por la Figura 4-12.

Por cada periodo de la señal de alimentación se tienen dos pulsos en la señal de salida, cada pulso con las mismas características de un semiciclo de la señal de entrada. De acuerdo a los resultados de la simulación, el valor máximo de la señal de salida es $V_{r_{pmax}} = 168.1 V$, mientras que el valor mínimo de esta misma señal es $V_{r_{pmin}} = 0.104 V$, teniendo así un rizo de voltaje de $V_{r_{p-p}} = 167.99 V$.

Por su parte, la Figura 4-13, muestra la corriente que entrega el puente rectificador monofásico a la resistencia de prueba R_p .



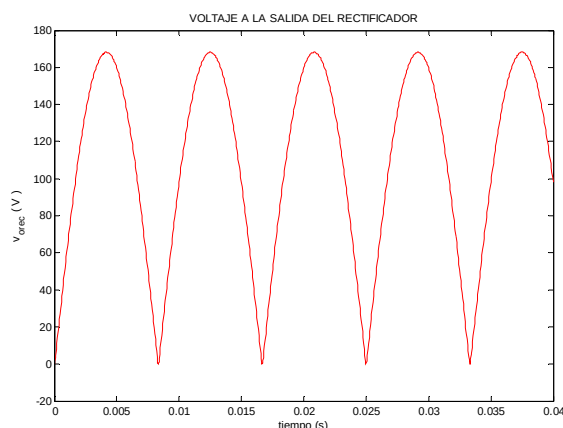


Figura 4-12. Forma de Onda del Puente Rectificador Monofásico sin Filtro Capacitivo

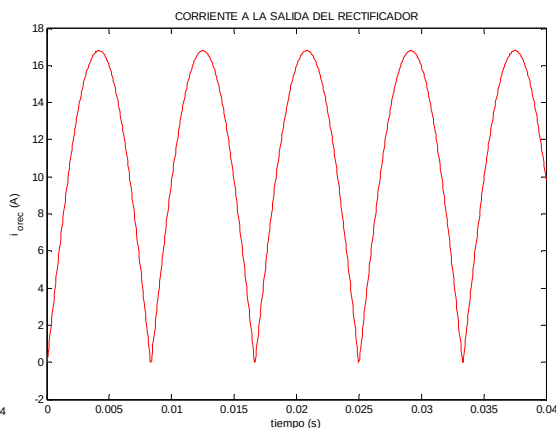


Figura 4-13. Corriente a la Salida del Puente Rectificador Monofásico sin Filtro Capacitivo

4.2.2.2 Simulación del Puente Rectificador Monofásico con Filtro Capacitivo

Cuando se incorpora a la simulación del puente rectificador monofásico el filtro capacitivo la forma de onda que se obtiene es la mostrada en la Figura 4-14.

Sin duda el uso de filtro capacitivo reduce de manera importante el rizo en la señal de voltaje de salida V_{r-p} . El voltaje máximo del rizo es $V_{r_{pmax}} = 168.1 V$. El voltaje mínimo del rizo es $V_{r_{pmin}} = 144.7 V$. Por lo tanto el voltaje de rizo es $V_{r-p} = 23.4 V$. El valor de rizo de voltaje obtenido en cálculo es de $28.41 V$.

Como se aprecia en la Figura 4-15, el pico de corriente que se genera al alimentar el puente rectificador es mucho menor a diferencia del puente rectificador trifásico con filtro capacitivo (Figura 4-7), aun así, dicho pico se reduce aún más debido a los efectos del termistor empleado para este fin.

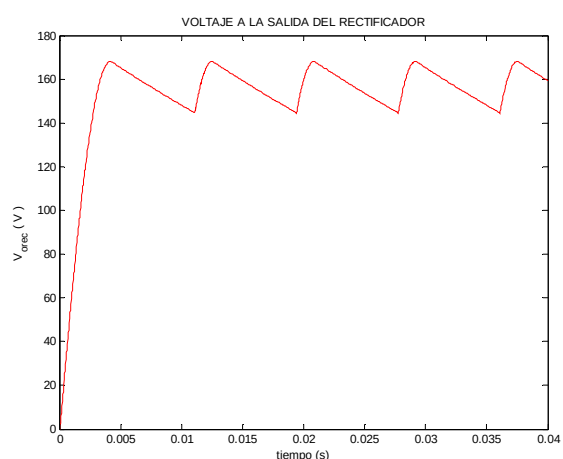


Figura 4-14. Forma de Onda del Puente Rectificador Monofásico con Filtro Capacitivo

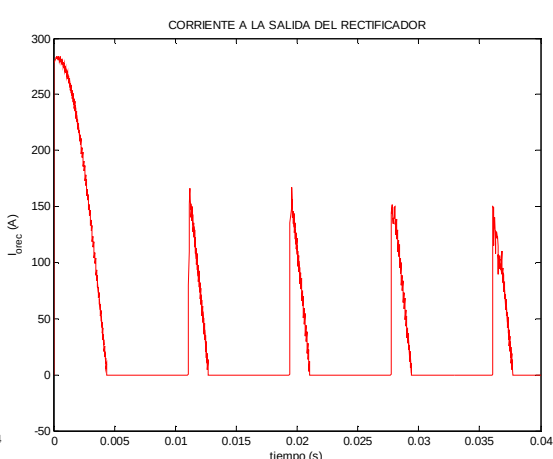


Figura 4-15. Corriente a la Salida del Puente Rectificador Monofásico con Filtro Capacitivo



Al igual que en el caso anterior, introduciendo una resistencia de $2\ \Omega$, para simular los efectos del termistor, el pico de corriente baja de un valor de aproximadamente $275\ A$ a $65.27\ A$, mismo que se puede apreciar en la Figura 4-16.

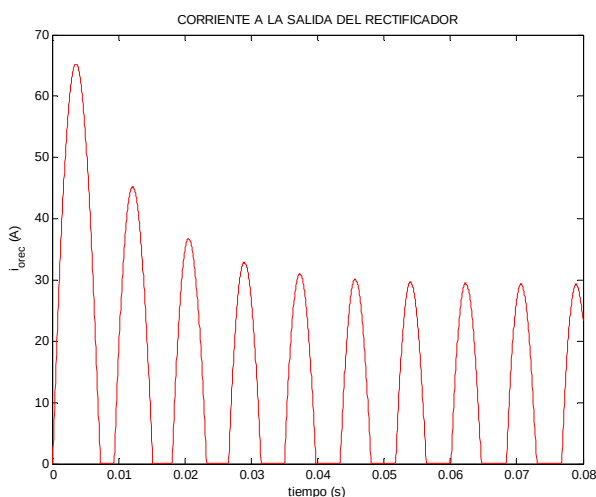


Figura 4-16. Corriente a la Salida del Puente Rectificador Monofásico con Filtro Capacitivo y Resistencia Equivalente a la del Termistor

Realizadas las simulaciones concernientes al puente rectificador a diodos, se observa que con él se obtiene una fuente de alimentación de CD con un rizo de voltaje V_{r-p-p} aceptable tanto en el caso trifásico como en el monofásico.

Además, se confirma que el puente rectificador no sufrirá daños debido a la corriente demandada por el filtro capacitivo C_f , puesto que se encuentra adecuadamente protegido por los termistores.

4.3 Simulación del Banco de Supercapacitores

Con el propósito de pronosticar el comportamiento del voltaje en el banco de supercapacitores V_{BSC} y por ende el tiempo t_C que tarda en alcanzar su voltaje nominal V_{BSCmax} cuando este es cargado a diferentes niveles de corriente constante, se realizan simulaciones de carga del banco de supercapacitores empleando Simulink de MATLAB.

4.3.1 Simulación de Carga del BSC a Corriente Máxima

La Figura 4-17 presenta el diagrama de simulación del banco de supercapacitores alimentado con una fuente que proporciona la corriente I_{SC} máxima que pueden soportar los supercapacitores. La conexión de los supercapacitores, corresponde al arreglo obtenido en el capítulo 3 (ver Figura 3-4) teniendo en consideración los requerimientos tanto del cargador como del prototipo de vehículo eléctrico.



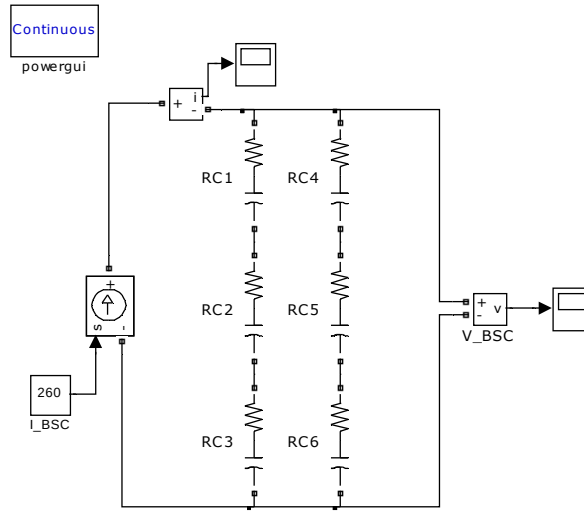


Figura 4-17. Diagrama de Simulación de Carga del BSC a Corriente Máxima

La Figura 4-18 permite apreciar la corriente I_{BSC} que le proporciona una fuente de corriente constante de 260 A al BSC. También se aprecia la manera en que incrementa de manera lineal el voltaje en el BSC V_{BSC} conforme transcurre el tiempo.

El hecho de que el voltaje incremente de manera lineal no es un comportamiento que se observe con normalidad en los capacitores, pero esto se debe a que está siendo alimentado con una corriente constante, hecho que tampoco es muy común. Además de que en este caso, no están siendo consideradas ninguna clase de pérdidas.

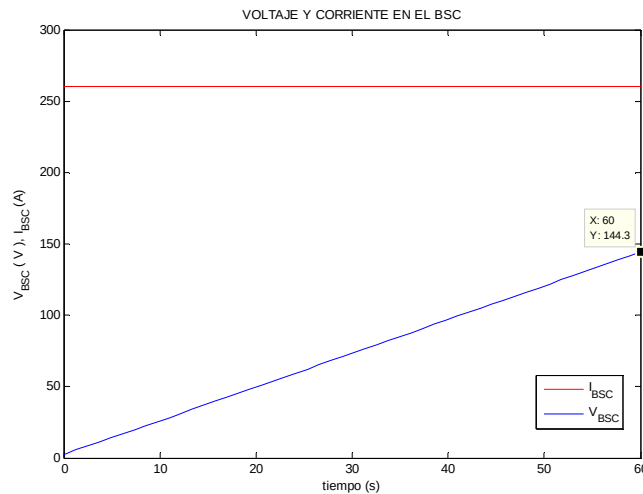


Figura 4-18. Voltaje y Corriente del BSC al Cargarlo a Corriente Máxima

Los cálculos del tiempo mínimo de carga $t_{Cmin(Dmax=0)}$ para cuando el BSC se encuentra totalmente descargado, estiman un tiempo de 59.88 s. Por su parte, los resultados de simulación de la Figura 4-18 muestran que el BSC alcanza poco más de su voltaje de trabajo V_w en un tiempo $t_{Cmin(Dmax=0)}$ de 60 s. Lo que confirma que el BSC correspondiente al proyecto que atañe a esta tesis, puede ser cargado en un tiempo de 1 minuto, lo que si duda alguna, es un tiempo muy corto.



4.3.2 Simulación de Carga del BSC con Alimentación Trifásica

La Figura 4-19 presenta el diagrama de simulación del banco de supercapacitores alimentado con una fuente de corriente directa que proporciona la corriente que de acuerdo a los cálculos efectuados en el capítulo anterior, se calcula será obtenida cuando el cargador sea alimentado con una fuente trifásica limitada a entregar una corriente de 15 A.

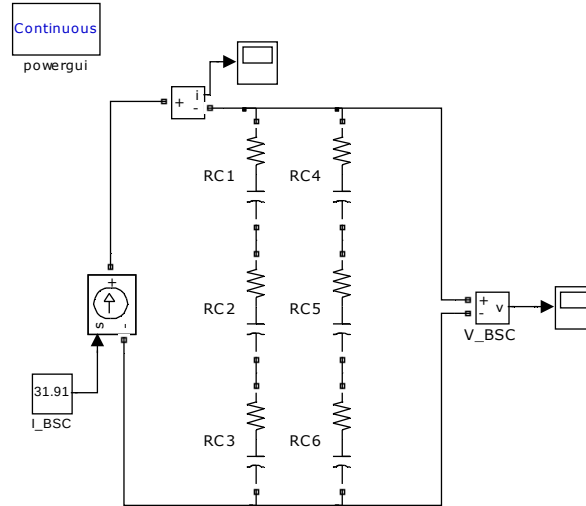


Figura 4-19. Diagrama de Simulación de Carga del BSC Con Alimentación Trifásica

La Figura 4-20 muestra la forma de onda del voltaje y la corriente en el BSC que se obtienen al simular que el cargador es alimentado con una fuente trifásica de 220 V_{CA} .

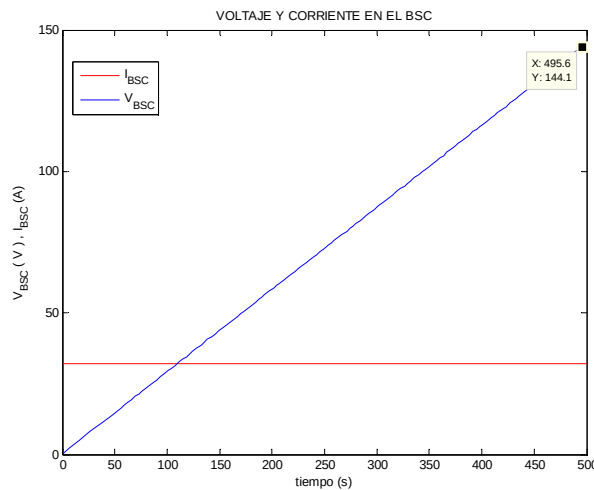


Figura 4-20. Voltaje y Corriente del BSC al Cargarlo con Alimentación Trifásica

Se estima que el tiempo de carga para el BSC cuando este se encuentra completamente descargado $t_{C3\Phi(Dmax=0)}$ y considerando la corriente obtenida de una fuente de alimentación trifásica, es de 495.36 s. Mientras que los resultados de simulación de la Figura 4-20, marcan que el BSC se encuentra en un poco más de su voltaje de trabajo V_w en un tiempo $t_{C3\Phi(Dmax=0)}$ de 495.6 s.



CAPÍTULO 4

Recuérdese que estas simulaciones de carga del banco de supercapacitores, consideran elementos ideales, por lo que, es muy probable que una vez efectuada la implementación del cargador los tiempos de carga t_C aumenten un poco, además de que el voltaje en el banco de supercapacitores V_{BSC} no tenga un comportamiento completamente lineal.

4.3.3 Simulación de Carga del BSC con Alimentación Monofásica

La Figura 4-21 muestra el diagrama de simulación del banco de supercapacitores alimentado con una fuente de corriente directa que proporciona la corriente que es posible obtener cuando el cargador es alimentado con una fuente monofásica limitada a entregar una corriente de 15 A.

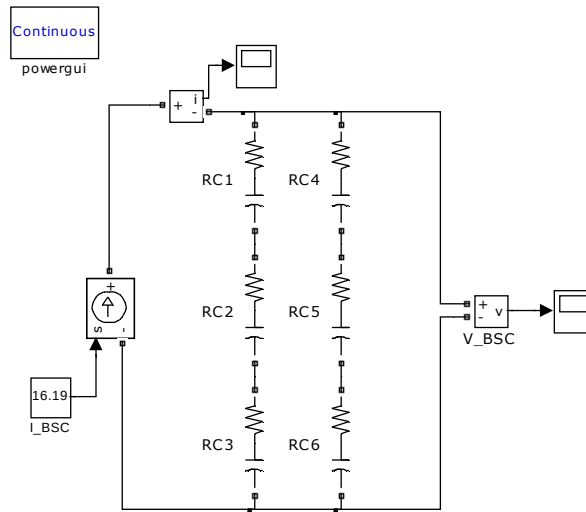


Figura 4-21. Diagrama de Simulación de Carga del BSC con Alimentación Monofásica

La Figura 4-22 corresponde a los resultados de simulación del BSC alimentado con una corriente directa equivalente a la que se tiene cuando el cargador se conecta a una fuente monofásica.

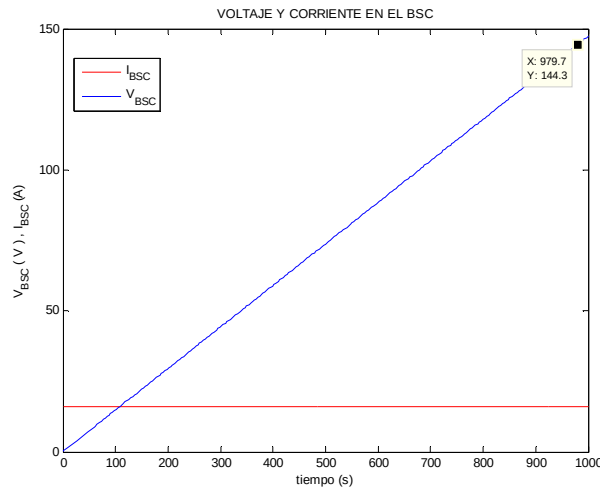


Figura 4-22. Voltaje y Corriente del BSC al Cargarlo con Alimentación Monofásica

Se estima que el tiempo de carga para el BSC cuando está completamente descargado $t_{C1\Phi(Dmax=0)}$ y considerando la corriente obtenida de una fuente de alimentación monofásica, es



de 977.34 s. Mientras que los resultados de simulación de la Figura 4-22 marcan que el BSC tiene poco más de su voltaje de trabajo V_w en un tiempo $t_{C1\Phi(Dmax=0)}$ de 979.7s.

El tiempo de carga t_C del banco de supercapacitores cuando se emplea una fuente trifásica para alimentar el cargador, es prácticamente el doble al tiempo conseguido cuando se utiliza una fuente de alimentación monofásica. Sin embargo, comparado con el tiempo que le toma a una sola batería cargarse, sigue siendo un tiempo de carga muy bajo.

4.4 Simulación del Convertidor CD/CD en Lazo Abierto

Con el único objetivo de que las simulaciones se ejecuten en un corto tiempo, el estudio del comportamiento del convertidor CD/CD reductor se hace a través de la simulación de sus ecuaciones de estado, las cuales se obtienen de analizar el circuito equivalente del convertidor CD/CD en sus dos posibles estados como lo muestra la Figura 4-23, es decir, 1) cuando el interruptor G se encuentra cerrado y 2) cuando el interruptor G esta abierto.

Lo anterior, teniendo en consideración que la carga es el banco de supercapacitores ($C_{BSC} = 110 F$), con una resistencia serie ($R_{BSC} = 9.45 m\Omega$), y que por lo tanto no es necesario incorporar la parte capacitiva del filtro del convertidor CD/CD . También se tiene en consideración las pérdidas existentes en el interruptor G ($R_G = 0.03 \Omega$, ver ficha técnica en Apéndice D) y en la inductancia L ($R_L = 0.4\Omega$), para lo cual se agregan en el análisis las resistencias correspondientes.

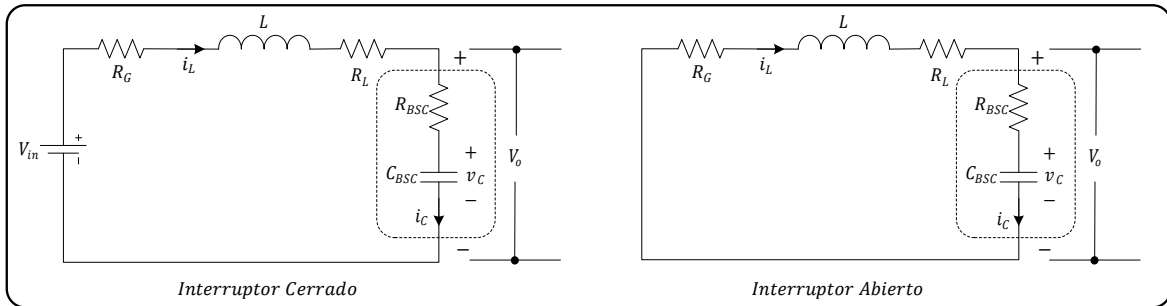


Figura 4-23. Circuito Equivalente del Convertidor CD/CD Reductor

Del análisis de los circuitos equivalentes mostrados en la Figura 4-23, se determinan las ecuaciones de estado 4-1, 4-2 y 4-3.

$$\frac{di_L}{dt} = -AAi_L + BB(V_{in} - V_C) \quad 4-1$$

$$\frac{dv_C}{dt} = CCi_L \quad 4-2$$

$$V_o = R_{BSC}i_L + V_C \quad 4-3$$



Donde

$$AA = \frac{R_G + R_L + R_{BSC}}{L} \quad 4-4$$

$$BB = \frac{1}{L} \quad 4-5$$

$$CC = \frac{1}{C} \quad 4-6$$

La Figura 4-24 muestra el diagrama realizado en Simulink para la simulación de las ecuaciones de estado del convertidor CD/CD reductor diseñado en el capítulo anterior.

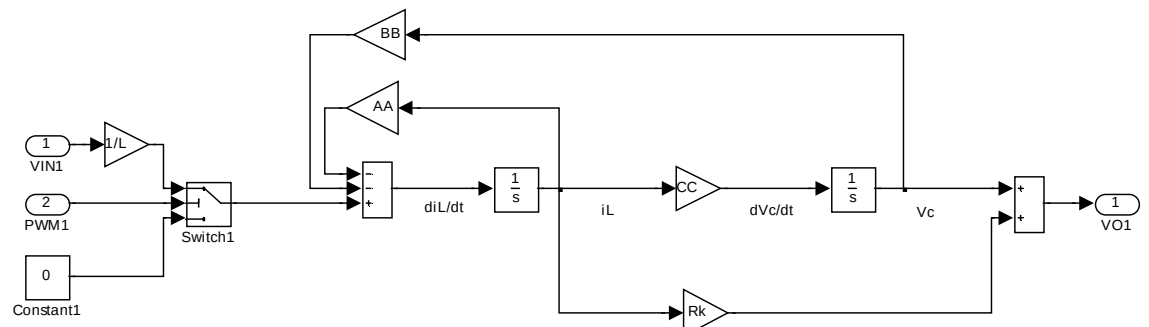


Figura 4-24. Diagrama de Simulación de las Ecuaciones de Estado del Convertidor CD/CD Reductor

Se realizan las simulaciones considerando un voltaje de entrada igual al voltaje que se obtiene a la salida del rectificador a diodos 1) cuando este ultimo es alimentado con una fuente trifasica de $220 V_{CA}$ y 2) cuando es alimentado con una fuente monofasica de $127 V_{CA}$.

4.4.1 Simulación del Convertidor CD/CD con Alimentación Trifásica

Con la finalidad de analizar el comportamiento del convertidor CD/CD reductor cuando este es alimentado con un voltaje de $220 V_{CA}$ rectificado, se realiza la simulación del diagrama de la Figura 4-24 introduciendo los parámetros que se muestran en la Tabla 4-1.

Tabla 4-1. Parámetros de Simulación del Convertidor con Alimentación Trifásica Rectificada

PARÁMETROS DE SIMULACIÓN:	
Voltaje a la entrada del convertidor	$306.39 V_{CD}$
Voltaje esperado a la salida del convertidor	$144 V_{CD}$
Capacitancia de la carga	$110 F$
Resistencia de la carga	$9.45 m\Omega$
Inductancia del convertidor	$954.02 \mu H$
Frecuencia de conmutación	$40 KHz$

La Figura 4-25 muestra el voltaje que se tiene a la salida del convertidor cuando se utilizan los parámetros de simulación contenidos en la Tabla 4-1. Después de un corto tiempo, el voltaje a la salida se establece en el valor esperado de $144 V_{CD}$.

Por su parte, la Figura 4-26 muestra la corriente que se tiene a la salida del convertidor, se aprecia que durante los primeros segundos se genera un pico de corriente que casi alcanza los $11,000 A$, y



después de pocos segundos (al mismo tiempo que el voltaje a la salida se establece en $144 V_{CD}$), la corriente oscila alrededor de los $0 A$.

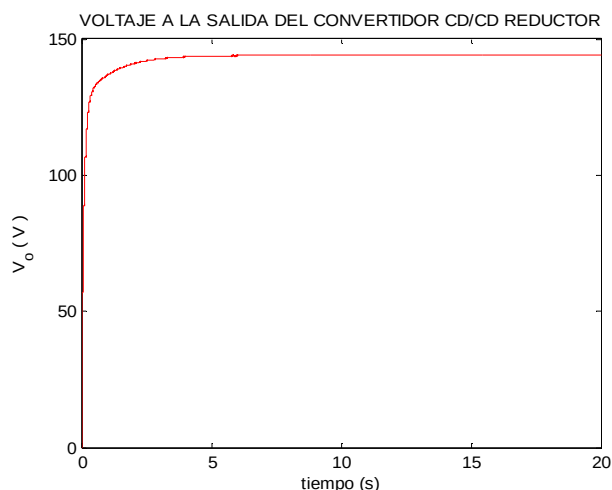


Figura 4-25. Voltaje a la Salida del Convertidor con Alimentación Trifásica Rectificada

El gran pico de corriente al arranque del convertidor se debe a que como carga de dicho convertidor se tiene el banco de supercapacitores. Es importante recordar que al momento de alimentar una carga capacitiva, esta tiende a comportarse como un cortocircuito, lo que implica una gran demanda de corriente. Ahora bien, conforme la carga capacitiva alcance su voltaje nominal dejará de demandar corriente, es por esa razón que la corriente tiende a $0 A$.

Los supercapacitores no tiene inconveniente en tolerar el pico de corriente antes descrito (ver ficha técnica de los supercapacitores en Apéndice D), pero por su parte los componentes del convertidor no fueron seleccionados para trabajar con esa intensidad de corriente, debido a que se busca que la carga de los supercapacitores se efectuó de manera controlada, por lo que se espera que el sistema de control del convertidor realice la carga de los supercapacitores con una corriente constante, mitigando así el elevado pico de corriente inicial y su pronta tendencia a cero.

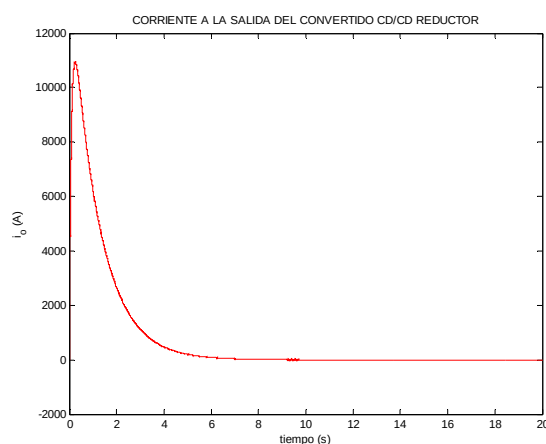


Figura 4-26. Corriente a la Salida del Convertidor con Alimentación Trifásica Rectificada

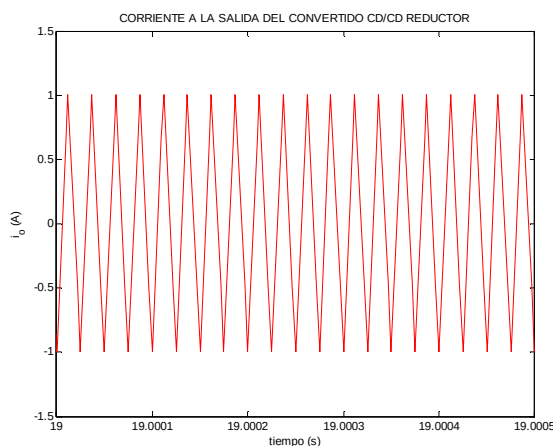


Figura 4-27. Rizo de Corriente del Convertidor con Alimentación Trifásica Rectificada



CAPÍTULO 4

Tal como se calcula en el capítulo 3, la Figura 4-27, muestra que el rizo de corriente $I_{Lr_{p-p}}$ tiene un valor pico-pico de 2 A, para una inductancia L de 954.02 μH .

4.4.2 Simulación del Convertidor CD/CD con Alimentación Monofásica

Para estudiar el comportamiento del convertidor CD/CD reductor cuando este es alimentado con un voltaje de 127 V_{CA} rectificado, se realiza la simulación del diagrama de la Figura 4-24 introduciendo los parámetros que se muestran en la Tabla 4-2.

Tabla 4-2. Parámetros de Simulación del Convertidor con Alimentación Monofásica Rectificada

PARÁMETROS DE SIMULACIÓN:	
Voltaje a la entrada del convertidor	156.39 V_{CD}
Voltaje esperado a la salida del convertidor	144 V_{CD}
Capacitancia de la carga	110 F
Resistencia de la carga	9.45 m Ω
Inductancia del convertidor	954.02 μH
Frecuencia de conmutación	40 kHz

En la Figura 4-28 se aprecia el voltaje a la salida del convertidor CD/CD reductor. Según la Tabla 4-2, se esperaba que el voltaje de salida alcanzara un valor de 144 V_{CD} , sin embargo, se observa que dicho voltaje alcanza un valor muy cercano al voltaje de entrada. Lo anterior se debe a que el tipo de convertidor que se está simulando trabaja de mejor manera cuando el voltaje a la salida del convertidor es muy cercano al 50% del voltaje de entrada

Lo anterior no representa algún inconveniente en el diseño del convertidor CD/CD reductor, debido a que el convertidor trabajará con un valor de corriente constante una vez que su sistema de control sea incluido, lo que implica que el voltaje incrementará lentamente y de manera lineal (según lo que muestran las simulaciones de carga del banco de supercapacitores), por lo que es posible detener la carga de los supercapacitores una vez que se alcance el voltaje deseado.

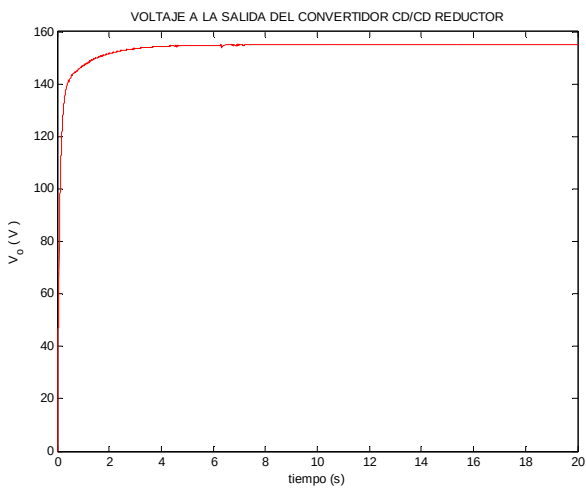


Figura 4-28. Voltaje a la Salida del Convertidor con Alimentación Monofásica Rectificada



De la señal de corriente a la salida del convertidor, que se observa en la Figura 4-29, se aprecia que al arranque del convertidor, se presenta un pico de corriente que sobrepasa los 11,000 A, después de pocos segundos la corriente tiende a cero.

El comportamiento de la corriente fue ya explicado en la sección anterior, por lo que se concluye nuevamente que dicho efecto se corregirá una vez que el sistema de control del convertidor sea incluido.

Dado que en este caso se utiliza el inductor de $L = 954.02 \mu H$ que se usó en las simulaciones del convertidor CD/CD reductor con alimentación trifásica rectificada, el rizo de corriente tiene un valor mucho menor que en el caso anterior. Bajo estas circunstancias el rizo de corriente pico-pico tiene un valor de 0.3 A, mismo que se observa en la Figura 4-30.

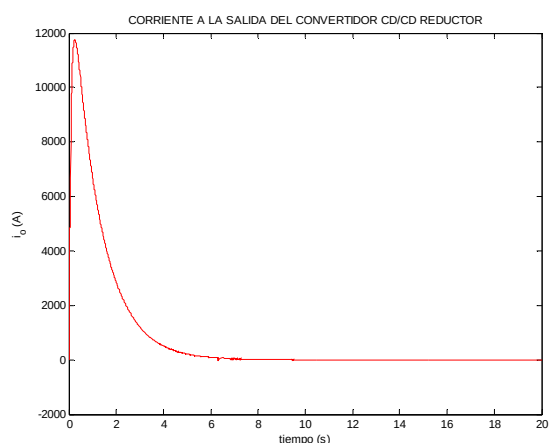


Figura 4-29. Corriente a la Salida del Convertidor con Alimentación Monofásica Rectificada

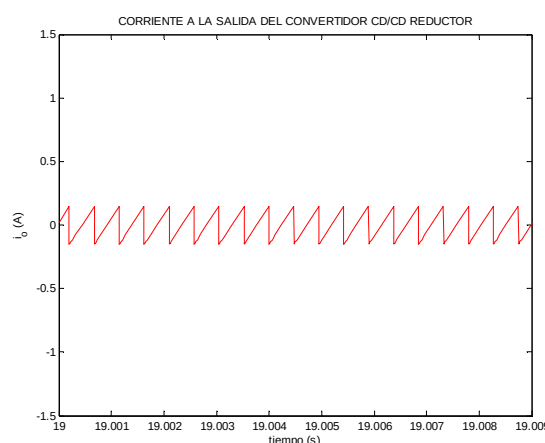
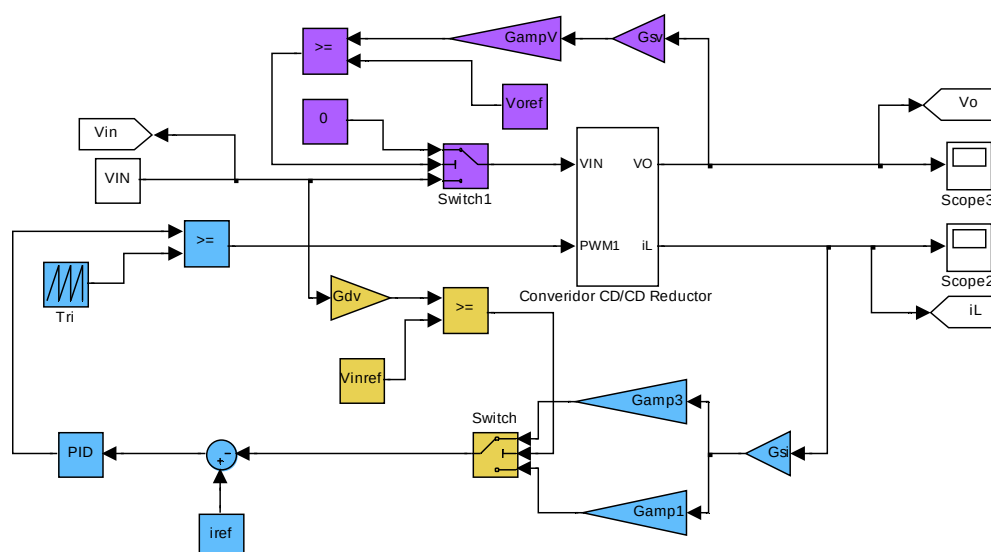


Figura 4-30. Rizo de Corriente del Convertidor con Alimentación Monofásica Rectificada

4.5 Simulación del Control del Convertidor CD/CD

La Figura 4-31 muestra el diagrama de simulación del sistema de control. El bloque del convertidor CD/CD reductor, contiene el diagrama de simulación de la Figura 4-24. Los bloques amarillos representan el lazo auxiliar identificador de tipo de alimentación, los bloques azules son el lazo principal de control de corriente y los bloques morados constituyen el lazo auxiliar de arranque y paro del control. En simulación no es necesario incorporar el circuito de control del MOSFET, en este caso los pulsos de control se envían directamente del lazo de control de corriente al convertidor CD/CD reductor.





Simulación del Cargador



TERMINO	DEFINICIÓN	VALOR
Gamp1	Ganancia del acondicionador de señal empleada cuando se ha identificado un tipo de alimentación monofásica (Bloque 9 de la Figura 3-10)	3.773157
Gamp3	Ganancia del acondicionador de señal empleada cuando se ha identificado un tipo de alimentación trifásica (Bloque 9 de la Figura 3-10)	1.914364
GampV	Ganancia del acondicionador de señal empleado para el paro del sistema de control (Bloque 20 de la Figura 3-16)	1.740337
Gdv	Ganancia del divisor de voltaje utilizado como sensor del voltaje a la entrada del convertidor (Bloque 2 de la Figura 3-7)	0.012958
Gsi	Ganancia del sensor de la corriente a la salida del convertidor (Bloque 7 de la Figura 3-7)	0.04911
Gsv	Ganancia del sensor del voltaje a la salida del convertidor (Bloque 19 de la Figura 3-16)	0.011977
IL	Corriente en el inductor o corriente a la salida del convertidor	-
Iref	Señal de referencia para el control a corriente constante (Bloque 14 de la Figura 3-10)	3
PID	Compensador proporcional integral derivativo (Bloque 11 de la Figura 3-10)	P=10 I=1 D=0
Tri	Señal triangular con la que se compara la señal de corriente para obtener el PWM (Bloque 12 de la Figura 3-10)	40kHz 0-1V
VIN	Voltaje a la entrada del convertidor CD/CD reductor	306.39V ó 155.51V
VInref	Señal de referencia para la identificación de tipo de alimentación (Bloque 6 de la Figura 3-7)	3
Vo	Voltaje a la salida del convertidor CD/CD reductor	-
Voref	Señal de referencia para el paro del sistema de control de corriente (Bloque 22 de la Figura 3-16)	3

Se desea aclarar que debido a los largos tiempos y gran cantidad de memoria que demandan las simulaciones de esta sección, se ha decidido mostrar resultados de simulación de tan solo 30 s

4.5.1 Simulación del Control con Alimentación Trifásica

Se lleva a cabo la simulación del diagrama mostrado por la Figura 4-31, estableciendo un voltaje de entrada del convertidor de $306.39 V_{CD}$, mismo que corresponde a un voltaje trifásico de $220 V_{CA}$ rectificado.

La Figura 4-32 muestra como el sistema de control mantiene la corriente a la salida del convertidor en un valor promedio de $31.87 A$ (recuérdese que según los cálculos del capítulo 3 la corriente en este caso debía mantenerse en un valor de $31.91 A$). Es importante resaltar que el pico de corriente que se aprecia en la Figura 4-26 y que se generaba al cargar el *BSC* sin emplear control ahora ha desaparecido.

Por su parte, la Figura 4-33 muestra el rizo de corriente que existe en el inductor del convertidor. En este caso el rizo tiene un valor pico-pico de $0.56 A$ debido a que la potencia que fluye por el inductor hasta los $30 s$ aun es muy baja, conforme la cantidad de potencia incrementa se espera que el rizo de corriente también lo haga pero sin rebasar los $2 A$ para los que fue diseñado el inductor.

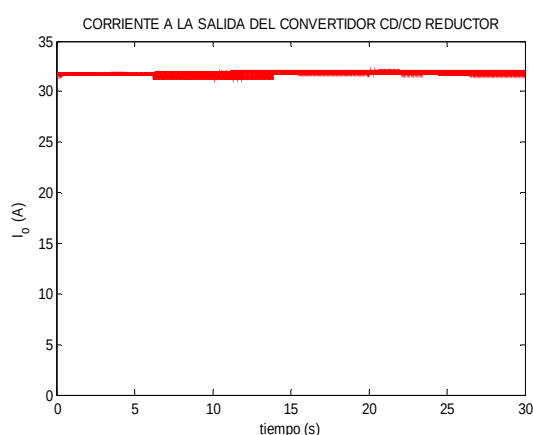


Figura 4-32. Corriente Constante a la Salida del Convertidor CD/CD Reductor con Tipo de Alimentación Trifásica

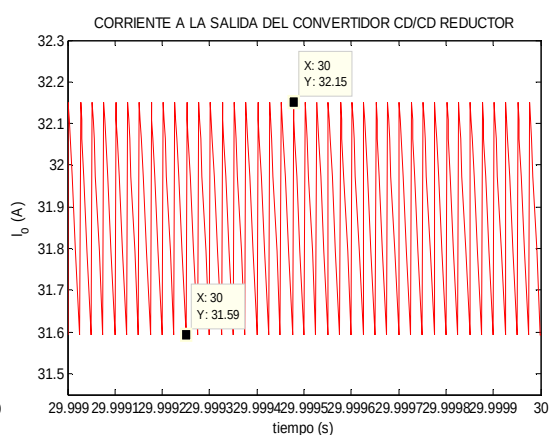


Figura 4-33. Rizo de Corriente en el Inductor del Convertidor CD/CD con Tipo de Alimentación Trifásica

En la Figura 4-34 se observa cómo es que el voltaje del *BSC* va incrementando linealmente cuando se mantiene la corriente constante, coincidiendo estos resultados con los obtenidos en la Figura 4-20 referente a la simulación de carga del *BSC*.

Debido al tiempo de simulación no es posible apreciar en qué momento el *BSC* alcanza su voltaje nominal de $144 V_{CD}$, sin embargo, haciendo una extrapolación se calcula que sea en un tiempo de $481.49 s$. La Figura 4-20 maneja un tiempo de carga de $t_{C3\Phi(Dmax=0)} = 495.6 s$ mientras que los cálculos del capítulo 3 hacen mención de que el *BSC* tendrá su voltaje nominal en un tiempo de $t_{C3\Phi(Dmax=0)} = 495.36 s$.



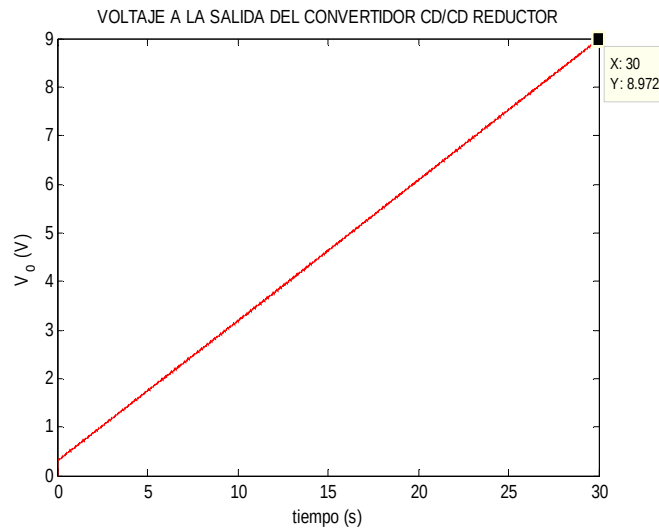


Figura 4-34. Voltaje a la Salida del Convertidor CD/CD Reductor cuando su Corriente es Controlada (Tipo de Alimentación Trifásica)

4.5.2 Simulación del Control con Alimentación Monofásica

Para este caso, se efectúa la simulación del diagrama mostrado por la Figura 4-31, estableciendo un voltaje de entrada del convertidor de $156.39 V_{CD}$, mismo que corresponde a un voltaje monofásico de $127 V_{CA}$ rectificado.

En la Figura 4-35 se aprecia que el sistema de control mantiene la corriente a la salida del convertidor en un valor promedio de $16.175 A$ (recuérdese que según los cálculos del capítulo 3 la corriente en este caso debía mantenerse en un valor de $16.29 A$). También en este caso, es importante resaltar que el pico de corriente que se aprecia en la Figura 4-29 y que se generaba al cargar el BSC sin emplear control ahora ha desaparecido.

La Figura 4-36 muestra el rizo de corriente que existe en el inductor del convertidor. Para este caso, el rizo tiene un valor pico-pico de $0.29 A$ mismo que concuerda con el rizo y el análisis que se tiene de la Figura 4-30.

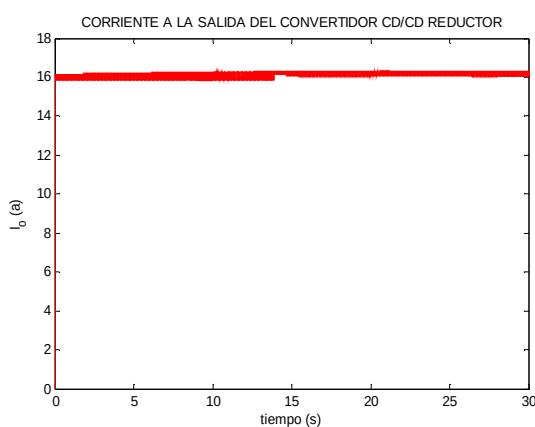


Figura 4-35. Corriente Constante a la Salida del Convertidor con Tipo de Alimentación Monofásica

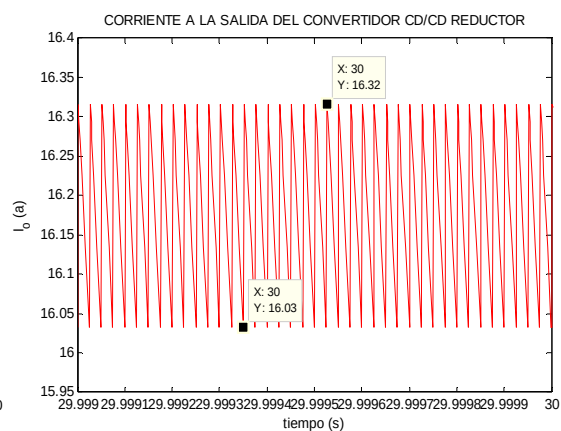


Figura 4-36. Rizo de Corriente en el Inductor del Convertidor con Tipo de Alimentación Monofásica



Por último, en la Figura 4-37 se aprecia que el voltaje del *BSC* va incrementando linealmente cuando se mantiene la corriente constante. Estos resultados concuerdan con los obtenidos en la Figura 4-22 referente a la simulación de carga del *BSC*.

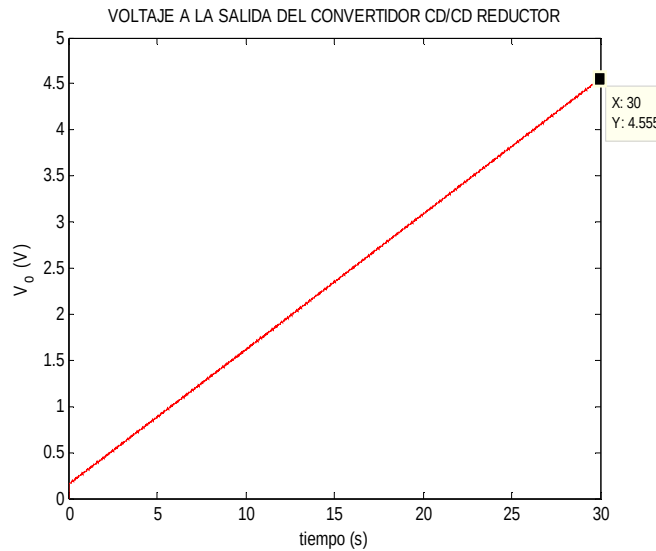


Figura 4-37. Voltaje a la Salida del Convertidor CD/CD Reductor cuando su Corriente es Controlada (Tipo de Alimentación Monofásica)

Debido al tiempo de simulación no es posible percibir en qué momento el *BSC* alcanza su voltaje nominal de $144 V_{CD}$, sin embargo, haciendo una extrapolación se calcula que sea en un tiempo de 948.40 s. La Figura 4-22 trata un tiempo de carga de $t_{C3\Phi(D_{max}=0)} = 977.34$ s mientras que los cálculos del capítulo 3 hacen alusión de que el *BSC* tendrá su voltaje nominal en un tiempo de $t_{C3\Phi(D_{max}=0)} = 971.29$ s.





CAPÍTULO 5.

IMPLEMENTACIÓN DEL CARGADOR Y RESULTADOS EXPERIMENTALES

5.1 Introducción

Se cuenta con el Capítulo 3 como referencia del presente capítulo, debido a que él contiene todos los cálculos que justifican la selección de los dispositivos que se utilizan dentro de este capítulo para la implementación de los diferentes bloques que conforman el Cargador de Supercapacitores.

La implementación del Cargador de Supercapacitores ha sido dividida en bloques con la finalidad de simplificar su comprensión y construcción. Los bloques que conforman dicho Cargador son:

- Puente Rectificador a Diodos
- Convertidor CD/CD
- Control del Convertidor CD/CD

El presente capítulo contiene imágenes sobre la implementación de los diferentes bloques que conforman el cargador de supercapacitores, así como los resultados experimentales de cada uno de ellos. Finalmente, los bloques antes mencionados se integran para conseguir la implementación completa del Cargador de Supercapacitores, de este modo, se obtienen los resultados experimentales finales.

La mayor parte de los resultados experimentales relacionados al convertidor CD/CD y al puente rectificador a diodos contenidos en este capítulo, se obtuvieron haciendo uso del osciloscopio LeCroy modelo 44Mxs-B, se emplean puntas diferenciales modelo ADP300 para mediciones de voltaje y puntas tipo gancho modelo CP150 para mediciones de corriente. Por otra parte, los resultados experimentales correspondientes al control del convertidor CD/CD se obtuvieron utilizando el osciloscopio Tektronix modelo TPS2024, cuyas puntas proporcionan la ventaja de estar aisladas una de otra.

5.2 Puente Rectificador a Diodos

La presente sección muestra y explica la implementación del puente rectificador a diodos, así como los resultados experimentales obtenidos al realizar pruebas en vacío y con carga resistiva. Además de realizar comparaciones entre los resultados experimentales y los obtenidos a través de cálculos en el capítulo 3.

5.2.1 Implementación del Puente Rectificador a Diodos

Con base a los dispositivos calculados y seleccionados dentro del Capítulo 3; la Figura 5-1 muestra el puente rectificador a diodos trifásico que se implementó durante el desarrollo de este proyecto. Los números que contiene la Figura 5-1 señalan lo siguiente:

1) Alimentación General.

Como ya se ha explicado, la energía eléctrica para la alimentación de este puente rectificador se obtiene de una toma trifásico ($220 V_{CA}$) o monofásica ($127 V_{CA}$) convencional.

2) Interruptor Termomagnético.

Con la finalidad de proteger el puente rectificador de corrientes de cortocircuito, y en general proteger al cargador de corrientes que excedan sus capacidades, se utiliza un interruptor termomagnético de $20 A$ a la entrada del puente rectificador a diodos. La razón por la que se ha decidido colocar un interruptor termomagnético de $20 A$ es debido a que la corriente de entrada del cargador debe estar limitada a $15 A$.

3) Puente Rectificador a Diodos.

Se hace uso del puente rectificador a diodos modelo ME701203 de POWEREX, mismo que fue seleccionado en el capítulo 3 para realizar esta función. De ser alimentado con una señal trifásica, operarán las tres piernas del puente, pero si es alimentado con una señal monofásica solo dos de sus tres piernas de diodos realizarán el trabajo.

4) Disipador.

El puente rectificador a diodos es montado sobre un disipador para protegerlo de las altas temperaturas que se puedan generar al ponerlo en operación. Las dimensiones del disipador empleado son: $8 cm$ de ancho y $18 cm$ de largo.

5) Termistores.

Se muestran los dos termistores SL32 1R030 de la marca AMETHERM, conectados en serie sobre una tablilla de baquelita que soporta $15 A$. Recuérdese que la función de los termistores es proteger el puente rectificador a diodos del pico de corriente que se genera debido al uso del filtro capacitivo C_f .

6) Resistencias de Descarga.

Este punto señala las resistencias R_C que se usan para descargar el capacitor de filtro con el objetivo de proporcionar seguridad al usuario. Recuérdese que se trata de una resistencia de $12 K\Omega$ con capacidad de soportar $10 W$ con la que se calcula que el filtro capacitivo se descargará en un tiempo aproximado de $5 min$ contados a partir de que el cargador es inhabilitado.

7) Filtro Capacitivo.

Se muestra el filtro capacitivo C_f que consta de dos capacitores de $2200 \mu F$ conectados en paralelo, obteniendo de esta manera un filtro de $4400 \mu F$. Recuérdese que este dispositivo es colocado para obtener una señal con un bajo rizo de voltaje V_{rp-p} a la salida del puente rectificador a diodos.



8) Salida del Puente Rectificador.

Se señala la tablilla de baquelita de 30 A en la cual se tiene el voltaje de salida V_d del puente rectificador a diodos.

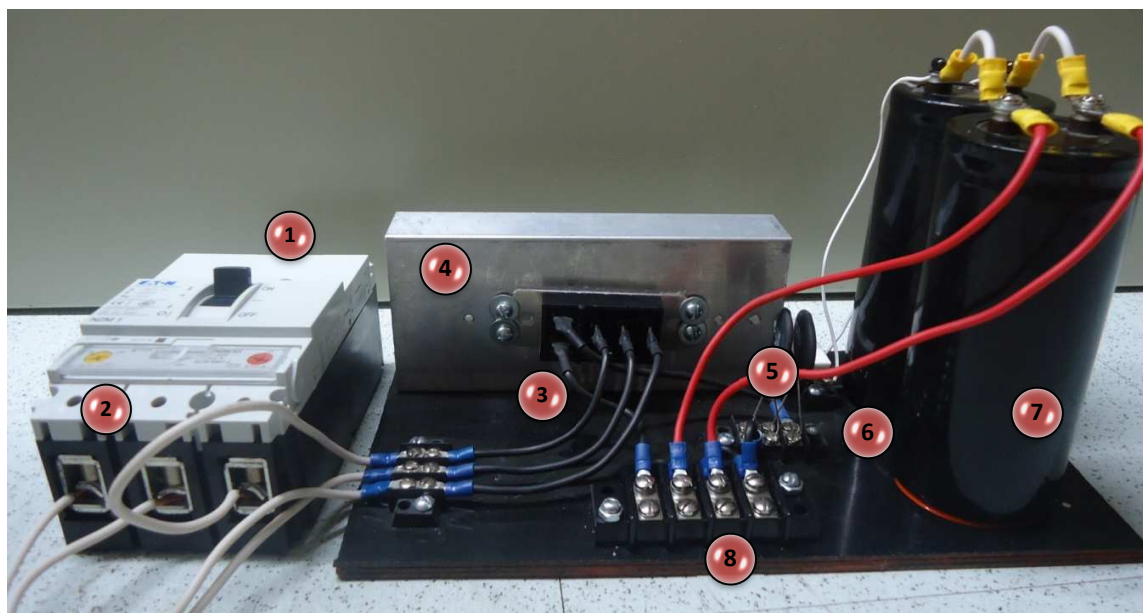


Figura 5-1. Implementación de Puente Rectificador a Diodos.

5.2.2 Resultados Experimentales del Puente Rectificador a Diodos

Para ratificar el apropiado funcionamiento del puente rectificador a diodos antes implementado, se realizan los siguientes 4 tipos de pruebas experimentales:

- Alimentación con voltaje monofásico sin carga
- Alimentación con voltaje monofásico y conexión de carga resistiva
- Alimentación con voltaje trifásico sin carga
- Alimentación con voltaje trifásico y conexión de carga resistiva

A continuación se muestran y explican los resultados experimentales conseguidos al efectuar las pruebas antes nombradas.

5.2.2.1 Puente Rectificador Monofásico en Vacío

En primera instancia, se analizan los resultados obtenidos cuando el puente rectificador a diodos es alimentado con un voltaje monofásico y este se encuentra sin carga.

En la Figura 5-2 se aprecia en amarillo la señal de voltaje sinusoidal que se adquiere de una toma de corriente monofásica convencional, éste es el voltaje de entrada $V_{F_{rms}}$ del puente rectificador. Por su parte, la señal rosa muestra el voltaje obtenido a la salida del puente rectificador V_d . La figura contiene algunas de las medidas de ambas señales, refiriéndose a la señal en amarillo como C1 y a la señal en rosa como C2.



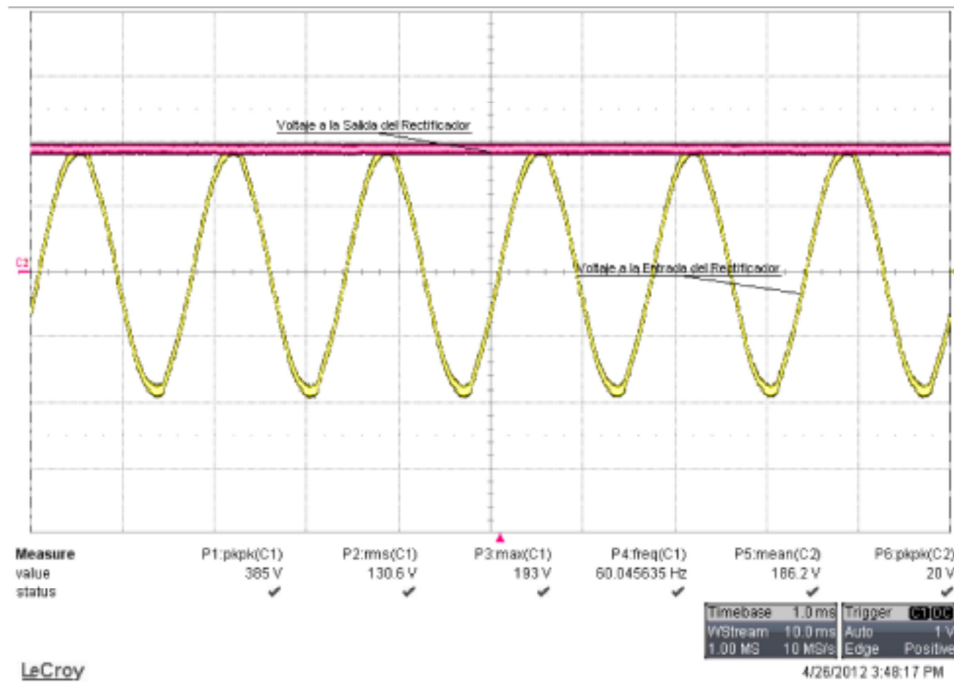


Figura 5-2. Voltaje de Entrada y Salida del Puente Rectificador de Diodos con Alimentación Monofásica y sin Carga

Además, la Tabla 5-1 muestra la comparación de los resultados obtenidos por los cálculos del capítulo 3 durante el diseño del rectificador y los que ahora se tiene de manera experimental.

Obsérvese en la Figura 5-2 que el voltaje a la salida V_d del puente rectificador se aprecia como un valor constante, esto se debe a que está trabajando en circuito abierto, lo que ocasiona que los capacitores C_f que se emplean como filtro no sufran ninguna descarga, por lo que mantienen el voltaje a la salida en un valor casi constante. Este mismo análisis explica la pronunciada diferencia que existe entre el voltaje de salida V_d determinado por cálculos y el encontrado experimentalmente ambos contenidos en la Tabla 5-1.

Tabla 5-1. Comparación entre Resultados Experimentales y Cálculos de Puente Rectificador Monofásico en Vacío

Parámetro	Resultado de Cálculo	Resultado Experimental
Voltaje de Alimentación $V_{F_{rms}}$	$127 V_{CA}$	$130.6 V_{CA}$
Voltaje a la Salida V_d	$141.31 V_{CD}$	$186.2 V_{CD}$
Voltaje de Rizo pico-pico V_{r-p-p}	$56.81 V$	$20 V$

5.2.2.2 Puente Rectificador Monofásico con Carga Resistiva

Se efectúa nuevamente la conexión del puente rectificador a diodos a una fuente de alimentación monofásica, en esta ocasión se agrega una carga resistiva de 12.8Ω que tolera una potencia máxima de $2500 W$, por la que fluyen $11.9 A$ al momento de activar el puente rectificador.

En la Figura 5-3 se observa la señal de voltaje V_d que se tiene a la salida del puente rectificador a diodos al llevar a cabo la prueba antes descrita.



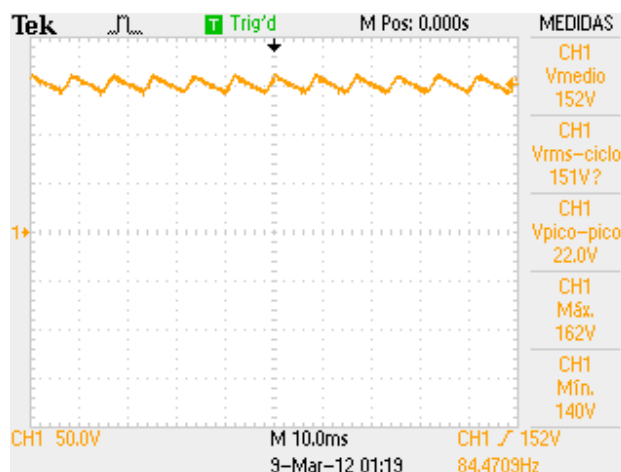


Figura 5-3. Voltaje a la Salida del Puente Rectificador Monofásico con Carga Resistiva

Asimismo, la Tabla 5-2 despliega la comparación de los resultados obtenidos por medio de los cálculos del capítulo 3 durante el diseño del rectificador y los que ahora se tienen de manera experimental.

Nótese que los valores de voltaje a la salida del rectificador expuestos por la Tabla 5-2 son más cercanos entre sí comparados con los mostrados por la Tabla 5-1, esto se debe simplemente a que la introducción de la carga resistiva R_p genera que los capacitores C_f que tiene el rectificador a manera de filtro se carguen y descarguen durante los semiciclos positivos y negativos de la señal de voltaje alterno $V_{F_{rms}}$, respectivamente. Sin embargo, la diferencia aun existente entre los valores de voltaje que conciernen a esta prueba, puede deberse a que el puente rectificador está diseñado para proporcionar hasta 15 A y la carga resistiva R_p que se emplea solo le demanda 11.9 A.

Tabla 5-2. Comparación de Resultados Experimentales y Cálculos de Rectificador Monofásico con Carga Resistiva

Parámetro	Resultado de Cálculo	Resultado Experimental
Voltaje de Alimentación $V_{F_{rms}}$	127 V_{CA}	128 V_{CA}
Voltaje a la Salida V_d	141.31 V_{CD}	152 V_{CD}
Voltaje de Rizo pico-pico V_{r-p-p}	56.81 V	22 V

5.2.2.3 Puente Rectificador Trifásico en Vacío

En este apartado se analizan los resultados experimentales obtenidos cuando el puente rectificador a diodos es alimentado con un voltaje trifásico y se mantiene sin carga.

En la Figura 5-4 se aprecia en amarillo una de las tres señales de voltaje de línea a línea $V_{L_{rms}}$ que se adquiere de una toma de corriente trifásica convencional, misma que es una de las tres señales de entrada del puente rectificador. Asimismo, la señal rosa muestra el voltaje V_d obtenido a la salida del puente rectificador. La figura contiene algunas de las medidas de ambas señales, refiriéndose a la señal en amarillo como C1 y a la señal en rosa como C2.



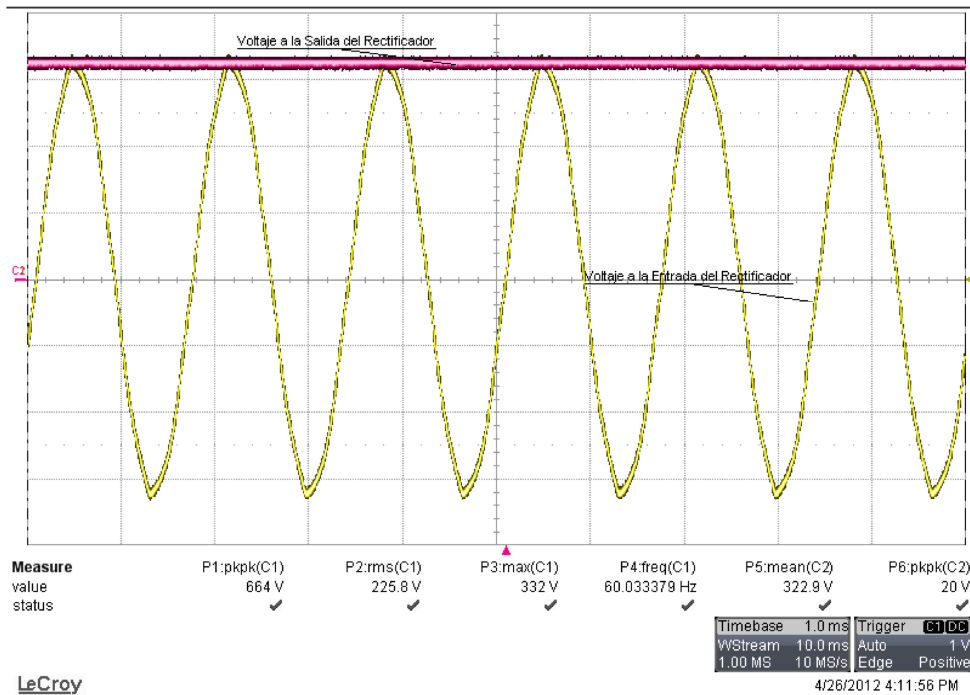


Figura 5-4. Voltaje de Entrada y Salida del Puente Rectificador de Diodos con Alimentación Trifásica y sin Carga

La Tabla 5-3 muestra la comparación de los resultados obtenidos por los cálculos del capítulo 3 durante el diseño del rectificador y los que ahora se tiene de manera experimental.

