



ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

"E SCIENTIA HOMINIS SALUS"

La versión digital de esta tesis está protegida por la Ley de Derechos del Autor del Ecuador.

Los derechos de autor han sido entregados a la "ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL" bajo el libre consentimiento de (los) autor (es).

Al consultar esta tesis deberá acatar las disposiciones de la Ley y de las siguientes condiciones de uso:

- **Cualquier uso que haga de estos documentos o imágenes deben ser sólo para efectos de investigación o estudio académico, y usted no puede ponerlos a disposición de otra persona.**
- **Usted deberá reconocer el derecho del autor a ser identificado y citado como el autor de esta tesis.**
- **No se podrá obtener ningún beneficio comercial y las obras derivadas tienen que estar bajo los mismos términos de licencia que el trabajo original.**

El libre Acceso a la información, promueve el reconocimiento de la originalidad de las ideas de los demás, respetando las normas de presentación y de citación de autores con el fin de no incurrir en actos ilegítimos de copiar y hacer pasar como propias las creaciones de terceras personas.

Respeto hacia sí mismo y hacia los demás

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN MÓDULO DIDÁCTICO DE CONVERSION DUAL CON CORRIENTE CIRCULANTE PARA EL LABORATORIO DE CONVERSIONES ESTÁTICOS

**PROYECTO PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERO EN
ELECTRÓNICA Y CONTROL**

CARLOS IGNACIO PAVÓN VARGAS

carlosipv_maly@hotmail.com

DIRECTOR: Ing. PATRICIO IVÁN CHICO HIDALGO MSc.

patricio.chico@epn.edu.ec

Quito, Junio 2012

DECLARACIÓN

Yo Carlos Ignacio Pavón Vargas, declaro bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de mi autoría; que no ha sido previamente presentada para ningún grado o calificación profesional; y, que he consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

A través de la presente declaración cedo mis derechos de propiedad intelectual correspondientes a este trabajo, a la Escuela Politécnica Nacional, según lo establecido por la Ley de Propiedad Intelectual, por su Reglamento y por la normatividad institucional vigente.

Carlos Ignacio Pavón Vargas

CERTIFICACIÓN

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por Carlos Ignacio Pavón Vargas, bajo mi supervisión.

Ing. Patricio Chico MSc.
DIRECTOR DEL PROYECTO

AGRADECIMIENTO

A Dios por haberme dado a dos ángeles, mis padres, Carlos y Elva que han sabido guiarme de la mejor manera por este mundo, sus valores, sus enseñanzas y su ejemplo de vida serán siempre mi modelo a seguir.

A Xime por estar a mi lado y por su apoyo incondicional a lo largo de la carrera.

A la Escuela Politécnica Nacional y a todos los docentes de la facultad, con una mención especial a Patricio Chico, que con la pasión por la electrónica han sabido transmitir de la mejor manera los conocimientos a mi persona y a todos los estudiantes de la carrera.

A todas aquellas personas que algún momento hemos compartido sean buenos o malos momentos, corto o largo tiempo pues de todos he aprendido algo.

DEDICATORIA

A mi madre

TABLA DE CONTENIDOS

1	FUNDAMENTO TEÓRICO DEL CONVERTOR DUAL	1
1.1	IMPORTANCIA DEL CONVERTOR DUAL	1
1.2	ANTECEDENTES	2
1.3	CONVERTOR ESTÁTICO DE ENERGÍA [3]	4
1.3.1	CLASIFICACIÓN DE LOS CONVERTIDORES ESTÁTICOS DE ENERGÍA	6
1.4	CONVERTIDORES AC/DC	7
1.4.1	CONVERTIDOR POLIFÁSICO DE ONDA COMPLETA	7
1.5	CONVERTOR AC/DC TRIFÁSICO DE SEIS PULSOS	8
1.5.1	ANÁLISIS PARA CONDUCCIÓN CONTINUA	11
1.5.2	CARACTERÍSTICAS DEL VOLTAJE	13
1.5.2.1	Consideraciones respecto a la curva de transferencia de voltaje	16
1.5.3	POTENCIA DE UN RECTIFICADOR TRIFÁSICO DE SEIS PULSOS	17
1.5.3.1	Consideraciones respecto a los cuadrantes de funcionamiento	18
1.6	CONVERTOR DUAL	19
1.6.1	CONFIGURACIÓN DEL CONVERTIDOR DUAL TRIFÁSICO [6]	20
1.6.2	CONVERTOR DUAL TRIFÁSICO CON CORRIENTE CIRCULANTE	21
1.6.3	OPERACIÓN EN CUATRO CUADRANTES	22
1.6.4	MODELO A CORRIENTE CONTINUA	23
1.6.5	FORMAS DE ONDA DEL CONVERTOR DUAL	24
1.6.6	LA CORRIENTE CIRCULANTE [4]	27
1.6.6.1	Voltaje en la carga del convertidor dual	29
1.6.6.2	Corriente circulante en el convertidor dual [4]	29
1.6.7	POTENCIA EN UN CONVERTOR DUAL CON CORRIENTE CIRCULANTE	30

2	DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE HARDWARE	31
2.1	DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA	31
2.2	SUBMÓDULO DE CONVERTIDOR AC/DC TRIFÁSICO	34
2.2.1	SISTEMA DE CONTROL Y DISPARO	34
2.2.1.1	Diagrama de bloques del sistema de control	35
2.2.1.2	Detección de cruce por cero y detección de voltaje en la red	35
2.2.1.3	Circuito lógico combinacional	38
2.2.1.4	Transductor de corriente	40
2.2.1.5	Filtro pasa bajos [10]	41
2.2.1.6	Puerto de comunicaciones	44
2.2.1.7	Pulsos de disparo	47
2.2.1.8	Entrada de la fuente de alimentación del sistema microprocesado	47
2.2.1.9	Respaldo de batería (opcional)	49
2.2.1.10	Sistema Microprocesado	50
2.2.1.10.1	Microcontrolador	50
2.2.1.10.2	Puertos de entrada	51
2.2.1.10.3	Puertos de salida	52
2.2.1.10.4	Puerto de comunicaciones	53
2.2.1.10.5	Componentes adicionales	53
2.2.1.11	Sistema de disparo de los tiristores	54
2.2.1.12	Acondicionamiento de los pulsos de disparo [14]	55
2.2.1.13	Entrada del voltaje de alimentación del sistema de disparo de los SCR	62
2.2.2	FUENTE DE ALIMENTACIÓN (1)	62
2.2.3	MATRIZ DE INTERRUPTORES	65
2.2.3.1	Dimensionamiento de los tiristores de potencia [18]	66
2.2.3.2	Módulo de tiristores [19]	68
2.2.3.2.1	Disipadores de calor [20]	68
2.3	SUBMÓDULO DE CONTROL DE CORRIENTE CIRCULANTE	69
2.3.1	SISTEMA DE CONTROL Y VISUALIZACIÓN	70
2.3.1.1	True RMS	71
2.3.1.2	Filtro pasa bajos	73
2.3.1.3	Interfaz de usuario	74
2.3.2	COMUNICACIÓN PARALELA	76

2.3.3	COMUNICACIÓN SERIAL	78
2.3.3.1	Puertos EIA-232 modificados	78
2.3.3.2	Puerto estándar EIA-232	78
2.3.4	SISTEMA MICROPROCESADO	79
2.3.4.1	Microcontrolador 1	80
2.3.4.1.1	Puertos de entrada y salida de microcontrolador 1	81
2.3.4.1.2	Puerto de comunicaciones de microcontrolador 1	82
2.3.4.1.3	Componentes adicionales de microcontrolador 1	82
2.3.4.2	Microcontrolador 2	83
2.3.4.2.1	Puertos de entrada y salida de microcontrolador 2	84
2.3.4.2.2	Puerto de comunicaciones de microcontrolador 2	85
2.3.4.2.3	Componentes adicionales de microcontrolador 2	85
2.3.5	FUENTE DE ALIMENTACIÓN (3)	86
2.4	DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL REACTOR DE INTERFAZ	87
2.4.1	CORRIENTE MÁXIMA	87
2.4.2	DISEÑO DE LA INDUCTANCIA EQUIVALENTE [24] [25]	88
2.4.2.1	Selección de la geometría del núcleo	91
2.4.2.2	Restricción del número de espiras	93
2.4.2.3	Selección del material del núcleo [28]	93
2.5	IMPLEMENTACIÓN DEL MÓDULO DE LABORATORIO	95
2.5.1	CONEXIÓN DE LA MATRIZ DE INTERRUPTORES	95
2.5.1.1	Montaje sobre el disipador	96
2.5.2	SUBMÓDULO DE CONVERTIDOR AC/DC TRIFÁSICO	97
2.5.3	SUBMÓDULO DE CONTROL DE CORRIENTE CIRCULANTE	97
3	DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE SOFTWARE	98
3.1	SUBMÓDULO DEL CONVERTIDOR AC/DC TRIFÁSICO	98
3.1.1	GENERACIÓN DEL TREN DE PULSOS PARA EL CONTROL	99
3.1.2	DIAGRAMAS DE FLUJO DEL SOFTWARE IMPLEMENTADO	101
3.1.2.1	Subrutina del programa principal	101
3.1.2.1.1	Interrupciones del programa principal	102

3.2	SUBMÓDULO DE CONTROL DE CORRIENTE CIRCULANTE	104
3.2.1	INTERFAZ DE USUARIO	104
3.2.2	CONTROLADOR DIGITAL	107
3.2.2.1	Modelado del sistema [31]	107
3.2.3	IMPLEMENTACIÓN DEL ALGORITMO DE CONTROL [32] [33]	113
3.2.3.1	Diagrama de bloques del controlador digital [34]	114
4	PRUEBAS Y RESULTADOS	115
4.1	PRUEBA DEL CONTROL DEL CONVERTIDOR AC/DC	116
4.1.1	ANÁLISIS DE RESULTADOS DEL CONTROL DEL CONVERTIDOR AC/DC	118
4.2	PRUEBAS COMO CONVERTIDOR AC/DC	119
4.2.1	CONVERTIDOR AC/DC DE SEIS PULSOS CON CARGA R	120
4.2.2	CONVERTIDOR AC/DC DE SEIS PULSOS CON CARGA RL	122
4.2.3	CONVERTIDOR AC/DC DE SEIS PULSOS CON CARGA RLE	124
4.2.4	RESULTADOS DEL CONVERTIDOR AC/DC DE SEIS PULSOS CON CARGA RL(-E)	126
4.2.5	ANÁLISIS DE RESULTADOS DEL CONVERTIDOR AC/DC	127
4.3	PRUEBAS COMO CONVERTIDOR DUAL TRIFÁSICO	128
4.3.1	VOLTAJE Y CORRIENTE EN LOS CONVERTIDORES AC/DC	128
4.3.1.1	CONVERTIDOR DUAL EN VACÍO	129
4.3.1.2	RESULTADOS CON CARGA RLE (MOTOR DC)	133
4.3.2	ANÁLISIS DE POTENCIA EN EL CONVERTIDOR DUAL	137
5	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	141
5.1	CONCLUSIONES	141
5.2	RECOMENDACIONES	144
	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	146

ANEXOS	A-1
HOJAS DE DATOS	A-2
TIRISTORES	A-2
DISIPADOR DE CALOR	A-4
TRANSFORMADOR DE PULSOS	A-6
TRANSDUCTOR DE CORRIENTE DE EFECTO HALL	A-7
CONVERSOR TRUE RMS A DC	A-8
AMPLIFICADOR OPERACIONAL (FILTRO PASA BAJOS)	A-11
MICROCONTROLADORES: ATMEGA88PA	A-13
MICROCONTROLADORES: ATMEGA164PA	A-16
MICROCONTROLADORES: ATXMEGA16A4	A-19
NOTAS DE APLICACIÓN	A-22
CONTROL DE TRIACS CON TRANSFORMADORES DE PULSOS	A-22
FILTROS EMI	A-24
CONSIDERACIONES DEL HARDWARE	A-25
DIAGRAMAS ELÉCTRICOS	A-30

RESUMEN

El presente proyecto de titulación presenta como primera parte y primer capítulo el análisis teórico de un convertidor de corriente continua a corriente alterna con la configuración de un puente trifásico totalmente controlado con el respectivo análisis matemático y las características de comportamiento del sistema para distintos tipos de carga. Se presentan de igual manera las formas de onda teóricas que se esperan obtener en el laboratorio para una carga que permite la variación del ángulo de disparo en el rango de 0° a 180° para la condición de conducción continua. Posteriormente, el análisis correspondiente a los cuadrantes de funcionamiento y las limitaciones de este conversor como controlador de un motor de corriente continua conduce a un nuevo análisis para utilizar configuraciones complementarias de convertidores con el fin de poder manejar una carga en los cuatro cuadrantes; esto encamina el análisis de un sistema de conversor dual con y sin corriente circulante.

La segunda parte del proyecto se divide en dos capítulos los cuales abarcan todo lo relacionado a la implementación práctica de cada uno de los módulos que se construyeron. El capítulo dos contiene los diseños de la matriz de interruptores relacionados a la etapa de potencia y el hardware que constituye el circuito de control que se encargará de la adquisición de valores de corriente y los puntos de consigna importantes para el sistema el control y que gracias a estos valores adquiridos se puede controlar de manera adecuada el sistema de potencia.

El capítulo tres contiene el desarrollo de los algoritmos de control que se implementaron para poder realizar en control del sistema en lazo cerrado. Se explica también la realización de los modelos teóricos y experimentales de la planta para poder implementar de manera adecuada los controladores digitales que se usan como parte del software de control. Adicional al sistema de control se explica el funcionamiento de la interfaz implementada.

En el cuarto capítulo se muestran las formas de onda obtenidas para distintas pruebas y se analizan los resultados que se obtuvieron de manera experimental en el laboratorio de Electrónica de Potencia y Conversores Estáticos de Energía. Parte de estas pruebas se realizaron como parte de las sesiones de laboratorio de Electrónica de Potencia, las mismas que fueron realizadas con los módulos que se implementaron como parte de este proyecto.

PRESENTACIÓN

El módulo didáctico de convertidor dual con control de corriente circulante construido para el presente trabajo está destinado a ser utilizado en el laboratorio de Electrónica de Potencia y en el laboratorio de Convertidores Estáticos de Energía de la Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica de la Escuela Politécnica Nacional para ayudar a entender a los estudiantes el funcionamiento de los convertidores AC/DC de seis pulsos y de la configuración de un convertidor dual con corriente circulante.

El proceso de aprendizaje en la ingeniería requiere poder relacionar de manera directa la información adquirida a partir de conceptos matemáticos abstractos con la experimentación. De aquí la importancia de poder implementar en un laboratorio la mayor cantidad de circuitos que puedan apoyar a la comprensión de la parte teórica.

El diseño y la construcción del módulo se realizó con el fin de poder utilizarlo como una herramienta para fortalecer el aprendizaje de ciertas configuraciones de convertidores AC/DC que son muy complejas para poder ser implementadas en una sola sesión de laboratorio. Se trata de un módulo versátil que puede ser utilizado como convertidor de corriente alterna trifásica a corriente continua o como convertidor dual con control de corriente circulante.

Para el proyecto se puso especial énfasis en la independencia de cada una de las partes del sistema para poder utilizarlo de manera individual o en conjunto según la configuración que se desee implementar en el laboratorio para la demostración práctica de los conceptos estudiados en la teoría. También se prestó una especial atención en la construcción de la parte mecánica y el dimensionamiento de los dispositivos semiconductores de potencia, pues al ser un equipo que va a ser manipulado por estudiantes debe ser resistente a la constante manipulación y a las fallas eléctricas que pudieren ocurrir durante el proceso de aprendizaje.

CAPÍTULO 1

1 FUNDAMENTO TEÓRICO DEL CONVERTOR DUAL

1.1 IMPORTANCIA DEL CONVERTOR DUAL

Una de las grandes problemáticas del siglo XXI es la necesidad de proteger el ecosistema del planeta tratando de disminuir significativamente la polución causada por la generación de energía en base a combustibles fósiles. Una de las grandes soluciones que se han venido desarrollando en los últimos años es la construcción de parques eólicos *off-shore* un método de generación amigable con el ambiente y que puede ser complementado con métodos de generación hidráulica, dos fuentes limpias de energía.

Los inconvenientes de los parques eólicos son que el voltaje y frecuencia a la cual se genera la energía eléctrica son altamente dependientes de la velocidad del viento. El segundo problema es que la transmisión de la energía eléctrica alterna generada en los parques eólicos construidos en alta mar hacia la orilla es costosa al superar ciertas distancias debido a las pérdidas en la capacidad de transmisión de las líneas eléctricas por el efecto de la reactancia capacitiva.

La solución que se viene implementado es la transmisión en corriente continua conocida como HVDC, por el acrónimo proveniente del inglés High Voltaje DC, la cual puede acoplar redes de corriente alterna de diferentes características por medio de un enlace de corriente continua, donde para realizar el enlace en DC se utiliza un convertidor dual con corriente circulante. [1]

Otro de los grandes campos de aplicación de los convertidores duales es la transmisión de energía eléctrica en HVDC cuando se requiere acoplar sistemas eléctricos de distintas características. El ejemplo más significativo se encuentra en Sudamérica específicamente entre Brasil y Paraguay en la represa de Itaipú con capacidad de generación de 14GW, siendo la segunda represa de generación de energía más grande del mundo. La represa de Itaipú genera energía eléctrica a 50Hz para Paraguay y 60Hz para Brasil, y cuenta con dos líneas de transmisión basada en HVDC de 600kV que conectan el sistema de 50Hz y de 60Hz con Sao Paulo que trabaja a 60Hz. [2]

Algunas otras aplicaciones de menor importancia que se basan en el principio de funcionamiento de conversores duales son: Cicloconvertidores para manejo de grandes motores sincrónicos a frecuencias menores que la red eléctrica, sistema de recuperación de energía de Kramer para motores trifásicos de rotor bobinado y sistemas de acoplamiento a la red eléctrica de fuentes de generación de energía alternativa.

1.2 ANTECEDENTES

Las prácticas del laboratorio de Electrónica de Potencia y Conversores Estáticos que presentan un alto grado de complejidad son realizadas a manera de clase demostrativa con ayuda de los módulos existentes en el laboratorio.

Muchas de las veces la falta de módulos como parte del equipo en el laboratorio se presenta como un problema, pues el tiempo que cada estudiante puede interactuar con el módulo es reducido, limitando la cantidad de conocimiento que se puede obtener al momento de realizar de manera práctica todos aquellos conceptos que se han aprendido de manera teórica.

En otras ocasiones ciertas configuraciones estudiadas en la materia no pueden ser comprobadas de manera práctica pues los circuitos de control y de potencia son complicados de implementar, además de que no existen los módulos adecuados en el laboratorio lo que dificulta el aprendizaje.

Conociendo la necesidad del laboratorio de Electrónica de Potencia y Convertidores Estáticos de contar entre sus recursos con módulos suficientes para las prácticas demostrativas, además de la posibilidad de poder implementar una práctica nueva para el laboratorio de Convertidores Estáticos surgió la idea de realizar un convertidor dual con control de corriente circulante en base a dos convertidores AC/DC trifásicos totalmente controlados a manera de módulo de laboratorio.

Para empezar con el desarrollo del presente trabajo es necesario conocer los conceptos fundamentales que rigen los criterios de diseño y construcción de los convertidores estáticos de energía.

1.3 CONVERTOR ESTÁTICO DE ENERGÍA [3]

En términos generales un convertor estático de energía se encarga de procesar y controlar el flujo de la energía eléctrica que se obtiene de fuentes con características de voltaje y corriente específicas y por medio de una matriz de interruptores se transforma en voltaje y corriente, con características diferentes a las de entrada, adecuadas para la carga a la cual se requiere alimentar.

La Figura 1.1 muestra en diagrama de bloques la configuración básica de un convertor estático de energía.

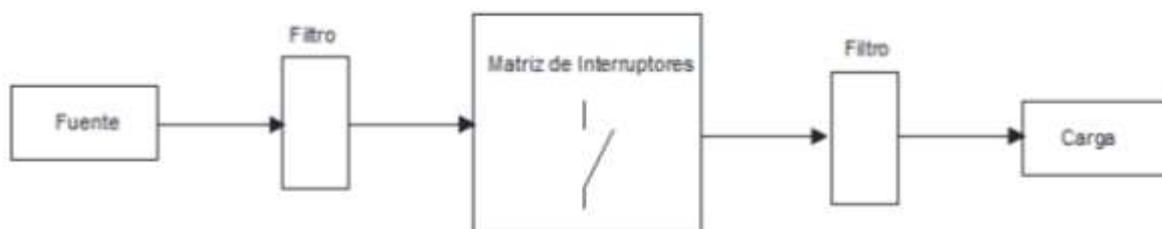


Figura 1.1 Diagrama de bloques de un convertor estático de energía

La electrónica lineal, que trabaja sobre las regiones lineales de los dispositivos semiconductores, puede cumplir con el acondicionar una forma de energía de acuerdo a las necesidades de la carga. Pero no es un sistema eficiente, y no cumple con uno de los conceptos básicos de electrónica de potencia, pues el proceso de conversión de energía se realiza sobre la zona lineal de los dispositivos semiconductores donde se producen grandes pérdidas de energía detectable fácilmente al constatar el calentamiento de los dispositivos utilizados lo que lleva a sistemas voluminosos para poder disipar el calor.

Por el contrario un convertor estático de energía trabaja como un arreglo de interruptores de estado sólido, fuera de la región lineal de los dispositivos, lo que minimiza las pérdidas y convierte a un convertidor estático de energía en una forma eficiente de acondicionar la energía eléctrica a los requerimientos de la carga, también se convierte en un método compacto de conversión de energía pues al reducir el calentamiento, el tamaño de los dispositivos usados se puede reducir sustancialmente.

Aparte de ser un sistema más amigable con el medio ambiente debido al bajo desperdicio de energía. En la Figura 1.2 se muestra un diagrama de bloques de un sistema electrónico de potencia completo, incluyendo al controlador y las señales de referencia y medición.

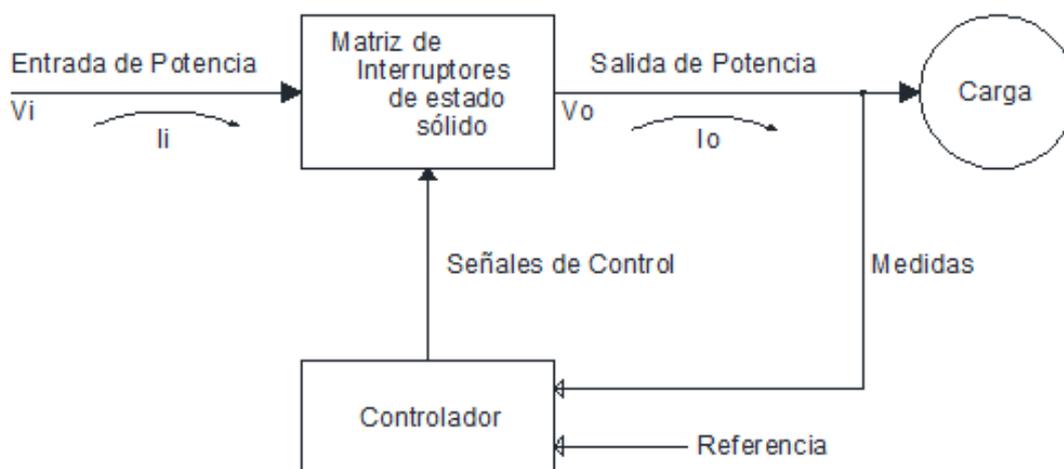


Figura 1.2 Convertidor estático de energía, controlador y señales de control

1.3.1 CLASIFICACIÓN DE LOS CONVERTIDORES ESTÁTICOS DE ENERGÍA

Según la fuente de energía primaria y el tipo de carga, existen cuatro tipos de conversores estáticos de energía: de corriente alterna a corriente alterna, de corriente alterna a corriente continua conocidos como rectificadores, de corriente continua a corriente continua y de corriente continua a corriente alterna o inversores. En la Figura 1.3 se muestra la clasificación de conversores de energía.

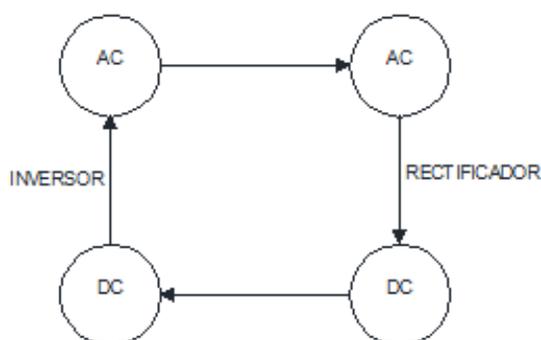


Figura 1.3 Clasificación de los conversores estáticos de energía.

El convertor AC/DC de seis pulsos así como el convertor dual son convertidores estáticos de energía que transforman corriente alterna a corriente continua, y funcionan por conmutación natural a la frecuencia de red eléctrica.

Conociendo la clasificación a la cual pertenecen los convertidores de energía que se utilizan en el presente proyecto se procederá a profundizar únicamente sobre los rectificadores de voltaje o convertidores AC/DC.

1.4 CONVERTIDORES AC/DC

En los convertidores AC/DC la entrada de potencia es una onda de voltaje sinusoidal con amplitud y frecuencia correspondiente a la red eléctrica. El voltaje de salida de un convertidor AC/DC se puede obtener a partir de la conversión de la corriente alterna de la red a corriente continua por medio de un convertidor controlado por fase. [4]

El objetivo de control sobre estos convertidores de energía es tener un voltaje variable a la salida del conversor, esto se logra en base a una configuración que consiste en semiconductores rectificadores unidireccionales. Estos elementos son conectados en una configuración específica respecto a la entrada, que en este caso es la red eléctrica, y con respecto a la salida, es decir la carga del sistema.

1.4.1 CONVERTIDOR POLIFÁSICO DE ONDA COMPLETA

La configuración más utilizada en los conversores polifásicos es la del rectificador tipo puente completo. Esta configuración posee algunas ventajas respecto a topologías más simples de implementar: esta configuración tipo puente produce menor distorsión armónica y tiene un menor rizado, lo que implica un mayor nivel de voltaje medio sobre la carga.

Los rectificadores de voltaje se subdividen en rectificadores no controlados, semicontrolados y totalmente controlados. Se puede considerar los rectificadores no controlados como una particularidad del rectificador totalmente controlado, al ser disparado con un ángulo de 0° .

Un rectificador semicontrolado puede ser utilizado para manejar cargas que requieran trabajar con voltajes y corriente siempre positivas, debido a que la aplicación final de los conversores AC/DC del presente trabajo requiere voltaje bidireccional no se considerará a los rectificadores semicontrolados para el desarrollo teórico del comportamiento del conversor. Se desarrolla en los siguientes subtemas únicamente el análisis de los rectificadores totalmente controlados de seis pulsos.

1.5 CONVERTOR AC/DC TRIFÁSICO DE SEIS PULSOS

Un rectificador trifásico de seis pulsos consiste en un sistema de tres ramales cada uno de los cuales contiene un par de interruptores semiconductores de potencia. En la Figura 1.4 se muestra la topología del convertidor AC/DC trifásico de seis pulsos constituido por SCR de potencia.

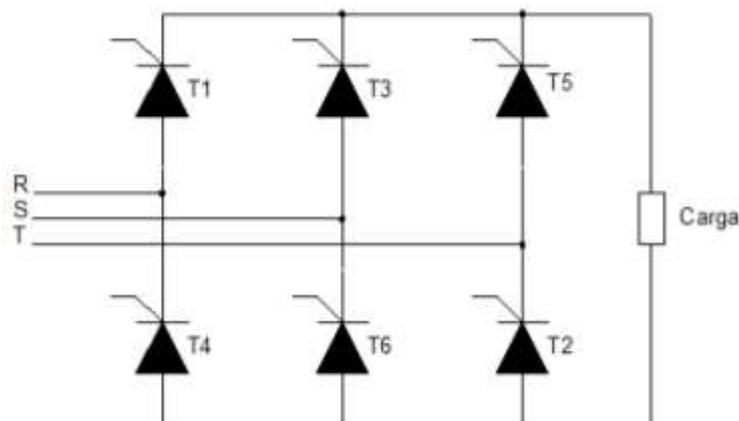
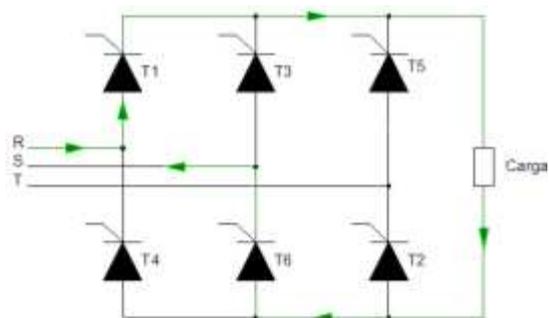


Figura 1.4 Topología del convertidor AC/DC trifásico tipo puente.

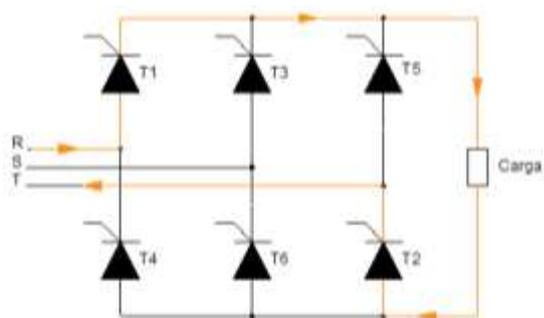
La conexión del convertidor estático de energía a la red trifásica se realiza de la siguiente manera: la rama compuesta por los tiristores T1 y T4 se encargan de rectificar la fase R, los tiristores T3 y T6 rectifican la fase S y la rama comprendida con los tiristores T5 y T2 rectifican la fase T.

Las referencias del voltaje continuo convencionalmente se definen como referencia positiva para el punto que comprende la unión de los cátodos. La referencia negativa se la toma en la unión de los ánodos. [4]

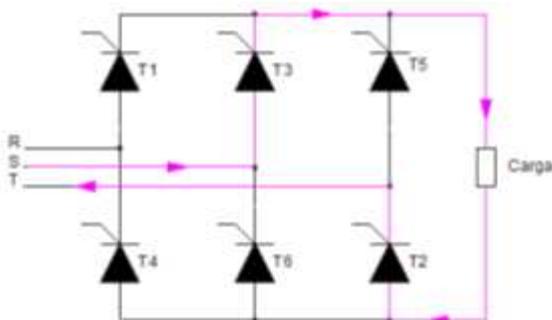
Se escoge una secuencia positiva de las fases R, S y T. Cuando el voltaje entre fases es igual, se define ese punto como un cruce por cero entre fases. A partir del cruce por cero entre fases, se cuenta el ángulo de disparo. La forma de onda de voltaje rectificado se grafica sobre los voltajes compuestos entre fases. De esta manera se obtiene seis etapas de conmutación de los tiristores para completar un ciclo completo a la frecuencia de red. La corriente en cada uno de los ramales durante las diferentes etapas del proceso de rectificación se muestra en la Figura 1.5 .



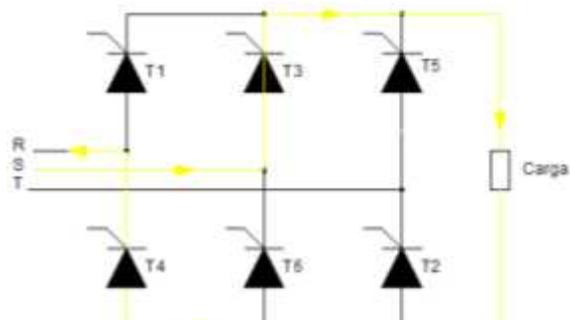
(a) Conducción de corriente en la rectificación del voltaje RS



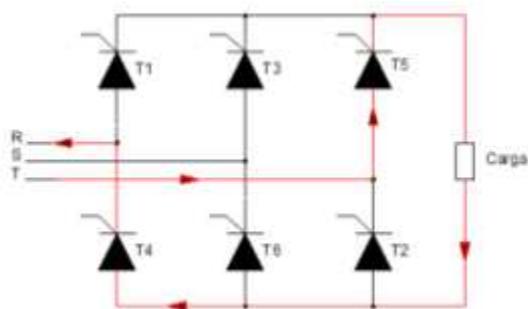
(b) Conducción de corriente en la rectificación del voltaje RT



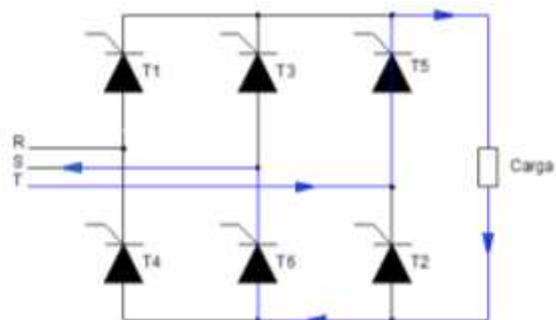
(c) Conducción de corriente en la rectificación del voltaje ST



(d) Conducción de corriente en la rectificación del voltaje SR



(e) Conducción de corriente en la rectificación del voltaje TR



(f) Conducción de corriente en la rectificación del voltaje TS

Figura 1.5 Conducción de corriente en el proceso de rectificación

Algunas observaciones básicas respecto al rectificador trifásico de seis pulsos y el proceso de rectificación de la Figura 1.5. [5]

1. La ley de Kirchhoff para las tensiones, aplicada al circuito, muestra que sólo puede conducir un tiristor a la vez en la mitad superior del puente (T1, T3 o T5). El tiristor en estado de conducción tendrá su ánodo conectado a la tensión de fase de mayor valor en ese instante.

2. La ley de Kirchhoff para las tensiones también muestra que sólo puede conducir un tiristor a la vez en la mitad inferior del puente (T2, T4 o T6). El tiristor en estado de conducción tendrá su cátodo conectado a la tensión de fase de menor valor en ese instante.

3. T1 y T4 no podrán conducir al mismo tiempo como consecuencia de las observaciones 1 y 2. De la misma manera, tampoco podrán conducir simultáneamente T2 y T5, ni T3 y T6.

4. La tensión de salida en la carga es una de las tensiones de línea de la fuente. Por ejemplo, cuando T1 y T6 conducen, la tensión de salida es $(V_R - V_S) = V_{RS}$. Además la tensión de línea de mayor valor instantáneo determinará los tiristores que estarán en conducción. Por ejemplo, cuando el valor instantáneo mayor de la tensión de línea sea V_{RS} , la salida será V_{RS} que corresponde a los tiristores T1 y T6.

5. Existen seis combinaciones de tensiones de línea (tres fases combinadas de dos en dos). Si se considera que un período del generador es 360° , la transición de la tensión de línea de mayor valor deberá producirse cada 60° . El circuito se denomina rectificador de seis pulsos debido a las seis transiciones que se producen en cada período de la tensión del generador.

6. La frecuencia angular de la tensión de salida es 6ω . Para el caso particular de la red trifásica de la EEQ la frecuencia angular del voltaje de rizado a la salida es de 360Hz.

1.5.1 ANÁLISIS PARA CONDUCCIÓN CONTINUA

Si se desea variar el ángulo de disparo desde 0° hasta 180° es necesaria una carga del tipo RL(-E), donde la impedancia inductiva sea mucho mayor a la resistiva. Bajo esta condición se tiene conducción continua y se asumen corrientes planas sobre la carga. Para un ángulo de disparo entre 0° y 90° el convertidor funciona como rectificador y para un ángulo de disparo entre 90° y 180° el convertidor puede funcionar como inversor síncrono debido al componente negativo de voltaje el cual es suministrado por la carga.

Para el análisis de las formas de onda se considera que la carga trabaja en conducción continua y es de tipo RL(-E). El periodo de conducción de corriente sobre cada tiristor es de 120° independientemente del ángulo de disparo del convertidor. Para el análisis de las formas de onda de voltaje y corriente, en la Figura 1.6 se definen los nombres de las corrientes y voltajes dentro de la configuración.

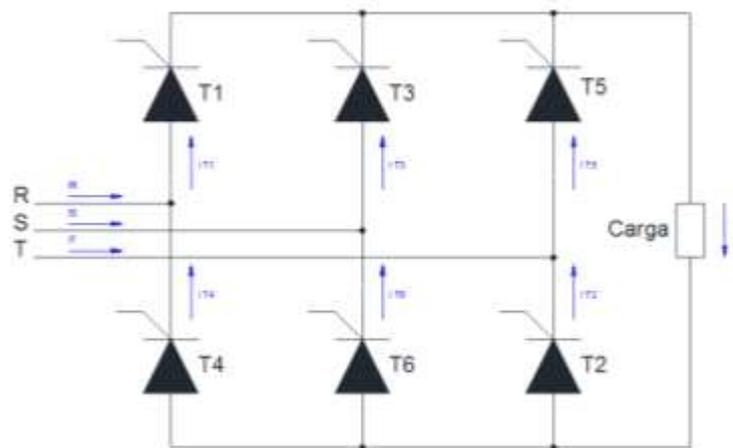


Figura 1.6 Corrientes y voltajes en el convertidor de seis pulsos

A continuación se muestran las formas de onda del voltaje en la carga y la corriente en cada uno de los ramales para distintos ángulos de disparo.

- En la Figura 1.7, para un ángulo de $\frac{\pi}{6}$;
- En la Figura 1.8, para un ángulo de $\frac{\pi}{2}$; y,
- En la Figura 1.9, para un ángulo de $\frac{5\pi}{6}$.



Figura 1.7 Formas de onda para un ángulo de disparo de $\frac{\pi}{6}$ (30°)

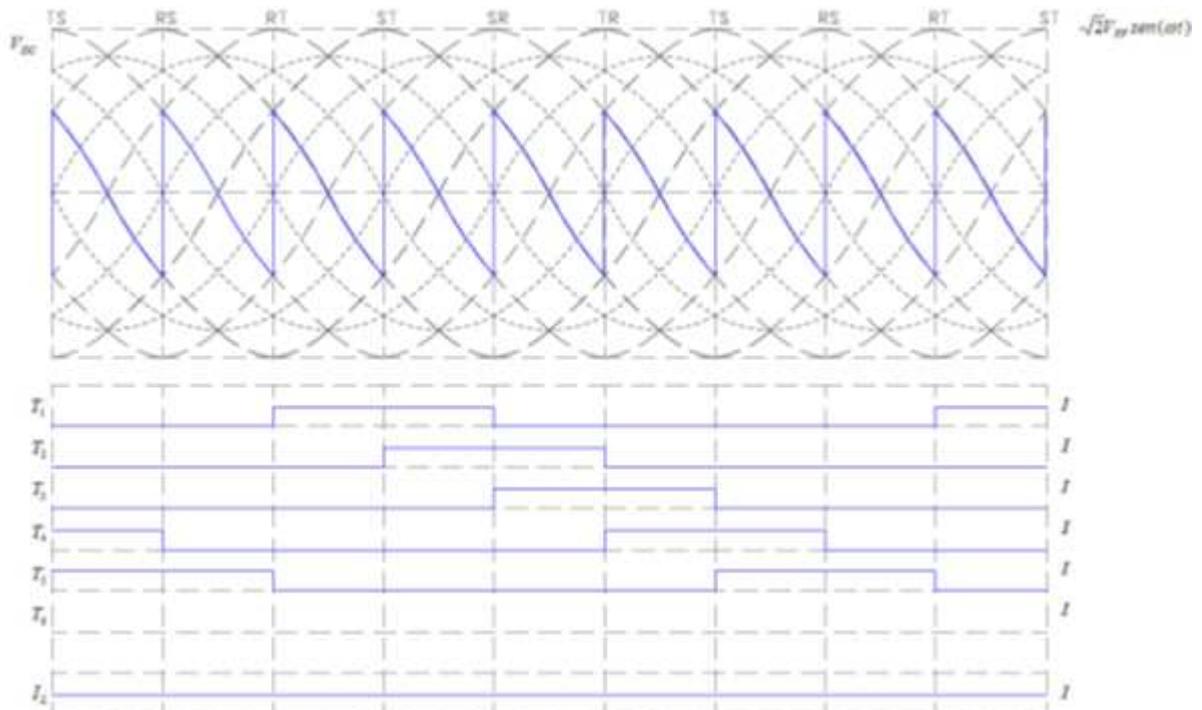


Figura 1.8 Formas de onda para un ángulo de disparo de $\frac{\pi}{2}$ (90°)

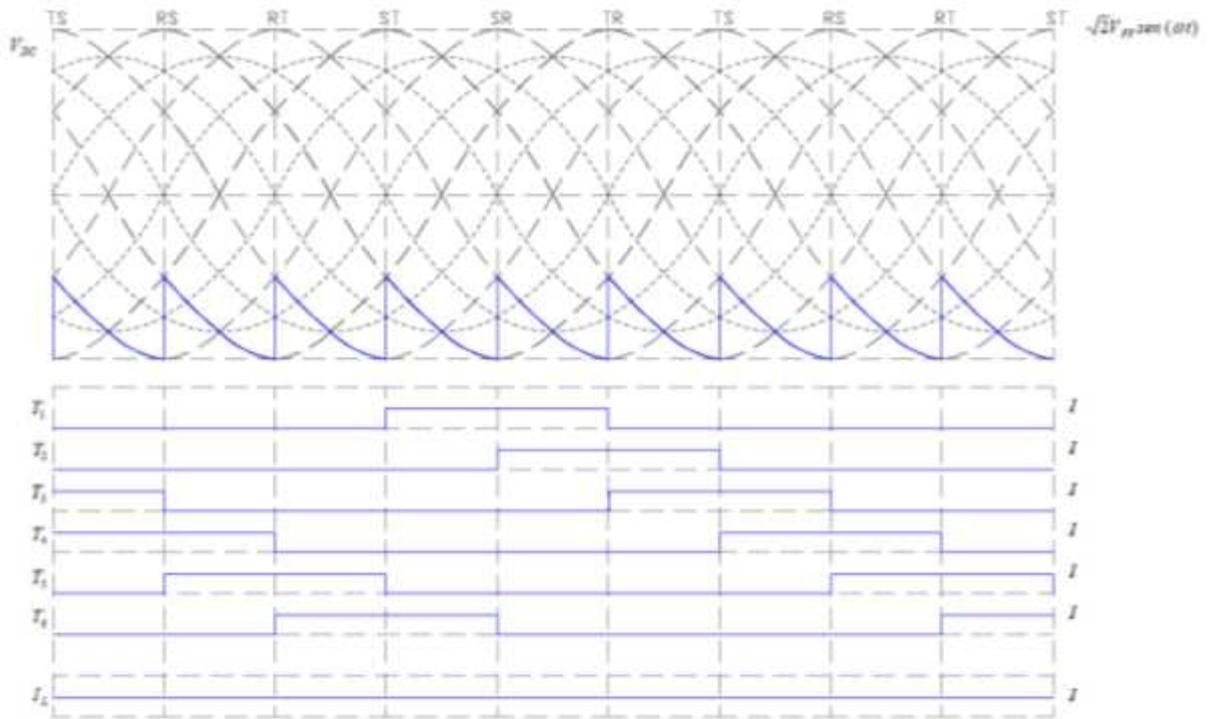


Figura 1.9 Formas de onda para un ángulo de disparo de $\frac{5\pi}{6}$ (150°)

1.5.2 CARACTERÍSTICAS DEL VOLTAJE

El voltaje medio sobre la carga se puede obtener del análisis de la forma de onda de voltaje en la carga; como se muestra en la Figura 1.10.