Al igual que en la primera prueba, en la Figura 5-4 el voltaje V_d a la salida del puente rectificador se percibe como un valor constante, nuevamente esto se debe a que el rectificador está trabajando en circuito abierto, por lo que los capacitores C_f que se emplean como filtro no sufran ninguna descarga, manteniendo así el voltaje a la salida en un valor casi constante. Este mismo fenómeno explica la pronunciada diferencia que existe entre el voltaje de salida determinado por cálculos y el encontrado experimentalmente, ambos contenidos en la Tabla 5-3.

Tabla 5-3. Comparación entre Resultados Experimentales y Cálculos de Puente Rectificador Trifásico en Vacío

Parámetro	Resultado de Cálculos	Resultado Experimentales
Voltaje de Alimentación $V_{L_{rms}}$	$220 V_{CA}$	$225.8 V_{CA}$
Voltaje a la Salida V_d	$301.65 V_{CD}$	$322.9 V_{CD}$
Voltaje de Rizo pico-pico $V_{r_{p-p}}$	$18.94 V$	$20 V$

5.2.2.4 Puente Rectificador Trifásico con Carga Resistiva

Finalmente, de manera similar a la segunda prueba descrita en esta sección, se lleva a cabo la conexión del puente rectificador a diodos a una fuente de alimentación trifásica, y se agrega una carga resistiva de 33Ω que tolera una potencia máxima de $2750 W$, por la que fluyen $8.86 A$ al momento de activar el puente rectificador.

La señal de voltaje que se tiene a la salida del puente rectificador a diodos al ejecutar la prueba antes descrita se expone en la Figura 5-5.



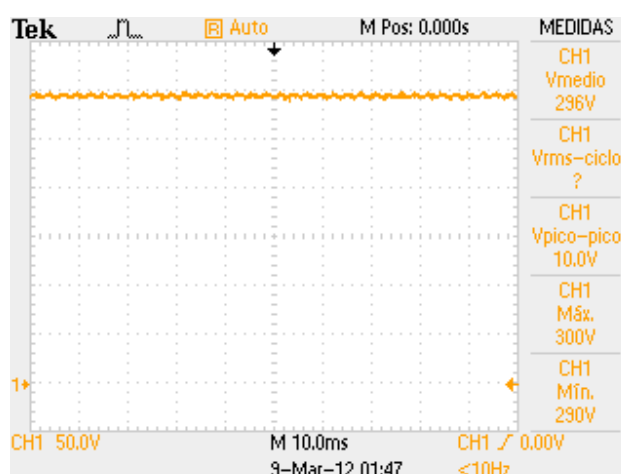


Figura 5-5. Voltaje a la Salida del Puente Rectificador Trifásico con Carga Resistiva

La Tabla 5-4 despliega la comparación de los resultados obtenidos por medio de los cálculos del capítulo 3 durante el diseño del rectificador y los que ahora se tiene de manera experimental.

Nótese que a diferencia de cuando se realiza la prueba sin carga, ahora los valores de voltaje V_d a la salida del rectificador son más cercanos entre sí debido a la introducción de la carga resistiva R_P .

Tabla 5-4. Comparación entre Resultados Experimentales y Cálculos de Rectificador Trifásico con Carga Resistiva

Parámetro	Resultado de Cálculos	Resultado Experimentales
Voltaje de Alimentación V_{Lrms}	220 V_{CA}	225.8 V_{CA}
Voltaje a la Salida V_d	301.65 V_{CD}	296 V_{CD}
Voltaje de Rizo pico-pico V_{rp-p}	18.94 V	10 V

5.3 Banco de Supercapacitores

Este apartado, muestra únicamente el arreglo del bando de supercapacitores tal como se explica en el capítulo 3. Por seguridad, no se realiza ninguna prueba experimental con ellos sin los componentes del cargador totalmente implementados y probados.

5.3.1 Arreglo de los Supercapacitores

En la Figura 5-6 se muestra el banco de supercapacitores conformado por seis módulos BMOD0165 de Maxwell, que será cargado a corriente constante. La conexión que tienen los supercapacitores es la misma que se presentó en el capítulo 3 y que se observa en el esquema de la Figura 3-4: Dos ramas conectadas en paralelo de tres módulos de supercapacitores en serie.



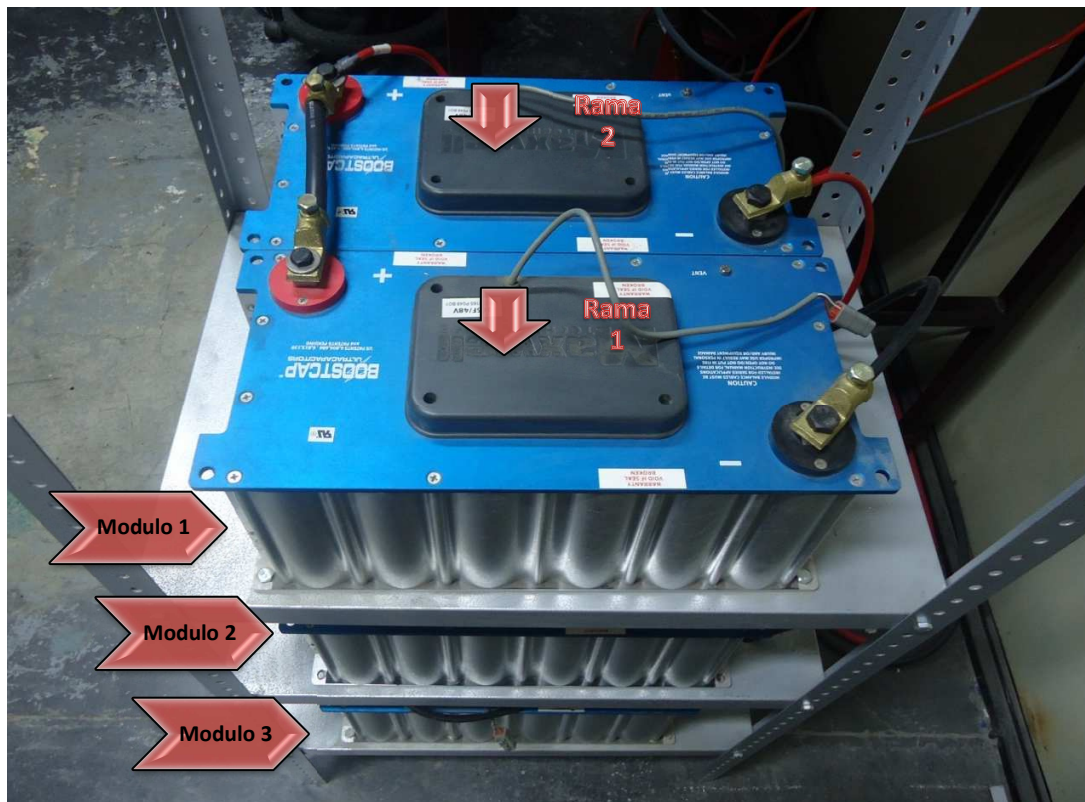


Figura 5-6. Implementación del Banco de Supercapacitores

5.4 Convertidor CD/CD

Respecto al convertidor CD/CD , esta sección da muestra de su implementación además de exponer y explicar algunos de los resultados experimentales obtenidos al realizar pruebas sobre el mismo.

5.4.1 Implementación del Convertidor CD/CD

La Figura 5-7 expone una imagen del convertidor CD/CD reductor implementado con base a los cálculos realizados en el capítulo 3 respecto a este dispositivo. La Figura 5-7 contiene números que señalan los componentes del convertidor, mismos que en seguida se enlistan:

1) MOSFET

Este punto señala el MOSFET APT100M50J, soporta un voltaje máximo de $500 V_{CD}$ y hasta $100 A$ de drenaje a fuente.

2) Diodo ultrarrápido

El diodo UFB200FA409 que fue seleccionado en el capítulo 3 para ser parte de este convertidor, soporta un voltaje máximo de $400 V_{CD}$ y una intensidad de corriente de hasta $202 A$.



3) Inductancia

La inductancia L cuyos detalles de manufactura se encuentran en el Apéndice B, se conforma de dos inductores que conectados en serie proporcionan un valor de 1.331 mF



Figura 5-7. Implementación de Convertidor CD/CD Reductor

5.4.2 Resultados Experimentales del Convertidor CD/CD Reductor

Para evaluar el desempeño del Convertidor CD/CD se realizó la prueba que enseguida se describe en el siguiente punto.

5.4.2.1 Prueba de Convertidor CD/CD Reductor en Lazo Abierto con Carga Resistiva

A la salida del convertidor se conecta un banco de resistencias R_P de 12Ω que soporta una potencia de $7500W$, mientras que a la entrada se conecta una fuente de alimentación de corriente directa a la cual se le fija un voltaje de 90 V . Por otra parte, el MOSFET se controla utilizando un generador de funciones del que se extrae una señal cuadrada de 15 V de amplitud y 40 kHz de frecuencia.

La Figura 5-8 muestra el voltaje a la salida V_o (en color azul) y el voltaje a la entrada V_{in} (en color amarillo), del convertidor, que se obtienen cuando la señal de disparo del MOSFET se establece en un ciclo de trabajo de $D = 0.5$. El valor promedio del voltaje a la salida V_o del convertidor es aproximadamente el 50% del que se tiene a la entrada, lo que indica un buen funcionamiento del convertidor. Sin embargo, ambas señales presentan una gran cantidad de ruido lo que se debe a la falta de filtro capacitivo en el convertidor CD/CD (recuérdese que el capacitor en el convertidor se omitió debido a que la carga del producto final será el *BSC* mostrado en el apartado 5.3).

La Figura 5-9 señala en color amarillo el voltaje en el diodo, mismo en el que se ven reflejados los pulsos con los que se está haciendo disparar el MOSFET. Cuando el MOSFET comienza a conducir y en consecuencia lo hace el diodo, se aprecia que se introduce una señal de ruido en el voltaje de salida del convertidor V_o (la cual se presenta en azul), este fenómeno también ocurre cuando el MOSFET deja de conducir. Nuevamente, es necesario tener en cuenta que el convertidor no cuenta con capacitor a la salida y que el inductor no tiene la habilidad de controlar voltajes, razón por la cual se presentan distorsiones en la señal de salida del convertidor.



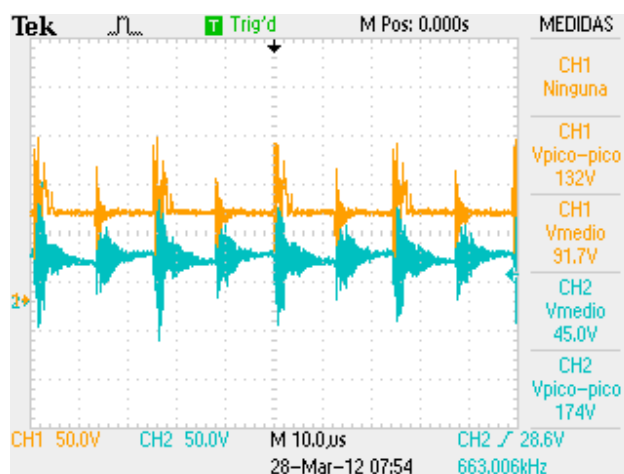


Figura 5-8. Voltaje a la Entrada y Salida del Convertidor CD/CD en Lazo Abierto durante Pruebas Resistivas

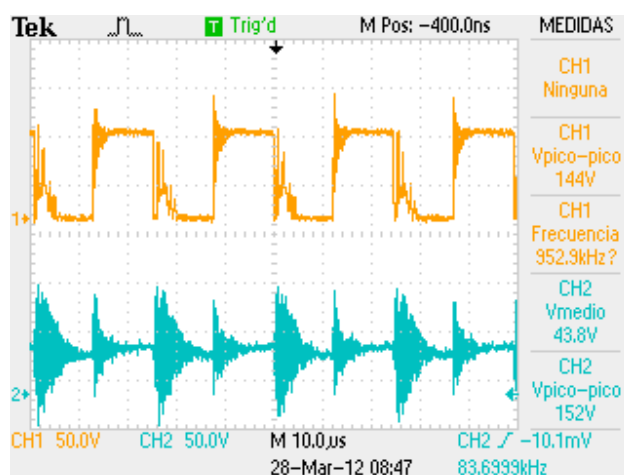


Figura 5-9. Voltaje en las Terminales del Diodo y a la Salida del Convertidor CD/CD en Lazo Abierto

5.5 Control del Convertidor CD/CD

El capítulo 3 muestra todos los cálculos que se realizaron para diseñar el sistema de control del convertidor *CD/CD*, por lo que basándose en ellos se efectúa en esta sección la implementación del ya mencionado sistema de control.

5.5.1 Implementación del Control del Convertidor CD/CD

Por cuestiones de seguridad y organización se realizó la implementación del control del convertidor *CD/CD* en las tres partes que a continuación se nombran y que se pueden distinguir en la Figura 5-10.

- 1) Tarjeta de control de corriente
- 2) Tarjeta de fuentes de alimentación
- 3) Tarjeta de sensores



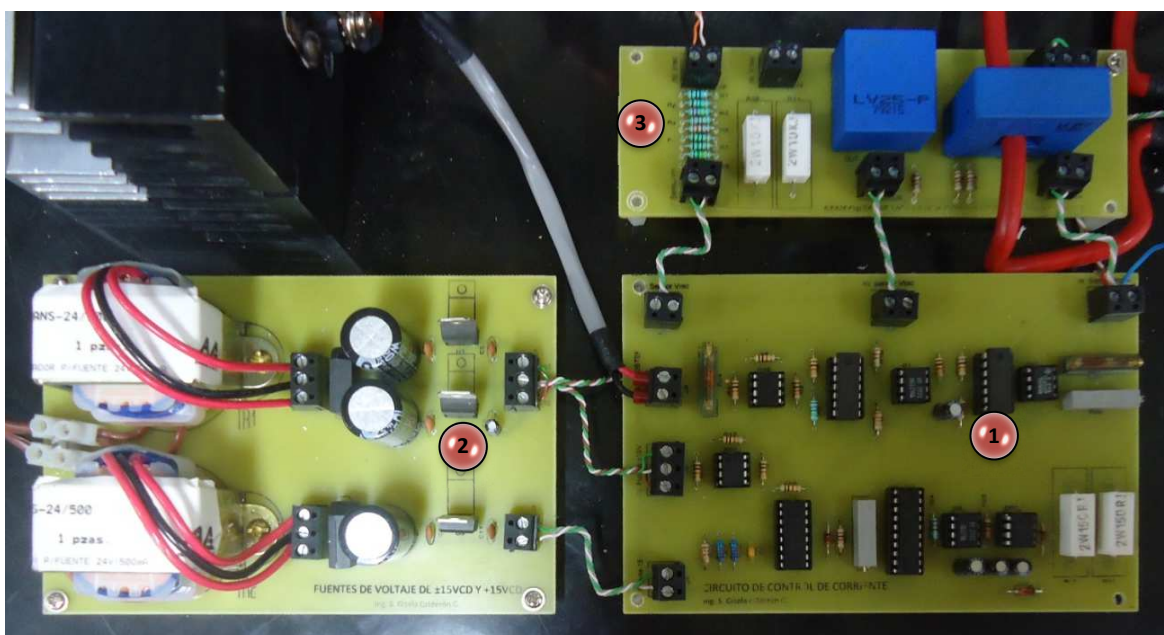


Figura 5-10. Implementación de Sistema de Control del Convertidor CD/CD

5.5.1.1 Implementación de Tarjeta de Control de Corriente

La tarjeta de control de corriente, contiene los circuitos que señala el esquema eléctrico del sistema de control del convertidor *CD/CD* de la Figura 3-19 como son: lazo identificador de tipo de alimentación, lazo de control de corriente, circuito de señal de control del MOSFET y lazo de arranque y paro del control.

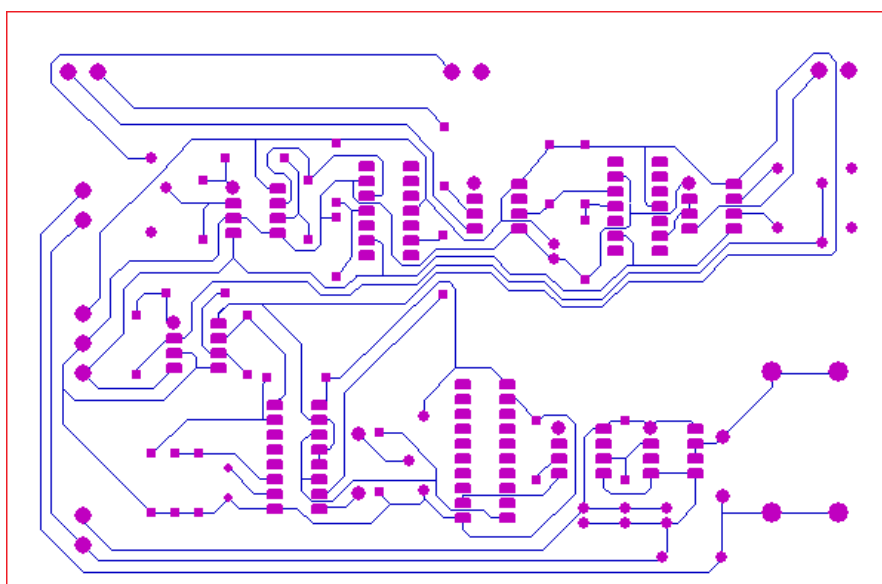


Figura 5-11. Imagen del PCB de la Tarjeta de Control de Corriente

La Figura 5-11 muestra el diseño del PCB de la tarjeta de control que se realizó haciendo uso del software *Ares PCB Layout* de *Proteus Design Suite*.



Una vez que se imprimió el circuito de la Figura 5-11 sobre una tablilla de $10 \times 15 \text{ cm}$, se realizaron las perforaciones necesarios y se soldaron todos los componentes seleccionados en el capítulo 3 para desarrollar las funciones correspondientes, se obtiene la tarjeta de control que muestra la Figura 5-12, misma que señala con puntos rosados las entradas y salidas, y con puntos azules los circuitos integrados.

Entradas y salidas:

- 1) **Entrada:** Señal proveniente del sensor de voltaje a la salida del rectificador (V_{orec})
- 2) **Entrada:** Señal originaria del sensor de voltaje en las terminales de BSC (V_{BSC})
- 3) **Entrada:** Señal derivada del sensor de corriente fluyendo hacia el BSC (I_{BSC})
- 4) **Salida:** Señal de disparo para el MOSFET del convertidor CD/CD (I_G)
- 5) **Entrada:** Voltajes de alimentación provenientes de la fuente de $\pm 15 V_{CD}$
- 6) **Entrada:** Voltaje de alimentación de la fuente de $+15 V_{CD}$

Circuitos integrados:

- 7) **Componente del lazo de arranque y paro del control.** Amplificador operacional dual TL082CN, empleado como acondicionador la señal proveniente del sensor del voltaje del banco de supercapacitores V_{BSC} en conjunto con un arreglo de resistencias. Bloque 16 en la Figura 3-16.
- 8) **Componente del lazo de arranque y paro del control.** Comparador LM710CM. Bloque 17 de la Figura 3-16.
- 9) **Componente del lazo identificador de tipo de alimentación.** Optoacoplador HP2531, empleado para aislar eléctricamente el sensor de voltaje de la salida del rectificador del sistema de control. Bloque 2 de la Figura 3-8.
- 10) **Componente del lazo identificador de tipo de alimentación.** Comparador LM710CM. Bloque 3 de la Figura 3-8.
- 11) **Componente del lazo de control de corriente.** Switch analógico TL601CP, destinado a distinguir el tipo de alimentación del puente rectificador a diodos. Bloque 6 de la Figura 3-7
- 12) **Componente del lazo de control de corriente.** Amplificador operacional dual TL082CN, aprovechado como acondicionador de señales en conjunto con un arreglo de resistencias Bloque 7 de la Figura 3-10.
- 13) **Componente del lazo de control de corriente.** Regulador Avanzado de PWM UC3524, utilizado como comparador y generador de PWM . Bloque 8 de la Figura 3-10.
- 14) **Componente del lazo de control de corriente.** Buffer HD74LS240P utiliza a manera de un amplificador de corriente. Bloque 9 de la Figura 3-10.
- 15) **Componente del circuito de señal de control del MOSFET.** Optoacoplador HP2531, empleado para aislar eléctricamente el sistema de control del sistema de potencia. Bloque 12 de la Figura 3-14.



- 16) **Componente del circuito de señal de control del MOSFET.** Controlador de MOSFET de alta velocidad TC4422. Bloque 13 de la Figura 3-14.

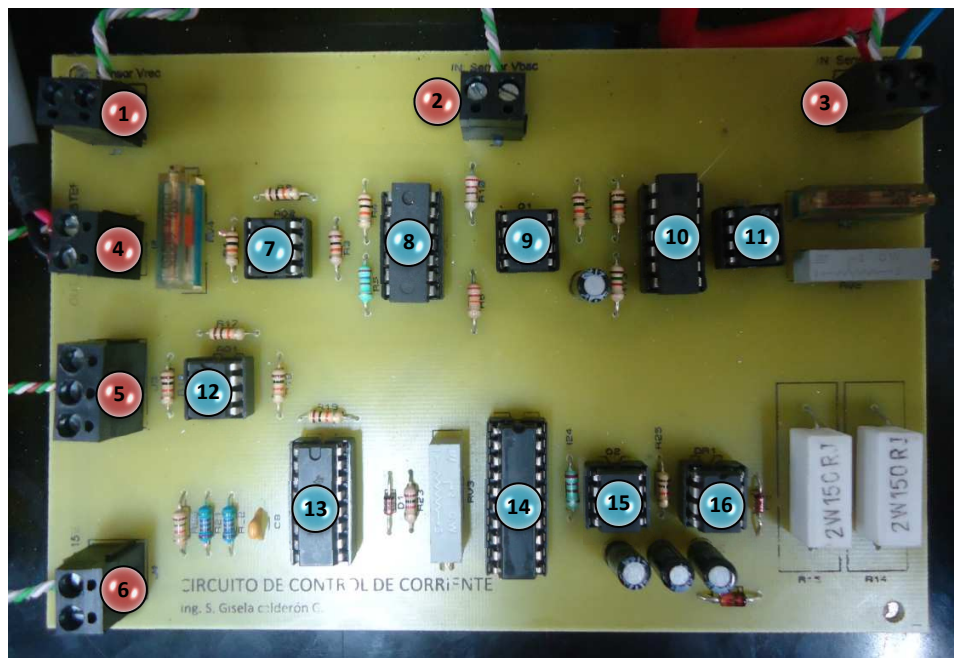


Figura 5-12. Implementación de Tarjeta de Control de Corriente

5.5.1.2 Implementación de Tarjeta de Sensores

Apoyándose en el software *Ares PCB Layout* de *Proteus Design Suite* se desarrolló el PCB que muestra la Figura 5-13, correspondiente a la tarjeta de sensores.

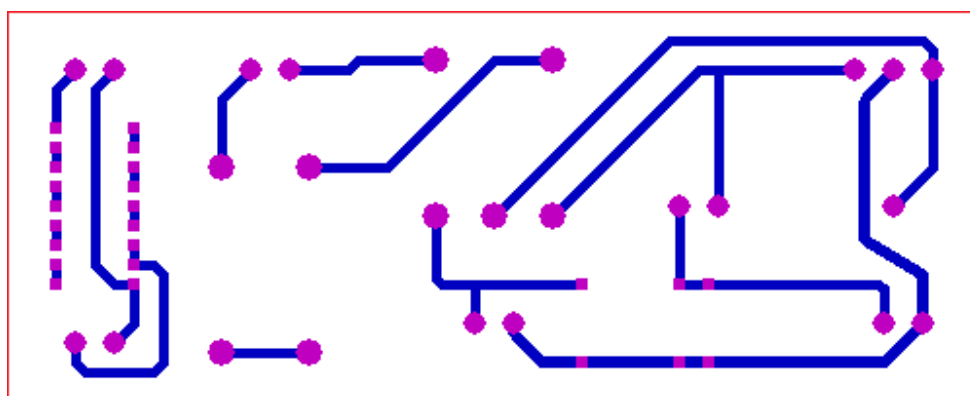


Figura 5-13. Imagen del PCB de la Tarjeta de Sensores

En una tablilla de $15 \times 5 \text{ cm}$ se imprimió el circuito mostrado por la Figura 5-13, se perfora y se fijan los componentes ya indicados en el capítulo 3 en el apartado correspondiente a esta sección. De tal manera que se consigue crear la tarjeta de sensores que muestra la Figura 5-14, misma que con puntos rosados indica las entradas y salidas de la tarjeta, y con puntos azules señala los sensores.



Entradas y salidas:

- 1) **Entrada:** Voltaje a la salida del rectificador ($V_{o_{rec}}$)
- 2) **Entrada:** Voltaje en las terminales de BSC (V_{BSC})
- 3) **Entrada:** Voltajes de alimentación provenientes de la fuente de $\pm 15 V_{CD}$
- 4) **Salida:** Señal de control correspondiente al voltaje a la salida del rectificador ($V_{o_{rec}}$)
- 5) **Salida:** Señal de control debida al voltaje en las terminales de BSC (V_{BSC})
- 6) **Salida:** Señal del control proporcional a la corriente fluyendo hacia el BSC (I_{BSC})

Sensores:

- 7) Sensor de voltaje a la salida del rectificador ($V_{o_{rec}}$). Bloque 1 de la Figura 3-8
- 8) Sensor de voltaje en las terminales de BSC (V_{BSC}). Bloque 15 de la Figura 3-16
- 9) Sensor de corriente fluyendo hacia el BSC (I_{BSC}). Bloque 5 de la Figura 3-10



Figura 5-14. Implementación de Tarjeta de Sensores de Voltaje y Corriente

5.5.1.3 Implementación de Tarjeta de Fuentes de Alimentación

Más detalles al respecto de la implementación de la tarjeta de fuentes de alimentación se pueden encontrar en el Apéndice C. La Figura 5-15 expone una imagen de la tarjeta en la que se distinguen en círculos rosados las entradas y salidas, y en círculos azules los principales componentes de dicha tarjeta.

Entradas y salidas:

- 1) **Entrada:** Voltaje de alimentación de $127 V_{CA}$
- 2) **Salida:** Voltajes de la fuente de $\pm 15 V_{CD}$
- 3) **Salida:** Voltaje de la fuente de $+15 V_{CD}$

Componentes:

- 4) Transformador de $127 V_{CA}$ a $24 V_{CA}$ para fuente de alimentación de $\pm 15 V_{CD}$
- 5) Puente rectificador monofásico para fuente de alimentación de $\pm 15 V_{CD}$
- 6) Filtro capacitivo para fuente de alimentación de $\pm 15 V_{CD}$
- 7) Regulador positivo y negativo de voltaje para fuente de alimentación de $\pm 15 V_{CD}$
- 8) Transformador de $127 V_{CA}$ a $24 V_{CA}$ para fuente de alimentación de $+15 V_{CD}$
- 9) Puente rectificador monofásico para fuente de alimentación de $+15 V_{CD}$



- 10) Filtro capacitivo para fuente de alimentación de $+15 V_{CD}$
- 11) Regulador positivo de voltaje para fuente de alimentación de $+15 V_{CD}$

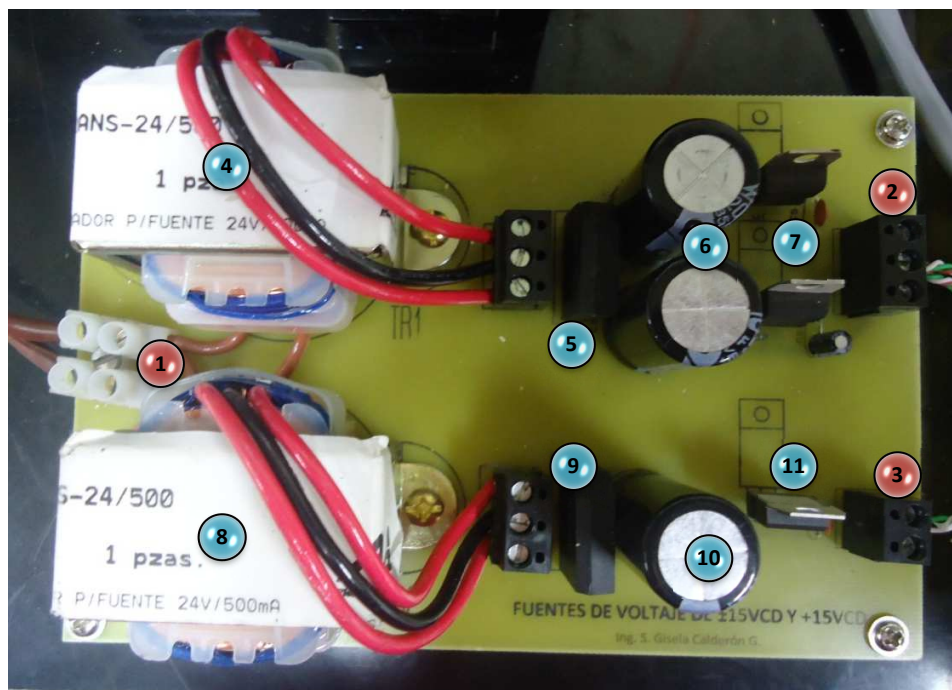


Figura 5-15. Implementación de Tarjeta de Fuentes de Alimentación

5.5.2 Resultados Experimentales del Control del Convertidor CD/CD

Con la finalidad de corroborar el funcionamiento de la tarjeta de control de corriente se realiza la prueba que en seguida se describe y que se basa en las ganancias para los sensores estimados en el capítulo 3.

Para la alimentación de la tarjeta de control, se conectan a las entradas 5 y 6 señaladas por la Figura 5-12, la tarjeta de fuentes de alimentación mostrada en la Figura 5-15, mientras que para simular las señales provenientes de los sensores, es decir, las entradas 1, 2 y 3 marcadas en la Figura 5-12, se conecta una fuente de voltaje variable de CD a cada una de las entradas. La señal 1, correspondiente al sensor de voltaje de salida del puente rectificador, se establece en $4 V_{CD}$ lo que significa que el puente rectificador a diodos estaría siendo alimentado con un voltaje trifásico. A la entrada 2 se fija un voltaje que esté por debajo de $1.83 V_{CD}$ para hacer referencia de que el banco de supercapacitores aún no alcanza su voltaje nominal de $144 V_{CD}$. Finalmente, en la entrada 3 se coloca un voltaje de $1.56 V_{CD}$ para señalar que la tarjeta de control mantiene la corriente en los supercapacitores a un valor de $31.91 A$, esto último debido a que se está simulando una alimentación del puente rectificador a diodos trifásica.

De la prueba antes explicada se obtiene en la salida marcada con el número 4 en la Figura 5-12 correspondiente a la señal de disparo del MOSFET, la forma de onda mostrada en la Figura 5-16 en la que se aprecian pulsos de poco más de $15 V_{CD}$ de amplitud, con los que el MOSFET del convertidor CD/CD entrará en conducción sin duda alguna, la frecuencia de esta señal es de



CAPÍTULO 5

41.6 kHz. De momento, el ancho de los pulsos puede ser variado directamente en la tarjeta de control cambiando el valor de la resistencia variable de 5 k Ω , que la ficha técnica del Regulador Avanzado de PWM solicita se conecte entre los pines 8 y 16.

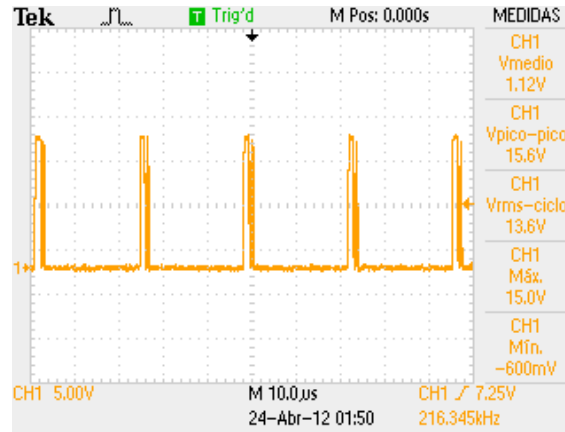


Figura 5-16. PWM a la Salida de la Tarjeta de Control de Corriente Constante

Recuérdese que en la entrada 2 de la tarjeta de control de corriente, un voltaje menor a los 1.83 V_{CD} indica que el banco de supercapacitores aún no alcanza su voltaje nominal de 144 V_{CD} , por lo que la tarjeta de control seguirá funcionando normalmente, pero una vez que el BSC alcance su voltaje nominal el control dejara de operar y por consecuencia los pulsos a la salida de la tarjeta de control, desaparecerán.

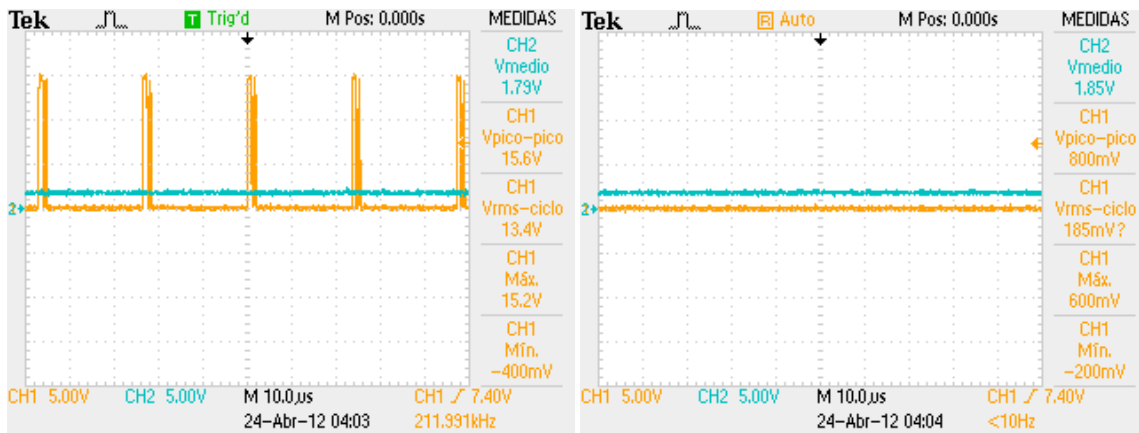


Figura 5-17. Prueba de Paro del Control del Convertidor CD/CD

La señal en amarillo de la Figura 5-17 corresponde a la salida de la tarjeta de control, mientras que la señal en azul es la entrada 2 de la misma tarjeta, es decir la señal correspondiente al sensor de voltaje del BSC. En la imagen del lado izquierdo se ve que aun no se llega al voltaje de 1.83 V_{CD} , por lo que la tarjeta de control sigue generando pulsos, por su parte, la imagen de la derecha muestra que con un voltaje mayor al antes mencionado, la tarjeta de control no genera más



pulsos. De esta manera se comprueba el correcto funcionamiento del lazo de arranque y paro del sistema de control.

5.6 Cargador de Supercapacitores

Una vez que se ha construido y probado el puente rectificador a diodos, el convertidor CD/CD reductor y su respectivo sistema de control, se conectan dichos bloques para crear así el cargador de supercapacitores, del cual se muestra imágenes y resultados experimentales en la presente sección.

5.6.1 Acoplamiento de los Bloques del Cargador de Supercapacitores

En la Figura 5-18, se puede observar que todos los componentes del cargador están montados sobre una tabla de triplay de $40 \times 45\text{cm}$ y de poco más de 1 cm de espesor, la cual está cubierta con una lámina de baquelita de 3 mm de espesor que opera como aislante eléctrico.

En la Figura 5-18, se distinguen con puntos rosados los componentes del puente rectificador a diodos, con verde los del convertidor CD/CD y con azul los de su sistema de control.

Componentes del puente rectificador a diodos:

- 1) Alimentación general
- 2) Puente rectificador trifásico
- 3) Termistores
- 4) Filtro capacitivo
- 5) Resistencia de descarga
- 6) Salida de puente rectificador/Entrada de convertidor CD/CD

Componentes del convertidor CD/CD reductor

- 7) MOSFET
- 8) Diodo ultrarrápido
- 9) Inductancia
- 10) Salida de convertidor CD/CD / Entrada de BSC

Componentes de sistema de control del convertidor CD/CD

- 11) Tarjeta de control de corriente constante
- 12) Tarjeta de sensores
- 13) Tarjeta de fuentes de alimentación



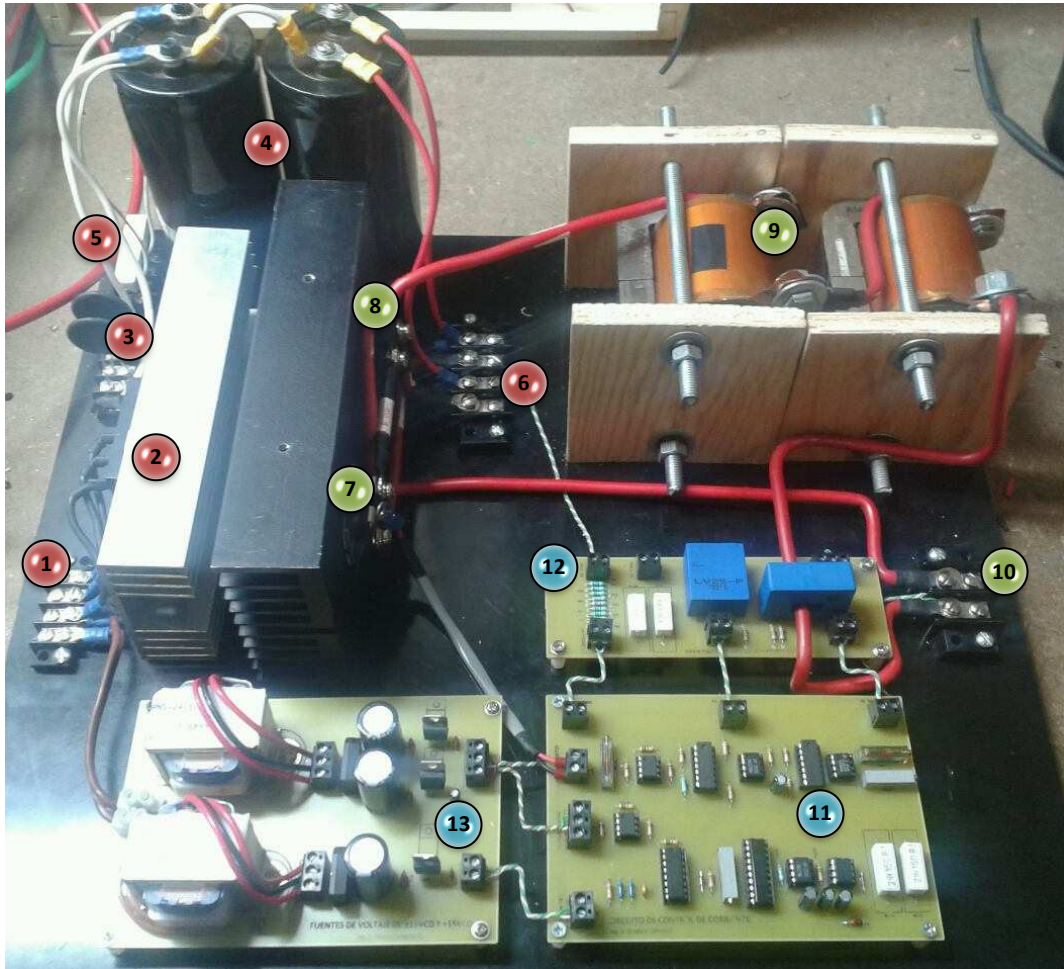


Figura 5-18. Implementación de Cargador de Supercapacitores

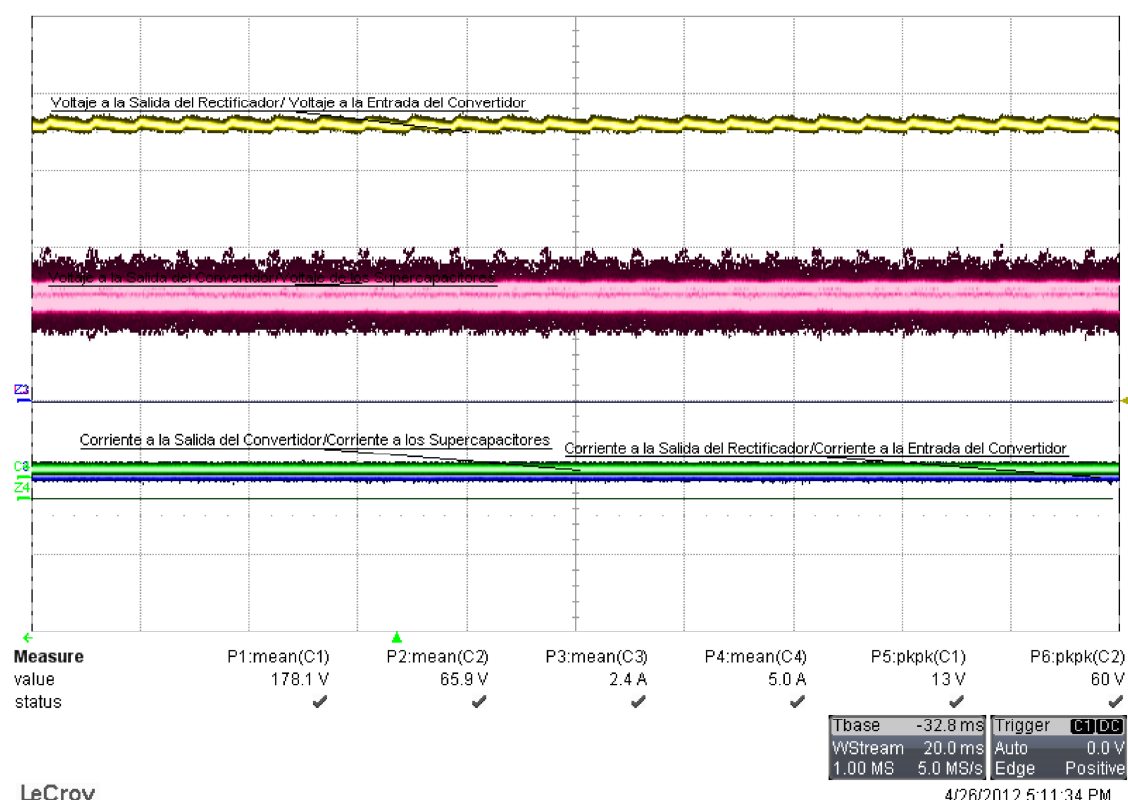
5.6.2 Resultados Experimentales del Cargador de Supercapacitores

Esta sección contiene los resultados obtenidos de las pruebas experimentales del cargador de supercapacitores. Antes de conectar el banco de supercapacitores al cargador, se decide realizar pruebas con carga resistiva, de la cual también se presentan resultados experimentales.

5.6.2.1 Prueba de Cargador con Alimentación Monofásica y Carga Resistiva

Se llevan a cabo pruebas con el cargador conectando a la salida una resistencia de $12\ \Omega$ con una capacidad de $7500\ W$ de potencia, el cargador es alimentado de una toma monofásica y se ajusta el control del convertidor CD/CD para fijar la corriente en la carga en un valor de $5\ A$, con lo que se obtienen los resultados experimentales mostrados por la Figura 5-19.





LeCroy

Figura 5-19. Prueba de Cargador con Alimentación Monofásica, Carga Resistiva y Corriente Constante de 5A

La Tabla 5-5 proporciona un análisis sobre las formas de onda obtenidas en esta prueba y que corresponden a la Figura 5-19.

Tabla 5-5. Análisis de Resultados Experimentales de la Figura 5-19

Definición	Color/Canal	Observaciones
Voltaje a la salida del rectificador/entrada del convertidor	Amarillo C1	El puente rectificador a diodos entrega un voltaje de V_{CD} de 178.1 V con un rizo de 13 V, esto por tratarse de alimentación monofásica
Voltaje a la salida del convertidor/entrada de la carga	Rosa C2	El cargador entrega a la carga resistiva un voltaje promedio de 65.9 V con un rizo de 60 V. Aunque el voltaje promedio es adecuado a la carga que se ha colocado, sin duda el rizo es muy grande, pero de nuevo se hace mención de que el cargador ha sido diseñado para alimentar cargas capacitivas, por lo que no cuenta con filtro capacitivo a su salida, lo que sería muy útil ahora para eliminar o disminuir el rizo tan grande en el voltaje de la resistencia.
Corriente a la salida del rectificador/entrada del convertidor	Azul C3	El cargador demanda menos corriente a su fuente de alimentación, de la que proporciona a la carga para mantener la misma potencia a la entrada y a la salida. En este caso, la corriente a la entrada del cargador es de 2.4 A.
Corriente a la salida del convertidor/a la carga	Verde C4	El control fue ajustado para mantener la corriente de la carga en un valor de 5 A y los resultados experimentales muestran que así lo hace.



Ahora, se repite la prueba descrita al inicio de esta sección con la única diferencia de que en esta ocasión el control se ajusta para proporcionar una corriente constante de 10 A a la carga resistiva. De esta manera se obtienen las graficas mostradas por la Figura 5-20.

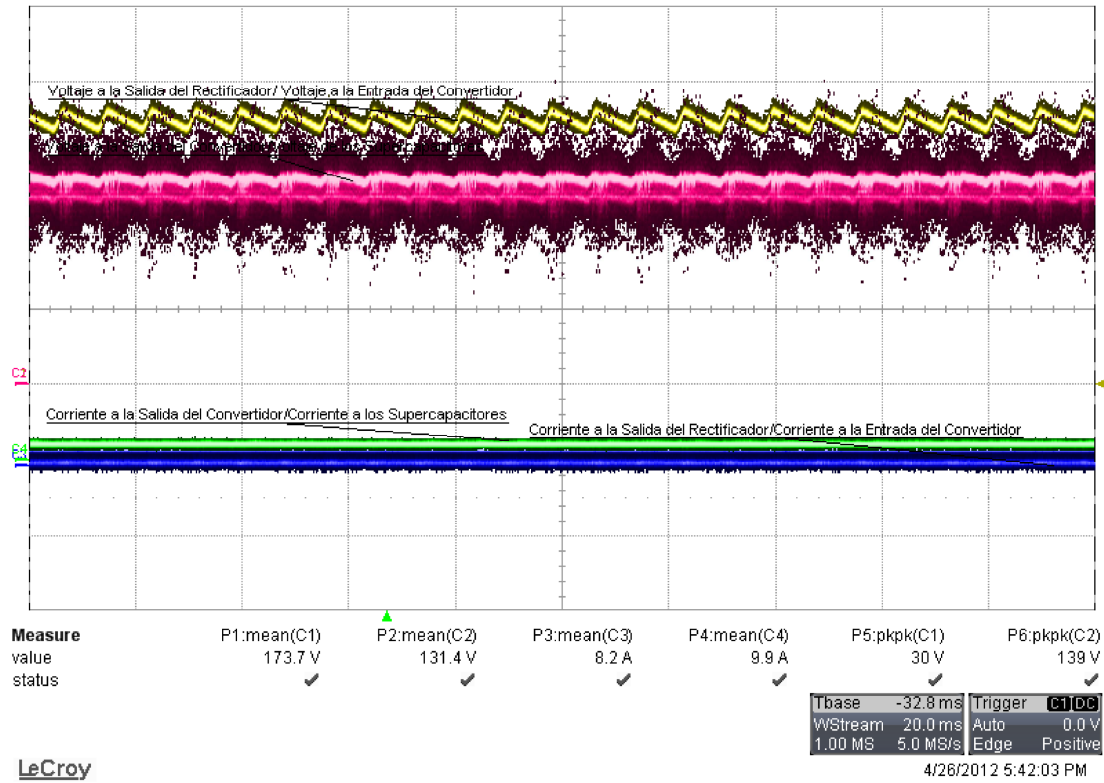


Figura 5-20. Prueba de Cargador con Alimentación Monofásica, Carga Resistiva y Corriente Constante de 10A

En la Tabla 5-6 se analizan las formas de onda de la Figura 5-20.

Tabla 5-6. Análisis de Resultados Experimentales de la Figura 5-20

Definición	Color/Canal	Observaciones
Voltaje a la salida del rectificador/entrada del convertidor	Amarillo C1	El puente rectificador a diodos entrega un voltaje de CD de 173.7 V_{CD} con un rizo de 30V. Comparado con la primera prueba, el rizo de voltaje es mayor, esto nuevamente por tratarse de alimentación monofásica y por el incremento de corriente en la carga.
Voltaje a la salida del convertidor/entrada de la carga	Rosa C2	El cargador entrega a la carga resistiva un voltaje promedio de 131.4 V_{CD} con un rizo de 139 V. El voltaje promedio es adecuado a la carga que se ha colocado, pero el rizo es muy grande, una vez más se hace mención de que eso se debe a que el cargador no cuenta con filtro capacitivo a su salida.
Corriente a la salida del rectificador/entrada del convertidor	Azul C3	Para mantener la misma potencia a la entrada y a la salida, el cargador demanda menos corriente a su fuente de alimentación, de la que proporciona a la carga. En este caso, la corriente a la entrada del cargador es de 8.2 A.
Corriente a la salida del convertidor/a la carga	Verde C4	El control fue ajustado para mantener la corriente de la carga en un valor de 10 A y los resultados experimentales muestran que la corriente se mantiene en un valor de 9.9 A.



5.6.2.2 Prueba del Cargador con Alimentación Trifásica y Carga Resistiva

Para efectuar esta prueba se conecta a la salida del cargador una resistencia de $12\ \Omega$ con una capacidad de $7500\ W$ de potencia, mientras este es alimentado de una toma trifásica. El control del convertidor CD/CD se ajusta de tal modo que la corriente en la carga se fije en un valor de $5\ A$, con lo que se obtienen los resultados experimentales mostrados por la Figura 5-21.

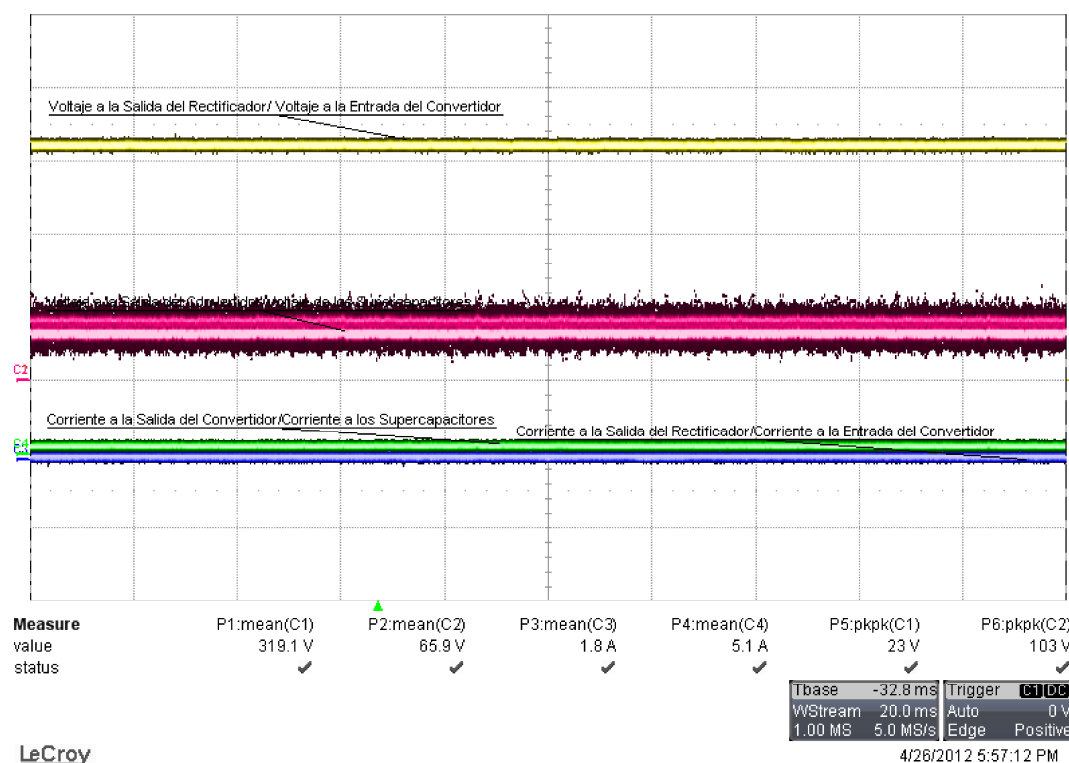


Figura 5-21. Prueba de Cargador con Alimentación Trifásica, Carga Resistiva y Corriente Constante de $5A$

La Tabla 5-7 proporciona un análisis sobre las formas de onda obtenidas en la prueba correspondiente a la Figura 5-21, haciendo comparaciones con los resultados de la Figura 5-19.

Tabla 5-7. Análisis de Resultados Experimentales de la Figura 5-21

Definición	Color/Canal	Observaciones
Voltaje a la salida del rectificador/entrada del convertidor	Amarillo C1	Dado que el cargador está siendo alimentado por una fuente trifásica, el puente rectificador a diodos entrega un voltaje de CD de $319.1\ V_{CD}$ con un rizo de $23\ V$.
Voltaje a la salida del convertidor/entrada de la carga	Rosa C2	Al igual que en el caso de alimentación monofásica, el cargador entrega a la carga resistiva un voltaje promedio de $65.9\ V_{CD}$ pero el rizo es casi del doble, llegando a un valor de $103\ V$.
Corriente a la salida del rectificador/entrada del convertidor	Azul C3	En comparación con la prueba de alimentación monofásica, ahora el cargador demanda menos corriente a la fuente de alimentación, siendo esta de $1.8\ A$. En realidad la potencia que se demanda de la fuente monofásica, y en este caso de la trifásica, es la misma, la diferencia radica en que se hace a niveles de corriente y voltaje distintos.
Corriente a la salida del convertidor/a la carga	Verde C4	El control fue ajustado para mantener la corriente de la carga en un valor de $5\ A$ y los resultados experimentales muestran que lo hace a una corriente de $5.1\ A$.



Se repite la última prueba descrita, pero en esta ocasión ajustando el control del convertidor CD/CD para lograr mantener la corriente en la carga a un valor constante de 10 A. De este modo se obtienen las formas de onda que proporciona la Figura 5-22

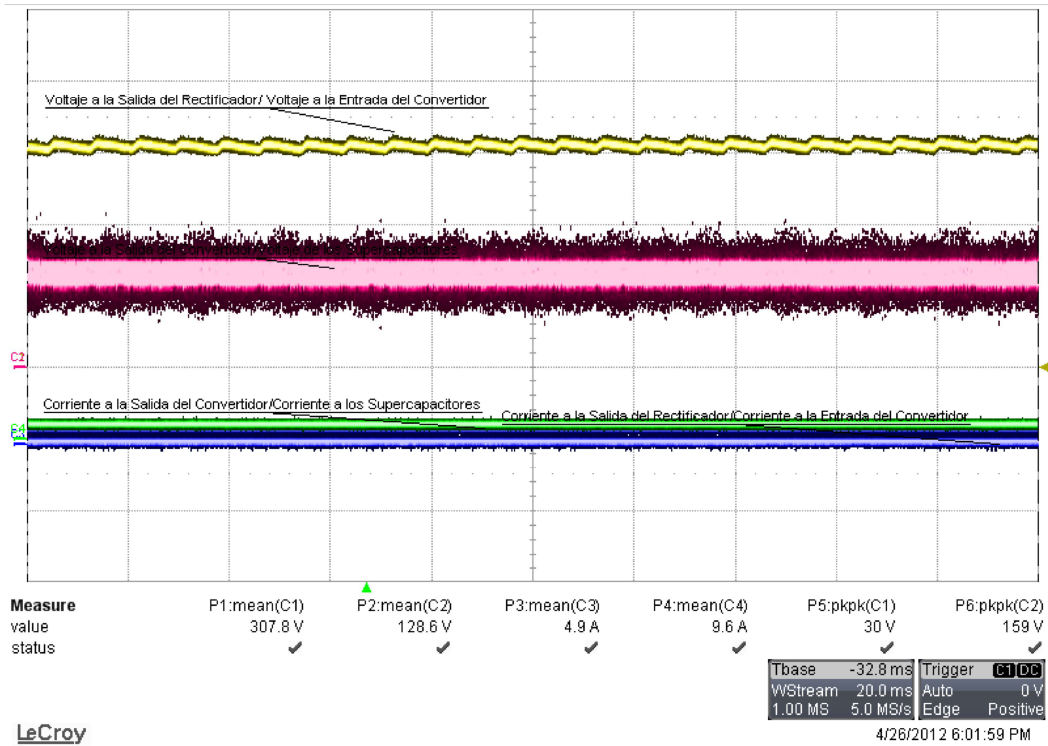


Figura 5-22. Prueba de Cargador con Alimentación Trifásica, Carga Resistiva y Corriente Constante de 10A

En la Tabla 5-8 se analizan las formas de onda de la Figura 5-22 realizando a su vez comparaciones con las formas de onda de la Figura 5-20.

Tabla 5-8. Análisis de Resultados Experimentales de la Figura 5-22

Definición	Color/Canal	Observaciones
Voltaje a la salida del rectificador/entrada del convertidor	Amarillo C1	El puente rectificador a diodos entrega un voltaje de CD de 307.8 V_{CD} con un rizo igual al de la prueba con alimentación monofásica, es decir de 30V.
Voltaje a la salida del convertidor/entrada de la carga	Rosa C2	El cargador entrega a la carga resistiva un voltaje promedio de 128.6 V_{CD} con un rizo no muy diferente al obtenido en el caso e alimentación monofásica, siendo este de 159 V. El voltaje promedio es adecuado a la carga que se ha colocado, pero el rizo es muy grande, una vez más se hace mención de que eso se debe a que el cargador no cuenta con filtro capacitivo a su salida.
Corriente a la salida del rectificador/entrada del convertidor	Azul C3	Para mantener la misma potencia a la entrada y a la salida, el cargado, se extrae de la fuente una corriente de 4.9 A, esto es casi la mitad de la que se demanda en el caso de alimentación monofásica.
Corriente a la salida del convertidor/a la carga	Verde C4	El control fue ajustado para mantener la corriente de la carga en un valor de 10 A y los resultados experimentales muestran que la corriente se mantiene en un valor de 9.6 A.



5.6.2.3 Carga de BSC con Alimentación Monofásica

Antes de realizar la carga del BSC alimentando el cargador con una fuente monofásica a la corriente definida por los cálculos del capítulo 3 de 16.19 A , se ajusta el control del convertidor CD/CD a diversas corrientes de carga siendo estas de 11 A , 15 A y 18 A . Las mediciones de voltaje del BSC y de la corriente demandada de la fuente se toman manualmente cada 10 s , y posteriormente graficadas utilizando MATLAB.

La Figura 5-23 muestra como el voltaje en el BSC va incrementando dependiendo de la corriente con la que esté siendo cargado. De igual manera, la corriente a la salida del puente rectificador va incrementando conforme el BSC se carga, esto último ocurre debido a que la potencia que hay a la salida del cargador debe ser la misma que la que se tienen a la entrada del mismo.

En las formas de onda de color verde, se observa que es con el nivel más alto de corriente con la que más rápido se carga el BSC, alcanzando así los 100.9 V_{CD} en un tiempo de 9 min , también este es el caso con el que se llega a una corriente más alta demandada de la fuente, misma que es de 10.14 A .

Se aprecia que los resultados que muestra la Figura 5-23, no son completamente lineales a diferencia de lo que muestran los resultados de simulación contenidos en el capítulo 4. Recuérdese que dentro de las simulaciones se considera que todos los elementos son ideales, por lo que no generan pérdidas. Por lo tanto, es muy probable que el hecho de que el voltaje del banco de supercapacitores no incremente linealmente se deba a las pérdidas existentes por conmutación, pérdidas en el inductor, entre otras.

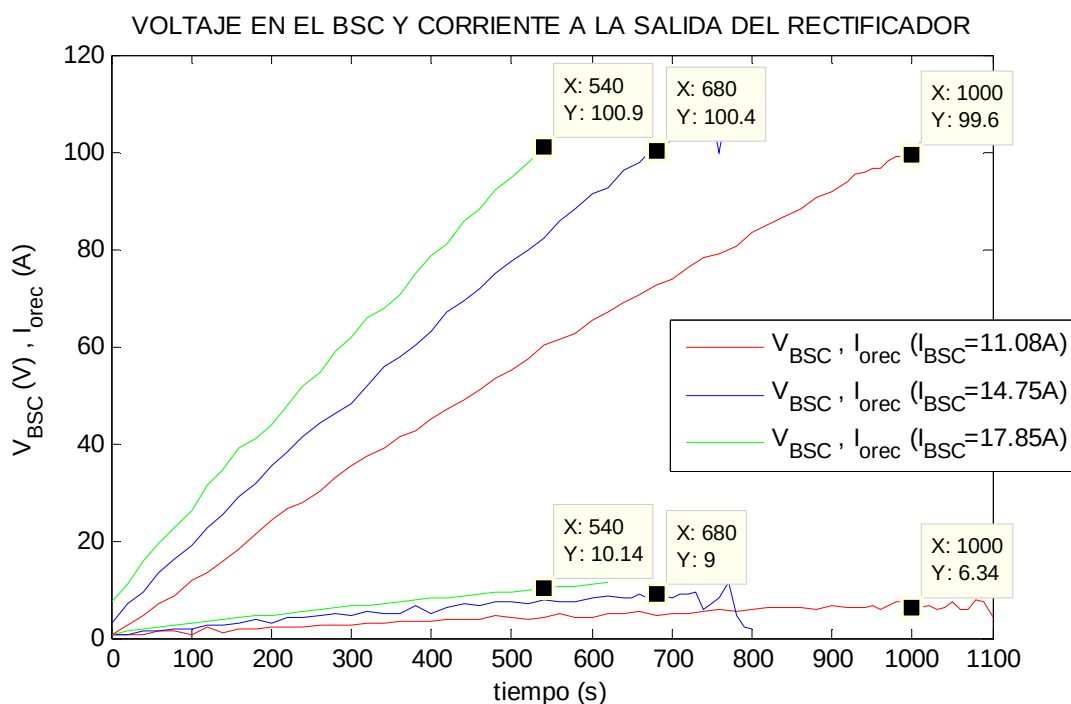


Figura 5-23. Resultados de Carga del BSC con Alimentación Monofásica a Diferentes Niveles de Corriente Constante



Sin embargo, el cargador fue diseñado para llevar a cabo la carga el banco de supercapacitores con una corriente constante I_{BSC} de 16.19 A cuando este es alimentado con una fuente monofásica. La Figura 5-24, muestra en amarillos la corriente I_{BSC} vista desde el inductor del convertidor CD/CD , con la que es cargado el banco de supercapacitores, misma que tiene un valor promedio de 17 A y un rizo pico-pico de 1.15 A ; por otra parte, la señal en verde muestra los pulsos de voltaje que se obtienen en las terminales del diodo del convertidor CD/CD .

Ambas señales contenidas en la Figura 5-24 tiene una frecuencia de conmutación de 42.16 kHz , en conjunto, muestran como cuando el pulso de voltaje se encuentra en alto, la corriente en el inductor incrementa; mientras que cuando el pulso tiene un valor de cero, la corriente comienza a abatirse. En conclusión, las señales expuestas por la Figura 5-24, muestran como el PWM proveniente del sistema de control del convertidor CD/CD mantiene la corriente de salida del cargador a un nivel deseado con un rizo de corriente muy bajo.

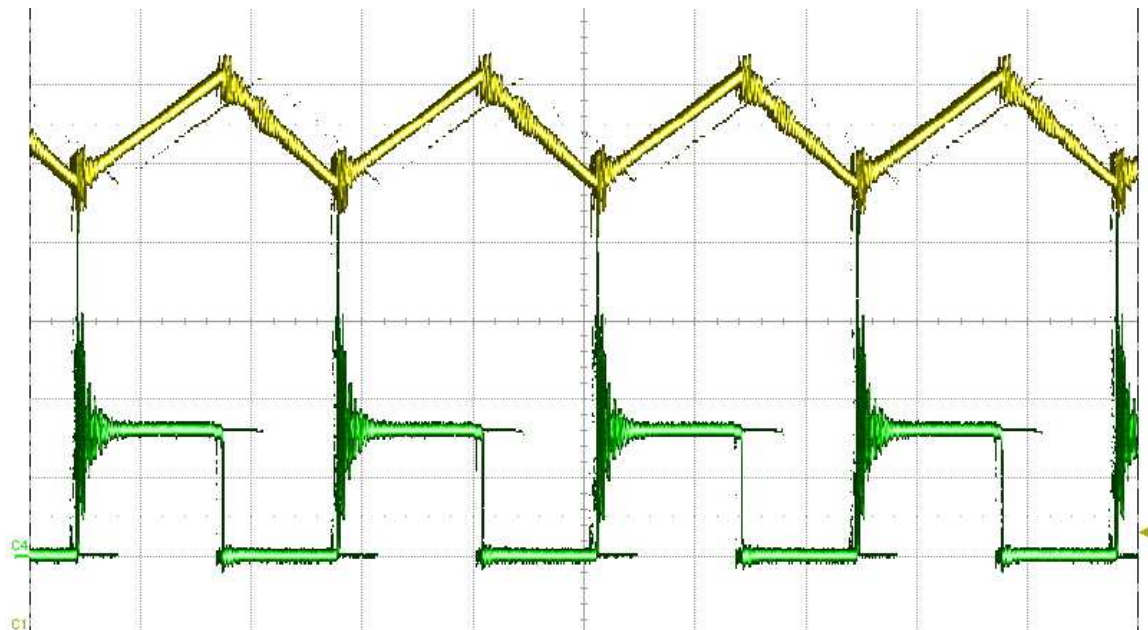


Figura 5-24. Rizo de Corriente en Inductor y Voltaje en Diodo del Convertidor CD/CD en Prueba de Carga de BSC con Alimentación Monofásica

Por su parte, la Figura 5-25 muestra el incremento de voltaje en el banco de supercapacitores cuando es cargado a una corriente constante de 17 A . El BSC alcanza los 102.1 V en un tiempo de 620 s . A diferencia de los resultados de simulación, en la Figura 5-25 se aprecia que el voltaje no incrementa de manera totalmente lineal, lo que con seguridad se debe a que en las simulaciones no se tomaron en cuenta las pérdidas provocadas por los elementos del cargador, tales como pérdidas por conmutación, pérdidas en resistencia de descarga de filtro capacitivo, etc.



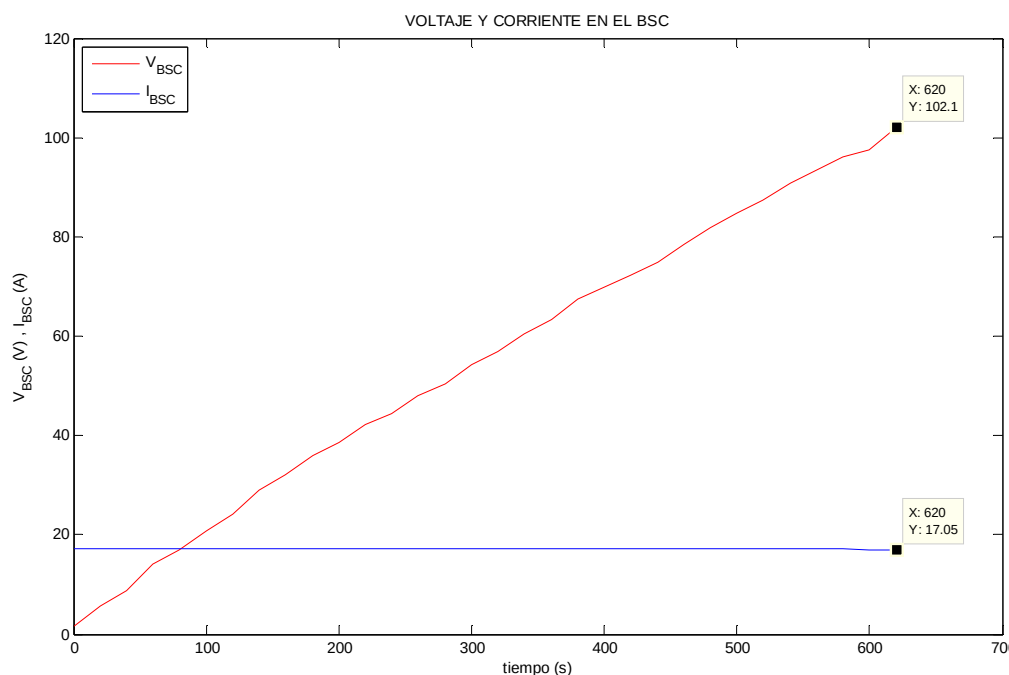


Figura 5-25. Resultados de Prueba de Carga de BSC con Alimentación Monofásica a Corriente Constante de 16.19A

5.6.2.4 Carga de BSC con Alimentación Trifásica

De manera análoga al caso de carga del BSC con alimentación monofásica, antes de realizar la carga del BSC alimentando el cargador con una fuente trifásica, a la corriente definida por los cálculos del capítulo 3 de 31.91 A para este caso, se ajusta el control del convertidor CD/CD a diversas corrientes de carga siendo estas de 11 A, 15 A y 18 A. La manera en la que el voltaje en el BSC va incrementando dependiendo de la corriente con la que esté siendo cargado, se puede observar en la Figura 5-34, así como también se puede apreciar como es que la corriente a la salida del puente rectificador va incrementando conforme el BSC se carga, esto último ocurre debido a que la potencia que hay a la salida del cargador debe ser la misma que la que se tienen a la entrada del mismo.

En las formas de onda de color verde, se observa que con la corriente de 17.85 A es con la que el BSC incrementa su voltaje con mayor velocidad. El BSC alcanza los 101 V en un tiempo de 9 min, teniendo al mismo tiempo una corriente en la salida del puente rectificador de 6.04 A, misma que es 4.1 A menor que a la de la Figura 5-23.

Al igual que en el caso de carga del BSC con alimentación monofásica, en el caso de emplear alimentación trifásica, el incremento del voltaje en el banco de supercapacitores no es completamente lineales a diferencia de lo que muestran los resultados de simulación contenidos en el capítulo 4. Nuevamente, recuérdese que dentro de las simulaciones se considera que todos los elementos son ideales, por lo que no generan pérdidas. Por lo tanto, es muy probable que el hecho de que el voltaje del banco de supercapacitores no incremente linealmente se deba a las pérdidas existentes por conmutación, pérdidas en el inductor, entre otras.



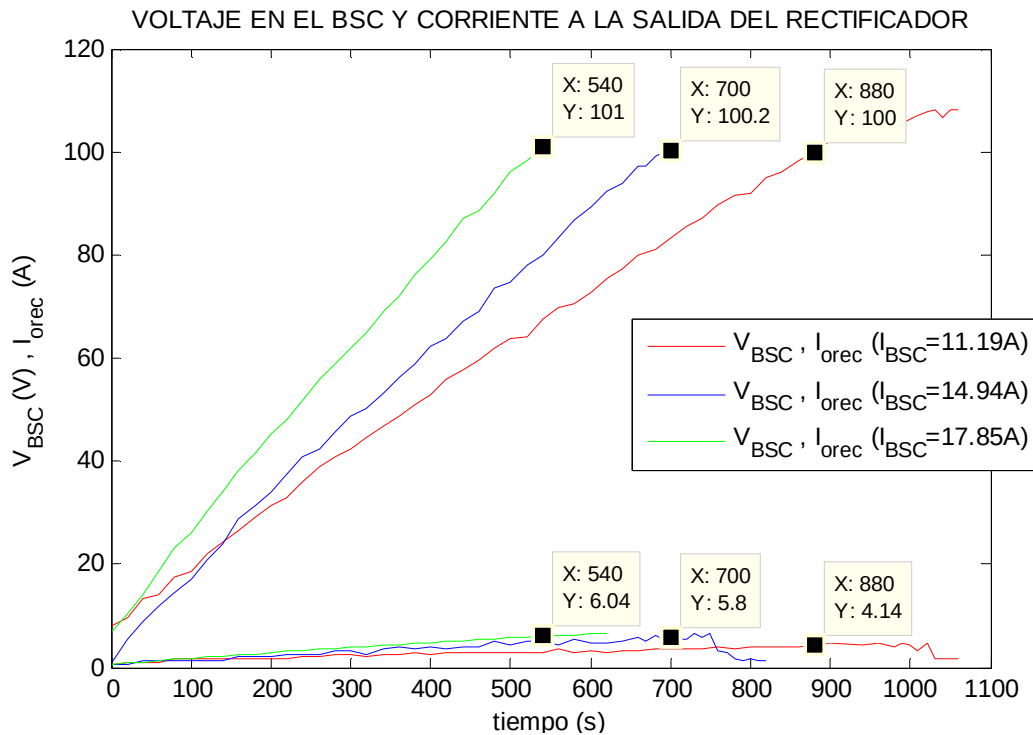


Figura 5-26. Resultados de Carga del BSC con Alimentación Trifásica a Diferentes Niveles de Corriente Constante

En este caso, el cargador fue diseñado para llevar a cabo la carga el banco de supercapacitores con una corriente constante de 31.91 A cuando este es alimentado con una fuente trifásica. La Figura 5-27, muestra en amarillos la corriente I_{BSC} vista desde el inductor del convertidor CD/CD, con la que es cargado el banco de supercapacitores, misma que tiene un valor promedio de 32 A y un rizo pico-pico de 1.66 A; por otra parte, la señal en verde muestra los pulsos de voltaje que se obtienen en las terminales del diodo del convertidor CD/CD.

Ambas señales contenidas en la Figura 5-27 tiene una frecuencia de 42.82 kHz, en conjunto muestran como cuando el pulso de voltaje se encuentra en alto, la corriente en el inductor incrementa; mientras que cuando el pulso tiene un valor de cero, la corriente comienza a abatirse. En conclusión, las señales expuestas por la Figura 5-27, muestran como el PWM proveniente del sistema de control del convertidor CD/CD mantiene la corriente de salida del cargador a un nivel deseado con un rizo de corriente muy bajo.

El incremento de voltaje en el banco de supercapacitores cuando es cargado a una corriente constante de 32 A se muestra en la Figura 5-28, el BSC alcanza los 99.71 V en un tiempo de 340 s. A diferencia de los resultados de simulación, en la Figura 5-28 se aprecia que el voltaje no incrementa de manera totalmente lineal, lo que con seguridad se debe a que en las simulaciones no se tomaron en cuenta las pérdidas provocadas por los elementos del cargador, tales como pérdidas por conmutación, pérdidas en resistencia de descarga de filtro capacitivo, etc.



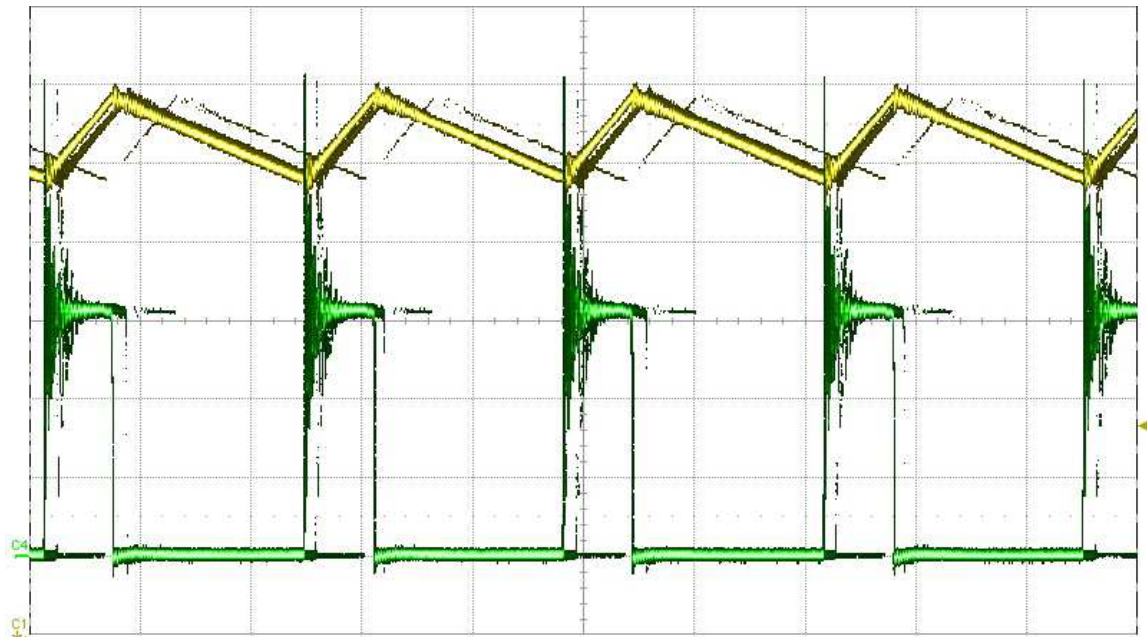


Figura 5-27. Rizo de Corriente en Inductor y Voltaje en Diodo del Convertidor CD/CD en Prueba de Carga de BSC con Alimentación Trifásica

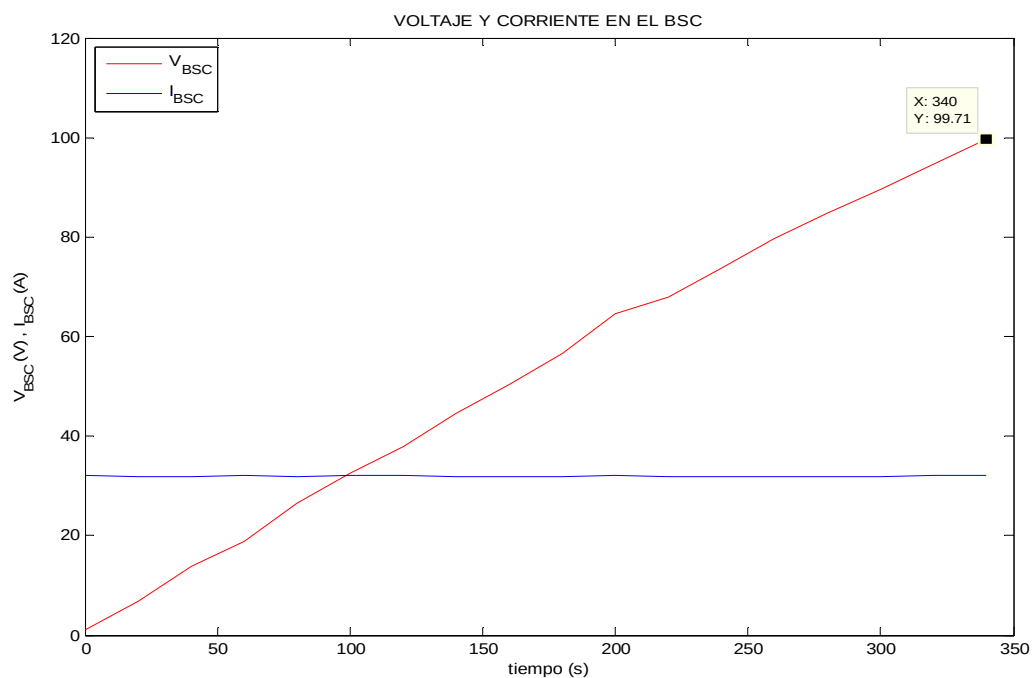


Figura 5-28. Resultados de Prueba de Carga de BSC con Alimentación Trifásica a Corriente Constante de 31.91A

Realizando una comparación entre los resultados mostrados por la Figura 5-23 y los resultados de la Figura 5-24, se puede apreciar que cuando se ajusta la corriente de carga del banco de supercapacitores aproximadamente en un mismo nivel para ambos casos, el tiempo de carga no depende del voltaje de alimentación del cargador, puesto que los resultados de las figuras mencionadas, muestran que a un mismo nivel de corriente de salida, el banco de supercapacitores se carga prácticamente en el mismo tiempo. Sin embargo, la Tabla 5-9, muestra que los



CAPÍTULO 5

parámetros en los que difiere un tipo de carga de la otra son, por supuesto, en el voltaje y la corriente de entrada además de la eficiencia del cargador.

Tabla 5-9. Estimación de Eficiencia del Cargador con Alimentación Monofásica y Trifásica.

Alimentación de Cargador	Corriente de Entrada	Voltaje a la Entrada Rectificado	Potencia de Entrada	Corriente a la Salida	Voltaje a la Salida	Potencia de Salida	Eficiencia	
Monofásico 127 V_{CA}	6.34 A	181.11 V _{CD}	1,148.23 W	11.08 A	99.6 V _{CD}	1,103.57 W	96.11%	95.88%
	9.00 A	179.09 V _{CD}	1,611.81 W	14.75 A	100.4 V _{CD}	1,480.90 W	91.87%	
	10.14 A	178.22 V _{CD}	1,807.15 W	17.85 A	100.9 V _{CD}	1,801.06 W	99.66%	
Trifásico 220 V_{CA}	4.14 A	310.57 V _{CD}	1,285.75 W	11.19 A	100.0 V _{CD}	1,119.00 W	87.03%	90.02%
	5.80 A	304.54 V _{CD}	1,766.33 W	14.94 A	100.2 V _{CD}	1,496.99 W	84.75%	
	6.04 A	303.66 V _{CD}	1,834.10 W	17.85 A	101.0 V _{CD}	1,802.85 W	98.29%	



CAPÍTULO 6.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

6.1 Introducción

Este capítulo, muestra las conclusiones a las que se llega después del desarrollo del cargador de supercapacitores, además de destacar las aportaciones que se hacen con este trabajo y mencionar las recomendaciones tanto para los usuarios del prototipo de cargador de supercapacitores como para futuros trabajos al respecto.

6.2 Conclusiones

Las conclusiones relacionadas con el puente rectificador a diodos son las siguientes:

- Para la alimentación del cargador de supercapacitores, se logró implementar un puente rectificador a diodos capaz de funcionar como puente rectificador monofásico o trifásico dependiendo de la fuente de alimentación a la que se conecte, es decir una toma convencional de $127 V_{CA}$ ó una de $220 V_{CA}$.
- Se consiguió que el puente rectificador a diodos cuente con un rizo de voltaje a la salida bajo, sobre todo cuando es alimentado de una toma trifásica, lo que es importante para la alimentación del convertidor CD/CD reductor, con lo que se evita estresar de manera excesiva los dispositivos semiconductores del filtro capacitivo.
- El puente rectificador a diodos resulta ser un dispositivo que proporciona seguridad al usuario debido a que cuenta con elementos como los termistores, el interruptor termomagnético y la resistencia de descarga.

Como conclusiones del convertidor CD/CD reductor y su sistema de control se tiene lo siguiente:

- Se realizó la construcción de el convertidor CD/CD reductor, componente principal del cargador de supercapacitores, con el que se logra realizar la carga en un tiempo de 340 s.
- Debido a la alta inductancia que se logra construir, el convertidor CD/CD reductor implementado proporciona un rizo de corriente muy bajo, lo que resulta conveniente para efectuar la carga del banco de supercapacitores a corriente constante.

- Fue posible la creación de un sistema de control para el convertidor CD/CD reductor, con en que se manipula la corriente a la salida del convertidor para poder efectuar la carga del banco de supercapacitores a corriente constante.

Las conclusiones generales del cargador de supercapacitores son las siguientes:

112

Se ha logrado la construcción de un cargador que posibilita la carga de un banco de supercapacitores de 110 F , 144 V , $1,140.48\text{ kJ}$, en un tiempo mínimo de 620 s , con una eficiencia de 95.88% , cuando la señal de corriente constante controlada a la salida del cargador es 17 A y el voltaje de entrada del cargador es de 127 V_{CA} ; y en un tiempo mínimo de 340 s , con una eficiencia de 90.02% , cuando la señal de corriente constante controlada a la salida del cargador es 32 A y el voltaje de entrada del cargador es de 220 V_{CA} . La carga es más eficiente empleando alimentación monofásica, sin embargo resulta ser más lenta. Las dimensiones físicas del cargador son de $40 \times 45 \times 15\text{ cm}$, lo que lo hacen un dispositivo portátil.

El banco de supercapacitores antes descrito, le dará una autonomía de 321.61 m , al ser descargado no más allá del 50% de su capacidad, a un prototipo de vehículo del cual se estima un masa de 678 kg y cuyo sistema de energía está basado únicamente en supercapacitores

6.3 Aportaciones

Como ya se vio en el capítulo 2, el área en donde más se ha explotado la tecnología de los supercapacitores ha sido en las aplicaciones en vehículos eléctricos, sin embargo siempre han sido utilizados como dispositivos de almacenamiento de energía auxiliares o como complementarios de algún otro, pero en ninguno se ha realizado la exploración de los alcances que tienen los supercapacitores como única fuente de alimentación de un vehículo. Por lo que una de las aportaciones de esta tesis es la orientación hacia la investigación de dichos alcances de los supercapacitores.

Pocas son las aplicaciones que demandan la implementación de un cargador de capacitores o supercapacitores de acuerdo al estado del arte, los cargadores que se han implementado son utilizados para supercapacitores de no más de 25 F , 2.7 V . Por lo que la aportación más grande de esta tesis es desde luego la implementación de un cargador de un banco de supercapacitores de 110 F , 144 V .

6.4 Recomendaciones

Las recomendaciones para trabajos futuros relacionados con esta tesis son las siguientes:

- Se recomienda la implementación de accionamientos electrónicos con los que se conecte y desconecte automáticamente el banco de supercapacitores al cargador.



- El uso de accionamientos electrónicos también en la resistencia de descarga del filtro capacitivo del puente rectificador a diodos disminuiría las pérdidas, ya que no se tendría conectada la resistencia en todo momento de manera innecesaria.
- Aunque los capacitores electrolíticos que se utilizan en el puente rectificador a diodos proporcionan un bajo rizo de voltaje a su salida, estos pueden ser sustituidos por capacitores de película de polipropileno con la finalidad de reducir el volumen y la masa del cargador.
- Para proporcionar mayor confiabilidad y exactitud a la carga de los supercapacitores se sugiere el remplazo del sistema de control analógico del convertidor CD/CD , por un control digital, con lo que además, sería posible la suma de algunas otras funciones de control, tales como: adición de más niveles de corriente para la carga del BSC , detección automática del arreglo del BSS , apreciación en pantalla de los parámetros de carga, entre otras. Lo anterior, sin la necesidad de agregar una cantidad grande de elementos al sistema de control.
- Resulta conveniente para evitar el calentamiento excesivo de los dispositivos semiconductores, el uso de un sistema de enfriamiento forzado, como la adición de un ventilador al disipador.
- Para la reducción de inductancias parasitas, se recomienda disponer de los elementos que conforman el convertidor CD/CD reductor de manera que los cables para realizar las conexiones entre los elementos que lo conforman sean lo más cortos posible.
- Con la finalidad de proteger el sistema de control del convertidor CD/CD de la introducción de ruido debido a la cercanía con el inductor, se recomienda la introducción de una jaula de Faraday.
- En el caso del sistema de control analógico del convertidor CD/CD , es conveniente sustituir en comparador utilizado en el circuito de arranque y paro del sistema por un comparador de histéresis el cual dará mayor garantía de que el cargador se detendrá en el momento que el banco de supercapacitores alcancen su voltaje nominal.

Para los usuarios del cargador de supercapacitores implementado se recomienda lo siguiente:

- Por seguridad del usuario, se recomienda el uso de lentes y guantes de protección en el momento de operar el cargador.
- Antes de comenzar la carga, es necesario verificar que las resistencias variables del sistema de control del convertidor CD/CD se encuentren bien ajustadas, ya que estas son las que definirán el valor de la corriente constante de carga a la salida del cargador y en consecuencia el tiempo de carga, además de establecer el paro de operaciones del cargador, con lo que se fija el voltaje máximo al que se cargará el banco de supercapacitores. Será necesario referirse al capítulo 3 para realizar los ajustes de las resistencias variables ya mencionadas.



CAPÍTULO 6

- En cargador está diseñado para entregar una corriente constante, por lo que aun sin carga, realizará un esfuerzo por proporcionar la corriente para la que se ajusta, por lo tanto, es necesario asegurarse de que el banco de supercapacitores está adecuadamente conectado antes de poner al cargador en funcionar
- Es recomendable vigilar en todo momento el voltaje del banco de supercapacitores para evitar que este llegue a cargarse por encima de su voltaje nominal.



REFERENCIAS

- [1] GEM Chrysler Group Global Electric Motorcars LLC. 2010 model year. www.gemcar.com
- [2] Borage, M.; Tiwari, S.; Kotaiah, S.; , "Constant-current, constant-voltage half-bridge resonant power supply for capacitor charging," *Electric Power Applications, IEE Proceedings -* , vol.153, no.3, pp. 343- 347, 1 May 2006
- [3] Barrero, R.; Mierlo, J.; Tackoen, X.; , "Energy savings in public transport," *Vehicular Technology Magazine, IEEE* , vol.3, no.3, pp.26-36, Sept. 2008
- [4] Joos, G.; de Freige, M.; Dubois, M.; , "Design and simulation of a fast charging station for PHEV/EV batteries," *Electric Power and Energy Conference (EPEC), 2010 IEEE* , vol., no., pp.1-5, 25-27 Aug. 2010
- [5] Uno, M.; Tanaka, K.; , "Single-switch constant-power equalization charger based on multi-stacked buck-boost converters for series-connected supercapacitors in satellite power systems," *Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2011 IEEE Ninth International Conference on* , vol., no., pp.1158-1165, 5-8 Dec. 2011
- [6] Cheng-Chou Li; Yin-Guang Leu; Chin-Ming Hong; Ton-Churo Huang; Ke-Chin Huang; Yi-Chuan Lu; , "A stand alone super capacitor charging system using a feed forward boost converter," *System Science and Engineering (ICSSE), 2011 International Conference on* , vol., no., pp.65-69, 8-10 June 2011
- [7] Monteiro, J.; Garrido, N.; Fonseca, R.; , "Efficient supercapacitor energy usage in mobile phones," *Consumer Electronics - Berlin (ICCE-Berlin), 2011 IEEE International Conference on* , vol., no., pp.318-321, 6-8 Sept. 2011
- [8] Kim, Younghyun; Chang, Naehyuck; Wang, Yanzhi; Pedram, Massoud; , "Maximum power transfer tracking for a photovoltaic-supercapacitor energy system," *Low-Power Electronics and Design (ISLPED), 2010 ACM/IEEE International Symposium on* , vol., no., pp.307-312, 18-20 Aug. 2010
- [9] D. S. L. Simonetti, J. Sebastián, and J. Ucedaa, "The discontinuous conduction mode Sepic and Cuk power factor preregulators;; analysis and design," *IEEE Trans. Ind Electron.*, vol. 44, no. 5, pp.630-637, Oct. 1997.
- [10] Naln Li, Jiancheng Zhang, and Yun Zhong, "A novel charging control scheme for supercapacitor energy storage in photovoltaic generation system," *IEEE Transactions on Electric utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies*, pp.2671-2675, April 2008.

REFERENCIAS

- [11] Joel Schindall. The Charge of The Ultracapacitors. Nanotechnology takes energy storage beyond batteries. IEEE Spectrum. November 2007.
- [12] Glenn Zorpette. Super Charged. A tiny south Korean company is out to make capacitors powerful enough to propel the next generation of hybrit-electric cars.IEEE Spectrum. January 2005.
- [13] Tongzhen Wei. Deterioration Diagnosis of Ultracapacitor for Power Electronics Applications.
- [14] Junseok Song. A Rapid Charging Station with an Ultracapacitor Energy Storage System for Plug-In Electrical Vehivles. Departemnt of Electrical and Computer Enginnering, The Uiversity of Texas at Austin, USA.
- [15] Ivan I. Juarez Hernandez. Analisis de Eficiencia para un Modulo de Supercapacitores. Instituto Politecnico Nacional, Mexico D. F. RVP-AI/2010-EDU-24. Julio 2010.
- [16] Chu-qi SU, Du-que Zhang. Computer Simulation Study on ultracapacitor for Electric Vehicle. Automotive Enginnering School, Wuhan university of Technology Wuhan, Huhei, China. 2009 IEEE
- [17]Maxwell, Ultracapacitor product guide, Maxwell Technologies Inc, San Diego CA. [Online] Available: <http://www.maxwell.com/ultracapacitors/tecnical-support/manuals.asp>
- [18] <http://www.mpoweruk.com/performance.htm> [Accessed: June 30, 2010]
- [19] http://www.apcmedia.com/salestools/DBOY-77FNCT_R2_EN.pdf [Accessed: June 30, 2010]
- [20] http://electricitystorage.org/tech/technologies_comparisons_lifeefficiency.htm [Accessed: July 14, 2010]
- [21] Maxwell, Charging of Ultracapacitors. Application Note Document 1008981 Rev 1. Dec 2005.
- [22] M. Borage. Constant-current, constant-voltage half-bridge resonant power supply for capacitor charging. IEEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 153, No. 3, May 2006.
- [23] Carl Klaes. Maximum Charging of an Ultra-Capacitor Using Switch Mode Rectifiers in a Regeneration Cycle.Visteon Corporation. IEEE 2005
- [24] T. Becker, Electrical Vehicles in the United States. Center for Entrepreneurship and Technology, university of California, Berkeley, Technical Brief, 2009.
- [25] Muhammad H. Rashid. Power Electronics handbook. Academic Press, 2001.
- [26] David García Chaparro. Control Lineal de Convertidores casi Resinantes. ESIME Culhuacan. 2003.



- [27] G. Calderón Lopez. Design and Performance Evaluation of a 10-kW Interleaved Boost Converter for a Fuel Cell electric Vehicle. The University of Manchester/School of Electrical and Electronic Engineering, Manchester, UK. IEEE 2006.
- [28] G. Calderón Lopez. High-Power Dual-Interleaved ZVS Boost Converter with _Interphase Transformer for Electric Vehicles. The University of Manchester. IEEE 2009.
- [29] Ali Emadi. Integrated Power Electronic Converters and Digital Control. CRC Press
- [30] G. Ortiz. Optimal Design of a 3.5kV/11kW DC-DC Converter for Charging Capacitor Banks of Power Modulators. Power Electronic Systems Laboratory, ETH Zurich. IEEE 2009.
- [31] Micah Ortúzar. Desing, Construction and Performance of a Buck-Boost Converter for an Ultracapacitor-Based Auxiliary Energy System for Electric Vehicles. Deparment of Electrical Engineering, Pontificia Universidad Catolica de Chile. IEEE 2003.
- [32] J.-S. Lai and D. J. Nelson, "Energy management power converters in hybrid electric and fuel cell vehicles," Proc. IEEE, vol. 95, no. 4, pp. 766– 777, Apr. 2007.
- [33] G. Yao, A. Chen, and X. He, "Soft switching circuit for interleaved boost converters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 22, no. 1, pp. 80–86, Jan. 2007.
- [34] R. Steigerwald, R. De Doncker, and M. Kheraluwala, "A comparison of high-power DC–DC soft-switched converter topologies," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 32, no. 5, pp. 1139–1145, Sep./Oct. 1996.
- [35]B. Ivanovic and Z. Stojiljkovic, "A novel active soft switching snubber designed for boost converter," IEEE Trans. Power Electron., vol. 19, no. 3, pp. 658–665, May 2004.
- [36] Jennifer Bauman. A Comparative Study of Fuel-Cell-Battery, Fuel-Ceal-Ultracacitor, and Fuel-Cell-Battery-Ultracapacitor Vehicles. IEEE 2008.
- [37] Muhammad H. Rashid. Electrónica de Potencia: Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones. Tercera Edición. México: Editorial Pearson Educación, 2004. 880 páginas. ISBN 970-26-0532-6.
- [38]E. d. Macklen. Thermistors. Electrochemical Publications Ltd, 1979. 236 paginas. ISBN-13 9780901150073
- [39] Betanzos D., Rodríguez J. Implementación de un inversor de tres niveles usando la modulación por vectores espaciales. SEPI ESIME Zacatenco. Julio 2010.
- [40] Hayt W., Kemmerly J. Analisis de Circuitos en Ingeniería. Séptima Edicion. Mexico: Editorial McGraw-Hill Internamericana, 2007. 856 páginas. ISBN 978-970-10-6107-7.
- [41] Lu Jiang. Charging Supercapacitors from Low Voltage with an Induction Machine. Azure Dynamics Inc. IEEE 2007.



REFERENCIAS

[42] MAXWELL TECHNOLOGIES. Applications Note: BOOSTCAP Ultracapacitor Cell Sizing. Document 10073627. Rev. 3 (February, 2009).

[43] Maxwell. Application Note: BOOSCAP Energy Storage Modules, Life Duration Estimation <http://www.maxwell.com/products/ultracapacitors/products/48v-modules>. 2007

[44] Edwin Jones, Richard Childers. Contemporary College Physics. Thirds Edition. McGraw-Hill Companies, 2001. ISBN 007-561828-1.

[45] Thomas A. Moore. Six Ideas that Shaped Physics: Unid N: Laws of Physics are Universal. Second Edition. The McGrae-Hill Companies, Inc., 2003. ISBN 007-2397128.

[46] Robert W. Erickson. Fundamentals of Power Electronics. Second Edition. University of Colorado, Boulder, Colorado. 2004, Kluwer Academic Publishers. ISBN: 0-7923-7270-0.

[47] LEM Components. Current Transducer LA 55-P. www.lem.com

[48] Texas Instruments Incorporated. Advanced Regulating Pulse Width Modulators. August 2002. <http://www.ti.com/product/uc3524>

[49] LEM Componets. Voltage Transducer LV 25-P. www.lem.com

[50] METGLAS. DC Choke Core Design Tool. <http://www.metglas.com/design/dcr.asp>



APÉNDICE A

PUENTE RECTIFICADOR A DIODOS

A.1 Introducción

El presente apartado contiene la teoría básica sobre los puentes rectificadores a diodos trifásicos y monofásicos; será posible apreciar sus respectivas topologías, formas de onda y ecuaciones que ayudan en la determinación de sus parámetros.

Dentro de esta sección y solo con la finalidad de simplificar el análisis, se considera que los diodos son ideales, lo que implica que no tienen caída de voltaje ni corrientes de fuga. También se asume que la carga es puramente resistiva, lo que implica que el voltaje y la corriente en la carga tengan formas de onda similares [15].

Por otra parte, se hace la aclaración de que todos los cálculos de los parámetros son referidos a la entrada de los puentes rectificadores.

A.2 Puente Rectificador Trifásico

Un puente rectificador trifásico como el que se muestra en la Figura A-1, se utiliza frecuentemente en aplicaciones de alta potencia. Se trata de un rectificador de onda completa y produce un rizo de seis pulsos en el voltaje de salida. Los diodos se numeran en el orden de la secuencia de conducción, cada uno de ellos conduce durante 120° . La secuencia de conducción para los diodos es: $D_1 - D_2$, $D_2 - D_3$, $D_3 - D_4$, $D_4 - D_5$, $D_5 - D_6$ y $D_6 - D_1$. El par de diodos conectados entre el par de líneas de alimentación que tienen el mayor voltaje instantáneo de línea a línea es el que conduce [28].

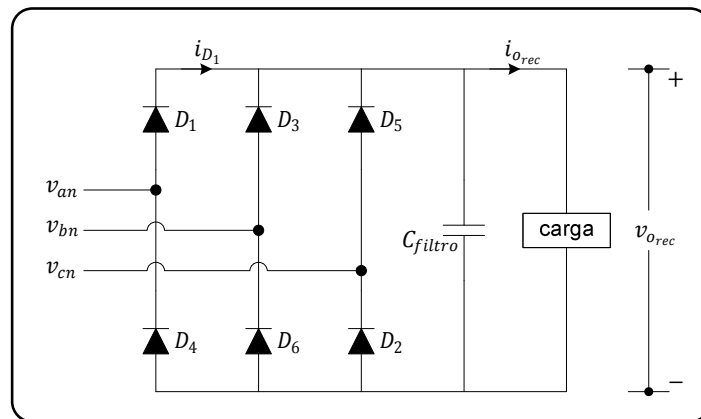


Figura A-1. Puente Rectificador Trifásico

APÉNDICE A

La Figura A-2 muestra los voltajes de línea con los que el puente rectificador trifásico está siendo alimentado ($v_{ab}, v_{ac}, v_{ba}, v_{bc}, v_{ca}$ y v_{cb}), así como la señal que se obtiene a la salida de dicho rectificador ($v_{o_{rec}}$), y el voltaje que en promedio se tiene a la salida del mismo rectificador (V_d).

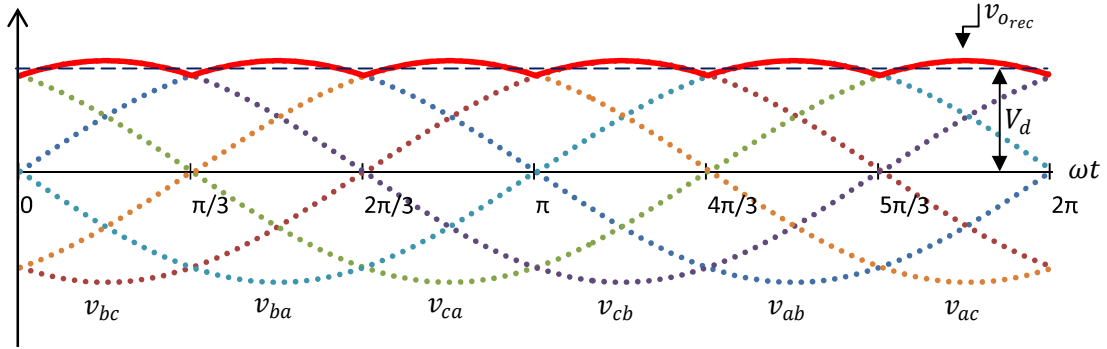


Figura A-2. Formas de Onda del Puente Rectificador Trifásico

A.2.1 Parámetros

Para el caso del puente rectificador trifásico, los voltajes de fase de la red de alimentación son:

$$v_{an} = \sqrt{2}V_{F_{rms}}\text{sen}(\omega t) \quad \text{A-1}$$

$$v_{bn} = \sqrt{2}V_{F_{rms}}\text{sen}(\omega t - 2\pi/3) \quad \text{A-2}$$

$$v_{cn} = \sqrt{2}V_{F_{rms}}\text{sen}(\omega t - 4\pi/3) \quad \text{A-3}$$

Entonces, el voltaje de línea de la red de alimentación es:

$$v_{ab} = v_{an} - v_{bn} = \sqrt{2}V_{L_{rms}}\text{sen}(\omega t + \pi/6) \quad \text{A-4}$$

Recordando que la relación entre el voltaje de fase y de línea es:

$$V_{L_{rms}} = \sqrt{3}V_{F_{rms}} \quad \text{A-5}$$

El valor promedio del voltaje que se obtiene a la salida del rectificador es:

$$V_d = \frac{1}{\pi/3} \int_{\pi/6}^{\pi/2} \sqrt{2}V_{L_{rms}}\text{sen}(\omega t + \pi/6)d(\omega t) = \frac{3\sqrt{2}}{\pi}V_{L_{rms}} \approx 1.35V_{L_{rms}} \quad \text{A-6}$$

El valor máximo y mínimo, respectivamente, del rizo de voltaje a la salida del rectificador está dado por:

$$V_{r_{pmax}} = \sqrt{2}V_{L_{rms}} \quad \text{A-7}$$

$$V_{r_{pmin}} = \sqrt{2}V_{L_{rms}}\text{sen}(\pi/3) \quad \text{A-8}$$

Por lo tanto, el valor de pico a pico del rizo de voltaje a la salida del rectificador es:



$$V_{r-p} = V_{r_{pmax}} - V_{r_{pmin}} \quad \text{A-9}$$

También es posible conocer el valor efectivo del voltaje pico-pico del rizo:

$$V_{rms} = \frac{V_{r-p}}{2\sqrt{2}} \quad \text{A-10}$$

Es importante tener noción del porcentaje de contenido armónico residual que tiene la señal de salida ya que en realidad no se obtiene una componente puramente continua, por tanto se calcula el factor de rizo:

$$FR = \frac{V_{rms}}{V_d} \times 100\% \quad \text{A-11}$$

A.3 Puente Rectificador Monofásico

Por otra parte, el puente rectificador monofásico de onda completa como el que se muestra en la Figura A-3, suministra de corriente a la carga a través de los diodos $D_1 - D_2$ durante el semiciclo positivo del voltaje de entrada y a través de los diodos $D_3 - D_4$ durante el semiciclo negativo.

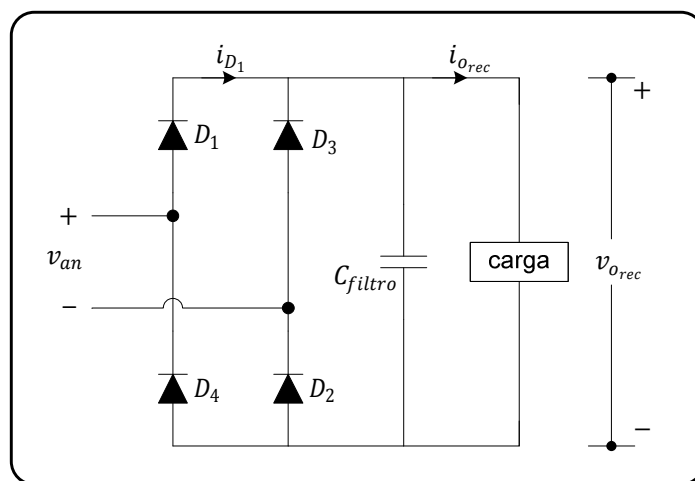


Figura A-3. Puente Rectificador Monofásico de Onda Completa

La Figura A-4 muestra los voltajes de línea con los que el puente rectificador monofásico está siendo alimentado (v_{ab}), la señal que se obtiene a la salida de dicho rectificador ($v_{o_{rec}}$), y el voltaje que en promedio se tiene a la salida del mismo rectificador (V_d).



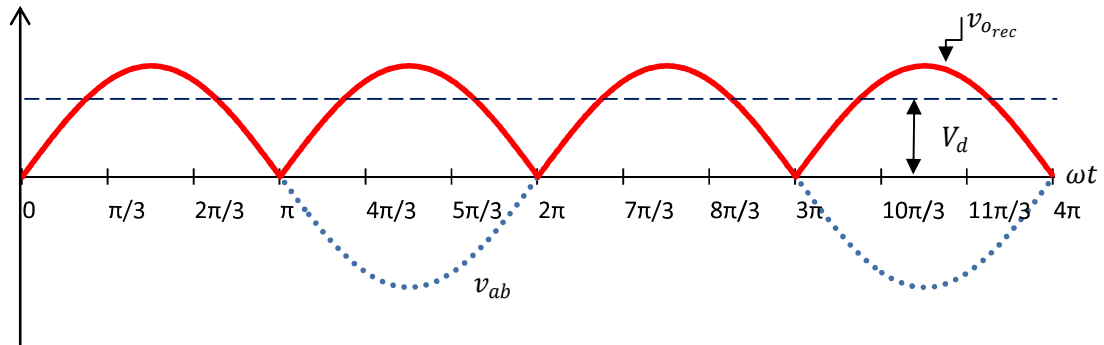


Figura A-4. Forma de Onda del Puente Rectificador Monofásico

A.3.1 Parámetros

Ahora bien, para el puente rectificador monofásico de onda completa, el voltaje de alimentación esta descrito por:

$$v_{an} = \sqrt{2}V_{F_{rms}} \sin(\omega t) \quad A-12$$

El voltaje promedio a la salida de este rectificador es:

$$V_d = \frac{2}{2\pi} \int_0^\pi \sqrt{2}V_{F_{rms}} \sin(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{F_{rms}} \approx 0.9V_{F_{rms}} \quad A-13$$

El voltaje pico de rizo máximo y mínimo, son:

$$V_{r_{pmax}} = \sqrt{2}V_{F_{rms}} \quad A-14$$

$$V_{r_{pmin}} = 0 \quad A-15$$

Entonces, si el voltaje pico-pico del rizo es la diferencia de los dos valores anteriores, tal y como lo muestra la ecuación A-9.

En este caso, el valor efectivo del voltaje pico-pico del rizo es igual al valor efectivo del voltaje de fase.

De igual manera, el factor de rizo, esta dado por la ecuación A-11.



APÉNDICE B

INDUCTOR DEL CONVERTIDOR CD/CD REDUCTOR

B.1 Cálculo del Inductor

El presente apartado muestra información otorgada por la herramienta utilizada para realizar los cálculos del inductor del convertidor *CD/CD* reductor.

B.1.1 Parámetros

Los parámetros a considerar para efectuar los cálculos para la construcción del inductor, mismos que proporciona la sección de diseño del convertidor *CD/CD* del capítulo 3, son contenidos por la Tabla B-1.

Tabla B-1. Parámetros del Inductor del Convertidor *CD/CD* Reductor

PARÁMETROS DEL INDUCTOR	
Inductancia (L)	0.95402 <i>mH</i>
Frecuencia de conmutación (f_c)	40 <i>kHz</i>
Rizo de corriente pico-pico ($I_{Lr_{p-p}}$)	2 <i>A</i>
Máxima corriente a fluir ($I_{BSC(3\Phi)}$)	31.91 <i>A</i>
Corriente pico	35 <i>A</i>

B.1.2 *DC Choke Core Desing Tool* de METGLAS

Con la finalidad de hacer más fácil el diseño del inductor, se hace uso de *DC Choke core Desing Tool*, una herramienta que proporciona METGLAS, fabricante de productos para la manufactura de transformadores [50].

La Figura B-1 muestra la plantilla que proporciona *DC Choke core Desing Tool* para ingresar los datos con los que el inductor será diseñado. Algunos de los datos que la herramienta solicita son los que contiene la Tabla B-1.

Con el objetivo de obtener un inductor de dimensiones regulares, se le solicita a la herramienta que efectúe los cálculos considerando un núcleo de modelo AMCC50, cuyas dimensiones se muestran en la Figura B-1, sin embargo, debido a la inductancia que se requiere es necesario solicitar que esta sea dividida en dos inductores.

POWERING THE POSSIBILITIES

Metglas®, Inc.

Inputs to DC Choke Core Design Tool

Inductance

10095402

Henry

Help

Peak Current

35

Amp

DC Current

31.91

Amp

HF Ripple Current P-P

2

Amp

Switching Frequency

40000

Hz

(As Seen By the Reactor)

Insulation Thickness

.013

cm

Former Thickness

.2

cm

Ambient Temperature

40

°C

Current Density Factor

800

Bmax

1.2

Tesla

Window Fill Factor

.6

(Fraction Filled by Conductor)

Conductor Type

☒ Foil

☐ Wire

Choose Calculator Type

☐ Calculate Core

☒ Pick From List

Core Size List

AMCC50

HT= 25mm, Width= 52 mm, Length = 102mm

Air Flow

0

FT³/Min

Max Total Temp

130

°C

Cores To Stack

2

No. of Gaps

2

Gap Units

☐ mil

☒ mm

Show Results

Reset Defaults

Cancel

Figura B-1. Plantilla de Ingreso de Datos del Inductor a DC Choke Core Desing Tool

La Figura B-2 muestra en la primera columna de izquierda a derecha el cálculo de algunos factores de los inductores y se aprecia que el factor de relleno del núcleo de los inductores supera por muy poco a lo establecido inicialmente en la plantilla de la Figura B-1, sin embargo esto no representa un problema grave para la implementación de los inductores; la segunda columna muestra algunos detalles de las bobinas que conforman los inductores; finalmente, la tercera columna contiene los parámetros magnético.

POWERING THE POSSIBILITIES

Metglas®, Inc.

Calculated Factors:	Coil Details:	Magnetic Parameters:
Energy Storage 0.52 W-sec	Length of Mean Turn 18.31 cm	Bdc 1.18 tesla
Calc. Area Product 26.9 cm⁴	Length of Conductor 768.8 cm	Bac 0.0337 tesla
Core Area Product 92.4 cm⁴	Conductor Resistance 25°C 17.6231 mohm	Gap Loss / Gap 1.152 W
Copper Area 0.08 cm²	Skin Depth 0.0331 cm	Total Gap Loss 2.3 W
Copper Width 5.4 cm	Foil Depth 0.662 mm	Core Loss 4.68 W/kg
Copper Thickness 0.014 cm	Conductor Loss at 25°C 17.94 W	Material Loss 5.52 W
Gap 1.5 mm	Conductor Loss Op Temp 21.23 W	Total Losses 29.06 W
Fringing Flux Factor 1.16		(Material Loss + Copper Loss + Gap Loss)
Actual Fill Factor 0.658		Total Temperature 75 °C

This design exceeds core operating parameters.
Please modify design inputs Or let the program
select a suitable core for you.

Close

Figura B-2. Plantilla de Cálculos, Detalles y Parámetros del Inductor en DC Choke Core Desing Tool

La Figura B-3 muestra en una columna los parámetros que se introdujeron para el diseño del inductor y en la otra muestra un resumen de los cálculos proporcionados por la herramienta.

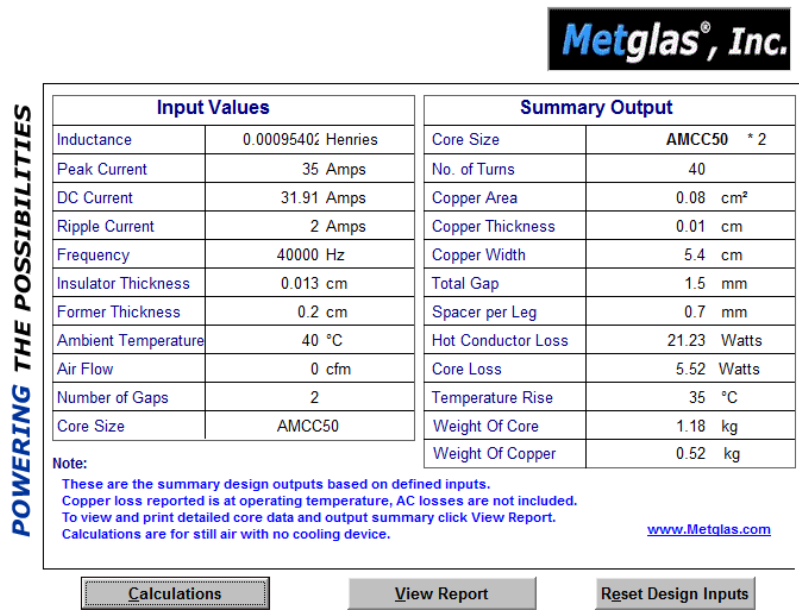


Figura B-3. Plantilla de Resumen de Diseño del Inductor

Por último, la Figura B*4 muestra un reporte resumido del diseño del inductor proporcionado por *DC Choke core Desing Tool*.

En el reporte se aprecia una tabla con los parámetros de entrada de la herramienta, los mismos que se concentran en la Tabla B-1 y algunos otros.

También muestra una tabla con detalles sobre las bobinas como son: el numero de vueltas que las conforman, el área que ocupan dentro del nucleó, los espacios solicitados como entrehierros, las perdidas tanto en los núcleos como en las bobinas, etc.

Contiene también detalles sobre las dimensiones y pesos de los núcleos y las bobinas



Metglas®, Inc.

126

Inputs to DC Reactor Core Design Tool

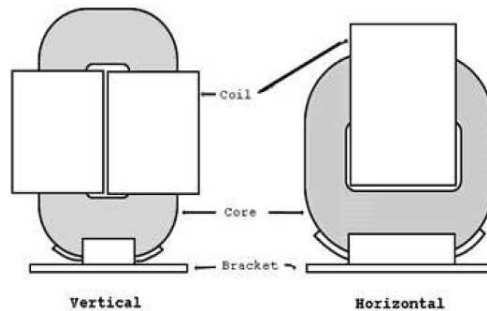
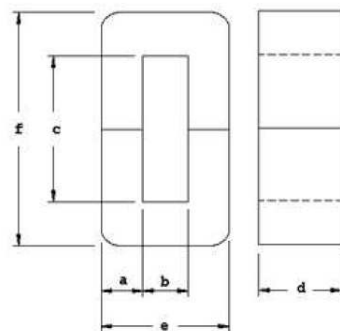
Inductance	I _{peak}	DC Current	High Freq Ripple	Frequency	Insulator Thickness	Former Thickness	Ambient Temp	Air Flow	Number of Gaps	Core Size
henries	Amps	Amps	Amps	Hz	cm	cm	°C	cfm		
0.00095402	35	31.91	2	40000	0.013	0.2	40	0	2	AMCC50

Core size selected by Designer AMCC50 - Stacked by 2

Summary of DC Reactor Design

No. of Turns	Copper Area	Copper Thknss	Copper Width	Total Gap	Spacer Per Leg	Copper Loss	Core Loss	Total Temp
	sq.cm	cm	cm	mm	mm	watts	watts	°C
40	0.08	0.01	5.4	1.5	0.7	21.23	5.52	75

CORE DETAILS



NOTE:
 1) Calculations are for still air with no cooling device.
 2) High frequency losses are only calculated for fundamental.
 3) Rac is based on the Dowell formula.
 4) One coil on the core is assumed for surface area calculation.

Core Data

Part No.	A mm	B mm	C mm	D mm	E mm	F mm	Lm cm	Ac sq.cm	Mass kg	Wa sq.cm	WaAc cm4
AMCC50	16	20	70	25	52	102	24.9	3.3	0.59	14	46.2
AMCC50 * 2	16	20	70	50	52	102	24.9	6.6	1.18	14	92.4

METGLAS ALLOY2605SA1

MASS +(-) 3%

Designs generated by this software are believed to be accurate and reliable , but are presented without guarantee or warranty, expressed or implied. Designer needs to verify all the information provided in this software using it in actual circuitry. Any additional design questions should be directed to: Metglas Inc. Applications Development Group at 1-800-581-7654 OR e-mail questions to Metglas@metglas.com.

Figura B-4. Reporte del Diseño del Inductor



B.2 Implementación del Inductor

En este apartado se enlistan los materiales empleados para llevar a cabo la implementación del inductor y se muestra el inductor una vez terminado.

B.2.1 Materiales

Con base en el reporte mostrado en la Figura B-4, se exponen los principales materiales que conforman los inductores:

- Dos núcleos magnéticos modelo AMCC50 de la marca METGLAS con formador.
- Aproximadamente 15 metros de lámina de cobre de 99% de pureza de calibre 36 BWG (0.1016mm), de 5.4 cm de ancho.
- Aproximadamente 15 metros de cinta cambrige de 6 cm de ancho y 0.1 mm de espesor.

B.2.2 Producto Final

La Figura B-5 presenta una imagen de los inductores ya terminados



Figura B-5. Imagen de los Inductores del Convertidor CD/CD Reductor Terminados

DC Choke core Desing Tool solicita para la construcción de la bobina, lámina de cobre de 0.1mm de espesor, sin embargo, se emplea lámina de 0.1018mm de espesor por ser la que se encuentra comercialmente. Esto último ocasiona que al conectar ambos inductores en serie se tenga un valor de inductancia un poco más grande a la calculada, siendo esta de 1.331 mH.



APÉNDICE B



APÉNDICE C

FUENTES DE ALIMENTACIÓN DE $\pm 15 V_{CD}$ Y DE $+15 V_{CD}$

C.1 Introducción

El sistema de control del convertidor CD/CD reductor diseñado en el capítulo 3, demanda la implementación de dos fuentes de alimentación: una de $\pm 15 V$ para ser usada en la alimentación de todos los dispositivos que conforman el sistema de control, y una de $+15 V$ para la alimentación del circuito de disparo del MOSFET.

El circuito de disparo del MOSFET sin duda forma parte del sistema de control, pero debido a que se encuentra en contacto con el sistema de potencia, es decir, con el convertidor CD/CD reductor, se opta por alimentarlo con una fuente independiente para respetar el aislamiento entre este par de sistemas.

El presente apéndice contiene información sobre el diseño e implementación de las fuentes de alimentación antes mencionadas, así como resultados experimentales.

C.2 Esquemas Eléctricos

En la Figura C-1 se muestra el esquema eléctrico correspondiente a la fuente de alimentación simétrica de $\pm 15 V$, la cual consta de un puente rectificador monofásico, filtros capacitivos y reguladores de voltaje. Al conector $J1$ se acopla un transformador de $127 V_{RMS}$ a $24 V_{CD}$ de dos derivaciones, mientras que en el conector $J4$ se tienen las salidas de $+15 V$ y de $-15 V$ con su respectiva referencia en común.

De la misma manera que en el caso anterior, al bloque $J2$ del esquema eléctrico de la fuente de alimentación de $+15 V$ que se muestra en la Figura C-2, se conecta un transformador de $127 V_{RMS}$ a $24 V_{CD}$. Del conector $J3$ se podrán extraer los $+15 V$.

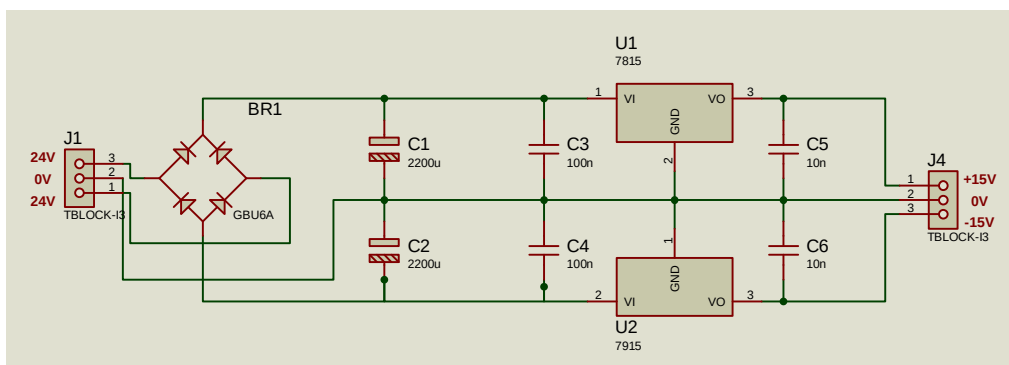


Figura C-1. Esquema Eléctrico de Fuente de Alimentación de $\pm 15V$

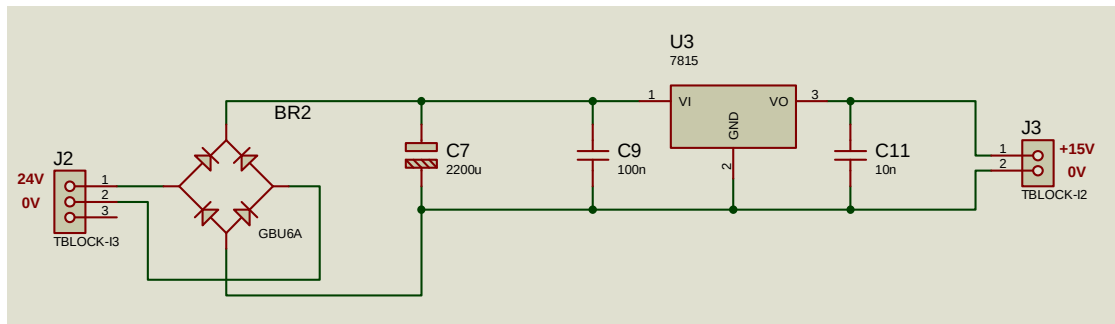


Figura C-2. Esquema Eléctrico de Fuente de Alimentación de +15V

C.3 Materiales

Los componentes necesarios para la implementación de una tarjeta electrónica que contenga las fuentes descritas tanto por el esquema de la Figura C-1 como por de la Figura C-2 se concentran en la Tabla C-1.

Tabla C-1. Liste de Material para la Implementación de las Fuentes de Alimentación

COMPONENTE	TERMINO	PARÁMETROS	MODELO
Capacitor Electrolítico	C1, C2, C7	2200 μF 50 V	-
Capacitor Cerámico	C3, C4, C9	100 nF 50 V	-
Capacitor Cerámico	C5, C6, C11	10 nF 50 V	-
Conector de 2 ó 3 Puntos	J1, J2, J3, J4	-	-
Puente Rectificador Monofásico	BR1, BR2	140 V_{RMS} 4 A	KBL02
Rectificador de Voltaje	U1, U3	15 V	LM7815
Rectificador Negativo de Voltaje	U2	-15 V	LM7915
Trasformador	TR1, TR2	127 V_{RMS} - 24 V_{CD} 500 mA	

Las hojas de especificaciones técnicas correspondientes a los tres componentes que proporcionan un modelo en la lista anterior, pueden ser consultadas en el Apéndice D.

C.4 Diseño del PCB

En este caso, se emplea el software *Ares PCB Layout* de *Proteus Design Suite*, para la elaboración del circuito impreso correspondiente a los esquemas eléctricos de la Figura C-1 y la Figura C-2.

Una imagen del diseño terminado del circuito impreso se expone en la Figura C-3. En rojo se observa el borde de la tarjeta; en cian la distribución de cada uno de los componentes enlistados en la Tabla C-1; en magenta la posición de las terminales de cada componente y en azul las pistas que conforman los circuitos.