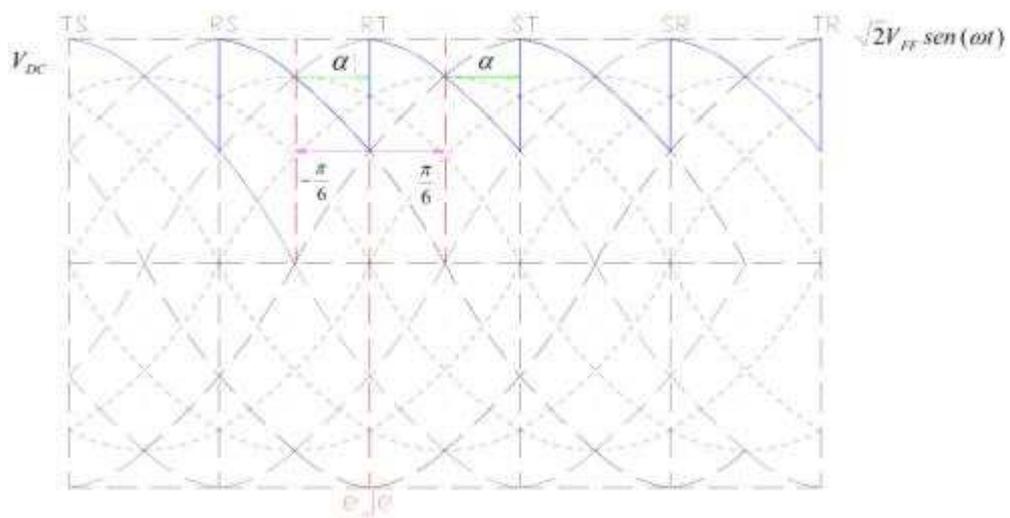


Figura 1.10 Análisis para la integral de la forma de onda de voltaje

El valor de voltaje medio de una forma de onda periódica se obtiene a partir de la definición de la Ecuación 1.1

$$V_{DC} = \frac{1}{T} \int_0^T f(\omega t) \partial \omega t \quad \text{Ecuación 1.1}$$

Reemplazando el período y los límites de la integral en base a la Figura 1.10.

$$V_{d\alpha} = \frac{1}{\frac{\pi}{3}} \int_{-\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{6}+\alpha} \sqrt{2}V_{FF} \cos(\omega t) \partial \omega t$$

$$V_{d\alpha} = \left[\frac{3\sqrt{2}V_{FF} \sin(\omega t)}{\pi} \right]_{-\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{6}+\alpha}$$

$$V_{d\alpha} = \frac{3\sqrt{2}V_{FF}}{\pi} \left(\sin\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right) - \sin\left(-\frac{\pi}{6} + \alpha\right) \right)$$

$$V_{d\alpha} = \frac{3\sqrt{2}V_{FF}}{\pi} \left(\sin\frac{\pi}{6} \cos \alpha + \sin \alpha \cos \frac{\pi}{6} - \sin\left(-\frac{\pi}{6}\right) \cos \alpha - \sin \alpha \cos\left(-\frac{\pi}{6}\right) \right)$$

$$V_{d\alpha} = \frac{3\sqrt{2}V_{FF}}{\pi} \left(\frac{1}{2} \cos \alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \alpha + \frac{1}{2} \cos \alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \alpha \right)$$

$$V_{d\alpha} = \frac{3\sqrt{2}V_{FF}}{\pi} \cos(\alpha)$$

Reemplazando el voltaje de fase por el voltaje máximo.

$$V_{d\alpha} = \frac{3\sqrt{2} \frac{\sqrt{3}V_{max}}{\sqrt{2}}}{\pi} \cos(\alpha)$$

$$V_{d\alpha} = \frac{3\sqrt{3}V_{max}}{\pi} \cos(\alpha)$$

Ecuación 1.2

La Ecuación 1.2 describe el voltaje de salida de un convertidor AC/DC trifásico de seis pulsos en función del ángulo de disparo α . La curva de transferencia en la Figura 1.11 representa el voltaje de salida en por unidad respecto al voltaje de entrada al conversor conforme la variación del ángulo de disparo α .

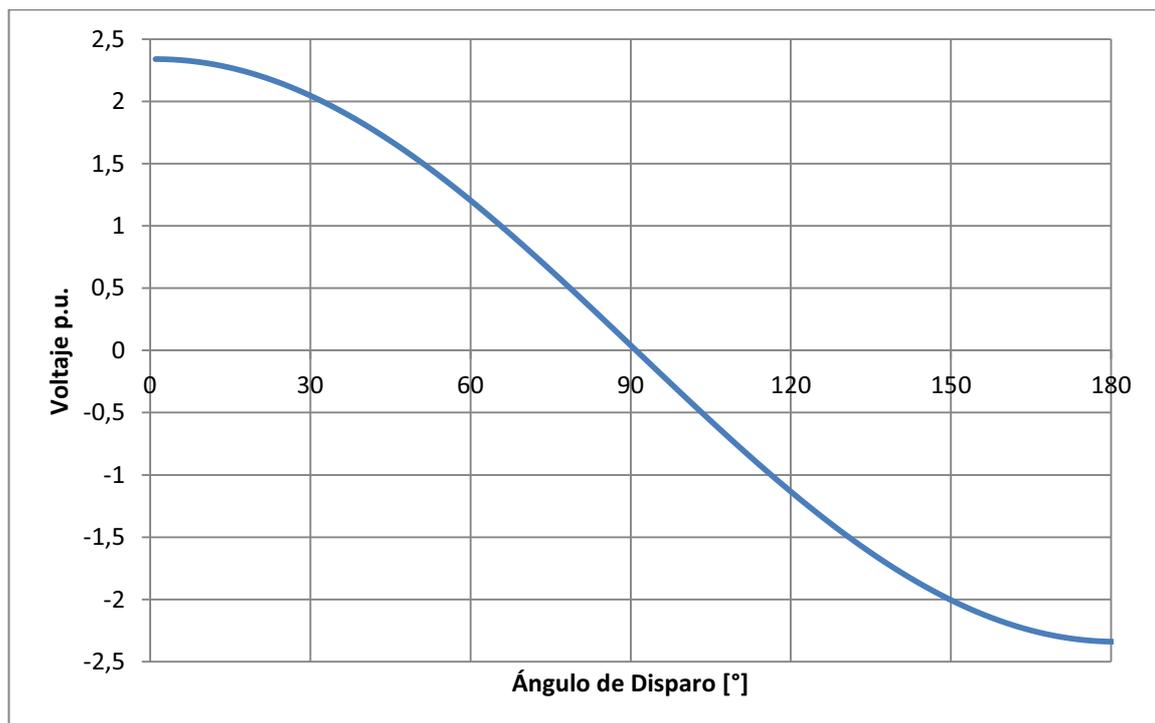


Figura 1.11 Voltaje en por unidad en función del ángulo de disparo

1.5.2.1 Consideraciones respecto a la curva de transferencia de voltaje

Para un ángulo de disparo entre 0° y 90° se puede asegurar que el convertidor funciona en conducción continua solamente si la carga cumple la condición de que la impedancia inductiva es mucho mayor que la resistiva, carga altamente inductiva, para esta condición la fuente está entregando energía a la carga.

Si se tiene ángulo de disparo entre 90° y 180° los tiristores en la configuración están polarizados de manera inversa por los voltajes de fase por lo que están imposibilitados de conducir. Con el objetivo de obtener conducción continua la carga debe proveer con el voltaje necesario a los tiristores para que puedan entrar en conducción. Por esta razón la carga debe tener una fuente de voltaje negativa cuya amplitud de voltaje sea mayor a los valores instantáneos de los voltajes de fase que polarizan de manera inversa a los SCR. Únicamente bajo estas condiciones se puede cumplir la curva de la Figura 1.11. En la Tabla 1 se muestran los distintos modos de operación del convertidor según la carga.

TIPO DE CARGA	ÁNGULO MÁXIMO PARA ASEGURAR CONDUCCIÓN CONTINUA	ÁNGULO MÁXIMO QUE PROVEE VOLTAJE A LA CARGA	OBSERVACIONES
R	60°	120°	En 120° el voltaje en la carga es 0V
RL	90°	120°	A partir de 90° el voltaje en la carga es 0V
RLE	90°	-	El voltaje en la carga depende de E
RL(-E)	180°	180°	El voltaje en la carga depende de -E

Tabla 1 Características del conversor AC/DC de seis pulsos según la carga

1.5.3 POTENCIA DE UN RECTIFICADOR TRIFÁSICO DE SEIS PULSOS

El cálculo de la potencia en la carga de un convertidor trifásico se analiza en base a la Ecuación 1.3 que define la potencia activa real.

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t)\partial t \quad \text{Ecuación 1.3}$$

En el análisis de convertidor trifásico de seis pulsos.

$$P = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{6}+\alpha} \sqrt{2}V_{FF} \cos(\omega t) I_L \partial \omega t$$

$$P = \frac{3\sqrt{3}V_{max}I_L}{\pi} \cos(\alpha)$$

$$P = V_{d\alpha}I_L \quad \text{Ecuación 1.4}$$

En la Ecuación 1.4 se define la potencia en la carga del convertidor. La corriente en la carga es unidireccional, pero el voltaje puede ser positivo o negativo como se muestra en la Figura 1.11. La operación en la carga se produce en dos cuadrantes, ver en la Figura 1.12

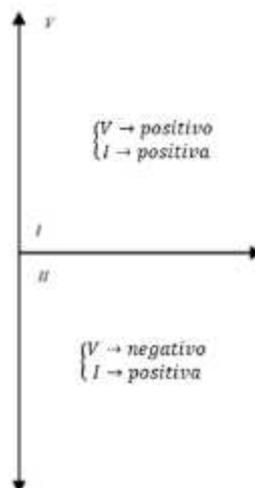


Figura 1.12 Operación del convertidor AC/DC de seis pulsos

1.5.3.1 Consideraciones respecto a los cuadrantes de funcionamiento

De la Figura 1.12 se puede señalar que el primer cuadrante de operación se tiene voltaje positivo y corriente positiva y se puede controlar cualquier tipo de carga pues la circulación de energía va de la red eléctrica hacia la carga, el control de la potencia hacia la carga se realiza mediante la variación del ángulo de disparo. La potencia en la carga debe ser igual a la potencia que provee la red eléctrica. El ángulo de disparo del convertidor determina el ángulo de desfase entre la fundamental de corriente y la fundamental de voltaje en la red eléctrica [3], se puede entonces encontrar la potencia que provee el convertidor por fase a la red eléctrica con la siguiente ecuación:

$$P_{in} = V_f I_1 \cos(\alpha) , \text{ por fase}$$

Ecuación 1.5

Para todo ángulo de disparo entre 0° y 90° la potencia es positiva, lo que indica que el flujo de energía va desde la fuente hacia la carga.

Para el segundo cuadrante de operación se debe recordar que únicamente se puede producir si la carga es de tipo RL(-E). El segundo cuadrante de operación se obtiene a partir de un ángulo de disparo mayor a 90° con un límite superior de 180° . Si se reemplaza en la Ecuación 1.5 un valor de α mayor a 90 grados el valor de la potencia siempre es negativo, lo que indica que la red eléctrica está recibiendo energía de la carga. Bajo esta condición se dice que el convertidor trabaja como inversor síncrono y la carga entrega energía a la red eléctrica.

1.6 CONVERTOR DUAL

Un convertidor AC/DC trifásico de seis pulsos totalmente controlado como se presentó en la Figura 1.4 permite voltajes positivos o negativos en la carga pero la corriente es siempre unidireccional, limitando el funcionamiento de convertidor a dos cuadrantes. Para cuando se requiere controlar una carga que requiere voltaje y corriente invertible, por ejemplo un motor de corriente continua, se necesita tener un segundo convertidor.

Para realizar el control con voltaje y corriente invertible en la carga se realiza la conexión de dos convertidores AC/DC en antiparalelo. Esta configuración se conoce como convertidor dual. En la Figura 1.13 se muestra la topología simplificada de un convertidor dual sin corriente circulante. [4]

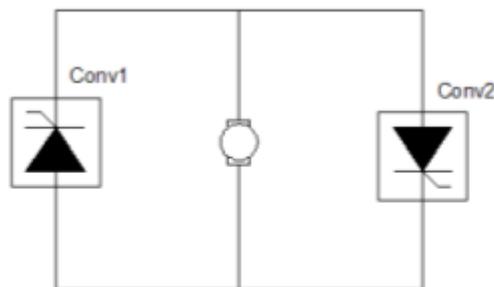


Figura 1.13 Convertidores AC/DC en antiparalelo, configuración convertidor dual.

Esta configuración permite controlar la carga con voltajes negativos o positivos, pues para un ángulo de disparo entre 0 y 90° trabaja el convertidor 1 y para un ángulo de disparo entre 90° y 180° trabaja el convertidor 2 permitiendo al motor girar en ambos sentidos de giro.

1.6.1 CONFIGURACIÓN DEL CONVERTIDOR DUAL TRIFÁSICO [6]

El convertidor dual trifásico consiste en dos convertidores AC/DC conectados en antiparalelo. La topología del convertidor dual trifásico de seis pulsos totalmente controlado se muestra en la Figura 1.14

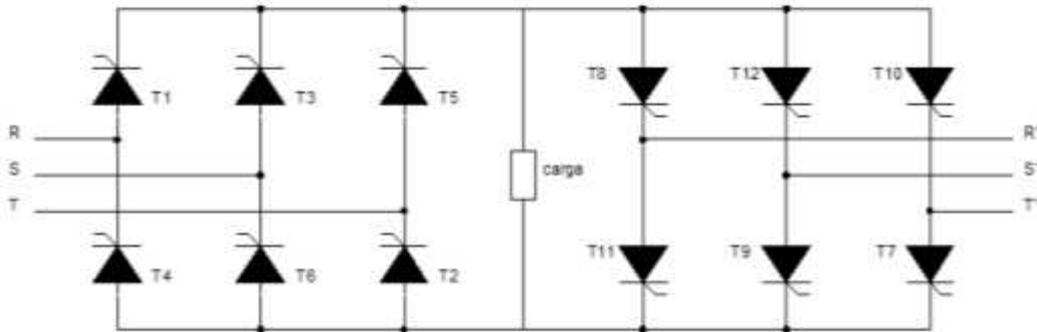


Figura 1.14 Topología de un conversor dual trifásico de seis pulsos

Esta configuración permite que a cada una de las entradas de los convertidores se pueda conectar una red alterna de características diferentes, ya sea las amplitudes de las fases, la frecuencia de la red e inclusive el número de fases. Dentro de este esquema de funcionamiento lo importante es no sobrepasar los voltajes máximos permitidos por la carga y hacer funcionar únicamente a un convertidor a la vez.

La desventaja de esta configuración radica en que es necesario esperar a que se apague totalmente un convertidor para poder activar el segundo convertidor, esto puede ocasionar que en ciertas circunstancias no se asegure la conducción continua. Esto causa que el esquema para el control deba considerar todas estas posibilidades y crear las restricciones para poder asegurar el funcionamiento de manera adecuada. [6]

Para poder realizar una conmutación más rápida entre los convertidores y evitar las restricciones en el sistema de control, se agrega a la configuración de la Figura 1.14 inductancias en el enlace de DC con la finalidad de poder mantener encendidos los dos convertidores al mismo tiempo.

1.6.2 CONVERTOR DUAL TRIFÁSICO CON CORRIENTE CIRCULANTE

Como se indicó, la configuración de la Figura 1.14 se modifica agregando dos inductancias en el bus de DC. Esto permite el funcionamiento simultáneo los dos convertidores en los cuatro cuadrantes de operación. Las diferencias de voltaje instantáneo son limitadas por las inductancias, que se conocen como smoothing reactor o reactor de interfaz, y se mantiene una corriente constante en el sistema que se conoce como corriente circulante. La configuración de un convertidor dual que permite el funcionamiento simultáneo de dos convertidores se presenta en la Figura 1.15.

Los reactores de interfaz se han denominado como L_1 y L_2 . La carga se encuentra en una conexión intermedia en cada una de las inductancias. De la carga hacia los convertidores se tiene $L_1/2$ y $L_2/2$, en serie a la carga. [4]

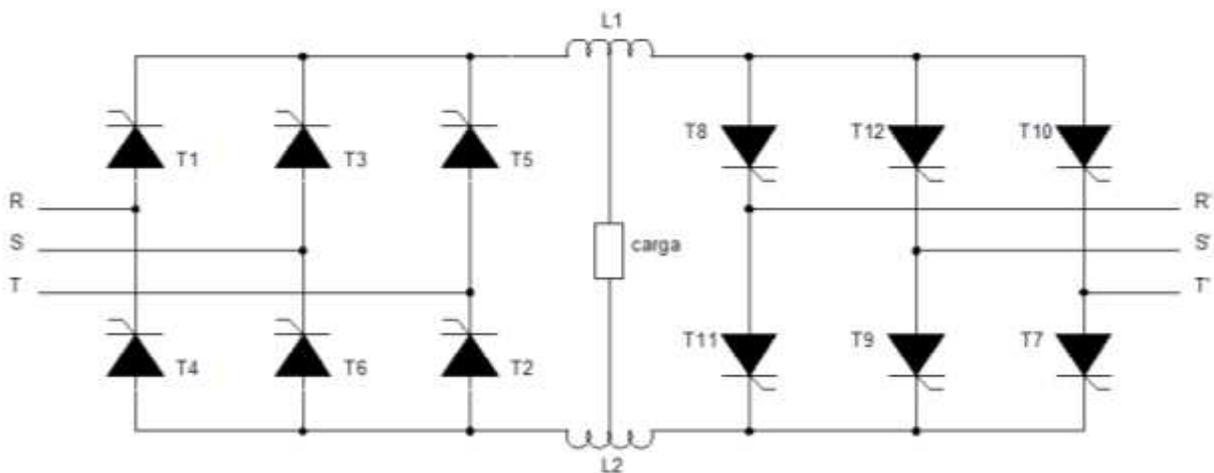


Figura 1.15 Topología de un convertidor dual con corriente circulante.

La conexión de las inductancias permite dos cosas: el funcionamiento del convertidor en los cuatro cuadrantes y realizar el análisis de un modelo ideal considerando que cada convertidor es una fuente de voltaje continuo, por lo tanto el análisis de funcionamiento se realiza a partir del modelo ideal del convertidor considerando dos fuentes de corriente continua.

1.6.3 OPERACIÓN EN CUATRO CUADRANTES

La configuración de la Figura 1.15 permite el control de voltaje y de corriente que se suministra a la carga del sistema, permitiendo la operación en cuatro cuadrantes de la carga. En la Figura 1.16 se muestran los cuatro cuadrantes de operación.

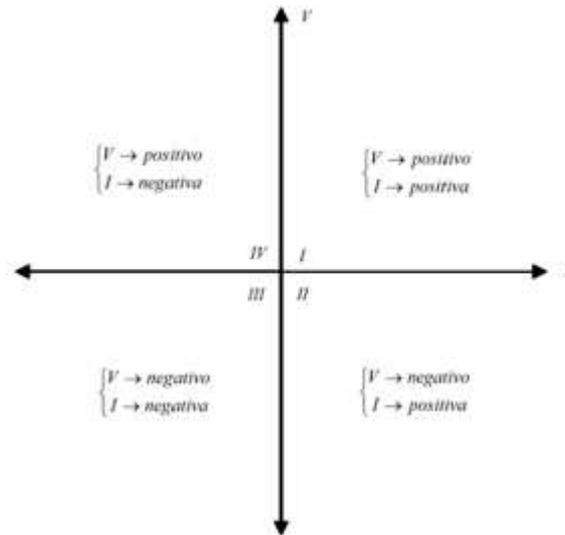


Figura 1.16 Operación en cuatro cuadrantes

Es necesario considerar que no se puede conmutar arbitrariamente entre los cuadrantes porque puede generar dentro del sistema corrientes excesivas. En la Figura 1.17 se muestra la secuencia recomendada que se debe seguir para realizar la conmutación entre los cuadrantes de operación del sistema.

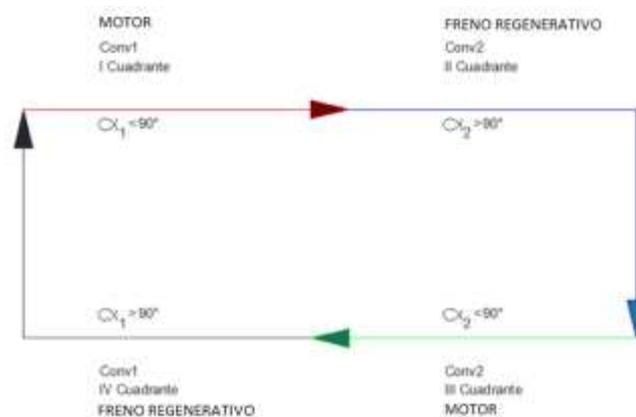


Figura 1.17 Secuencia de control en cuatro cuadrantes

1.6.4 MODELO A CORRIENTE CONTINUA

A partir de la configuración mostrada en la Figura 1.15 se obtiene un modelo ideal equivalente a corriente continua. El análisis se realiza representando cada uno de los convertidores como una fuente de voltaje constante. En la Figura 1.18 se representa el diagrama del circuito equivalente a corriente continua del convertidor dual.

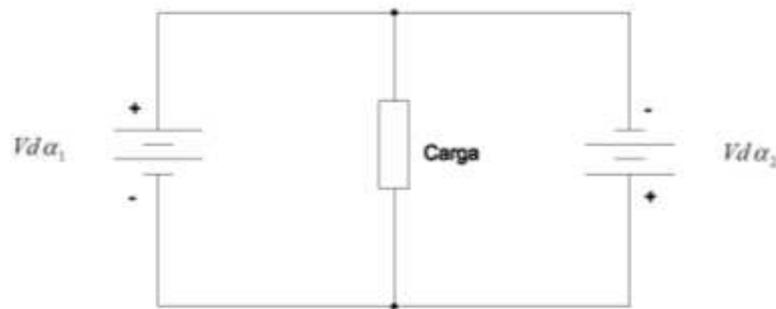


Figura 1.18 Modelo a DC de un convertidor dual.

De las leyes de voltaje de Kirchhoff se puede concluir que el circuito de la Figura 1.18 se puede implementar solamente si el valor de las dos fuentes de voltaje es igual como lo describe la Ecuación 1.6.

$$Vd\alpha_1 = -Vd\alpha_2 \quad \text{Ecuación 1.6}$$

Para el módulo de laboratorio se conoce que a la entrada de cada convertidor es la red trifásica de la EEQ. Por lo tanto el ángulo de disparo de cada convertidor se calcula en base a la Ecuación 1.6 y la Ecuación 1.2.

$$\frac{3\sqrt{3}V_{max}}{\pi} \cos(\alpha_1) = -\frac{3\sqrt{3}V_{max}}{\pi} \cos(\alpha_2)$$

$$\cos(\alpha_1) = -\cos(\alpha_2)$$

$$\alpha_1 = \pi - \alpha_2 \quad \text{Ecuación 1.7}$$

De la Ecuación 1.7 se concluye que los ángulos de disparo de los convertidores deben ser suplementarios cuando cada uno de los conversores del sistema de conversor dual se alimenta de una red trifásica de iguales características. La corriente de la carga se calcula a partir del voltaje y la impedancia de la carga. Sin embargo la corriente que circula en el sistema entre las dos fuentes no puede ser calculada, sino que debe ser definida como un parámetro inicial del sistema y esta definición de la corriente inicial es el principal objetivo del proyecto de titulación.

1.6.5 FORMAS DE ONDA DEL CONVERTOR DUAL

Para el análisis del sistema se define el nombre las variables representativas dentro del circuito. Esta definición se puede visualizar en la Figura 1.19.

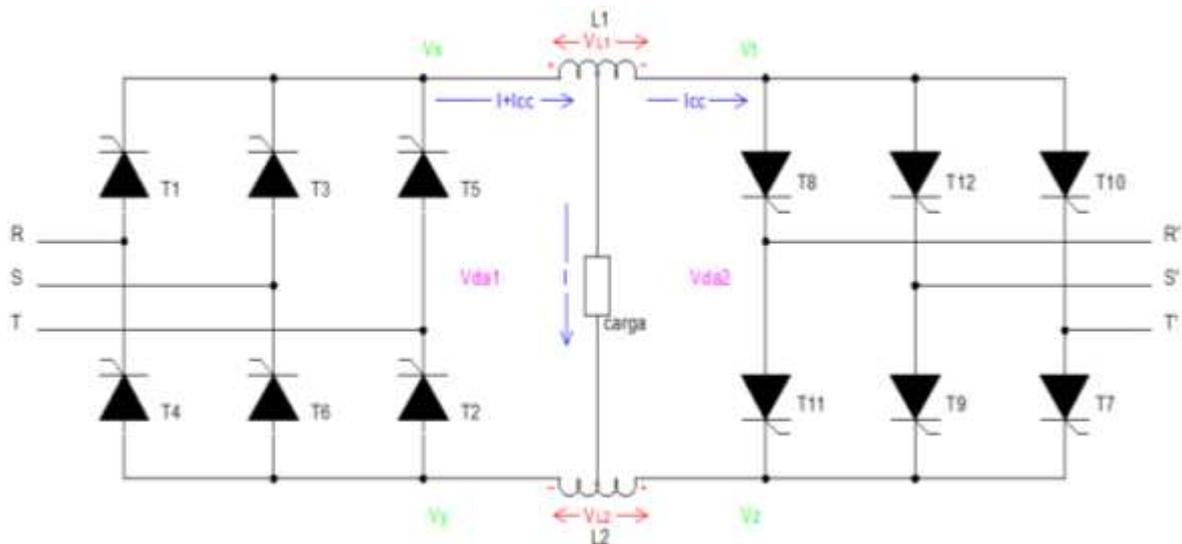


Figura 1.19 Variables en cada rama del convertor dual

Las formas de onda se grafican considerando siempre conducción continua, para un ángulo de $\alpha_1 = 30^\circ$. El voltaje $V_{d\alpha_1}$ se obtiene de la resta entre V_X y V_Y . El voltaje $V_{d\alpha_2}$ puede ser obtenido como la diferencia de V_Z y V_T . Los voltajes en las inductancias se calculan con las siguientes expresiones: $V_{L1} = V_X - V_T$ y con $V_{L2} = V_Z - V_Y$.

La Figura 1.20 muestra el análisis de convertidor positivo. Se grafican los voltajes V_X , V_Y , y $Vd\alpha_1$.

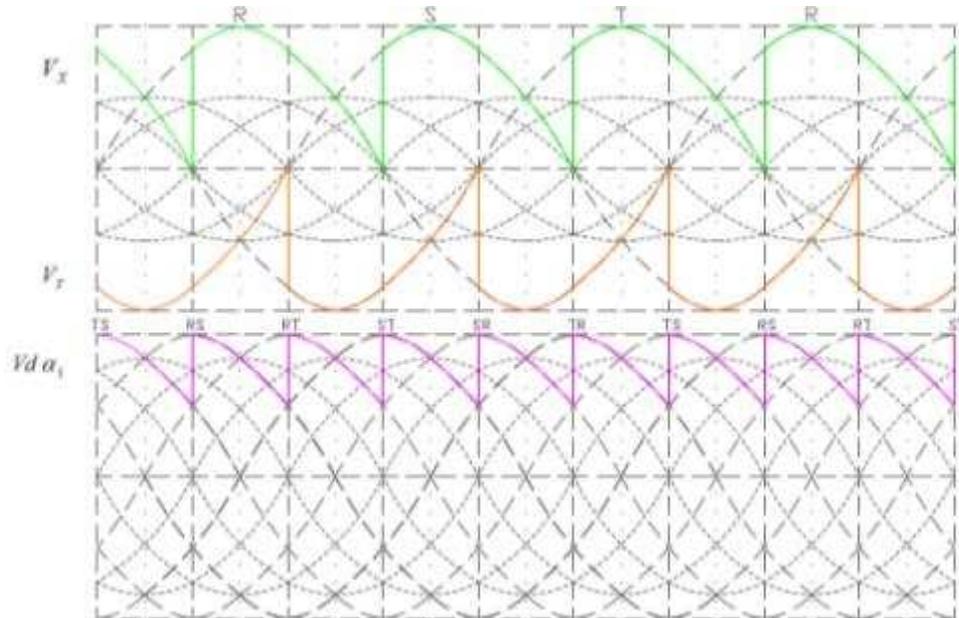


Figura 1.20 Formas de onda de voltaje del convertidor positivo.

La Figura 1.21 muestra el análisis de convertidor negativo. Se grafican los voltajes V_T , V_Z , y $Vd\alpha_2$.

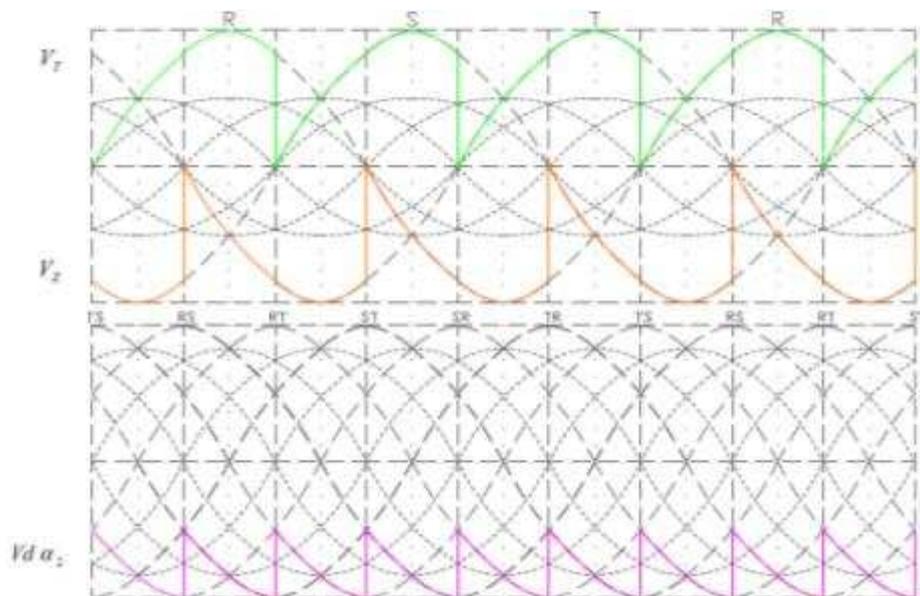


Figura 1.21 Formas de onda de voltaje del convertidor negativo.

En la Figura 1.22 se grafica el voltaje en las dos inductancias del sistema. Además se grafican los voltajes V_X , V_Y , V_T , y V_Z , a partir de los cuales se obtuvieron las formas de onda de voltaje en las inductancias L_1 y L_2 .

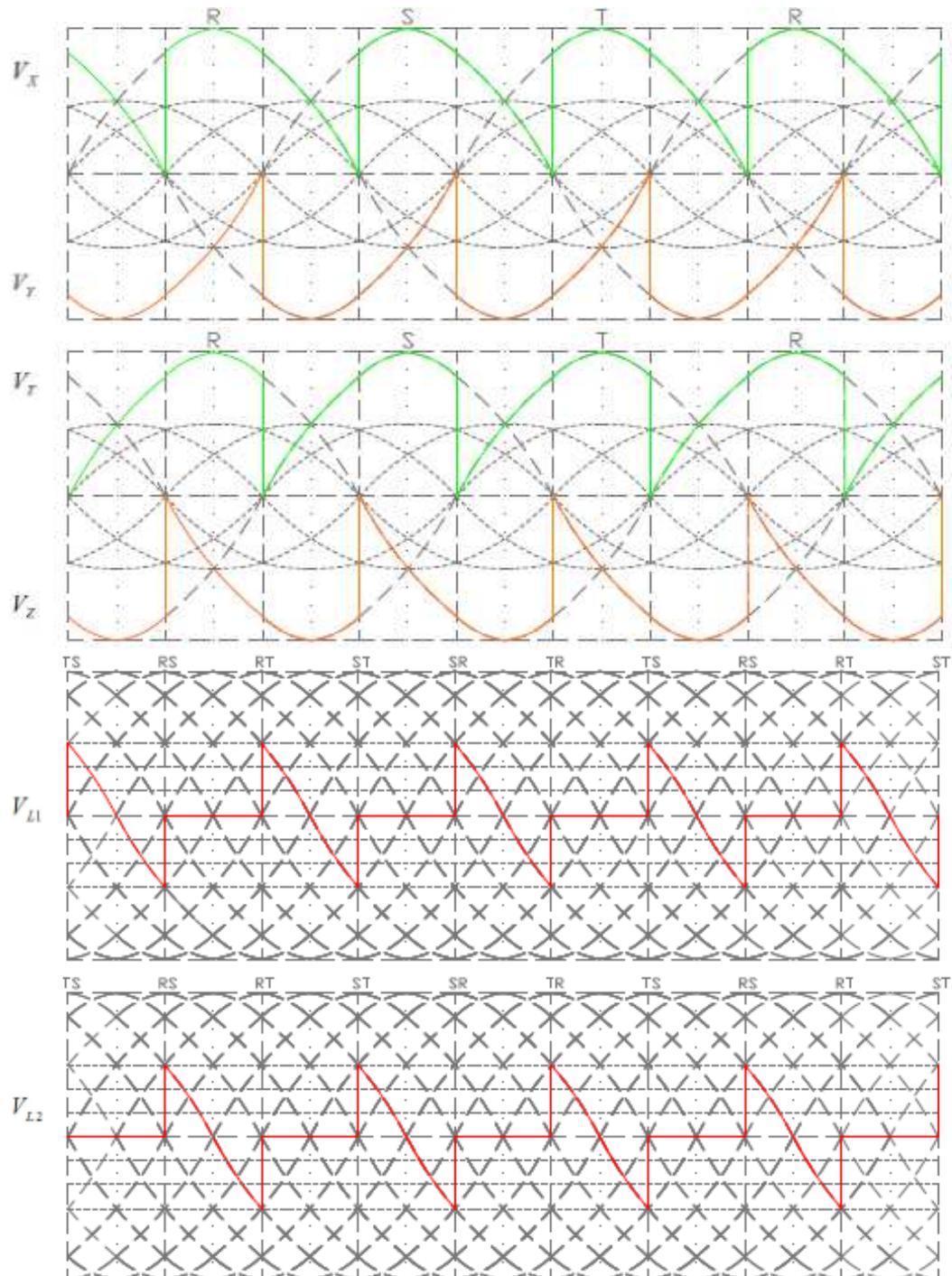


Figura 1.22 Formas de onda del reactor de interfaz L_1 y L_2

El voltaje en la carga se representa en la Figura 1.23. Para poder encontrar el valor medio del voltaje en la carga, es necesario integrar la forma de onda en un periodo. Para facilitar este cálculo se puede aplicar el concepto de la Ecuación 1.6, por lo que el voltaje medio en la carga es igual a $Vd\alpha_1$ o $-Vd\alpha_2$.

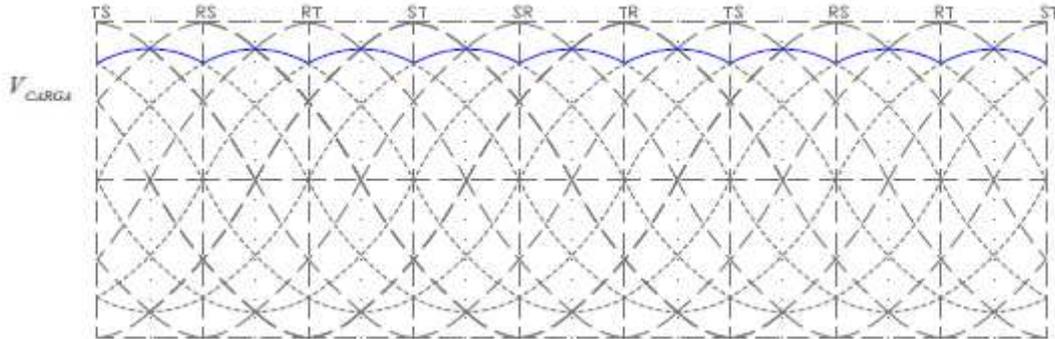


Figura 1.23 Voltaje en la carga

1.6.6 LA CORRIENTE CIRCULANTE [4]

La corriente circulante es independiente del ángulo de disparo y su rizado está limitado por el valor de la inductancia del reactor de interfaz. Una particularidad que demuestra la independencia de la corriente respecto al ángulo de disparo es cuando $\alpha_1 = \alpha_2 = 90^\circ$. Pese a que el voltaje de cada convertidor es 0 los convertidores funcionan en conducción continua, debido a la corriente circulante.

Esto permite una inversión uniforme de la corriente en la carga, durante el cambio de operación de un cuadrante a otro, y proporciona una respuesta dinámica rápida en especial para los impulsores eléctricos.

La secuencia de disparo es la siguiente:

1. Se dispara el convertidor positivo con un ángulo de retardo α_1 .
2. El convertidor negativo se dispara con el ángulo de retardo $\pi - \alpha_1$

El sistema regula la corriente circulante permitiendo un desbalance inicial de los voltajes en los conversores, esto permite una diferencia de potencial en los inductores que conforman el reactor de interfaz generando la corriente circulante.

Una tabla comparativa que muestra las ventajas y desventajas de un convertidor dual con corriente circulante frente a uno sin corriente circulante se muestran en la Tabla 2.

CON CORRIENTE CIRCULANTE	SIN CORRIENTE CIRCULANTE
Se necesitan reactores de interfaz para el funcionamiento continuo, los reactores suelen ser costosos.	Se puede necesitar agregar inductores en la carga para asegurar la conducción continua.
La corriente circulante aumenta las pérdidas, reduce la eficiencia.	Mayor eficiencia pues solo ocupa el convertidor que necesita.
Los convertidores operan en conducción continua.	La operación del convertidor depende exclusivamente de la carga.
El análisis se puede realizar considerando corrientes lineales.	Según el tipo de carga la forma de onda de corriente dificulta el análisis.
Una respuesta rápida pues los dos convertidores se encuentran siempre en conducción.	Se requiere considerar las restricciones de funcionamiento de los convertidores lo que ocasiona una respuesta lenta.
Las corrientes de falla se limitan en el reactor de interfaz.	Corrientes de falla siempre resultan en cortocircuitos.
La técnica de control es sencilla.	Las consideraciones en el funcionamiento complican el sistema de control.

Tabla 2 Comparativa de un convertidor dual con y sin corriente circulante [6]

Para poder calcular el valor del rizado de la corriente circulante se requiere calcular en primer lugar el voltaje en la carga.

1.6.6.1 Voltaje en la carga del convertidor dual

De las formas de onda de la Figura 1.23 se puede deducir la ecuación para el voltaje del conversor.

$$V_L = V_{TS} - V_{ST}$$

$$V_L = V_T - 2V_S + V_R$$

$$V_L = V_{max} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) - 2V_{max} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + V_{max} \sin(\omega t)$$

$$V_L = V_{max} \left(\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) - 2 \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin(\omega t) \right)$$

$$V_L = 3 V_{max} \left(\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \right)$$

Ecuación 1.8

1.6.6.2 Corriente circulante en el convertidor dual [4]

El rizado de la corriente circulante se calcula en base al voltaje de carga de la Ecuación 1.8. Realizando la integral del voltaje sobre el inductor en un período, se llega a la Ecuación 1.9 que define el valor del rizado de la corriente circulante en el sistema de convertidor dual.

$$i_{cc} = \frac{1}{\omega L} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\omega t} 3 V_{max} \left(\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \right) \partial \omega t$$

$$i_{cc} = \frac{3 V_{max}}{\omega L} \left(\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) - \sin(\alpha) \right)$$

Ecuación 1.9

La componente continua de la corriente circulante no puede ser calculada, es un parámetro definido de acuerdo a las necesidades del sistema.

1.6.7 POTENCIA EN UN CONVERTSOR DUAL CON CORRIENTE CIRCULANTE

Un análisis interesante respecto a la potencia de convertidor dual se realiza la considerar únicamente uno de los convertidores AC/DC de seis pulsos que tiene como carga a un circuito RL(-E) donde -E es el segundo convertidor. El reactor de interfaz al ser altamente inductivo garantiza la conducción continua y el valor de la fuente negativa de voltaje permite trabajar en todo el rango de control del ángulo de disparo pues el segundo convertidor AC/DC de seis pulsos provee el voltaje negativo suficiente para disparar los SCR.