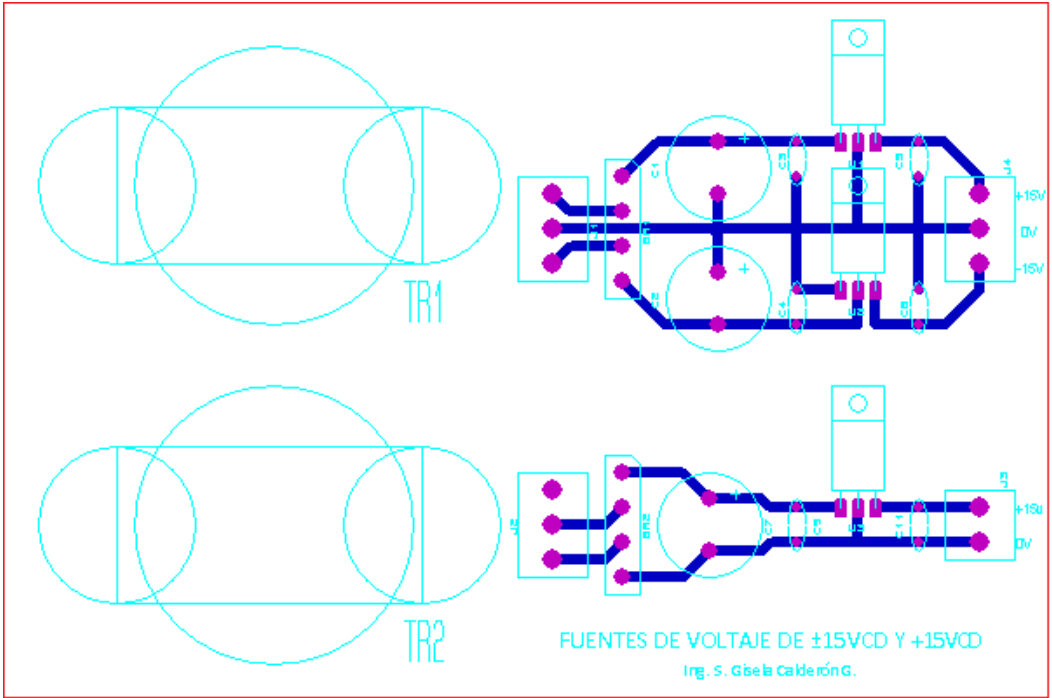


Figura C-3. Imagen del PCB para las Fuentes de Alimentación

C.5 Tarjeta de Fuentes de Alimentación

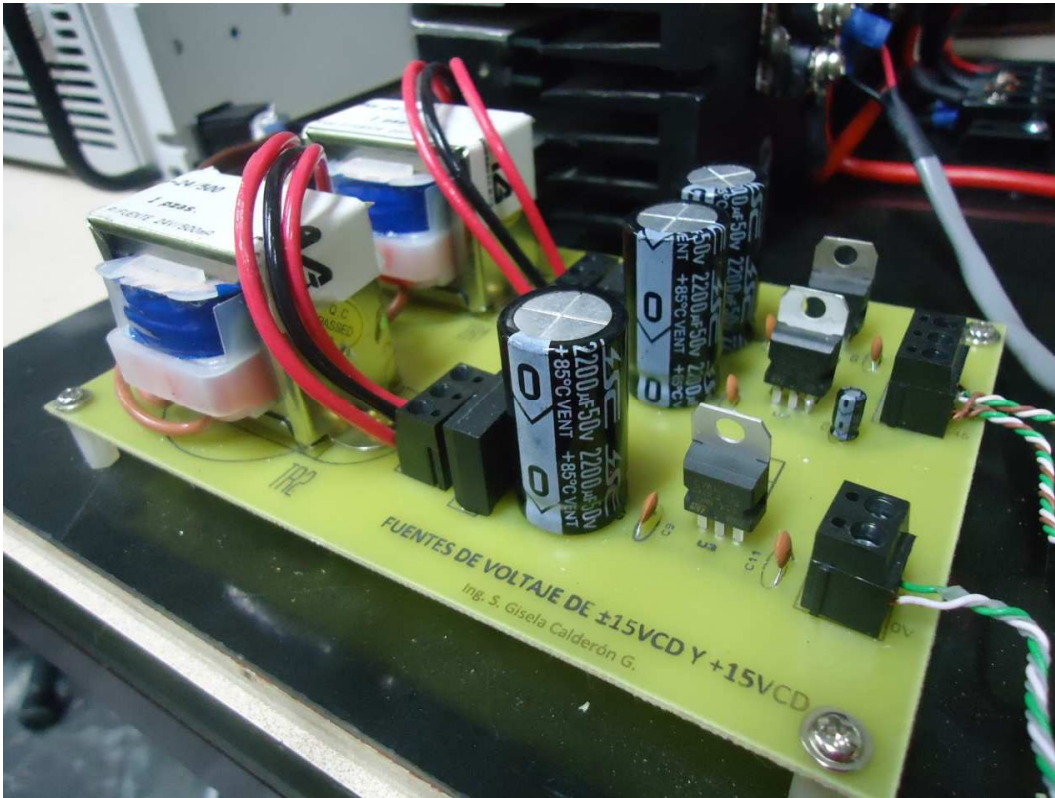


Figura C-4. Imagen de la Implementación de las Fuentes de Alimentación



APÉNDICE C

Después de grabar el circuito impreso en una tablilla de $10 \times 15 \text{ cm}$ de una sola cara, hacer las perforaciones necesarias, soldar los componentes y conectar los transformadores, se obtiene la tarjeta de fuentes de alimentación que se muestra en la Figura C-4.

A pesar de que la segunda derivación de voltaje secundario del transformador $TR2$ no se emplea, se enchufa al punto 3 del conector $J2$, con la finalidad de que no represente ningún riesgo para el usuario.

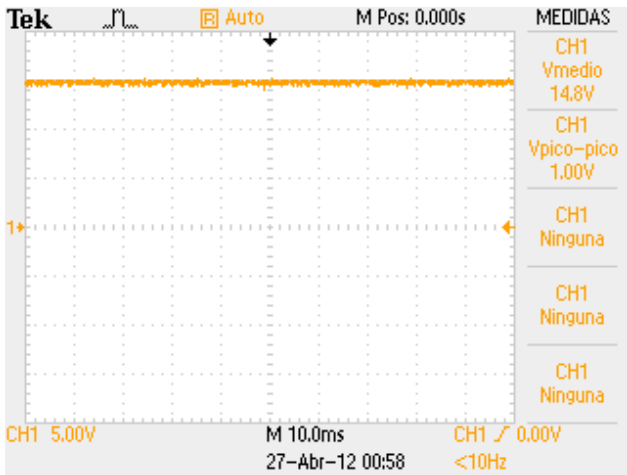
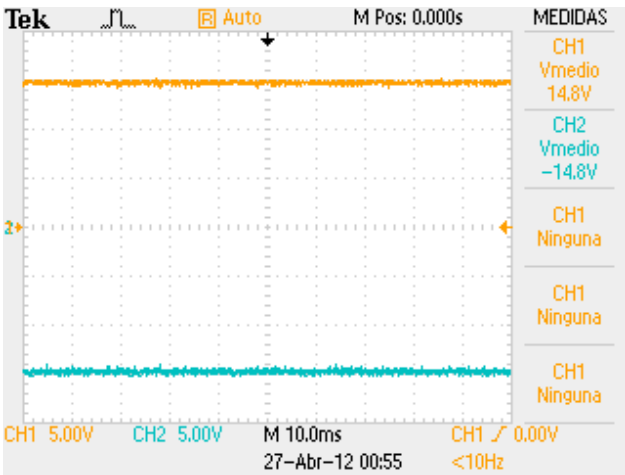
Tanto en transformador $TR1$ como el $TR2$ pueden ser alimentados de una misma toma de $127 V_{RMS}$.

C.6 Resultados Experimentales

En la Figura C-5 muestra las señales de voltaje que se adquieren de la fuente de alimentación simétrica de $\pm 15 \text{ V}$ cuando es probada en vacío.

Por su parte, la Figura C-6 expone la señal de voltaje que se consigue de la fuente de alimentación de $+15 \text{ V}$ al realizarle pruebas en vacío.

Se aprecia que en ninguno de los dos casos se obtienen con exactitud las señales de voltaje esperadas, sin embargo los voltajes logrados son suficientes para hacer funcionar todos los componentes que conforman en sistema de control del convertidor CD/CD reductor.



APÉNDICE D.

HOJAS DE DATOS

D.1 Componentes del Puente Rectificador a Diodos

Este apartado contiene las fichas técnicas del puente rectificador y los termistores seleccionados para conformar el puente rectificador a diodos

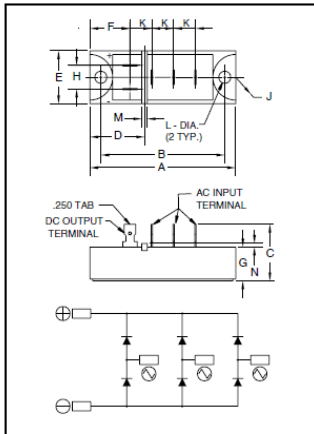
D.1.1 Puente Rectificador a Diodos Trifásico



Powerex, Inc., 200 Hillis Street, Youngwood, Pennsylvania 15697-1800 (724) 925-7272

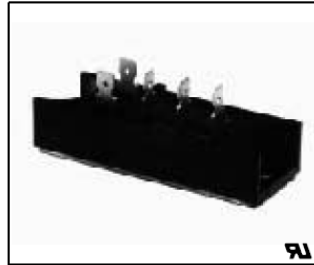
ME701203
ME701603

**Three-Phase
Diode Bridge Modules**
30 Amperes/1200-1600 Volts



Outline Drawing

Dimension	Inches	Millimeters
A	3.150	80
B	2.677±0.012	68±0.3
C	1.220	31
D	1.181	30
E	1.142	29
F	0.866	22
G	0.728	18.5
H	0.512	13
J	0.492 R	R12.5
K	0.472	12
L	0.256±0.008 Dia.	Dia. 6.5±0.2
M	0.118	3
N	0.079	2



ME701203, ME701603
Three-Phase Diode Bridge Modules
30 Amperes/1200-1600 Volts

Description:

Powerex Three-Phase Diode Bridge Modules are designed for use in three-phase bridge application. The modules are isolated consisting of six rectifier diodes. These ME70 Modules have been tested and recognized by Underwriters Laboratories (QQX2 Power Switching Semiconductors).

Features:

Isolated Mounting

Planar Chips

UL Recognized 

Applications:

Inverters

DC Power Supplies

AC Motor Control Front End

Ordering Information:

Select the complete eight digit module part number you desire from the table below.

Example: ME701603 is a 1600 Volt, 30 Ampere Three-Phase Diode Bridge Module.

Type	Voltage Volts (x100)	Current Rating Amperes (x10)
ME70	12	03
	16	



Powerex, Inc., 200 Hillis Street, Youngwood, Pennsylvania 15697-1800 (724) 925-7272

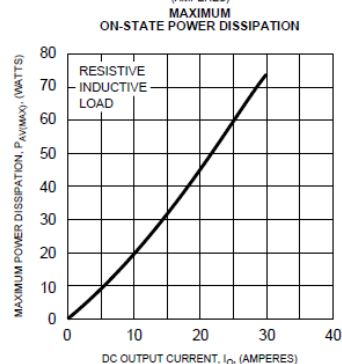
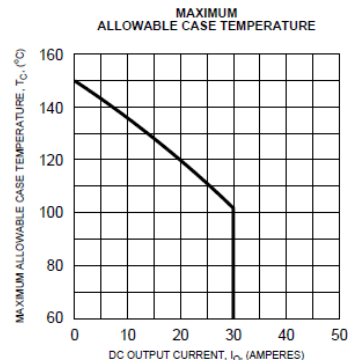
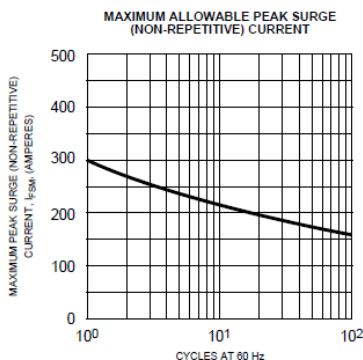
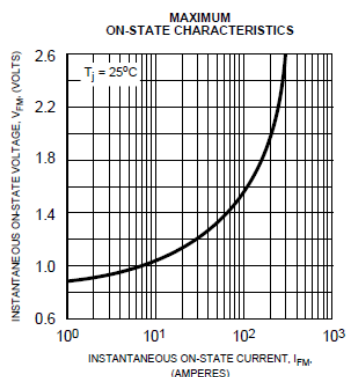
ME701203, ME701603
Three-Phase Diode Bridge Modules
 30 Amperes/1200-1600 Volts

Absolute Maximum Ratings

Characteristics	Symbol	ME701203	ME701603	Units
Peak Reverse Blocking Voltage	V_{RRM}	1200	1600	Volts
Transient Peak Reverse Blocking Voltage (Non-Repetitive), $t < 5ms$	V_{RSM}	1350	1700	Volts
DC Reverse Blocking Voltage	$V_{R(DC)}$	960	1280	Volts
DC Output Current, $T_C = 103^\circ C$	I_O	30	30	Amperes
Peak One-Cycle Surge (Non-Repetitive) On-State Current (60Hz)	I_{FSM}	300	300	Amperes
Peak One-Cycle Surge (Non-Repetitive) On-State Current (50Hz)	I_{FSM}	275	275	Amperes
I^2t (for Fusing), 8.3 milliseconds	I^2t	375	375	A ² sec
Storage Temperature	T_{STG}	-40 to 125	-40 to 125	$^\circ C$
Operating Temperature	T_J	-40 to 150	-40 to 125	$^\circ C$
Maximum Mounting Torque M6 Mounting Screw	—	26	26	in.-lb.
Module Weight (Typical)	—	120	120	Grams
V Isolation	V_{RMS}	2500	2500	Volts

Electrical and Thermal Characteristics, $T_J = 25^\circ C$ unless otherwise specified

Characteristics	Symbol	Test Conditions	ME701203/ME701603	Units
Blocking State Maximums				
Reverse Leakage Current, Peak	I_{RRM}	$T_J = 150^\circ C, V_{RRM} = \text{Rated}$	2.0	mA
Conducting State Maximums				
Peak On-State Voltage	V_{FM}	$I_{FM} = 30A$	1.25	Volts
Thermal Maximums				
Thermal Resistance, Junction-to-Case	$R_{\theta(J-C)}$	Per Module	0.7	$^\circ C/Watt$
Thermal Resistance, Case-to-Sink (Lubricated)	$R_{\theta(C-S)}$	Per Module	0.1	$^\circ C/Watt$



D.1.2 Termistor

Ametherm SL32 1R030 ---1 ohm / 30 Amp Inrush Current Limiter Data Sheet

Página 1 de 1

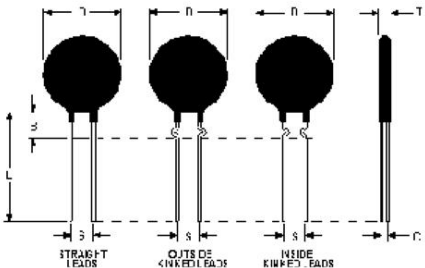


SL32 1R030

135

Mechanical Specifications (mm)

D:	31.00
T:	5.00
Lead Diameter:	1.00
A:	7.80
L:	38.00
Coating Run Down	5.00
Straight Lead	
B:	7.80
C:	3.82



Electrical Specifications

Resistance:	1 ± 20%
Max Steady State Current up to 25°C	30 A
Max Recommended Energy	160 J
Actual Energy Failure	270 J
Max Capacitance @ 120 VAC:	11114 µ
Max Capacitance @ 240 VAC:	2778 µ
Max Capacitance @ 480 VAC:	0 µ
Max Capacitance @ 680 VAC:	0 µ
Resistance @ 100% Max Current:	0.01 ohm
Resistance @ 50% Max Current:	0.05 ohm
Body Temperature @ Max Current	214°C
Dissipation Constant:	45.4 mw/°C
Thermal Time Constant:	245 mw/s
Material Type (for Beta and Curve)	C



SL32 1R030	
Date: 11/11/2008	Drawn By: Erin Landis
Ametherm, Inc. 3111 N. Deer Run Road Carson City, NV 89701 www.ametherm.com	Approved By: Mehdi Samii
	Revision: a



D.2 Componentes del Banco de Supercapacitores

Se presenta la ficha técnica de los módulos de supercapacitores para los que se ha diseñado el cargador a corriente constante.

D.2.1 Supercapacitores

136

DATASHEET
48V MODULES
BOOSTCAP[®]
ULTRACAPACITOR

FEATURES AND BENEFITS

- Compact, rugged, fully enclosed splash proof design
- Highest power performance available
- Individually balanced cells
- Over 1,000,000 duty cycles
- Ultra-low internal resistance
- Voltage & temperature sensor output included

TYPICAL APPLICATIONS

- Automotive
- Industrial
- Telecommunications
- Bus, Train
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)



PRODUCT SPECIFICATIONS

ELECTRICAL	BMOD0083	BMOD0110	BMOD0165
Rated Capacitance ¹	83 F	110 F	165 F
Minimum Capacitance, initial ¹	83 F	110 F	165 F
Maximum ESR _{DC} , initial ¹	10 mΩ	8.1 mΩ	6.3 mΩ
Rated Voltage	48 V	48 V	48 V
Absolute Maximum Voltage ¹⁵	51 V	51 V	51 V
Maximum Continuous Current ($\Delta T = 15^{\circ}\text{C}$) ²	61 A _{RMS}	68 A _{RMS}	77 A _{RMS}
Maximum Continuous Current ($\Delta T = 40^{\circ}\text{C}$) ²	100 A _{RMS}	110 A _{RMS}	130 A _{RMS}
Maximum Peak Current, 1 second ³	1,100 A	1,400 A	1,900 A
Leakage Current, maximum (B01 Suffix - VMS 2.0) ⁴	3.0 mA	4.2 mA	5.2 mA
Leakage Current, maximum (B02 Suffix - Passive Balancing) ⁴	N/A	N/A	N/A
Maximum Series Voltage	750 V	750 V	750 V
TEMPERATURE			
Operating Temperature (Ambient temperature)			
Minimum	-40°C	-40°C	-40°C
Maximum	65°C	65°C	65°C
Storage Temperature (Stored uncharged)			
Minimum	-40°C	-40°C	-40°C
Maximum	70°C	70°C	70°C



PRODUCT SPECIFICATIONS (Cont'd)

PHYSICAL	BMOD0083	BMOD0110	BMOD0165
Mass, typical	10.3 kg	11.3 kg	13.5 kg
Power Terminals	M8/M10	M8/M10	M8/M10
Recommended Torque - Terminal	20/30 Nm	20/30 Nm	20/30 Nm
Vibration Specification	SAE J2380 ISO16750-2, T14	SAE J2380 ISO16750-2, T14	SAE J2380 ISO16750-2, T14
Shock Specification	SAE J2464	SAE J2464	SAE J2464
Environmental Protection	IP65	IP65	IP65
Cooling	Natural Convection	Natural Convection	Natural Convection
MONITORING / CELL VOLTAGE MANAGEMENT			
Internal Temperature Sensor	NTC Thermistor	NTC Thermistor	NTC Thermistor
Temperature Interface	Analog	Analog	Analog
Cell Voltage Monitoring	Overvoltage Alarm	Overvoltage Alarm	Overvoltage Alarm
Connector	Deutsch DTM	Deutsch DTM	Deutsch DTM
Cell Voltage Management	VMS 2.0	VMS 2.0	VMS 2.0
POWER & ENERGY			
Usable Specific Power, P_d^5	2,700 W/kg	3,000 W/kg	3,300 W/kg
Impedance Match Specific Power, P_{max}^6	5,600 W/kg	6,300 W/kg	6,800 W/kg
Specific Energy, E_{max}^7	2.6 Wh/kg	3.1 Wh/kg	3.9 Wh/kg
Stored Energy ⁸	26.6 Wh	35.2 Wh	52.8 Wh
LIFE			
High Temperature ¹ (at Rated Voltage & Maximum Operating Temperature)	1,500 hours	1,500 hours	1,500 hours
Capacitance Change (% decrease from minimum initial value)	20%	20%	20%
ESR Change (% increase from maximum initial value)	100%	100%	100%
Room Temperature ¹ (at Rated Voltage & 25°C)	10 years	10 years	10 years
Capacitance Change (% decrease from minimum initial value)	20%	20%	20%
ESR Change (% increase from maximum initial value)	100%	100%	100%



PRODUCT SPECIFICATIONS (Cont'd)

	BMOD0083	BMOD0110	BMOD0165
Cycle Life ^{1,9}	1,000,000 cycles	1,000,000 cycles	1,000,000 cycles
Capacitance Change (% decrease from minimum initial value)	20%	20%	20%
ESR Change (% increase from maximum initial value)	100%	100%	100%
Test Current	100 A	100 A	100 A
Shelf Life ^{1,10} (Stored uncharged up to a maximum storage temperature)	2 years	2 years	2 years

SAFETY

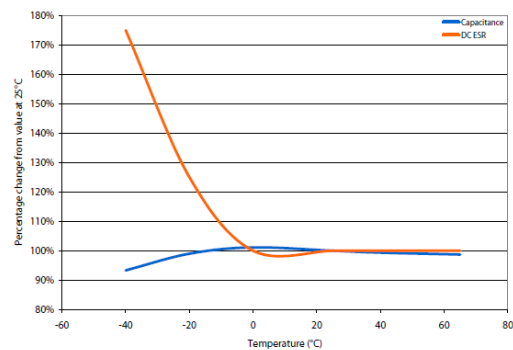
Short Circuit Current, typical (Current possible with short circuit from rated voltage. Do not use as an operating current.)	4,800 A	5,900 A	7,600 A
Factory High-Pot Test ¹⁴	2,500 V DC	2,500 V DC	2,500 V DC
Certifications	RoHS	RoHS	RoHS UL810a (150 Volts)

TYPICAL CHARACTERISTICS

THERMAL CHARACTERISTICS

Thermal Resistance (R_{cm} , One Cell Case to Module Case), typical ²	1°C/W	1°C/W	1°C/W
Thermal Resistance (R_{ma} , Module Case to Ambient), typical	0.30°C/W	0.25°C/W	0.25°C/W
Thermal Resistance (R_{ca} , All Cell Cases to Ambient), typical	0.40°C/W	0.40°C/W	0.40°C/W
Thermal Capacitance (C_{th}), typical ²	7,675 J/°C	9,295 J/°C	12,715 J/°C

ESR AND CAPACITANCE VS TEMPERATURE



NOTES

1. Capacitance and ESR_{DC} measured at 25°C per Document Number 1007239 available at www.maxwell.com.
2. Per Maxwell Document 1007239 available at www.maxwell.com.
3. Maximum Peak current (1 sec) = $\frac{\frac{1}{2} CV}{C \times ESR_{DC} + 1}$
4. After 72 hours at 25°C and rated voltage. Initial leakage current can be higher.
5. Per IEC 62391-2, $P_d = \frac{0.12V^2}{ESR_{DC} \times \text{mass}}$
6. $P_{max} = \frac{V^2}{4 \times ESR_{DC} \times \text{mass}}$
7. $E_{max} = \frac{\frac{1}{2} CV^2}{3,600 \times \text{mass}}$
8. $E_{stored} = \frac{1}{2} CV^2$
9. Cycle per Document Number 1007239 available at www.maxwell.com.
10. No more than 10% decrease in capacitance from minimum initial capacitance or 50% increase in ESR from maximum initial ESR.
11. Tested at 1 kV DC.
12. For a given application, sufficient cooling must be provided to keep cell case temperatures below 65°. See R_{th} .
13. Without fan. With fan, mass is 63.4 kg.
14. Duration = 60 seconds. Not intended as an operating parameter.
15. Absolute maximum voltage non repeated, not to exceed 1 second.

MOUNTING RECOMMENDATIONS

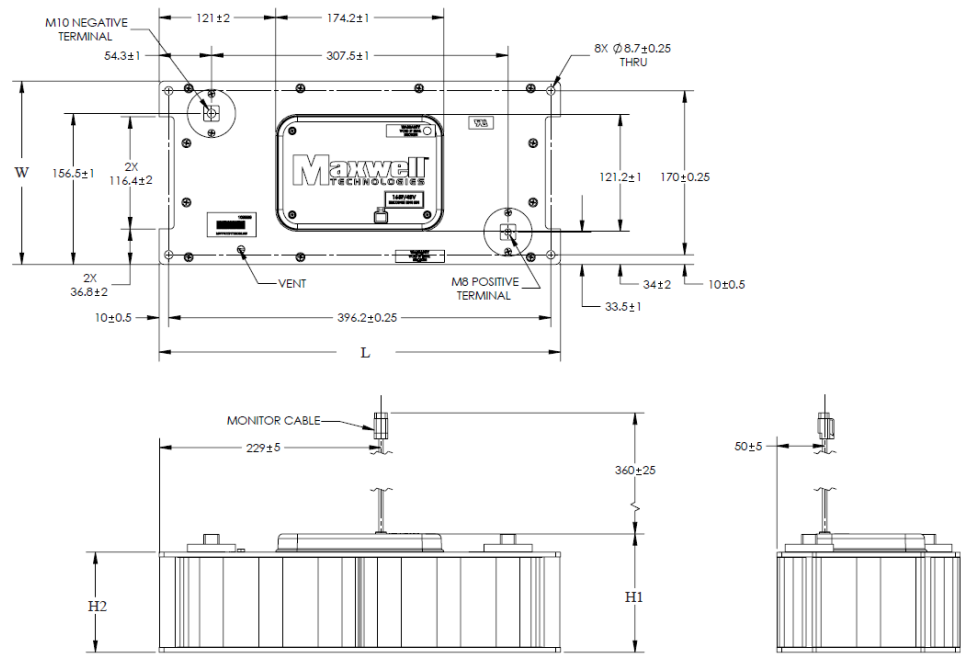
Please refer to the user manual for installation recommendations

MARKINGS

Products are marked with the following information: Rated capacitance, rated voltage, product number, name of manufacturer, positive and negative terminal, warning marking, serial number.



BMOD0083/110 P048



Part Description	Dimensions (mm)				Package Quantity
	L (max)	W (max)	H1 (max)	H2 (max)	
BMOD0083 P048 B01	418	191	179	104	1
BMOD0110 P048 B01	418	191	143	121	1

Product dimensions are for reference only unless otherwise identified. Product dimensions and specifications may change without notice. Please contact Maxwell Technologies directly for any technical specifications critical to application.



Figure 1: Mechanical drawing of the Maxwel Technologies battery pack. The drawing shows the top and bottom views of the pack. The top view includes dimensions for width (W), length (L), and height (H1). Key features include an M10 NEGATIVE TERMINAL (54.3±1), an M8 POSITIVE TERMINAL (34±2), a VENT, and a MONITOR CABLE. The bottom view shows the battery cells with dimensions for height (H2) and various other measurements (10±0.5, 36.8±2, 396.2±0.25, 33.5±1, 121±2, 174.2±1, 307.5±1, 121.2±1, 170±0.25, 10±0.5). The Maxwel Technologies logo is visible on the top view.

Part Description	Dimensions (mm)				Package Quantity
	L (max)	W (max)	H1 (max)	H2 (max)	
BMOD0165 P048 B01	418	194	179	157	1

Product dimensions are for reference only unless otherwise identified. Product dimensions and specifications may change without notice. Please contact Maxwell Technologies directly for any technical specifications critical to application. All products featured on this datasheet are covered by the following U.S. patents and their respective foreign counterparts: 7511942, 7307830, 7203056, 7027290, 7.352.558, 7.295.423, 7.090.946, 7.508.651, 7.492.571, 7.342.770, 6.643.119, 7.384.433, 7.147.674, 7.317.609, 7.495.349, 7.102.877.



Maxwell Technologies, Inc.
Shanghai Representative Office
 13E, CR Times Square
 500 Zhangyang Road, Pudong
 Shanghai 200122, P.R. China
 Tel: +86 21 5836 8780
 Fax: +86 21 5836 8790



D.3 Componentes del Convertidor CD/CD Reductor

Las fichas técnicas del MOSFET y el diodo ultrarrápido que conforman el convertidor CD/CD se exponen para su consulta en este apartado.

D.3.1 MOSFET

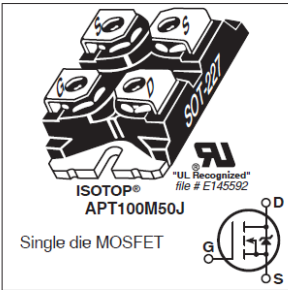


APT100M50J

500V, 100A, 0.038Ω Max

N-Channel MOSFET

Power MOS 8™ is a high speed, high voltage N-channel switch-mode power MOSFET. A proprietary planar stripe design yields excellent reliability and manufacturability. Low switching loss is achieved with low input capacitance and ultra low C_{rss} "Miller" capacitance. The intrinsic gate resistance and capacitance of the poly-silicon gate structure help control slew rates during switching, resulting in low EMI and reliable paralleling, even when switching at very high frequency. Reliability in flyback, boost, forward, and other circuits is enhanced by the high avalanche energy capability.



FEATURES

- Fast switching with low EMI/RFI
- Low $R_{DS(on)}$
- Ultra low C_{rss} for improved noise immunity
- Low gate charge
- Avalanche energy rated
- RoHS compliant

TYPICAL APPLICATIONS

- PFC and other boost converter
- Buck converter
- Two switch forward (asymmetrical bridge)
- Single switch forward
- Flyback
- Inverters

Absolute Maximum Ratings

Symbol	Parameter	Ratings	Unit
I_D	Continuous Drain Current @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	100	A
	Continuous Drain Current @ $T_C = 100^\circ\text{C}$	64	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ^①	490	
V_{GS}	Gate-Source Voltage	± 30	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ^②	3350	mJ
I_{AR}	Avalanche Current, Repetitive or Non-Repetitive	75	A

Thermal and Mechanical Characteristics

Symbol	Characteristic	Min	Typ	Max	Unit
P_D	Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$			960	W
$R_{\theta JC}$	Junction to Case Thermal Resistance			0.13	$^\circ\text{C/W}$
$R_{\theta CS}$	Case to Sink Thermal Resistance, Flat, Greased Surface		0.15		
T_J, T_{STG}	Operating and Storage Junction Temperature Range	-55		150	$^\circ\text{C}$
$V_{Isolation}$	RMS Voltage (50-60Hz Sinusoidal Waveform from Terminals to Mounting Base for 1 Min.)	2500			V
W_T	Package Weight		1.03		oz
			29.2		g
Torque	Terminals and Mounting Screws.			10	in-lbf
				1.1	N-m

Microsemi Website - <http://www.microsemi.com>



Static Characteristics $T_J = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified APT100M50J

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
$V_{BR(DSS)}$	Drain-Source Breakdown Voltage	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$	500			V
$\Delta V_{BR(DSS)}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temperature Coefficient	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D = 250\mu A$		0.60		V/°C
$R_{DS(on)}$	Drain-Source On Resistance ^③	$V_{GS} = 10V, I_D = 75A$		0.030	0.038	Ω
$V_{GS(th)}$	Gate-Source Threshold Voltage	$V_{GS} = V_{DS}, I_D = 5mA$	3	4	5	V
$\Delta V_{GS(th)}/\Delta T_J$	Threshold Voltage Temperature Coefficient			-10		mV/°C
I_{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current	$V_{DS} = 500V, T_J = 25^\circ\text{C}$ $V_{GS} = 0V, T_J = 125^\circ\text{C}$			100 500	μA
I_{GSS}	Gate-Source Leakage Current	$V_{GS} = \pm 30V$			± 100	nA

Dynamic Characteristics $T_J = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
g_{fs}	Forward Transconductance	$V_{DS} = 50V, I_D = 75A$		115		S
C_{iss}	Input Capacitance	$V_{GS} = 0V, V_{DS} = 25V$ $f = 1MHz$		24600		pF
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance			330		
C_{oss}	Output Capacitance			2645		
$C_{o(cr)}^{④}$	Effective Output Capacitance, Charge Related	$V_{GS} = 0V, V_{DS} = 0V \text{ to } 333V$		1535		
$C_{o(er)}^{⑤}$	Effective Output Capacitance, Energy Related			775		
Q_g	Total Gate Charge	$V_{GS} = 0 \text{ to } 10V, I_D = 75A,$ $V_{DS} = 250V$		620		nC
Q_{gs}	Gate-Source Charge			140		
Q_{gd}	Gate-Drain Charge			280		
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	Resistive Switching $V_{DD} = 333V, I_D = 75A$ $R_G = 2.2\Omega^{⑥}, V_{GG} = 15V$		105		ns
t_r	Current Rise Time			125		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time			280		
t_f	Current Fall Time			90		

Source-Drain Diode Characteristics

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode (body diode)			100	A
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ^①				490	
V_{SD}	Diode Forward Voltage	$I_{SD} = 75A, T_J = 25^\circ\text{C}, V_{GS} = 0V$			1.0	V
t_{rr}	Reverse Recovery Time	$I_{SD} = 75A^{②}$		855		ns
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	$di_{SD}/dt = 100A/\mu s, T_J = 25^\circ\text{C}$		35		μC
dv/dt	Peak Recovery dv/dt	$I_{SD} \leq 75A, di/dt \leq 1000A/\mu s, V_{DD} = 100V, T_J = 125^\circ\text{C}$			8	V/ns

① Repetitive Rating: Pulse width and case temperature limited by maximum junction temperature.

② Starting at $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 1.19mH$, $R_G = 2.2\Omega$, $I_{AS} = 75A$.

③ Pulse test: Pulse Width $< 380\mu s$, duty cycle $< 2\%$.

④ $C_{o(cr)}$ is defined as a fixed capacitance with the same stored charge as C_{OSS} with $V_{DS} = 67\%$ of $V_{(BR)DSS}$.

⑤ $C_{o(er)}$ is defined as a fixed capacitance with the same stored energy as C_{OSS} with $V_{DS} = 67\%$ of $V_{(BR)DSS}$. To calculate $C_{o(er)}$ for any value of V_{DS} less than $V_{(BR)DSS}$, use this equation: $C_{o(er)} = -5.71E-7V_{DS}^2 + 1.33E-7V_{DS} + 3.80E-10$.

⑥ R_G is external gate resistance, not including internal gate resistance or gate driver impedance. (MIC4452)

Microsemi reserves the right to change, without notice, the specifications and information contained herein.



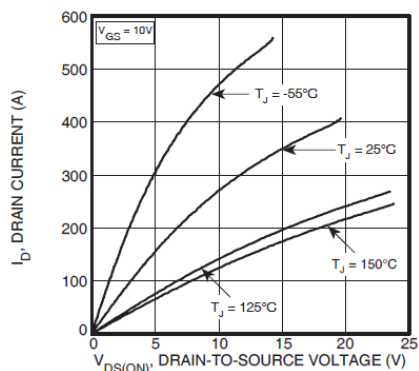


Figure 1, Output Characteristics

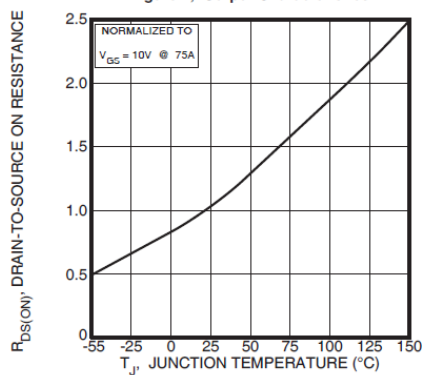


Figure 3, $R_{DS(ON)}$ vs Junction Temperature

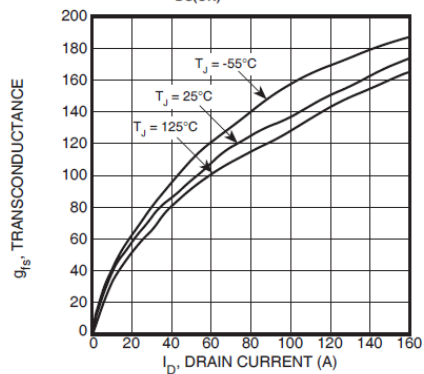


Figure 5, Gain vs Drain Current

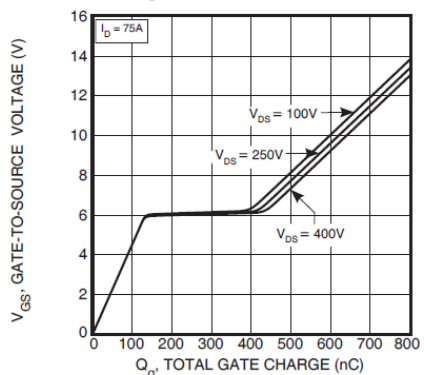


Figure 7, Gate Charge vs Gate-to-Source Voltage

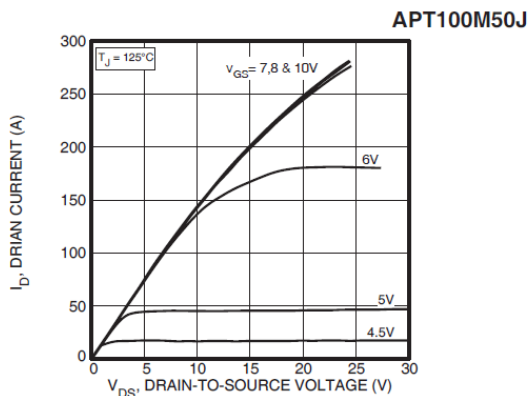


Figure 2, Output Characteristics

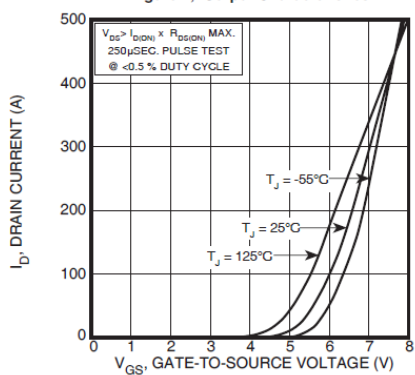


Figure 4, Transfer Characteristics

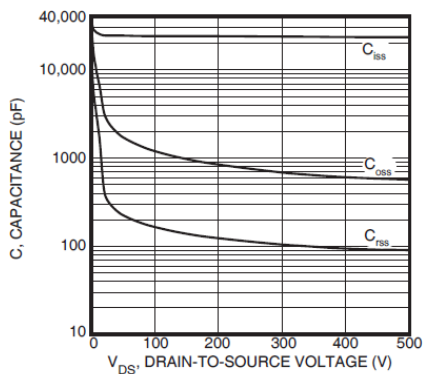


Figure 6, Capacitance vs Drain-to-Source Voltage

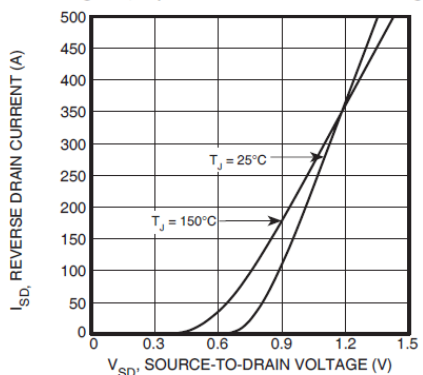


Figure 8, Reverse Drain Current vs Source-to-Drain Voltage



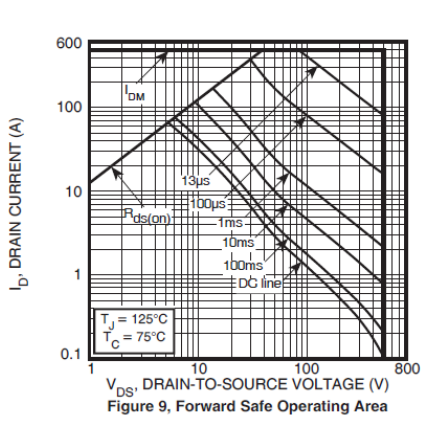


Figure 9, Forward Safe Operating Area

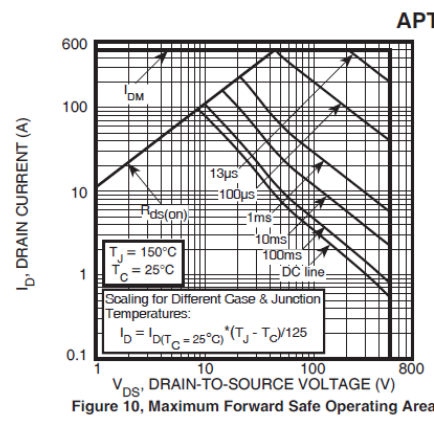


Figure 10, Maximum Forward Safe Operating Area

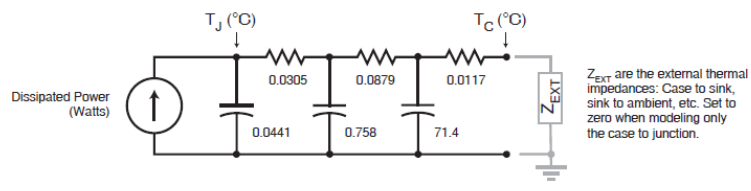


Figure 11, Transient Thermal Impedance Model

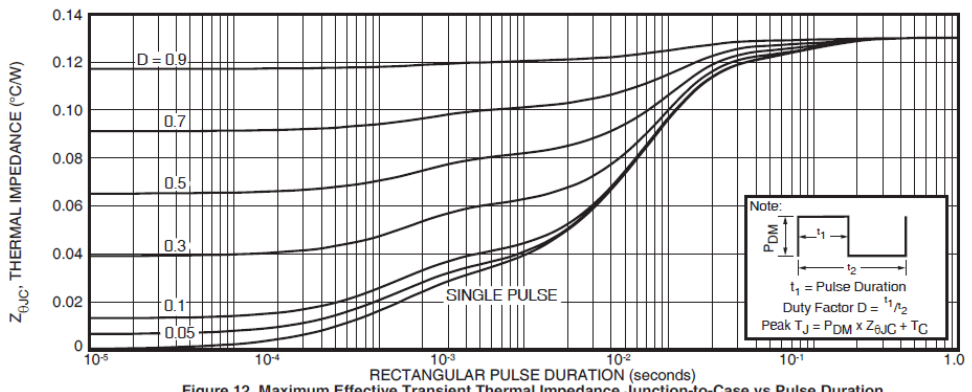
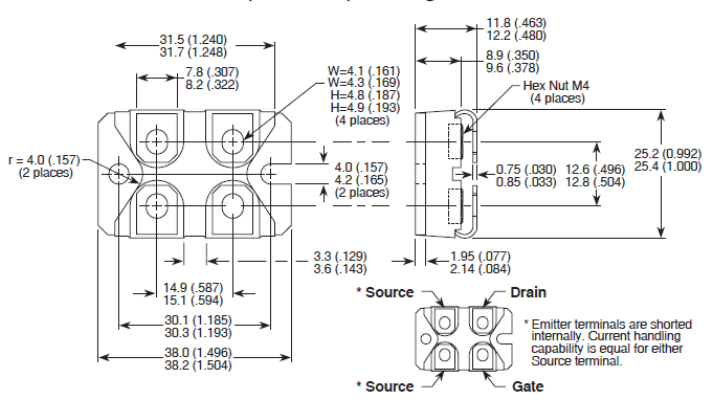


Figure 12, Maximum Effective Transient Thermal Impedance Junction-to-Case vs Pulse Duration

SOT-227 (ISOTOP®) Package Outline



ISOTOP® is a registered trademark of ST Microelectronics NV. Microsemi's products are covered by one or more of U.S. patents 4,895,810 5,045,903 5,089,434 5,182,234 5,019,522 5,262,336 6,503,786 5,256,583 4,748,103 5,283,202 5,231,474 5,434,095 5,528,058 and foreign patents. US and Foreign patents pending. All Rights Reserved.



D.3.2 Diodo



UFB200FA40P

Vishay Semiconductors

146

Insulated Ultrafast Rectifier Module, 200 A



SOT-227

FEATURES

- Two fully independent diodes
- Ceramic fully insulated package ($V_{ISOL} = 2500\text{ V}_{AC}$)
- Ultrafast reverse recovery
- Ultrasoft reverse recovery current shape
- Low forward voltage
- Optimized for power conversion: welding and industrial SMPS applications
- Industry standard outline
- Plug-in compatible with other SOT-227 packages
- Easy to assemble
- Direct mounting to heatsink
- UL approved file E78996 
- Compliant to RoHS directive 2002/95/EC
- Designed and qualified for industrial level



RoHS
COMPLIANT

PRODUCT SUMMARY	
V_R	400 V
$I_{F(AV)}^{(1)}$ at $T_C = 87\text{ }^\circ\text{C}$ per module	200 A
t_{rr}	60 ns

Note

⁽¹⁾ Maximum I_{RMS} current admitted 100 A to do not exceed the maximum temperature of terminals

DESCRIPTION

The UFB200FA40P insulated modules integrate two state of the art ultrafast recovery rectifiers in the compact, industry standard SOT-227 package. The planar structure of the diodes, and the platinum doping life time control, provide a ultrasoft recovery current shape, together with the best overall performance, ruggedness and reliability characteristics.

These devices are thus intended for high frequency applications in which the switching energy is designed not to be predominant portion of the total energy, such as in the output rectification stage of welding machines, SMPS, dc-to-dc converters. Their extremely optimized stored charge and low recovery current reduce both over dissipation in the switching elements (and snubbers) and EMI/RFI.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS				
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MAX.	UNITS
Cathode to anode voltage	V_R		400	V
Continuous forward current per diode	$I_F^{(1)}$	$T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$	202	A
		$T_C = 90\text{ }^\circ\text{C}$	117	
Single pulse forward current per diode	I_{FSM}	$T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$	1300	
Maximum power dissipation per module	P_D	$T_C = 90\text{ }^\circ\text{C}$	240	W
RMS isolation voltage	V_{ISOL}	Any terminal to case, $t = 1\text{ minute}$	2500	V
Operating junction and storage temperatures	T_J, T_{Stg}		- 55 to 150	$^\circ\text{C}$

Note

⁽¹⁾ Maximum I_{RMS} current admitted 100 A to do not exceed the maximum temperature of terminals



UFB200FA40P

Vishay Semiconductors

Insulated Ultrafast
Rectifier Module, 200 A

ELECTRICAL SPECIFICATIONS PER DIODE ($T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ unless otherwise specified)						
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
Cathode to anode breakdown voltage	V_{BR}	$I_R = 100\text{ }\mu\text{A}$	400	-	-	V
Forward voltage	V_{FM}	$I_F = 100\text{ A}$	-	1.04	1.24	
		$I_F = 100\text{ A}, T_J = 150\text{ }^{\circ}\text{C}$	-	0.94	1.00	
Reverse leakage current	I_{RM}	$V_R = V_R$ rated	-	-	50	μA
		$T_J = 150\text{ }^{\circ}\text{C}, V_R = V_R$ rated	-	-	4	mA
Junction capacitance	C_T	$V_R = 400\text{ V}$	-	100	-	pF

147

DYNAMIC RECOVERY CHARACTERISTICS PER DIODE ($T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ unless otherwise specified)						
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
Reverse recovery time	t_{rr}	$I_F = 1.0\text{ A}, di_F/dt = 200\text{ A}/\mu\text{s}, V_R = 30\text{ V}$	-	-	60	ns
		$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	-	93	-	
		$T_J = 125\text{ }^{\circ}\text{C}$	-	172	-	
Peak recovery current	I_{RRM}	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	-	10.5	-	A
		$T_J = 125\text{ }^{\circ}\text{C}$	-	20.2	-	
Reverse recovery charge	Q_{rr}	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	-	490	-	nC
		$T_J = 125\text{ }^{\circ}\text{C}$	-	1740	-	

THERMAL - MECHANICAL SPECIFICATIONS						
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
Junction to case, single leg conducting	R_{thJC}		-	-	0.5	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
Junction to case, both leg conducting			-	-	0.25	
Case to heatsink	R_{thCS}	Flat, greased surface	-	0.05	-	
Weight			-	30	-	g
Mounting torque			-	1.3	-	Nm





Insulated Ultrafast
Rectifier Module, 200 A

UFB200FA40P
Vishay Semiconductors

148

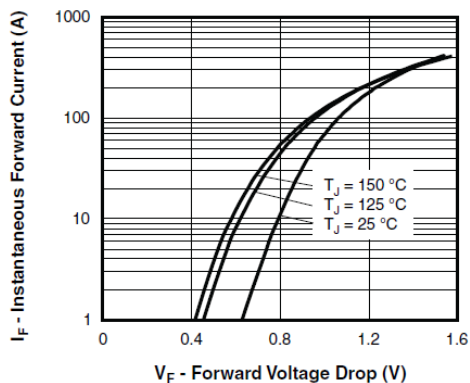


Fig. 1 - Typical Forward Voltage Drop Characteristics
(Per Diode)

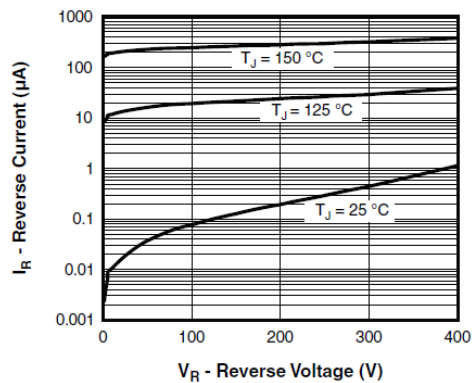


Fig. 2 - Typical Values of Reverse Current vs.
Reverse Voltage

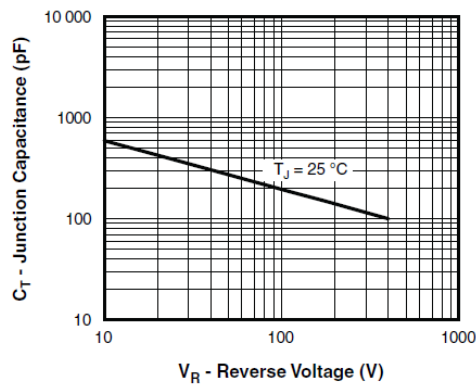


Fig. 3 - Typical Junction Capacitance vs. Reverse Voltage

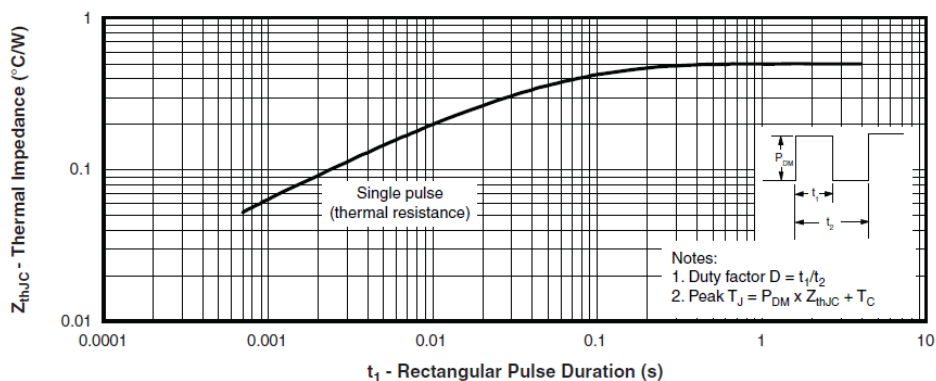


Fig. 4 - Maximum Thermal Impedance Z_{thJC} Characteristics (Per Diode)

UFB200FA40P

Vishay Semiconductors

Insulated Ultrafast
Rectifier Module, 200 A

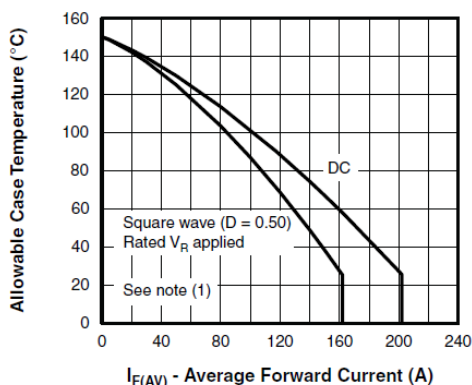


Fig. 5 - Maximum Allowable Case Temperature vs. Average Forward Current (Per Leg)

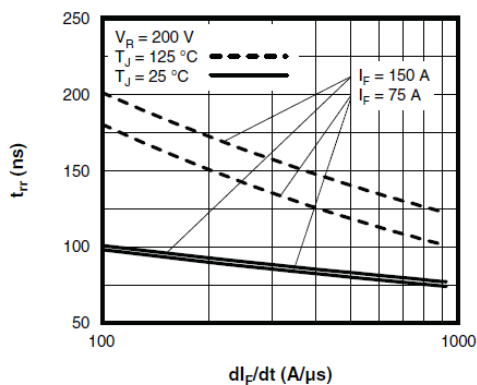


Fig. 7 - Typical Reverse Recovery Time vs. dI_F/dt

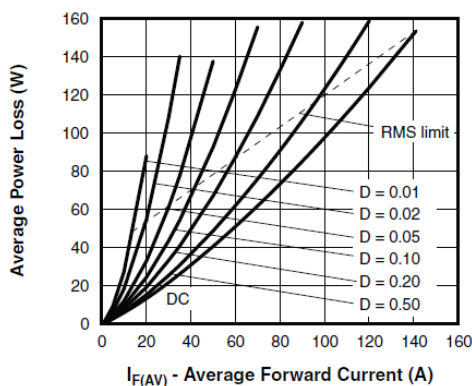


Fig. 6 - Forward Power Loss Characteristics (Per Leg)

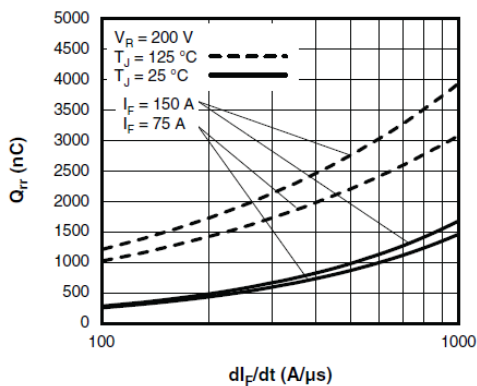


Fig. 8 - Typical Stored Charge vs. dI_F/dt

Note

- (1) Formula used: $T_C = T_J - (P_d + P_{dREV}) \times R_{thJC}$;
 P_d = Forward power loss = $I_{F(AV)} \times V_{FM}$ at $(I_{F(AV)}/D)$ (see fig. 6);
 P_{dREV} = Inverse power loss = $V_{R1} \times I_R (1 - D)$; I_R at $V_{R1} = 80\%$ rated V_R





UFB200FA40P

Insulated Ultrafast
Rectifier Module, 200 A

Vishay Semiconductors

150

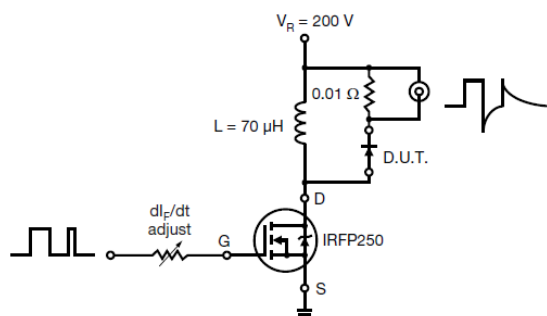
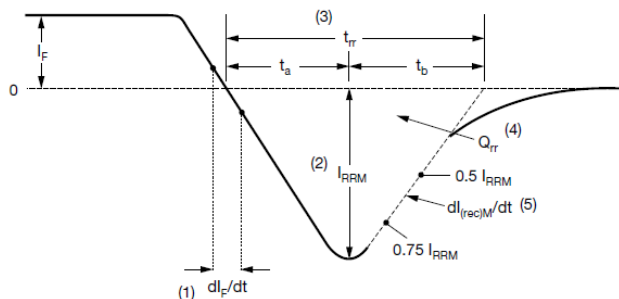


Fig. 9 - Reverse Recovery Parameter Test Circuit



- (1) dI_F/dt - rate of change of current through zero crossing
- (2) I_{RRM} - peak reverse recovery current
- (3) t_{rr} - reverse recovery time measured from zero crossing point of negative going I_F to point where a line passing through $0.75 I_{RRM}$ and $0.50 I_{RRM}$ extrapolated to zero current.
- (4) Q_{rr} - area under curve defined by t_{rr} and I_{RRM}
- (5) dI_{rec}/dt - peak rate of change of current during t_b portion of t_{rr}

$$Q_{rr} = \frac{t_{rr} \times I_{RRM}}{2}$$

Fig. 10 - Reverse Recovery Waveform and Definitions



UFB200FA40P

Vishay Semiconductors

Insulated Ultrafast
Rectifier Module, 200 A

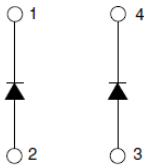


ORDERING INFORMATION TABLE

Device code	UF	B	200	F	A	40	P
	1	2	3	4	5	6	7
1	- Ultrafast rectifier						
2	- Ultrafast Pt diffused						
3	- Current rating (200 = 200 A)						
4	- Circuit configuration (2 separate diodes, parallel pin-out)						
5	- Package indicator (SOT-227 standard isolated base)						
6	- Voltage rating (40 = 400 V)						
7	- • None = Standard production • P = Lead (Pb)-free						

Quantity per tube is 10, M4 screw and washer included

CIRCUIT CONFIGURATION



LINKS TO RELATED DOCUMENTS	
Dimensions	www.vishay.com/doc?95036
Packaging information	www.vishay.com/doc?95037





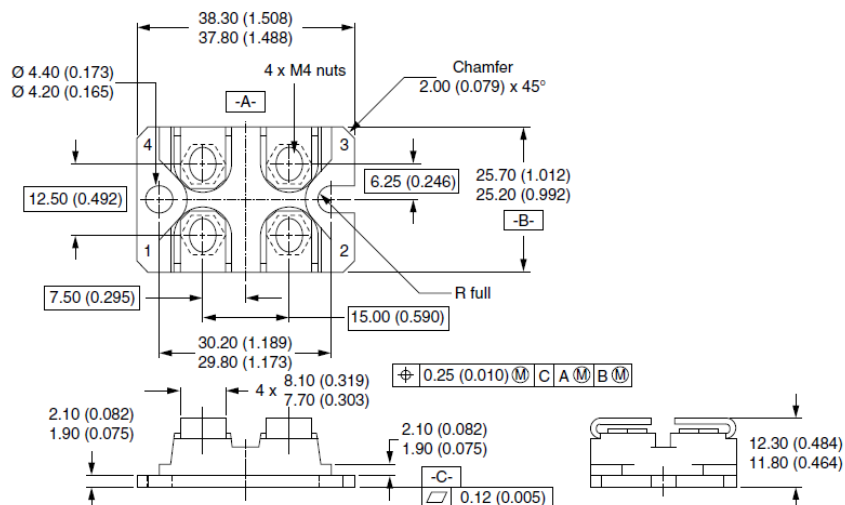
Outline Dimensions

Vishay Semiconductors

SOT-227

152

DIMENSIONS in millimeters (inches)



Notes

- Dimensioning and tolerancing per ANSI Y14.5M-1982
- Controlling dimension: millimeter



D.4 Componentes del Control de Convertidor CD/CD

Este apartado muestra las fichas técnicas de todos los circuitos integrados que conforman a etapa de control del convertidor CD/CD, además de mostrar también las fichas técnicas de los diodos.

D.4.1 Optoacoplador



Dual Channel, High Speed Optocouplers

Technical Data

HCPL-2530	HCPL-0530
HCPL-2531	HCPL-0531
HCPL-4534	HCPL-0534

Features

- 15 kV/μs Minimum Common Mode Transient Immunity at $V_{CM} = 1500\text{ V}$ (HCPL-4534/0534)
- High Speed: 1 Mb/s
- TTL Compatible
- Available in 8 Pin DIP, SO-8, and 8 Pin DIP – Gull Wing Surface Mount (Option 020) Packages
- High Density Packaging
- 3 MHz Bandwidth
- Open Collector Outputs
- Guaranteed Performance from 0°C to 70°C
- Safety Approval
UL Recognized – 2500 V rms for 1 minute (5000 V rms for 1 minute for Option 020) per UL1577
CSA Approved
- Single Channel Version Available (4502/3, 0452/3)
- MIL-STD-1772 Version Available (55XX/65XX/4N55)

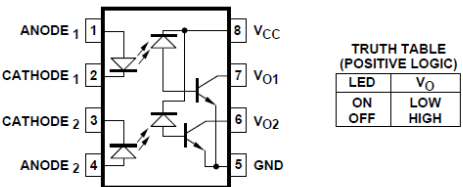
Applications

- Line Receivers – High Common Mode Transient Immunity ($>1000\text{ V}/\mu\text{s}$) and Low Input-Output Capacitance (0.6 pF)
- High Speed Logic Ground Isolation – TTL/TTL, TTL/LTTL, TTL/CMOS, TTL/LSTTL
- Replace Pulse Transformers – Save Board Space and Weight
- Analog Signal Ground Isolation – Integrated Photon Detector Provides Improved Linearity over Phototransistor Type
- Polarity Sensing
- Isolated Analog Amplifier – Dual Channel Packaging Enhances Thermal Tracking

Description

These dual channel optocouplers contain a pair of light emitting diodes and integrated photodetectors with electrical insulation between input and output. Separate connection for the photodiode bias and output transistor collectors increase the speed up to a hundred times that of a conventional phototransistor coupler by reducing the base-collector capacitance.

Functional Diagram



A 0.1 μF bypass capacitor between pins 5 and 8 is recommended.

CAUTION: It is advised that normal static precautions be taken in handling and assembly of this component to prevent damage and/or degradation which may be induced by ESD.



These dual channel optocouplers are available in an 8 Pin DIP and in an industry standard SO-8 package. The following is a cross reference table listing the 8 Pin DIP part number and the electrically equivalent SO-8 part number.

8 Pin DIP	SO-8 Package
HCPL-2530	HCPL-0530
HCPL-2531	HCPL-0531
HCPL-4534	HCPL-0534

The SO-8 does not require “through holes” in a PCB. This package occupies approximately one-third the footprint area of the standard dual-in-line package. The lead profile is designed to be compatible with standard surface mount processes.

The HCPL-2530/0530 is for use in TTL/CMOS, TTL/LSTTL or wide bandwidth analog applications. Current transfer ratio (CTR) for the HCPL-2530/0530 is 7% minimum at $I_F = 16 \text{ mA}$.

The HCPL-2531/0531 is designed for high speed TTL/TTL applications. A standard 16 mA TTL sink current through the input LED will provide enough output current for 1 TTL load and a 5.6 k Ω pull-up resistor. CTR of the HCPL-2531/0531 is 19% minimum at $I_F = 16 \text{ mA}$.

The HCPL-4534/0534 is an HCPL-2531/0531 with increased common mode transient immunity of 15,000 V/ μs minimum at $V_{CM} = 1500 \text{ V}$ guaranteed.

Selection Guide

Minimum CMR		Current Transfer Ratio (%)	8-pin DIP (300 Mil)		Small-Outline SO-8		Widebody (400 Mil)	Hermetic
dV/dt (V/ μs)	V_{CM} (V)		Dual Channel Package	Single Channel Package*	Dual Channel Package	Single Channel Package*	Single Channel Package*	Single and Dual Channel Packages*
1,000	10	7	HCPL-2530	6N135	HCPL-0530	HCPL-0500	HCNW135	
		19	HCPL-2531	6N136 HCPL-4502	HCPL-0531	HCPL-0501 HCPL-0452	HCNW136 HCNW4502	
15,000	1500	19	HCPL-4534	HCPL-4503	HCPL-0534	HCPL-0453	HCNW4503	
1,000	10	9						HCPL-55XX HCPL-65XX 4N55

*Technical data for these products are on separate HP publications.

Ordering Information

Specify Part Number followed by Option Number (if desired).

Example:

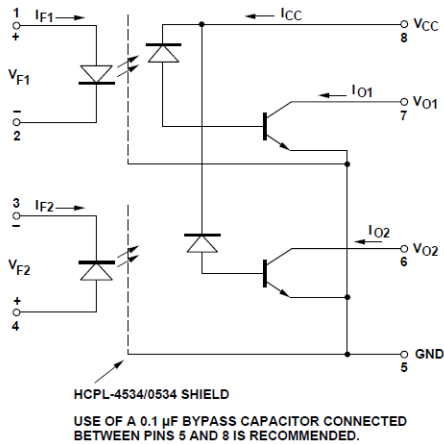
HCPL-2531#XXX
020 = UL 5000 V rms/1 Minute Option*
300 = Gull Wing Surface Mount Option†
500 = Tape and Reel Packaging Option

Option data sheets available. Contact your Hewlett-Packard sales representative or authorized distributor for information.

*For HCPL-2530/1 and HCPL-4534 only.

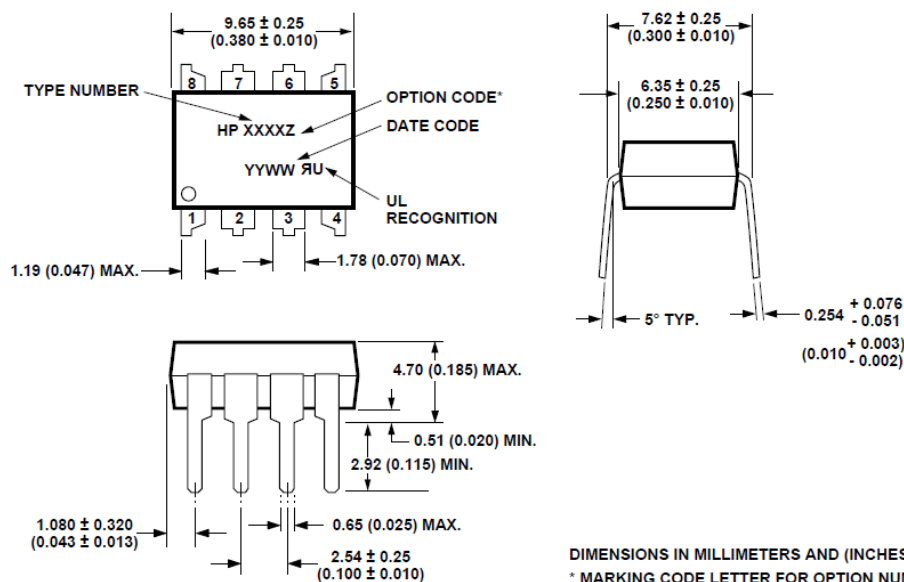
†Gull wing surface mount option applies to through hole parts only.