De la Ecuación 1.7 se puede deducir que los voltajes de los convertidores serán siempre de igual amplitud pero de signo contrario. Los dispositivos semiconductores que componen la matriz de potencia son tiristores que permiten la circulación de corriente en un solo sentido. Por lo que mientras el primer convertidor está consumiendo energía de la red eléctrica para alimentar la carga el segundo convertidor está regresando la energía eléctrica no utilizada a la red.

Si se retira la carga del sistema, idealmente, toda la potencia que el primer convertidor adquiere de la red eléctrica es devuelta por el segundo convertidor; teniendo un sistema de transferencia de energía ideal, pues no se tienen pérdidas. Muchas de las aplicaciones de los convertidores duales se basan en este principio de transferencia de energía pues las pérdidas reales en un sistema de convertidor dual son bajas.

La aplicación más extendida de un convertidor dual es la transmisión de energía por un enlace de corriente continua en alto voltaje. Esto permite que la interconexión de los sistemas eléctricos sea más sencilla debido a que cada convertidor puede ser conectado a una red eléctrica de distintas características. La transferencia de energía se produce con la variación del ángulo de disparo de cada convertidor permitiendo acoplar sistemas eléctricos por medio de un sistema eficiente como es un convertidor estático de energía.

CAPITULO 2

2 DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE HARDWARE

2.1 DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA

El módulo de conversor dual será utilizado en la Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica de la Escuela Politécnica Nacional, en las prácticas de los Laboratorios de Electrónica de Potencia y Convertidores Estáticos. Por lo que el sistema debe ser robusto desde el punto de vista físico y eléctrico para que pueda soportar las posibles fallas dentro del proceso de aprendizaje.

Se realizará el control de la corriente circulante para el sistema de conversor dual descrito a lo largo del Capítulo 1 con la configuración mostrada en la Figura 1.15. Para poder mantener la corriente circulante estable y absorber la diferencia de potencial que se presenta en el voltaje instantáneo debido a la configuración propia de los convertidores conectados en antiparalelo se dimensionan y construyen las inductancias que serán utilizadas como reactor de interfaz.

El equipo para el laboratorio está compuesto de tres módulos. El módulo principal es el módulo de control de corriente circulante, el cual por medio de un transductor de corriente de efecto hall implementado en cada uno de los convertidores de seis pulsos adquiere la señal de corriente circulante y por medio de un controlador digital ajusta el ángulo de disparo de cada uno de los convertidores cuando estén funcionando como convertidor dual. Los otros dos módulos son convertidores AC/DC trifásicos de seis pulsos totalmente controlados que pueden trabajar independientemente sin la necesidad del módulo de control de corriente circulante.

En la Figura 2.1 se representa en diagrama de bloques la topología del módulo de conversor dual; también se indican las variables de entrada y salida a cada uno de los submódulos. Las entradas de voltaje trifásico a los sistemas de control así como las salidas del sistema de control hacia la etapa de potencia, son acondicionadas de acuerdo al origen-destino de las señales que se obtienen ya sea del microcontrolador o del hardware implementado en los submódulos.

Por último, en la Figura 2.1 también se muestra en líneas entrecortadas de color azul los componentes que integran físicamente cada uno de los submódulos.

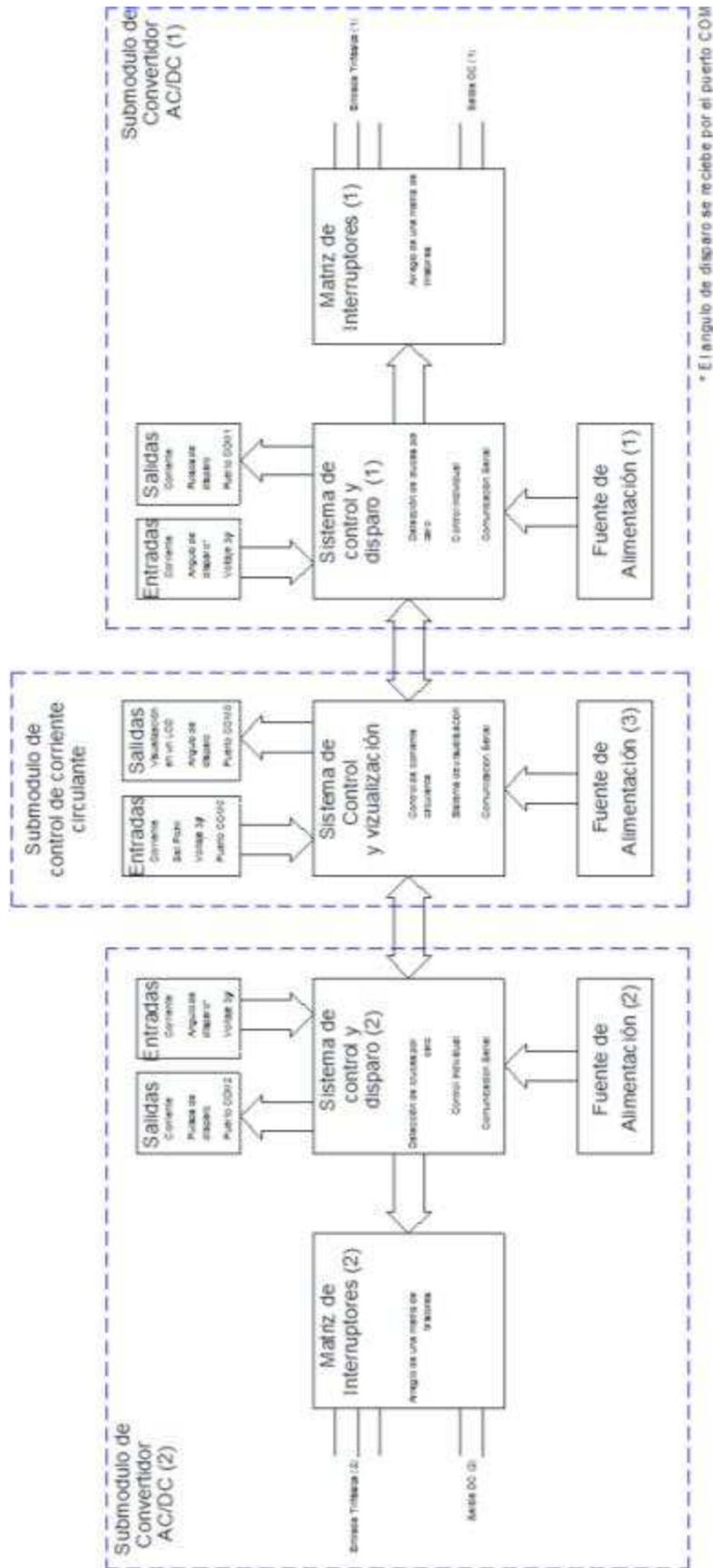


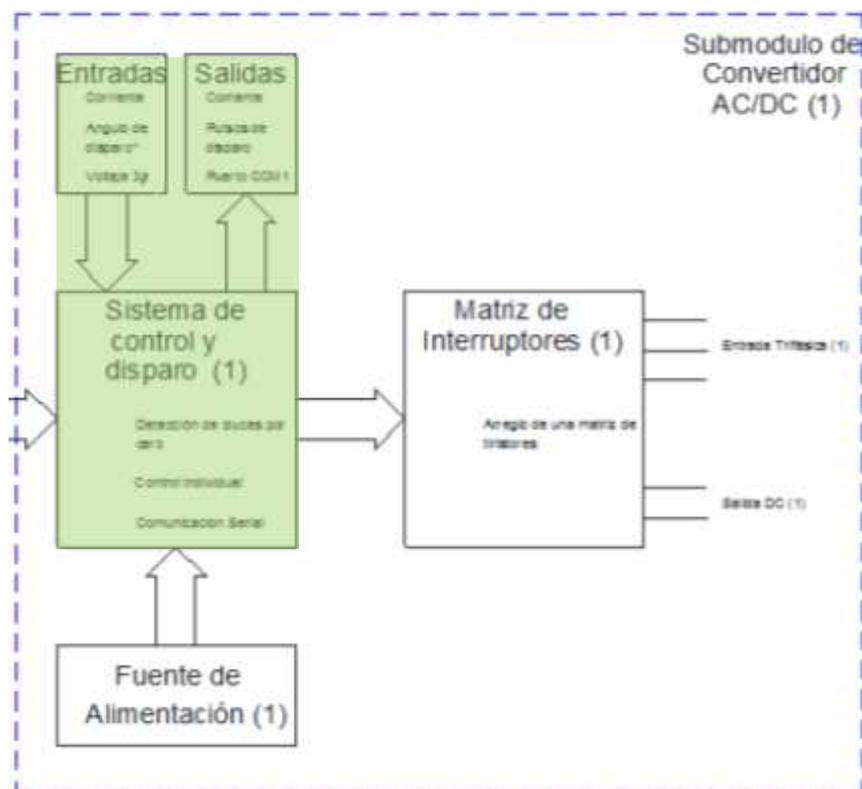
Figura 2.1 Topología del sistema de control y potencia del módulo de convertidor dual

2.2 SUBMÓDULO DE CONVERTIDOR AC/DC TRIFÁSICO

Para el funcionamiento del sistema como convertidor dual es necesario implementar dos submódulos de conversor AC/DC trifásico. En la Figura 2.1 se han identificado los componentes pertenecientes a cada submódulo con un número entre paréntesis al final del nombre que identifica el componente del módulo. El submódulo del convertidor AC/DC se compone de tres partes: el sistema de control y disparo, la fuente de alimentación y la matriz de interruptores de potencia.

A continuación se describe el diseño realizado para poder implementar cada uno de los componentes del conversor AC/DC de seis pulsos totalmente controlado.

2.2.1 SISTEMA DE CONTROL Y DISPARO



2.2.1.1 Diagrama de bloques del sistema de control

En el diagrama de bloques de la Figura 2.2 se presenta las etapas constituyentes del circuito impreso correspondiente a la placa de control.

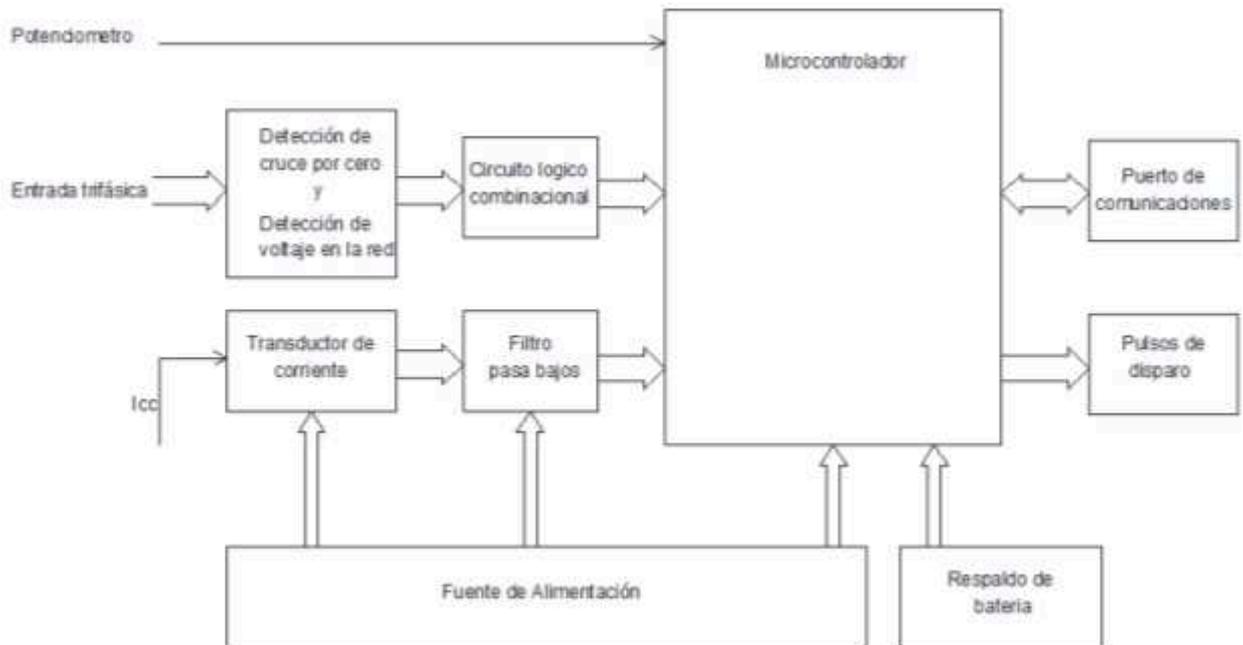
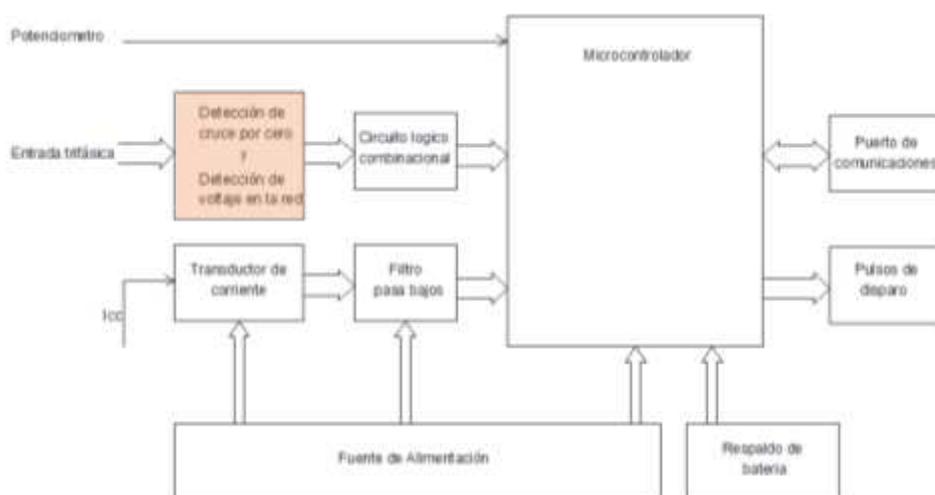


Figura 2.2 Diagrama de bloques de la etapa de control

2.2.1.2 Detección de cruce por cero y detección de voltaje en la red



El circuito de entrada de voltaje de la red a la placa de control se grafica en la Figura 2.3. Se ha colocado en cada una de las fases un fusible de 0.5A y un varistor de 130V como protección contra sobrecorriente y sobrevoltaje respectivamente. Además como protección para la interferencia electromagnética se encuentra el filtro LC que comprende un capacitor de 10nF con una inductancia de 10mH. [7]

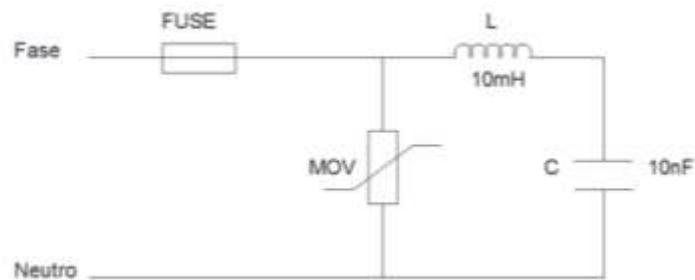


Figura 2.3 Filtro LC en la entrada de la red al sistema de control

La detección de voltaje de las fases de entrada se obtiene de un detector de cruces por cero en base a optoacopladores tipo transistor implementado en cada una de las fases. En la Figura 2.4 se indica el circuito para una de las fases. Se implementan en total tres detectores de falta de fase.

La señal obtenida se acondiciona por medio de la lógica combinacional para obtener cinco señales; una por cada fase del sistema trifásico y dos señales para las interrupciones del microcontrolador.

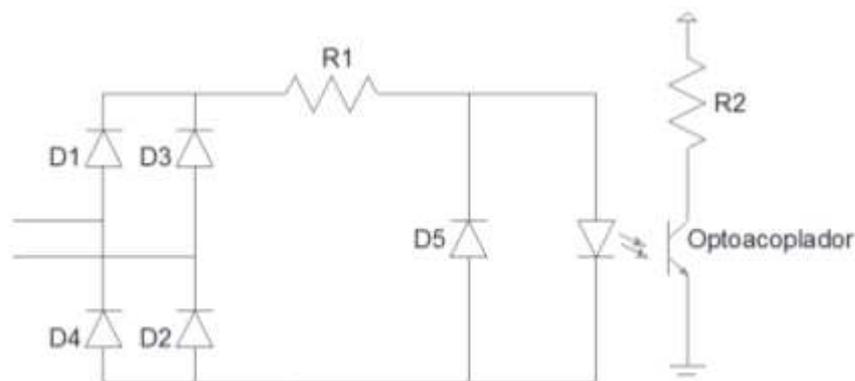


Figura 2.4 Circuito para detectar la falta de una fase

La detección del cruce por cero se realiza con el circuito de la Figura 2.5. Se construye el rectificador positivo de media onda con el fin de obtener el cruce por cero correspondiente a la parte positiva de las formas de onda trifásicas.

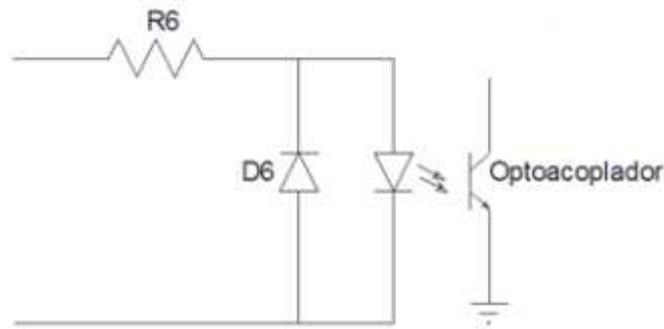


Figura 2.5 Circuito para la detección del cruce por cero en el flanco de subida

El colector del transistor de salida del optoacoplador se conecta a uno de los pines del microcontrolador que se debe configurar como pull-up. [8]

La resistencia R_1 de la Figura 2.4 y la resistencia R_6 de la Figura 2.5 se dimensionan considerando la peor condición, de la siguiente manera:

$$V_{R_1} = \sqrt{2}V_f - V_{LED}; I_{R_1} = I_{LED} \leq 10mA$$

$$R_1 = \frac{\sqrt{2}V_f - V_{LED}}{I_{LED}} = \frac{120\sqrt{2} - 1.2V}{10mA} = 16.85k\Omega$$

Seleccionando un valor comercial disponible en el mercado:

$$R_1 = 22k\Omega$$

El cálculo de la potencia que disipa la resistencia escogida.

$$P_{R_1} = I_{R_1}^2 R_1 = (10mA)^2 22k\Omega = 2.2W [min]$$

Los diodos rectificadores D_1, D_2, D_3, D_4 y el diodo D_5 y D_6 que se usan para protección del diodo led del optoacoplador son diodos de señal a 1000V, 1A.

El optoacoplador es de tipo transistorizado de la serie 4N35. Las formas de onda esperadas para los circuitos implementados en cada una de las fases que corresponden a los cruces por cero trifásicos se muestran en la Figura 2.6.

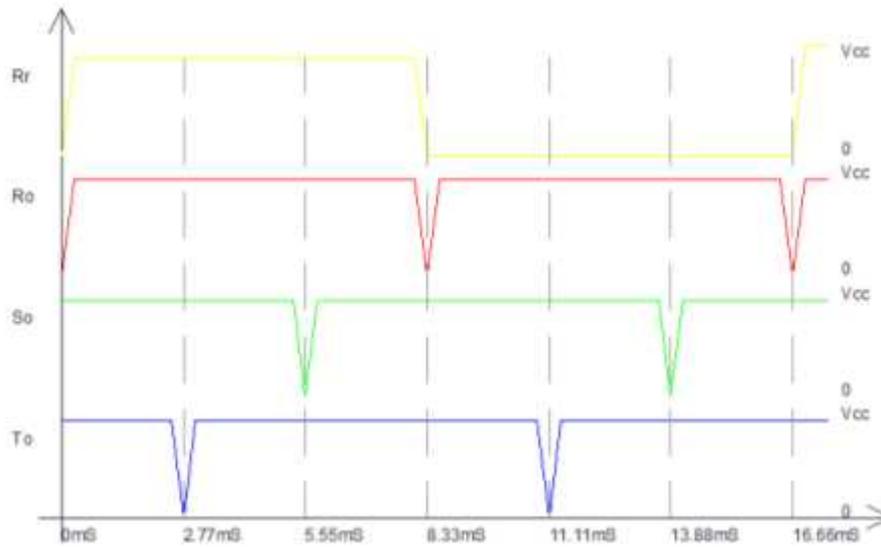
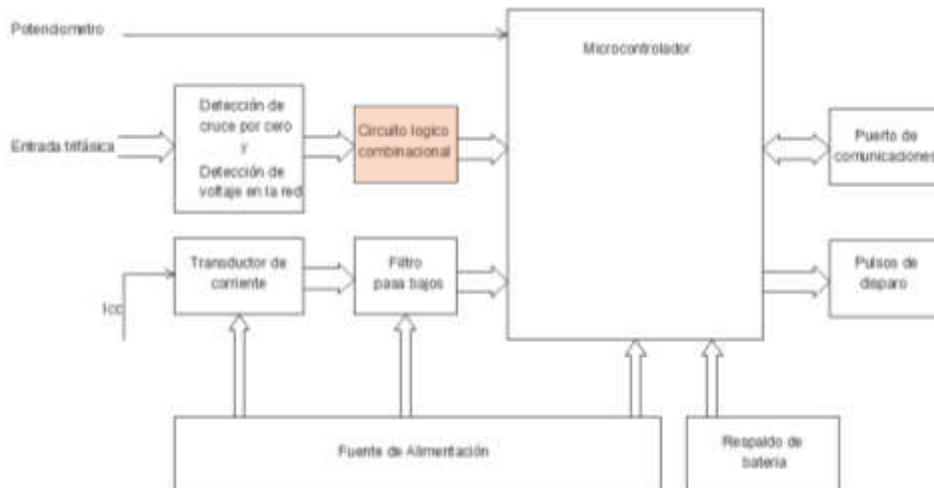


Figura 2.6 Formas de onda de detección de cruce por cero trifásico

2.2.1.3 Circuito lógico combinacional



El circuito de la Figura 2.7 proporciona cinco señales digitales al microcontrolador. Una señal que indica la falta de una fase, tres señales que indican la presencia de fase y una señal que proporciona la información de los cruces por cero.

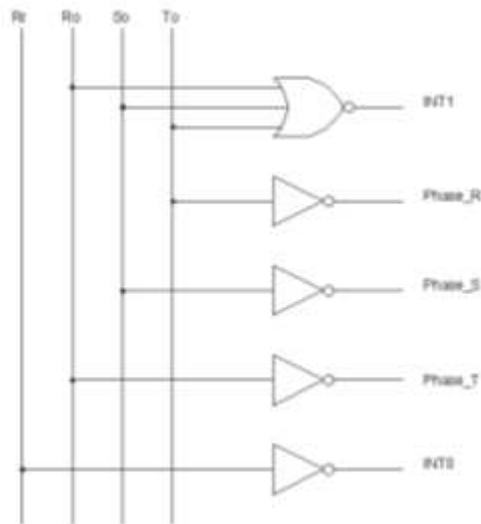


Figura 2.7 Lógica combinacional para la detección de fase y cruces por cero

Por facilidad, para el diseño es conveniente utilizar un solo modelo de circuito integrado así que se reemplazan las compuertas negadoras de la Figura 2.7 y se implementa el circuito de la Figura 2.8 en base a compuertas lógicas NOR de tres entradas.

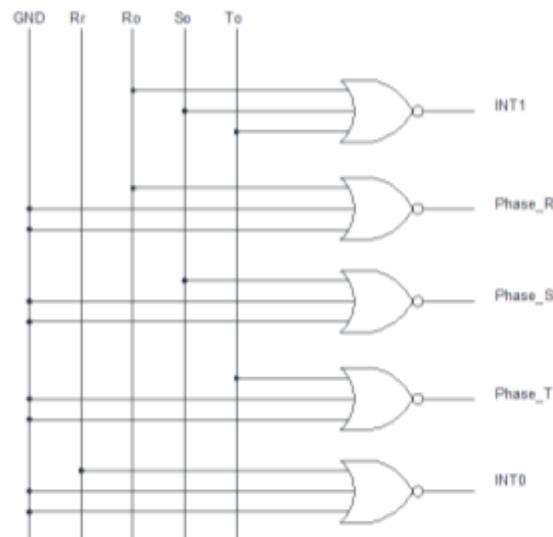


Figura 2.8 Lógica combinacional en base a un solo circuito integrado

Las formas de onda esperadas a la salida del circuito combinacional se presentan en la Figura 2.9. Las formas de onda se han etiquetado de acuerdo a las variables que se asignan en el software.

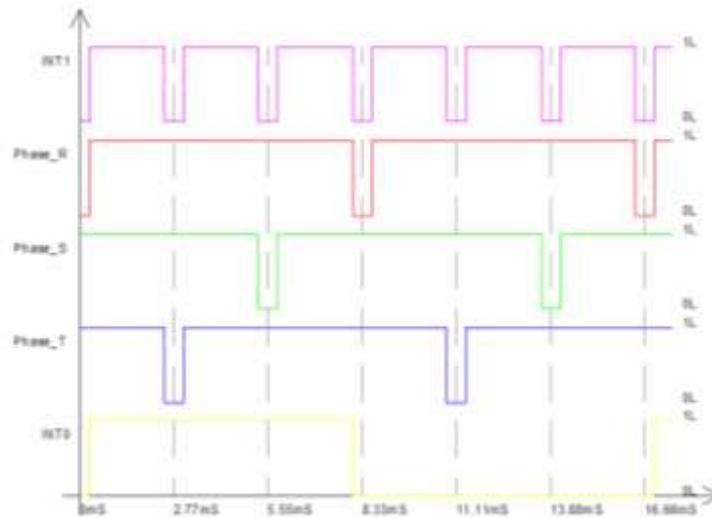
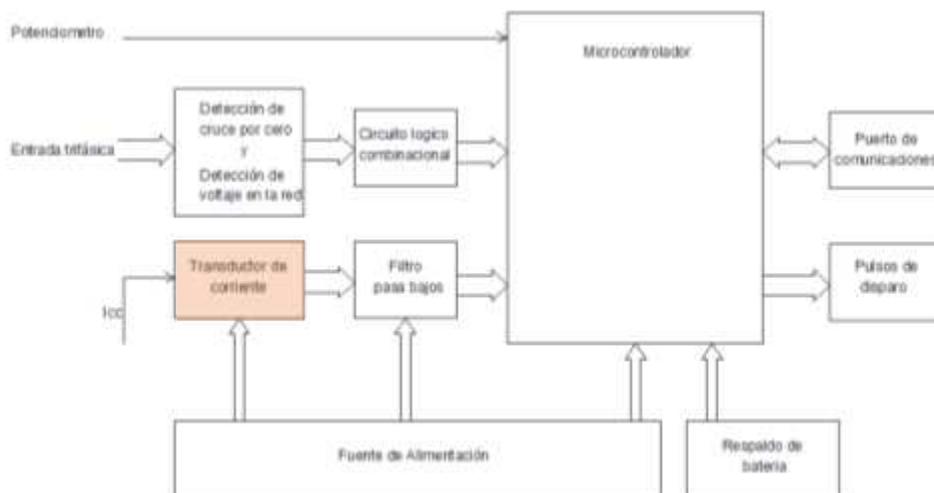


Figura 2.9 Formas de onda a la salida del circuito combinacional

2.2.1.4 Transductor de corriente



La variable crítica dentro del sistema es la corriente que circula a la salida del convertidor AC/DC. El punto seleccionado para la adquisición del valor de corriente se encuentra en la unión de los cátodos de los SCR. Para evitar problemas con respecto a las referencias entre la etapa de potencia y la etapa de control se ha escogido un transductor de corriente con aislamiento galvánico.

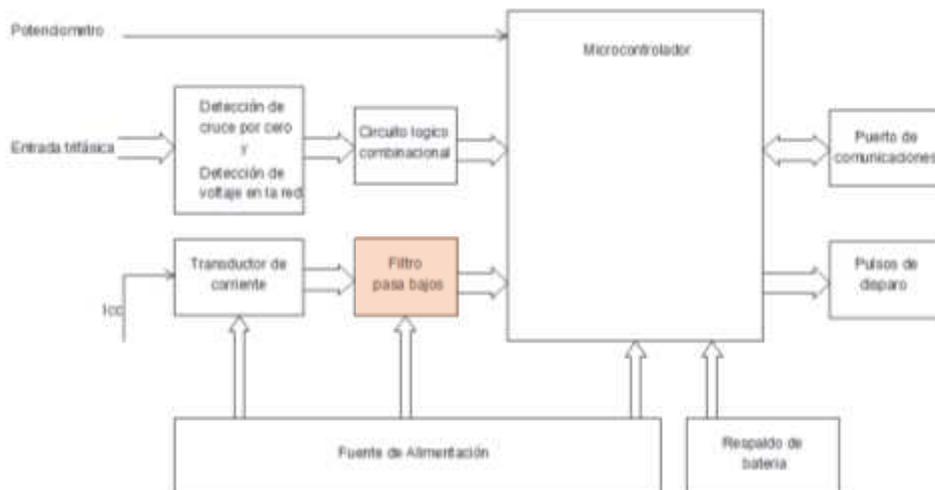
El sensor basa su funcionamiento en el efecto hall para la medición de la corriente. Se seleccionó el HX-10P del fabricante LEM mostrado en la Figura 2.10. [9]



Figura 2.10 Transductor de corriente

La salida del transductor de corriente es voltaje un variable en el rango de $\pm 4V$ relacionado con el valor de la corriente instantánea. Es necesario acondicionar el voltaje de salida para poder adquirir la señal por medio del convertidor análogo digital del microcontrolador.

2.2.1.5 Filtro pasa bajos [10]



Se coloca un filtro pasa bajos a la salida del transductor de corriente con la finalidad de eliminar el ruido que es causado por la conmutación de los interruptores de potencia y por interferencia electromagnética.

Para acondicionar la señal se utiliza el circuito de la Figura 2.11, es un filtro pasa bajos con realimentación negativa en configuración Sallen-Key el cual tiene una respuesta tipo Butterworth.

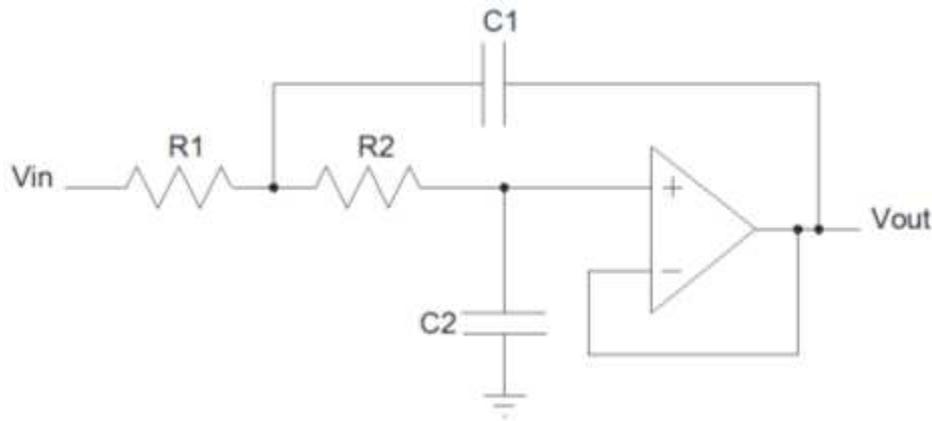


Figura 2.11 Filtro pasa bajos con topología Sallen-Key y respuesta tipo Butterworth

El filtro Sallen Key es un filtro ampliamente utilizado debido a la facilidad de diseño, son filtros de segundo orden los cuales pueden ser conectados en cascada para aumentar el número de polos del filtro siempre de orden par. Además la salida en el amplificador operacional ofrece una baja impedancia de tal manera que cada una de las etapas puede ser diseñada independientemente de la anterior sin tener que buscar método para acoplar las impedancias.

Para el cálculo de los valores de las resistencias y de los capacitores se utilizó software de uso libre, que provee la empresa “Daycounter, Inc. Engineering Services”. Para mejorar el tiempo de respuesta en el punto de la frecuencia de corte se implementaron dos etapas en cascada del filtro. El diseño final junto con los valores de los elementos se muestra en la Figura 2.12.

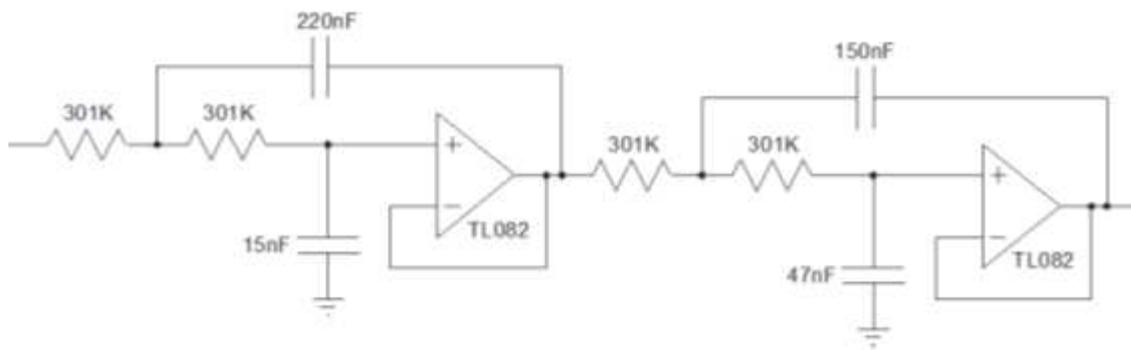


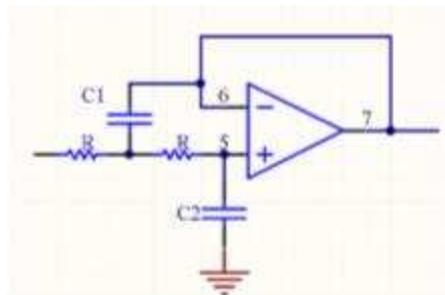
Figura 2.12 Filtro pasa bajos de dos etapas con respuesta tipo Butterworth

El cálculo por medio del software se presenta en la Figura 2.13.

To use this calculator, select a resistance, the number of poles, and the cut-off frequency.

3dB Frequency	10	(Hz)
Resistor:	301000	(ohms)
Poles:	4	
Type:	Chebyshev	
Pass Band Ripple:	0.1 dB	(This parameter only applies to the Chebyshev filters.)
Submit		

Note that the filters are normalized to the 3db cut off point, which is not necessarily the natural frequency.



Filter Quadratics:

$$(s^2 + s \cdot 0.4355 + 0.9037987306)(s^2 + s \cdot 1.0514 + 0.4232947124)$$

3dB Frequency: 10

Resistor: 301000

Poles: 4

Stage	C1	C2
1	2.5555232322496E-7 F	1.2117029377732E-8 F
2	1.5467298319596E-7 F	4.2745501425796E-8 F

Figura 2.13 Cálculo del filtro con ayuda de software

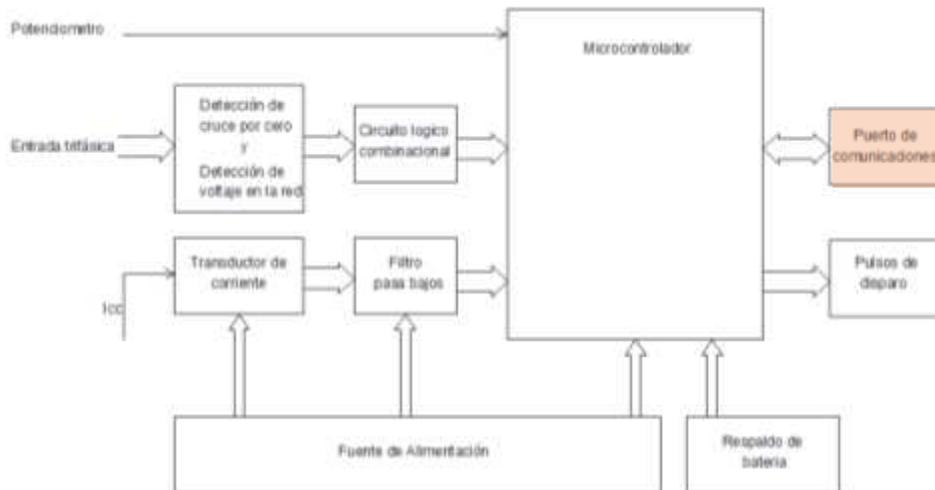
De los valores de la Figura 2.13 se seleccionaron valores estándar de capacitores. La Tabla 3 muestra los valores de capacitores que se utilizaron en la implementación.

Etapa	C_1	C_2
1	$220nF$	$15nF$
2	$150nF$	$47nF$

Tabla 3 Capacitores estándar para el filtro pasa bajos

El software utilizado provee también como resultado la función de transferencia de la Figura 2.13 en el dominio de Laplace que será de utilidad al momento de implementar el controlador digital.

2.2.1.6 Puerto de comunicaciones



Cuando se realiza la conexión de los tres módulos para el funcionamiento como convertidor dual, cada uno de los módulos convertidores AC/DC desactiva el mando local correspondiente a un potenciómetro y por medio del puerto de comunicaciones se recibe del submódulo de control de corriente circulante el valor del ángulo de disparo. También se envía por el puerto de comunicaciones la señal de sincronismo con la red para determinar el tiempo de muestreo del sistema.

Se utiliza para la comunicación serial un conector DB9 hembra. En la Figura 2.14 se muestra el conector DB9 con los respectivos nombres de cada pin de acuerdo al estándar de la EIA (Electronic Industries Alliance).

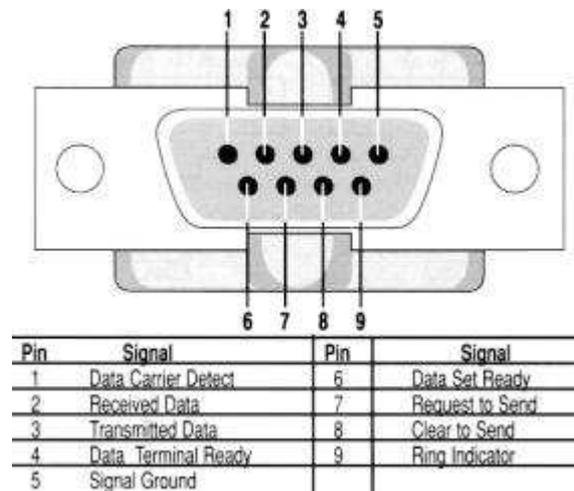


Figura 2.14 Estándar EIA-232 para el conector DB9 [11]

Para poder realizar de manera automática la detección de la topología de conexión del módulo de laboratorio se ha realizado una modificación al estándar EIA232. Se ignoran los detectores de datos correspondientes a los pines 1 y 4, se cortocircuitan los pines 6 y 7. El pin 9 se conecta a tierra y el pin 8 funciona como indicador de conexión del cable de comunicaciones como se muestra en la Figura 2.15.

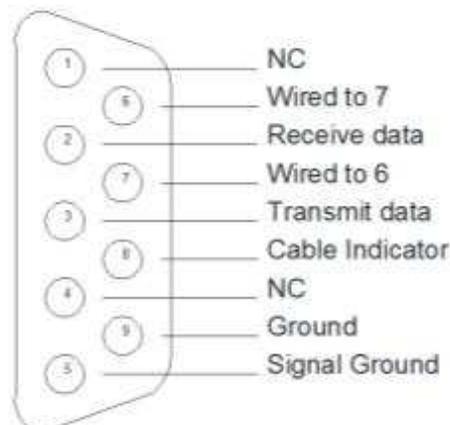


Figura 2.15 Conector EIA-232 modificado

Cuando se conectan los módulos para el funcionamiento en modo de convertidor dual, se interconectan cada uno de los submódulos convertidores AC/DC con el submódulo de control de corriente circulante por medio del conector de la Figura 2.15 con un cable como se muestra en la Figura 2.16.