Schematic



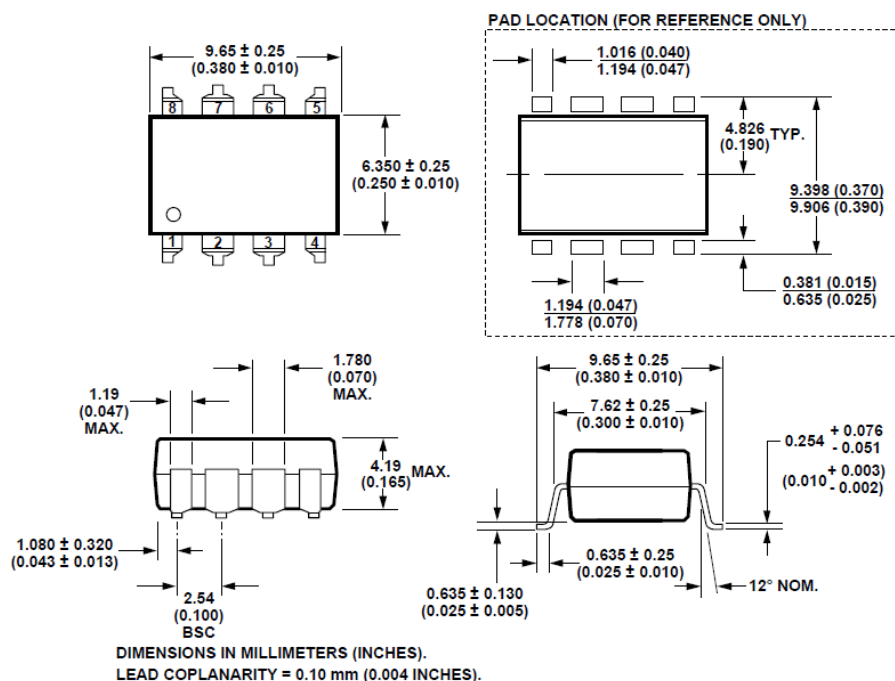
Package Outline Drawings

8-Pin DIP Package (HCPL-2530/2531/4534)

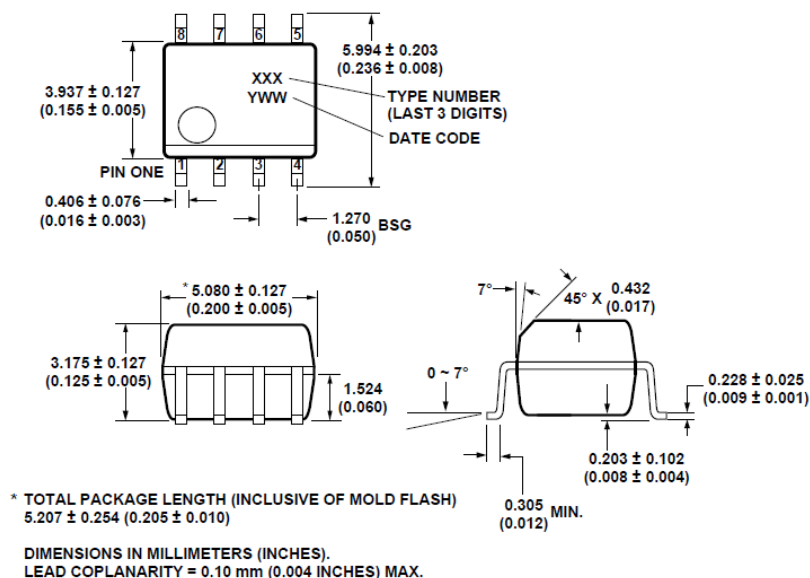


DIMENSIONS IN MILLIMETERS AND (INCHES).
 * MARKING CODE LETTER FOR OPTION NUMBERS.
 "L" = OPTION 020
 OPTION NUMBERS 300 AND 500 NOT MARKED.

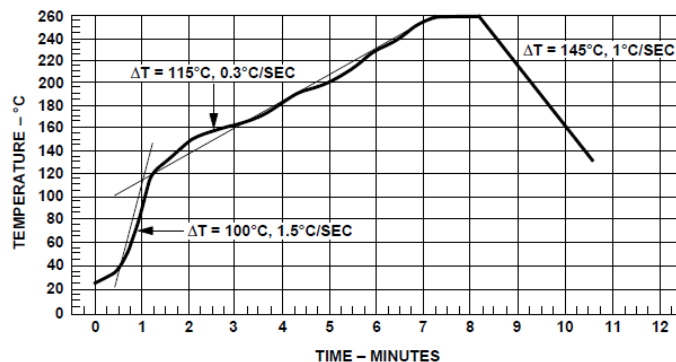
8-Pin DIP Package with Gull Wing Surface Mount Option 300 (HCPL-2530/2531/4534)



Small Outline SO-8 Package (HCPL-0530/0531/0534)



Solder Reflow Temperature Profile (HCPL-0530/0531/0534 and Gull Wing Surface Mount Option Parts)



Note: Use of nonchlorine activated fluxes is highly recommended.

Regulatory Information

The devices contained in this data sheet have been approved by the following organizations:

UL

Recognized under UL 1577, Component Recognition Program, File E55361.

CSA

Approved under CSA Component Acceptance Notice #5, File CA 88324.



Insulation and Safety Related Specifications

Parameter	Symbol	8-Pin DIP (300 Mil) Value	SO-8 Value	Units	Conditions
Minimum External Air Gap (External Clearance)	L(101)	7.1	4.9	mm	Measured from input terminals to output to output terminals, shortest distance through air.
Minimum External Tracking (External Creepage)	L(102)	7.4	4.8	mm	Measured from input terminals to output terminals, shortest distance path along body.
Minimum Internal Plastic Gap (Internal Clearance)		0.08	0.08	mm	Through insulation distance, conductor to conductor, usually the direct distance between the photoemitter and photodetector inside the optocoupler cavity.
Minimum Internal Tracking (Internal Creepage)		NA	NA	mm	Measured from input terminals to output terminals, along internal cavity.
Tracking Resistance (Comparative Tracking Index)	CTI	200	200	Volts	DIN IEC 112/VDE 0303 Part 1
Isolation Group		IIIa	IIIa		Material Group (DIN VDE 0110, 1/89, Table 1)

Option 300 - surface mount classification is Class A in accordance with CECC 00802.

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Device	Min.	Max.	Units	Note
Storage Temperature	T _S		-55	125	°C	
Operating Temperature	T _A		-55	100	°C	
Average Forward Input Current (each channel)	I _{F(AVG)}			25	mA	
Peak Forward Input Current (each channel) (50% duty cycle, 1 ms pulse width)	I _{F(PEAK)}			50	mA	
Peak Transient Input Current (each channel) (≤ 1 μs pulse width, 300 pps)	I _{F(TRANS)}			1	A	
Reverse LED Input Voltage (each channel)	V _R			5	V	
Input Power Dissipation (each channel)	P _{IN}			45	mW	
Average Output Current (each channel)	I _{O(AVG)}			8	mA	
Peak Output Current	I _{O(PEAK)}			16	mA	
Supply Voltage (Pin 8-5)	V _{CC}		-0.5	30	V	
Output Voltage (Pins 7-5, 6-5)	V _O		-0.5	20	V	
Output Power Dissipation (each channel)	P _O			35	mW	13
Lead Solder Temperature (Through-Hole Parts Only) 1.6 mm below seating plane, 10 seconds	T _{LS}	8 Pin DIP		260	°C	
Reflow Temperature Profile	T _{RP}	SO-8 and Option 300	See Package Outline Drawings section			



Electrical Specifications (DC)

Over recommended temperature ($T_A = 0^\circ\text{C}$ to 70°C) unless otherwise specified. See note 9.

Parameter	Sym.	Device	Min.	Typ.*	Max.	Units	Test Conditions		Fig.	Note	
Current Transfer Ratio	CTR	HCPL-2530/0530	7	18	50	%	T _A = 25°C		I _F = 16 mA, V _{CC} = 4.5 V V _O = 0.5 V	1, 2 4	1, 2
			5								
		HCPL-2531/0531 HCPL-4534/0534	19	24	50	%	T _A = 25°C				
			15								
Logic Low Output Voltage	V _{OL}	HCPL-2530/0530		0.1	0.5	V	T _A = 25°C	I _O = 1.1 mA	I _F = 16 mA, V _{CC} = 4.5 V	1	1
					0.5		I _O = 0.8 mA				
		HCPL-2531/0531 HCPL-4534/0534		0.1	0.5	V	T _A = 25°C	I _O = 3.0 mA			
					0.5		I _O = 2.4 mA				
Logic High Output Current	I _{OH}			0.003	0.5	μA	T _A = 25°C	V _O = Open V _{CC} = 5.5 V	I _F = 0 mA	6	1
					50		V _O = Open V _{CC} = 15.0 V				
Logic Low Supply Current	I _{CCL}			100	400	μA	I _F = 16 mA, V _O = Open, V _{CC} = 15 V				
Logic High Supply Current	I _{CCH}			0.05	4	μA	I _F = 0 mA, V _O = Open, V _{CC} = 15 V				
Input Forward Voltage	V _F			1.5	1.7	V	T _A = 25°C	I _F = 16 mA	3	1	
					1.8						
Input Reverse Breakdown Voltage	BV _R		5			V	I _R = 10 μA				1
Temperature Coefficient of Forward Voltage	$\frac{\Delta V_F}{\Delta T_A}$			-1.6		mV/°C	I _F = 16 mA				
Input Capacitance	C _{IN}			60		pF	f = 1 MHz, V _F = 0 V			1	

*All typicals at $T_A = 25^\circ\text{C}$.



Switching Specifications (AC)

Over recommended temperature ($T_A = 0^\circ\text{C}$ to 70°C), $V_{CC} = 5\text{ V}$, $I_F = 16\text{ mA}$ unless otherwise specified.

Parameter	Sym.	Device HCPL-	Min.	Typ.*	Max.	Units	Test Conditions	Fig.	Note
Propagation Delay Time to Logic Low at Output	t_{PHL}	2530/0530		0.2	1.5	μs	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_L = 4.1\text{ k}\Omega$	5, 9, 11	6, 7
					2.0				
		2531/0531/4534/0534		0.2	0.8		$T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_L = 1.9\text{ k}\Omega$		
					1.0				
Propagation Delay Time High to Logic at Output	t_{PLH}	2530/0530		1.3	1.5	μs	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_L = 4.1\text{ k}\Omega$	5, 9, 11	6, 7
					2.0				
		2531/0531/4534/0534		0.6	0.8		$T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_L = 1.9\text{ k}\Omega$		
					1.0				
Common Mode Transient Immunity at Logic High Level Output	$ CM_H $	2530/0530	1	10		$\text{kV}/\mu\text{s}$	$R_L = 4.1\text{ k}\Omega$ $I_F = 0\text{ mA}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CM} = 10\text{ V}_{p-p}$	10	5, 6, 7
		2531/0531	1	10			$R_L = 1.9\text{ k}\Omega$		
		4534/0534	15	30			$R_L = 1.9\text{ k}\Omega$		
Common Mode Transient Immunity at Logic Low Level Output	$ CM_L $	2530/0530	1	10		$\text{kV}/\mu\text{s}$	$R_L = 4.1\text{ k}\Omega$ $I_F = 0\text{ mA}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CM} = 10\text{ V}_{p-p}$	10	5, 6, 7
		2531/0531	1	10			$R_L = 1.9\text{ k}\Omega$		
		4534/0534	15	30			$R_L = 1.9\text{ k}\Omega$		
Bandwidth	BW			3		MHz	$R_L = 100\text{ k}\Omega$	7, 8	

*All typicals at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

Package Characteristics

Parameter	Sym.	Device	Min.	Typ.*	Max.	Units	Test Conditions	Fig.	Note
Input-Output Momentary Withstand Voltage**	V_{ISO}		2500			V_{rms}	$RH < 50\%$, $t = 1\text{ min.}$,		3, 10
		HCPL-2530/2531/4534 Option 020	5000						3, 11
Resistance (Input-Output)	R_{IO}			10^{12}		Ω	$RH \leq 45\%$ $V_{IO} = 500\text{ Vdc}$, $t = 5\text{ s}$		3
Capacitance (Input-Output)	C_{IO}			0.6		pF	$f = 1\text{ MHz}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		12
Input-Input Insulation Leakage Current	I_{II}			0.005		μA	$RH \leq 45\%$, $t = 5\text{ s}$, $V_{II} = 500\text{ Vdc}$		4
Resistance (Input-Input)	R_{II}			10^{11}		Ω			4
Capacitance (Input-Input)	C_{II}	HCPL-2530/2531/4534		0.03		pF	$f = 1\text{ MHz}$		4
		HCPL-0530/0531/0534		0.25					

*All typicals at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

**The Input-Output Momentary Withstand Voltage is a dielectric voltage rating that should not be interpreted as an input-output continuous voltage rating. For the continuous voltage rating refer to the VDE 0884 Insulation Characteristics Table (if applicable), your equipment level safety specification or HP Application Note 1074 entitled "Optocoupler Input-Output Endurance Voltage," publication number 5963-2203E.



Notes:

- Each channel.
- CURRENT TRANSFER RATIO is defined as the ratio of output collector current, I_O , to the forward LED input current, I_F , times 100%.
- Device considered a two-terminal device: pins 1, 2, 3, and 4 shorted together and pins 5, 6, 7, and 8 shorted together.
- Measured between pins 1 and 2 shorted together, and pins 3 and 4 shorted together.
- Common mode transient immunity in a Logic High level is the maximum tolerable (positive) dV_{CM}/dt on the rising edge of the common mode pulse, V_{CM} , to assure that the output will remain in a Logic High state (i.e.,

$V_O > 2.0$ V). Common mode transient immunity in a Logic Low level is the maximum tolerable (negative) dV_{CM}/dt on the falling edge of the common mode pulse signal, V_{CM} , to assure that the output will remain in a Logic Low state (i.e., $V_O < 0.8$ V).

- The 1.9 k Ω load represents 1 TTL unit load of 1.6 mA and the 5.6 k Ω pull-up resistor.
- The 4.1 k Ω load represents 1 LSTTL unit load of 0.36 mA and the 6.1 k Ω pull-up resistor.
- The frequency at which the ac output voltage is 3 dB below the low frequency asymptote.
- Use of a 0.1 μ F bypass capacitor connected between pins 5 and 8 is recommended.

- In accordance with UL 1577, each optocoupler is proof tested by applying an insulation test voltage ≥ 3000 V rms for 1 second (leakage detection current limit, $I_{LO} \leq 5$ μ A).
- In accordance with UL 1577, each optocoupler is proof tested by applying an insulation test voltage ≥ 6000 V rms for 1 second (leakage detection current limit, $I_{LO} \leq 5$ μ A).
- Measured between the LED anode and cathode shorted together and pins 5 through 8 shorted together.
- Derate linearly above 90°C free-air temperature at a rate of 3.0 mW/°C for the SOIC-8 package.

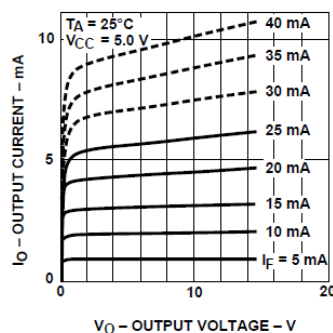


Figure 1. DC and Pulsed Transfer Characteristics.

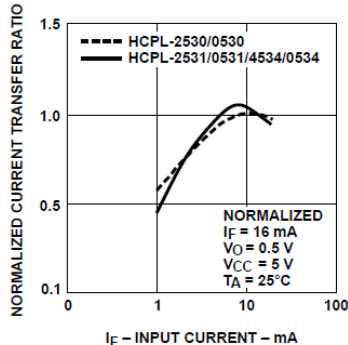
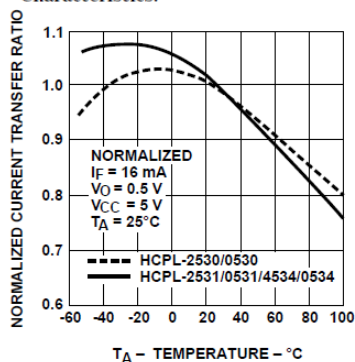


Figure 2. Current Transfer Ratio vs. Input Current.

Figure 3. Input Current vs. Forward Voltage.

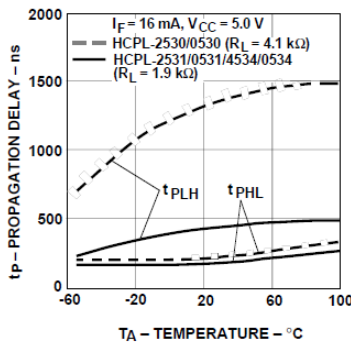


Figure 4. Current Transfer Ratio vs. Temperature.

Figure 5. Propagation Delay vs. Temperature.

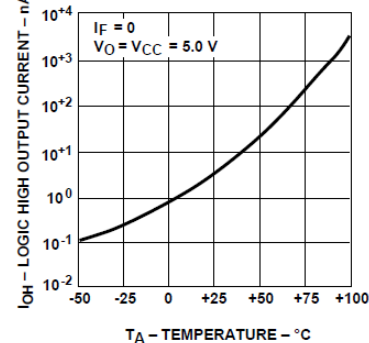


Figure 6. Logic High Output Current vs. Temperature.

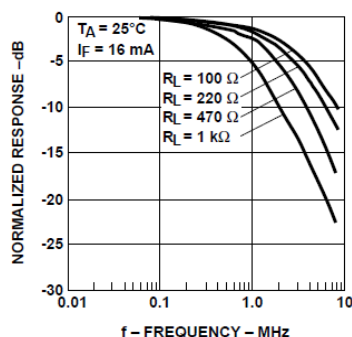
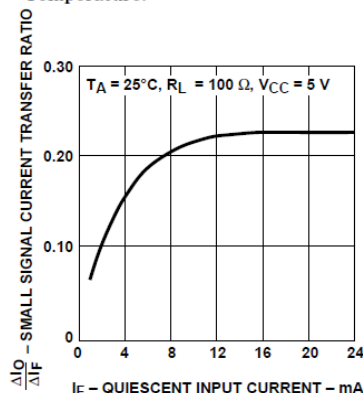


Figure 7. Small-Signal Current Transfer Ratio vs. Quiescent Input Current.

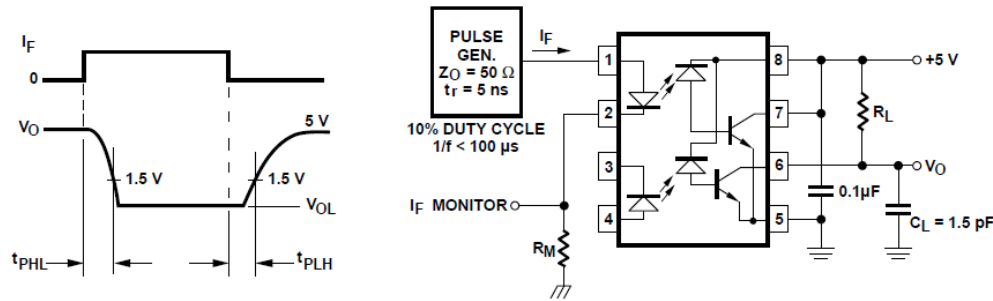
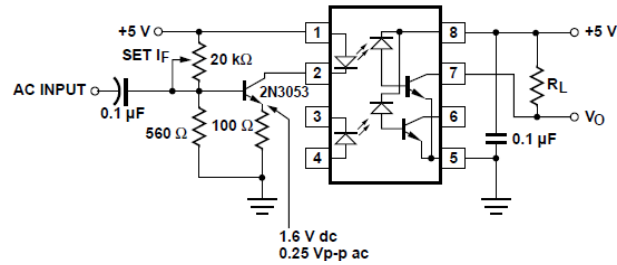


Figure 9. Switching Test Circuit.

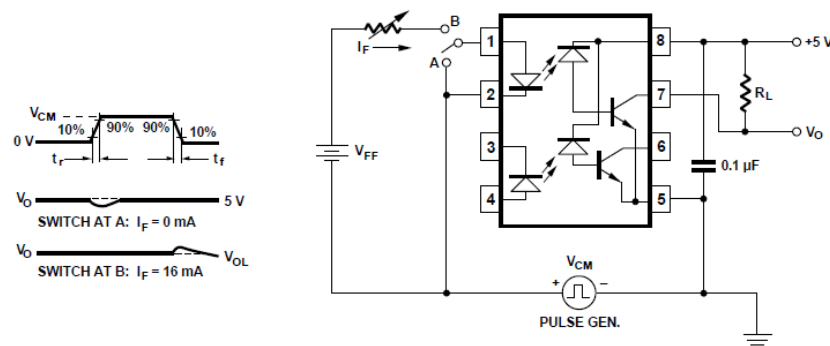


Figure 10. Test Circuit for Transient Immunity and Typical Waveforms.

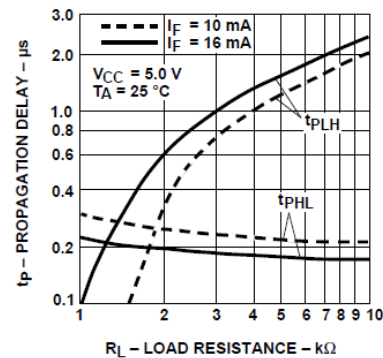
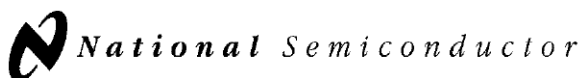


Figure 11. Propagation Delay Time vs. Load Resistance.



D.4.2 Comparador



February 1995

LM710 Voltage Comparator

LM710 Voltage Comparator

General Description

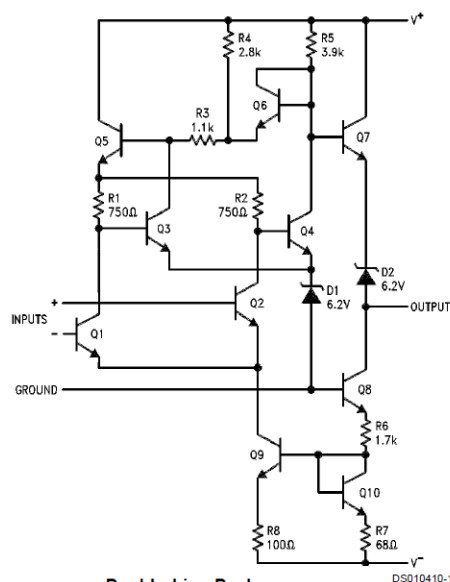
The LM710 series are high-speed voltage comparators intended for use as an accurate, low-level digital level sensor or as a replacement for operational amplifiers in comparator applications where speed is of prime importance. The circuit has a differential input and a single-ended output, with saturated output levels compatible with practically all types of integrated logic.

The device is built on a single silicon chip which insures low offset and thermal drift. The use of a minimum number of stages along with minority-carrier lifetime control (gold doping) makes the circuit much faster than operational ampli-

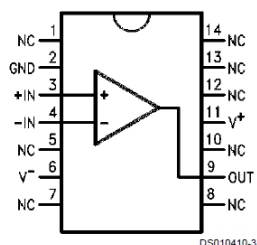
ers in saturating comparator applications. In fact, the low stray and wiring capacitances that can be realized with monolithic construction make the device difficult to duplicate with discrete components operating at equivalent power levels.

The LM710 series are useful as pulse height discriminators, voltage comparators in high-speed A/D converters or go, no-go detectors in automatic test equipment. They also have applications in digital systems as an adjustable-threshold line receiver or an interface between logic types. In addition, the low cost of the units suggests them for applications replacing relatively simple discrete component circuitry.

Schematic and Connection Diagrams

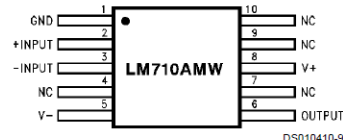


Dual-In-Line Package



Top View
Order Number
LM710AMJ/883* or LM710CN
See NS Package Number N14A or J14A

Ceramic Flatpak Package

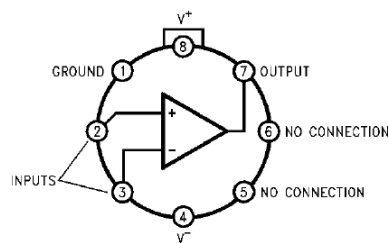


* Also available per JM38510/10301

Order Number LM710AMW/883*
See NS Package Number W10A

Schematic and Connection Diagrams

Metal Can Package



Pin 4 is connected to case.

Top View

Order Number LM710AMH/883*, LM710H,
LM710H/883 or LM710CH
See NS Package Number H08C

* Also available per JM38510/10301



Absolute Maximum Ratings (Note *NO TARGET FOR FNXref NS0053*)

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

Positive Supply Voltage	+14V
Negative Supply Voltage	-7V
Peak Output Current	10 mA
Output Short Circuit Duration	10 seconds
Differential Input Voltage	±5V
Input Voltage	±7V

Power Dissipation

TO-99 (Note 1)	700 mW
Plastic Dual-In-Line Package (Note 2)	950 mW
Operating Temperature Range	
LM710	-55°C to +125°C
LM710C	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	260°C

Electrical Characteristics (Note 3)

Parameter	Conditions	LM710			LM710C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$R_S \leq 200\Omega$, $V_{CM} = 0V$, $T_A = 25^\circ C$		0.6	2.0		1.6	5.0	mV
Input Offset Current	$V_{OUT} = 1.4V$, $T_A = 25^\circ C$		0.75	3.0		1.8	5.0	μA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ C$		13	20		16	25	μA
Voltage Gain	$T_A = 25^\circ C$	1250	1700		1000	1500		
Output Resistance	$T_A = 25^\circ C$		200			200		Ω
Output Sink Current	$V_{OUT} = 0$, $T_A = 25^\circ C$							
	$\Delta V_{IN} \geq 5 mV$	2.0	2.5					mA
	$\Delta V_{IN} \geq 10 mV$				1.6	2.5		mA
Response Time	$T_A = 25^\circ C$ (Note 4)		40			40		ns
Input Offset Voltage	$R_S \leq 200\Omega$, $V_{CM} = 0V$			3.0			6.5	mV
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$ $R_S \leq 50\Omega$		3.0	10		5.0	20	$\mu V/^\circ C$
Input Offset Current	$T_A = T_{A MAX}$		0.25	3.0			7.5	μA
	$T_A = T_{A MIN}$		1.8	7.0			7.5	μA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current	$25^\circ C \leq T_A \leq T_{MAX}$		5.0	25		15	50	$nA/^\circ C$
	$T_{MIN} \leq T_A \leq 25^\circ C$		15	75		24	100	$nA/^\circ C$
Input Bias Current	$T_A = T_{MIN}$		27	45		25	40	μA
Input Voltage Range	$V^- = -7V$	±5.0			±5.0			V
Common-Mode Rejection Ratio	$R_S \leq 200\Omega$	80	100		70	98		dB
Differential Input Voltage Range		±5.0			±5.0			V
Voltage Gain		1000			800			V/V
Positive Output Level	$-5 mA \leq I_{OUT} \leq 0$							
	$V_{IN} \geq 5 mV$	2.5	3.2	4.0				V
	$V_{IN} \geq 10 mV$				2.5	3.2	4.0	V
Negative Output Level	$V_{IN} \geq 5 mV$	-1.0	-0.5	0				V
	$V_{IN} \geq 10 mV$				-1.0	-0.5	0	V
Output Sink Current	$V_{IN} \geq 5 mV$, $V_{OUT} = 0$							
	$T_A = 125^\circ C$	0.5	1.7					mA
	$T_A = -55^\circ C$	1.0	2.3					mA
	$V_{IN} \geq 10 mV$, $V_{OUT} = 0$ $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$				0.5			mA
Positive Supply Current	$V_{IN} \geq 5 mV$		5.2	9.0				mA
	$V_{IN} \geq 10 mV$					5.2	9.0	mA
Negative Supply Current	$V_{IN} \geq 5 mV$		4.6	7.0				mA
	$V_{IN} \geq 10 mV$					4.6	7.0	mA



Electrical Characteristics (Note 3) (Continued)

Parameter	Conditions	LM710			LM710C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Power Consumption	$I_{OUT} = 0$							
	$V_{IN} \geq 5 \text{ mV}$		90	150				mW
	$V_{IN} \geq 10 \text{ mV}$						150	mW

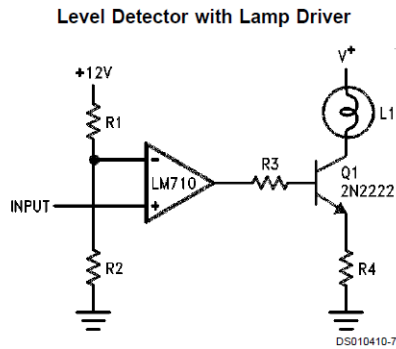
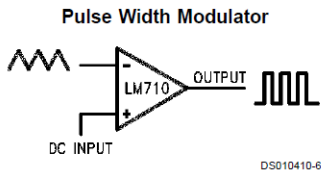
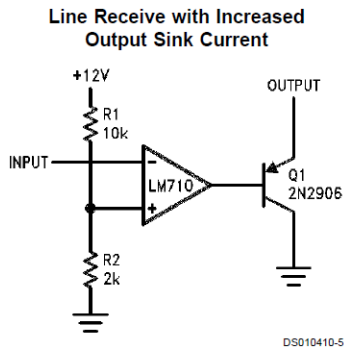
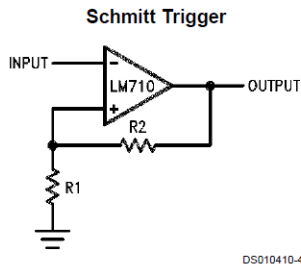
Note 1: Rating applies for ambient temperatures of 25°C; derate linearly at 5.6 mW/°C for ambient temperatures above 25°C.

Note 2: Derate linearly at 9.5 mW/°C for ambient temperatures above 25°C.

Note 3: These specifications apply for $V^+ = 12\text{V}$, $V^- = -6\text{V}$, $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ for LM710 and $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$ for LM710C unless otherwise specified: The input offset voltage and input offset current (see definitions) are specified for a logic threshold voltage of 1.8V at -55°C , 1.4V at 25°C , and 1V at 125°C for LM710 and 1.5V at 0°C , 1.4V at 25°C , and 1.2V at 70°C for LM710C.

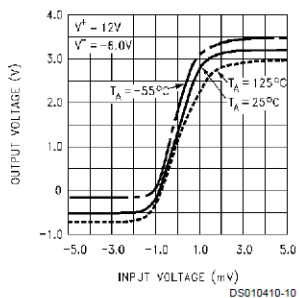
Note 4: The response time specified (see definitions) is for a 100 mV input step with 5 mV overdrive (LM710) or a 10 mV overdrive (LM710C).

Typical Applications

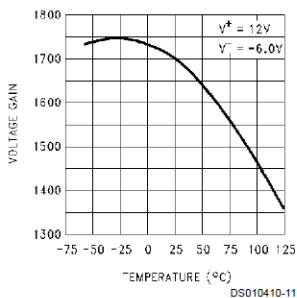


Typical Performance Characteristics

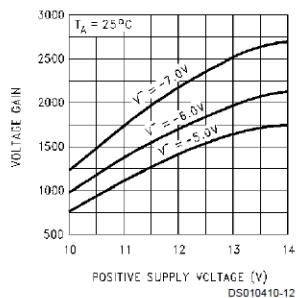
Transfer Function



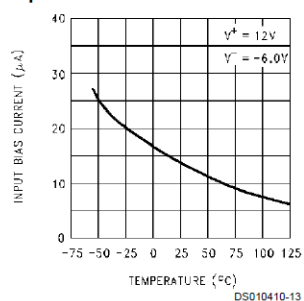
Voltage Gain



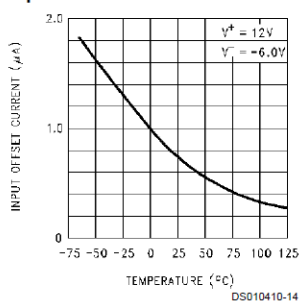
Voltage Gain



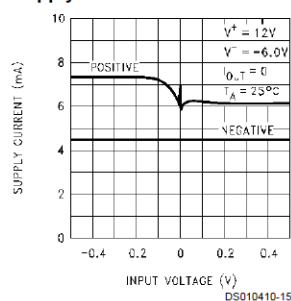
Input Bias Current



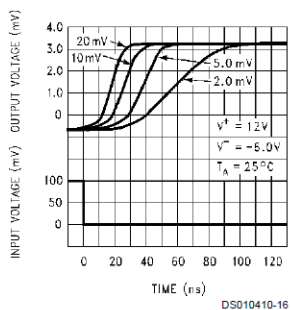
Input Offset Current



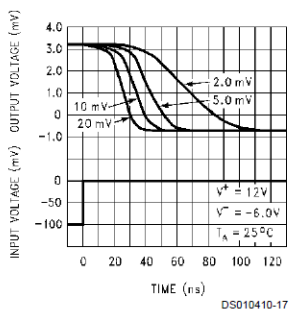
Supply Current



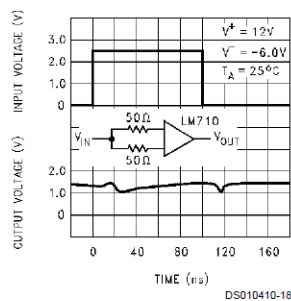
Response Time for Various Input Overdrives



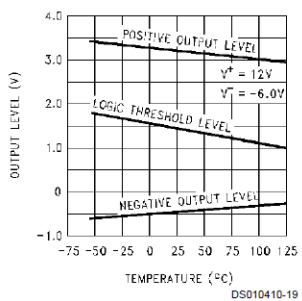
Response Time for Various Input Overdrives



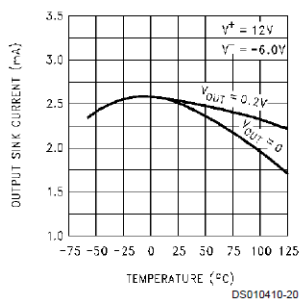
Common Mode Pulse Response



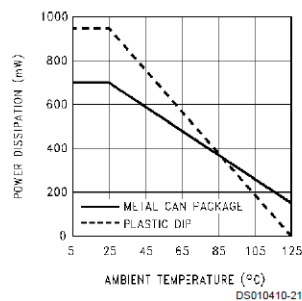
Output Voltage Level

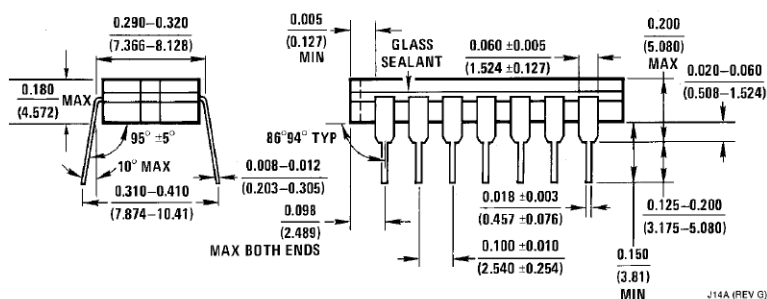


Output Sink Current



Maximum Power Dissipation

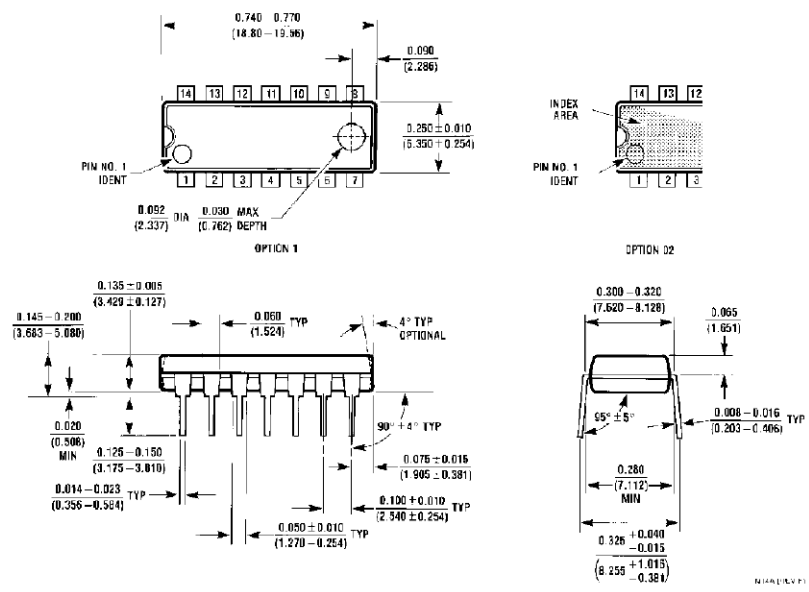


[illegible]

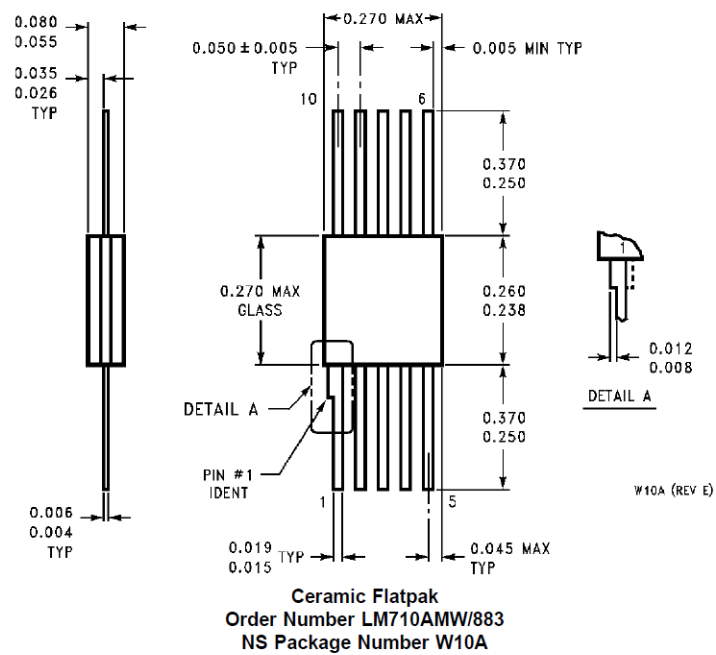
Hojas de Datos



Physical Dimensions inches (millimeters) (Continued)



Molded Dual-In-Line Package (N)
Order Number LM710CN
NS Package Number N14A



Ceramic Flatpak
Order Number LM710AMW/883
NS Package Number W10A



D.4.3 Switch

168

- Switch ± 10 -V Analog Signals
- TTL Logic Capability
- 5- to 30-V Supply Ranges
- Low (100 Ω) On-State Resistance
- High (10¹¹ Ω) Off-State Resistance
- 8-Pin Functions

description

The TL601, TL604, TL607, and TL610 are a family of monolithic P-MOS analog switches that provide fast switching speeds with high r_{off}/r_{on} ratio and no offset voltage. The p-channel enhancement-type MOS switches accept analog signals up to ± 10 V and are controlled by TTL-compatible logic inputs. The monolithic structure is made possible by BI-MOS technology, which combines p-channel MOS with standard bipolar transistors.

These switches are particularly useful in military, industrial, and commercial applications such as data acquisition, multiplexers, A/D and D/A converters, MODEMS, sample-and-hold systems, signal multiplexing, integrators, programmable operational amplifiers, programmable voltage regulators, crosspoint switching networks, logic interface, and many other analog systems.

The TL601 is an SPDT switch with two logic control inputs. The TL604 is a dual complementary SPST switch with a single control input. The TL607 is an SPDT switch with one logic control input and one enable input. The TL610 is an SPST switch with three logic control inputs. The TL610 features a higher r_{off}/r_{on} ratio than the other members of the family.

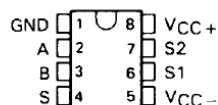
The TL601M, TL604M, TL607M, and TL610M are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C , the TL601I, TL604I, TL607I, and TL610I are characterized for operation from -25°C to 85°C , and the TL601C, TL604C, TL607C, and TL610C are characterized for operation from 0°C to 70°C .

TL601, TL604, TL607, TL610 P-MOS ANALOG SWITCHES

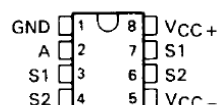
D2161, JUNE 1976—REVISED OCTOBER 1986

JG OR P PACKAGE (TOP VIEW)

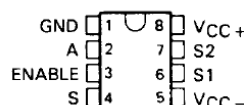
TL601



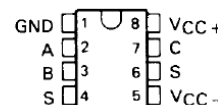
TL604



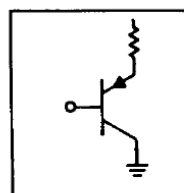
TL607



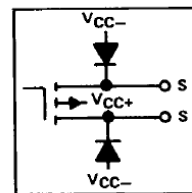
TL610



TYPICAL OF ALL INPUTS



TYPICAL OF ALL SWITCHES



PRODUCTION DATA documents contain information current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

TEXAS
INSTRUMENTS

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

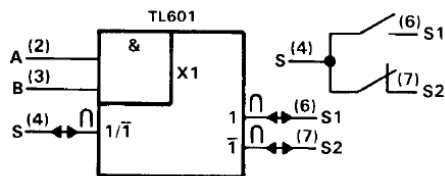
Copyright © 1979, Texas Instruments Incorporated

7-9



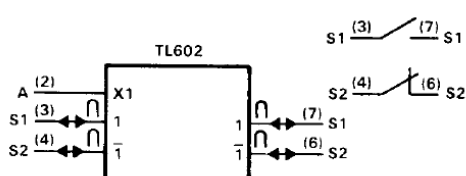
TL601, TL604, TL607, TL610
P-MOS ANALOG SWITCHES

logic symbols[†] and switch diagrams



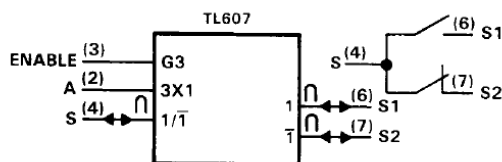
FUNCTION TABLE

LOGIC INPUTS		ANALOG SWITCH	
A	B	S1	S2
L	X	OFF (OPEN)	ON (CLOSED)
X	L	OFF (OPEN)	ON (CLOSED)
H	H	ON (CLOSED)	OFF (OPEN)



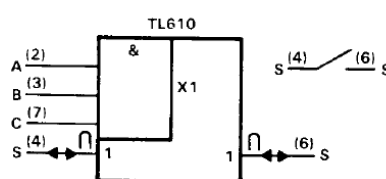
FUNCTION TABLE

LOGIC INPUT	ANALOG SWITCH
A	S1 S2
H	ON (CLOSED) OFF (OPEN)
L	OFF (OPEN) ON (CLOSED)



FUNCTION TABLE

INPUTS		ANALOG SWITCH	
A	ENABLE	S1	S2
X	L	OFF (OPEN)	OFF (OPEN)
L	H	OFF (OPEN)	ON (CLOSED)
H	H	ON (CLOSED)	OFF (OPEN)

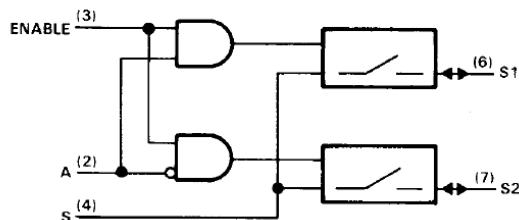


FUNCTION TABLE

INPUTS			ANALOG SWITCH
A	B	C	S
L	X	X	OFF (OPEN)
X	L	X	OFF (OPEN)
X	X	L	OFF (OPEN)
H	H	H	ON (CLOSED)

[†]These symbols are in accordance with ANSI/IEEE Std 91-1984.

TL607 logic diagram (positive logic)



TL601, TL604, TL607, TL610
P-MOS ANALOG SWITCHES
absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage, V_{CC+} (see Note 1)	30 V
Supply voltage, V_{CC-}	-30 V
V_{CC+} to V_{CC-} supply voltage differential	35 V
Control input voltage	V_{CC+}
Switch off-state voltage	30 V
Switch on-state current	10 mA
Operating free-air temperature range: TL601M, TL604M, TL607M, TL610M	-55°C to 125°C
TL601I, TL604I, TL607I, TL610I	-25°C to 85°C
TL601C, TL604C, TL607C, TL610C	0°C to 70°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C
Lead temperature (1,6 mm) 1/16 inch from case for 60 seconds: JG package	300°C
Lead temperature (1,6 mm) 1/16 inch from case for 10 seconds: P package	260°C

NOTE 1: All voltage values are with respect to network ground terminal.

recommended operating conditions

	TL601M, TL604M TL607M, TL610M			TL601I, TL604I TL607I, TL610I			TL601C, TL604C TL607C, TL610C			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, V_{CC+} (see Figure 1)	5	10	25	5	10	25	5	10	25	V
Supply voltage, V_{CC-} (see Figure 1)	-5	-20	-25	-5	-20	-25	-5	-20	-25	V
V_{CC+} to V_{CC-} supply voltage differential (see Figure 1)	15		30	15		30	15		30	V
High-level control input voltage, V_{IH}	2		5.5	2		5.5	2		5.5	V
Low-level control input voltage, V_{IL} All inputs			0.8			0.8			0.8	
Voltage at any analog switch (S) terminal	$V_{CC-} + 8$	V_{CC+}		$V_{CC-} + 8$	V_{CC+}		$V_{CC-} + 8$	V_{CC+}		V
Switch on-state current		10			10			10		mA
Operating free-air temperature, T_A	-55		125	-25		85	0		70	°C



TL601, TL604, TL607, TL610
P-MOS ANALOG SWITCHES

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range, $V_{CC+} = 10\text{ V}$, $V_{CC-} = -20\text{ V}$, analog switch test current = 1 mA (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	TL6__M TL6__I			TL6__C			UNIT	
		MIN	TYP‡	MAX	MIN	TYP‡	MAX		
I _{IH} High-level input current	V _I = 5.5 V		0.5	10		0.5	10	μA	
I _{IL} Low-level input current	V _I = 0.4 V		-50	-250		-50	-250	μA	
I _{off} Switch off-state current	V _{I(sw)} = -10 V, See Note 2	T _A = 25°C	-400			-500		pA	
		T _A = MAX†	-50	-100		-10	-20	nA	
r _{on} Switch on-state resistance	V _{I(sw)} = 10 V, I _{O(sw)} = -1 mA	TL601						Ω	
		TL604	55	100		75	200		
		TL607							
		TL610	40	80		40	100		
		TL601							
		TL604	220	400		220	600		
		TL607							
		TL610	120	300		120	400		
r _{off} Switch off-state resistance			25			20		GΩ	
C _{on} Switch on-state input capacitance	V _{I(sw)} = 0 V, f = 1 MHz		16			16		pF	
C _{off} Switch off-state input capacitance	V _{I(sw)} = 0 V, f = 1 MHz		8			8		pF	
I _{CC+} Supply current from V _{CC+}	Logic input(s) at 5.5 V, All switch terminals open		TL601					mA	
			TL604	5	10		5		10
		Enable input high	TL607	5	10		5		10
		Enable input low		3	5		3		5
		TL610	5	10		5	10		
I _{CC-} Supply current from V _{CC-}	Logic input(s) at 5.5 V, All switch terminals open		TL601					mA	
			TL604	-1.2	-2.5		-1.2		-2.5
		Enable input high	TL607	-2.5	-5		-2.5		-5
		Enable input low		-0.05	-0.5		-0.05		-0.5
		TL610	-1.2	-2.5		-1.2	-2.5		

†MAX is 125°C for M-suffix types, 85°C for I-suffix types, and 70°C for C-suffix types.

‡All typical values are at $T_A = 25^\circ\text{C}$ except for I_{off} at $T_A = \text{MAX}$.

NOTE 2: The other terminal of the switch under test is at $V_{CC+} = 10\text{ V}$.

switching characteristics, $V_{CC+} = 10\text{ V}$, $V_{CC-} = -20\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
t_{off} Switch turn-off time	$R_L = 1\text{ k}\Omega$, $C_L = 35\text{ pF}$, See Figure 2		400	500	ns
t_{on} Switch turn-on time			100	150	



**TL601, TL604, TL607, TL610
P-MOS ANALOG SWITCHES**

172

Figure 1 shows power supply boundary conditions for proper operation of the TL601 Series. The range of operation for supply V_{CC+} from +5 V to +25 V is shown on the vertical axis. The range of V_{CC-} from -5 V to -25 V is shown on the horizontal axis. A recommended 30-V maximum voltage differential from V_{CC+} to V_{CC-} governs the maximum V_{CC+} for a chosen V_{CC-} (or vice versa). A minimum recommended difference of 15 V from V_{CC+} to V_{CC-} and the boundaries shown in Figure 1 allow the designer to select the proper combinations of the two supplies.

The designer-selected V_{CC+} supply value for a chosen V_{CC-} supply value limits the maximum input voltage that can be applied to either switch terminal; that is, the input voltage should be between $V_{CC-} + 8$ V and V_{CC+} to keep the on-state resistance within specified limits.

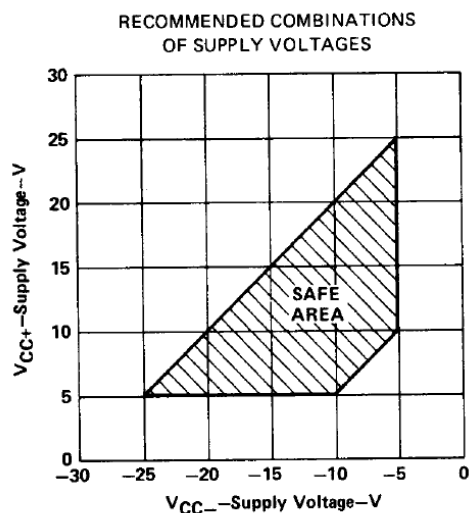


FIGURE 1



TL601, TL604, TL607, TL610
P-MOS ANALOG SWITCHES

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

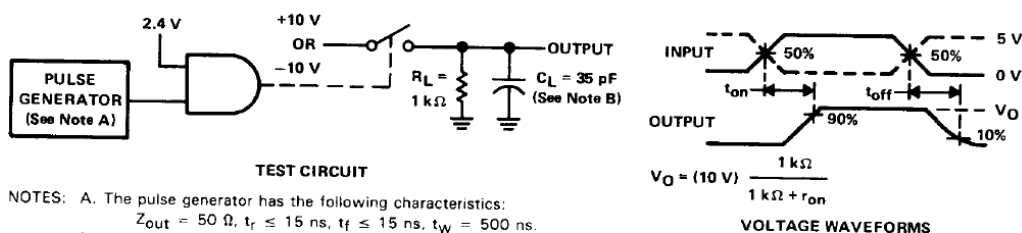


FIGURE 2

TYPICAL CHARACTERISTICS

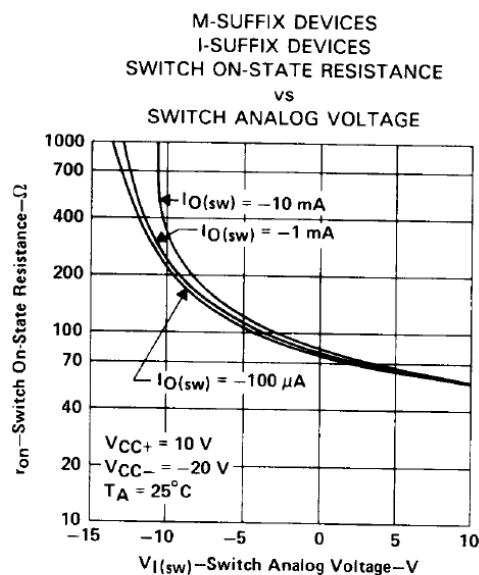


FIGURE 3

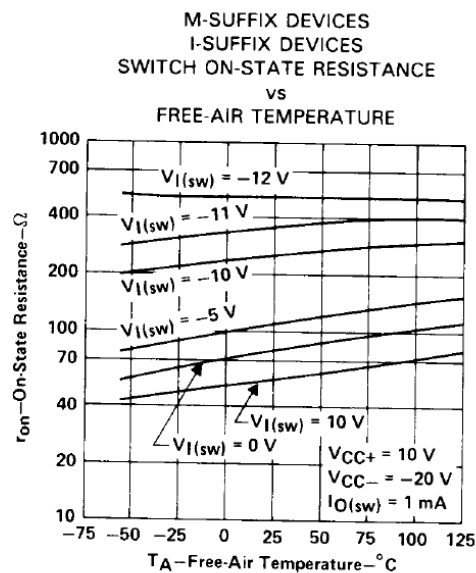


FIGURE 4



D.4.4 Sensor de corriente

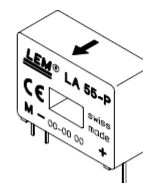


174

Current Transducer LA 55-P

$$I_{PN} = 50 \text{ A}$$

For the electronic measurement of currents : DC, AC, pulsed..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	50	A
I_P	Primary current, measuring range	0 .. ± 70	A
R_M	Measuring resistance @	$T_A = 70^\circ\text{C}$	$T_A = 85^\circ\text{C}$
		R_{Mmin} R_{Mmax}	R_{Mmin} R_{Mmax}
	with $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{max}$	10 100 60 95 Ω
		@ $\pm 70 \text{ A}_{max}$	10 50 60 ¹⁾ 60 ¹⁾ Ω
	with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{max}$	50 160 135 155 Ω
		@ $\pm 70 \text{ A}_{max}$	50 90 135 ²⁾ 135 ²⁾ Ω
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	50	mA
K_N	Conversion ratio	1 : 1000	
V_C	Supply voltage ($\pm 5 \%$)	$\pm 12 \dots 15$	V
I_C	Current consumption	10 (@ $\pm 15 \text{ V}$) + I_S	mA
V_d	R.m.s. voltage for AC isolation test, 50 Hz, 1 mn	2.5	kV

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	@ $\pm 15 \text{ V}$ ($\pm 5 \%$)	± 0.65	%
		@ $\pm 12 \dots 15 \text{ V}$ ($\pm 5 \%$)	± 0.90	%
ϵ_L	Linearity		< 0.15	%
I_O	Offset current @ $I_P = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max	mA
I_{OM}	Residual current ³⁾ @ $I_P = 0$, after an overload of $3 \times I_{PN}$		± 0.3	mA
I_{OT}	Thermal drift of I_O	$0^\circ\text{C} \dots +70^\circ\text{C}$	± 0.1	mA
		$-25^\circ\text{C} \dots +85^\circ\text{C}$	± 0.1	mA
t_{ra}	Reaction time @ 10 % of I_{Pmax}	< 500	ns	
t_r	Response time @ 90 % of I_{Pmax}	< 1	μs	
di/dt	di/dt accurately followed	> 200	A/ μs	
f	Frequency bandwidth (-1 dB)	DC .. 200	kHz	

General data

T_A	Ambient operating temperature	-25 .. +85	$^\circ\text{C}$
T_S	Ambient storage temperature	-40 .. +90	$^\circ\text{C}$
R_S	Secondary coil resistance @	$T_A = 70^\circ\text{C}$	80 Ω
		$T_A = 85^\circ\text{C}$	85 Ω
m	Mass	18	g
	Standards ⁴⁾	EN 50178	

Notes : ¹⁾ Measuring range limited to $\pm 60 \text{ A}_{max}$
²⁾ Measuring range limited to $\pm 55 \text{ A}_{max}$
³⁾ Result of the coercive field of the magnetic circuit
⁴⁾ A list of corresponding tests is available

Features

- Closed loop (compensated) current transducer using the Hall effect
- Printed circuit board mounting
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

Applications

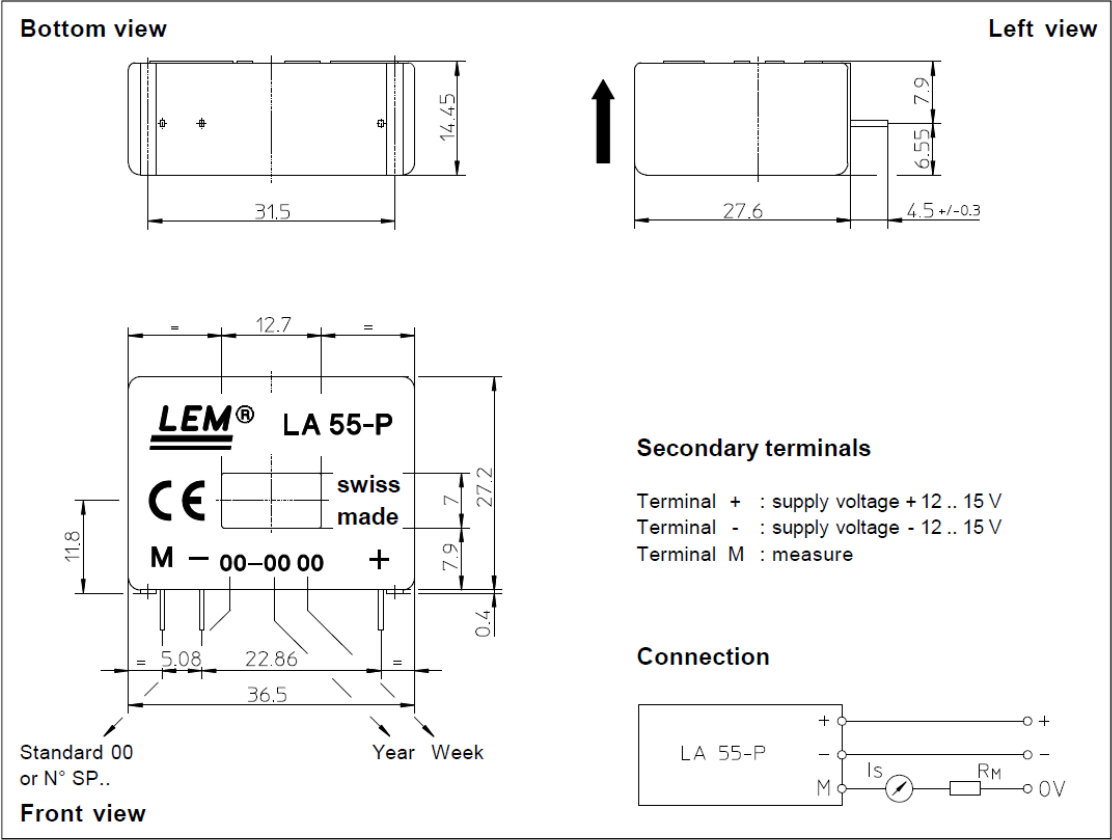
- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

980706/8





Dimensions LA 55-P (in mm. 1 mm = 0.0394 inch)



Mechanical characteristics

- General tolerance ± 0.2 mm
- Primary through-hole 12.7 x 7 mm
- Fastening & connection of secondary 3 pins
- Recommended PCB hole 0.63 x 0.56mm
- 0.9 mm

Remarks

- I_s is positive when I_p flows in the direction of the arrow.
- Temperature of the primary conductor should not exceed 90°C.
- Dynamic performances (di/dt and response time) are best with a single bar completely filling the primary hole.
- In order to achieve the best magnetic coupling, the primary windings have to be wound over the top edge of the device.
- This is a standard model. For different versions (supply voltages, turns ratios, unidirectional measurements...), please contact us.

LEM reserves the right to carry out modifications on its transducers, in order to improve them, without previous notice.



D.4.5 Sensor de voltaje



176

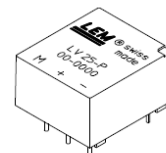
Voltage Transducer LV 25-P

For the electronic measurement of voltages : DC, AC, pulsed..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high voltage) and the secondary circuit (electronic circuit).



$$I_{PN} = 10 \text{ mA}$$

$$V_{PN} = 10 \dots 500 \text{ V}$$



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	10	mA
I_P	Primary current, measuring range	0 .. ± 14	mA
R_M	Measuring resistance	R_{Mmin} R_{Mmax}	
	with $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 10 \text{ mA}_{max}$	30 190 Ω
		@ $\pm 14 \text{ mA}_{max}$	30 100 Ω
	with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 10 \text{ mA}_{max}$	100 350 Ω
		@ $\pm 14 \text{ mA}_{max}$	100 190 Ω
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	25	mA
K_N	Conversion ratio	2500 : 1000	
V_C	Supply voltage ($\pm 5 \%$)	$\pm 12 \dots 15$	V
I_C	Current consumption	10 (@ $\pm 15 \text{ V}$) + I_S	mA
V_d	R.m.s. voltage for AC isolation test ¹⁾ , 50 Hz, 1 mn	2.5	kV

Accuracy - Dynamic performance data

X_G	Overall Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	@ $\pm 12 \dots 15 \text{ V}$	± 0.9	%
		@ $\pm 15 \text{ V} (\pm 5 \%)$	± 0.8	%
ϵ_L	Linearity		< 0.2	%
I_O	Offset current @ $I_P = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		Typ Max	
I_{OT}	Thermal drift of I_O	0°C .. + 25°C	± 0.06 ± 0.25	mA
		+ 25°C .. + 70°C	± 0.10 ± 0.35	mA
t_r	Response time ²⁾ @ 90 % of V_{Pmax}		40	μs

General data

T_A	Ambient operating temperature	0 .. + 70	$^\circ\text{C}$
T_S	Ambient storage temperature	- 25 .. + 85	$^\circ\text{C}$
R_P	Primary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	250	Ω
R_S	Secondary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	110	Ω
m	Mass	22	g
	Standards ³⁾	EN 50178	

Features

- Closed loop (compensated) voltage transducer using the Hall effect
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Principle of use

- For voltage measurements, a current proportional to the measured voltage must be passed through an external resistor R_1 which is selected by the user and installed in series with the primary circuit of the transducer.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low thermal drift
- Low response time
- High bandwidth
- High immunity to external interference
- Low disturbance in common mode.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Power supplies for welding applications.

Notes : ¹⁾ Between primary and secondary

²⁾ $R_1 = 25 \text{ k}\Omega$ (L/R constant, produced by the resistance and inductance of the primary circuit)

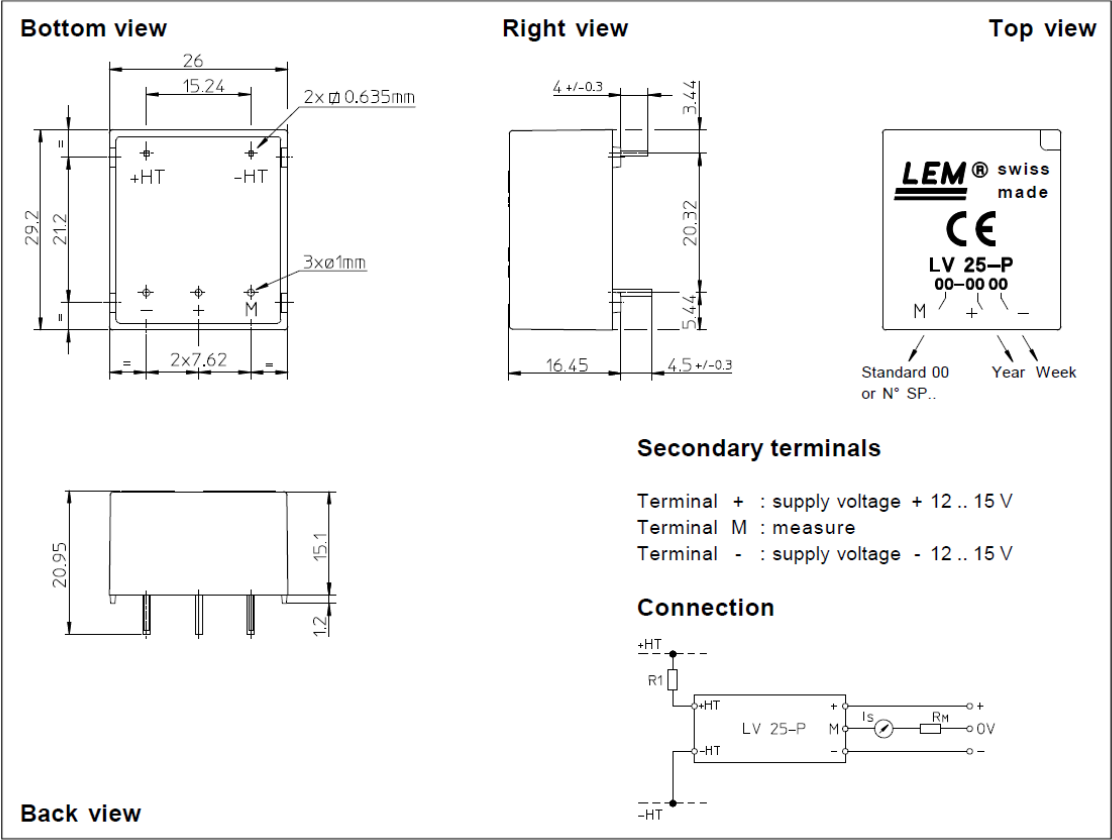
³⁾ A list of corresponding tests is available

981125/14





Dimensions LV 25-P (in mm. 1 mm = 0.0394 inch)



Mechanical characteristics

- General tolerance $\pm 0.2\text{ mm}$
- Fastening & connection of primary 2 pins
0.635 x 0.635 mm
- Fastening & connection of secondary 3 pins $\varnothing 1\text{ mm}$
- Recommended PCB hole 1.2 mm

Remarks

- I_S is positive when V_p is applied on terminal +HT.
- This is a standard model. For different versions (supply voltages, turns ratios, unidirectional measurements...), please contact us.