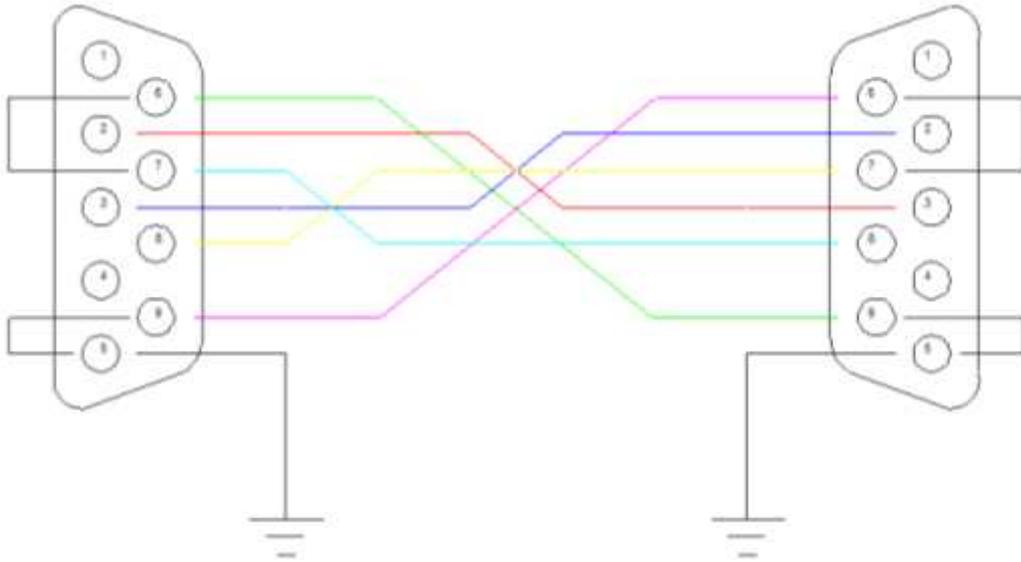
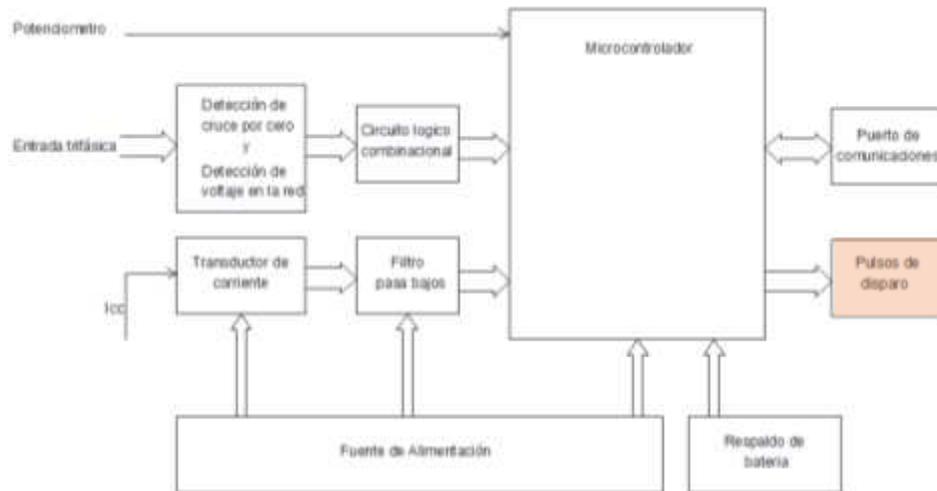


Figura 2.16 Cable de comunicaciones para la comunicación serial

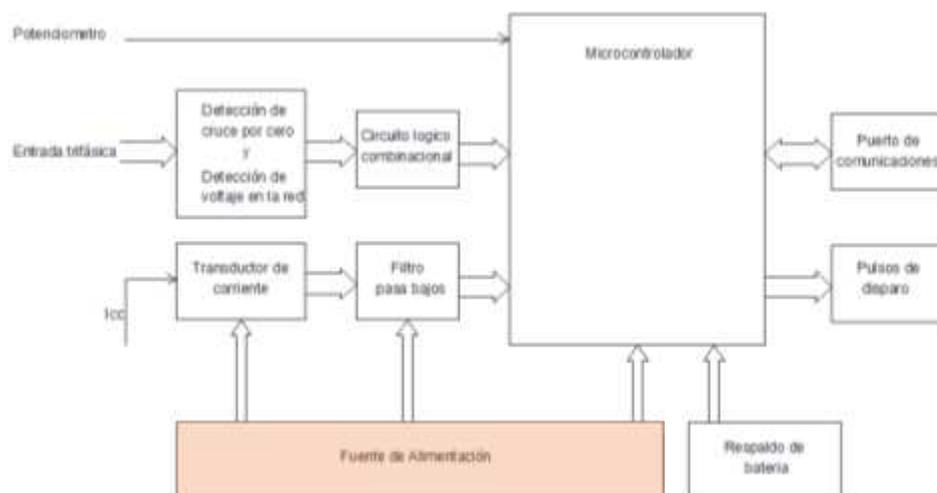
El pin 8 se conecta a una de las entradas del microcontrolador configurada como entrada tipo pull-up lo que mantendrá un 1L cuando el cable se encuentre desconectado del módulo de control de corriente circulante y colocará un 0L cuando se conecte el cable. Este bit provee la información suficiente para poder determinar si el ángulo de disparo se obtiene del potenciómetro o del puerto de comunicaciones.

2.2.1.7 Pulsos de disparo



El microcontrolador se encarga de generar los pulsos de disparo que definen el comportamiento individual de cada uno de los interruptores de potencia. Los pulsos que genera el microcontrolador están sincronizados con la red eléctrica y cambian el ángulo de disparo de acuerdo a la señal del potenciómetro si trabaja de manera individual o según el valor consigna recibido por el puerto de comunicaciones. El sistema de generación y acondicionamiento de los pulsos de disparo se describirá conforme se desarrollen las subtemas relacionados.

2.2.1.8 Entrada de la fuente de alimentación del sistema microprocesado



La alimentación del sistema microprocesado se obtiene de una fuente de corriente continua la cual se acopla a un conector de 20 pines, por medio de un cable plano a la placa del sistema de control. La entrada de la fuente de alimentación se encuentra protegida contra la interferencia electromagnética por medio de un filtro π como se muestra en la Figura 2.17. [7]

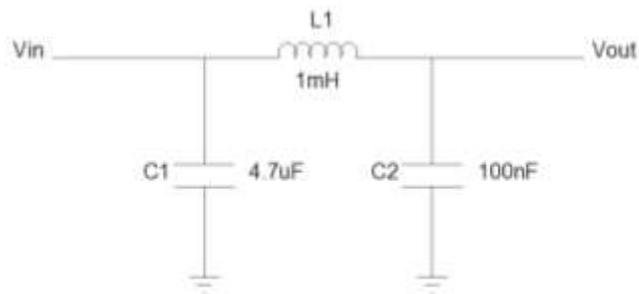


Figura 2.17 Filtro π

De acuerdo a las recomendaciones para la fuente de alimentación del microcontrolador proporcionadas por la Application Note AVR042 [12] se coloca como capacitor de entrada un capacitor de tántalo con un valor de $4.7\mu F$, la inductancia de $1mH$, y el capacitor de salida es un capacitor cerámico de $100nF$.

Debido a los requerimientos de alimentación del sensor de corriente se necesita adicionalmente una fuente de $\pm 15V$. El conector de entrada que se implementó contiene tres filtros tipo π para cada una de las fuentes. En la Figura 2.18 se muestra el circuito correspondiente a la entrada de alimentación del sistema de control.

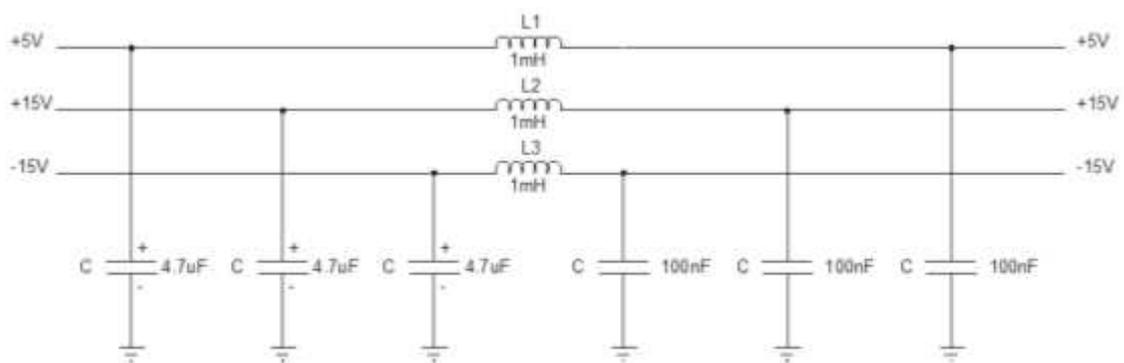
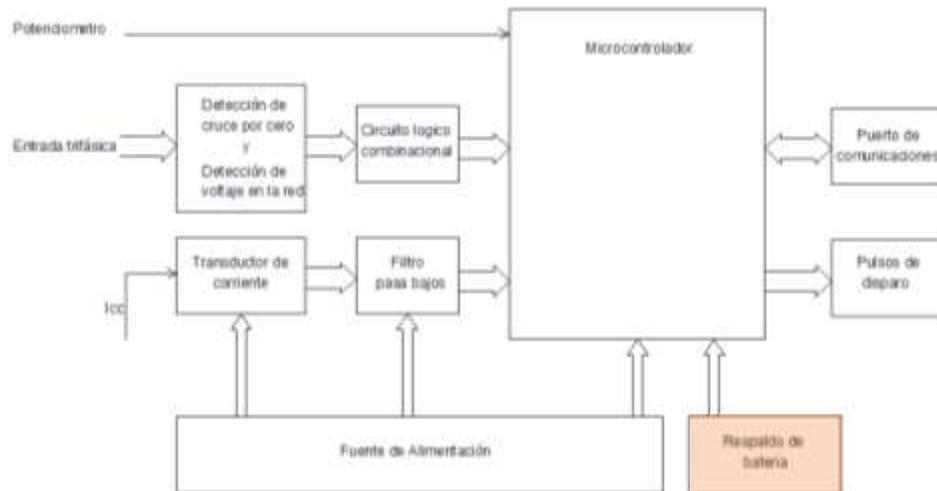


Figura 2.18 Diagrama de entrada-salida al conector de la fuente de entrada

2.2.1.9 Respaldo de batería (opcional)



En caso de una falla de la fase correspondiente a la alimentación de la fuente principal es necesario implementar un respaldo de fuente por medio de una batería para poder indicar al usuario que ha existido una falla en la red. El respaldo de fuente se realiza por medio de una batería estándar de 9V conectada a un regulador integrado de voltaje de 5V. En la salida del regulador se coloca un diodo de germanio que impide la descarga de la batería mientras exista la alimentación principal. El circuito correspondiente se presenta en la Figura 2.19

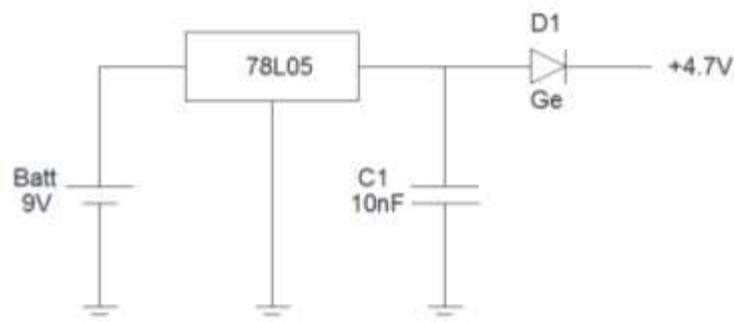
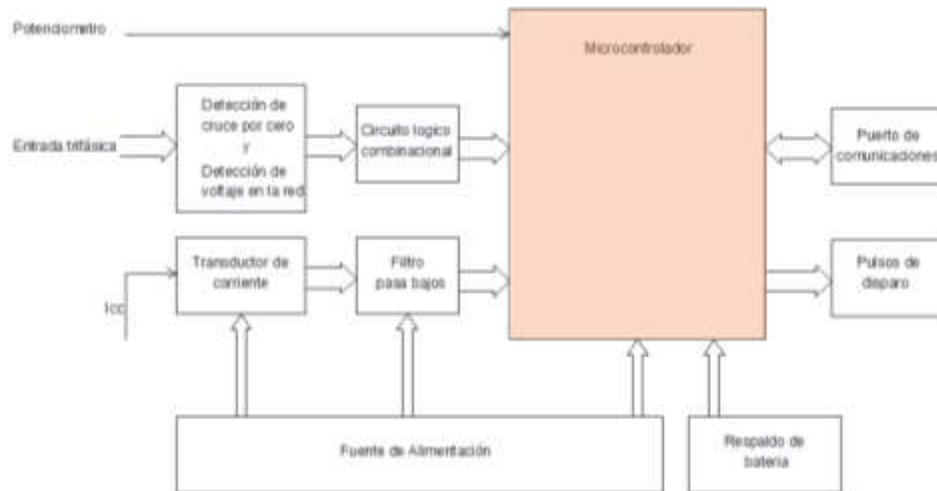


Figura 2.19 Circuito de respaldo de batería

Colocar la batería de respaldo al sistema es opcional, el respaldo de fuente tiene carácter informativo pues su función es proveer de un voltaje de alimentación al sistema microprocesado para que pueda indicar la falta de fase cuando esta corresponde a la alimentación del sistema.

2.2.1.10 Sistema Microprocesado



El microcontrolador se dimensiona en base a dos parámetros, el primero es el número de pines requeridos para poder manejar todos los periféricos descritos dentro del sistema de control del submódulo convertidor AC/DC y el segundo es la cantidad de memoria que se requiere para implementar el software.

2.2.1.10.1 Microcontrolador

El microcontrolador escogido es el ATmega88PA de la familia AVR de 8bits de Atmel, que cumple con los requerimientos necesarios [13]. En la Figura 2.20 se presenta el diagrama de pines del microcontrolador escogido.

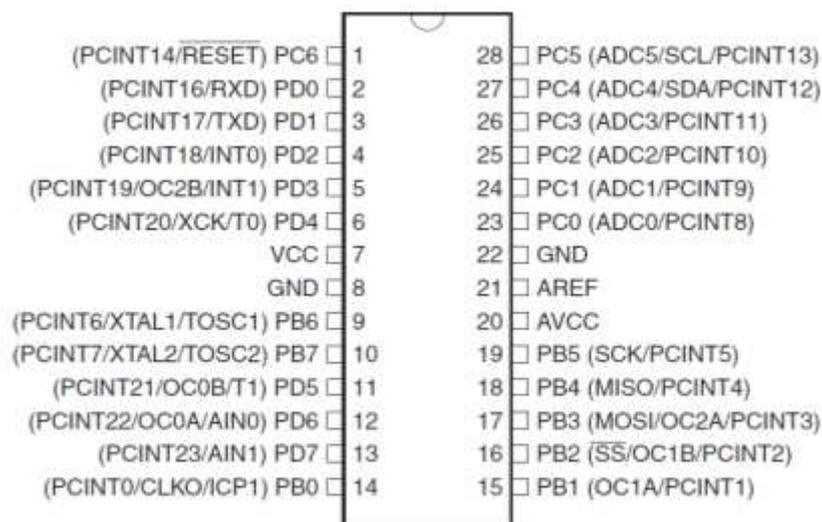


Figura 2.20 ATmega88PA [13]

2.2.1.10.2 Puertos de entrada

Los puertos de entrada al sistema se dividen en entradas analógicas y entradas digitales. Como variables analógicas se tienen: el valor del ángulo de disparo que se obtiene de un potenciómetro y la medida de la corriente a la salida del convertidor. Para las entradas digitales se tienen: la detección de cruce por cero, la detección de falta de fase y la detección del cruce por cero en el semiciclo positivo, dos de estas entradas deben ser obligatoriamente interrupciones.

Además se necesita la entrada que informa de la presencia del cable de conexión con el módulo principal de control. En la Tabla 4 se indica el resumen de los pines necesitados de acuerdo a las variables de entrada.

Nombre de la Variable	Descripción	Tipo	N° Pines	Pin del uC
<i>Phase_R</i>	<i>Voltaje en la fase R</i>	<i>Digital</i>	<i>1</i>	<i>PD7</i>
<i>Phase_S</i>	<i>Voltaje en la fase S</i>	<i>Digital</i>	<i>1</i>	<i>PD6</i>
<i>Phase_T</i>	<i>Voltaje en la fase T</i>	<i>Digital</i>	<i>1</i>	<i>PD5</i>
<i>INT0</i>	<i>Semiciclo positivo en la fase R</i>	<i>Digital</i>	<i>1</i>	<i>PD2</i>
<i>INT1</i>	<i>Indicador de fase a 360Hz</i>	<i>Digital</i>	<i>1</i>	<i>PD3</i>
<i>Mode_dual</i>	<i>Conexión de cable de comunicaciones</i>	<i>Digital</i>	<i>1</i>	<i>PD4</i>
<i>Angle</i>	<i>Ángulo de disparo (potenciómetro)</i>	<i>Análoga</i>	<i>1</i>	<i>PC5</i>
<i>Current</i>	<i>Corriente del convertidor AC/DC</i>	<i>Análoga</i>	<i>1</i>	<i>PC4</i>
<i>Total pines de entrada</i>			<i>8</i>	

Tabla 4 Resumen de variables de entrada

2.2.1.10.3 Puertos de salida

Las variables de salida que provee el microcontrolador están constituidas por los pulsos de disparo para los tiristores y los indicadores de funcionamiento.

En la Tabla 5 se presenta el resumen de todos los pines de salida.

Nombre de la Variable		Descripción	Tipo	N° Pines	Pin del uC
<i>Train_pulses</i>	<i>T1</i>	<i>Pulsos de disparo para los SCR</i>	<i>Digital</i>	<i>6</i>	<i>PB0</i>
	<i>T2</i>				<i>PB1</i>
	<i>T3</i>				<i>PB2</i>
	<i>T4</i>				<i>PB3</i>
	<i>T5</i>				<i>PB4</i>
	<i>T6</i>				<i>PB5</i>
<i>R_fail</i>		<i>Falta de voltaje en la fase R</i>	<i>Digital</i>	<i>1</i>	<i>PC1</i>
<i>S_fail</i>		<i>Falta de voltaje en la fase S</i>	<i>Digital</i>	<i>1</i>	<i>PC2</i>
<i>T_fail</i>		<i>Falta de voltaje en la fase T</i>	<i>Digital</i>	<i>1</i>	<i>PC3</i>
<i>Indicator</i>		<i>Detección de cruces por cero</i>	<i>Digital</i>	<i>1</i>	<i>PC0</i>
<i>Total pines de salida</i>				<i>10</i>	

Tabla 5 Resumen de variables de salida

2.2.1.10.4 Puerto de comunicaciones

Para poder realizar la comunicación serial se requiere un microcontrolador que posea la interfaz física adecuada.

En la Tabla 6 se presentan los pines necesarios para poder realizar la comunicación serial.

Nombre de la Variable	Descripción	Tipo	N° Pines	Pin del uC
Rx	Pin de recepción de datos	Digital	1	PD0
Tx	Pin de transmisión de datos	Digital	1	PD1
Total pines de puerto de comunicaciones			2	

Tabla 6 Pines para puerto de comunicaciones

2.2.1.10.5 Componentes adicionales

Se requiere, además de lo descrito en los puntos anteriores; un cristal, los pines de polarización y un reseteo principal. El conteo final de pines se muestra en la Tabla 7. En la cual se puede observar que el microcontrolador se utiliza de manera eficiente.

Variable	Descripción	Tipo	N° Pines
Entrada	Parámetros de entrada	Digital/Analógica	8
Salida	Datos de salida e indicadores	Digital	10
Comunicaciones	Puerto de comunicaciones serial	Digital	2
Cristal	Oscilador de cristal externo a 20Mhz	-	2
Master Reset	Pulsador de reinicio del sistema	Digital	1
Polarización	Alimentación de voltaje DC	-	4
Conteo de pines mínimo de microcontrolador			27

Tabla 7 Conteo mínimo de pines del microcontrolador

2.2.1.11 Sistema de disparo de los tiristores

En la Figura 2.21 se presenta el diagrama de bloques del sistema de acoplamiento de las señales de control con la etapa de potencia por medio de transformadores de pulsos. Se escogió el transformador de pulsos debido a las ventajas que ofrece: aislamiento galvánico entre la etapa de control y la de potencia, optimización de la señal de control, y la posibilidad de manejar varios dispositivos semiconductores con un solo circuito de control. [14]

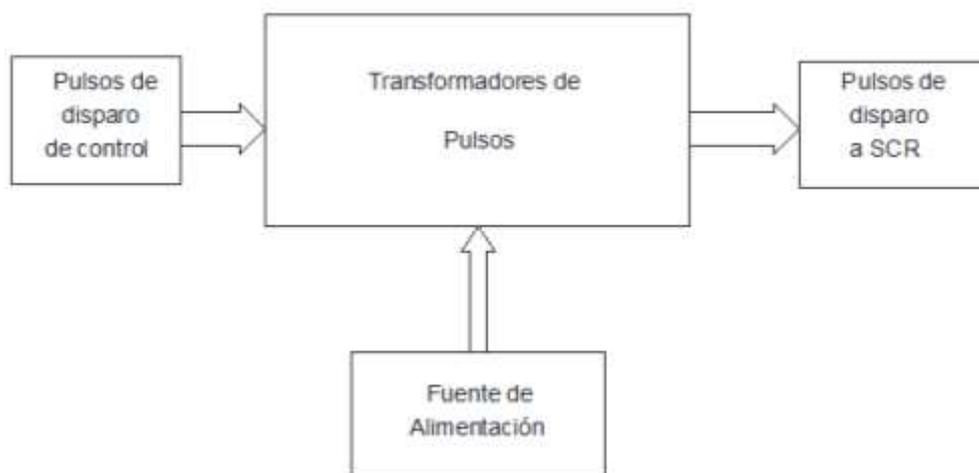


Figura 2.21 Diagrama de bloques del sistema de transformadores de pulsos

El bloque de pulsos de disparo del control corresponde a los pulsos de disparo que se generan de manera digital en el microcontrolador y activan transistores de señal para poder amplificar esa señal de control por medio de un conversor DC/DC, la salida del conversor DC/DC es la que provee de pulsos de disparo a los SCR.

Se ocupa una fuente de alimentación adicional debido a que los transformadores de pulsos trabajan a un voltaje de 15V.

2.2.1.12 Acondicionamiento de los pulsos de disparo [14]

En la Figura 2.22 se indica el circuito utilizado para el transformador de pulsos, es un convertidor DC/DC forward aislado. La salida del convertidor DC/DC reproduce íntegramente el tren de pulsos de la etapa de control hacia la compuerta del SCR.

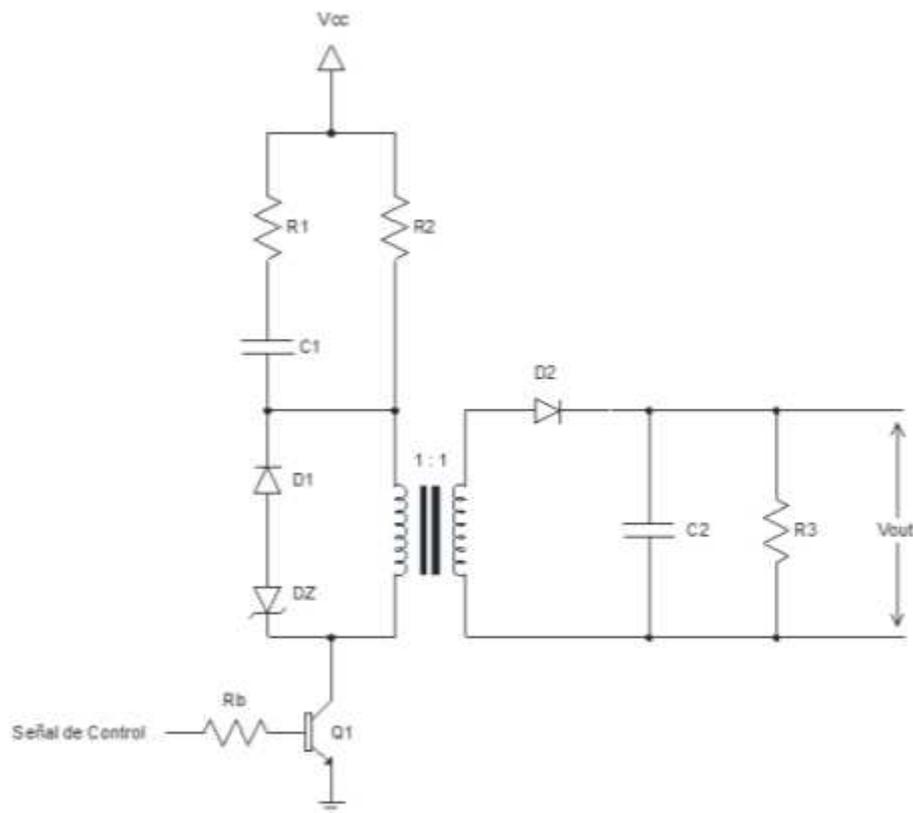
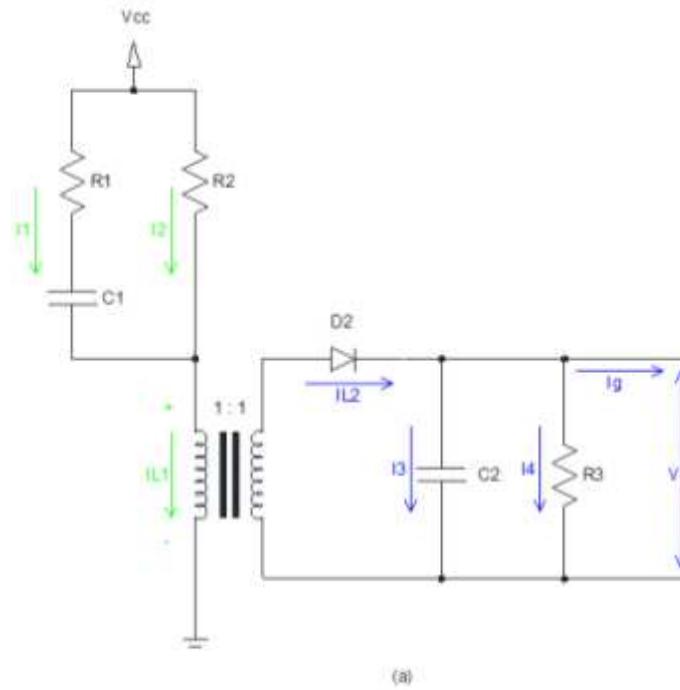


Figura 2.22 Convertidor DC/DC forward aislado

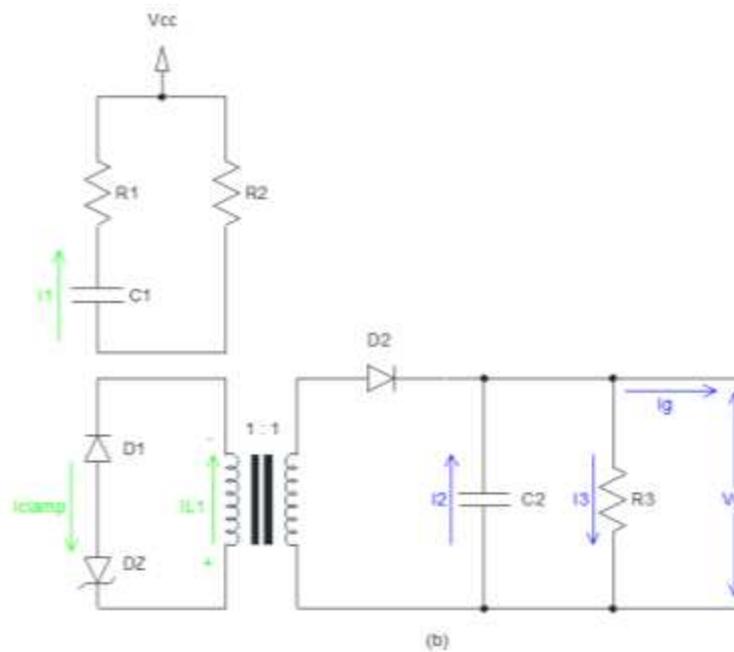
Para poder realizar el diseño de los elementos que componen el convertidor DC/DC se procedió al análisis del circuito para una conmutación de encendido, como se muestra en la Figura 2.23 (a) y para una conmutación de apagado, correspondiente a la Figura 2.23 (b).

El conversor presenta una circuitería adicional a la topología clásica del convertidor DC/DC forward. La resistencia R_1 limita la circulación de corriente en la inductancia del primario del transformador de pulsos y la resistencia R_2 , y el capacitor C_1 permiten un rápido crecimiento de corriente en el transformador al inicio del pulso de activado.

Para diseñar los elementos del circuito de control del transformador de pulsos se analizó los siguientes circuitos equivalentes.



(a) Circuito equivalente en el encendido



(b) Circuito equivalente en el apagado

Figura 2.23 Circuitos de análisis para el apagado y el encendido

Las formas de onda esperadas del circuito de la Figura 2.23 se presentan en la Figura 2.24.

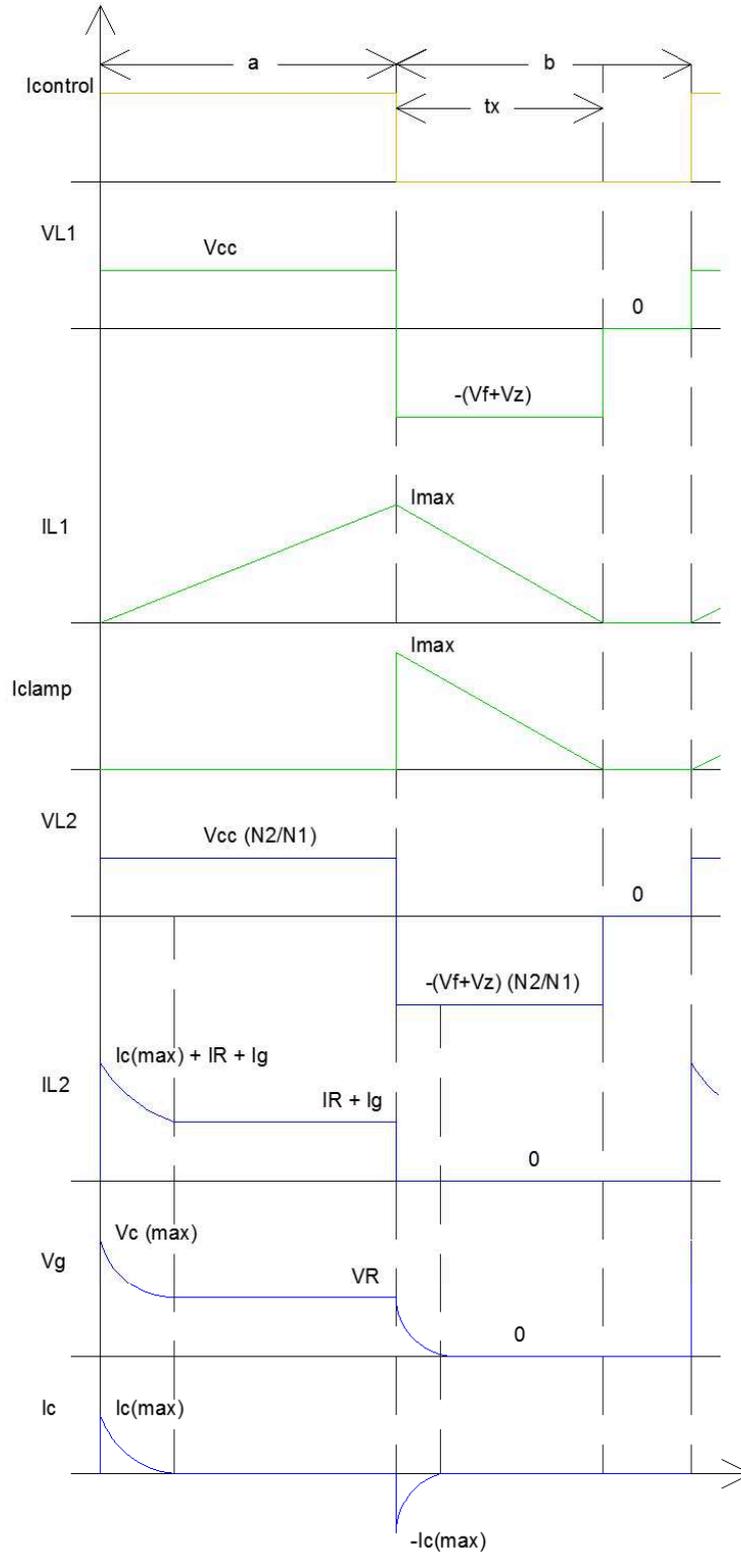


Figura 2.24 Formas de onda del convertor DC/DC forward aislado

Para asegurar que la corriente almacenada en la inductancia se descargue en el periodo de no conducción b , el voltaje del clamp compuesto por un diodo y un zener debe ser dimensionado de la siguiente manera:

$$Vl_{u1} = \frac{1}{T} \left[\int_0^a E dt - \int_0^b (V_f + V_z) dt \right]$$

$$Vl_{u1} = \frac{1}{T} [Ea - (V_f + V_z)b]$$

$$Vl_{u1} = E\delta - (V_f + V_z)(1 - \delta)$$

Por definición el voltaje medio en una inductancia es siempre cero

$$0 = E\delta - (V_f + V_z)(1 - \delta)$$

$$V_z = \frac{E\delta}{1 - \delta} - V_f$$

Ecuación 2.1

De la Ecuación 2.1 se obtiene el valor crítico del voltaje del zener. Para la implementación se debe escoger un zener de mayor valor al voltaje crítico. La relación de trabajo se escoge en base a la manera de realizar el control digital. El tren de pulsos digital se dimensiona por medio de estados lógicos de 1L y 0L. La salida del control se realiza en un intervalo de tiempo regular, con igual duración en cada uno de los estados lógicos lo que implica una relación de trabajo δ del 50%. Reemplazando en la Ecuación 2.1 la relación de trabajo y aplicando el criterio de escoger un valor de voltaje de zener mayor al voltaje crítico se obtiene:

$$V_z > \frac{E\delta}{1 - \delta} - V_f$$

$$V_z > \frac{15V(0.5)}{1 - 0.5} - 0.7V$$

$$V_z > 14.3V$$

Para asegurar que t_x sea menor a b se selecciona $V_z = 18V$

La frecuencia del tren de pulsos se calcula en base a la resolución del control. Una variación de $\frac{\pi}{180}$ en el ángulo de disparo corresponde a la variación de un bit. Se puede calcular el periodo de trabajo con la siguiente ecuación.

$$t_{1L} = t_{0L} = \frac{\text{Resolucion} \times f^{-1}}{T} \quad \text{Ecuación 2.2}$$

Calculando el tiempo de uno de los estados lógicos con la Ecuación 2.2.

$$t_{1L} = t_{0L} = \frac{\frac{\pi}{180} \times (60\text{Hz})^{-1}}{2\pi}$$

$$t_{1L} = t_{0L} = 46.29 \mu\text{S}$$

La frecuencia del tren de pulsos se obtiene del inverso del periodo

$$f_{trg} = \frac{1}{T_{trg}} = \frac{1}{t_{1L} + t_{0L}} = \frac{1}{2(46.29 \mu\text{S})} = 10.8\text{kHz}$$

A partir de la frecuencia del tren de pulsos se calcula los valores de los elementos pasivos del convertidor para asegurar que el tren de pulsos sea enviado de manera íntegra hacia la compuerta de los SCR.

En el encendido se tiene un circuito RLC frente a una entrada de tipo paso, por esto se calcula los valores de la resistencia R_1 y el capacitor C_1 para que el sistema provea un pulso de corriente que magnetice rápidamente el núcleo del transformador de pulsos a la vez que se evita que la respuesta en el estado transitorio sea oscilatoria.

Para el diseño se obtiene la función de transferencia del circuito de la Figura 2.23 (a) y se analiza frente a una entrada tipo paso.

$$G(s) = \frac{I_3(s)}{E(s)}$$

$$\frac{I_3(s)}{E(s)} = \frac{1}{\frac{(1sCR_1)R_2}{sC(R_1 + R_2) + 1} + sL}$$

$$\frac{I_3(s)}{E(s)} = \frac{sC(R_1 + R_2) + 1}{R_2 + sCR_1R_2 + s^2LC(R_1 + R_2) + sL}$$

$$\frac{I_3(s)}{E(s)} = \frac{sC(R_1 + R_2) + 1}{R_2 + s(CR_1R_2 + L) + s^2LC(R_1 + R_2)}$$

$$\frac{I_3(s)}{E(s)} = \frac{sC(R_1 + R_2) + 1}{\frac{R_2}{LC(R_1 + R_2)} + s \frac{(CR_1R_2 + L)}{LC(R_1 + R_2)} + s^2}$$

Ecuación 2.3

A partir de la Ecuación 2.3 se realiza el análisis de estabilidad en SIMULINK de MATLAB como se indica en la Figura 2.25.

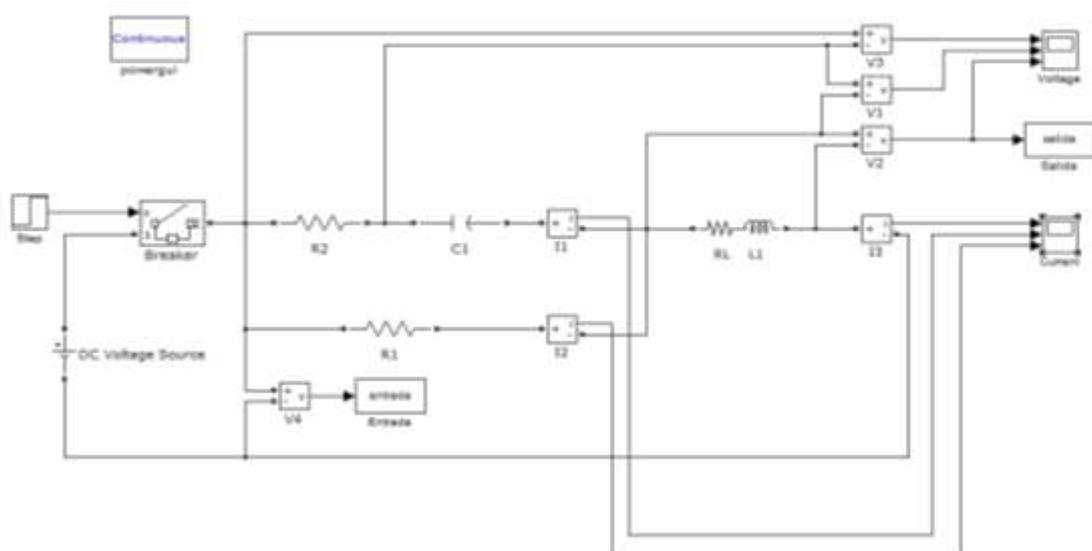


Figura 2.25 Simulación implementada en SIMULINK

Los resultados obtenidos de la simulación correspondientes al voltaje en el transformador de pulsos y la corriente en el capacitor se muestran en la Figura 2.26 y en la Figura 2.27 respectivamente.

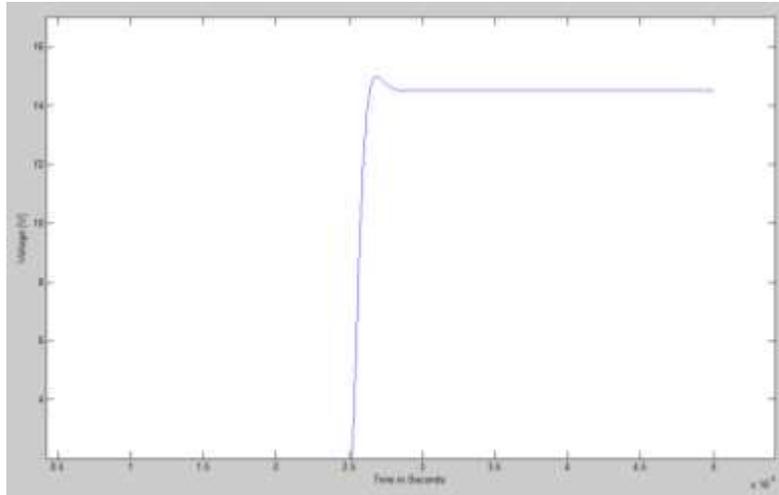


Figura 2.26 Forma de onda de voltaje sobre el bobinado del transformador

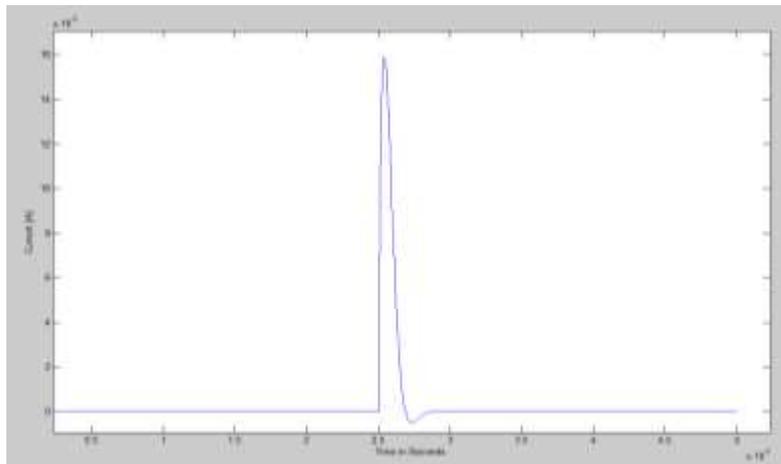


Figura 2.27 Forma de onda de corriente sobre el capacitor

Las formas de onda presentadas se obtuvieron con los valores de resistencia y capacitor que se presentan en la Tabla 8.

R_1	150Ω
R_2	220Ω
C_1	$100nF$

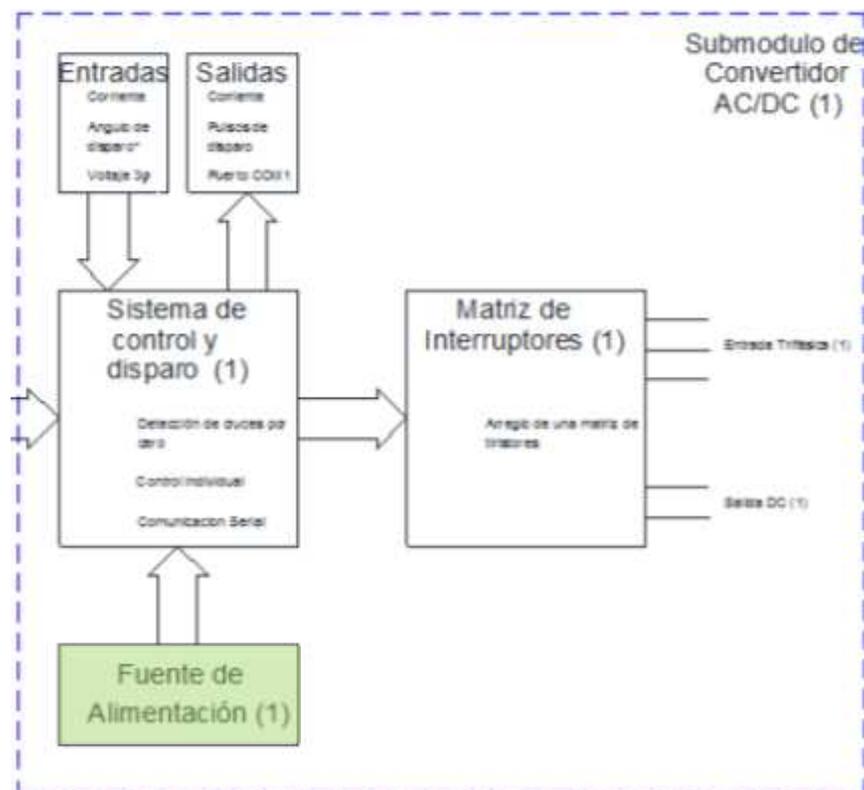
Tabla 8 Valores de los elementos pasivos R_1 , R_2 , C_1 .

2.2.1.13 Entrada del voltaje de alimentación del sistema de disparo de los SCR

La entrada del voltaje de alimentación al circuito consiste en un conector para cable plano el cual provee de un voltaje continuo de 15V. Además se cuenta con un filtro tipo π como el de la Figura 2.17 para evitar el paso de ruido al circuito correspondiente al acoplamiento de los transformadores de pulsos.

La fuente que se conecta y provee de energía a las entradas de voltaje tanto del sistema de disparo de los SCR como del sistema microprocesado se describe a continuación.

2.2.2 FUENTE DE ALIMENTACIÓN (1)



Los requerimientos de voltaje de alimentación para los circuitos se describen en la Tabla 9.

CIRCUITO	VOLTAJE REQUERIDO
Detección de cruce por cero y detección de voltaje en la red	5V
Circuito lógico combinacional	5V
Transductor de corriente	$\pm 15V$ [15]
Filtro pasa bajos	$\pm 15V$ [16]
Puerto de comunicaciones	5V
Pulsos de disparo	15V
Sistema Microprocesado	5V [13]

Tabla 9 Fuentes de voltaje necesarias

De la Tabla 9 se conoce que son necesarias dos fuentes positivas de 15V y 5V y una fuente negativa de 15V. Para el diseño de la fuente de alimentación se utilizan los reguladores integrados de voltaje de la serie LM78XX y LM79XX.

Los reguladores de voltaje de la serie LM78XX de tres terminales presentan características convenientes para la utilización como fuentes de voltaje de sistemas microprocesados. [17]

La energía eléctrica se obtiene de la red eléctrica por medio de transformadores de voltaje, y con un rectificador tipo puente se obtiene el voltaje continuo que se conecta al regulador de voltaje. En el circuito de la Figura 2.28 se presenta el diagrama de conexión de la fuente de alimentación.

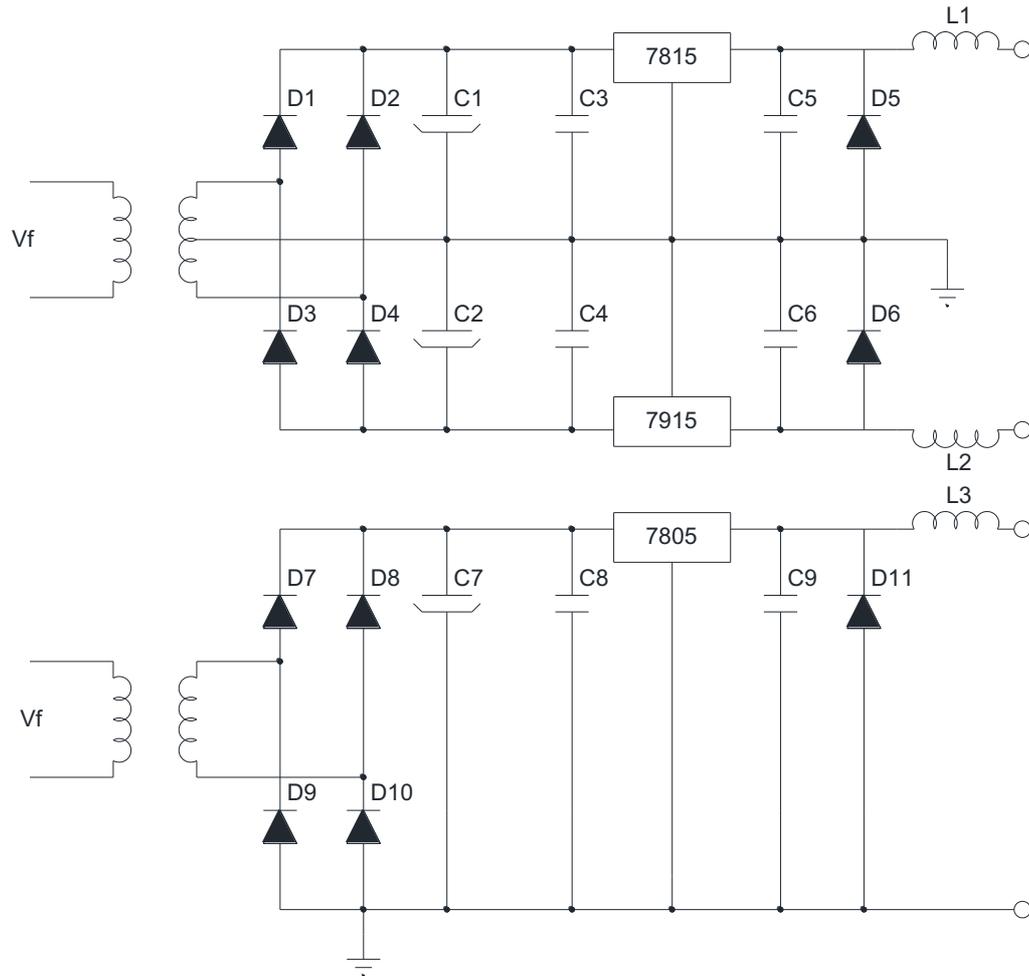


Figura 2.28 Fuente de alimentación

Los valores para los capacitores se toman de las recomendaciones de la hoja de datos del fabricante [17]. Los valores que se implementan se presentan en la Tabla 10.

C_1, C_2, C_7	$470\mu F$
C_3	$0.33\mu F$
C_4	$2.2\mu F$
C_5	$0.1\mu F$
C_6	$1\mu F$
C_8	$0.33\mu F$
C_9	$0.1\mu F$

Tabla 10 Capacitores de la fuente de alimentación.

Como protección a la entrada de la red se coloca un fusible, un varistor y un filtro inductivo en conjunto con un capacitor [7]. En la Figura 2.29 se presenta el circuito de protección de entrada a la red.

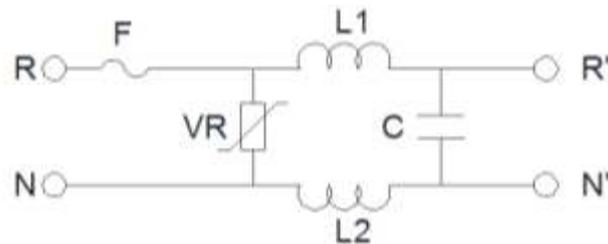
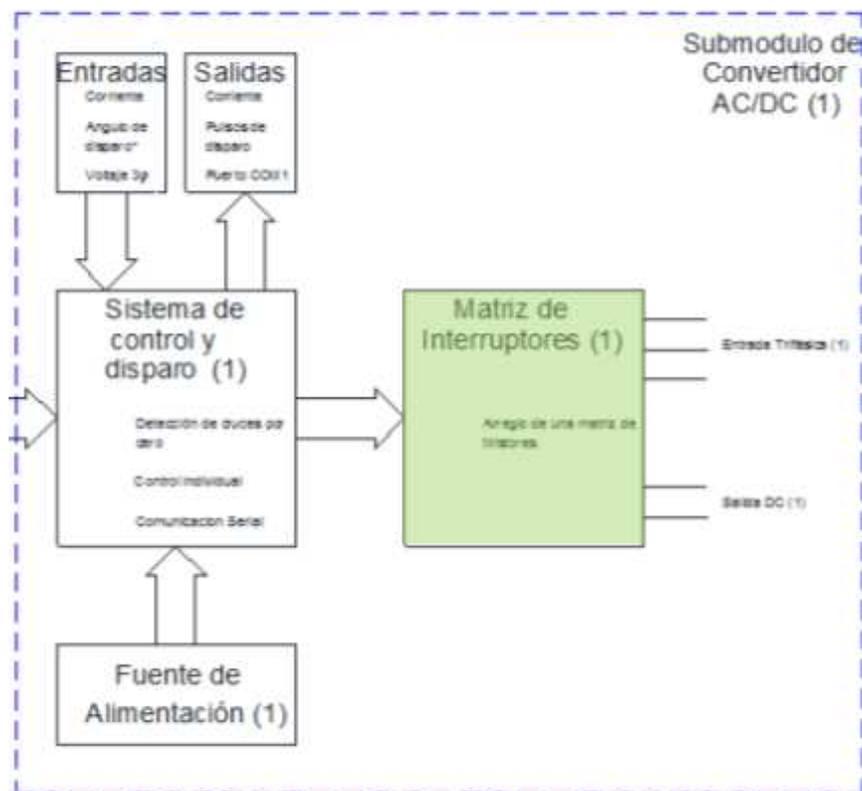


Figura 2.29 Entrada de la red de alterna hacia la fuente de alimentación.

2.2.3 MATRIZ DE INTERRUPTORES



Para recortar las formas de onda de voltaje se escoge un rectificador controlado de silicio. El dimensionamiento del SCR se realiza considerando la condición de voltaje máximo de la curva de transferencia de la Figura 1.11.

2.2.3.1 Dimensionamiento de los tiristores de potencia [18]

El dimensionamiento de los SCR considera el voltaje y la corriente máxima que deben soportar los semiconductores.

La condición de máximo voltaje se obtiene cuando se utiliza el submódulo de convertidor AC/DC de seis pulsos con un ángulo de disparo de cero grados y una configuración Delta-Zeta. A partir de la Ecuación 1.2 se determina el voltaje máximo para una red trifásica de 220V y considerando la relación de transformación del transformador disponible en el laboratorio se calcula el voltaje máximo con la Ecuación 2.4.

$$V_{d\alpha} = \frac{3\sqrt{3}V_{max}}{\pi} \left(\frac{n_s}{n_p}\right) \cos(\alpha) \quad \text{Ecuación 2.4}$$

$$V_{d\alpha} = \frac{3\sqrt{3}(179.6)}{\pi} \left(\frac{3}{2}\right) \cos(0)$$

$$V_{d\alpha} = 445V$$

Por lo tanto los tiristores deben soportar un voltaje pico inverso mínimo de 450V.

La corriente media que circula en cada uno de los SCR se calcula a partir de la forma de onda de corriente en un período. La corriente sobre los SCR se muestra en la Figura 2.30.

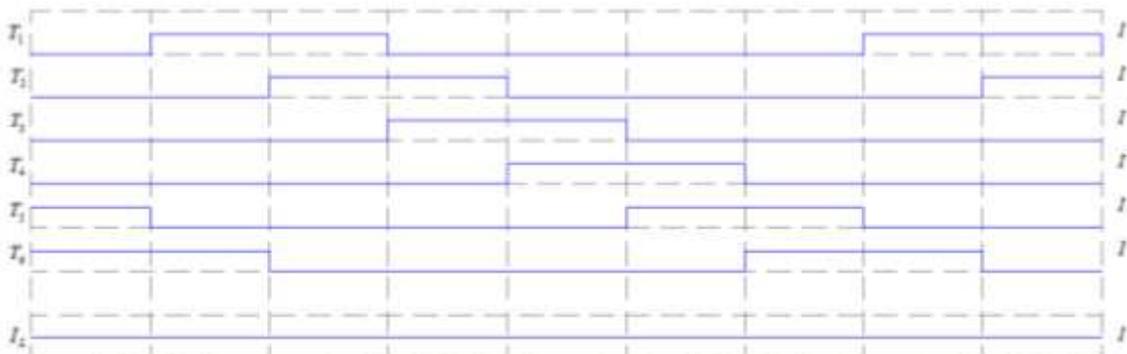


Figura 2.30 Formas de onda de corriente en los SCR

La Ecuación 2.5 define la corriente media de una forma de onda periódica.

$$I_{DC} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) \partial t \quad \text{Ecuación 2.5}$$

Analizando para la forma de onda de corriente de uno de los tiristores se obtiene:

$$I_{DC} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{3}} I \partial t$$

$$I_{DC} = \frac{2}{3} I \quad \text{Ecuación 2.6}$$

La potencia que se debe obtener en el presente proyecto de titulación es de 250W. La corriente máxima que circula en la carga se calcula con la potencia máxima y el mínimo voltaje para la configuración de convertidor dual. El voltaje mínimo se obtiene al conectar el convertidor dual a la red eléctrica por medio del transformador existente en el laboratorio de Conversores Estáticos de Energía con una conexión Yy0 o Dd0. Se calcula la corriente máxima dividiendo la potencia máxima para el voltaje mínimo como se muestra a continuación.

$$I_{max} = \frac{P_{max}}{V_{min}}$$

$$I_{max} = \frac{250W}{120V \left(\frac{1}{2}\right)}; \text{ Considerando la relación de transformación de 0.5}$$

$$I_{max} = 4.167A$$

Reemplazando la corriente máxima en la Ecuación 2.6 se tiene una corriente media de 2.778A. Debido a que el módulo va a ser utilizado dentro de un proceso de aprendizaje es necesario sobredimensionar los elementos para alargar la vida útil de los dispositivos semiconductores que se van a utilizar.

2.2.3.2 Módulo de tiristores [19]

Para construir la matriz de interruptores el módulo escogido es de los fabricantes SEMIKRON con la numeración SKKT 106/16E. El encapsulado seleccionado se muestra en la Figura 2.31, este encapsulado cumple con las exigencias del diseño pues el sobredimensionamiento es de más del 100%.



Figura 2.31 Módulo tiristor-tiristor de SEMIKRON

En la Tabla 11 se muestran las principales características del encapsulado.

Símbolo	Condiciones	Valor	Unidades
V_{RSM}	$T_c = 80^{\circ}C$	1700	V
V_{RRM}	$T_c = 80^{\circ}C$	1600	V
I_{TRMS}	$T_c = 80^{\circ}C$	95	A
I_{TAV}	$T_c = 80^{\circ}C$	55	A

Tabla 11 Características principales del SKKT 106/16 E

2.2.3.2.1 Disipadores de calor [20]

El disipador de calor apropiado se obtiene de la página web del fabricante en base a la potencia a la cual el módulo de SCR va a ser utilizado. En la Figura 2.32 se muestra el disipador de calor seleccionado.

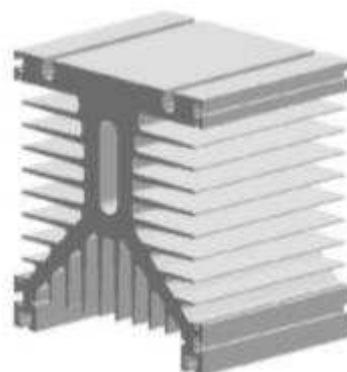
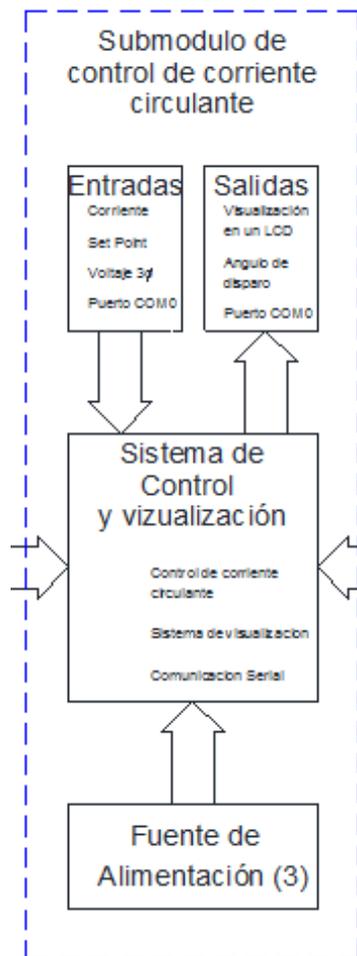


Figura 2.32 Disipador de calor [20]

2.3 SUBMÓDULO DE CONTROL DE CORRIENTE CIRCULANTE

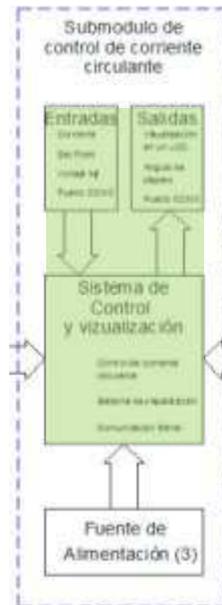


Del diagrama de bloques del convertidor dual con control de corriente circulante presentando en la Figura 2.1 se explicará el proceso de diseño realizado para la implementación del submódulo de control de corriente circulante.

Cuando se requiere utilizar la configuración dual del convertidor es necesario utilizar el módulo en cuestión pues este cuenta con un sistema microprocesado que se encarga de adquirir las medidas de la corriente circulante y realiza un algoritmo de control basado en un PID para mantener la corriente constante de acuerdo a los valores de consigna del sistema.

Este submódulo también cuenta con un interfaz de usuario que dispone de un teclado de cinco pulsadores para el control de la interfaz y dos potenciómetros para el ingreso de los set points del sistema.

2.3.1 SISTEMA DE CONTROL Y VISUALIZACIÓN



La Figura 2.33 muestra el diagrama de bloques detallado del sistema de control y visualización.

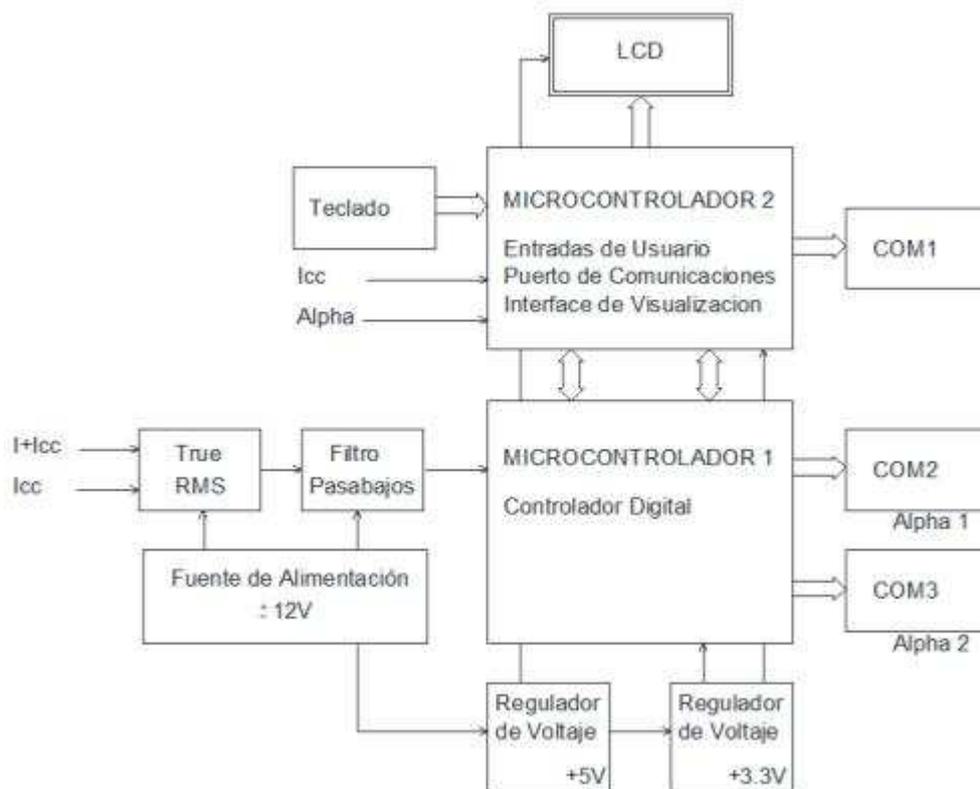
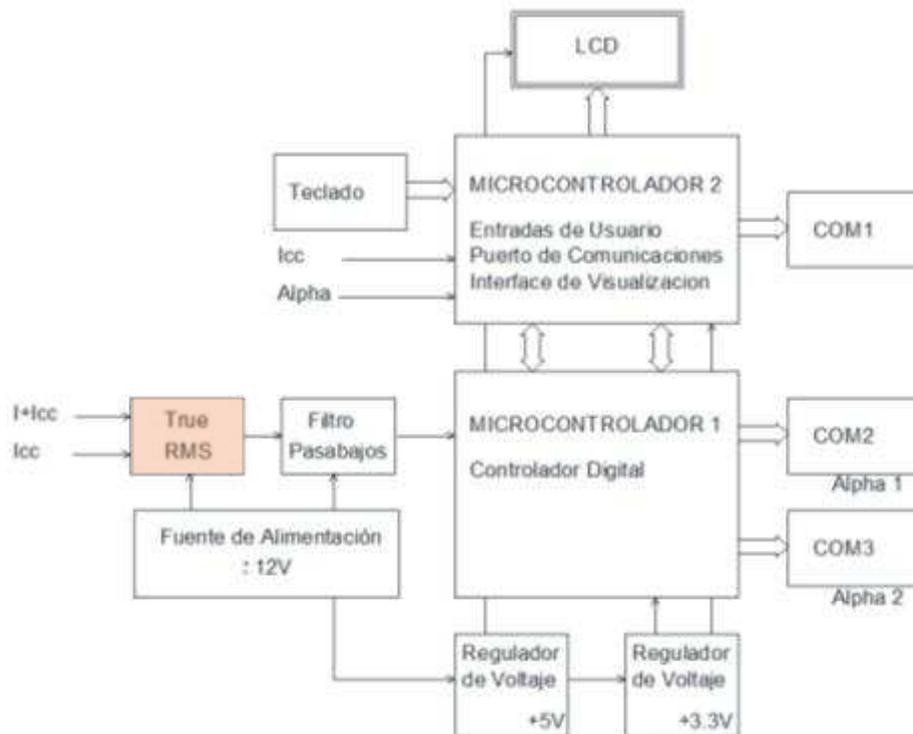


Figura 2.33 Diagrama de bloques del control principal

2.3.1.1 True RMS



Del sensor de corriente detallado en 2.2.1.4 Transductor de corriente, se obtiene una forma de onda de voltaje idéntica a la forma de onda de corriente de la carga. Para obtener el valor de corriente eficaz es necesario acondicionar el voltaje por medio de un convertidor de RMS a DC. Pues se debe considerar para la conversión de la corriente a DC la amplitud de la corriente continua y el rizado de la corriente.

El circuito integrado que se encarga de medir el valor RMS es el AD637 de ANALOG DEVICES. El rizado de corriente tendrá una frecuencia máxima igual a la frecuencia angular del rizado de voltaje sobre la carga, para el caso específico de un convertidor AC/DC de seis pulsos conectado a la EEQ, esta frecuencia es de 360Hz.

De la hoja de datos dada por el fabricante [21] se implementó la configuración corresponde a la conexión para implementar un convertidor RMS a bajas frecuencias.

En la Figura 2.34 se muestra la conexión sugerida por el fabricante e implementada como bloque de conversión True RMS.

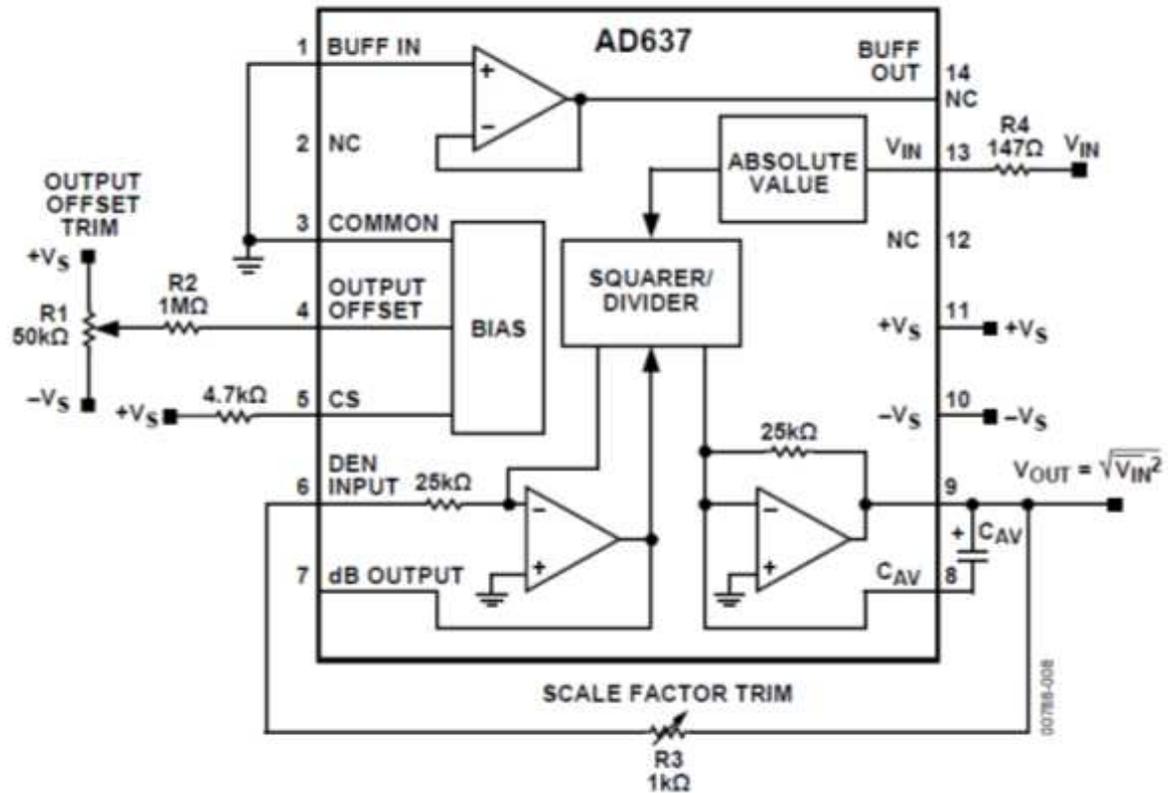
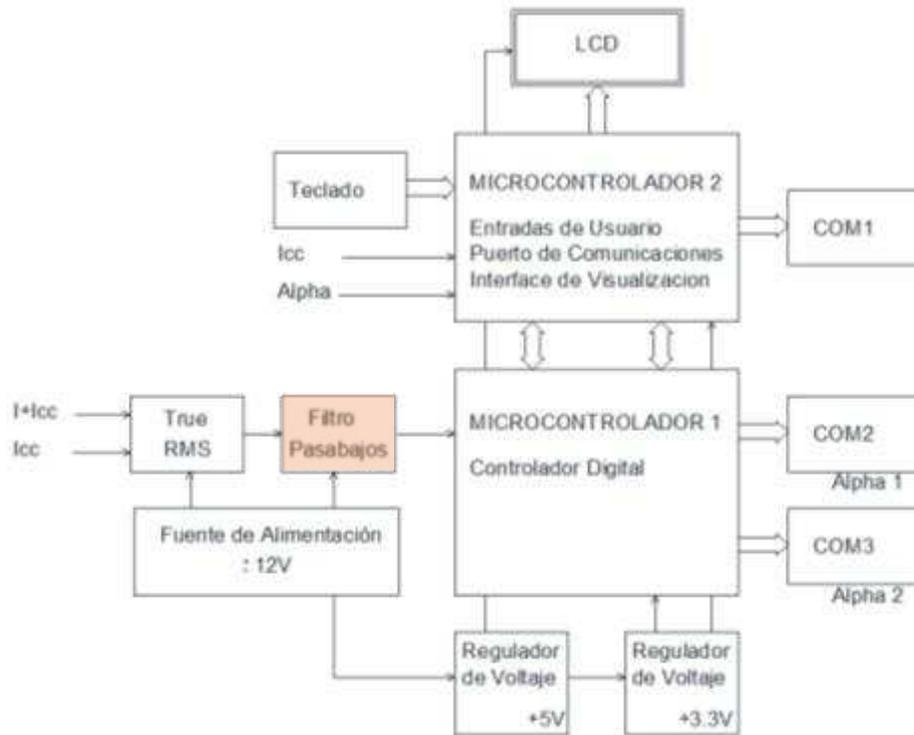


Figura 2.34 AD637 como un convertidor RMS de baja frecuencia. [21]

El fabricante recomienda que a la salida del valor de voltaje continuo correspondiente al valor RMS del voltaje de entrada al integrado AD637 se implemente un filtro pasa bajos. Tal y como se realizó en 2.2.1.5 se procede con el diseño del filtro pasa bajos

2.3.1.2 Filtro pasa bajos



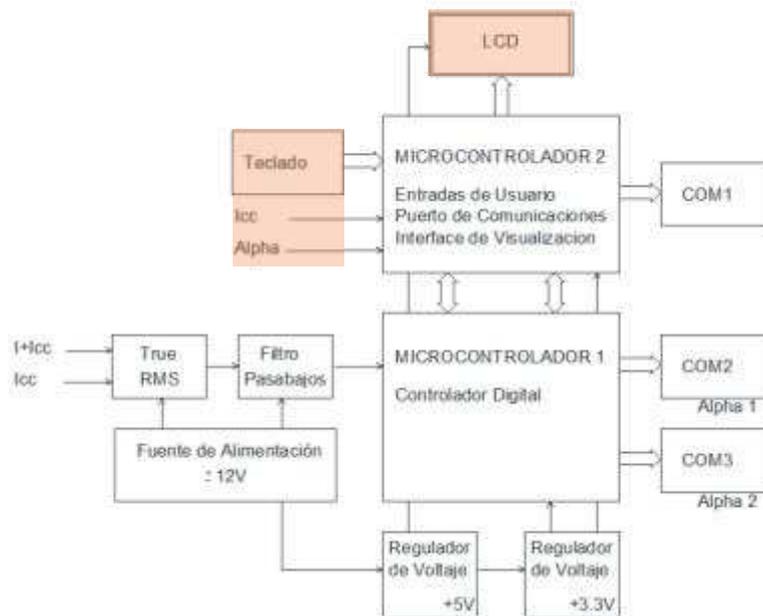
A la salida del conversor RMS se implementa un filtro activo pasa bajos de dos polos. Con el software de Daycounter Incorporated [10] se obtienen los valores de la

Tabla 12 para el filtro de la Figura 2.11

R_1, R_2	$475k\Omega$
C_1	$100nF$
C_2	$47nF$

Tabla 12 Resistencias y capacitores para el filtro de dos polos tipo Butterworth

2.3.1.3 Interfaz de usuario



El punto de consigna de corriente y el ángulo de disparo se ingresan por medio de dos potenciómetros que son las únicas variables que se pueden modificar en el sistema. Además se cuenta con visualización de las variables más importantes en una pantalla LCD a las cuales se accede por medio de un teclado de cinco pulsadores.

El circuito utilizado para el teclado se indica en la Figura 2.35.

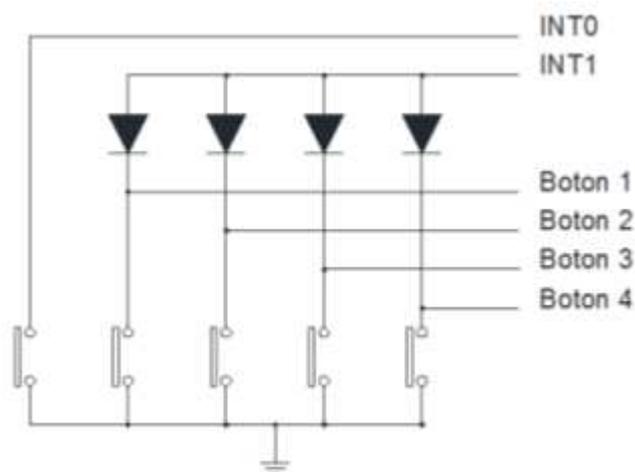


Figura 2.35 Teclado de cinco pulsadores

Los potenciómetros ingresan directamente a los pines correspondientes al convertidor análogo/digital del microcontrolador.

La conexión del LCD se muestra en la Figura 2.36.

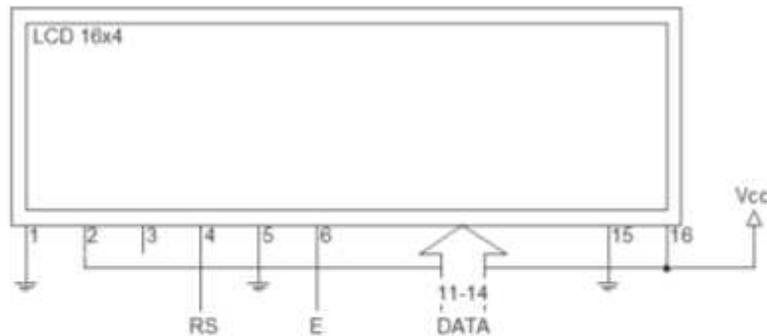
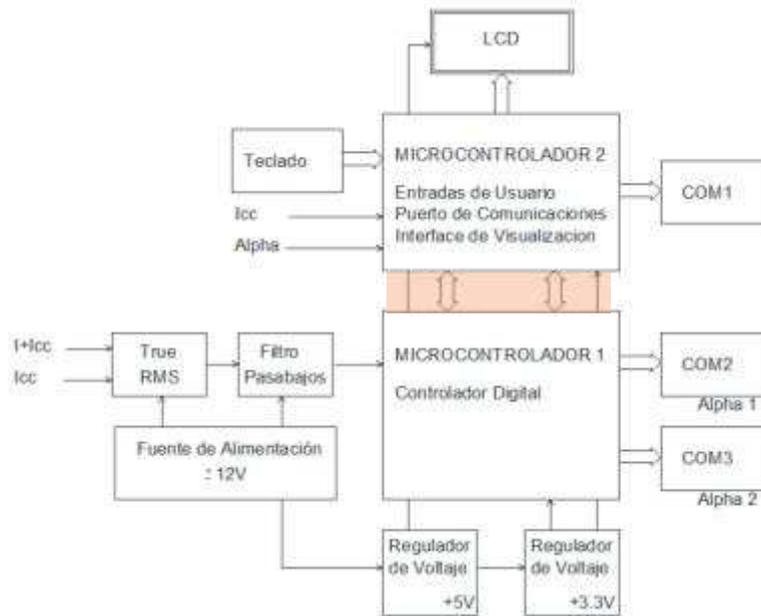


Figura 2.36 Conexión del LCD 16x4

Debido a que el manejo de la visualización de datos en el LCD es un proceso secuencial y lento que debe ser procesado por el microcontrolador. Se implementó un segundo microcontrolador con el algoritmo de control para que la velocidad de ejecución del algoritmo sobre la corriente circulante no sea dependiente del sistema de visualización.

La forma más eficiente de transmitir la información de los puntos de consigna del microcontrolador encargado de la adquisición de los valores de voltaje en los potenciómetros y el control de la interfaz HMI; y el microcontrolador que realiza el algoritmo de control, es por medio de comunicación paralela de tal manera que la actualización de un valor de consigna consiste en solo un ciclo de máquina.

2.3.2 COMUNICACIÓN PARALELA



La transferencia de datos entre el microcontrolador del HMI, y el microcontrolador que realiza el algoritmo de control, se realiza vía comunicación paralela que ocupa únicamente un ciclo de máquina para la actualización de las variables. Esto convierte al protocolo de comunicación paralela en un método eficiente cuando se realizan procesos altamente dependientes del tiempo de ejecución del programa, como en este caso el controlador de corriente. La comunicación implementada consiste en un bus de datos de 8 bits, un bus de dirección de 3 bits y un bit de habilitación de lectura o escritura. La Figura 2.37 se muestra la topología de la comunicación paralela utilizada en el controlador de corriente.

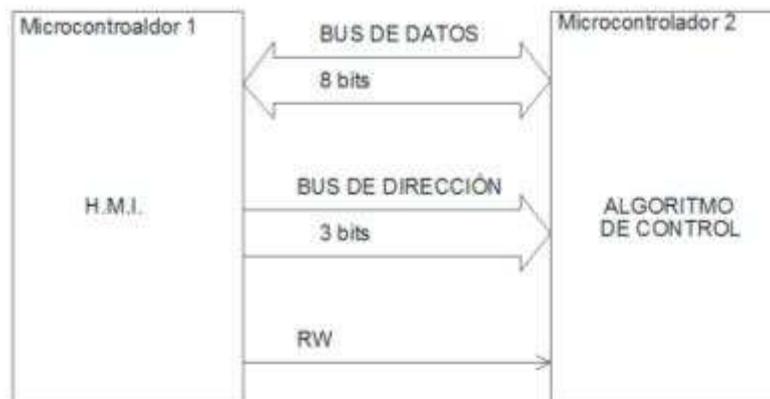


Figura 2.37 Topología de comunicación paralela

La línea de habilitación de lectura-escritura se encarga de activar una interrupción en el microcontrolador que realiza el algoritmo de control para indicar que se va a iniciar la comunicación. Una vez que la interrupción ocurre, el pin se mantiene en bajo durante el tiempo de transmisión de los datos, el microcontrolador que realiza la adquisición de los puntos de consigna escribe en el bus de dirección indicando que variable se va a actualizar. El microcontrolador de control lee el bus de dirección y según la información adquirida se encarga de escribir o leer en el bus de datos las variables que van a ser actualizadas. La trama utilizada para protocolo de comunicaciones tanto para la lectura como para la escritura de datos se muestra en la Figura 2.38

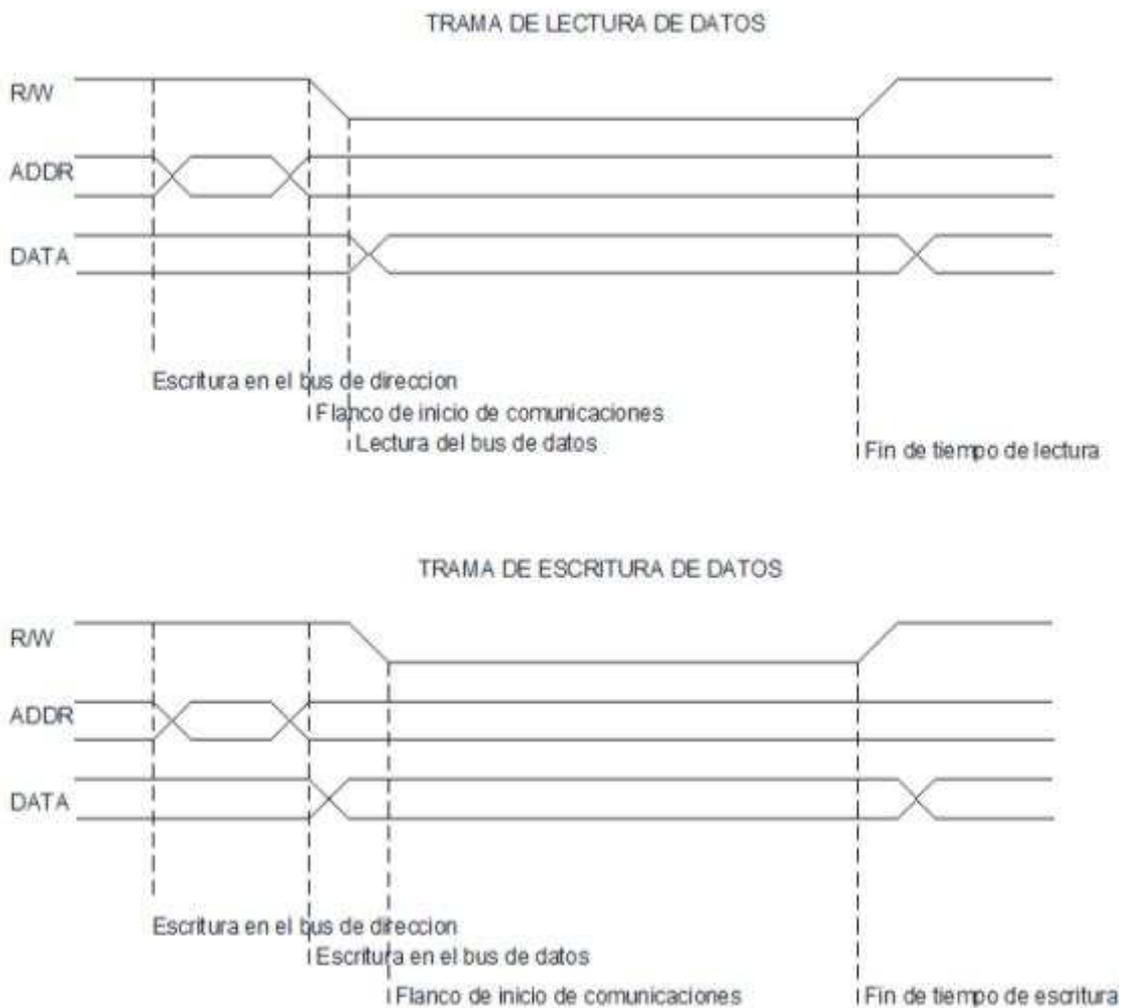
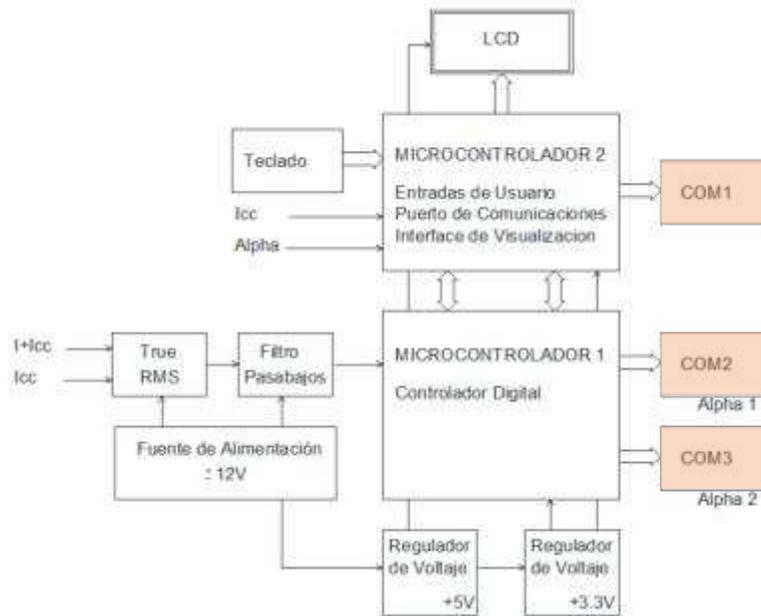


Figura 2.38 Trama de comunicaciones para la comunicación paralela

2.3.3 COMUNICACIÓN SERIAL



2.3.3.1 Puertos EIA-232 modificados

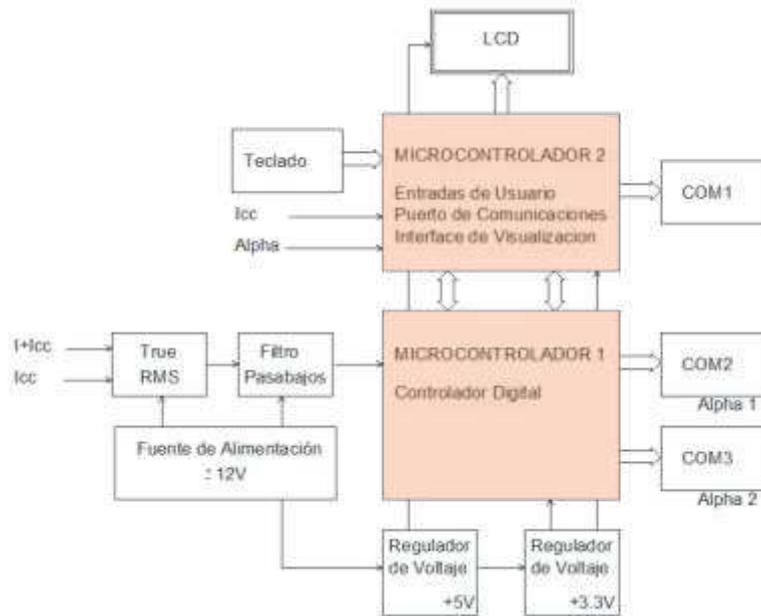
El algoritmo de control regresa como resultado el valor del ángulo de disparo para cada convertidor trifásico. Este valor se envía por medio del puerto de comunicación en modo serial hacia cada uno de los módulos de convertidor trifásico de seis pulsos totalmente controlado. Se utilizan conectores estándar DB9 hembra con el cable de la Figura 2.16.