Instructions for use of the voltage transducer model LV 25-P

Primary resistor R_1 : the transducer's optimum accuracy is obtained at the nominal primary current. As far as possible, R_1 should be calculated so that the nominal voltage to be measured corresponds to a primary current of 10 mA.

Example: Voltage to be measured $V_{PN} = 250\text{ V}$
a) $R_1 = 25\text{ k}\Omega / 2.5\text{ W}$, $I_p = 10\text{ mA}$ Accuracy = $\pm 0.8\%$ of V_{PN} (@ $T_A = +25^\circ\text{C}$)
b) $R_1 = 50\text{ k}\Omega / 1.25\text{ W}$, $I_p = 5\text{ mA}$ Accuracy = $\pm 1.6\%$ of V_{PN} (@ $T_A = +25^\circ\text{C}$)

Operating range (recommended) : taking into account the resistance of the primary windings (which must remain low compared to R_1 in order to keep thermal deviation as low as possible) and the isolation, this transducer is suitable for measuring nominal voltages from 10 to 500 V.

LEM reserves the right to carry out modifications on its transducers, in order to improve them, without previous notice.



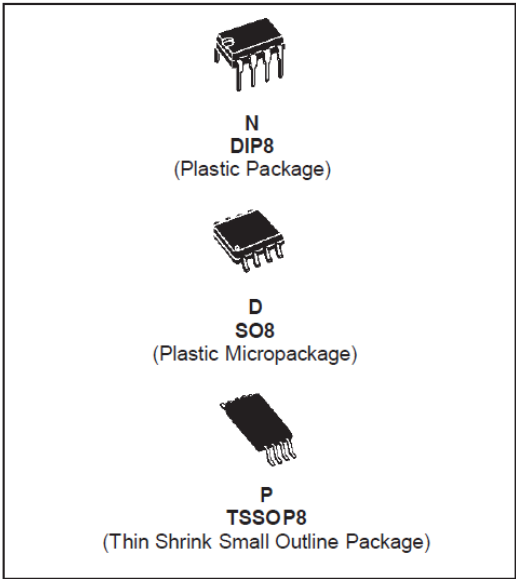
D.4.6 Amplificador Operacional



TL082
TL082A - TL082B

GENERAL PURPOSE J-FET
DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

- WIDE COMMON-MODE (UP TO V_{CC}^{+}) AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGE
- LOW INPUT BIAS AND OFFSET CURRENT
- OUTPUT SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- HIGH INPUT IMPEDANCE J-FET INPUT STAGE
- INTERNAL FREQUENCY COMPENSATION
- LATCH UP FREE OPERATION
- HIGH SLEW RATE : 16V/ μ s (typ)



DESCRIPTION

The TL082, TL082A and TL082B are high speed J-FET input dual operational amplifiers incorporating well matched, high voltage J-FET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit.

The devices feature high slew rates, low input bias and offset current, and low offset voltage temperature coefficient.

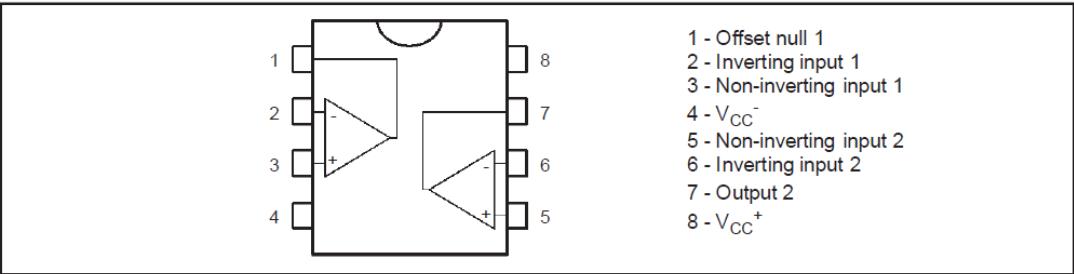
ORDER CODE

Part Number	Temperature Range	Package		
		N	D	P
TL082M/AM/BM	-55°C, +125°C	•	•	•
TL082I/AI/BI	-40°C, +105°C	•	•	•
TL082C/AC/BC	0°C, +70°C	•	•	•

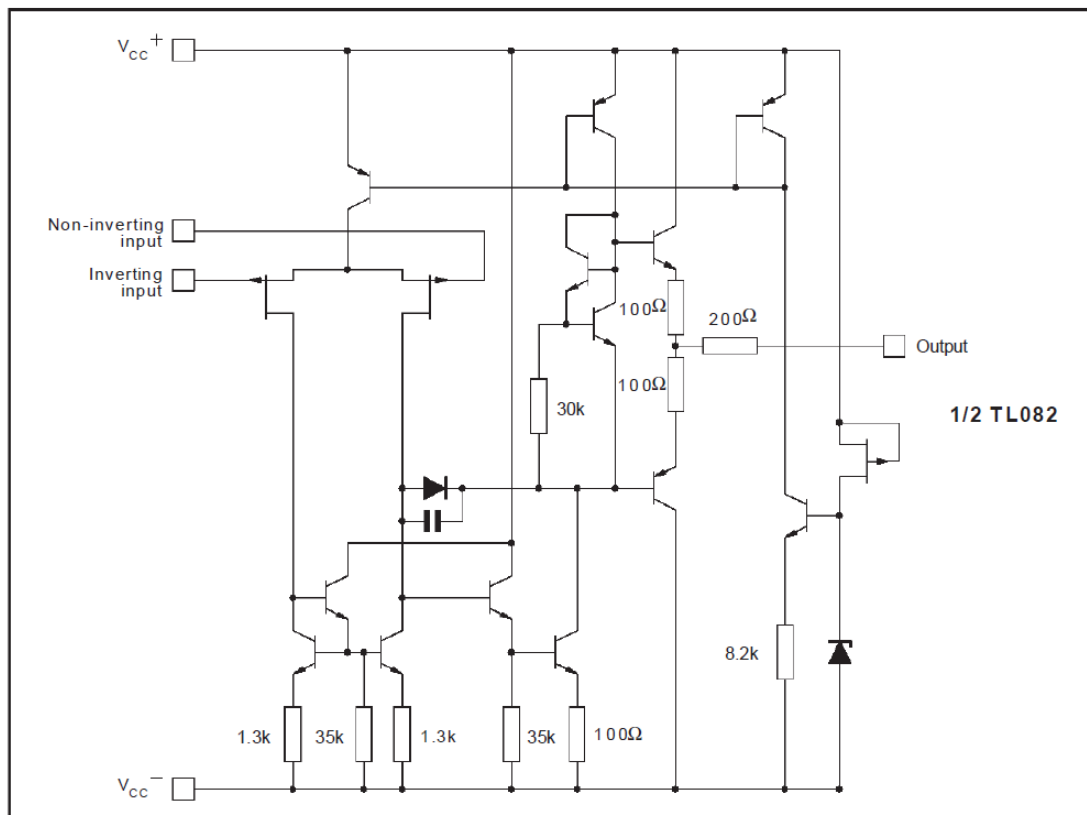
Example : TL082CD, TL082IN

N = Dual in Line Package (DIP)
D = Small Outline Package (SO) - also available in Tape & Reel (DT)
P = Thin Shrink Small Outline Package (TSSOP) - only available in Tape & Reel (PT)

PIN CONNECTIONS (top view)



SCHEMATIC DIAGRAM



Symbol	Parameter	TL082M, AM, BM	TL082I, AI, BI	TL082C, AC, BC	Unit
V _{CC}	Supply voltage - note ¹⁾	±18			V
V _i	Input Voltage - note ²⁾	±15			V
V _{id}	Differential Input Voltage - note ³⁾	±30			V
P _{tot}	Power Dissipation	680			mW
	Output Short-circuit Duration - note ⁴⁾	Infinite			
T _{oper}	Operating Free-air Temperature Range	-55 to +125	-40 to +105	0 to +70	°C
T _{stg}	Storage Temperature Range	-65 to +150			°C

1. All voltage values, except differential voltage, are with respect to the zero reference level (ground) of the supply voltages where the zero reference level is the midpoint between V_{CC}^+ and V_{CC}^- .
2. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 volts, whichever is less.
3. Differential voltages are the non-inverting input terminal with respect to the inverting input terminal.
4. The output may be shorted to ground or to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the dissipation rating is not exceeded.



ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$V_{CC} = \pm 15V$, $T_{amb} = +25^{\circ}C$ (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	TL082I,M,AC,AI,AM, BC,BI,BM			TL082C			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
V_{io}	Input Offset Voltage ($R_S = 50\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$ TL082 TL082A TL082B TL082 TL082A TL082B		3 3 1	10 6 3 13 7 5		3	10 13	mV
DV_{io}	Input Offset Voltage Drift		10			10		$\mu V/^{\circ}C$
I_{io}	Input Offset Current - note 1) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		5	100 4		5	100 10	pA nA
I_{ib}	Input Bias Current -note 1 $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		20	200 20		20	400 20	pA nA
A_{vd}	Large Signal Voltage Gain ($R_L = 2k\Omega$, $V_o = \pm 10V$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	50 25	200		25 15	200		V/mV
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio ($R_S = 50\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	80 80	86		70 70	86		dB
I_{CC}	Supply Current, no load $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		1.4	2.5 2.5		1.4	2.5 2.5	mA
V_{icm}	Input Common Mode Voltage Range	± 11	+15 -12		± 11	+15 -12		V
CMR	Common Mode Rejection Ratio ($R_S = 50\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	80 80	86		70 70	86		dB
I_{os}	Output Short-circuit Current $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	10 10	40	60 60	10 10	40	60 60	mA
$\pm V_{opp}$	Output Voltage Swing $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$ $R_L = 2k\Omega$ $R_L = 10k\Omega$ $R_L = 2k\Omega$ $R_L = 10k\Omega$	10 12 10 12	12 13.5		10 12 10 12	12 13.5		V
SR	Slew Rate ($T_{amb} = +25^{\circ}C$) $V_{in} = 10V$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, unity gain	8	16		8	16		V/ μs
t_r	Rise Time ($T_{amb} = +25^{\circ}C$) $V_{in} = 20mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, unity gain		0.1			0.1		μs
K_{ov}	Overshoot ($T_{amb} = +25^{\circ}C$) $V_{in} = 20mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, unity gain		10			10		%
GBP	Gain Bandwidth Product ($T_{amb} = +25^{\circ}C$) $V_{in} = 10mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, $f = 100kHz$	2.5	4		2.5	4		MHz
R_i	Input Resistance		10^{12}			10^{12}		Ω

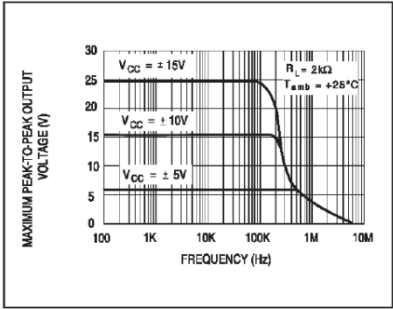


TL082 - TL082A - TL082B

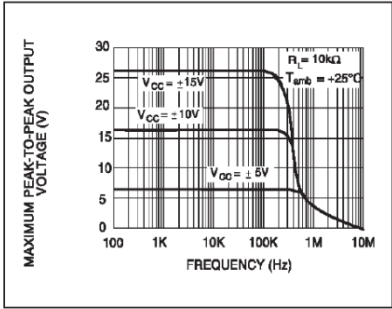
Symbol	Parameter	TL082I,M,AC,AI,AM, BC,BI,BM			TL082C			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
THD	Total Harmonic Distortion ($T_{amb} = +25^{\circ}\text{C}$), $f = 1\text{kHz}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$, $C_L = 100\text{pF}$, $A_v = 20\text{dB}$, $V_o = 2V_{pp}$		0.01			0.01		%
e_n	Equivalent Input Noise Voltage $R_S = 100\Omega$, $f = 1\text{KHz}$		15			15		$\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}$
ϕ_m	Phase Margin		45			45		degrees
V_{o1}/V_{o2}	Channel Separation $A_v = 100$		120			120		dB

1. The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature.

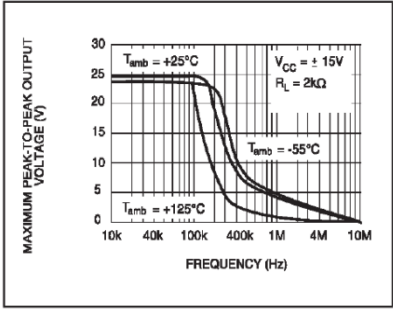
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT
VOLTAGE versus FREQUENCY



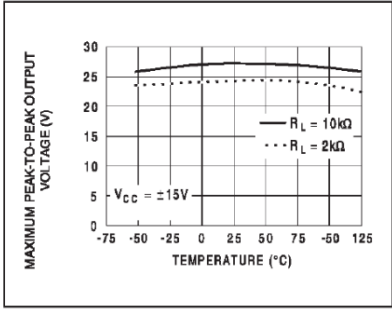
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT
VOLTAGE versus FREQUENCY



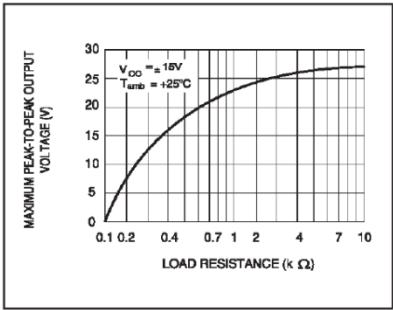
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT
VOLTAGE versus FREQUENCY



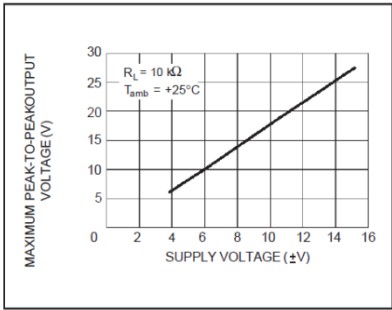
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT
VOLTAGE versus FREE AIR TEMP.



MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT
VOLTAGE versus LOAD RESISTANCE

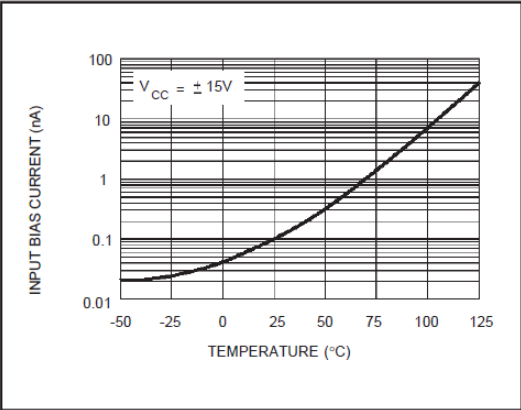


MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT
VOLTAGE versus SUPPLY VOLTAGE

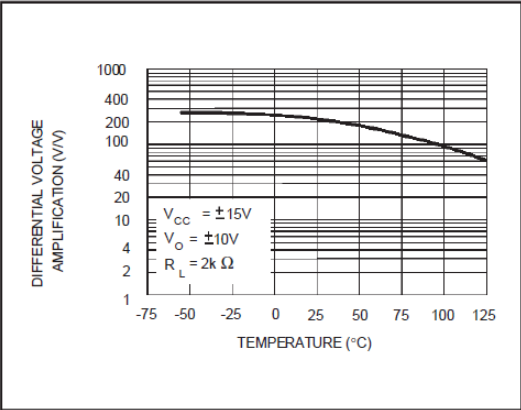


TL082 - TL082A - TL082B

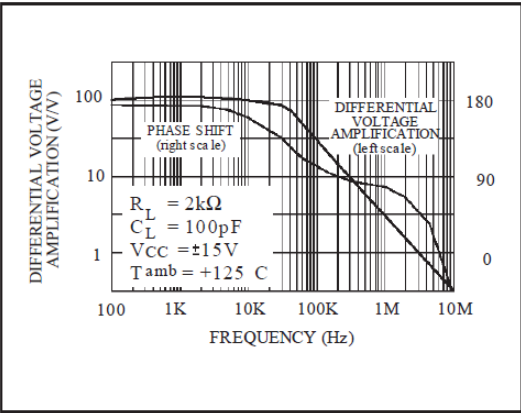
INPUT BIAS CURRENT versus FREE AIR TEMPERATURE



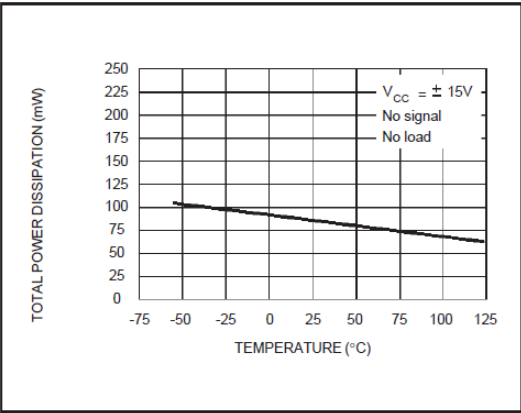
LARGE SIGNAL DIFFERENTIAL VOLTAGE AMPLIFICATION versus FREE AIR TEMP.



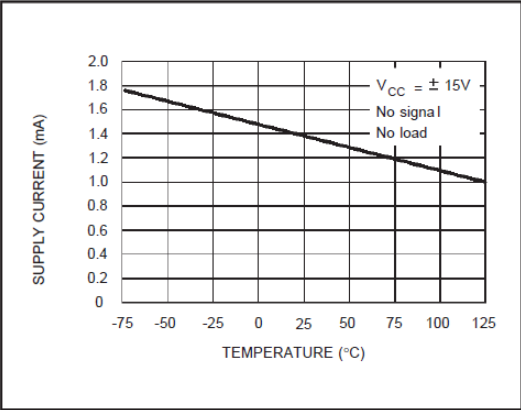
LARGE SIGNAL DIFFERENTIAL VOLTAGE AMPLIFICATION AND PHASE SHIFT versus FREQUENCY



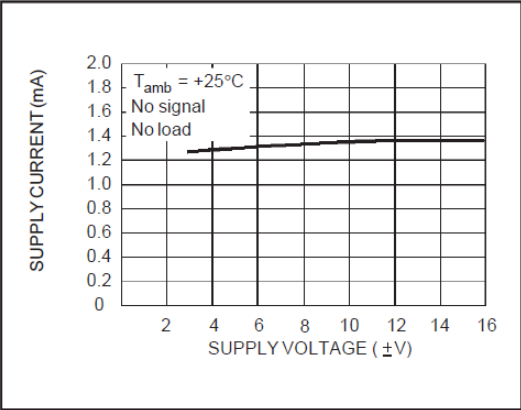
TOTAL POWER DISSIPATION versus FREE AIR TEMPERATURE



SUPPLY CURRENT PER AMPLIFIER versus FREE AIR TEMPERATURE

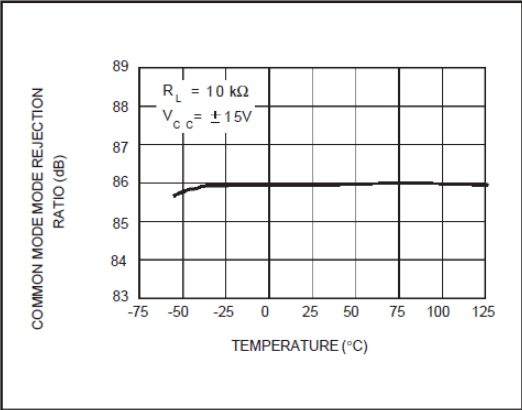


SUPPLY CURRENT PER AMPLIFIER versus SUPPLY VOLTAGE

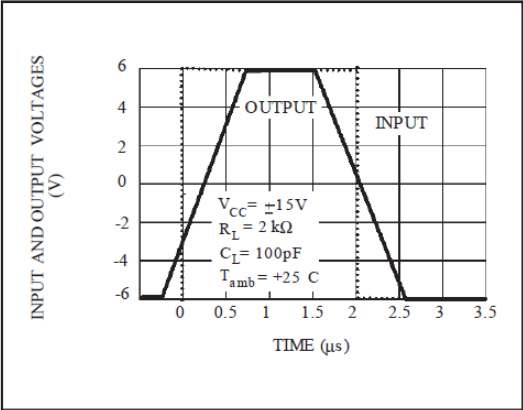


TL082 - TL082A - TL082B

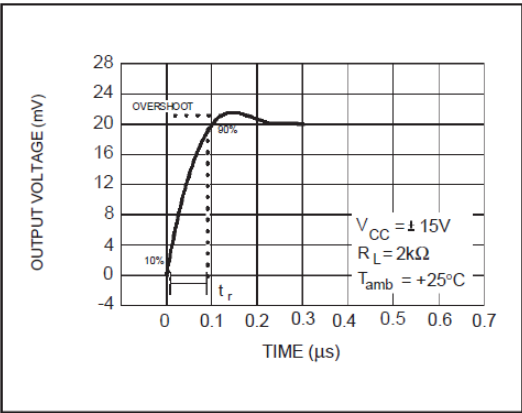
COMMON MODE REJECTION RATIO versus
FREE AIR TEMPERATURE



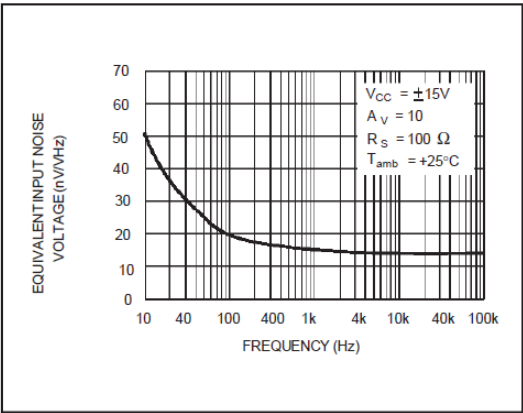
VOLTAGE FOLLOWER LARGE SIGNAL PULSE
RESPONSE



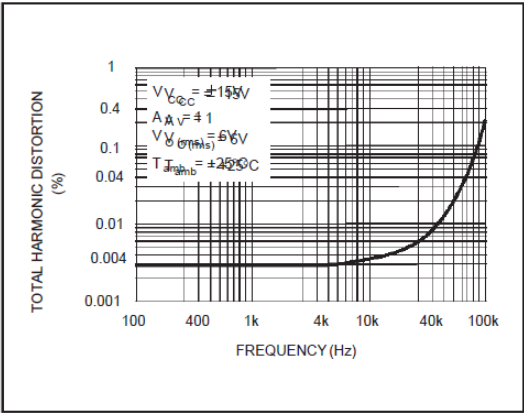
OUTPUT VOLTAGE versus ELAPSED TIME



EQUIVALENT INPUT NOISE VOLTAGE versus
FREQUENCY



TOTAL HARMONIC DISTORTION versus FREQUENCY



TL082 - TL082A - TL082B

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

Figure 1 : Voltage Follower

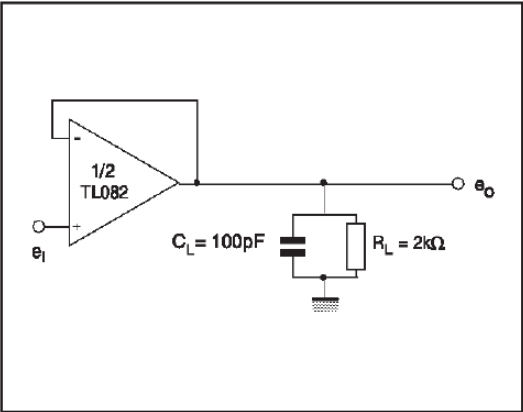
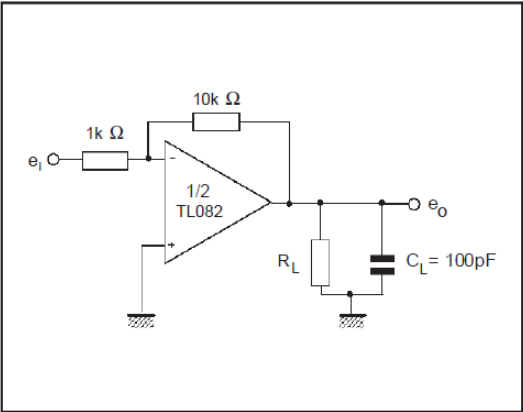
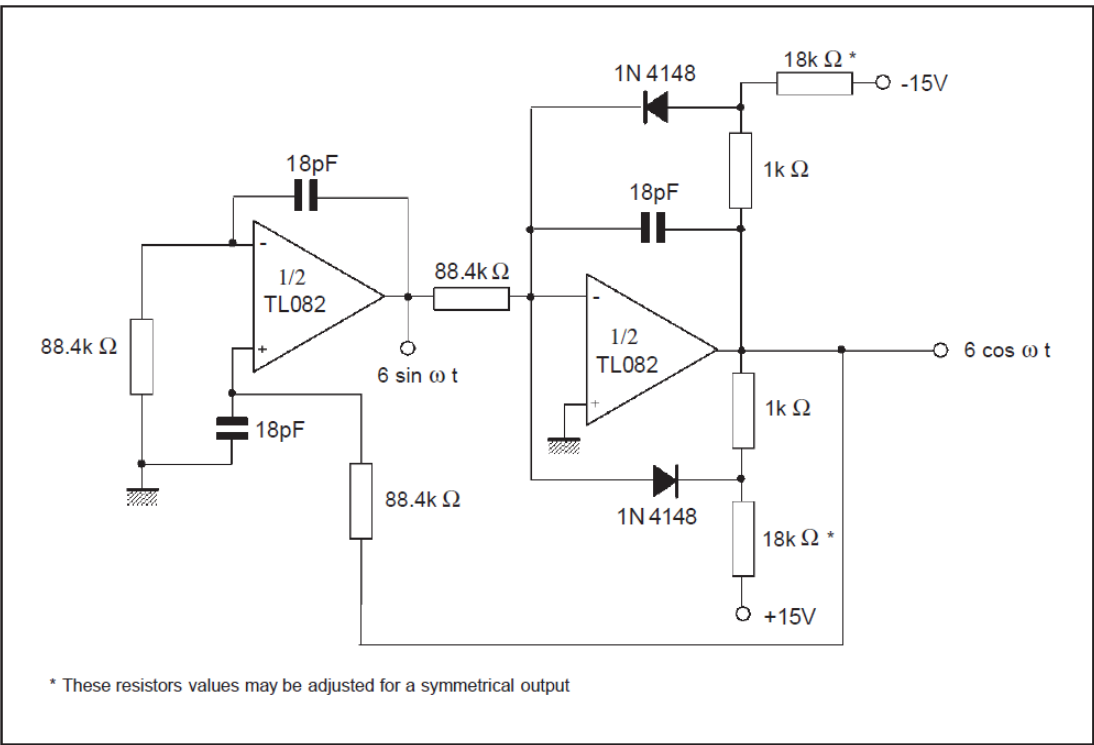


Figure 2 : Gain-of-10 Inverting Amplifier



TYPICAL APPLICATIONS

100KHz QUADRUPLE OSCILLATOR

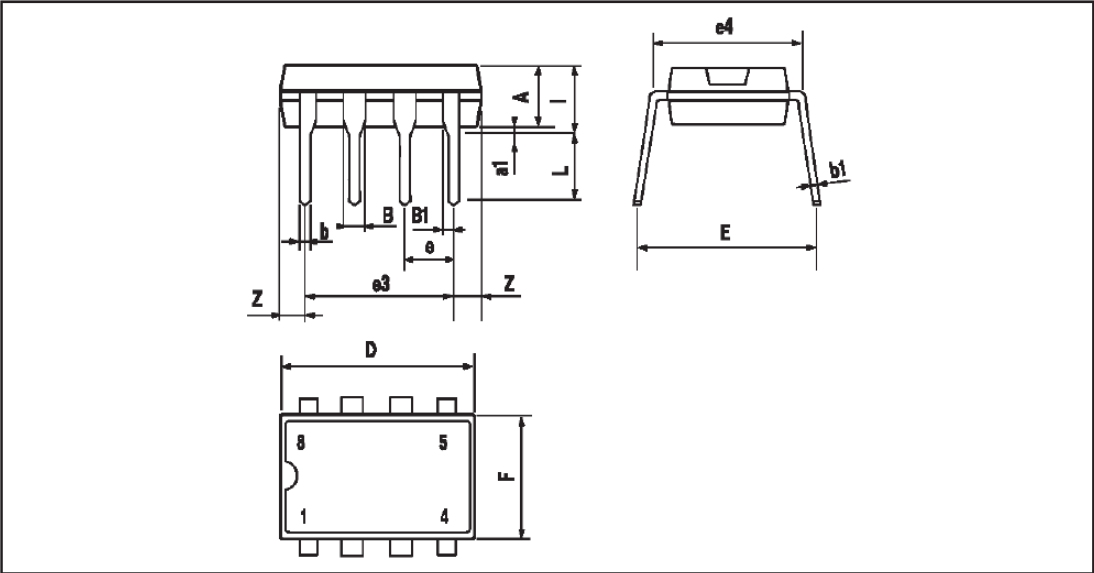


* These resistors values may be adjusted for a symmetrical output



TL082 - TL082A - TL082B

PACKAGE MECHANICAL DATA
8 PINS - PLASTIC DIP

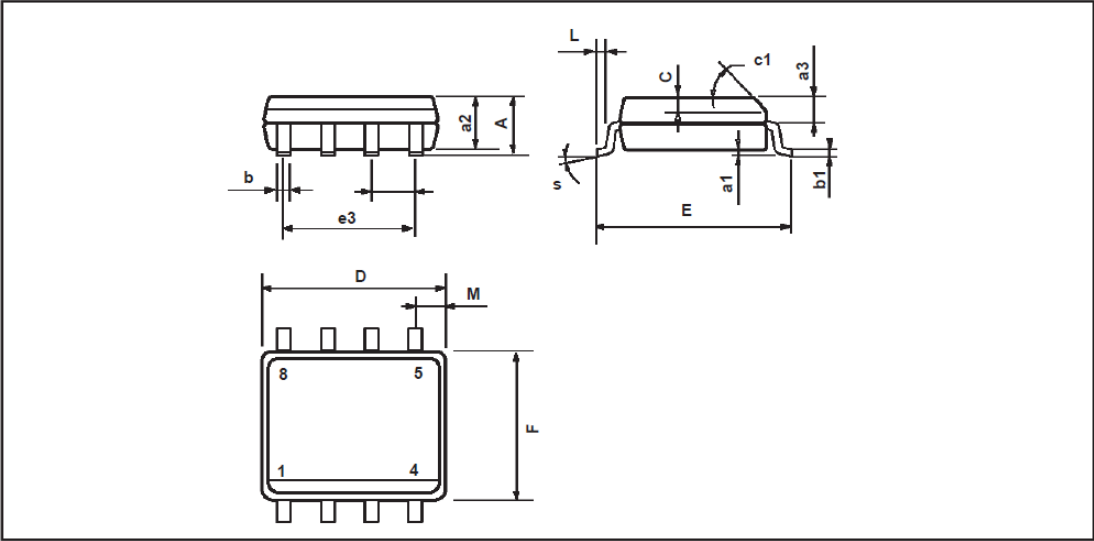


Dim.	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
A		3.32			0.131	
a1	0.51			0.020		
B	1.15		1.65	0.045		0.065
b	0.356		0.55	0.014		0.022
b1	0.204		0.304	0.008		0.012
D			10.92			0.430
E	7.95		9.75	0.313		0.384
e		2.54			0.100	
e3		7.62			0.300	
e4		7.62			0.300	
F			6.6			0.260
i			5.08			0.200
L	3.18		3.81	0.125		0.150
Z			1.52			0.060



TL082 - TL082A - TL082B

PACKAGE MECHANICAL DATA
8 PINS - PLASTIC MICROPACKAGE (SO)



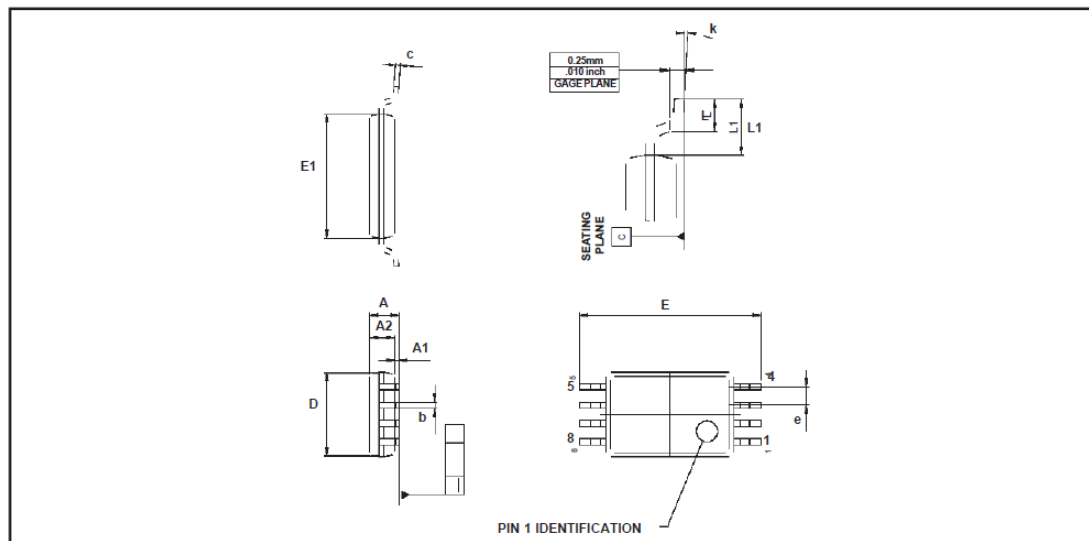
Dim.	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
A			1.75			0.069
a1	0.1		0.25	0.004		0.010
a2			1.65			0.065
a3	0.65		0.85	0.026		0.033
b	0.35		0.48	0.014		0.019
b1	0.19		0.25	0.007		0.010
C	0.25		0.5	0.010		0.020
c1	45° (typ.)					
D	4.8		5.0	0.189		0.197
E	5.8		6.2	0.228		0.244
e		1.27			0.050	
e3		3.81			0.150	
F	3.8		4.0	0.150		0.157
L	0.4		1.27	0.016		0.050
M			0.6			0.024
S	8° (max.)					



TL082 - TL082A - TL082B

PACKAGE MECHANICAL DATA

8 PINS - THIN SHRINK SMALL OUTLINE PACKAGE



187

Dim.	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
A			1.20			0.05
A1	0.05		0.15	0.01		0.006
A2	0.80	1.00	1.05	0.031	0.039	0.041
b	0.19		0.30	0.007		0.15
c	0.09		0.20	0.003		0.012
D	2.90	3.00	3.10	0.114	0.118	0.122
E		6.40			0.252	
E1	4.30	4.40	4.50	0.169	0.173	0.177
e		0.65			0.025	
k	0°		8°	0°		8°
l	0.50	0.60	0.75	0.09	0.0236	0.030
L	0.45	0.600	0.75	0.018	0.024	0.030
L1		1.000			0.039	

Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, STMicroelectronics assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of STMicroelectronics. Specifications mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. STMicroelectronics products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without express written approval of STMicroelectronics.

© The ST logo is a registered trademark of STMicroelectronics

© 2001 STMicroelectronics - Printed in Italy - All Rights Reserved
STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES

Australia - Brazil - Canada - China - Finland - France - Germany - Hong Kong - India - Israel - Italy - Japan - Malaysia
Malta - Morocco - Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - United Kingdom - United States

© <http://www.st.com>



D.4.7 Regulador Avanzado de PWM



UC1524
UC2524
UC3524

Advanced Regulating Pulse Width Modulators

188

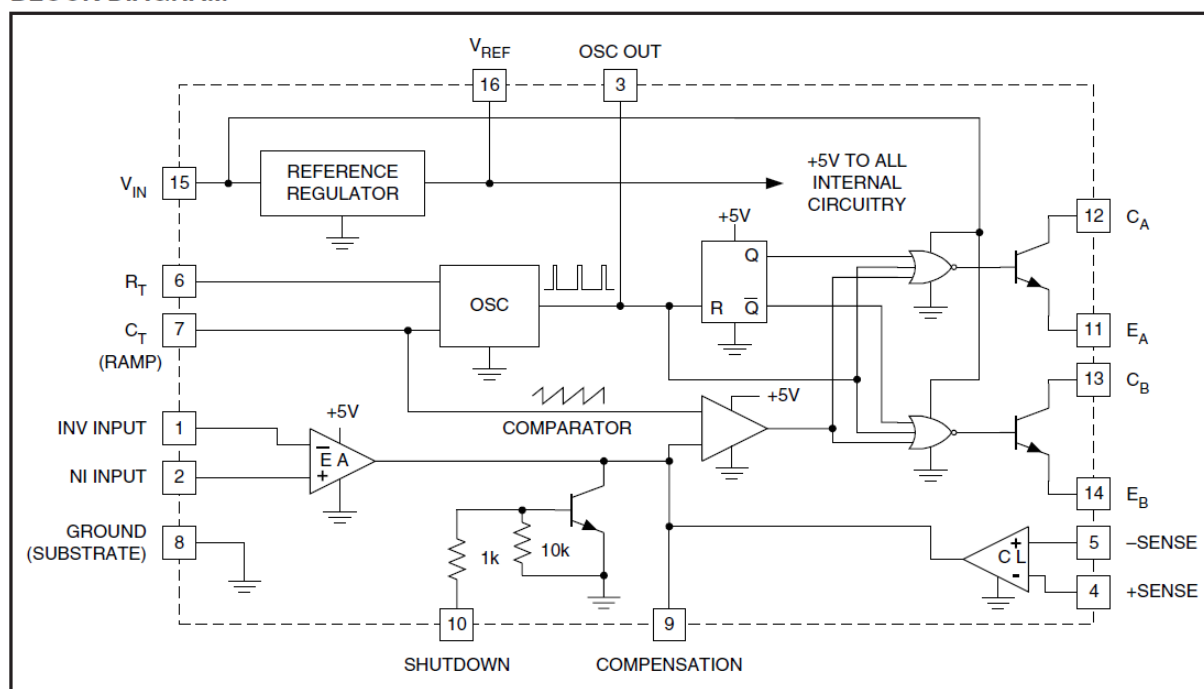
FEATURES

- Complete PWM Power Control Circuitry
- Uncommitted Outputs for Single-ended or Push-pull Applications
- Low Standby Current...8mA Typical
- Interchangeable with SG1524, SG2524 and SG3524, Respectively

DESCRIPTION

The UC1524, UC2524 and UC3524 incorporate on a single monolithic chip all the functions required for the construction of regulating power supplies, inverters or switching regulators. They can also be used as the control element for high-power-output applications. The UC1524 family was designed for switching regulators of either polarity, transformer-coupled dc-to-dc converters, transformerless voltage doublers and polarity converter applications employing fixed-frequency, pulse-width modulation techniques. The dual alternating outputs allow either single-ended or push-pull applications. Each device includes an on-chip reference, error amplifier, programmable oscillator, pulse-steering flip-flop, two uncommitted output transistors, a high-gain comparator, and current-limiting and shut-down circuitry. The UC1524 is characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to +125°C. The UC2524 and UC3524 are designed for operation from -25°C to +85°C and 0° to +70°C, respectively.

BLOCK DIAGRAM



SLUS180D - NOVEMBER 1999 - REVISED AUGUST 2002



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 1)

Supply Voltage, V_{CC} (Notes 2 and 3)	40V
Collector Output Current	100mA
Reference Output Current	50mA
Current Through C_T Terminal	–5mA
Power Dissipation at $T_A = +25^{\circ}\text{C}$ (Note 4)	1000mW
Power Dissipation at $T_C = +25^{\circ}\text{C}$ (Note 4)	2000mW
Operating Junction Temperature Range	–55°C to +150°C
Storage Temperature Range	–65°C to +150°C

Note 1: Over operating free-air temperature range unless otherwise noted.

Note 2: All voltage values are with respect to the ground terminal, pin 8.

Note 3: The reference regulator may be bypassed for operation from a fixed 5V supply by connecting the V_{CC} and reference output pins both to the supply voltage. In this configuration the maximum supply voltage is 6V.

Note 4: Consult packaging section of databook for thermal limitations and considerations of package.

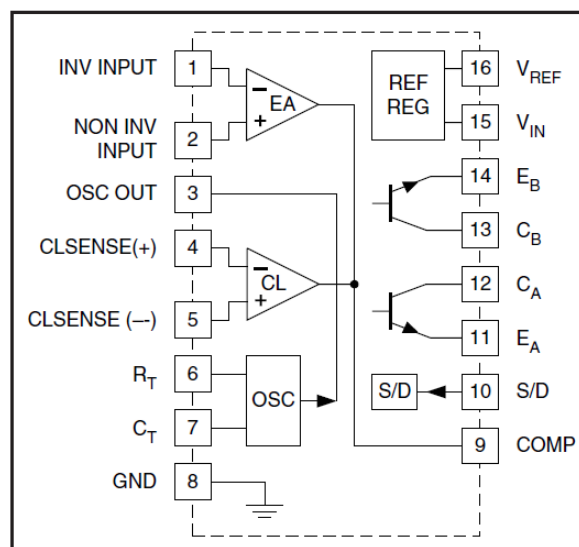
RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Supply Voltage, V_{CC}	8V to 40V
Reference Output Current	0 to 20mA
Current through C_T Terminal	–0.03mA to –2mA
Timing Resistor, R_T	1.8kΩ to 100kΩ
Timing Capacitor, C_T	0.001μF to 0.1μF
Operating Ambient Temperature Range	
UC1524	–55°C to +125°C
UC2524	–25°C to +85°C
UC3524	0°C to +70°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: Unless otherwise stated, these specifications apply for $T_A = -55^{\circ}\text{C}$ to $+125^{\circ}\text{C}$ for the UC1524, -25°C to $+85^{\circ}\text{C}$ for the UC2524, and 0°C to $+70^{\circ}\text{C}$ for the UC3524, $V_{IN} = 20\text{V}$, and $f = 20\text{kHz}$, $T_A = T_J$.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	UC1524/UC2524			UC3524			UNITS
		MIN		MAX	MIN		MAX	
Reference Section								
Output Voltage		4.8	5.0	5.2	4.6	5.0	5.4	V
Line Regulation	V _{IN} = 8 to 40V		10	20		10	30	mV
Load Regulation	I _L = 0 to 20mA		20	50		20	50	mV
Ripple Rejection	f = 120Hz, T _J = 25°C		66			66		dB
Short Circuit Current Limit	V _{REF} = 0, T _J = 25°C		100			100		mA
Temperature Stability	Over Operating Temperature Range		0.3	1		0.3	1	%
Long Term Stability	T _J = 125°C, t = 1000 Hrs.		20			20		mV
Oscillator Section								
Maximum Frequency	C _T = .001mfd, R _T = 2kΩ		300			300		kHz
Initial Accuracy	R _T and C _T Constant		5			5		%
Voltage Stability	V _{IN} = 8 to 40V, T _J = 25°C			1			1	%
Temperature Stability	Over Operating Temperature Range			5			5	%
Output Amplitude	Pin 3, T _J = 25°C		3.5			3.5		V
Output Pulse Width	C _T = .01mfd, T _J = 25°C		0.5			0.5		μs
Error Amplifier Section								
Input Offset Voltage	V _{CM} = 2.5V		0.5	5		2	10	mV
Input Bias Current	V _{CM} = 2.5V		2	10		2	10	μA
Open Loop Voltage Gain		72	80		60	80		dB
Common Mode Voltage	T _J = 25°C	1.8		3.4	1.8		3.4	V

CONNECTION DIAGRAM



ELECTRICAL CHARACTERISTICS: Unless otherwise stated, these specifications apply for $T_A = -55^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$ for the UC1524, -25°C to $+85^\circ\text{C}$ for the UC2524, and 0°C to $+70^\circ\text{C}$ for the UC3524, $V_{IN} = 20\text{V}$, and $f = 20\text{kHz}$, $T_A = T_J$.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	UC1524/UC2524			UC3524			UNITS
		MIN		MAX	MIN		MAX	
Error Amplifier Section (cont.)								
Common Mode Rejection Ratio	T _J = 25°C		70			70		dB
Small Signal Bandwidth	A _v = 0dB, T _J = 25°C		3			3		MHz
Output Voltage	T _J = 25°C	0.5		3.8	0.5		3.8	V
Comparator Section								
Duty-Cycle	% Each Output On	0		45	0		45	%
Input Threshold	Zero Duty-Cycle		1			1		V
	Maximum Duty-Cycle		3.5			3.5		V
Input Bias Current			1			1		μA
Current Limiting Section								
Sense Voltage	Pin 9 = 2V with Error Amplifier Set for Maximum Out, T _J = 25°C	190	200	210	180	200	220	mV
Sense Voltage T.C.			0.2			0.2		mV/°C
Common Mode Voltage	T _J = -55°C to 85°C for the -1V to 1V Limit	-1		+1	-1		+1	V
	T _J = 125°C	-0.3		+1				V
Output Section (Each Output)								
Collector-Emitter Voltage		40			40			V
Collector Leakage Current	V _{CE} = 40V		0.1	50		0.1	50	μA
Saturation Voltage	I _C = 50mA		1	2		1	2	V
Emitter Output Voltage	V _{IN} = 20V	17	18		17	18		V
Rise Time	R _C = 2kΩ, T _J = 25°C		0.2			0.2		μs
Fall Time	R _C = 2kΩ, T _J = 25°C		0.1			0.1		μs
Total Standby Current (Note)	V _{IN} = 40V		8	10		8	10	mA

PRINCIPLES OF OPERATION

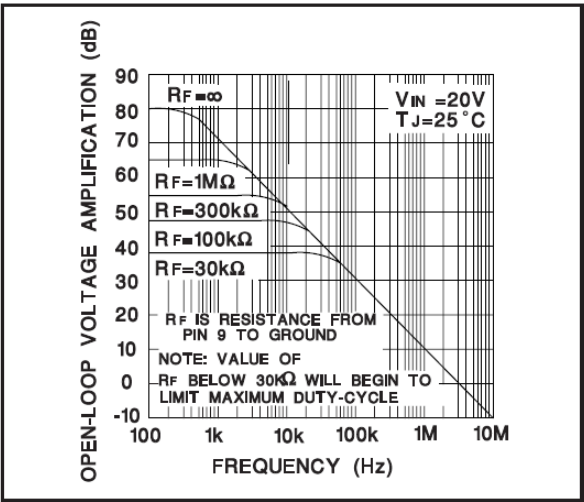
The UC1524 is a fixed-frequency pulse-width-modulation voltage regulator control circuit. The regulator operates at a frequency that is programmed by one timing resistor (R_T), and one timing capacitor (C_T). R_T establishes a constant charging current for C_T . This results in a linear voltage ramp at C_T , which is fed to the comparator providing linear control of the output pulse width by the error amplifier. The UC1524 contains an on-board 5V regulator that serves as a reference as well as powering the UC1524's internal control circuitry and is also useful in supplying external support functions. This reference voltage is lowered externally by a resistor divider to provide a reference within the common-mode range of the error amplifier or an external reference may be used. The power supply output is sensed by a second resistor divider network to generate a feedback signal to the error amplifier. The amplifier output voltage is then compared to the linear voltage ramp at C_T . The resulting modulated pulse out of the high-gain comparator is then steered to

the appropriate output pass transistor (Q_1 or Q_2) by the pulse-steering flip-flop, which is synchronously toggled by the oscillator output. The oscillator output pulse also serves as a blanking pulse to assure both outputs are never on simultaneously during the transition times. The width of the blanking pulse is controlled by the value of C_T . The outputs may be applied in a push-pull configuration in which their frequency is half that of the base oscillator, or paralleled for single-ended applications in which the frequency is equal to that of the oscillator. The output of the error amplifier shares a common input to the comparator with the current limiting and shutdown circuitry and can be overridden by signals from either of these inputs. This common point is also available externally and may be employed to control the gain of, or to compensate, the error amplifier or to provide additional control to the regulator.

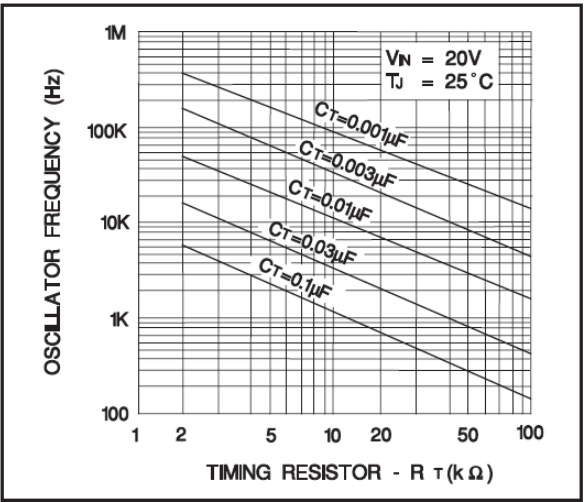


UC1524
UC2524
UC3524

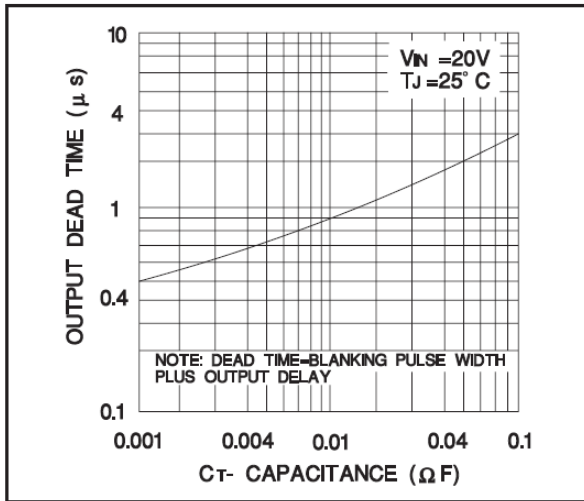
TYPICAL CHARACTERISTICS



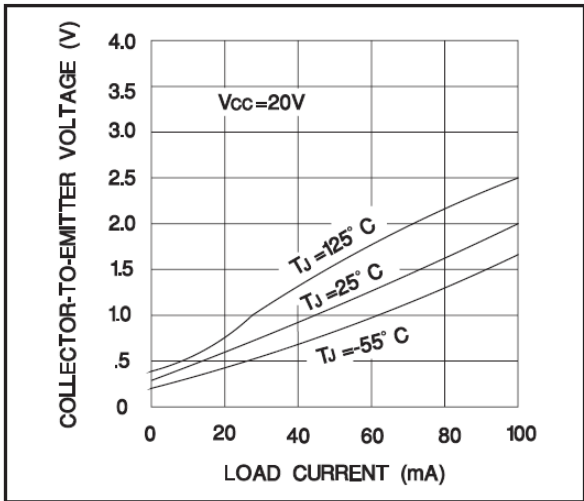
Open-loop voltage amplification of error amplifier vs frequency.



Oscillator frequency vs timing components.



Output dead time vs timing capacitance value.



Output saturation voltage vs load current.



APPLICATION INFORMATION

Oscillator

The oscillator controls the frequency of the UC1524 and is programmed by R_T and C_T according to the approximate formula:

$$f' = \frac{1.18}{R_T C_T}$$

where R_T is in $k\Omega$
 C_T is in mF
 f is in kHz

Practical values of C_T fall between 0.001mF and 0.1mF. Practical values of R_T fall between 1.8k Ω and 100k Ω . This results in a frequency range typically from 120Hz to 500kHz.

Blanking

The output pulse of the oscillator is used as a blanking pulse at the output. This pulse width is controlled by the value of C_T . If small values of C_T are required for frequency control, the oscillator output pulse width may still be increased by applying a shunt capacitance of up to 100pF from pin 3 to ground. If still greater dead-time is required, it should be accomplished by limiting the maximum duty cycle by clamping the output of the error

amplifier. This can easily be done with the circuit in Figure 1:

Synchronous Operation

When an external clock is desired, a clock pulse of approximately 3V can be applied directly to the oscillator output terminal. The impedance to ground at this point is approximately 2k Ω . In this configuration R_T C_T must be selected for a clock period slightly greater than that of the external clock.

If two or more UC1524 regulators are to operated synchronously, all oscillator output terminals should be tied together, all C_T terminals connected to single timing capacitor, and the timing resistor connected to a single R_T terminal.

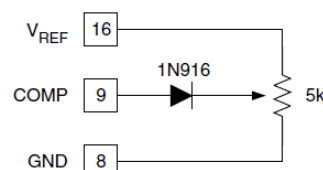


Figure 1. Error amplifier clamp.

The other R_T terminals can be left open or shorted to V_{REF} . Minimum lead lengths should be used between the C_T terminals.

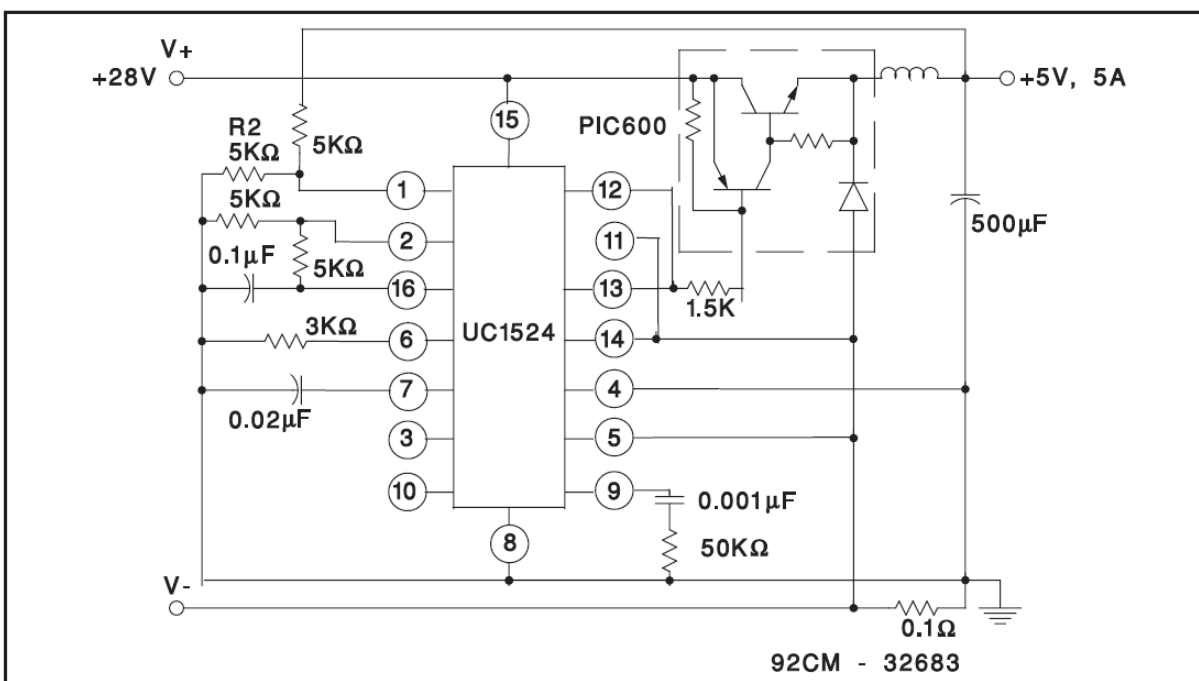


Figure 2. Single-ended LC switching regulator circuit.



UC1524
UC2524
UC3524

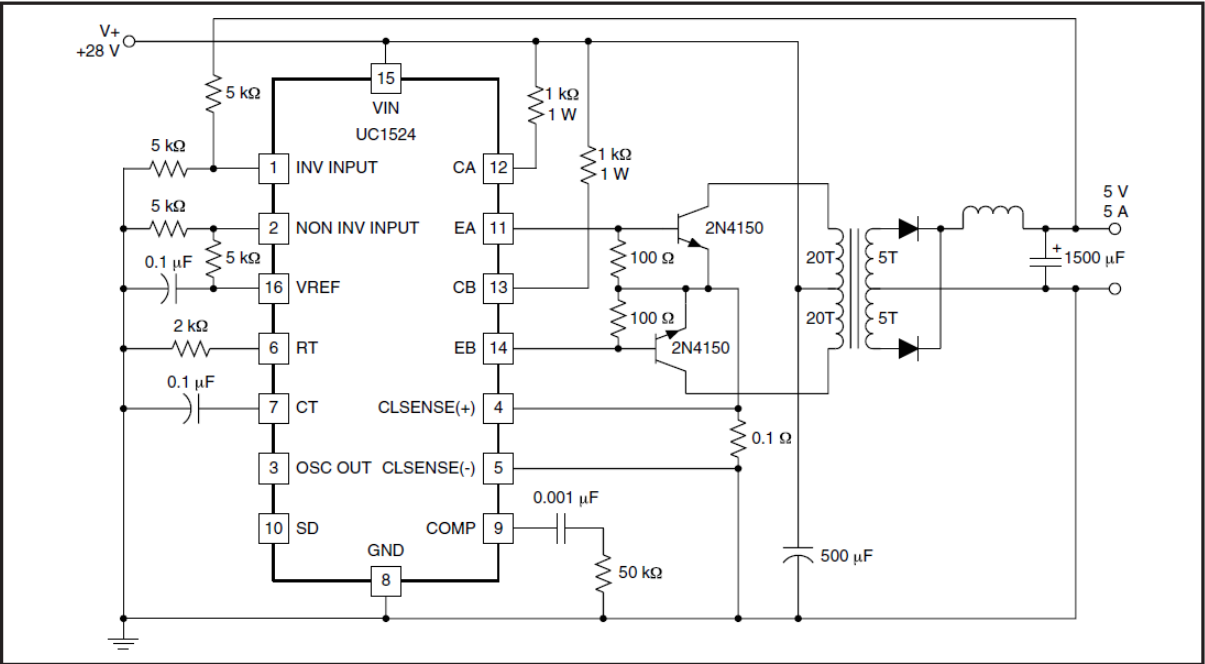


Figure 3. Push-pull transformer coupled circuit.

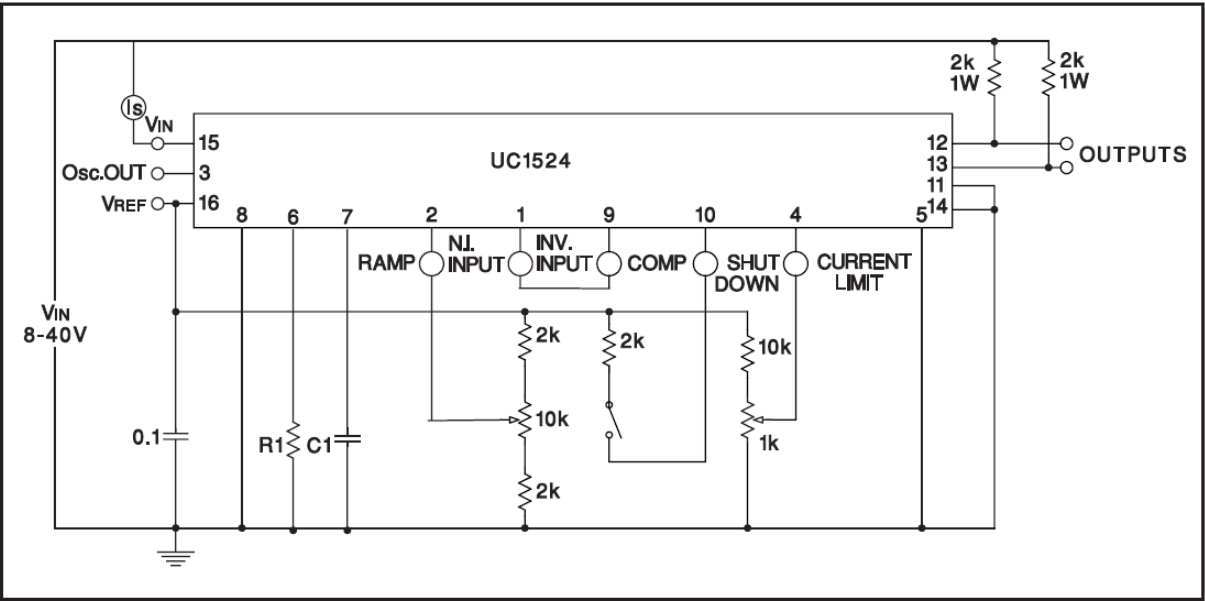


Figure 4. Open loop test circuit.



D.4.8 Buffer

SN54LS240, SN54LS241, SN54LS244, SN54S240, SN54S241, SN54S244
SN74LS240, SN74LS241, SN74LS244, SN74S240, SN74S241, SN74S244
OCTAL BUFFERS AND LINE DRIVERS WITH 3-STATE OUTPUTS

SDLS144B – APRIL 1985 – REVISED FEBRUARY 2002

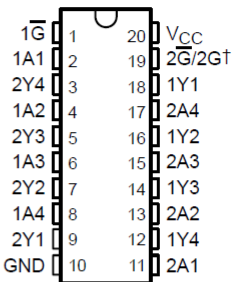
- 3-State Outputs Drive Bus Lines or Buffer Memory Address Registers
- PNP Inputs Reduce DC Loading
- Hysteresis at Inputs Improves Noise Margins

description

These octal buffers and line drivers are designed specifically to improve both the performance and density of three-state memory address drivers, clock drivers, and bus-oriented receivers and transmitters. The designer has a choice of selected combinations of inverting and noninverting outputs, symmetrical, active-low output-control ($\overline{G}$) inputs, and complementary output-control (G and $\overline{G}$) inputs. These devices feature high fan-out, improved fan-in, and 400-mV noise margin. The SN74LS' and SN74S' devices can be used to drive terminated lines down to 133 Ω .

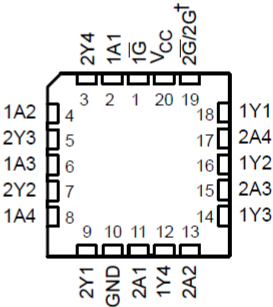
SN54LS', SN54S' ... J OR W PACKAGE
SN74LS240, SN74LS244 ... DB, DW, N, OR NS PACKAGE
SN74LS241 ... DW, N, OR NS PACKAGE
SN74S' ... DW OR N PACKAGE

(TOP VIEW)



† 2G for 'LS241 and 'S241 or 2G for all other drivers.

SN54LS', SN54S' ... FK PACKAGE
(TOP VIEW)



† 2G for 'LS241 and 'S241 or 2G for all other drivers.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 2002, Texas Instruments Incorporated
On products compliant to MIL-PRF-38535, all parameters are tested unless otherwise noted. On all other products, production processing does not necessarily include testing of all parameters.