El ángulo de disparo del convertidor 1 se envía por el puerto COM2 y el ángulo de disparo del convertidor 2 se envía por el COM3. Las señales de sincronismo para determinar el tiempo de muestreo se reciben por el COM2.

2.3.3.2 Puerto estándar EIA-232

Para futuro desarrollo de una mejor interfaz de usuario y comunicaciones con un computador o algún otro dispositivo que permita comunicación EIA-232 se ha implementado el hardware necesario para permitir la comunicación vía serial, a través del COM1 representado en el diagrama de bloques, con los niveles de voltaje adecuados proporcionados por un convertidor TTL a serial MAX232.

2.3.4 SISTEMA MICROPROCESADO



El sistema microprocesado consiste en dos microcontroladores: el microcontrolador 1 permite la adquisición de los puntos de consigna que determine el usuario, la interfaz de visualización y maneja el protocolo de comunicación paralela para la actualización de los datos de ángulo de disparo y el set point de corriente circulante

El microcontrolador 2 se encarga de ejecutar el algoritmo de control, adquirir el tiempo de muestreo, medir los valores de la corriente circulante del sistema y en base a esos datos actualizar el valor del ángulo de disparo de los dos convertidores AC/DC de seis pulsos por medio de los puertos de comunicación serial COM2 y COM3.

La selección de los microcontroladores 1 y 2 se hizo en base a los requerimientos necesarios según la cantidad de puertos de entrada-salida necesarios y la velocidad que se necesita para el procesamiento.

2.3.4.1 Microcontrolador 1

La adquisición de datos por parte del microcontrolador 1 se realiza por medio de interrupciones. Pero se debe considerar que las interrupciones tienen prioridades además el tiempo de ejecución del algoritmo de control se debe ejecutar lo más rápido posible. Estos dos requerimientos llevaron a la selección de un microcontrolador de 8bits de la familia XMEGA de ATMEL que puede ejecutar 32MIPS y permite determinar la prioridad de las interrupciones. Se escoge el microcontrolador ATxmega16A4, en la Figura 2.39 se muestra el diagrama de pines del microcontrolador escogido.

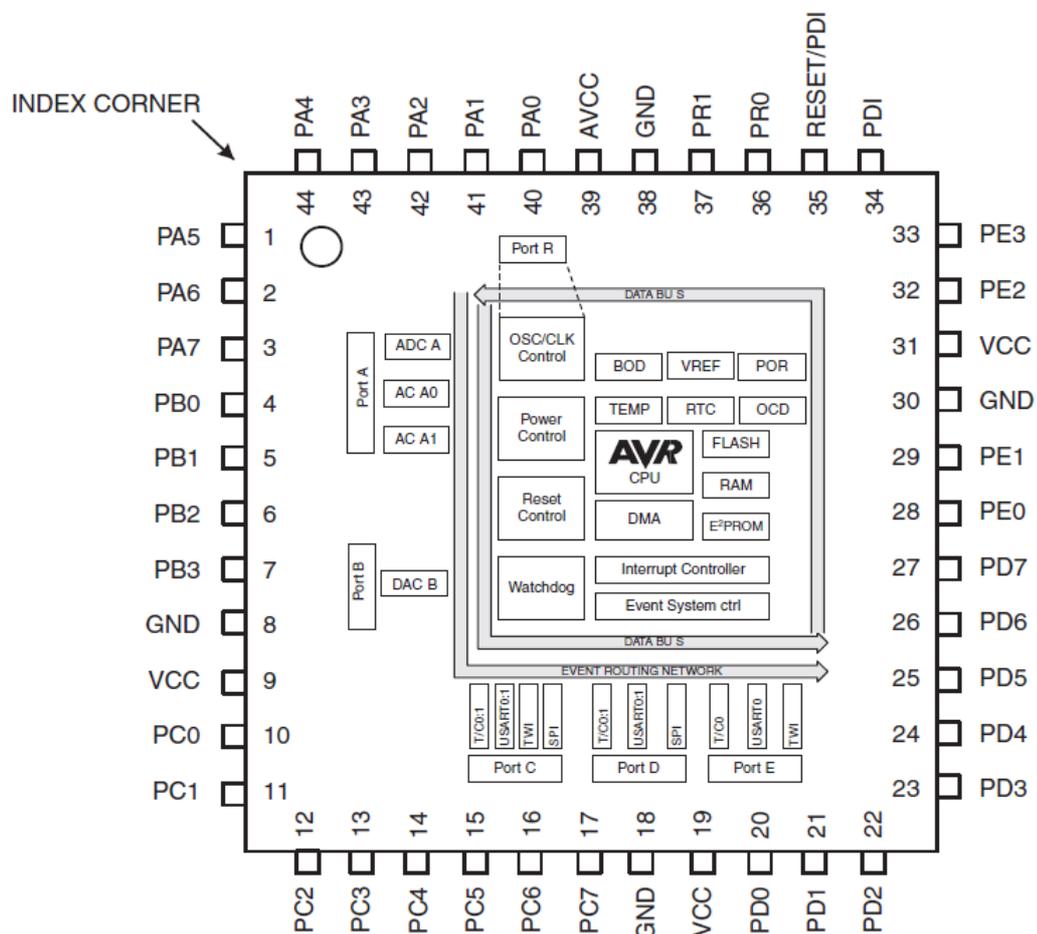


Figura 2.39 Diagrama de pines del ATxmega16A4

A continuación se describe la utilización de los pines y la interconexión con los demás bloques del módulo de control de corriente circulante.

2.3.4.1.1 Puertos de entrada y salida de microcontrolador 1

En la Tabla 13 se indica el resumen de los pines necesitados de acuerdo a las variables de entrada y salida.

Nombre de la Variable		Descripción	Tipo I/O	N° Pines	Pin del uC
		<i>Entrada de referencia de voltaje</i>	<i>Análoga / I</i>	1	<i>PA0</i>
<i>I1</i>		<i>Sensor de corriente 1</i>	<i>Análoga / I</i>	1	<i>PA1</i>
<i>I2</i>		<i>Sensor de corriente 2</i>	<i>Análoga / I</i>	1	<i>PA2</i>
<i>Cable_1</i>		<i>Indicador de conexión de COM2</i>	<i>Digital / I</i>	1	<i>PC0</i>
<i>Cable_2</i>		<i>Indicador de conexión de COM3</i>	<i>Digital / I</i>	1	<i>PC4</i>
<i>Bus_in / Bus_out</i>	<i>Bus.0</i>	<i>Bus de datos</i>	<i>Digital I/O</i>	8	<i>PD0</i>
	<i>Bus.1</i>				<i>PD1</i>
	<i>Bus.2</i>				<i>PD2</i>
	<i>Bus.3</i>				<i>PD3</i>
	<i>Bus.4</i>				<i>PD4</i>
	<i>Bus.5</i>				<i>PD5</i>
	<i>Bus.6</i>				<i>PD6</i>
	<i>Bus.7</i>				<i>PD7</i>
<i>Addr</i>	<i>Addr.0</i>	<i>Bus de dirección</i>	<i>Digital / I</i>	4	<i>PE0</i>
	<i>Addr.1</i>				<i>PE1</i>
	<i>Addr.2</i>				<i>PE2</i>
	<i>Addr.3</i>				<i>PE3</i>
<i>Indicator</i>		<i>Indicador de funcionamiento</i>	<i>Digital / O</i>	1	<i>PB0</i>
<i>Total pines de entrada / salida</i>				18	

Tabla 13 Resumen de variables de entrada

2.3.4.1.2 Puerto de comunicaciones de microcontrolador 1

En la Tabla 14 se presentan los pines necesarios para poder realizar la comunicación serial.

Nombre de la Variable	Descripción	Tipo	N° Pines	Pin del uC
<i>Rx1</i>	<i>Pin de recepción de datos 1</i>	<i>Digital</i>	<i>1</i>	<i>PC2</i>
<i>Tx1</i>	<i>Pin de transmisión de datos 1</i>	<i>Digital</i>	<i>1</i>	<i>PC3</i>
<i>Rx2</i>	<i>Pin de transmisión de datos 2</i>	<i>Digital</i>	<i>1</i>	<i>PC6</i>
<i>Tx2</i>	<i>Pin de transmisión de datos 2</i>	<i>Digital</i>	<i>1</i>	<i>PC7</i>

<i>Total pines de puerto de comunicaciones</i>	<i>4</i>
--	----------

Tabla 14 Pines para puerto de comunicaciones

2.3.4.1.3 Componentes adicionales de microcontrolador 1

El conteo final de pines se muestra en la Tabla 15.

Variable	Descripción	Tipo	N° Pines
<i>Entrada / Salida</i>	<i>Parámetros de entrada</i>	<i>Digital/Analógica</i>	<i>18</i>
<i>Comunicaciones</i>	<i>Puerto de comunicaciones serial</i>	<i>Digital</i>	<i>4</i>
<i>Master Reset</i>	<i>Pulsador de reinicio del sistema</i>	<i>Digital</i>	<i>1*</i>
<i>Polarización</i>	<i>Alimentación de voltaje DC</i>	<i>-</i>	<i>8</i>
<i>Programación</i>	<i>Puerto PDI</i>	<i>Digital</i>	<i>2</i>

<i>Conteo de pines mínimo de microcontrolador</i>	<i>32</i>
---	-----------

* El pin de reseteo se comparte con el puerto PDI

Tabla 15 Conteo mínimo de pines del microcontrolador

2.3.4.2 Microcontrolador 2

Para la interfaz implementada se utiliza un microcontrolador de 8 bits de la familia AVR de ATMEL con una velocidad de procesamiento de 20MIPS.

El microcontrolador escogido es un ATmega164PA, el diagrama de pines del microcontrolador se presenta en la Figura 2.40.

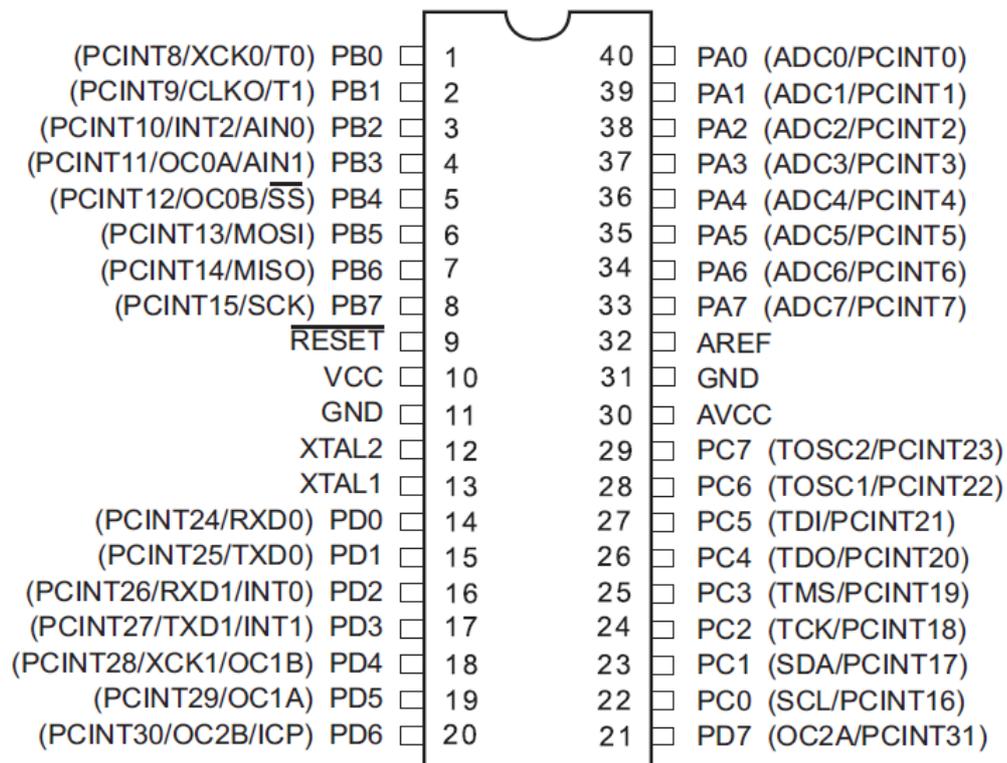


Figura 2.40 Diagrama de pines del ATxmega16A4

2.3.4.2.1 Puertos de entrada y salida de microcontrolador 2

En la Tabla 16 se muestra el resumen de los pines necesitados de acuerdo a las variables de entrada y salida.

Nombre de la Variable		Descripción	Tipo I/O	N° Pines	Pin del uC
<i>Led1</i>		<i>Indicador de funcionamiento</i>	<i>Digital / O</i>	<i>1</i>	<i>PB7</i>
<i>Rs</i>		<i>Selección del registro del LCD</i>	<i>Digital / O</i>	<i>1</i>	<i>PB5</i>
<i>E</i>		<i>Habilitación del LCD</i>	<i>Digital / O</i>	<i>1</i>	<i>PB4</i>
<i>DB4</i>		<i>Datos del LCD</i>	<i>Digital / O</i>	<i>1</i>	<i>PB3</i>
<i>DB5</i>		<i>Datos del LCD</i>	<i>Digital / O</i>	<i>1</i>	<i>PB2</i>
<i>DB6</i>		<i>Datos del LCD</i>	<i>Digital / O</i>	<i>1</i>	<i>PB1</i>
<i>DB7</i>		<i>Datos del LCD</i>	<i>Digital / O</i>	<i>1</i>	<i>PB0</i>
<i>Bus_in / Bus_out</i>	<i>Bus.0</i>	<i>Bus de datos</i>	<i>Digital I/O</i>	<i>8</i>	<i>PC0</i>
	<i>Bus.1</i>				<i>PC1</i>
	<i>Bus.2</i>				<i>PC2</i>
	<i>Bus.3</i>				<i>PC3</i>
	<i>Bus.4</i>				<i>PC4</i>
	<i>Bus.5</i>				<i>PC5</i>
	<i>Bus.6</i>				<i>PC6</i>
	<i>Bus.7</i>				<i>PC7</i>
<i>Addr</i>	<i>Addr.0</i>	<i>Bus de dirección</i>	<i>Digital / O</i>	<i>4</i>	<i>PA7</i>
	<i>Addr.1</i>				<i>PA6</i>
	<i>Addr.2</i>				<i>PA5</i>
	<i>Addr.3</i>				<i>PA4</i>
<i>Current</i>		<i>Señal de set-point de corriente</i>	<i>Análoga / I</i>	<i>1</i>	<i>PA0</i>
<i>Angle</i>		<i>Señal de set-point de alfa</i>	<i>Análoga / I</i>	<i>1</i>	<i>PA1</i>
<i>Btn_4</i>		<i>pulsador 4</i>	<i>Digital / I</i>	<i>1</i>	<i>PD7</i>
<i>Btn_3</i>		<i>pulsador 3</i>	<i>Digital / I</i>	<i>1</i>	<i>PD6</i>
<i>Btn_2</i>		<i>pulsador 2</i>	<i>Digital / I</i>	<i>1</i>	<i>PD5</i>
<i>Btn_1</i>		<i>pulsador 1</i>	<i>Digital / I</i>	<i>1</i>	<i>PD4</i>
		<i>Interrupción de teclado</i>	<i>Digital / I</i>	<i>1</i>	<i>PD3</i>
<i>Btn_ok</i>		<i>Botón de aceptar</i>	<i>Digital / I</i>	<i>1</i>	<i>PD2</i>

Tabla 16 Resumen de variables de entrada

2.3.4.2.2 Puerto de comunicaciones de microcontrolador 2

En la Tabla 17 se presentan los pines necesarios para poder realizar la comunicación serial.

Nombre de la Variable	Descripción	Tipo	N° Pines	Pin del uC
<i>Rx</i>	<i>Pin de recepción de datos</i>	<i>Digital</i>	<i>1</i>	<i>PD0</i>
<i>Tx</i>	<i>Pin de transmisión de datos</i>	<i>Digital</i>	<i>1</i>	<i>PD1</i>
<i>Total pines de puerto de comunicaciones</i>			<i>2</i>	

Tabla 17 Pines para puerto de comunicaciones

2.3.4.2.3 Componentes adicionales de microcontrolador 2

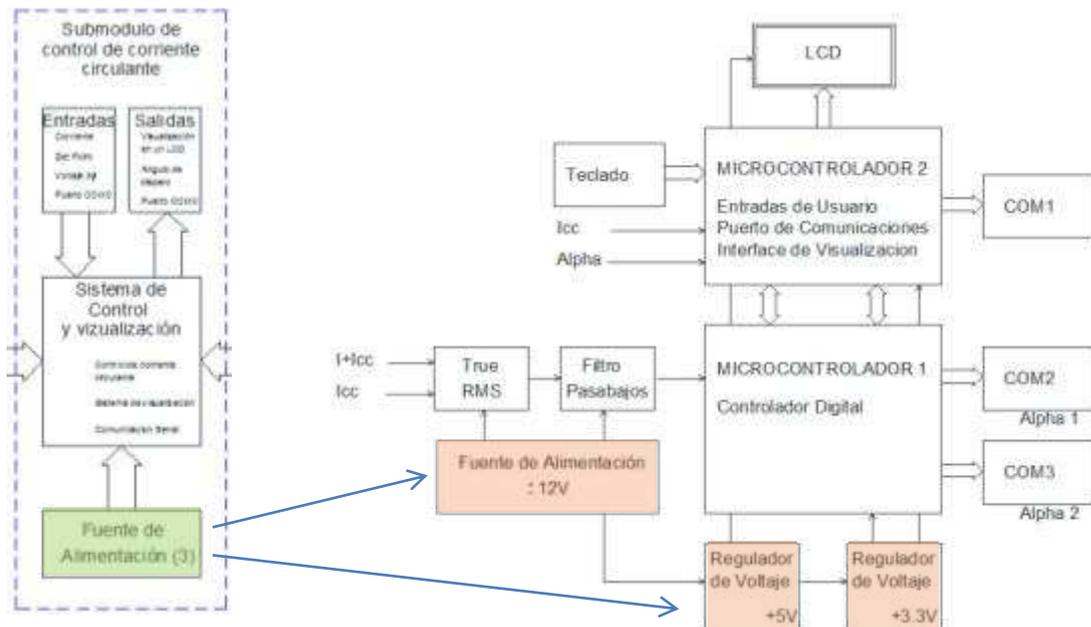
El conteo final de pines se muestra en la Tabla 18.

Variable	Descripción	Tipo	N° Pines
<i>Entrada / Salida</i>	<i>Parámetros de entrada</i>	<i>Digital/Analógica</i>	<i>27</i>
<i>Comunicaciones</i>	<i>Puerto de comunicaciones serial</i>	<i>Digital</i>	<i>2</i>
<i>Master Reset</i>	<i>Pulsador de reinicio del sistema</i>	<i>Digital</i>	<i>1</i>
<i>Polarización</i>	<i>Alimentación de voltaje DC</i>	<i>-</i>	<i>5</i>
<i>XTAL</i>	<i>Cristal externo</i>	<i>-</i>	<i>2</i>
<i>Conteo de pines mínimo de microcontrolador</i>			<i>37</i>

Tabla 18 Conteo mínimo de pines del microcontrolador

Con los microcontroladores seleccionados y las variables descritas en cada uno de los pines se realiza los algoritmos de control.

2.3.5 FUENTE DE ALIMENTACIÓN (3)



El circuito utilizado para las fuentes de alimentación se muestra en la Figura 2.41. Los valores de los capacitores se seleccionan en base a las recomendaciones de los respectivos fabricantes. [22] [23]

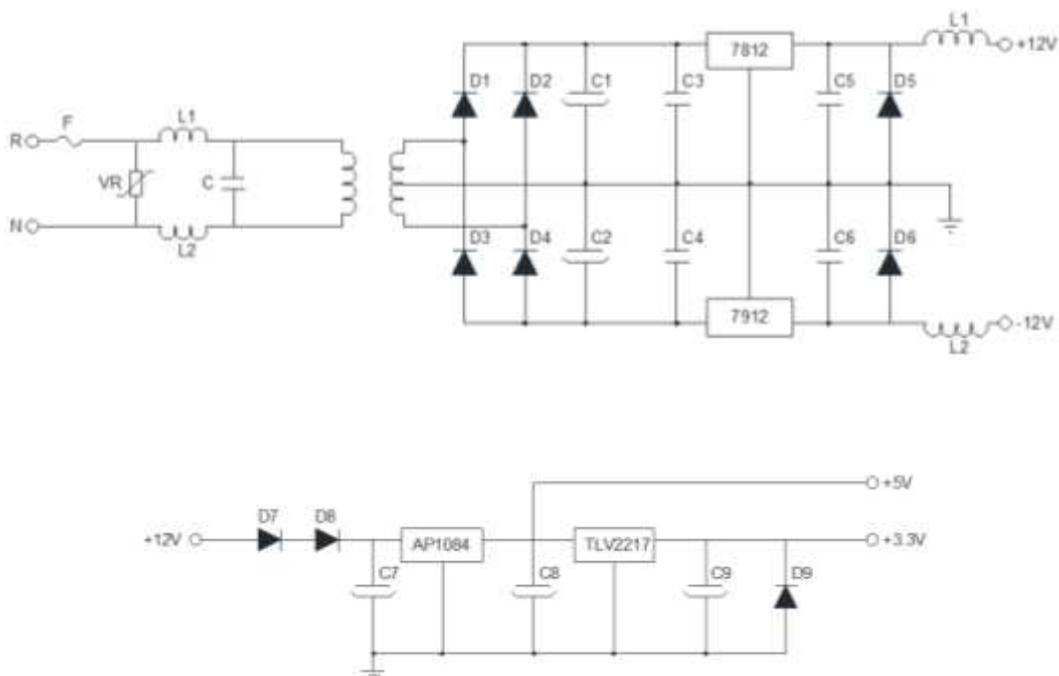


Figura 2.41 Fuente de alimentación del submódulo de control de corriente circulante

2.4 DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL REACTOR DE INTERFAZ

El diseño del reactor de interfaz pone énfasis tener el menor rizado posible en la corriente circulante para esto se aumenta el valor del $\frac{di}{dt}$ de la inductancia con la finalidad de tener la menor cantidad de rizado en la corriente. Además esto facilita la medida de los valores de corriente al tener un valor de corriente más estable a la entrada de los sensores de corriente.

2.4.1 CORRIENTE MÁXIMA

La corriente máxima que se obtiene en el funcionamiento del convertidor dual es de 4.167A como se calculó en 2.2.3.1 Dimensionamiento de los tiristores de potencia Considerando un rizado máximo permisible de 1A como parámetro inicial para el diseño del reactor de interfaz se tiene que la corriente máxima de funcionamiento será de 5A. El máximo valor de rizado de la corriente se obtiene a partir de la Ecuación 1.9 aplicando la definición de la primera derivada.

$$f(\omega t) = \left(\sin \left(\omega t - \frac{\pi}{6} \right) - \sin(\alpha) \right)$$

$$f'(\omega t) = \cos \left(\frac{\pi}{6} - \omega t \right)$$

Ecuación 2.7

De la Ecuación 2.7 se tiene que el máximo valor que puede tomar la función es 1 independientemente del ángulo de disparo. La corriente se limita por el factor que multiplica a la función periódica de la Ecuación 1.9. El voltaje máximo es un valor constante, por lo que la inductancia L es la que define rizado de la corriente.

2.4.2 DISEÑO DE LA INDUCTANCIA EQUIVALENTE [24] [25]

Para obtener un rizado máximo de 1A, a partir de la definición de la Figura 2.42 y la Ecuación 2.8 se calcula la corriente eficaz que debe circular por el inductor de potencia.

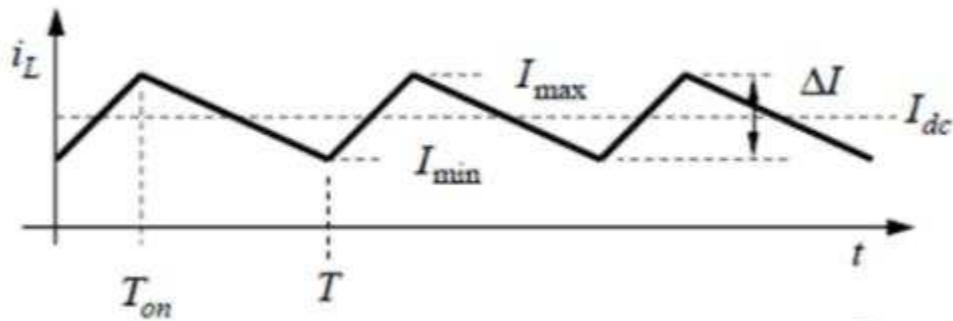


Figura 2.42 Corriente sobre el inductor de potencia [25]

$$I_{rms}^2 = I_{dc}^2 + \frac{1}{12} \Delta I^2$$

Ecuación 2.8

$$I_{rms}^2 = (5A)^2 + \frac{1}{12} (1A)^2$$

$$I_{rms} = 5.008A$$

El valor del inductor para mantener la corriente circulante con un rizado estable se calcula a partir de la Ecuación 1.9.

$$i_{cc} = \frac{3 V_{max}}{\omega L} \left(\sin \left(\omega t - \frac{\pi}{6} \right) - \sin(\alpha) \right)$$

Para la condición de máximo voltaje

$$L = \frac{3(127\sqrt{2})}{120\pi(5.008)} \left(\sin \left(\omega t - \frac{\pi}{6} \right) \right)$$

Aplicando el criterio de la primera derivada

$$L = 0.2858047 \left(\cos \left(\frac{\pi}{6} - \omega t \right) \right)$$

$$L = 285mH$$

Para la construcción y para asegurar un rizado mucho menor se construyen cuatro bobinas. El diseño de los inductores debe considerar que al someter a un inductor a una corriente continua las pérdidas en el bobinado se relacionan directamente al calibre del alambre y la longitud. Estos parámetros son limitados de acuerdo a la geometría del núcleo y las consideraciones térmicas del mismo. La temperatura se relaciona directamente con la corriente eficaz por medio de la Ecuación 2.9 y la Ecuación 2.10. En la Figura 2.43 se detallan los parámetros importantes del conductor que se va a utilizar para la construcción de las bobinas

$$\frac{I_{rms}}{A_{bw}} \leq J_{max} \quad \text{Ecuación 2.9}$$

$$d_{bw} > \sqrt{\frac{4I_{rms}}{\pi J_{max}}} \quad \text{Ecuación 2.10}$$

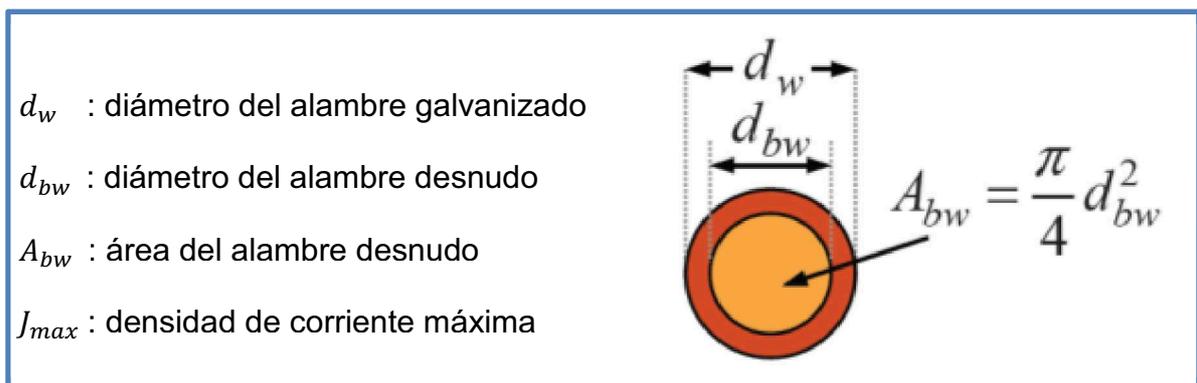


Figura 2.43 Descripción del conductor

Para el diseño de inductores de potencia en corriente continua se considera un flujo de corriente de $5 \frac{A}{mm^2}$. Reemplazando en la Ecuación 2.10 se obtiene.

$$d_{bw} > \sqrt{\frac{4(5.008A)}{5\pi \frac{A}{mm^2}}}$$

$$d_{bw} > 1.129mm$$

De la Tabla 19 con el diámetro calculado se selecciona el calibre del alambre

Calibre	Alambre Desnudo		Capa Sencilla ⁽¹⁾			Capa Doble			Máxima Tensión de Embobinado ⁽²⁾	Resistencia D.C. a 20°C	Capacidad de Corriente ⁽³⁾ (A)	
	Diámetro Nominal	Peso Total Aprox.	Mínimo Incremento	Máximo Diámetro	Longitud Aproximada	Mínimo Incremento	Máximo Diámetro	Longitud Aproximada			Ohm/km	155°C
AWG	mm	kg/km	mm	mm	m/kg	mm	mm	m/kg	kg			
6	4,115	118,23	-	-	-	0,091	4,244	8,4	79,5	1,296	87	131
7	3,665	93,79	-	-	-	0,089	3,787	10,6	63,1	1,634	69	104
8	3,264	74,39	-	-	-	0,089	3,383	13,3	50,0	2,060	55	83
9	2,906	58,96	-	-	-	0,086	3,023	16,8	39,7	2,599	44	65
10	2,588	46,76	-	-	-	0,086	2,703	21,2	31,5	3,278	35	52
11	2,304	37,06	-	-	-	0,084	2,416	26,7	24,9	4,135	27	41
12	2,052	29,40	-	-	-	0,081	2,159	33,6	19,8	5,213	22	33
13	1,829	23,36	-	-	-	0,081	1,935	42,2	15,7	6,562	17	26
14	1,628	18,51	0,041	1,692	53,5	0,081	1,732	53,1	12,4	8,283	14	21
15	1,450	14,88	0,038	1,509	67,4	0,078	1,549	66,0	9,87	10,44	11	16
16	1,290	11,62	0,036	1,349	85,1	0,074	1,384	84,4	7,82	13,19	8,6	13
17	1,151	9,25	0,036	1,207	106,9	0,071	1,240	105,9	6,22	16,57	6,8	10
18	1,024	7,32	0,033	1,077	135,0	0,066	1,110	133,7	4,92	20,93	5,4	8,1
19	0,912	5,81	0,030	0,963	170,0	0,064	0,993	168,2	3,91	26,39	4,3	6,4
20	0,813	4,62	0,030	0,864	213,7	0,061	0,892	211,3	3,10	33,21	3,4	5,1
21	0,724	3,66	0,028	0,770	269,2	0,056	0,800	266,0	2,46	41,88	2,7	4,1
22	0,643	2,89	0,028	0,686	341,1	0,053	0,714	336,7	1,94	53,09	2,1	3,2
23	0,574	2,30	0,025	0,617	427,0	0,051	0,643	421,1	1,55	66,63	1,7	2,6
24	0,511	1,82	0,025	0,551	538,8	0,048	0,577	531,1	1,23	84,07	1,3	2,0
25	0,455	1,445	0,023	0,493	678,9	0,046	0,516	668,4	0,972	106,0	1,07	1,6
26	0,404	1,140	0,023	0,439	859,1	0,043	0,462	844,6	0,767	134,5	0,84	1,26
27	0,361	0,910	0,020	0,396	1076	0,041	0,419	1057	0,612	168,4	0,67	1,01
28	0,320	0,7150	0,020	0,356	1362	0,041	0,373	1337	0,481	214,4	0,53	0,79
29	0,287	0,5751	0,018	0,320	1695	0,038	0,338	1658	0,387	266,5	0,43	0,64
30	0,254	0,4505	0,018	0,284	2160	0,033	0,302	2110	0,303	340,3	0,33	0,50
31	0,226	0,3586	0,015	0,254	2725	0,030	0,274	2653	0,240	429,8	0,26	0,40
32	0,203	0,2877	0,015	0,231	3367	0,028	0,249	3279	0,194	532,7	0,21	0,32
33	0,180	0,2292	0,013	0,206	4274	0,025	0,224	4149	0,152	677,5	0,17	0,25
34	0,160	0,1787	0,013	0,183	5405	0,023	0,198	5263	0,120	857,5	0,13	0,20
35	0,142	0,1408	0,010	0,163	6849	0,023	0,178	6667	0,0947	1089	0,105	0,16
36	0,127	0,1126	0,010	0,147	8621	0,020	0,160	8333	0,0758	1361	0,083	0,13
37	0,114	0,09074	0,010	0,135	10638	0,018	0,145	10309	0,0610	1689	0,068	0,101
38	0,102	0,07264	0,008	0,119	13514	0,018	0,130	12987	0,0489	2110	0,053	0,080
39	0,089	0,05531	0,008	0,104	17544	0,015	0,114	16949	0,0372	2771	0,041	0,061
40	0,079	0,04358	0,008	0,094	22222	0,013	0,102	21739	0,0293	3517	0,032	0,048

Tabla 19 Características alambres magneto redondos [26]

La restricción de la corriente eficaz con respecto al flujo máximo se realiza para asegurar que el conductor seleccionado será capaz de soportar la corriente dimensionada para el flujo estimado.

$$\frac{I_{rms}}{A_{bw}} \leq J_{max}$$

Reemplazando el área del conductor

$$\frac{4I_{rms}}{\pi d_{bw}^2} \leq J_{max}$$

$$\frac{4(5.056A)}{\pi(1.29mm)^2} \leq J_{max}$$

$$4.99 \leq J_{max}$$

El flujo máximo estimado tiene un valor de $5 \frac{A}{mm^2}$ por lo que la restricción de la corriente eficaz se satisface.

2.4.2.1 Selección de la geometría del núcleo

La geometría del núcleo se dimensiona para obtener el valor deseado de inductancia con el menor tamaño posible sin saturar el núcleo.

De la Tabla 20 se escoge el núcleo tipo E debido a su bajo costo en el bobinado, la facilidad para la construcción y ensamblaje en conjunto con una buena disipación de calor.

	Toroid	Shapes			Pot Cores			
		E	EC, ETD, EER	ER, Planar	PD	Pot Core	DS, RM	EP
Core Cost	Very Low	Low	Medium	Medium	High	High	High	Medium
Bobbin Cost	None	Low	Medium	None	High	Low	Low	High
Winding Cost	High	Low	Low	Low	Low	Low	Low	Low
Winding Flexibility	Fair	Excellent	Excellent	Poor	Good	Good	Excellent	Good
Assembly Difficulty	Simple	Simple	Simple	Medium	Moderate	Simple	Moderate	Moderate
Mounting Flexibility	Poor	Fair	Fair	Poor	Fair	Good	Good	Good
Heat Dissipation	Good	Good	Good	Excellent	Good	Poor	Excellent	Poor
Shielding	Excellent	Poor	Poor	Poor	Good	Excellent	Good	Excellent

Tabla 20 Cuadro comparativo de la geometría de distintos núcleos [27]

La geometría y las dimensiones del núcleo seleccionado se muestran en la Figura 2.44.

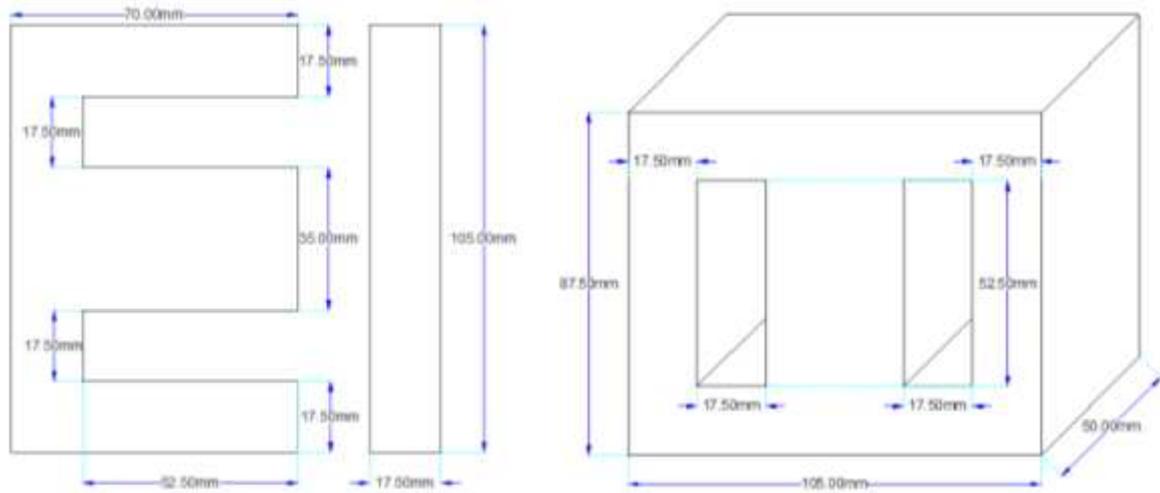


Figura 2.44 Geometría y dimensiones del núcleo

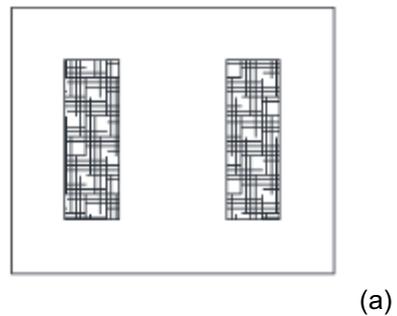
En la Tabla 21 se muestra las dimensiones necesarias del núcleo para calcular la inductancia.

De la Figura 2.45 se definen los siguientes parámetros

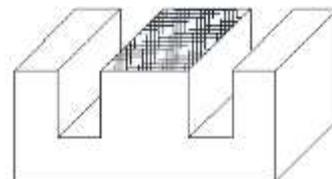
A_b : Área de ventana (a)

A_e : Sección del núcleo (b)

ℓ_e : Longitud media



(a)



(b)

Figura 2.45 Secciones del núcleo

Tabla 21 Dimensiones características del núcleo

A partir de la Figura 2.44 y las definiciones de la Tabla 21 se calcula los parámetros que caracterizan la geometría del núcleo.

$$A_b = 17.5\text{mm} \times 52.5\text{mm} = 918.75\text{mm}^2$$

$$A_e = 35\text{mm} \times 50\text{mm} = 1750\text{mm}^2$$

$$\ell_e = 87.5\text{mm} \times 2 + 105\text{mm} - 17.5\text{mm} - \frac{17.5\text{mm}}{2} - \frac{35\text{mm}}{2} = 236.25\text{mm}$$

$$A_{dw} = \frac{\pi(1.29\text{mm})^2}{4} = 1.307\text{mm}^2$$

2.4.2.2 Restricción del número de espiras

El número de espiras se calcula con las restricciones de la Ecuación 2.11.

$$A_b \geq \frac{N I_{rms}}{k_w J_{max}} \quad \text{Ecuación 2.11}$$

Aplicando la Ecuación 2.11 que restringe el número de espiras respecto a la ventana y con un factor de utilización k_w del cincuenta por ciento (50%) se calcula el número máximo de espiras.

$$\frac{A_b k_w J_{max}}{I_{rms}} \geq N \quad \therefore N \leq \frac{918.75\text{mm}^2 \times 0.5 \times 5 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}}{5.056\text{A}} = 454.28 \text{ espiras}$$

2.4.2.3 Selección del material del núcleo [28]

El valor de la inductancia se calcula en base a la Ecuación 2.12 y con este valor se debe seleccionar el núcleo de acuerdo a la permeabilidad magnética requerida.

$$L = \mu_0 \mu_e \frac{N^2 A_e}{\ell_e} \quad \text{Ecuación 2.12}$$

$$L = \left(4\pi \times 10^{-7} \frac{\text{kg} \cdot \text{m}}{\text{s}^2 \text{A}^2}\right) (3000) \frac{(455^2)(1750\text{mm}^2)}{236.25\text{mm}}$$

$$L = 0.000192484 \mu_e \frac{\text{kg} \cdot \text{m}^2}{\text{s}^2 \text{A}^2}$$

Para una inductancia de $L = 285mH$

$$285mH = 0.000192484 \mu_e \frac{kg \cdot m^2}{s^2 A^2}$$

$$285mH = 0.000192484 \mu_e H$$

$$\mu_e = 1480.64$$

El tipo de material se escoge de acuerdo a las aplicaciones dadas por el fabricante en la Tabla 22.

APPLICATIONS	DESIRED PROPERTIES	PREFERRED MATERIALS	AVAILABLE SHAPES
Broadband Transformers	Low loss, high μ . Good frequency response.	J, W	Pot cores, toroids, E, U & I cores, RM, EP cores
Common Mode Chokes	Very high μ (permeability).	J, W	Toroids, E Cores
Converter and Inverter Transformers	Low losses, high saturation.	E, L, P, R, T	Toroids, E, U, & I cores, pot cores, RS cores, Planar cores
Differential Mode Inductors	Low losses, high temperature stability, good stability across load conditions.	E, P, R, T	Gapped Pot cores, EP cores, E-cores, RM cores, Planar cores, PQ cores
Narrow Band Transformers	Moderate Q, high μ , high stability.	E, J	Pot cores, toroids, RM, EP
Noise Filters	High μ , good frequency response.	J, W	Toroids
Power Inductors	Low losses at high flux densities and temperatures. High saturation. Good stability across load conditions.	E, L, P, R	Pot cores, E cores, PQ cores, RM cores, Planar cores
Power Transformers	High μ and low losses at high flux densities and temperatures. High saturation. Low exciting currents.	E, L, P, R, T	Ungapped pot cores, E, U & I cores, toroids, EP cores, RS cores, DS cores, PQ cores, Planar cores
Pulse Transformers	High μ , low loss, high B saturation.	J, W	Toroids
Telecom Inductors	Low losses, high temperature stability, good stability across load conditions.	E, P, R, T	Pot cores, EP cores, E cores, RM cores, Planar cores

Tabla 22 Tipo de material según la aplicación

El material del núcleo se escoge del tipo R al ser el valor de la permeabilidad el más cercano a los cálculos realizados. MAGNETICS INCORPORATED provee la información de la permeabilidad magnética de la composición tipo R como 2300μ [29].

Los núcleos que se consiguieron para la construcción tienen una permeabilidad de 1800μ que es menor al valor dado por el fabricante pero mayor a la permeabilidad mínima calculada por lo que se puede construir el reactor de interfaz sobre los núcleos disponibles.

2.5 IMPLEMENTACIÓN DEL MÓDULO DE LABORATORIO

2.5.1 CONEXIÓN DE LA MATRIZ DE INTERRUPTORES

El puente rectificador trifásico totalmente controlado de seis pulsos consiste en seis tiristores conectados en un puente rectificador. Los encapsulados de tiristores de la Figura 2.31 consisten en una rama de un puente, o dos tiristores, por ello se utilizan tres encapsulados en cada submódulo de convertidor AC/DC trifásico. En la Figura 2.46 se indica la configuración de terminales de los encapsulados de los SCR de potencia.

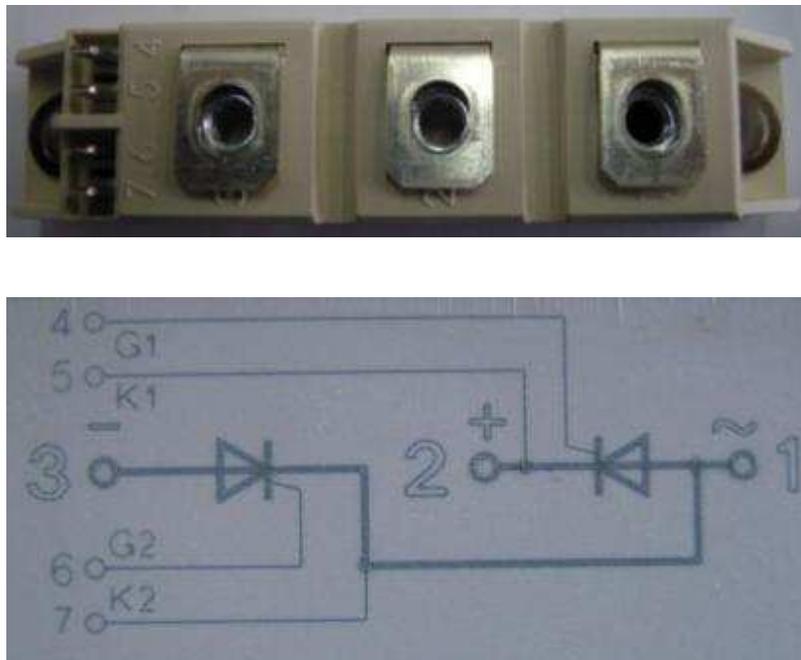


Figura 2.46 Terminales de los encapsulados de potencia SCR-SCR

A los terminales con el número 1 de cada rama del puente se conecta cada una de las fases de la red trifásica. Los terminales número 2 de los tres encapsulados se cortocircuitan y se obtiene de este punto la referencia positiva del voltaje rectificado. Los terminales número 3 se cortocircuitan e indican la referencia negativa del voltaje rectificado. A los terminales 4 y 6 se conectan las señales de control, cada una con la referencia a los terminales 5 y 7 respectivamente.

2.5.1.1 Montaje sobre el disipador

Para colocar el encapsulado sobre el disipador de voltaje se toma en cuenta las consideraciones y recomendaciones del fabricante [30]. El montaje final sobre el disipador se muestra en la Figura 2.47 y una descripción más detallada de las conexiones del puente se muestra en la Figura 2.48.



Figura 2.47 Montaje de los módulos de SCR sobre el disipador

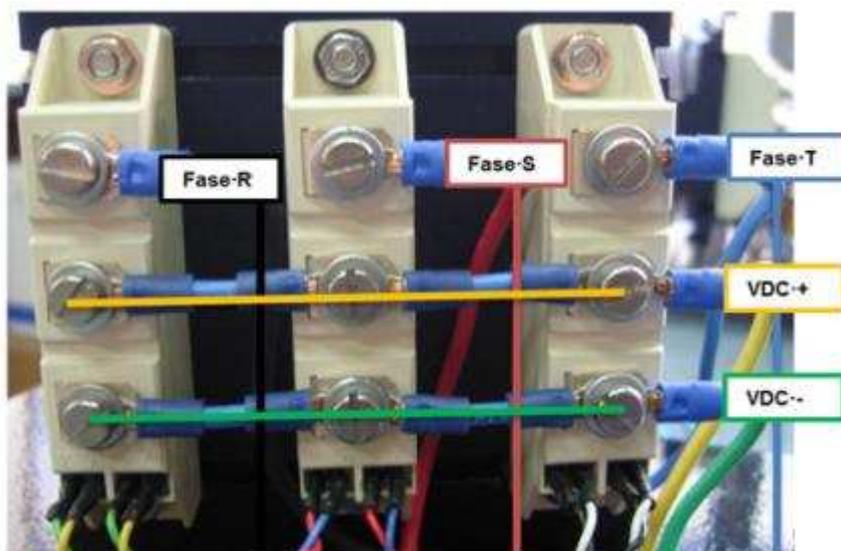


Figura 2.48 Conexión de los encapsulados

2.5.2 SUBMÓDULO DE CONVERTIDOR AC/DC TRIFÁSICO

El submódulo de convertidor implementado se muestra en la Figura 2.49.

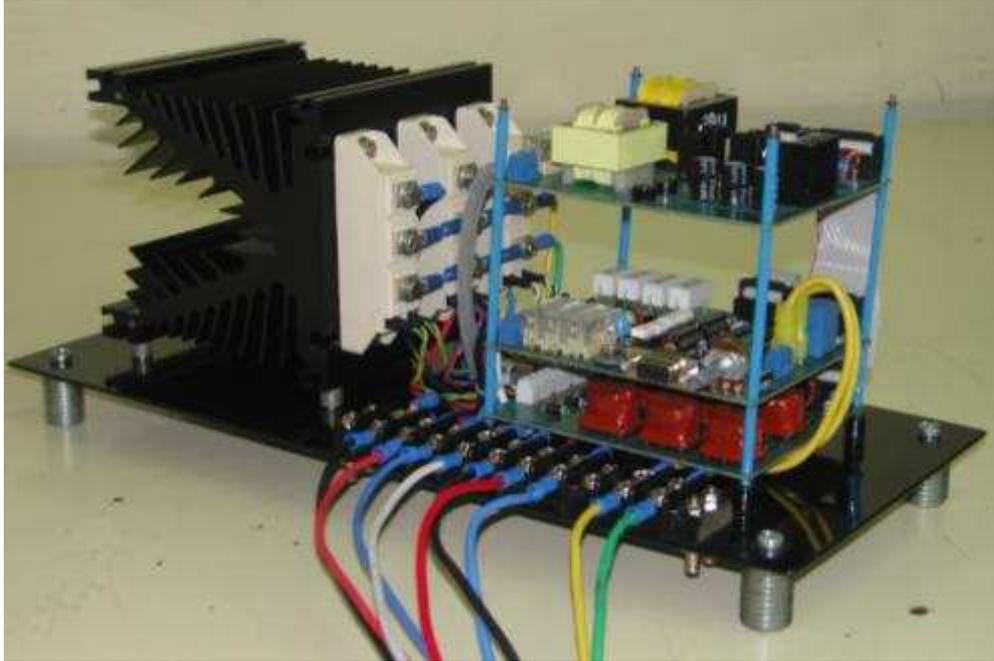


Figura 2.49 Módulo convertidor AC/DC

2.5.3 SUBMÓDULO DE CONTROL DE CORRIENTE CIRCULANTE

La implementación del submódulo de control de corriente circulante se muestra en la Figura 2.50.



Figura 2.50 Módulo de control de corriente circulante e interfaz con el usuario

CAPITULO 3

3 DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE SOFTWARE

El software encargado del manejo de la topología de convertidor dual trifásico en conjunto con el control de corriente circulante consiste en un sistema cuatro microcontroladores: dos ATMEGA88PA, un ATMEGA164PA y un XMEGA16A4.

Los microcontroladores de la familia megaAVR de 28 de pines se encargan del manejo del submódulo convertidor AC/DC trifásico, el controlador de la familia Xmega realiza el algoritmo principal de control, en conjunto con la medición de las corrientes existentes en el sistema. El microcontrolador megaAVR de 40 pines se encarga de la adquisición de los valores de consigna del sistema y de la interfaz de visualización hacia el usuario como se describió cuando se realizó la selección de los microcontroladores en el capítulo anterior.

3.1 SUBMÓDULO DEL CONVERTIDOR AC/DC TRIFÁSICO

Cada uno de los submódulos de conversor AC/DC trifásico consiste en un sistema microprocesado que se encarga de realizar el control sobre el ángulo de disparo de cada conversor con la variación de un potenciómetro. Esto permite utilizar a cada uno de los submódulos como un convertidor AC/DC trifásico de seis pulsos totalmente controlado.

Cuando se conecta el cable de comunicaciones al conector DB9 del submódulo de convertidor AC/DC, el sistema microprocesado detecta la conexión del cable y bloquea el potenciómetro de mando local permitiendo controlar el ángulo de disparo desde el submódulo de control de corriente circulante.

Además cada uno de los submódulos se encarga de detectar los cruces por cero de la red trifásica, detectar la existencia de voltaje en la red, y de generar el tren de pulsos que se utiliza para disparar la matriz de interruptores que constituye el convertidor AC/DC de seis pulsos. Para lo descrito anteriormente se utiliza el microcontrolador de la familia megaAVR de 8bits ATMEGA88PA a una velocidad de trabajo de 20MIPS.

3.1.1 GENERACIÓN DEL TREN DE PULSOS PARA EL CONTROL

Los pulsos de disparo que controlan los tiristores se generan a partir del análisis de las formas de onda de corriente en cada ramal de un convertidor AC/DC trifásico de seis pulsos. La Figura 1.7, Figura 1.8, y Figura 1.9 muestran como las corrientes de los tiristores se desplazan de acuerdo al ángulo de disparo.

Esta particularidad de la conducción se utiliza para generar una tabla que describe la conducción de los seis tiristores en un periodo de la señal sinusoidal. La Figura 3.1 presenta las formas de onda de la corriente en los tiristores.

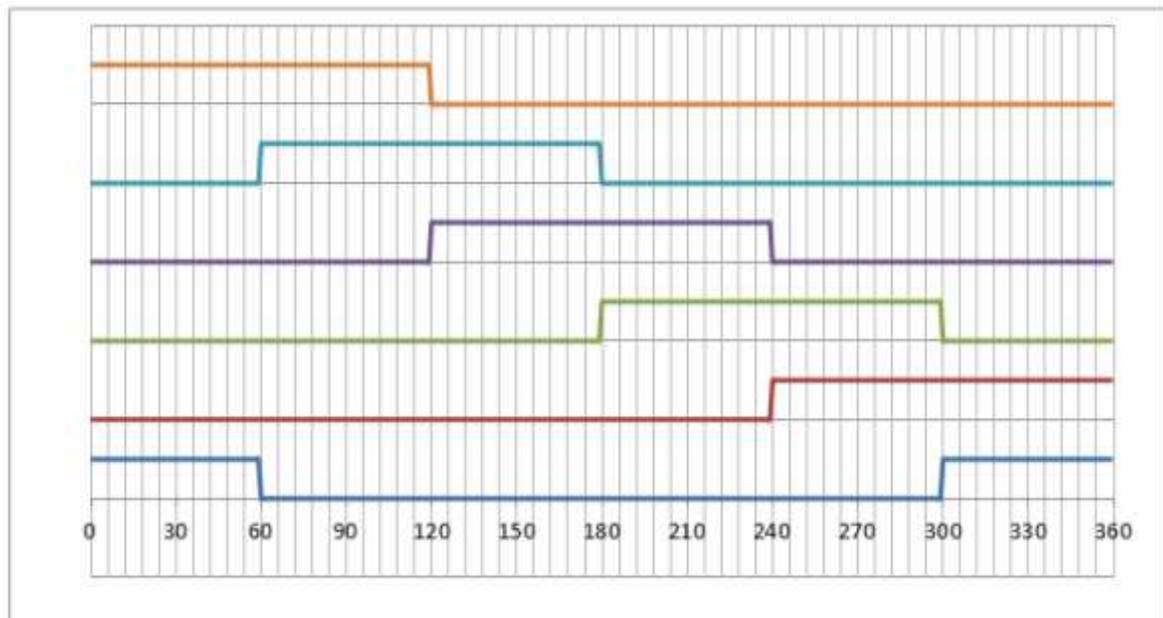


Figura 3.1 Formas de onda de corriente en los tiristores.

Las ondas de corriente de la Figura 3.1 al ser desplazadas en el tiempo de acuerdo al ángulo de disparo son suficientes para poder determinar el momento de encender cada uno de los tiristores constituyentes del convertidor. A partir de las formas de onda de corriente se puede generar los pulsos de disparo que controlaran la activación de los tiristores. Los pulsos generados se almacenan como una tabla de datos en la memoria de programa del microcontrolador.

Los pulsos generados para el control se muestran en la Figura 3.2

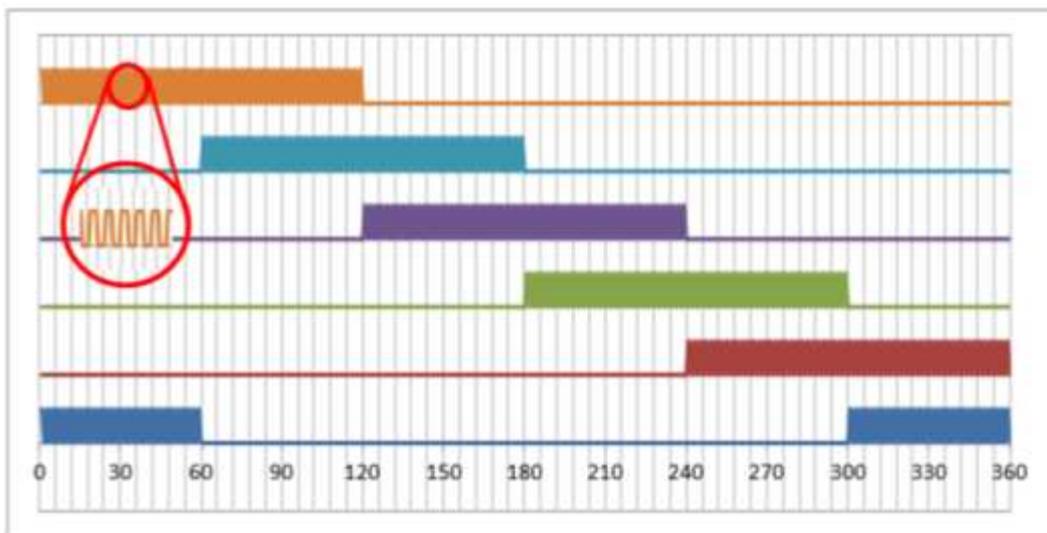


Figura 3.2 Tren de pulsos para el control

El tiempo en alto de cada pulso debe ser mayor al mínimo tiempo de energía que debe tener el terminal de disparo del SCR [30]. Los pulsos de disparo se realizan a una frecuencia de 10.87KHz como se describe en la Ecuación 2.2.

Los pulsos de la Figura 3.2 se generan en Excel y por medio de tablas que contienen la información de los pulsos de disparo se almacenan los pulsos de disparo en los registros de memoria del microcontrolador. Estas tablas son leídas por el programa principal desde un punto inicial que se determina por el ángulo de disparo.

3.1.2 DIAGRAMAS DE FLUJO DEL SOFTWARE IMPLEMENTADO

3.1.2.1 Subrutina del programa principal

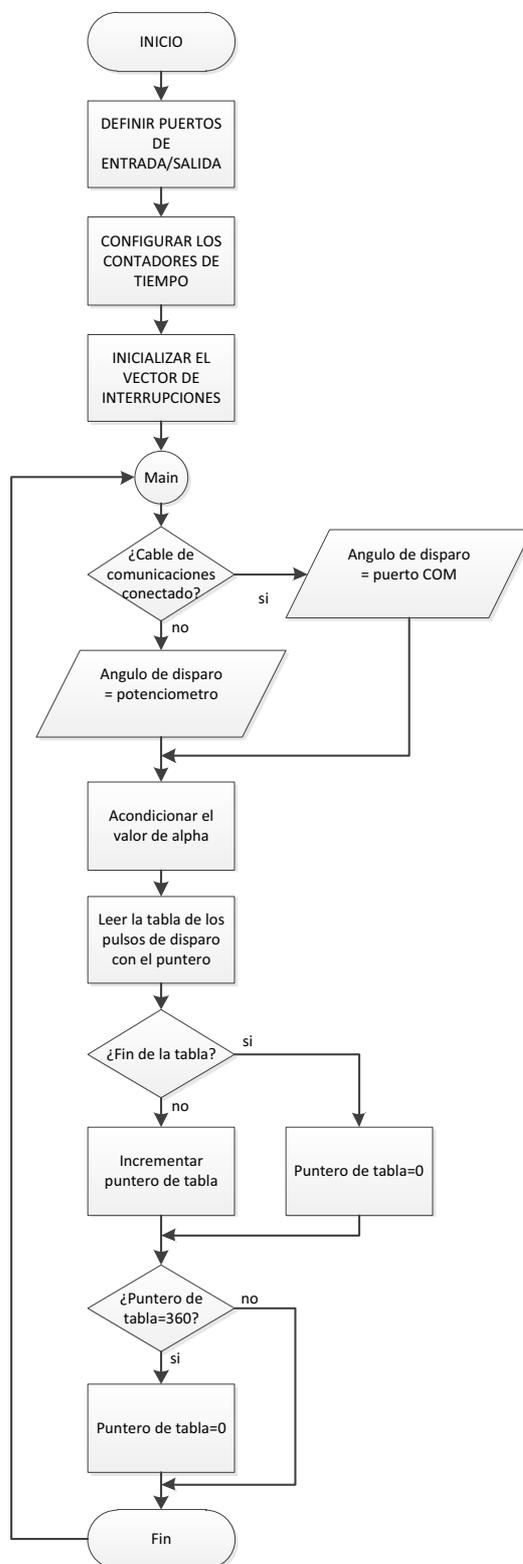


Figura 3.3 Diagrama de flujo del programa principal

3.1.2.1.1 Interrupciones del programa principal

Interrupción para la lectura del puerto de comunicación serial.

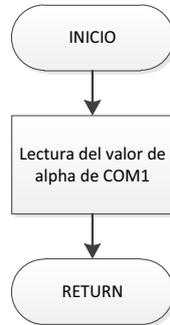


Figura 3.4 Subrutina de lectura del puerto COM

Interrupción para la detección de falla de fase o error general y envío de la señal de sincronismo al módulo de control de corriente circulante.

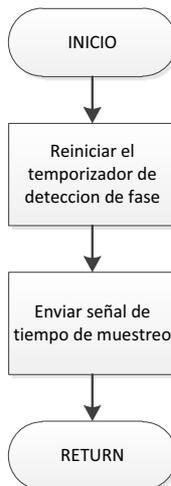


Figura 3.5 Subrutina de detección de fase y tiempo de muestreo

Interrupción que permite la actualización periódica de los estados lógicos que deben ir hacia el tren de pulsos

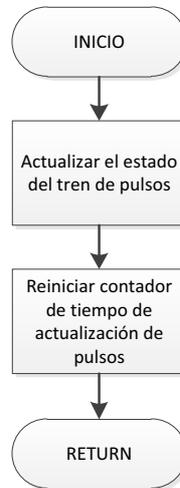


Figura 3.6 Subrutina de actualización de tren de pulsos

Cuando falta una fase de alimentación al sistema u ocurre un error general se envía a correr un lazo infinito que muestra el error.

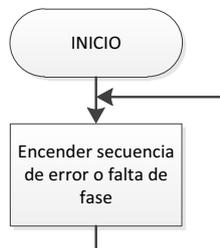


Figura 3.7 Subrutina de visualización de error

Una vez que ocurre un error en el sistema y se ingresa a la subrutina de error la única manera de salir del lazo infinito es con el pulsador que activa el reseteo externo.

3.2 SUBMÓDULO DE CONTROL DE CORRIENTE CIRCULANTE

El sistema microprocesado que se encarga del control de la corriente circulante cuenta con dos microcontroladores. El primero de ellos se encarga de la interfaz de usuario y el segundo se encarga de la ejecución del algoritmo de control. A continuación se describe el diagrama de flujo de cada uno de los microcontroladores.

3.2.1 INTERFAZ DE USUARIO

El lazo principal se encarga únicamente de controlar las variables que se visualizan en el LCD

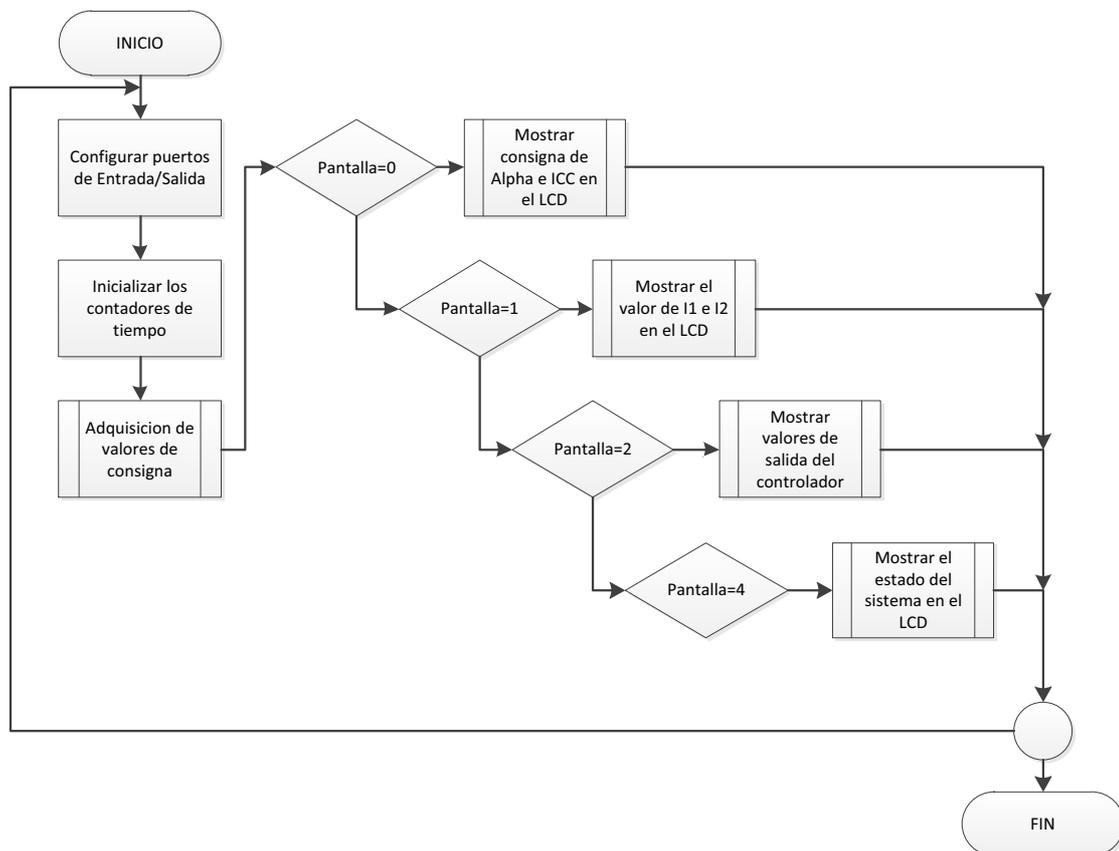


Figura 3.8 diagrama de flujo de la visualización

La comunicación paralela tiene como objetivo actualizar los valores que se visualizan en el LCD y también actualizar los valores de consigna del controlador.

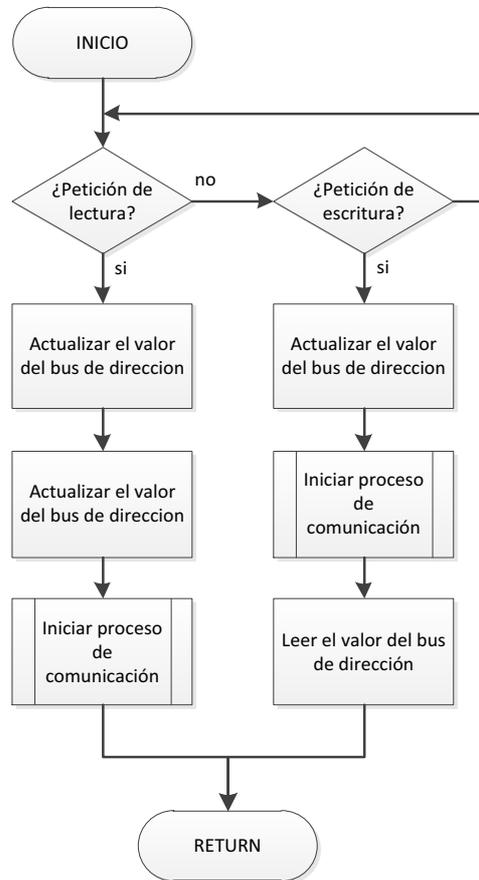


Figura 3.9 Subrutina para la comunicación paralela

Para la entrada de los pulsadores una interrupción habilita la subrutina de lectura de los pulsadores que actualizan el valor de la variable pantalla que se encarga de mostrar en el LCD los valores deseados.

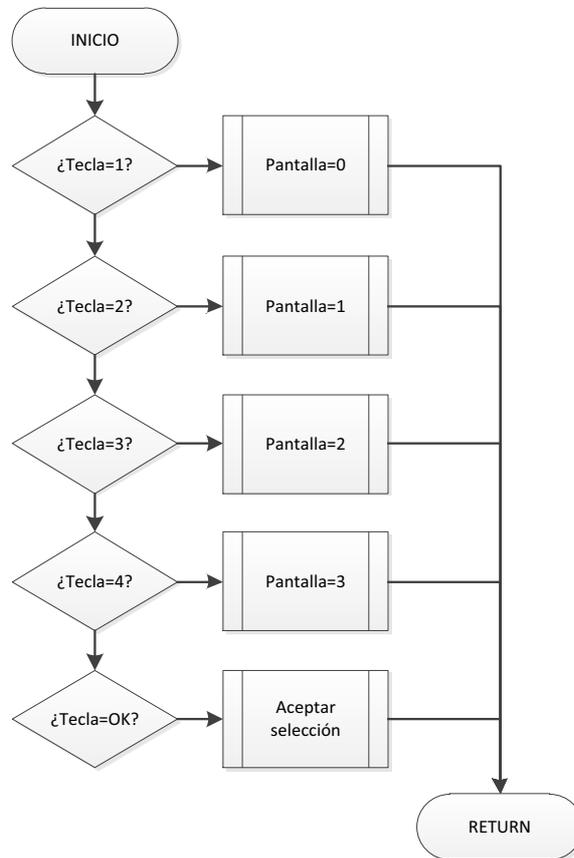


Figura 3.10 Subrutina de lectura del teclado

3.2.2 CONTROLADOR DIGITAL

Para poder realizar el algoritmo de control es necesario tener un modelo inicial de la planta a la cual se va a controlar. Para ello en primer lugar se realiza un modelado del sistema.

3.2.2.1 Modelado del sistema [31]

El modelo ideal a corriente continua del convertidor dual con control de corriente circulante de la Figura 1.18 representa la configuración una vez que esta ha alcanzado el estado estable. Así que se analiza el sistema para el estado transitorio y se obtiene el circuito equivalente de la Figura 3.11. Como la corriente circulante es independiente de la carga se realiza el modelo para el sistema de conversor dual trabajando en vacío.



Figura 3.11 Circuito equivalente del convertidor dual para el estado transitorio

La variable sobre la cual se realiza en control es la corriente y la variable que permite una variación de corriente es el voltaje por lo que la función de transferencia debe relacionar la corriente respecto al voltaje. Se debe considerar que una inductancia real tiene una resistencia interna. Simplificando la conexión del circuito serie se puede obtener el modelo simplificado de la Figura 3.12

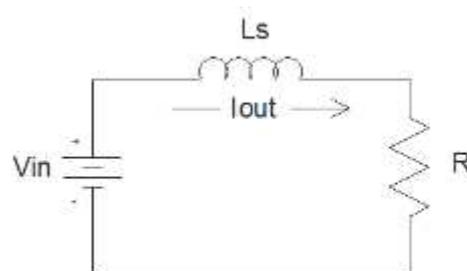


Figura 3.12 Modelo simplificado en Laplace para el estado transitorio

El sistema analizado en Laplace nos permite obtener la función de transferencia de la planta que se desea controlar. La función de transferencia se muestra en la Ecuación 3.1.

$$V_{in} = R \cdot I_{out}(t) + L \cdot \frac{d I_{out}(t)}{dt}$$

$$V_{in}(S) = R \cdot I_{out}(S) + L \cdot S \cdot I_{out}(S)$$

$$\frac{I_{out}(S)}{V_{in}(S)} = \frac{\frac{1}{R}}{\frac{L}{R}S + 1}$$

$$G(S) = \frac{\frac{1}{R}}{\frac{L}{R}S + 1}$$

Ecuación 3.1

Para realizar el modelado se somete a la planta a una función tipo paso de voltaje y se mide la respuesta de la corriente en el tiempo. Para realizar la medición se procede a utilizar el osciloscopio Tektronix TDS1012B que permite un almacenamiento de 2500 puntos en un tiempo determinado. La Figura 3.13 muestra la curva obtenida con el osciloscopio y los datos graficados en Excel.

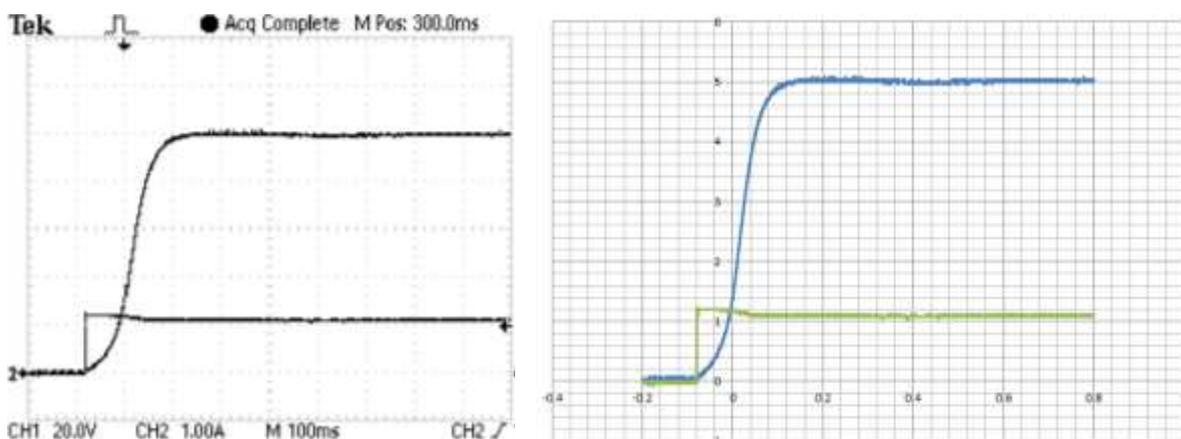


Figura 3.13 Respuesta del sistema a un escalón de voltaje

Por medio del software computacional MATLAB y el toolkit de identificación de sistemas se procede a realizar un modelo de la planta teniendo como punto de partida la Ecuación 3.1.

1. Con los datos adquiridos del osciloscopio se agrega al workspace de MATLAB dos variables como una matriz de 2500x1 y se abre el toolkit de identificación con el comando IDENT.



Figura 3.14 Variables de entrada y comando IDENT

2. Una vez que la interfaz gráfica se abre, se selecciona el ingreso de datos en el dominio del tiempo, se configura los datos de acuerdo a las escalas de tiempo adecuadas y se presiona en Import.

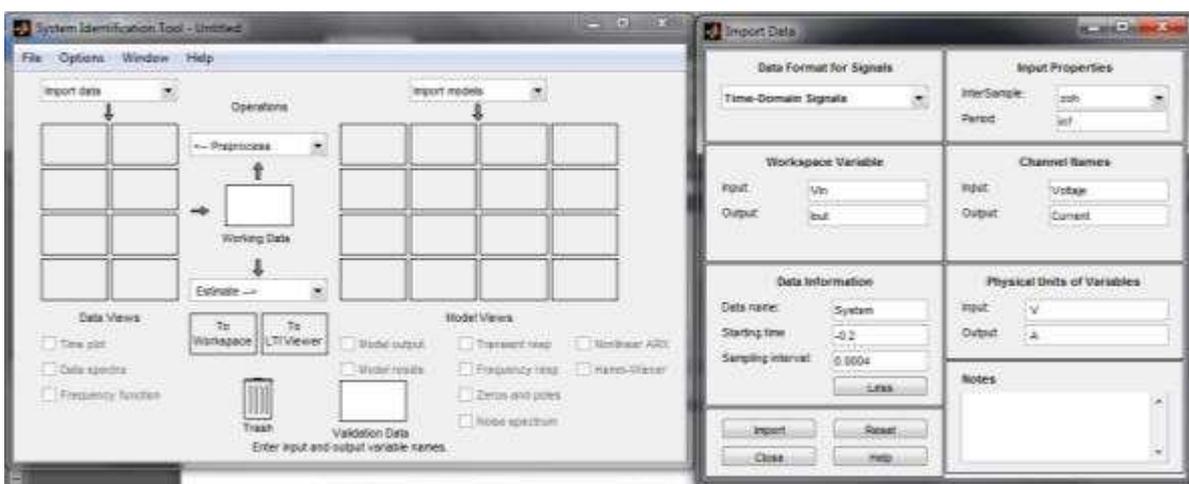


Figura 3.15 Interfaz gráfica de importación de los datos de entrada

3. Se ingresan los datos de entrada y salida a la interfaz de usuario, se escoge el modelo adecuado, en este caso un modelo de tipo proceso.

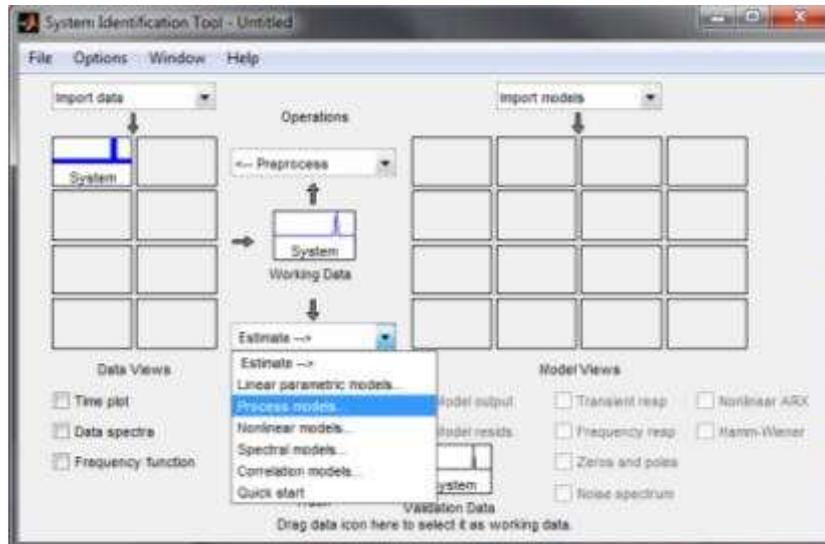


Figura 3.16 Selección del tipo de modelo

4. Se selecciona la función de transferencia característica que se aproxime a la Ecuación 3.1 y se presione en ESTIMATE lo cual genera los valores de K y Tp1.

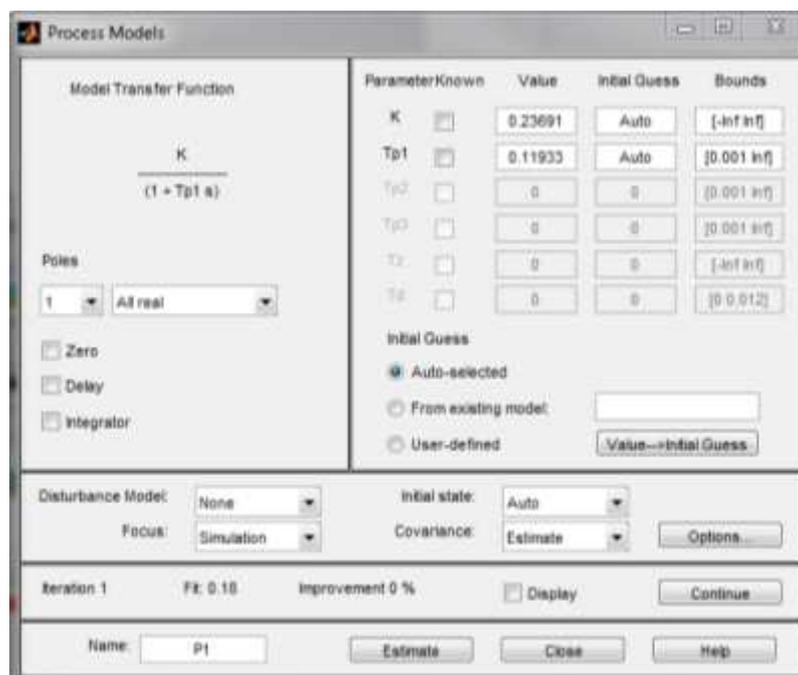


Figura 3.17 Selección y estimación del modelo

- Obtenido el modelo de la planta se procede a discretizar la planta en el workspace. El tiempo de muestreo se selecciona en base al tiempo mínimo de respuesta del actuador, que para el convertor AC/DC de seis pulsos es de 2.778 milisegundos. Una vez que se obtiene el modelo de la planta con el periodo de muestreo adecuado se procede a utilizar la herramienta RLTOOL para diseñar el controlador.



```

Command Window
>> Gp=tf(0.23691,[0.11933 1])

Transfer function:
  0.2369
-----
 0.1193 s + 1

>> Gpz=c2d(Gp,0.0027778,'zoh')

Transfer function:
  0.005451
-----
  z - 0.977

Sampling time (seconds): 0.0027778
>> rltool(Gpz)

```

Figura 3.18 Discretización de la planta e ingreso a RLTOOL

- En la interfaz gráfica de la RLTOOL se procede a graficar la respuesta paso de la planta sin controlador para tener un criterio inicial de diseño.

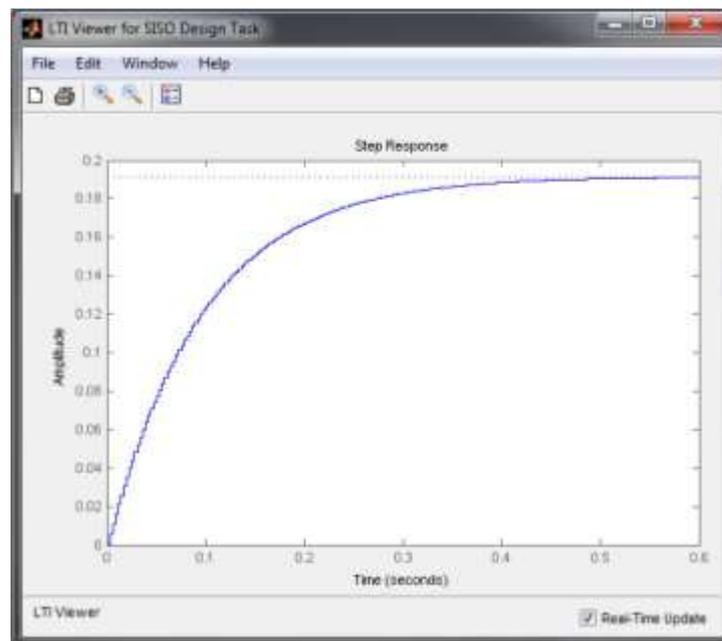


Figura 3.19 Respuesta paso de la planta sin compensar

7. Se diseña el compensador de manera automática seleccionando un tiempo de respuesta robusto y modificando el valor de la ganancia y ángulo de fase hasta obtener una respuesta que no presente sobre pico.