SN54LS240, SN54LS241, SN54LS244, SN54S240, SN54S241, SN54S244
SN74LS240, SN74LS241, SN74LS244, SN74S240, SN74S241, SN74S244
OCTAL BUFFERS AND LINE DRIVERS WITH 3-STATE OUTPUTS

SDLS144B – APRIL 1985 – REVISED FEBRUARY 2002

ORDERING INFORMATION

T _A	PACKAGE†		ORDERABLE PART NUMBER	TOP-SIDE MARKING
0°C to 70°C	PDIP – N	Tube	SN74LS240N	SN74LS240N
			SN74LS241N	SN74LS241N
			SN74LS244N	SN74LS244N
			SN74S240N	SN74S240N
			SN74S241N	SN74S241N
			SN74S244N	SN74S244N
	SOIC – DW	Tube	SN74LS240DW	LS240
		Tape and reel	SN74LS240DWR	
		Tube	SN74LS241DW	LS241
		Tape and reel	SN74LS241DWR	
		Tube	SN74LS244DW	LS244
		Tape and reel	SN74LS244DWR	
		Tube	SN74S240DW	S240
		Tape and reel	SN74S240DWR	
		Tube	SN74S241DW	S241
		Tape and reel	SN74S241DWR	
		Tube	SN74S244DW	S244
		Tape and reel	SN74S244DWR	
	SOP – NS	Tube	SN74LS240NSR	74LS240
			SN74LS241NSR	74LS241
			SN74LS244NSR	74LS244
	SSOP – DB	Tape and reel	SN74LS240DBR	LS240
			SN74LS244DBR	LS244
–55°C to 125°C	CDIP – J	Tube	SN54LS240J	SN54LS240J
			SNJ54LS240J	SNJ54LS240J
			SN54LS241J	SN54LS241J
			SNJ54LS241J	SNJ54LS241J
			SN54LS244J	SN54LS244J
			SNJ54LS244J	SNJ54LS244J
			SN54S240J	SN54S240J
			SNJ54S240J	SNJ54S240J
			SN54S241J	SN54S241J
			SNJ54S241J	SNJ54S241J
			SN54S244J	SN54S244J
			SNJ54S244J	SNJ54S244J
	CFP – W	Tube	SNJ54LS240W	SNJ54LS240W
			SNJ54LS241W	SNJ54LS241W
			SNJ54LS244W	SNJ54LS244W
			SNJ54S240W	SNJ54S240W
			SNJ54S241W	SNJ54S241W
			SNJ54S244W	SNJ54S244W
	LCCC – FK	Tube	SNJ54LS240FK	SNJ54LS240FK
			SNJ54LS241FK	SNJ54LS241FK
			SNJ54LS244FK	SNJ54LS244FK
			SNJ54S240FK	SNJ54S240FK
			SNJ54S241FK	SNJ54S241FK
			SNJ54S244FK	SNJ54S244FK

† Package drawings, standard packing quantities, thermal data, symbolization, and PCB design guidelines are available at www.ti.com/sc/package.

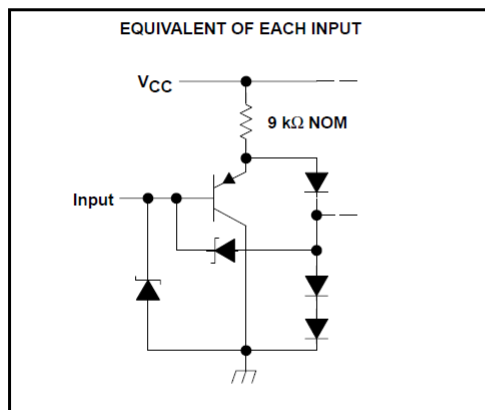


SN54LS240, SN54LS241, SN54LS244, SN54S240, SN54S241, SN54S244 SN74LS240, SN74LS241, SN74LS244, SN74S240, SN74S241, SN74S244 OCTAL BUFFERS AND LINE DRIVERS WITH 3-STATE OUTPUTS

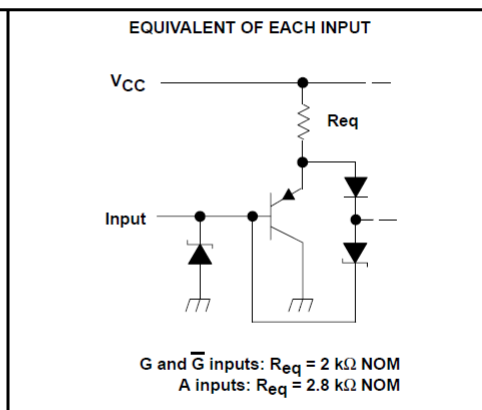
SDLS144B – APRIL 1985 – REVISED FEBRUARY 2002

schematics of inputs and outputs

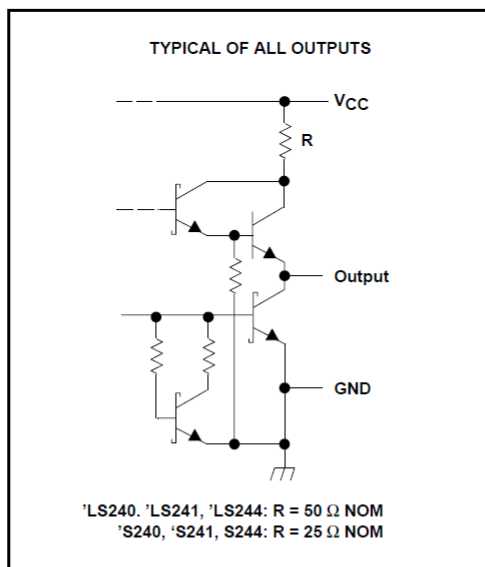
'LS240, 'LS241, 'LS244



'S240, 'S241, 'S244



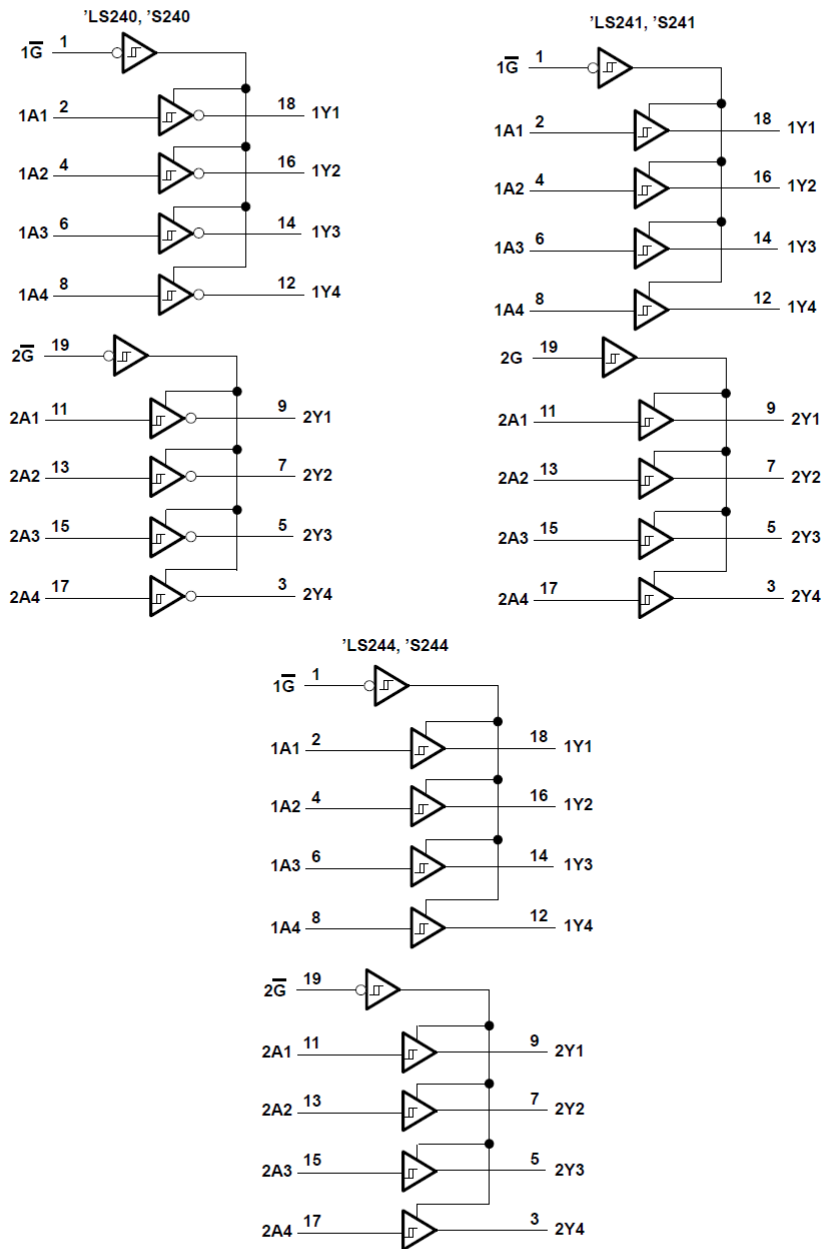
TYPICAL OF ALL OUTPUTS



SN54LS240, SN54LS241, SN54LS244, SN54S240, SN54S241, SN54S244
SN74LS240, SN74LS241, SN74LS244, SN74S240, SN74S241, SN74S244
OCTAL BUFFERS AND LINE DRIVERS WITH 3-STATE OUTPUTS

SDLS144B – APRIL 1985 – REVISED FEBRUARY 2002

logic diagram



Pin numbers shown are for DB, DW, J, N, NS, and W packages.



SN54LS240, SN54LS241, SN54LS244, SN54S240, SN54S241, SN54S244
SN74LS240, SN74LS241, SN74LS244, SN74S240, SN74S241, SN74S244
OCTAL BUFFERS AND LINE DRIVERS WITH 3-STATE OUTPUTS

SDLS144B – APRIL 1985 – REVISED FEBRUARY 2002

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)†

Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)	7 V
Input voltage, V_I : 'LS	7 V
'S	5.5 V
Off-state output voltage	5.5 V
Package thermal impedance, θ_{JA} (see Note 2): DB package	70°C/W
DW package	58°C/W
N package	69°C/W
NS package	60°C/W
Storage temperature range, T_{stg}	–65°C to 150°C

† Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

NOTES: 1. Voltage values are with respect to network ground terminal.
 2. The package thermal impedance is calculated in accordance with JESD 51-7.

recommended operating conditions

		SN54LS'			SN74LS'			UNIT
		MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
V_{CC}	Supply voltage (see Note 1)	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
V_{IH}	High-level input voltage	2			2			V
V_{IL}	Low-level input voltage			0.7			0.8	V
I_{OH}	High-level output current			–12			–15	mA
I_{OL}	Low-level output current			12			24	mA
T_A	Operating free-air temperature	–55		125	0		70	°C

NOTE 1: Voltage values are with respect to network ground terminal.

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†			SN54LS'			SN74LS'			UNIT
				MIN	TYP‡	MAX	MIN	TYP‡	MAX	
V_{IK}	$V_{CC} = \text{MIN}$, $I_I = -18 \text{ mA}$					–1.5			–1.5	V
Hysteresis ($V_{T+} - V_{T-}$)	$V_{CC} = \text{MIN}$			0.2	0.4		0.2	0.4		V
V_{OH}	$V_{CC} = \text{MIN}$, $I_{OH} = -3 \text{ mA}$	$V_{IH} = 2 \text{ V}$, $V_{IL} = \text{MAX}$,		2.4	3.4		2.4	3.4		V
	$V_{CC} = \text{MIN}$, $I_{OH} = \text{MAX}$	$V_{IH} = 2 \text{ V}$, $V_{IL} = 0.5 \text{ V}$,		2			2			
V_{OL}	$V_{CC} = \text{MIN}$, $V_{IL} = \text{MAX}$	$V_{IH} = 2 \text{ V}$, $I_{OL} = 12 \text{ mA}$				0.4			0.4	V
		$I_{OL} = 24 \text{ mA}$							0.5	
I_{OZH}	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_{IL} = \text{MAX}$	$V_{IH} = 2 \text{ V}$, $V_O = 2.7 \text{ V}$				20			20	µA
I_{OZL}	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_{IL} = \text{MAX}$	$V_{IH} = 2 \text{ V}$, $V_O = 0.4 \text{ V}$				–20			–20	µA
I_I	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_I = 7 \text{ V}$					0.1			0.1	mA
I_{IH}	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_I = 2.7 \text{ V}$					20			20	µA
I_{IL}	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_{IL} = 0.4 \text{ V}$					–0.2			–0.2	mA
$I_{OS}§$	$V_{CC} = \text{MAX}$,			–40	–225		–40	–225		mA
I_{CC}	$V_{CC} = \text{MAX}$, Output open	Outputs high	All	17	27		17	27		mA
		Outputs low	'LS240	26	44		26	44		
			'LS241, 'LS244	27	46		27	46		
		Outputs disabled	'LS240	29	50		29	50		
			'LS241, 'LS244	32	54		32	54		

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

‡ All typical values are at $V_{CC} = 5 \text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$.

§ Not more than one output should be shorted at a time, and duration of the short-circuit should not exceed one second.



switching characteristics, $V_{CC} = 5\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (see Figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	'LS240			'LS241, 'LS244			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
t_{PLH}	$R_L = 667\ \Omega$, $C_L = 45\text{ pF}$	9	14		12	18		ns
t_{PHL}		12	18		12	18		
t_{PZL}	$R_L = 667\ \Omega$, $C_L = 45\text{ pF}$	20	30		20	30		ns
t_{PZH}		15	23		15	23		
t_{PLZ}	$R_L = 667\ \Omega$, $C_L = 5\text{ pF}$	10	20		10	20		ns
t_{PHZ}		15	25		15	25		

recommended operating conditions

		SN54S'			SN74S'			UNIT
		MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
V_{CC}	Supply voltage (see Note 1)	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
V_{IH}	High-level input voltage	2			2			V
V_{IL}	Low-level input voltage			0.8			0.8	V
I_{OH}	High-level output current			-12			-15	mA
I_{OL}	Low-level output current			48			64	mA
	External resistance between any input and V_{CC} or ground			40			40	k Ω
T_A	Operating free-air temperature (see Note 3)	-55		125	0		70	$^\circ\text{C}$

NOTES: 1. Voltage values are with respect to network ground terminal.
3. An SN54S241J operating at free-air temperature above 116°C requires a heat sink that provides a thermal resistance from case to free air, $R_{\theta CA}$, of not more than 40°C/W .

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†			SN54S'			SN74S'			UNIT
				MIN	TYP‡	MAX	MIN	TYP‡	MAX	
V_{IK}	$V_{CC} = \text{MIN}$, $I_I = -18\text{ mA}$					-1.2			-1.2	V
Hysteresis ($V_{T+} - V_{T-}$)	$V_{CC} = \text{MIN}$			0.2	0.4		0.2	0.4		V
V_{OH}	$V_{CC} = \text{MIN}$, $I_{OH} = -1\text{ mA}$, $V_{IH} = 2\text{ V}$, $V_{IL} = 0.8\text{ V}$						2.7			V
	$V_{CC} = \text{MIN}$, $I_{OH} = -3\text{ mA}$, $V_{IH} = 2\text{ V}$, $V_{IL} = 0.8\text{ V}$			2.4	3.4		2.4	3.4		
	$V_{CC} = \text{MIN}$, $I_{OH} = \text{MAX}$, $V_{IH} = 2\text{ V}$, $V_{IL} = 0.5\text{ V}$			2			2			
V_{OL}	$V_{CC} = \text{MIN}$, $I_{OL} = \text{MAX}$, $V_{IH} = 2\text{ V}$, $V_{IL} = 0.8\text{ V}$					0.55			0.55	V
I_{OZH}	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_{IL} = 0.8\text{ V}$, $V_{IH} = 2\text{ V}$, $V_O = 2.4\text{ V}$					50			50	μA
I_{OZL}	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_{IL} = 0.8\text{ V}$, $V_{IH} = 2\text{ V}$, $V_O = 0.5\text{ V}$					-50			-50	μA
I_I	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_I = 5.5\text{ V}$					1			1	mA
I_{IH}	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_I = 2.7\text{ V}$					50			50	μA
I_{IL}	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_I = 0.5\text{ V}$	Any A				-400			-400	μA
		Any G				-2			-2	mA
$I_{OS}§$	$V_{CC} = \text{MAX}$			-50	-225		-50	-225		mA
I_{CC}	$V_{CC} = \text{MAX}$, Output open	Outputs high	'S240	80	123		80	135		mA
			'S241, 'S244	95	147		95	160		
		Outputs low	'S240	100	145		100	150		
			'S241, 'S244	120	170		120	180		
		Outputs disabled	'S240	100	145		100	150		
			'S241, 'S244	120	170		120	180		

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

‡ All typical values are at $V_{CC} = 5\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$.

§ Not more than one output should be shorted at a time, and duration of the short-circuit should not exceed one second.

switching characteristics, $V_{CC} = 5\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (see Figure 2)

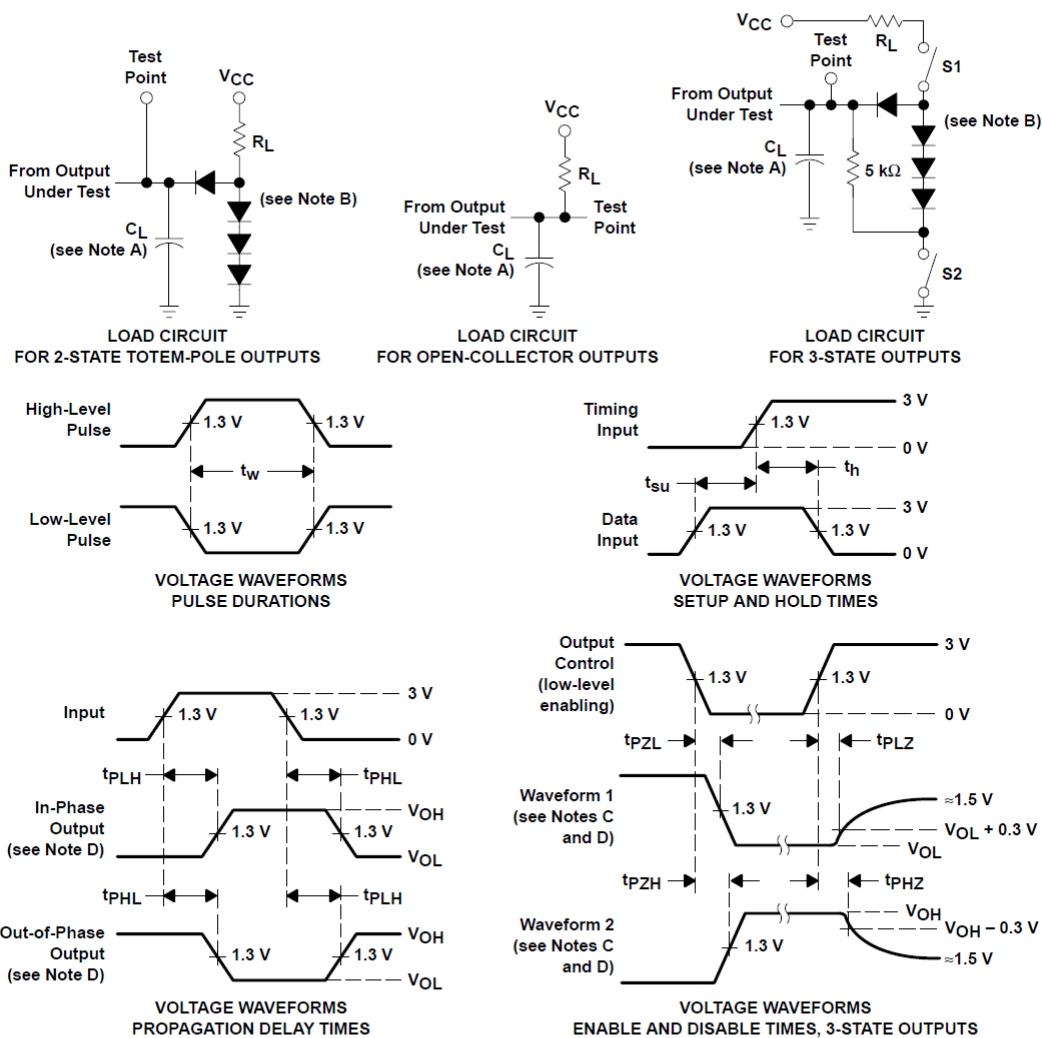
PARAMETER	TEST CONDITIONS	'S240			'S241, 'S244			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
t_{PLH}	$R_L = 90\ \Omega$, $C_L = 50\text{ pF}$	4.5	7		6	9		ns
t_{PHL}		4.5	7		6	9		
t_{PZL}	$R_L = 90\ \Omega$, $C_L = 50\text{ pF}$	10	15		10	15		ns
t_{PZH}		6.5	10		8	12		
t_{PLZ}	$R_L = 90\ \Omega$, $C_L = 5\text{ pF}$	10	15		10	15		ns
t_{PHZ}		6	9		6	9		



SN54LS240, SN54LS241, SN54LS244, SN54S240, SN54S241, SN54S244
SN74LS240, SN74LS241, SN74LS244, SN74S240, SN74S241, SN74S244
OCTAL BUFFERS AND LINE DRIVERS WITH 3-STATE OUTPUTS

SDLS144B – APRIL 1985 – REVISED FEBRUARY 2002

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION
SERIES 54LS/74LS DEVICES



- NOTES: A. C_L includes probe and jig capacitance.
B. All diodes are 1N3064 or equivalent.
C. Waveform 1 is for an output with internal conditions such that the output is low except when disabled by the output control. Waveform 2 is for an output with internal conditions such that the output is high except when disabled by the output control.
D. S1 and S2 are closed for t_{PLH} , t_{PHL} , t_{PHZ} , and t_{PLZ} ; S1 is open and S2 is closed for t_{PZH} ; S1 is closed and S2 is open for t_{PZL} .
E. Phase relationships between inputs and outputs have been chosen arbitrarily for these examples.
F. All input pulses are supplied by generators having the following characteristics: $PRR \leq 1$ MHz, $Z_O \approx 50 \Omega$, $t_r \leq 15$ ns, $t_f \leq 6$ ns.
G. The outputs are measured one at a time with one input transition per measurement.

Figure 1. Load Circuits and Voltage Waveforms



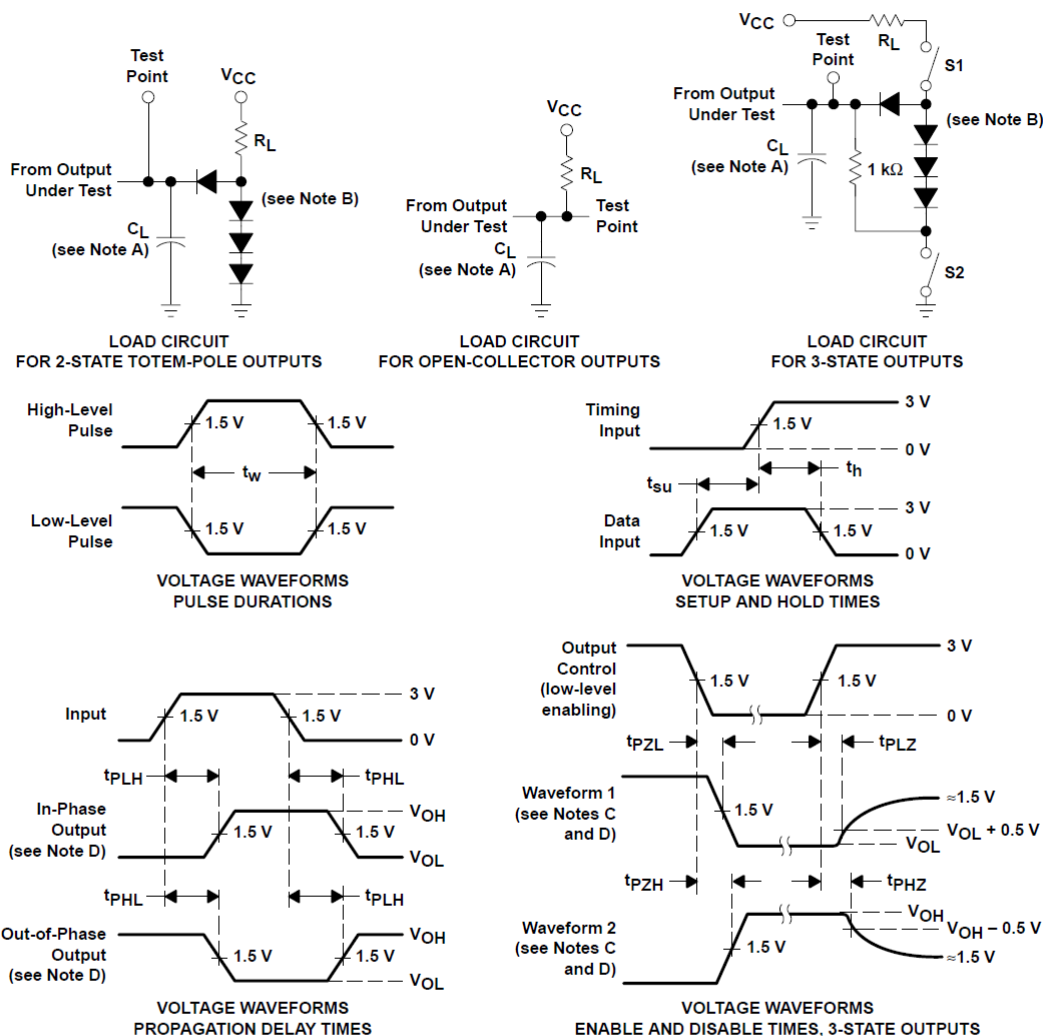
POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265



SN54LS240, SN54LS241, SN54LS244, SN54S240, SN54S241, SN54S244
SN74LS240, SN74LS241, SN74LS244, SN74S240, SN74S241, SN74S244
OCTAL BUFFERS AND LINE DRIVERS WITH 3-STATE OUTPUTS

SDLS144B – APRIL 1985 – REVISED FEBRUARY 2002

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION
SERIES 54S/74S DEVICES



- NOTES: A. C_L includes probe and jig capacitance.
B. All diodes are 1N3064 or equivalent.
C. Waveform 1 is for an output with internal conditions such that the output is low except when disabled by the output control. Waveform 2 is for an output with internal conditions such that the output is high except when disabled by the output control.
D. S1 and S2 are closed for t_{PLH} , t_{PHL} , t_{PHZ} , and t_{PLZ} ; S1 is open and S2 is closed for t_{PZH} ; S1 is closed and S2 is open for t_{PZL} .
E. All input pulses are supplied by generators having the following characteristics: $PRR \leq 1$ MHz; $Z_O \approx 50 \Omega$; t_r and $t_f \leq 7$ ns for Series 54/74 devices and t_r and $t_f \leq 2.5$ ns for Series 54S/74S devices.
F. The outputs are measured one at a time with one input transition per measurement.

Figure 2. Load Circuits and Voltage Waveforms



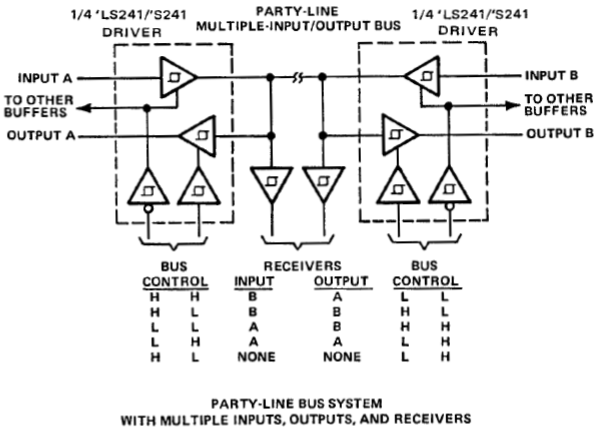
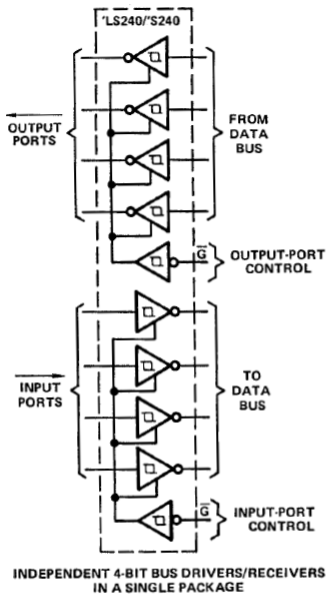
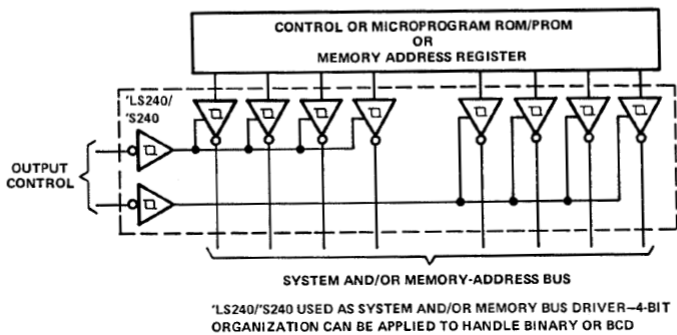
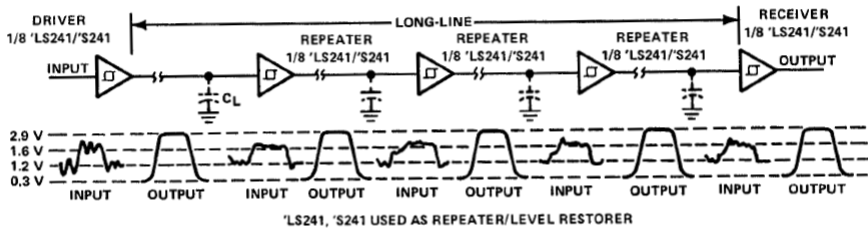
POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265



SN54LS240, SN54LS241, SN54LS244, SN54S240, SN54S241, SN54S244
SN74LS240, SN74LS241, SN74LS244, SN74S240, SN74S241, SN74S244
OCTAL BUFFERS AND LINE DRIVERS WITH 3-STATE OUTPUTS

SDLS144B – APRIL 1985 – REVISED FEBRUARY 2002

APPLICATION INFORMATION



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265



D.4.9 Controlador de MOSFET



TC4421
TC4422

9A HIGH-SPEED MOSFET DRIVERS

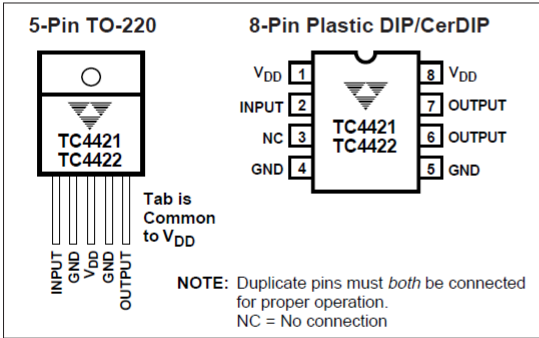
FEATURES

- Tough CMOS™ Construction
- High Peak Output Current 9A
- High Continuous Output Current 2A Max
- Fast Rise and Fall Times:
 - 30 nsec with 4,700 pF Load
 - 180 nsec with 47,000 pF Load
- Short Internal Delays 30nsec Typ
- Low Output Impedance 1.4W Typ

APPLICATIONS

- Line Drivers for Extra-Heavily-Loaded Lines
- Pulse Generators
- Driving the Largest MOSFETs and IGBTs
- Local Power ON/OFF Switch
- Motor and Solenoid Driver

PIN CONFIGURATIONS



GENERAL DESCRIPTION

The TC4421/4422 are high current buffer/drivers capable of driving large MOSFETs and IGBTs.

They are essentially immune to any form of upset except direct overvoltage or over-dissipation — they cannot be latched under any conditions within their power and voltage ratings; they are not subject to damage or improper operation when up to 5V of ground bounce is present on their ground terminals; they can accept, without either damage or logic upset, more than 1A inductive current of either polarity being forced back into their outputs. In addition, all terminals are fully protected against up to 4 kV of electrostatic discharge.

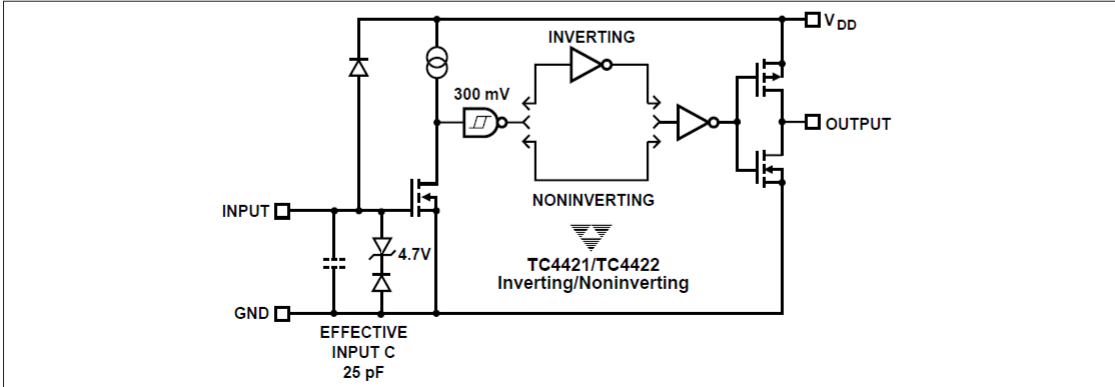
The TC4421/4422 inputs may be driven directly from either TTL or CMOS (3V to 18V). In addition, 300 mV of hysteresis is built into the input, providing noise immunity and allowing the device to be driven from slowly rising or falling waveforms.

4

ORDERING INFORMATION

Part No.	Package	Temperature Range
TC4421CAT	5-Pin TO-220	0°C to +70°C
TC4421CPA	8-Pin PDIP	0°C to +70°C
TC4421EPA	8-Pin PDIP	– 40°C to +85°C
TC4421MJA	8-Pin CerDIP	– 55°C to +125°C
TC4422CAT	5-Pin TO-220	0°C to +70°C
TC4422CPA	8-Pin PDIP	0°C to +70°C
TC4422EPA	8-Pin PDIP	– 40°C to +85°C
TC4422MJA	8-Pin CerDIP	– 55°C to +125°C

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



9A HIGH-SPEED MOSFET DRIVERS

TC4421

TC4422

204

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS*

Power Dissipation, $T_A \leq 70^\circ\text{C}$	
PDIP	730W
CerDIP	800mW
5-Pin TO-220	1.6W
Power Dissipation, $T_A \leq 70^\circ\text{C}$	
5-Pin TO-220 (With Heat Sink)	1.60W
Derating Factors (To Ambient)	
PDIP	8mW/ $^\circ\text{C}$
CerDIP	6.4mW/ $^\circ\text{C}$
5-Pin TO-220	12mW/ $^\circ\text{C}$
Thermal Impedance (To Case)	
5-Pin TO-220 R_{QJC}	10 $^\circ\text{C}/\text{W}$
Storage Temperature	- 65 $^\circ\text{C}$ to +150 $^\circ\text{C}$
Operating Temperature (Chip)	150 $^\circ\text{C}$

Operating Temperature (Ambient)

C Version	0 $^\circ\text{C}$ to +70 $^\circ\text{C}$
E Version	- 40 $^\circ\text{C}$ to +85 $^\circ\text{C}$
M Version	- 55 $^\circ\text{C}$ to +125 $^\circ\text{C}$
Lead Temperature (10 sec)	300 $^\circ\text{C}$
Supply Voltage	20V
Input Voltage	($V_{\text{DD}} + 0.3\text{V}$) to (GND - 5V)
Input Current ($V_{\text{IN}} > V_{\text{DD}}$)	50 mA

*Static-sensitive device. Unused devices must be stored in conductive material. Protect devices from static discharge and static fields. Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operation sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: $T_A = 25^\circ\text{C}$ with $4.5\text{V} \leq V_{\text{DD}} \leq 18\text{V}$ unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
Input						
V_{IH}	Logic 1 Input Voltage		2.4	1.8	—	V
V_{IL}	Logic 0 Input Voltage		—	1.3	0.8	V
I_{IN}	Input Current	$0\text{V} \leq V_{\text{IN}} \leq V_{\text{DD}}$	- 10	—	10	μA
Output						
V_{OH}	High Output Voltage	See Figure 1	$V_{\text{DD}} - 0.025$	—	—	V
V_{OL}	Low Output Voltage	See Figure 1	—	—	0.025	V
R_{O}	Output Resistance, High	$V_{\text{DD}} = 18\text{V}$, $I_{\text{O}} = 10\text{ mA}$	—	1.4	—	Ω
R_{O}	Output Resistance, Low	$V_{\text{DD}} = 18\text{V}$, $I_{\text{O}} = 10\text{ mA}$	—	0.9	1.7	Ω
I_{PK}	Peak Output Current	$V_{\text{DD}} = 18\text{V}$	—	9	—	A
I_{DC}	Continuous Output Current	$10\text{V} \leq V_{\text{DD}} \leq 18\text{V}$, $T_C = 25^\circ$ (TC4421/22 CAT only)	2	—	—	A
I_{REV}	Latch-Up Protection	Duty Cycle $\leq 2\%$ Withstand Reverse Current	>1500 $t \leq 300\text{ }\mu\text{sec}$	—	—	mA
Switching Time (Note 1)						
t_{R}	Rise Time	Figure 1, $C_L = 10,000\text{ pF}$	—	60	75	nsec
t_{F}	Fall Time	Figure 1, $C_L = 10,000\text{ pF}$	—	60	75	nsec
t_{D1}	Delay Time	Figure 1	—	30	60	nsec
t_{D2}	Delay Time	Figure 1	—	33	60	nsec
Power Supply						
I_{S}	Power Supply Current	$V_{\text{IN}} = 3\text{V}$	—	0.2	1.5	mA
		$V_{\text{IN}} = 0\text{V}$	—	55	150	μA
V_{DD}	Operating Input Voltage		4.5	—	18	V
Input						
V_{IH}	Logic 1 Input Voltage		2.4	—	—	V
V_{IL}	Logic 0 Input Voltage		—	—	0.8	V
I_{IN}	Input Current	$0\text{V} \leq V_{\text{IN}} \leq V_{\text{DD}}$	- 10	—	10	μA

4-232

TELCOM SEMICONDUCTOR, INC.



9A HIGH-SPEED MOSFET DRIVERS

TC4421
TC4422

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (cont.):
Measured over operating temperature range with $4.5V \leq V_S \leq 18V$ unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
Input						
V_{IH}	Logic 1 Input Voltage		2.4	—	—	V
V_{IL}	Logic 0 Input Voltage		—	—	0.8	V
I_{IN}	Input Current	$0V \leq V_{IN} \leq V_{DD}$	- 10	—	10	μA
Output						
V_{OH}	High Output Voltage	See Figure 1	$V_{DD} - 0.025$	—	—	V
V_{OL}	Low Output Voltage	See Figure 1	—	—	0.025	V
R_O	Output Resistance, High	$V_{DD} = 18V, I_O = 10\text{ mA}$	—	2.4	3.6	Ω
R_O	Output Resistance, Low	$V_{DD} = 18V, I_O = 10\text{ mA}$	—	1.8	2.7	Ω
Switching Time (Note 1)						
t_R	Rise Time	Figure 1, $C_L = 10,000\text{ pF}$	—	60	120	nsec
t_F	Fall Time	Figure 1, $C_L = 10,000\text{ pF}$	—	60	120	nsec
t_{D1}	Delay Time	Figure 1	—	50	80	nsec
t_{D2}	Delay Time	Figure 1	—	65	80	nsec
Power Supply						
I_S	Power Supply Current	$V_{IN} = 3V$ $V_{IN} = 0V$	— —	0.45 0.06	3 0.2	mA
V_{DD}	Operating Input Voltage		4.5	—	18	V

NOTE: 1. Switching times guaranteed by design.

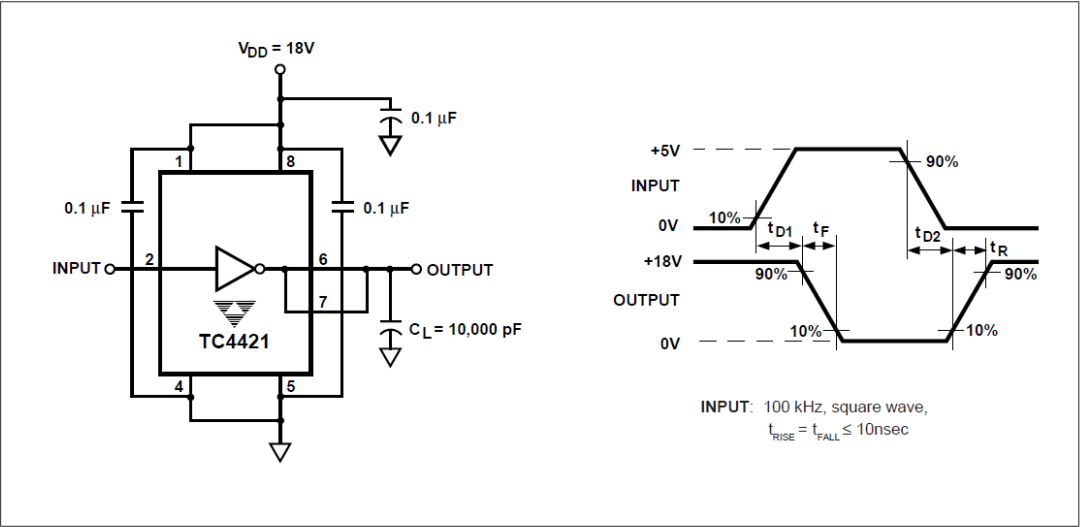


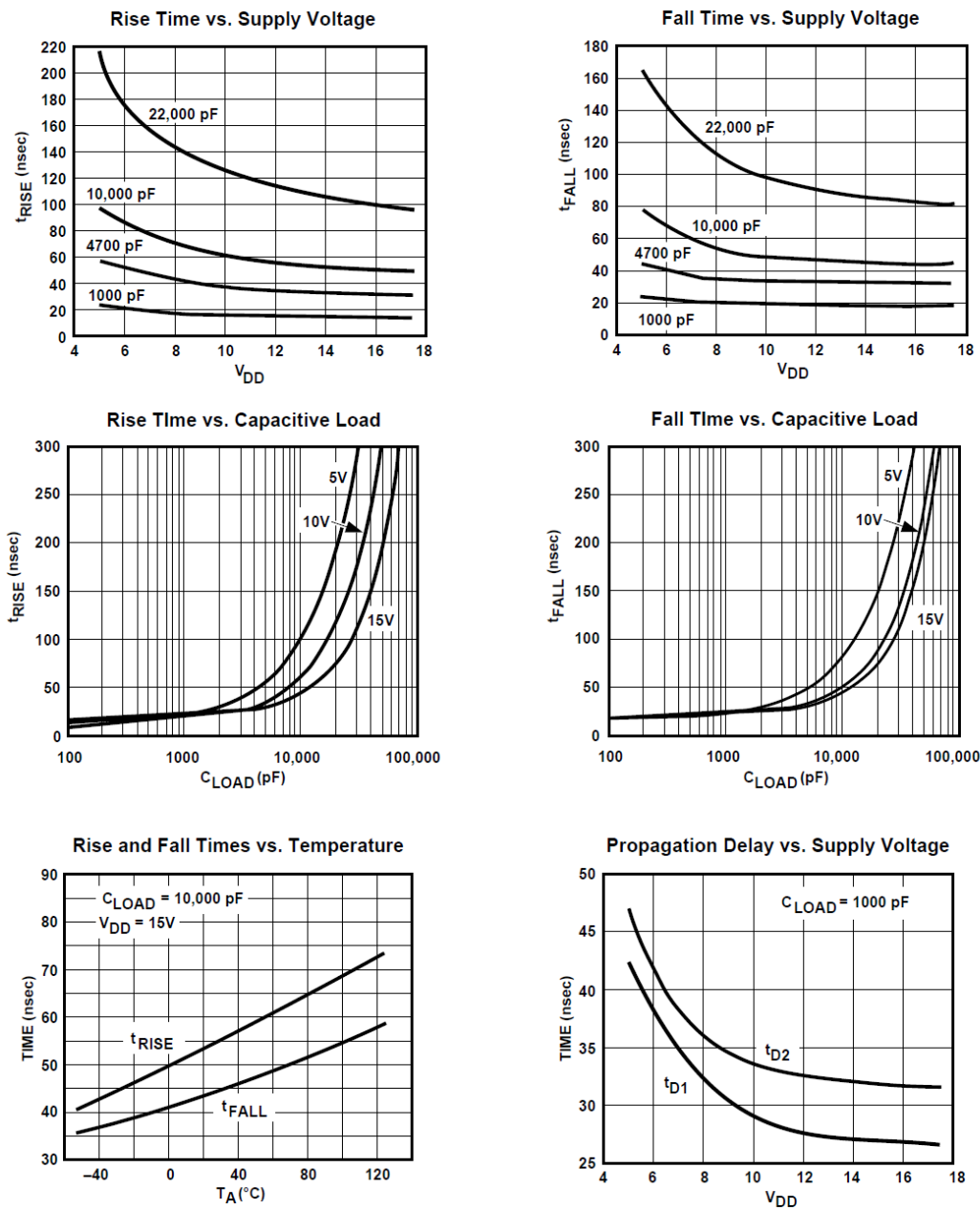
Figure 1. Switching Time Test Circuit



9A HIGH SPEED MOSFET DRIVERS

TC4421
TC4422

TYPICAL CHARACTERISTICS

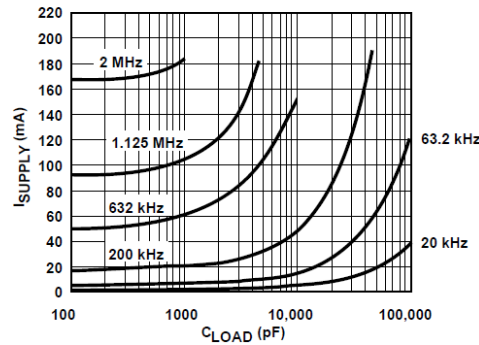


9A HIGH SPEED MOSFET DRIVERS

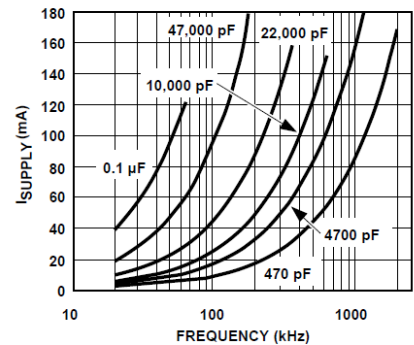
TC4421
TC4422

TYPICAL CHARACTERISTICS (Cont.)

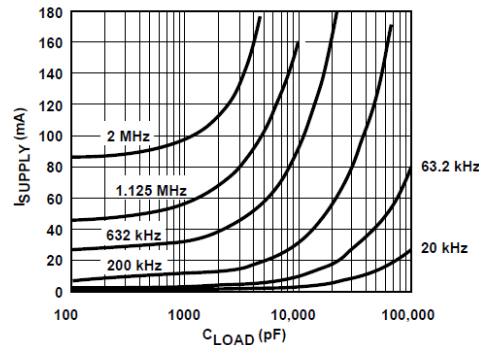
Supply Current vs. Capacitive Load
($V_{DD} = 18V$)



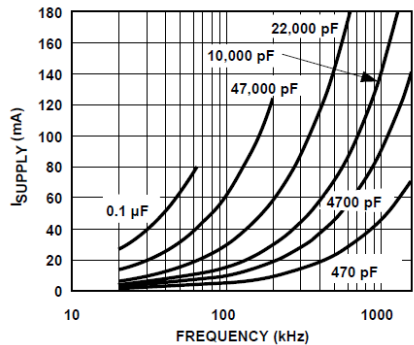
Supply Current vs. Frequency
($V_{DD} = 18V$)



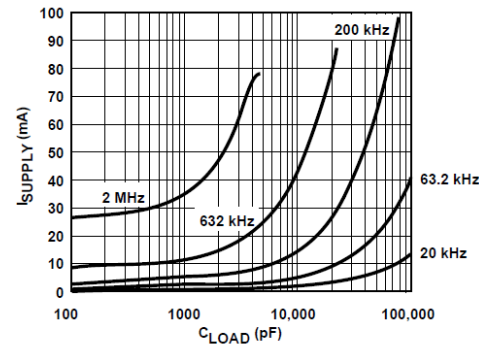
Supply Current vs. Capacitive Load,
($V_{DD} = 12V$)



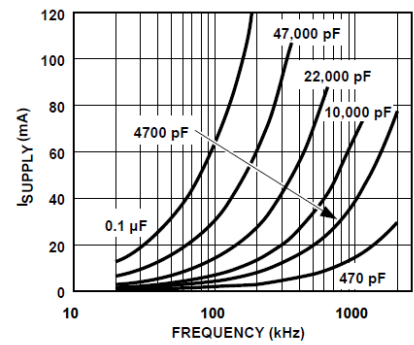
Supply Current vs. Frequency
($V_{DD} = 12V$)



Supply Current vs. Capacitive Load
($V_{DD} = 6V$)



Supply Current vs. Frequency
($V_{DD} = 6V$)

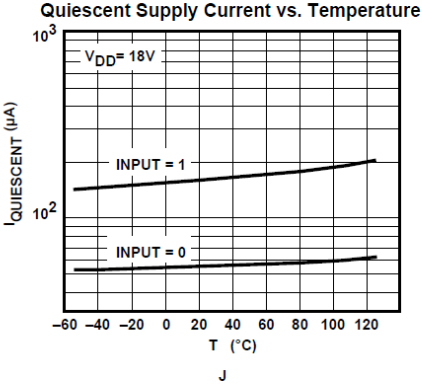
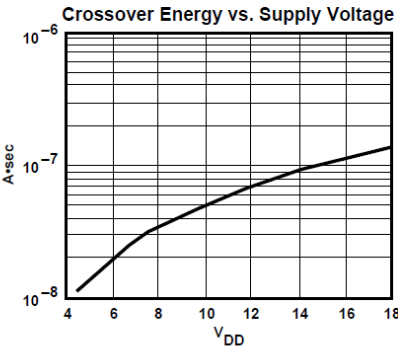
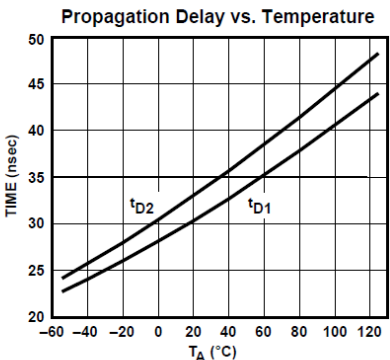
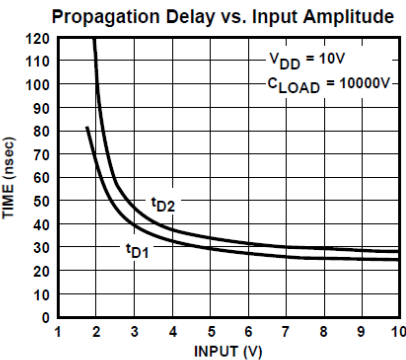


9A HIGH SPEED MOSFET DRIVERS

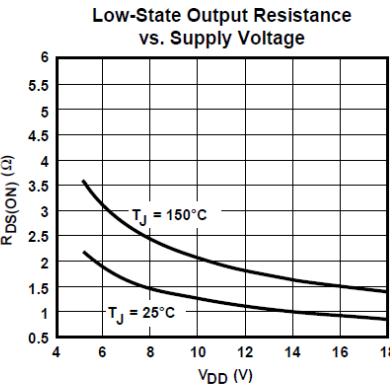
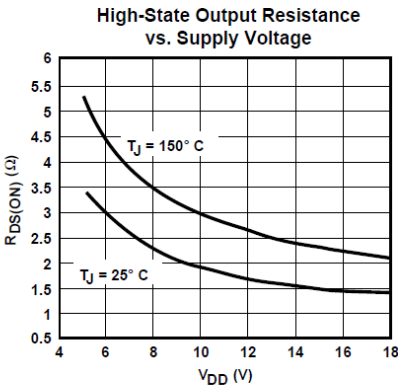
TC4421
TC4422

208

TYPICAL CHARACTERISTICS (Cont.)



NOTE: The values on this graph represent the loss seen by the driver during a complete cycle. For the loss in a single transition, divide the stated value by 2.



D.4.10 Diodo 1N4148

NXP Semiconductors

Product data sheet

High-speed diodes

1N4148; 1N4448

FEATURES

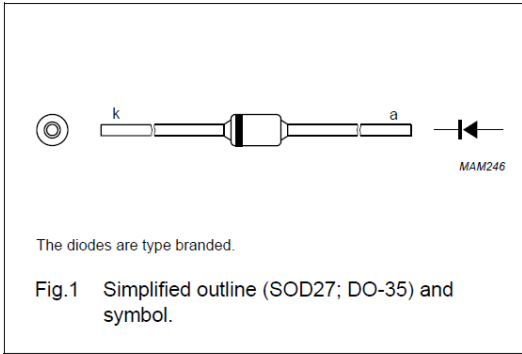
- Hermetically sealed leaded glass SOD27 (DO-35) package
- High switching speed: max. 4 ns
- General application
- Continuous reverse voltage: max. 100 V
- Repetitive peak reverse voltage: max. 100 V
- Repetitive peak forward current: max. 450 mA.

APPLICATIONS

- High-speed switching.

DESCRIPTION

The 1N4148 and 1N4448 are high-speed switching diodes fabricated in planar technology, and encapsulated in hermetically sealed leaded glass SOD27 (DO-35) packages.



MARKING

TYPE NUMBER	MARKING CODE
1N4148	1N4148PH or 4148PH
1N4448	1N4448

ORDERING INFORMATION

TYPE NUMBER	PACKAGE		
	NAME	DESCRIPTION	VERSION
1N4148	—	hermetically sealed glass package; axial leaded; 2 leads	SOD27
1N4448			

LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 60134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{RRM}	repetitive peak reverse voltage		—	100	V
V_R	continuous reverse voltage		—	100	V
I_F	continuous forward current	see Fig.2; note 1	—	200	mA
I_{FRM}	repetitive peak forward current		—	450	mA
I_{FSM}	non-repetitive peak forward current	square wave; $T_j = 25\text{ °C}$ prior to surge; see Fig.4			
		$t = 1\text{ }\mu\text{s}$	—	4	A
		$t = 1\text{ ms}$	—	1	A
		$t = 1\text{ s}$	—	0.5	A
P_{tot}	total power dissipation	$T_{amb} = 25\text{ °C}$; note 1	—	500	mW
T_{stg}	storage temperature		−65	+200	°C
T_j	junction temperature		—	200	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	VALUE	UNIT
$R_{th(j-tp)}$	thermal resistance from junction to tie-point	lead length 10 mm	240	K/W
$R_{th(j-a)}$	thermal resistance from junction to ambient	lead length 10 mm; note 1	350	K/W

Note

1. Device mounted on a printed-circuit board without metallization pad.

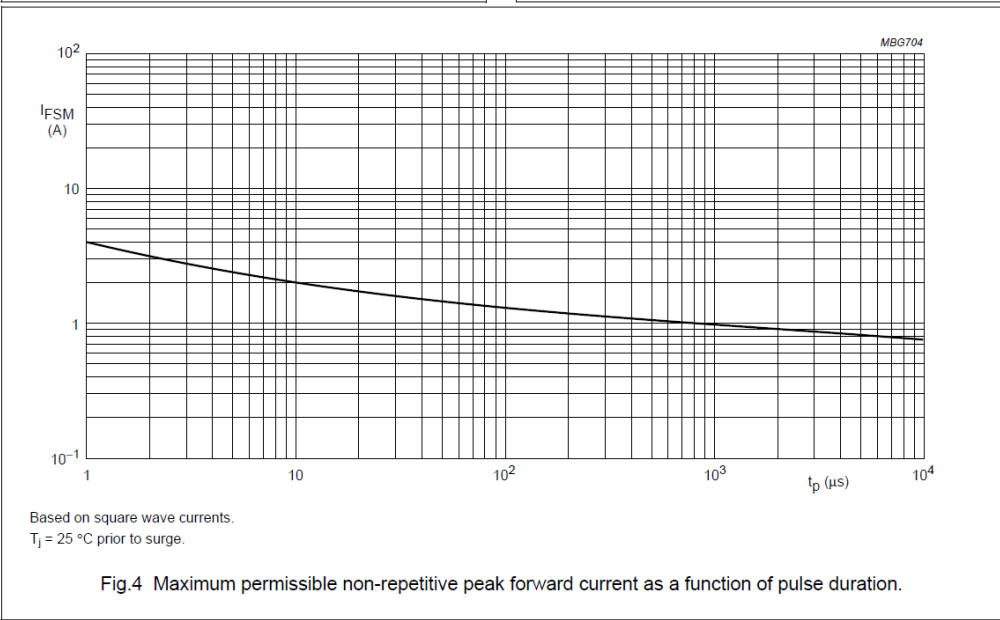
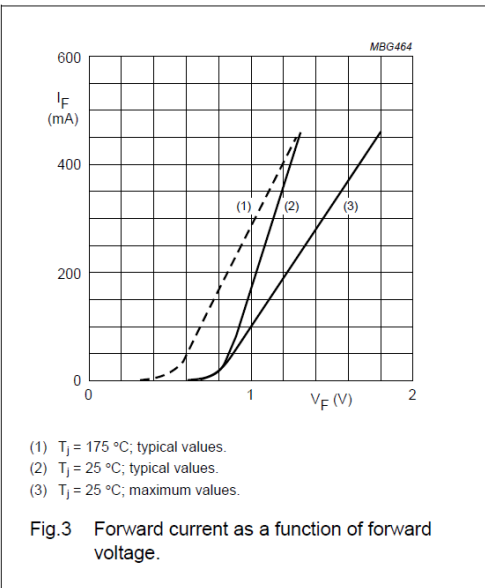
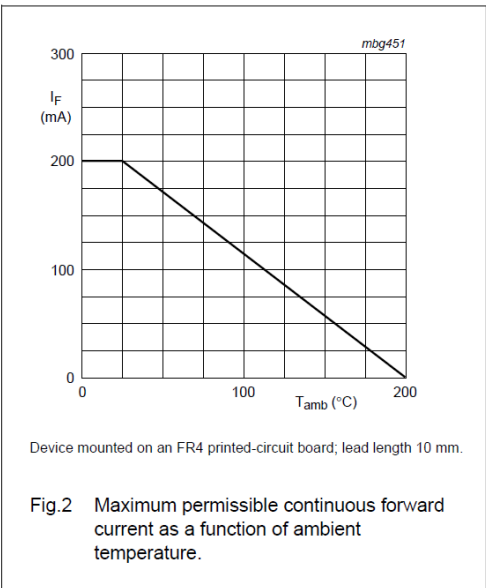


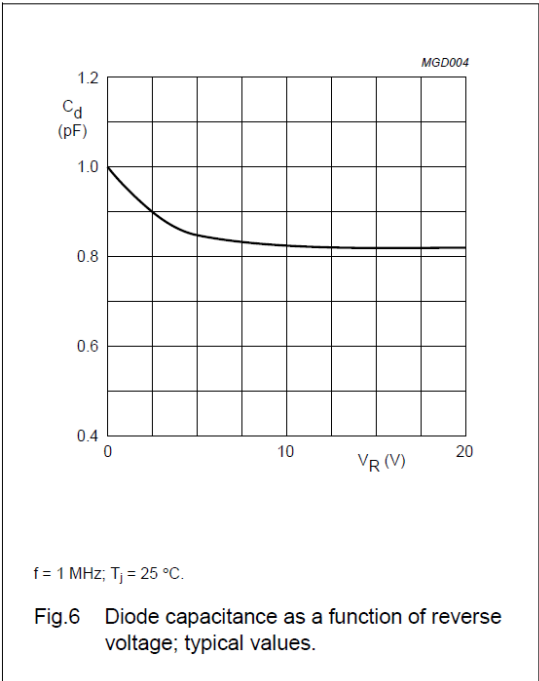
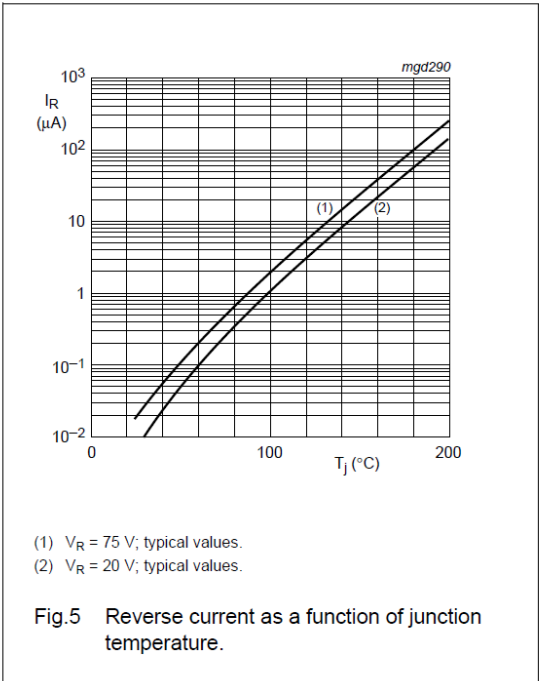
ELECTRICAL CHARACTERISTICS

T_J = 25 °C unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V _F	forward voltage	see Fig.3			
	1N4148	I _F = 10 mA	–	1	V
	1N4448	I _F = 5 mA	0.62	0.72	V
I _R	reverse current	V _R = 20 V; see Fig.5		25	nA
		V _R = 20 V; T _J = 150 °C; see Fig.5	–	50	μA
I _R	reverse current; 1N4448	V _R = 20 V; T _J = 100 °C; see Fig.5	–	3	μA
C _d	diode capacitance	f = 1 MHz; V _R = 0 V; see Fig.6	–	4	pF
t _{rr}	reverse recovery time	when switched from I _F = 10 mA to I _R = 60 mA; R _L = 100 Ω; measured at I _R = 1 mA; see Fig.7	–	4	ns
V _{fr}	forward recovery voltage	when switched from I _F = 50 mA; t _r = 20 ns; see Fig.8	–	2.5	V

GRAPHICAL DATA

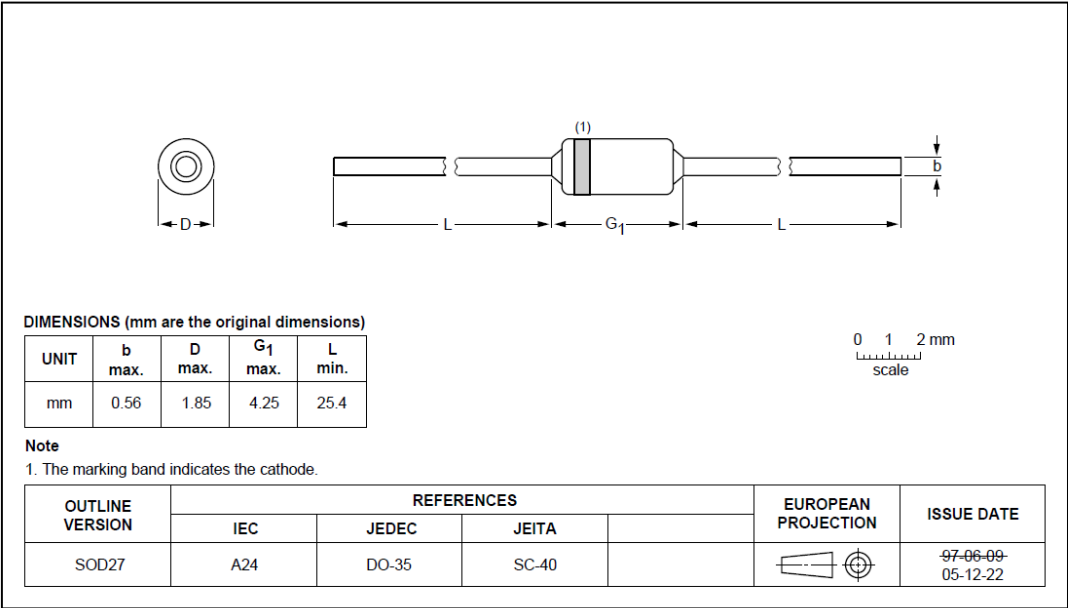




PACKAGE OUTLINE

Hermetically sealed glass package; axial leaded; 2 leads

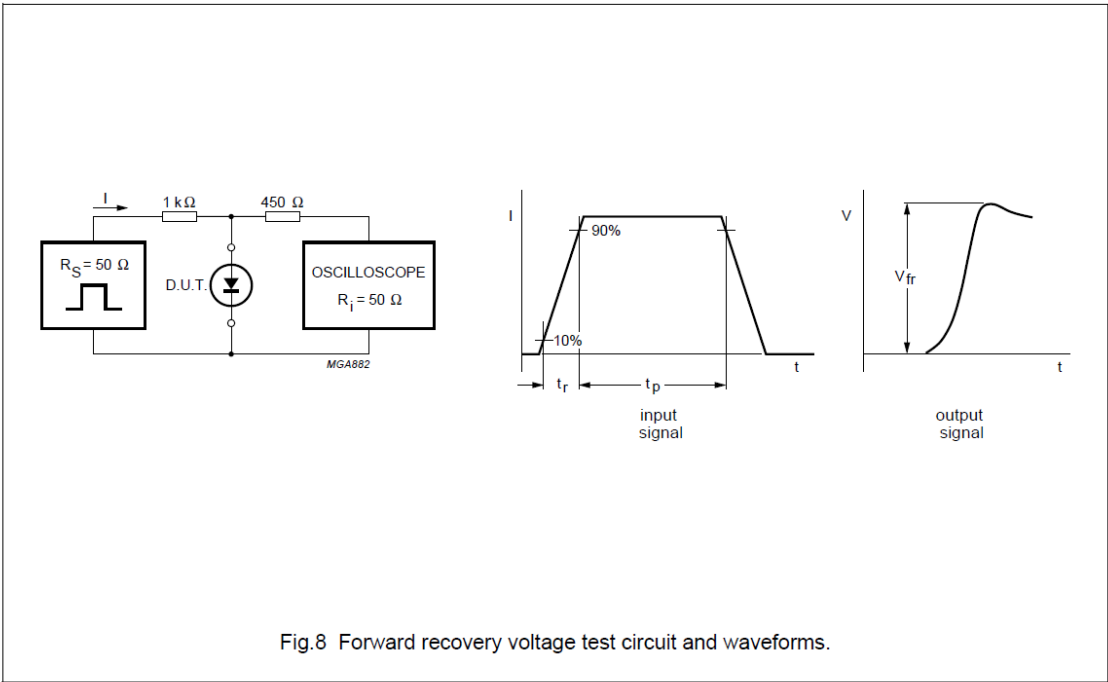
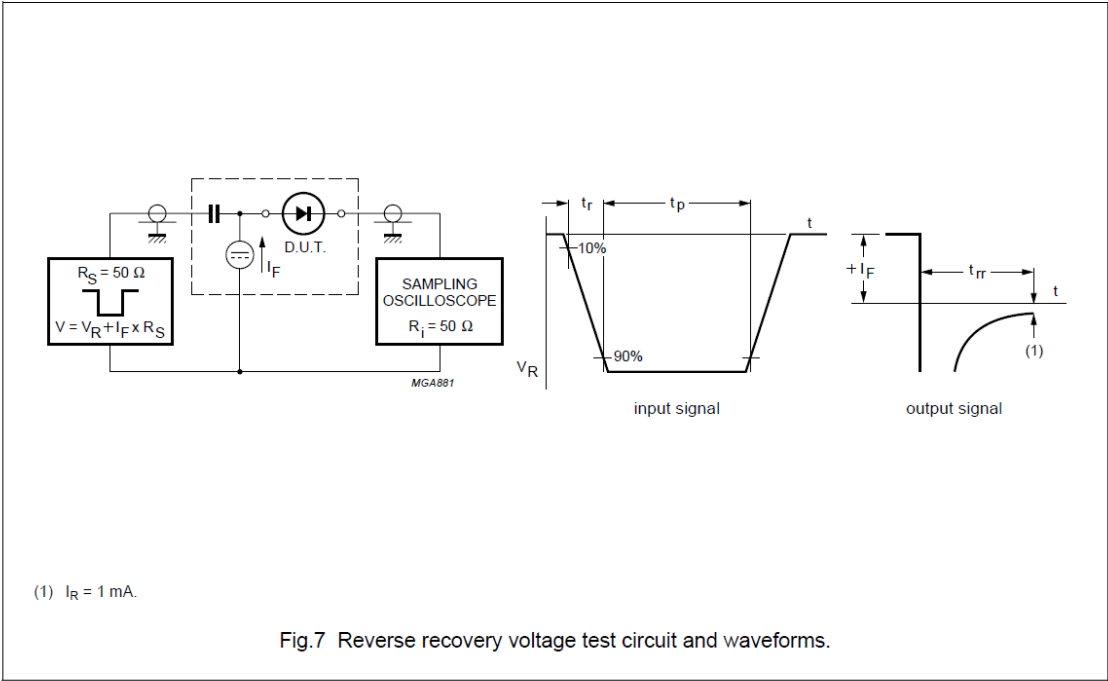
SOD27



High-speed diodes

1N4148; 1N4448

212



DATA SHEET STATUS

DOCUMENT STATUS ⁽¹⁾	PRODUCT STATUS ⁽²⁾	DEFINITION
Objective data sheet	Development	This document contains data from the objective specification for product development.
Preliminary data sheet	Qualification	This document contains data from the preliminary specification.
Product data sheet	Production	This document contains the product specification.

Notes

1. Please consult the most recently issued document before initiating or completing a design.
2. The product status of device(s) described in this document may have changed since this document was published and may differ in case of multiple devices. The latest product status information is available on the Internet at URL <http://www.nxp.com>.

DISCLAIMERS

General — Information in this document is believed to be accurate and reliable. However, NXP Semiconductors does not give any representations or warranties, expressed or implied, as to the accuracy or completeness of such information and shall have no liability for the consequences of use of such information.

Right to make changes — NXP Semiconductors reserves the right to make changes to information published in this document, including without limitation specifications and product descriptions, at any time and without notice. This document supersedes and replaces all information supplied prior to the publication hereof.

Suitability for use — NXP Semiconductors products are not designed, authorized or warranted to be suitable for use in medical, military, aircraft, space or life support equipment, nor in applications where failure or malfunction of an NXP Semiconductors product can reasonably be expected to result in personal injury, death or severe property or environmental damage. NXP Semiconductors accepts no liability for inclusion and/or use of NXP Semiconductors products in such equipment or applications and therefore such inclusion and/or use is at the customer's own risk.

Applications — Applications that are described herein for any of these products are for illustrative purposes only. NXP Semiconductors makes no representation or warranty that such applications will be suitable for the specified use without further testing or modification.

Limiting values — Stress above one or more limiting values (as defined in the Absolute Maximum Ratings System of IEC 60134) may cause permanent damage to the device. Limiting values are stress ratings only and operation of the device at these or any other conditions

above those given in the Characteristics sections of this document is not implied. Exposure to limiting values for extended periods may affect device reliability.

Terms and conditions of sale — NXP Semiconductors products are sold subject to the general terms and conditions of commercial sale, as published at <http://www.nxp.com/profile/terms>, including those pertaining to warranty, intellectual property rights infringement and limitation of liability, unless explicitly otherwise agreed to in writing by NXP Semiconductors. In case of any inconsistency or conflict between information in this document and such terms and conditions, the latter will prevail.

No offer to sell or license — Nothing in this document may be interpreted or construed as an offer to sell products that is open for acceptance or the grant, conveyance or implication of any license under any copyrights, patents or other industrial or intellectual property rights.

Export control — This document as well as the item(s) described herein may be subject to export control regulations. Export might require a prior authorization from national authorities.

Quick reference data — The Quick reference data is an extract of the product data given in the Limiting values and Characteristics sections of this document, and as such is not complete, exhaustive or legally binding.



D.4.11 Diodo 1N4744

214



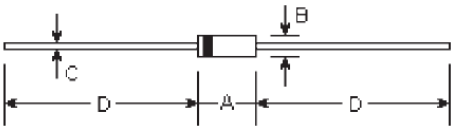
1N4728 THRU 1N4764

SILICON PLANAR POWER ZENER DIODES

Features

Silicon Planar Power Zener Diodes
for use in stabilizing and clipping circuits with high power rating. Standard Zener voltage tolerance is $\pm 10\%$. Add suffix "A" for $\pm 5\%$ tolerance. Other tolerances available upon request.

DO-41



DIMENSIONS					
DIM	Inches		mm		Note
	Min.	Max.	Min.	Max.	
A	-	0.169	-	4.3	
B	-	0.110	-	2.8	ϕ
C	-	0.031	-	0.8	ϕ
D	1.102	-	28.0	-	

Absolute Maximum Ratings ($T_a=25^{\circ}\text{C}$)

	Symbols	Values	Units
Zener current see Table "Characteristics"			
Power dissipation at $T_{amb}=25^{\circ}\text{C}$	P_{tot}	1 ⁽¹⁾	W
Junction temperature	T_j	200	$^{\circ}\text{C}$
Storage temperature range	T_s	-65 to +200	$^{\circ}\text{C}$

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

Characteristics at $T_{amb}=25^{\circ}\text{C}$

	Symbols	Min.	Typ.	Max.	Units
Thermal resistance junction to ambient Air	$R_{\theta JA}$	-	-	170 ⁽¹⁾	K/W
Forward voltage at $I_F=200\text{mA}$	V_F	-	-	1.2	V

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



Type	Zener voltage range ³⁾		Maximum Zener Impedance ¹⁾			Reverse leakage current		Surge current at $T_A=25^\circ\text{C}$	Maximum regulator current ²⁾
	V_{Znom}	I_{ZT}	r_{zT} and r_{zK} at I_{ZK}			I_R at V_R		I_R	I_{ZM}
	V	mA	Ω	Ω	mA	μA	V	mA	mA
1N4728	3.3	76	10	400	1.0	150	1	1375	275
1N4729	3.6	69	10	400	1.0	100	1	1260	252
1N4730	3.9	64	9	400	1.0	100	1	1190	234
1N4731	4.3	58	9	400	1.0	50	1	1070	217
1N4732	4.7	53	8	500	1.0	10	1	970	193
1N4733	5.1	49	7	550	1.0	10	1	890	178
1N4734	5.6	45	5	600	1.0	10	2	810	162
1N4735	6.2	41	2	700	1.0	10	3	730	146
1N4736	6.8	37	3.5	700	1.0	10	4	660	133
1N4737	7.5	34	4.0	700	0.5	10	5	605	121
1N4738	8.2	31	4.5	700	0.5	10	6	550	110
1N4739	9.1	28	5.0	700	0.5	10	7	500	100
1N4740	10	25	7	700	0.25	10	7.6	454	91
1N4741	11	23	8	700	0.25	5	8.4	414	83
1N4742	12	21	9	700	0.25	5	9.1	380	76
1N4743	13	19	10	700	0.25	5	9.9	344	69
1N4744	15	17	14	700	0.25	5	11.4	304	61
1N4745	16	15.5	16	700	0.25	5	12.2	285	57
1N4746	18	14	20	750	0.25	5	13.7	250	50
1N4747	20	12.5	22	750	0.25	5	15.2	225	45
1N4748	22	11.5	23	750	0.25	5	16.7	205	41
1N4749	24	10.5	25	750	0.25	5	18.2	190	38
1N4750	27	9.5	35	750	0.25	5	20.6	170	34
1N4751	30	8.5	40	1000	0.25	5	22.8	150	30
1N4752	33	7.5	45	1000	0.25	5	25.1	135	27
1N4753	36	7.0	50	1000	0.25	5	27.4	125	25
1N4754	39	6.5	60	1000	0.25	5	29.7	115	23
1N4755	43	6.0	70	1500	0.25	5	32.7	110	22
1N4756	47	5.5	80	1500	0.25	5	35.8	95	19
1N4757	51	5.0	95	1500	0.25	5	38.8	90	18
1N4758	56	4.5	110	2000	0.25	5	42.6	80	16
1N4759	62	4.0	125	2000	0.25	5	47.1	70	14
1N4760	68	3.7	150	2000	0.25	5	51.7	65	13
1N4761	75	3.3	175	2000	0.25	5	56.0	60	12
1N4762	82	3.0	200	3000	0.25	5	62.2	55	11
1N4763	91	2.8	250	3000	0.25	5	69.2	50	10
1N4764	100	2.5	350	3000	0.25	5	76.0	45	9

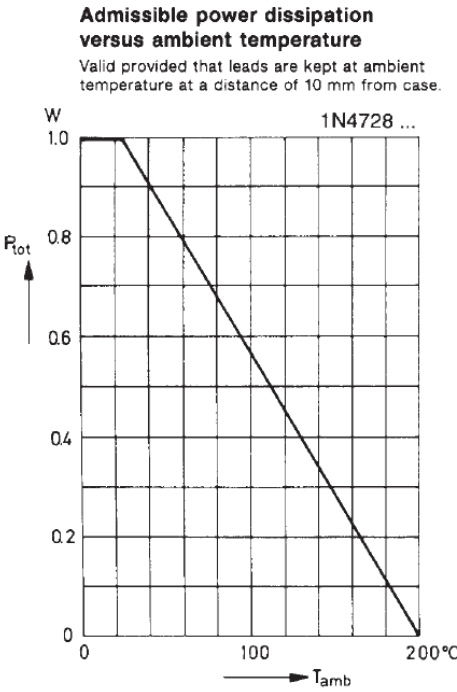
Notes:

- (1) The Zener Impedance is derived from the 60 Hz AC voltage which results when an AC current having an RMS value equal to 10% of the Zener current (I_{ZT} or I_{ZK}) is superimposed on I_{ZT} or I_{ZK} . Zener Impedance is measured at two points to insure a sharp knee on the breakdown curve and to eliminate unstable units.
- (2) Valid provided that leads at a distance of 8 mm from case are kept at ambient temperature.
- (3) Measured under thermal equilibrium and DC test conditions.



RATINGS AND CHARACTERISTIC CURVES

216



D.5 Componentes de Fuentes de alimentación de $\pm 15V$ y $+15V$

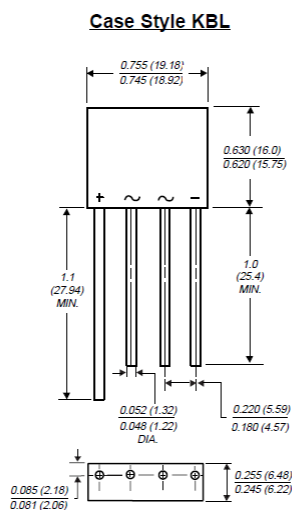
Este apartado incluye las fichas técnicas de algunos de los componentes de las fuentes de alimentación de CD, implementadas para la etapa de control de cargador de supercapacitores.

D.5.1 Puente Rectificador Monofásico

KBL005 THRU KBL10

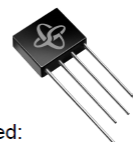
SINGLE-PHASE BRIDGE RECTIFIER

Reverse Voltage - 50 to 1000 Volts Forward Current - 4.0 Amperes



FEATURES

- ◆ Plastic material has Underwriters Laboratory Flammability Classification 94V-0
- ◆ This series is UL listed under the Recognized Component Index, file number E54214
- ◆ High case dielectric strength of 1500 VRMS
- ◆ Ideal for printed circuit boards
- ◆ High forward surge current capability
- ◆ High surge current capability
- ◆ High temperature soldering guaranteed: 250°C/10 seconds, 0.375" (9.5mm) lead length, 5lbs. (2.3kg) tension



MECHANICAL DATA

Case: Molded plastic body

Terminals: Plated leads solderable per MIL-STD-750, Method 2026

Mounting Position: Any

Weight: 0.2 ounce, 5.6 grams

MAXIMUM RATINGS AND ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Ratings at 25°C ambient temperature unless otherwise specified.

	SYMBOLS	KBL 005	KBL 01	KBL 02	KBL 04	KBL 06	KBL 08	KBL 10	UNITS
Maximum repetitive peak reverse voltage	V _{RRM}	50	100	200	400	600	800	1000	Volts
Maximum RMS voltage	V _{RMS}	35	70	140	280	420	560	700	Volts
Maximum DC blocking voltage	V _{DC}	50	100	200	400	600	800	1000	Volts
Maximum average forward output current at T _A =50°C	I _(AV)	4.0							Amps
Peak forward surge current single half sine-wave superimposed on rated load (JEDEC Method) T _J =150°C	I _{FSM}	200.0							Amps
Maximum instantaneous forward voltage drop per leg at 4.0A	V _F	1.1							Volts
Maximum DC reverse current at rated DC blocking voltage per leg T _A =25°C T _A =125°C	I _R	5.0 1.0							μA mA
Typical thermal resistance per leg (NOTE 1) (NOTE 2)	R _{θJA} R _{θJL}	19.0 2.4							°C/W
Operating junction and storage temperature range	T _J , T _{STG}	-50 to +150							°C

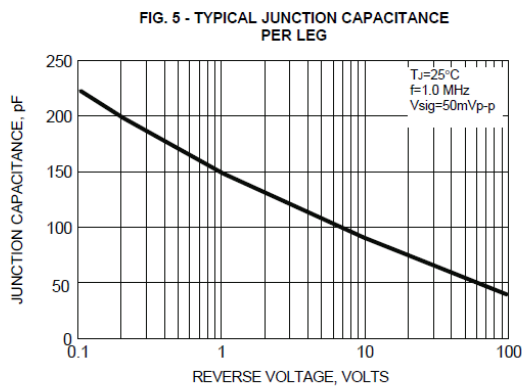
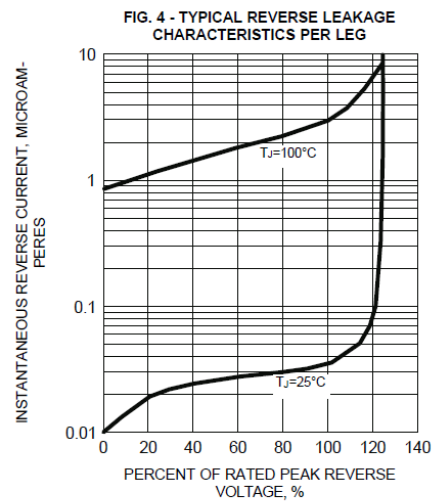
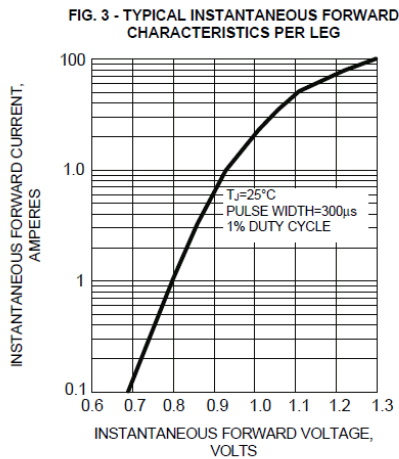
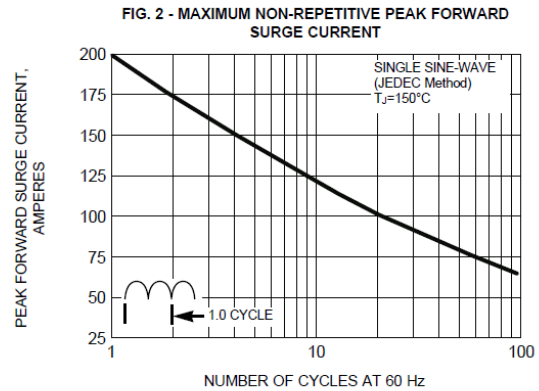
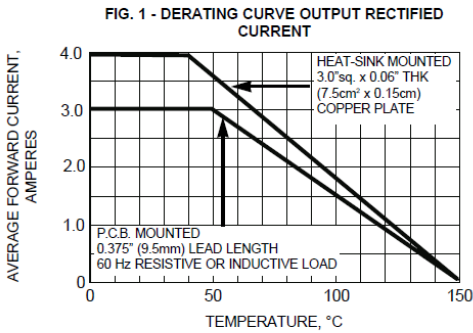
NOTES:

(1) Thermal resistance from junction to ambient with units mounted on 3.0 x 3.0 x 0.11" thick (7.5 x 7.5 x 0.3cm) Al. plate

(2) Thermal resistance from junction to lead with units mounted on P.C.B. at 0.375" (9.5mm) lead length and 0.5 x 0.5" (12 x 12mm) copper pads



RATINGS AND CHARACTERISTICS CURVES KBL005 THRU KBL10



D.5.2 Regulador de Voltaje



May 2000

LM78XX
Series Voltage Regulators

General Description

The LM78XX series of three terminal regulators is available with several fixed output voltages making them useful in a wide range of applications. One of these is local on card regulation, eliminating the distribution problems associated with single point regulation. The voltages available allow these regulators to be used in logic systems, instrumentation, HiFi, and other solid state electronic equipment. Although designed primarily as fixed voltage regulators these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

The LM78XX series is available in an aluminum TO-3 package which will allow over 1.0A load current if adequate heat sinking is provided. Current limiting is included to limit the peak output current to a safe value. Safe area protection for the output transistor is provided to limit internal power dissipation. If internal power dissipation becomes too high for the heat sinking provided, the thermal shutdown circuit takes over preventing the IC from overheating.

Considerable effort was expended to make the LM78XX series of regulators easy to use and minimize the number of external components. It is not necessary to bypass the out-

put, although this does improve transient response. Input bypassing is needed only if the regulator is located far from the filter capacitor of the power supply.

For output voltage other than 5V, 12V and 15V the LM117 series provides an output voltage range from 1.2V to 57V.

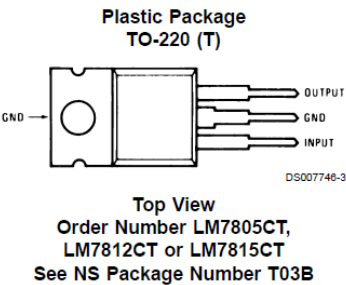
Features

- Output current in excess of 1A
- Internal thermal overload protection
- No external components required
- Output transistor safe area protection
- Internal short circuit current limit
- Available in the aluminum TO-3 package

Voltage Range

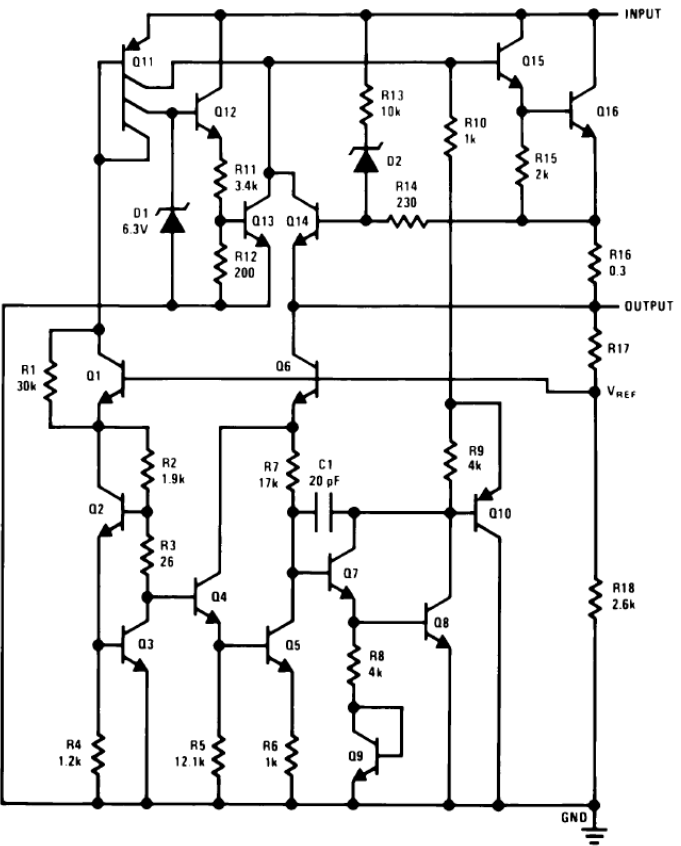
LM7805C	5V
LM7812C	12V
LM7815C	15V

Connection Diagrams



LM78XX

Schematic



Absolute Maximum Ratings (Note 3)

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

Input Voltage ($V_O = 5V, 12V$ and $15V$)	35V
Internal Power Dissipation (Note 1)	Internally Limited
Operating Temperature Range (T_A)	0°C to $+70^\circ\text{C}$

Maximum Junction Temperature

(K Package)	150°C
(T Package)	150°C
Storage Temperature Range	-65°C to $+150^\circ\text{C}$
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	
TO-3 Package K	300°C
TO-220 Package T	230°C

Electrical Characteristics LM78XXC (Note 2)

$0^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

Output Voltage				5V			12V			15V			Units
Input Voltage (unless otherwise noted)				10V			19V			23V			
Symbol	Parameter	Conditions		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V _O	Output Voltage	T _J = 25°C, 5 mA ≤ I _O ≤ 1A		4.8	5	5.2	11.5	12	12.5	14.4	15	15.6	V
		P _D ≤ 15W, 5 mA ≤ I _O ≤ 1A		4.75		5.25	11.4		12.6	14.25		15.75	V
		V _{MIN} ≤ V _{IN} ≤ V _{MAX}		(7.5 ≤ V _{IN} ≤ 20)			(14.5 ≤ V _{IN} ≤ 27)			(17.5 ≤ V _{IN} ≤ 30)			V
ΔV _O	Line Regulation	I _O = 500 mA	T _J = 25°C	3		50	4		120	4		150	mV
			ΔV _{IN}	(7 ≤ V _{IN} ≤ 25)		14.5 ≤ V _{IN} ≤ 30)		(17.5 ≤ V _{IN} ≤ 30)		V			
			0°C ≤ T _J ≤ +125°C	50		120		150		mV			
		I _O ≤ 1A	ΔV _{IN}	(8 ≤ V _{IN} ≤ 20)		(15 ≤ V _{IN} ≤ 27)		(18.5 ≤ V _{IN} ≤ 30)		V			
			T _J = 25°C	50		120		150		mV			
			ΔV _{IN}	(7.5 ≤ V _{IN} ≤ 20)		(14.6 ≤ V _{IN} ≤ 27)		(17.7 ≤ V _{IN} ≤ 30)		V			
ΔV _O	Load Regulation	T _J = 25°C	5 mA ≤ I _O ≤ 1.5A	10		50	12		120	12		150	mV
			250 mA ≤ I _O ≤ 750 mA			25	60		75		mV		
			5 mA ≤ I _O ≤ 1A, 0°C ≤ T _J ≤ +125°C	50		120		150		mV			
I _Q	Quiescent Current	I _O ≤ 1A	T _J = 25°C	8		8		8		mA			
			0°C ≤ T _J ≤ +125°C	8.5		8.5		8.5		mA			
ΔI _Q	Quiescent Current Change	5 mA ≤ I _O ≤ 1A		0.5		0.5		0.5		mA			
		T _J = 25°C, I _O ≤ 1A		1.0		1.0		1.0		mA			
		V _{MIN} ≤ V _{IN} ≤ V _{MAX}		(7.5 ≤ V _{IN} ≤ 20)		(14.8 ≤ V _{IN} ≤ 27)		(17.9 ≤ V _{IN} ≤ 30)		V			
		I _O ≤ 500 mA, 0°C ≤ T _J ≤ +125°C		1.0		1.0		1.0		mA			
		V _{MIN} ≤ V _{IN} ≤ V _{MAX}		(7 ≤ V _{IN} ≤ 25)		(14.5 ≤ V _{IN} ≤ 30)		(17.5 ≤ V _{IN} ≤ 30)		V			
V _N	Output Noise Voltage	T _A =25°C, 10 Hz ≤ f ≤ 100 kHz		40		75		90		μV			
$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta V_{OUT}}$	Ripple Rejection	f = 120 Hz	I _O ≤ 1A, T _J = 25°C or I _O ≤ 500 mA 0°C ≤ T _J ≤ +125°C	62	80	55	72	54	70	dB			
				62	55	54	dB						
		V _{MIN} ≤ V _{IN} ≤ V _{MAX}		(8 ≤ V _{IN} ≤ 18)		(15 ≤ V _{IN} ≤ 25)		(18.5 ≤ V _{IN} ≤ 28.5)		V			
R _O	Dropout Voltage	T _J = 25°C, I _{OUT} = 1A		2.0		2.0		2.0		V			
	Output Resistance	f = 1 kHz		8		18		19		mΩ			



LM78XX

Electrical Characteristics LM78XXC (Note 2) (Continued)

0°C ≤ T_J ≤ 125°C unless otherwise noted.

Output Voltage			5V			12V			15V			Units
Input Voltage (unless otherwise noted)			10V			19V			23V			
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
	Short-Circuit Current	T _J = 25°C	2.1			1.5			1.2			A
	Peak Output Current	T _J = 25°C	2.4			2.4			2.4			A
	Average TC of V _{OUT}	0°C ≤ T _J ≤ +125°C, I _O = 5 mA	0.6			1.5			1.8			mV/°C
V _{IN}	Input Voltage Required to Maintain Line Regulation	T _J = 25°C, I _O ≤ 1A	7.5			14.6			17.7			V

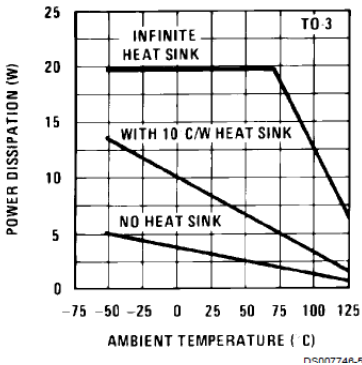
Note 1: Thermal resistance of the TO-3 package (K, KC) is typically 4°C/W junction to case and 35°C/W case to ambient. Thermal resistance of the TO-220 package (T) is typically 4°C/W junction to case and 50°C/W case to ambient.

Note 2: All characteristics are measured with capacitor across the input of 0.22 μF, and a capacitor across the output of 0.1 μF. All characteristics except noise voltage and ripple rejection ratio are measured using pulse techniques (t_w ≤ 10 ms, duty cycle ≤ 5%). Output voltage changes due to changes in internal temperature must be taken into account separately.

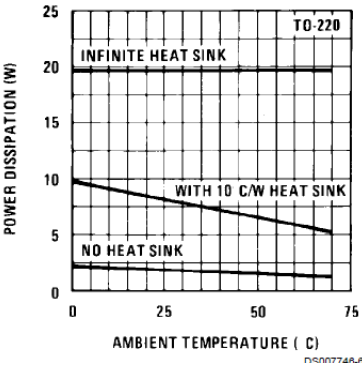
Note 3: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. For guaranteed specifications and the test conditions, see Electrical Characteristics.

Typical Performance Characteristics

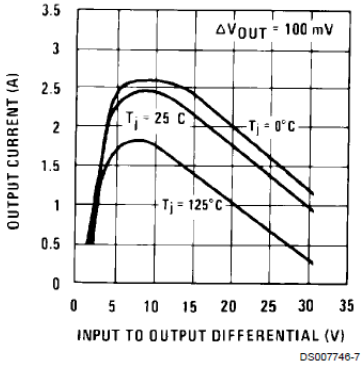
Maximum Average Power Dissipation



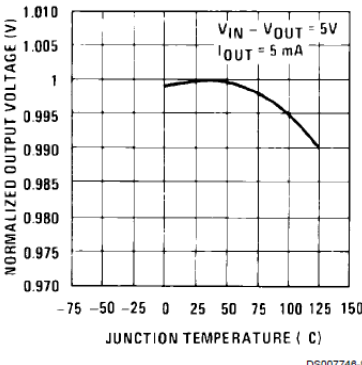
Maximum Average Power Dissipation



Peak Output Current



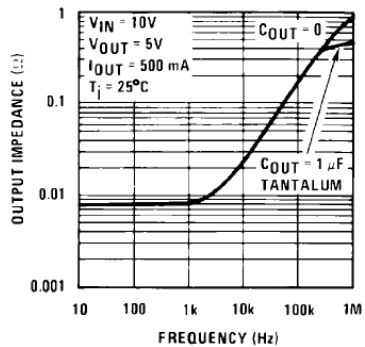
Output Voltage (Normalized to 1V at T_J = 25°C)



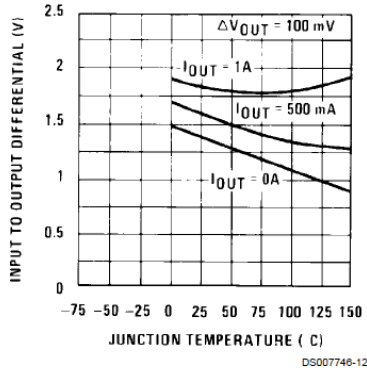
LM78XX

Typical Performance Characteristics (Continued)

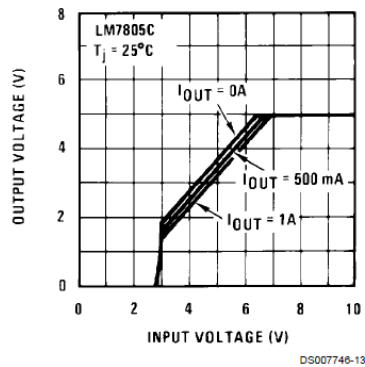
Output Impedance



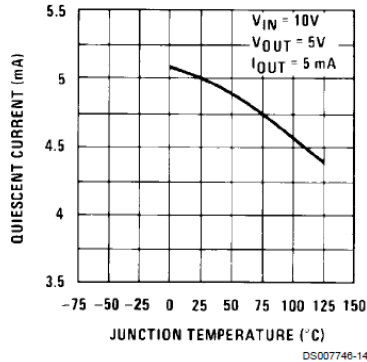
Dropout Voltage



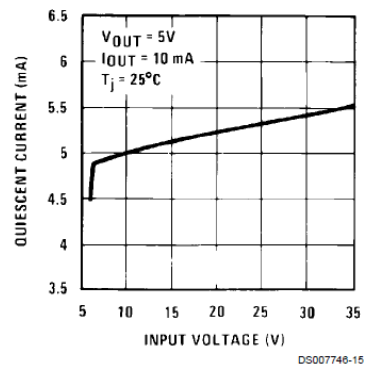
Dropout Characteristics



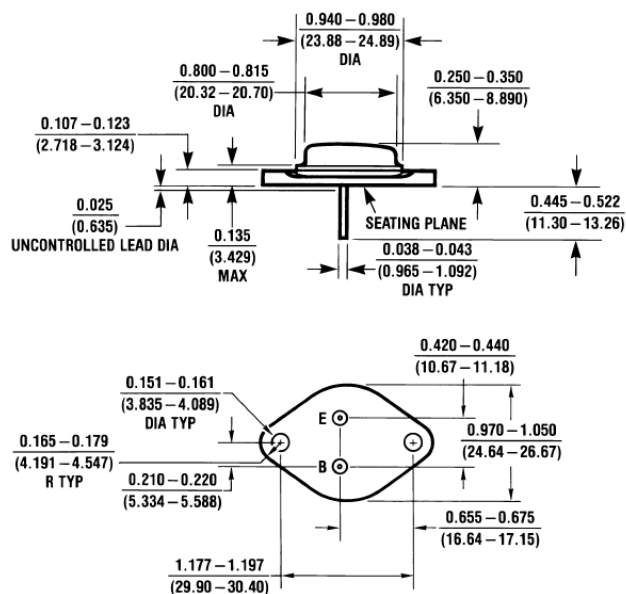
Quiescent Current



Quiescent Current

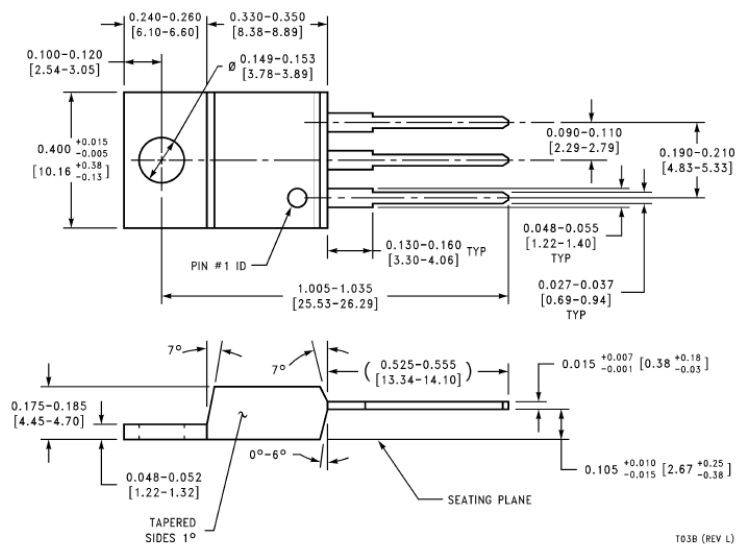


Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted



KC02A (REV C)

Aluminum Metal Can Package (KC)
Order Number LM7805CK, LM7812CK or LM7815CK
NS Package Number KC02A

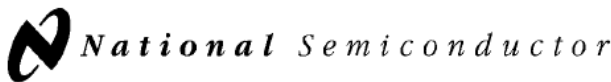


T03B (REV L)

TO-220 Package (T)
Order Number LM7805CT, LM7812CT or LM7815CT
NS Package Number T03B



D.5.3 Regulador Negativo de Voltaje



November 1994

LM79XX Series 3-Terminal Negative Regulators

General Description

The LM79XX series of 3-terminal regulators is available with fixed output voltages of $-5V$, $-8V$, $-12V$, and $-15V$. These devices need only one external component—a compensation capacitor at the output. The LM79XX series is packaged in the TO-220 power package and is capable of supplying 1.5A of output current.

These regulators employ internal current limiting, safe area protection and thermal shutdown for protection against virtually all overload conditions.

Low ground pin current of the LM79XX series allows output voltage to be easily boosted above the preset value with a resistor divider. The low quiescent current drain of

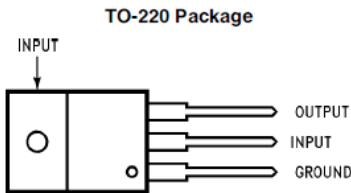
these devices with a specified maximum change with line and load ensures good regulation in the voltage boosted mode.

For applications requiring other voltages, see LM137 data sheet.

Features

- Thermal, short circuit and safe area protection
- High ripple rejection
- 1.5A output current
- 4% tolerance on preset output voltage

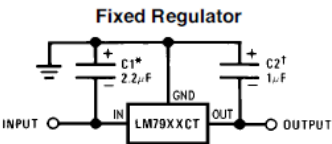
Connection Diagrams



Order Number LM7905CT, LM7912CT or LM7915CT
See NS Package Number TO3B

TL/H/7340-14

Typical Applications



TL/H/7340-3

*Required if regulator is separated from filter capacitor by more than 3". For value given, capacitor must be solid tantalum. 25 μF aluminum electrolytic may be substituted.

†Required for stability. For value given, capacitor must be solid tantalum. 25 μF aluminum electrolytic may be substituted. Values given may be increased without limit.

For output capacitance in excess of 100 μF , a high current diode from input to output (1N4001, etc.) will protect the regulator from momentary input shorts.

LM79XX Series 3-Terminal Negative Regulators



Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

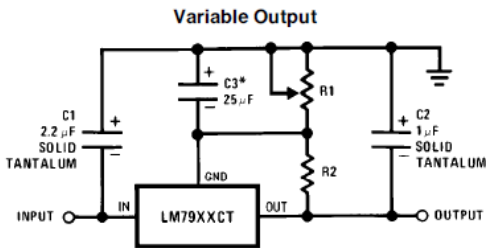
Input Voltage	
(V _O = -5V)	-25V
(V _O = -12V and -15V)	-35V

Input-Output Differential	
(V _O = -5V)	25V
(V _O = -12V and -15V)	30V
Power Dissipation (Note 2)	Internally Limited
Operating Junction Temperature Range	0°C to +125°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	230°C

Electrical Characteristics Conditions unless otherwise noted: I_{OUT} = 500 mA, C_{IN} = 2.2 μF, C_{OUT} = 1 μF, 0°C ≤ T_J ≤ +125°C, Power Dissipation ≤ 1.5W.

Part Number			LM7905C			Units
Output Voltage			- 5V			
Input Voltage (unless otherwise specified)			- 10V			
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	
V _O	Output Voltage	T _J = 25°C 5 mA ≤ I _{OUT} ≤ 1A, P ≤ 15W	-4.8 -4.75	-5.0	-5.2 -5.25	V V V
ΔV _O	Line Regulation	T _J = 25°C, (Note 3)		8 (-25 ≤ V _{IN} ≤ -7) 2 (-12 ≤ V _{IN} ≤ -8)	50 15	mV V mV V
ΔV _O	Load Regulation	T _J = 25°C, (Note 3) 5 mA ≤ I _{OUT} ≤ 1.5A 250 mA ≤ I _{OUT} ≤ 750 mA		15 5	100 50	mV mV
I _Q	Quiescent Current	T _J = 25°C		1	2	mA
ΔI _Q	Quiescent Current Change	With Line With Load, 5 mA ≤ I _{OUT} ≤ 1A			0.5 0.5	mA V mA
V _n	Output Noise Voltage	T _A = 25°C, 10 Hz ≤ f ≤ 100 Hz		125		μV
	Ripple Rejection	f = 120 Hz	54	66 (-18 ≤ V _{IN} ≤ -8)		dB V
	Dropout Voltage	T _J = 25°C, I _{OUT} = 1A		1.1		V
I _{OMAX}	Peak Output Current	T _J = 25°C		2.2		A
	Average Temperature Coefficient of Output Voltage	I _{OUT} = 5 mA, 0 C ≤ T _J ≤ 100°C		0.4		mV/°C

Typical Applications (Continued)



*Improves transient response and ripple rejection. Do not increase beyond 50 μF.

$$V_{OUT} = V_{SET} \left(\frac{R1 + R2}{R2} \right)$$

Select R2 as follows:
LM7905CT 300Ω
LM7912CT 750Ω
LM7915CT 1k

TL/H/7340-2



Electrical Characteristics (Continued) Conditions unless otherwise noted: $I_{OUT} = 500 \text{ mA}$, $C_{IN} = 2.2 \mu\text{F}$, $C_{OUT} = 1 \mu\text{F}$, $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$, Power Dissipation = 1.5W .

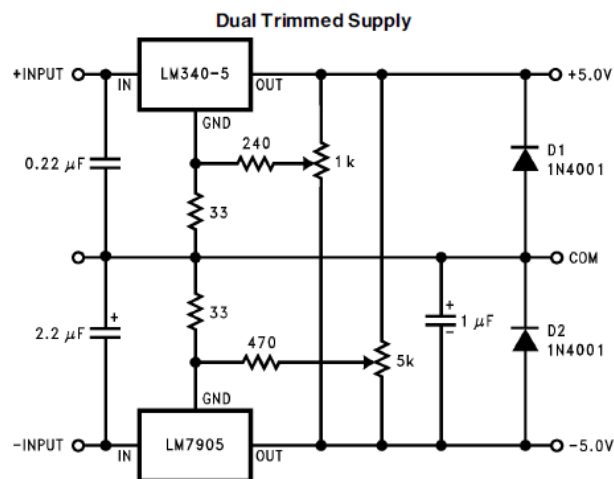
Part Number			LM7912C			LM7915C			Units
Output Voltage			- 12V			- 15V			
Input Voltage (unless otherwise specified)			- 19V			- 23V			
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V _O	Output Voltage	T _J = 25°C 5 mA ≤ I _{OUT} ≤ 1A, P ≤ 15W	-11.5 -11.4 (-27 ≤ V _{IN} ≤ -14.5)	-12.0 -12.6 (-14.5)	-12.5 -12.6 (-14.5)	-14.4 -14.25 (-30 ≤ V _{IN} ≤ -17.5)	-15.0 -15.75 (-17.5)	-15.6 -15.75 (-20)	V V V
ΔV _O	Line Regulation	T _J = 25°C, (Note 3)	5 (-30 ≤ V _{IN} ≤ -14.5) 3 (-22 ≤ V _{IN} ≤ -16)			80 (-14.5) 30 (-16)			mV V mV V
ΔV _O	Load Regulation	T _J = 25°C, (Note 3) 5 mA ≤ I _{OUT} ≤ 1.5A 250 mA ≤ I _{OUT} ≤ 750 mA	15 5 200 75			15 5 200 75			mV mV
I _Q	Quiescent Current	T _J = 25°C	1.5 3			1.5 3			mA
ΔI _Q	Quiescent Current Change	With Line With Load, 5 mA ≤ I _{OUT} ≤ 1A	0.5 (-30 ≤ V _{IN} ≤ -14.5) 0.5			0.5 (-30 ≤ V _{IN} ≤ -17.5) 0.5			mA V mA
V _n	Output Noise Voltage	T _A = 25°C, 10 Hz ≤ f ≤ 100 Hz	300			375			μV
	Ripple Rejection	f = 120 Hz	54 70 (-25 ≤ V _{IN} ≤ -15)			54 70 (-30 ≤ V _{IN} ≤ -17.5)			dB V
	Dropout Voltage	T _J = 25°C, I _{OUT} = 1A	1.1			1.1			V
I _{OMAX}	Peak Output Current	T _J = 25°C	2.2			2.2			A
	Average Temperature Coefficient of Output Voltage	I _{OUT} = 5 mA, 0 C ≤ T _J ≤ 100°C	-0.8			-1.0			mV/°C

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is intended to be functional, but do not guarantee Specific Performance limits. For guaranteed specifications and test conditions, see the Electrical Characteristics.

Note 2: Refer to Typical Performance Characteristics and Design Considerations for details.

Note 3: Regulation is measured at a constant junction temperature by pulse testing with a low duty cycle. Changes in output voltage due to heating effects must be taken into account.

Typical Applications (Continued)



Design Considerations

The LM79XX fixed voltage regulator series has thermal overload protection from excessive power dissipation, internal short circuit protection which limits the circuit's maximum current, and output transistor safe-area compensation for reducing the output current as the voltage across the pass transistor is increased.

Although the internal power dissipation is limited, the junction temperature must be kept below the maximum specified temperature (125°C) in order to meet data sheet specifications. To calculate the maximum junction temperature or heat sink required, the following thermal resistance values should be used:

Package	Typ θ_{JC} °C/W	Max θ_{JC} °C/W	Typ θ_{JA} °C/W	Max θ_{JA} °C/W
TO-220	3.0	5.0	60	40

$$P_{D\text{ MAX}} = \frac{T_{J\text{ MAX}} - T_A}{\theta_{JC} + \theta_{CA}} \text{ or } \frac{T_{J\text{ MAX}} - T_A}{\theta_{JA}}$$

$$\theta_{CA} = \theta_{CS} + \theta_{SA} \text{ (without heat sink)}$$

Solving for T_J :

$$T_J = T_A + P_D (\theta_{JC} + \theta_{CA}) \text{ or } \\ = T_A + P_D \theta_{JA} \text{ (without heat sink)}$$

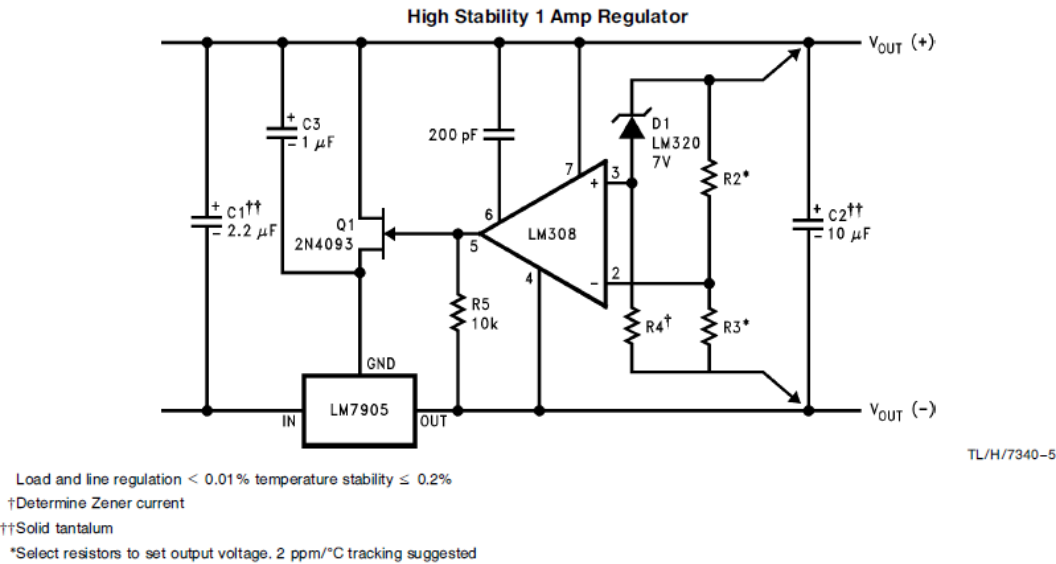
Where:

- T_J = Junction Temperature
- T_A = Ambient Temperature
- P_D = Power Dissipation
- θ_{JA} = Junction-to-Ambient Thermal Resistance
- θ_{JC} = Junction-to-Case Thermal Resistance
- θ_{CA} = Case-to-Ambient Thermal Resistance
- θ_{CS} = Case-to-Heat Sink Thermal Resistance
- θ_{SA} = Heat Sink-to-Ambient Thermal Resistance

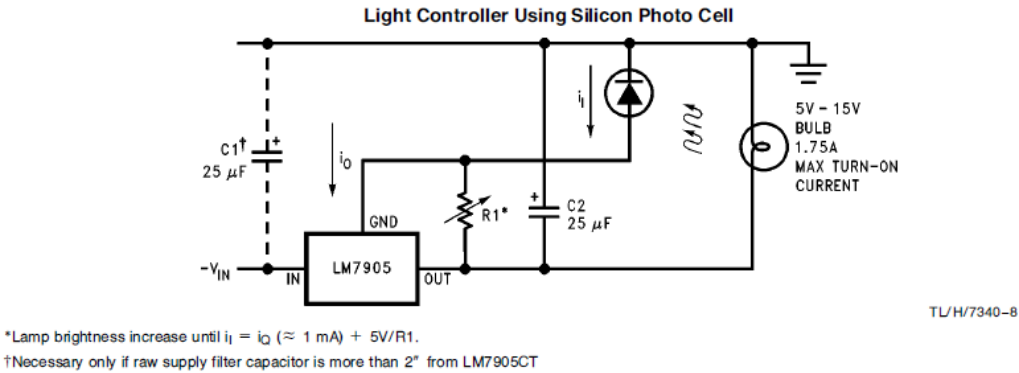
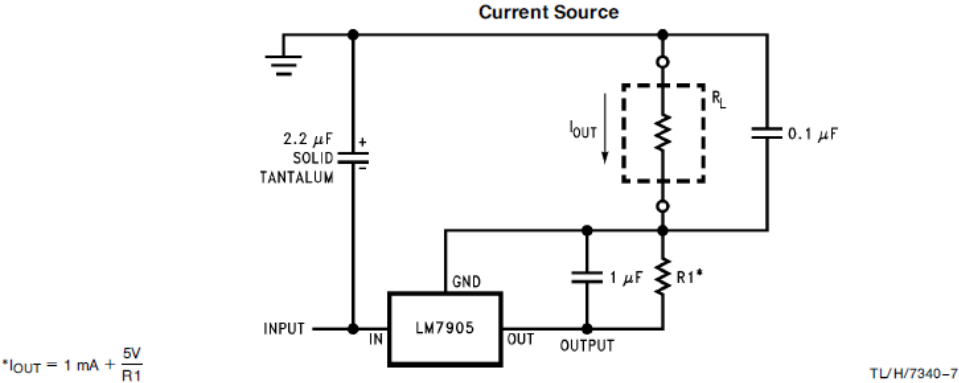
Typical Applications (Continued)

Bypass capacitors are necessary for stable operation of the LM79XX series of regulators over the input voltage and output current ranges. Output bypass capacitors will improve the transient response by the regulator.

The bypass capacitors, (2.2 μF on the input, 1.0 μF on the output) should be ceramic or solid tantalum which have good high frequency characteristics. If aluminum electrolytics are used, their values should be 10 μF or larger. The bypass capacitors should be mounted with the shortest leads, and if possible, directly across the regulator terminals.



Typical Applications (Continued)



High-Sensitivity Light Controller



†Necessary only if raw supply filter capacitor is more than 2" from LM7905

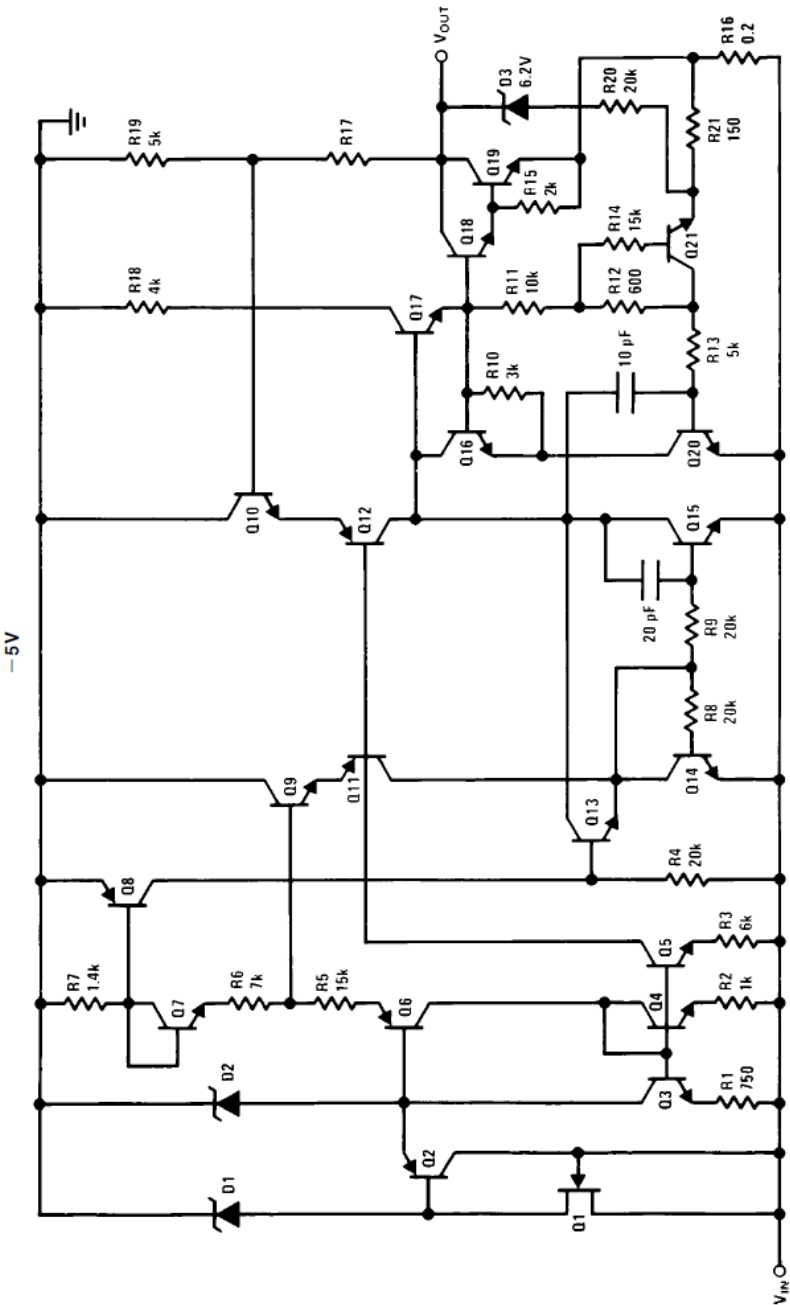
The circuit diagram shows a precision full-wave rectifier using an LM307 op-amp. The op-amp is configured with its non-inverting input (pin 3) connected to a voltage divider consisting of resistors R4 (10k, 1%) and R5 (10k, 1%) connected to the positive output rail (V_{OUT} (+) 15V). The inverting input (pin 2) is connected to the output of the rectifier circuit. The output of the rectifier is connected to the positive output rail (V_{OUT} (+) 15V) through a diode D1 (1N4001). The output of the rectifier is also connected to the negative output rail (V_{OUT} (-) 15V) through a diode D2 (1N4001). The output of the rectifier is also connected to the positive output rail (V_{OUT} (+) 15V) through a diode D1 (1N4001). The output of the rectifier is also connected to the negative output rail (V_{OUT} (-) 15V) through a diode D2 (1N4001). The output of the rectifier is also connected to the positive output rail (V_{OUT} (+) 15V) through a diode D1 (1N4001). The output of the rectifier is also connected to the negative output rail (V_{OUT} (-) 15V) through a diode D2 (1N4001).

TL/H/7340-1

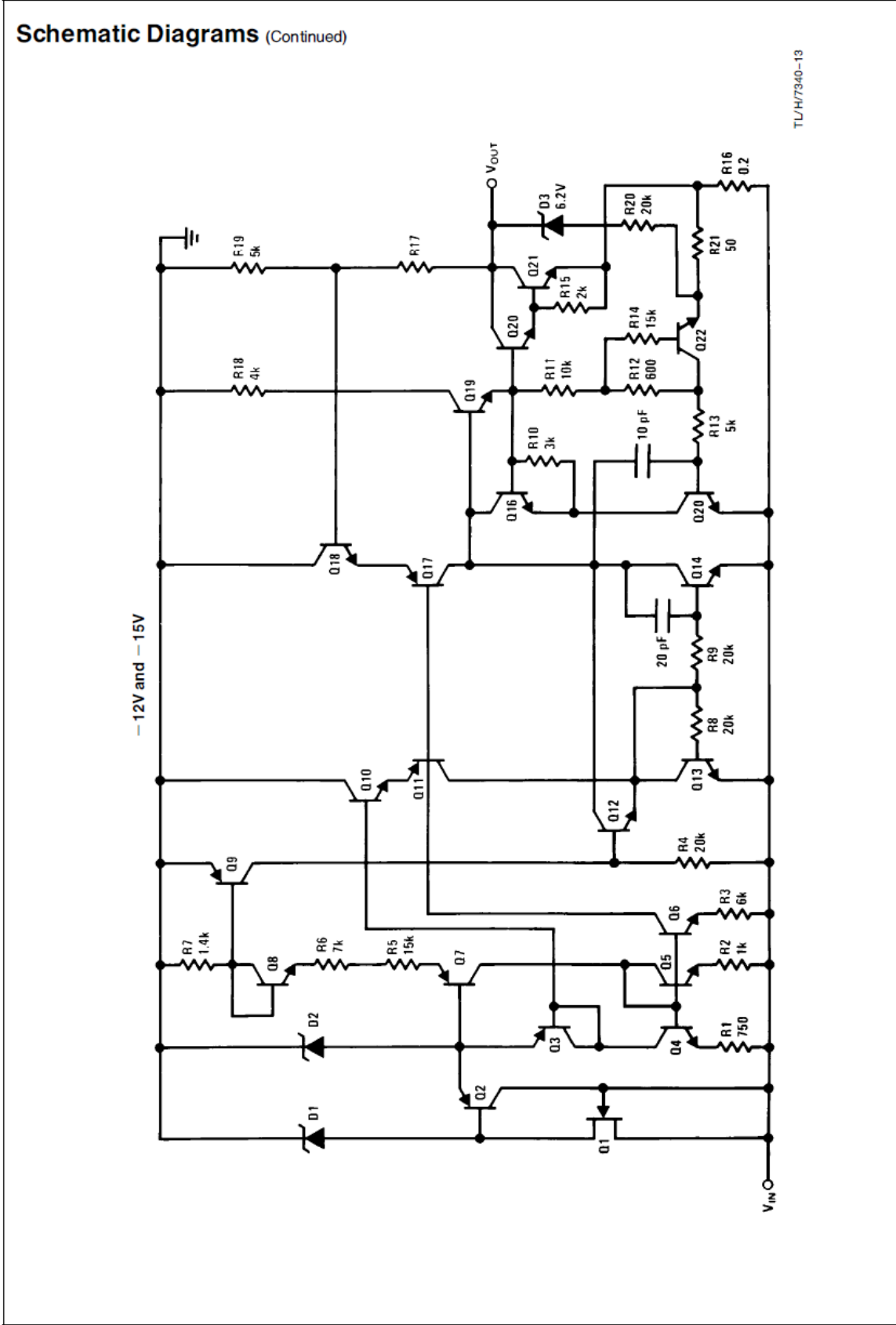
*Resistor tolerance of R4 and R5 determine matching of (+) and (-) outputs.

**Necessary only if raw supply filter capacitors are more than 3" from regulators.

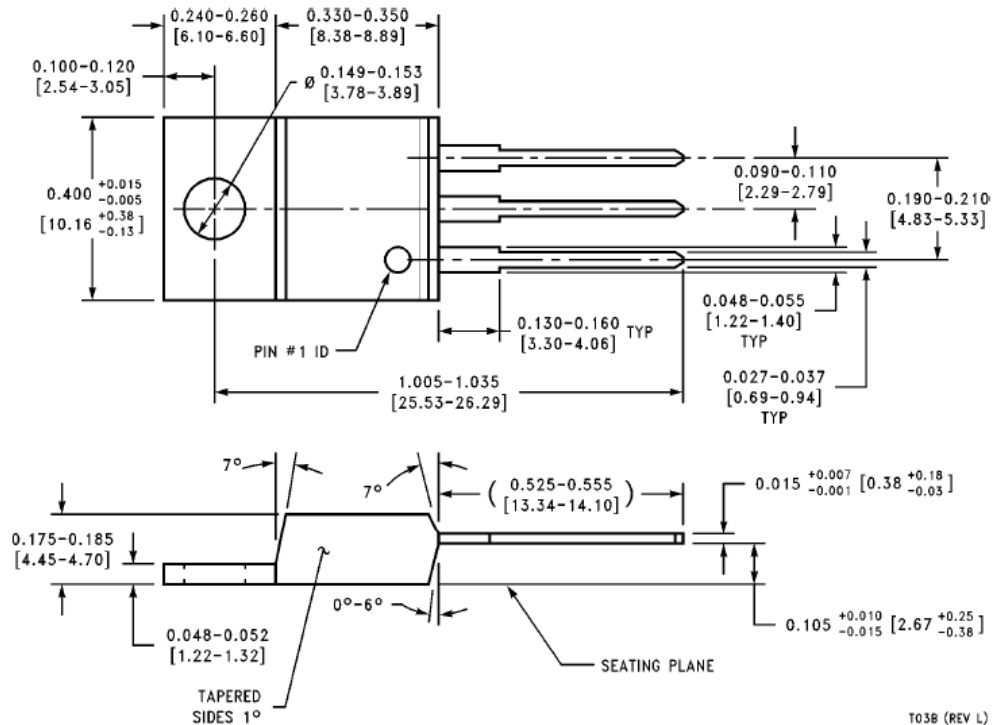
Schematic Diagrams



TL/H/7340-12



Physical Dimensions inches (millimeters)



TO-220 Outline Package (T)
Order Number LM7905CT, LM7912CT or LM7915CT
NS Package Number T03B

LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform, when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.



National Semiconductor Corporation
1111 West Bardin Road
Arlington, TX 76017
Tel: 1(800) 272-9959
Fax: 1(800) 737-7018

National Semiconductor Europe

Fax: (+49) 0-180-530 85 86
Email: cnjwge@tevm2.nsc.com
Deutsch Tel: (+49) 0-180-530 85 85
English Tel: (+49) 0-180-532 78 32
Français Tel: (+49) 0-180-532 93 58
Italiano Tel: (+49) 0-180-534 16 80

National Semiconductor Hong Kong Ltd.

13th Floor, Straight Block,
Ocean Centre, 5 Canton Rd.
Tsimshatsui, Kowloon
Hong Kong
Tel: (852) 2737-1600
Fax: (852) 2736-9960

National Semiconductor Japan Ltd.

Tel: 81-043-299-2309
Fax: 81-043-299-2408

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.