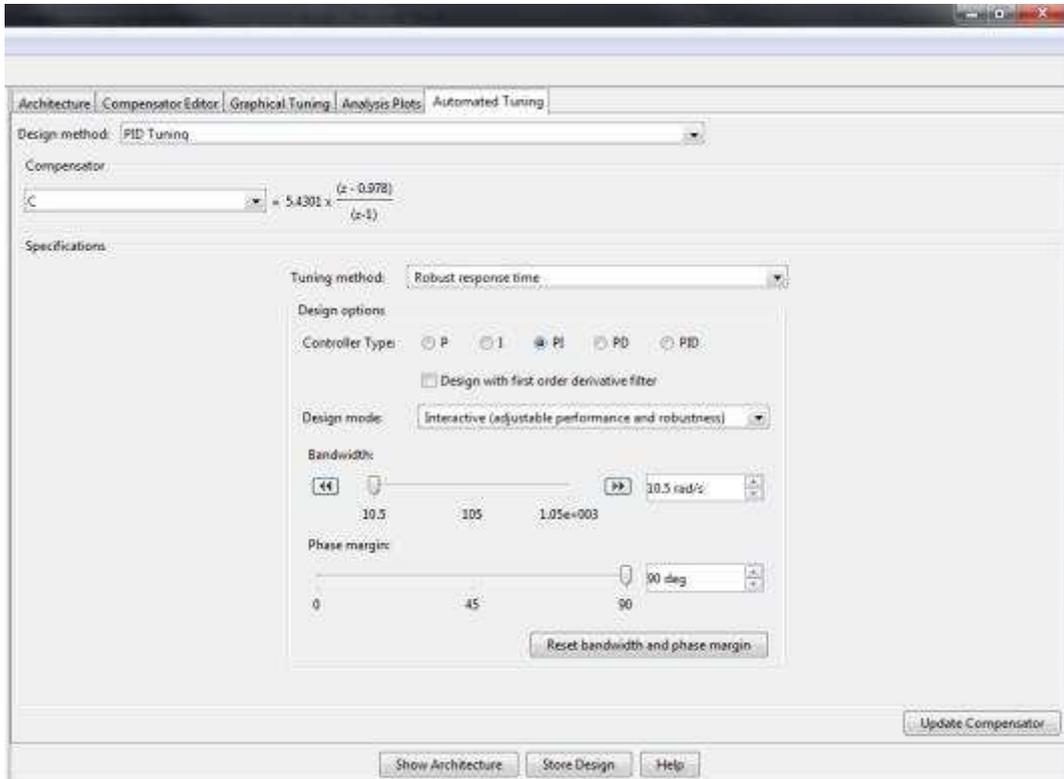


Figura 3.20 Diseño del controlador discreto

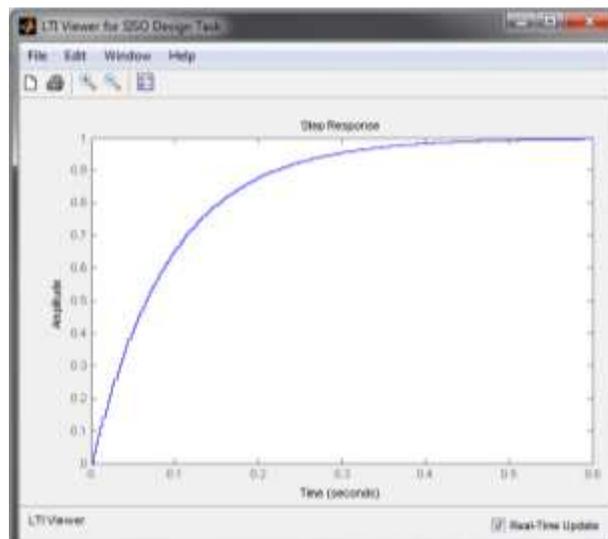


Figura 3.21 Respuesta de la planta una vez compensada

3.2.3 IMPLEMENTACIÓN DEL ALGORITMO DE CONTROL [32] [33]

La ley de control se obtiene a partir de la ecuación del controlador discreto de la Figura 3.20.

$$G_{cz} = 5.4301 \frac{Z - 0.978}{Z - 1}$$

$$G_{cz} = 5.4301 \frac{1 - 0.978Z^{-1}}{1 - Z^{-1}}$$

$$\frac{U(z)}{E(z)} = 5.4301 \frac{1 - 0.978Z^{-1}}{1 - Z^{-1}}$$

$$U(z)(1 - Z^{-1}) = 5.4301(1 - 0.978Z^{-1})E(z)$$

$$U(z)(1 - Z^{-1}) = (5.4301 - 5.3106Z^{-1})E(z)$$

$$U(k) - U(k - 1) = 5.4301E(k) - 5.3106E(k - 1)$$

$$U(k) = U(k - 1) + 5.4301 E(k) - 5.3106 E(k - 1)$$

Ecuación 3.2

La Ecuación 3.2 es una sumatoria de valores actuales y anteriores del sistema que puede ser implementado fácilmente en un microcontrolador como una ecuación de diferencias.

Hay que tener en cuenta que se deben implementar también algoritmos de antisaturación en el error y en la respuesta final de controlador. También se debe dar un valor inicial de salida del controlador para empezar controlar la corriente circulante desde un valor conocido y eliminar las posibles oscilaciones en el sistema.

3.2.3.1 Diagrama de bloques del controlador digital [34]

El desarrollo completo del algoritmo de control incluye limitaciones en variables que pueden salir de rangos deseables y pueden llevar a una falla en la respuesta del controlador. Se incluye una limitación en el error máximo permisible y una limitación en la respuesta al actualizar el valor de salida con la Ecuación 3.2 de la ley de control.

También se incluye un algoritmo de desactivación de controlador cuando se llegue al estado estable y se activa el algoritmo de control cuando exista un error en el sistema. La realimentación para el cálculo del error también es variable, pues el control se realiza siempre sobre la corriente de mayor valor.

Todos los bloques que se representan en la Figura 3.22 se pueden implementar de manera digital en un microcontrolador por medio de sumas, restas y algoritmos de selección cuya ejecución se realiza en pocos ciclos de máquina.

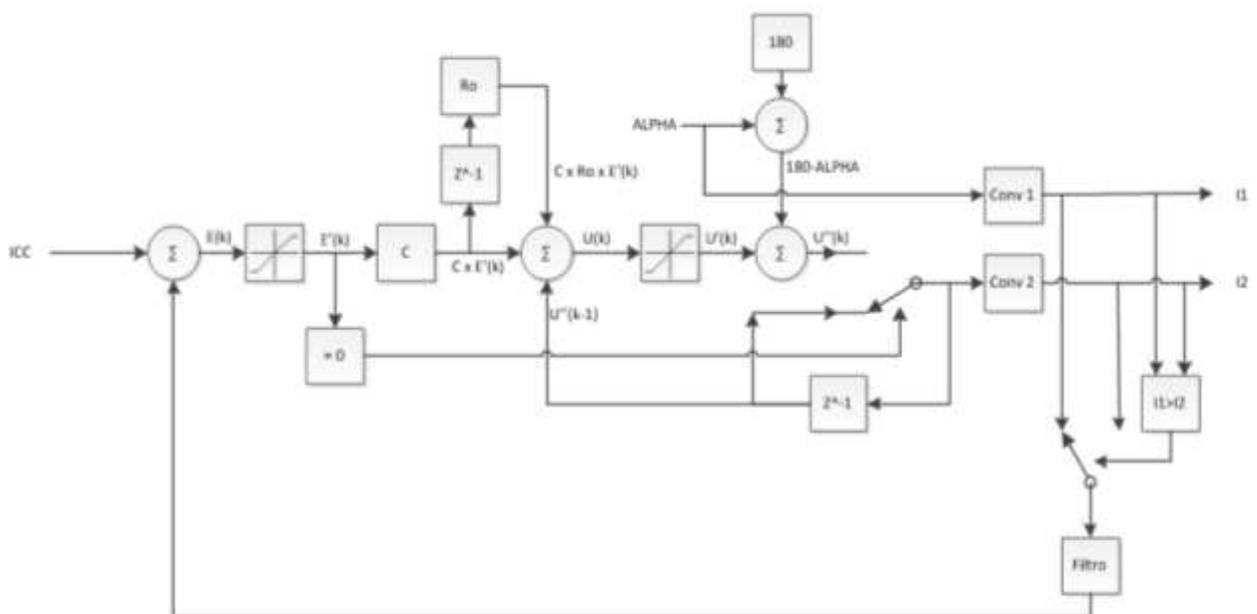


Figura 3.22 Diagrama de bloques del software de control

CAPÍTULO 4

4 PRUEBAS Y RESULTADOS

Las primeras pruebas se realizaron para constatar el funcionamiento del sistema de control que incluye la adquisición de las señales trifásicas para el sincronismo con la red eléctrica y la detección de voltaje en las fases. Las formas de onda se obtuvieron con el Analizador Lógico / Osciloscopio 1661CS de Hewlett Packard.

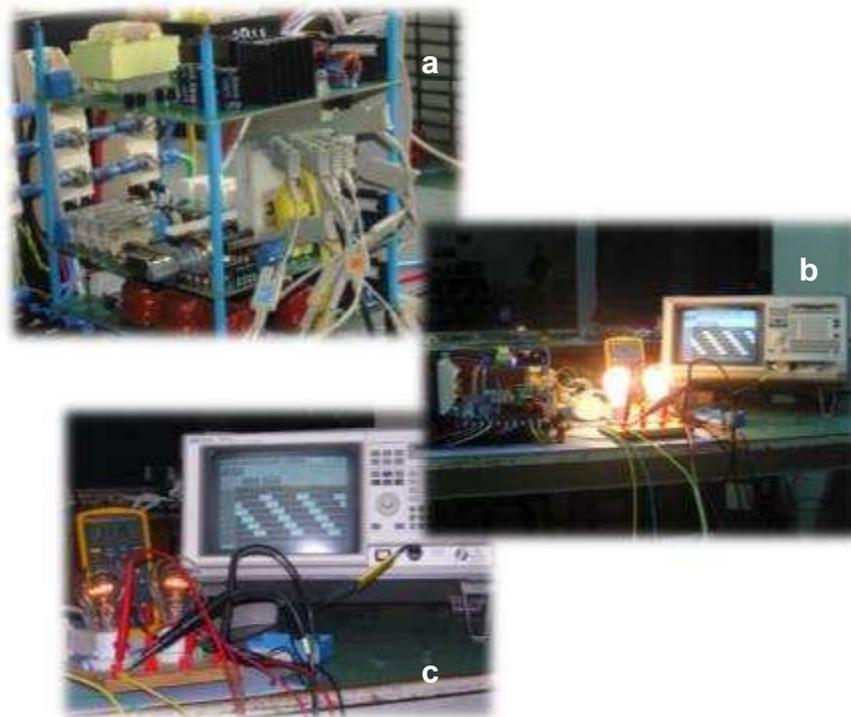


Figura 4.1 Pruebas del sistema de control del convertor AC/DC

- a. Conexión de los canales digitales.
- b. Mediciones con el osciloscopio/analizador 1661CS.
- c. Comprobación de voltajes con el ángulo de disparo.

4.1 PRUEBA DEL CONTROL DEL CONVERTOR AC/DC

1. Detección del cruce por cero, con detección de voltaje positivo: Se utiliza un flanco positivo debido a que el ángulo de disparo se cuenta a partir de un cruces por cero de voltaje fase-fase positivo.

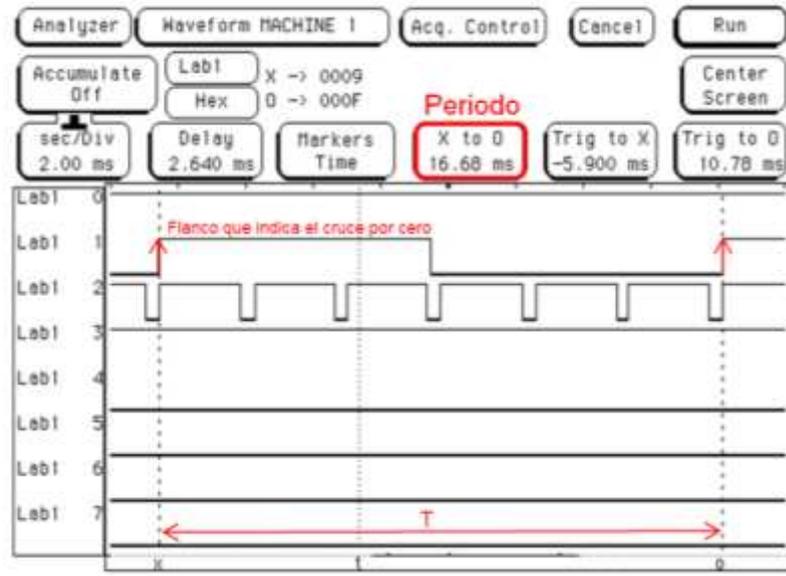


Figura 4.2 Detección del cruce por cero con detección de flanco positivo

2. Detección de voltaje trifásico en la red y pulsos de sincronización para el controlador digital: Cada estado negativo sincroniza el controlador principal.

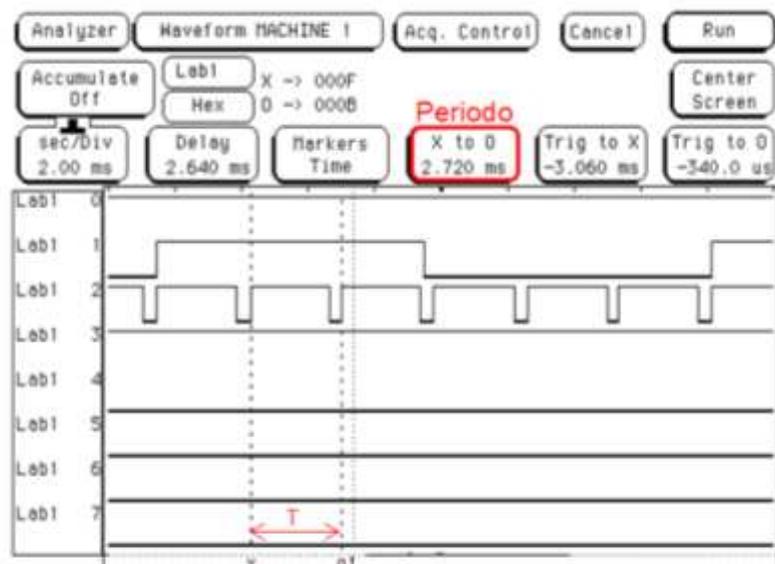


Figura 4.3 Pulsos de sincronización del controlador digital

3. Detección de la secuencia de fases

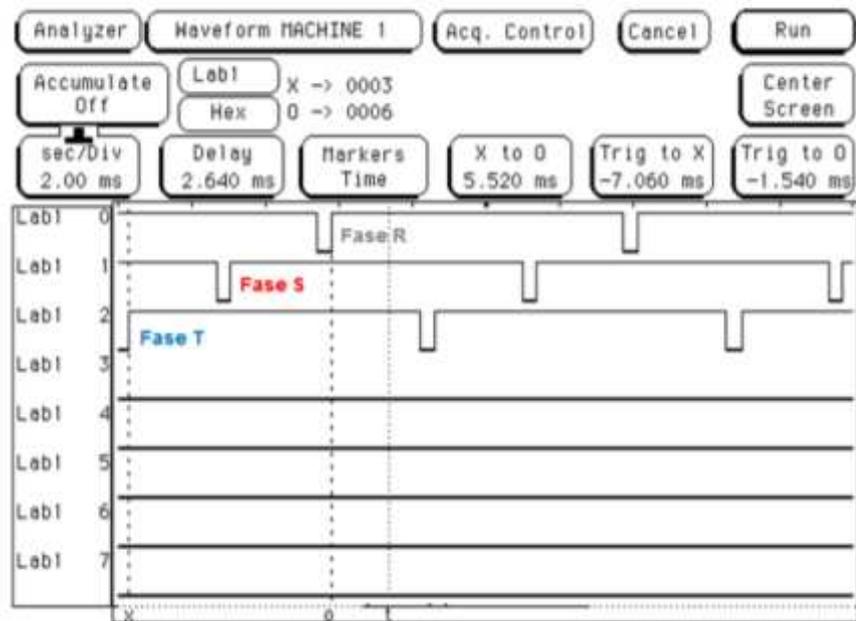


Figura 4.4 Pulsos de detección de secuencia de fase

4. Pulsos de control obtenidos del microcontrolador: La forma de onda de los pulsos se contrasta con la de detección de los cruces por cero para visualizar el ángulo de disparo Alfa medido respecto al cruce por cero.

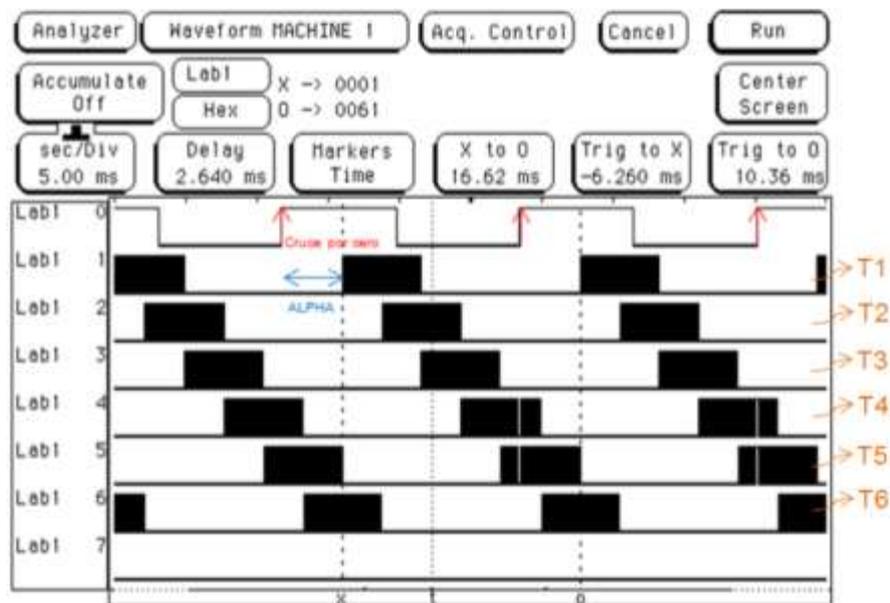


Figura 4.5 Pulsos de control enviados a los tiristores

5. Pulsos de control a la salida del transformador de pulsos: Los pulsos que se obtienen a la salida de los transformadores de pulsos, se indica las características principales del pwm.

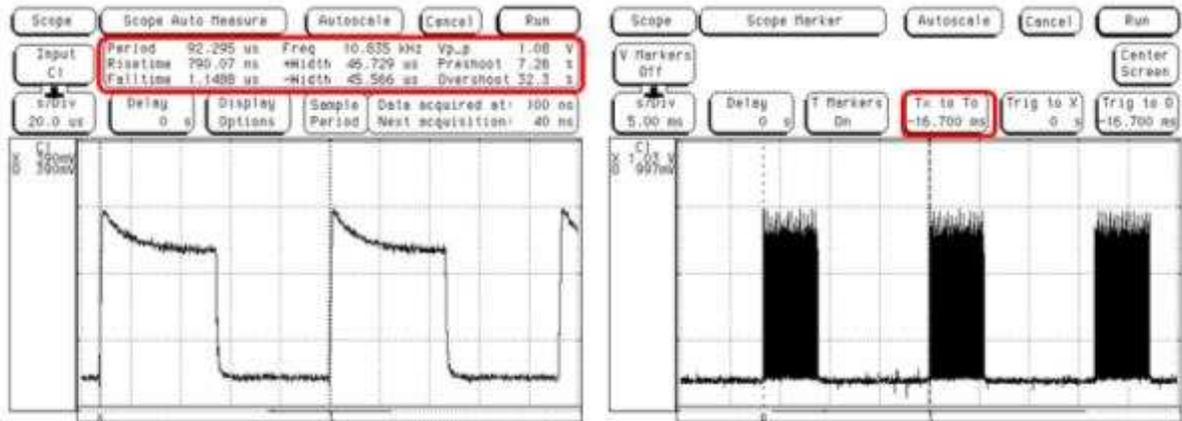


Figura 4.6 Pulsos de control a la salida del transformador de pulsos

4.1.1 ANÁLISIS DE RESULTADOS DEL CONTROL DEL CONVERTOR AC/DC

En las Figuras 4.2, 4.3, y 4.4 se han tomado los valores de la frecuencia y el periodo de las señales que deben coincidir con el periodo de una señal sinusoidal, y con el periodo de una pulsación trifásica. Ambos valores se verifican por las medidas obtenidas en los respectivos gráficos. Las formas de onda obtenidas son iguales a las formas de onda esperadas que se graficaron en la Figura 2.6 y en Figura 2.9

En la Figura 4.5 se observan las seis señales de disparo que se envían a los microcontroladores y como estas se repiten después de un periodo de 16.66 milisegundos que son iguales a las formas de onda de la Figura 3.2.

En la Figura 4.6 se muestran las medidas más importantes de los pulsos de disparo generados en el secundario del transformador de pulsos. Los valores medidos son iguales a los valores diseñados y esperados lo que garantiza el correcto encendido de los tiristores de potencia.

4.2 PRUEBAS COMO CONVERTOR AC/DC

El convertor AC/DC de seis pulsos totalmente controlado fue probado como parte de la práctica N° 12 del laboratorio de Electrónica de Potencia con diferentes grupos de laboratorio.



Figura 4.7 Pruebas del módulo en el laboratorio de electrónica de potencia

Se realizaron pruebas con distintas cargas: carga resistiva, carga altamente inductiva, carga tipo RLE y RL(-E) con el motor DC disponible en el laboratorio. Las pruebas con el motor se realizaron tanto para conducción continua como para conducción discontinua.

4.2.1 CONVERTOR AC/DC DE SEIS PULSOS CON CARGA R

La forma de onda de voltaje correspondiente al canal uno y la forma de onda de corriente correspondiente al canal dos se adquirieron con un osciloscopio Tektronix TDS1012B, la potencia se calcula con la función matemática del osciloscopio y se muestra en el canal M.

1. Ángulo de disparo de 0°

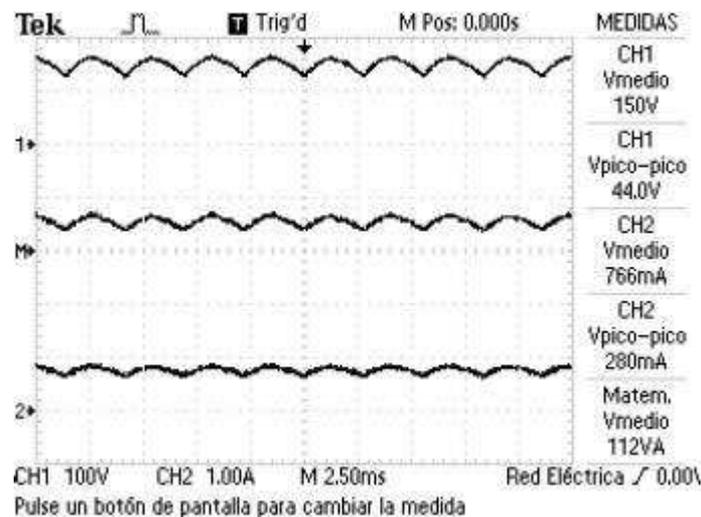


Figura 4.8 Voltaje, Corriente, Potencia con carga R, Alfa de 0°

2. Ángulo de disparo de 30°

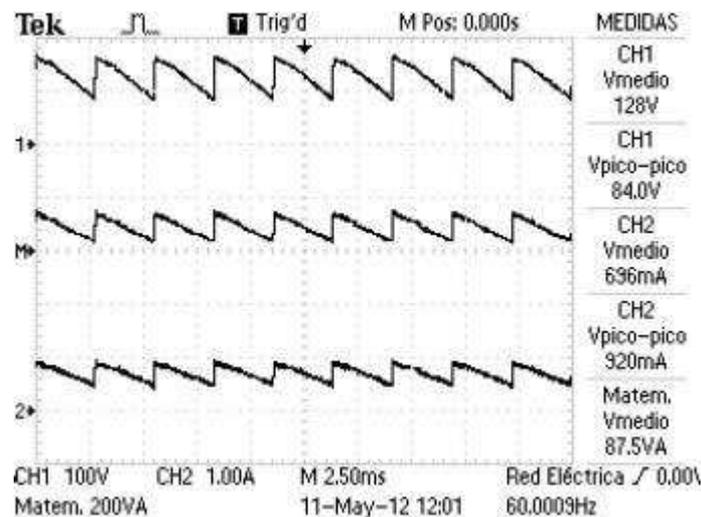
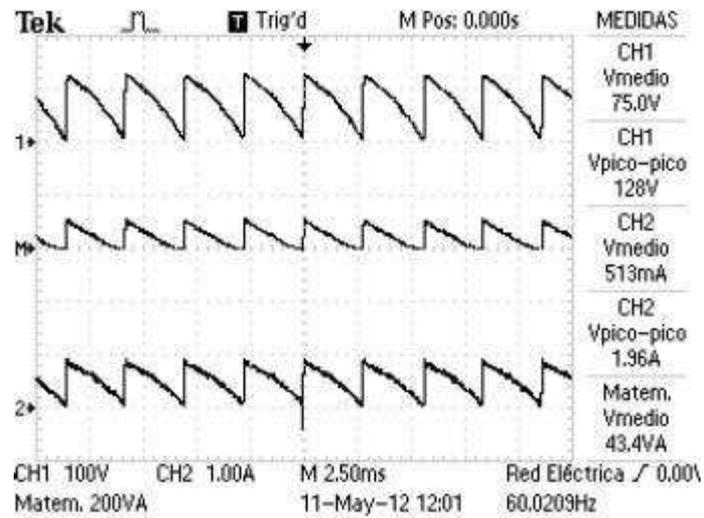
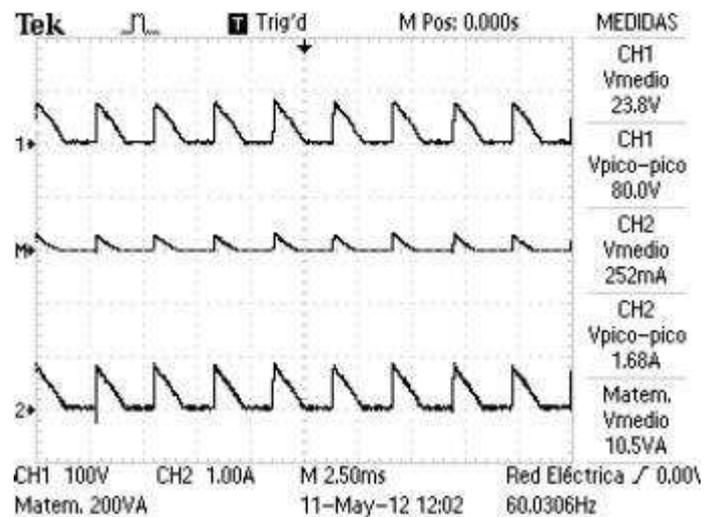


Figura 4.9 Voltaje, Corriente, Potencia con carga R, Alfa de 30°

3. Ángulo de disparo de 60° Figura 4.10 Voltaje, Corriente, Potencia con carga R, Alfa de 60° 4. Ángulo de disparo de 90° Figura 4.11 Voltaje, Corriente, Potencia con carga R, Alfa de 90°

4.2.2 CONVERTOR AC/DC DE SEIS PULSOS CON CARGA RL

1. Ángulo de disparo de 0°

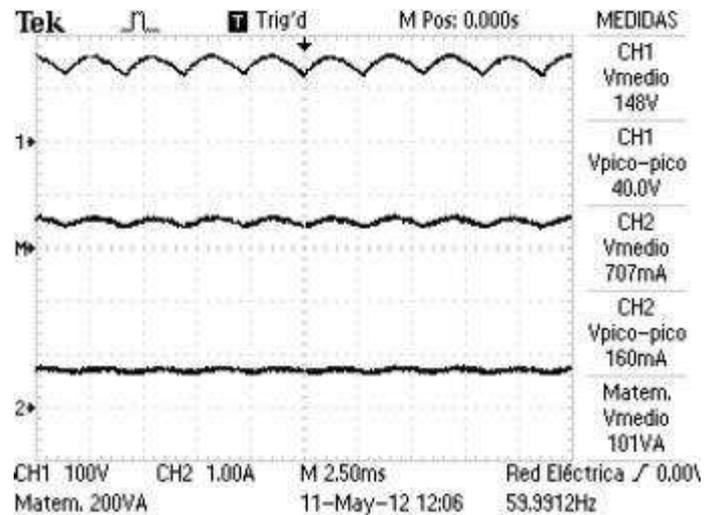


Figura 4.12 Voltaje, Corriente, Potencia con carga RL, Alfa de 0°

2. Ángulo de disparo de 30°

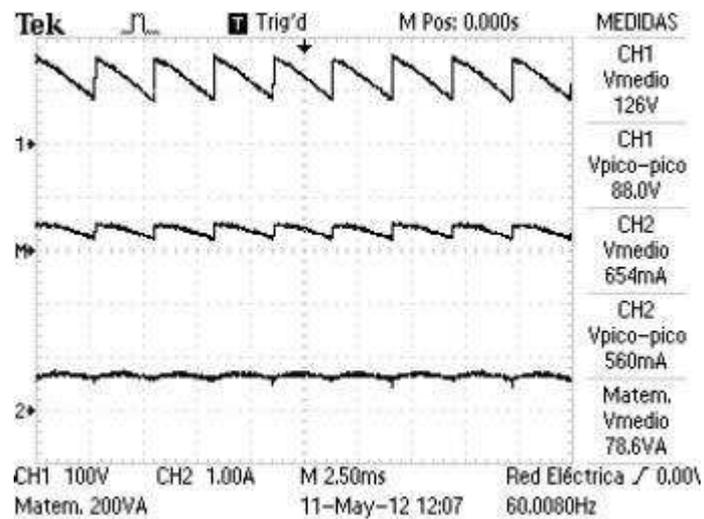
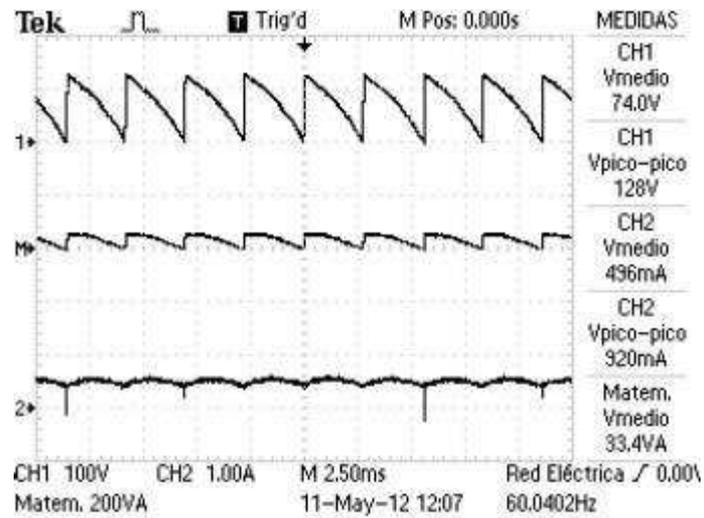
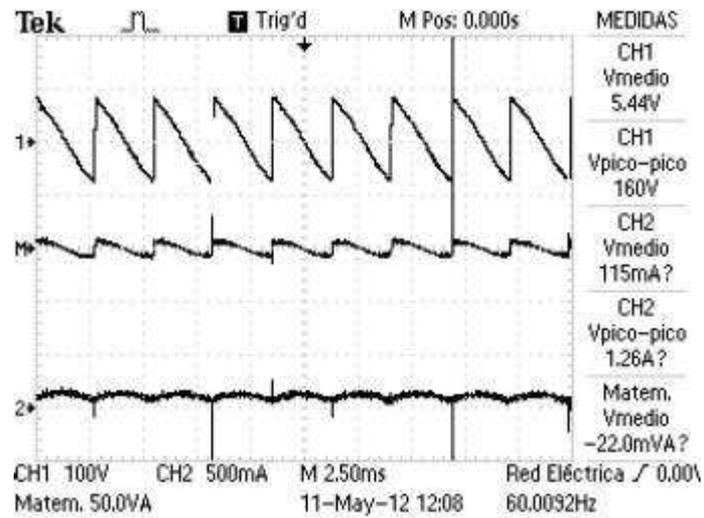


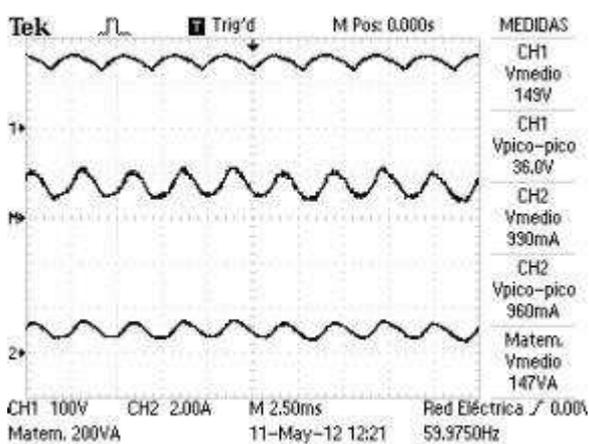
Figura 4.13 Voltaje, Corriente, Potencia con carga RL, Alfa de 30°

3. Ángulo de disparo de 60° Figura 4.14 Voltaje, Corriente, Potencia con carga RL, Alfa de 60° 4. Ángulo de disparo de 90° Figura 4.15 Voltaje, Corriente, Potencia con carga RL, Alfa de 90°

4.2.3 CONVERSOR AC/DC DE SEIS PULSOS CON CARGA RLE

1. Ángulo de disparo de 0°

Conducción discontinua



Conducción continua

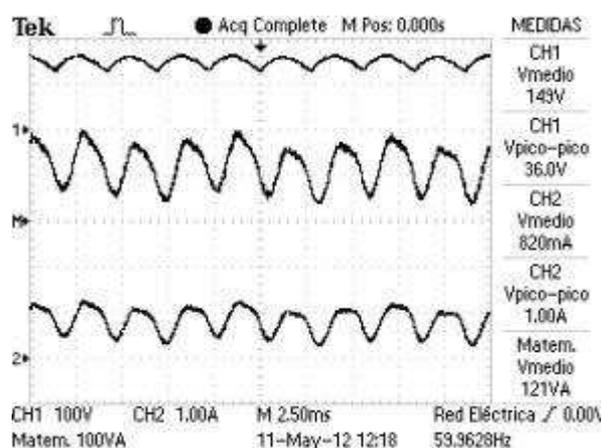
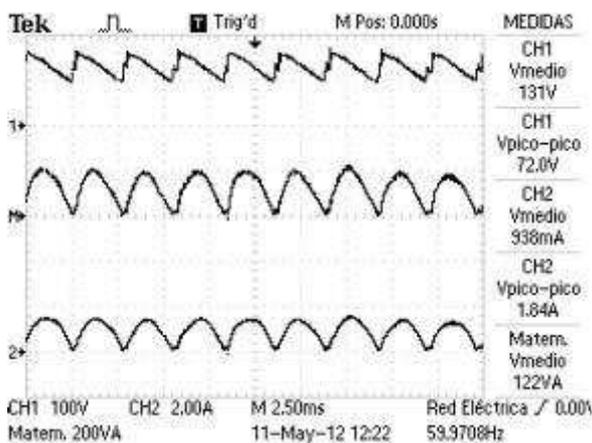


Figura 4.16 Voltaje, Corriente, Potencia con carga RLE, Alfa de 0°

2. Ángulo de disparo de 30°

Conducción discontinua



Conducción continua

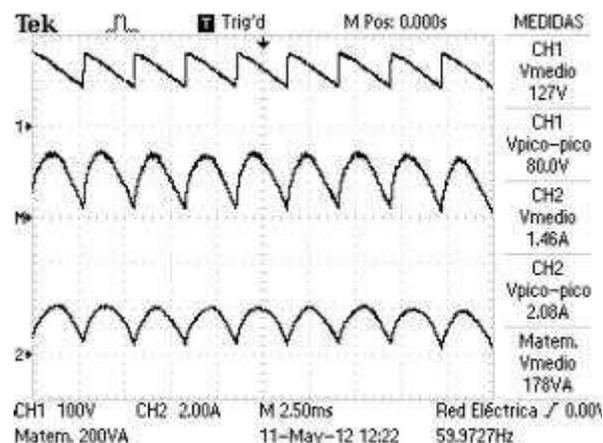
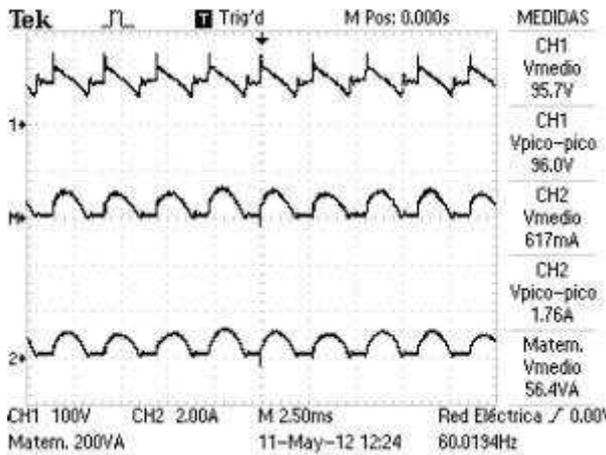


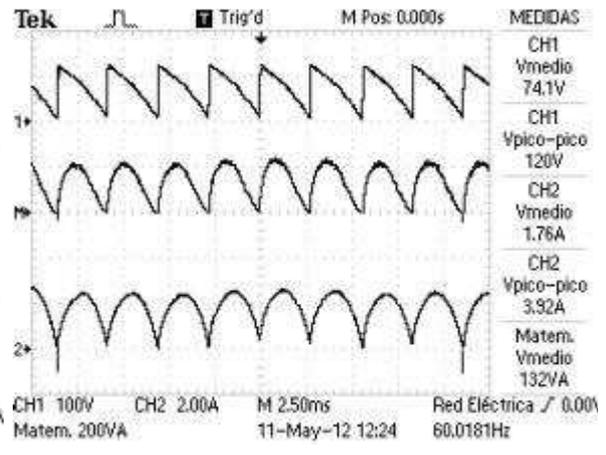
Figura 4.17 Voltaje, Corriente, Potencia con carga RLE, Alfa de 30°

3. Ángulo de disparo de 60°

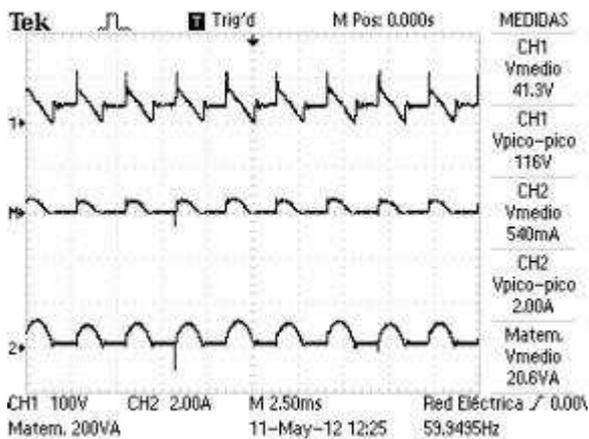
Conducción discontinua



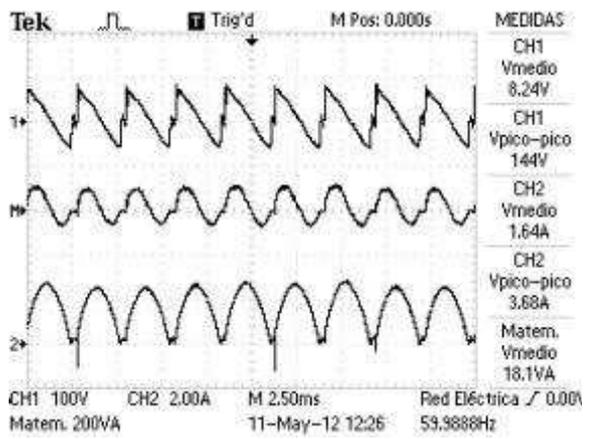
Conducción continua

Figura 4.18 Voltaje, Corriente, Potencia con carga RLE, Alfa de 60° 4. Ángulo de disparo de 90°

Conducción discontinua



Conducción continua

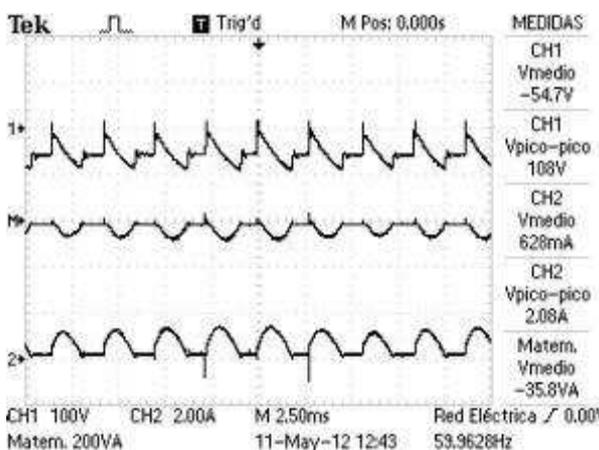
Figura 4.19 Voltaje, Corriente, Potencia con carga RLE, Alfa de 90°

4.2.4 RESULTADOS DEL CONVERTOR AC/DC DE SEIS PULSOS CON CARGA RL(-E)

La prueba de mayor interés es la de comprobar que cuando el ángulo de disparo es mayor a 90° es necesaria una carga del tipo RL(-E).

1. Ángulo de disparo de 120°

Conducción discontinua



Conducción continua

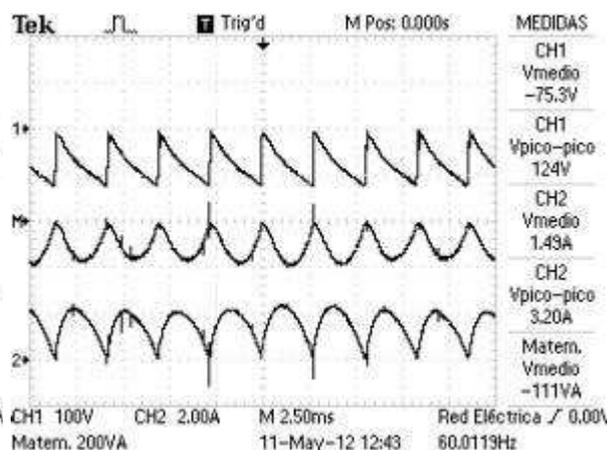
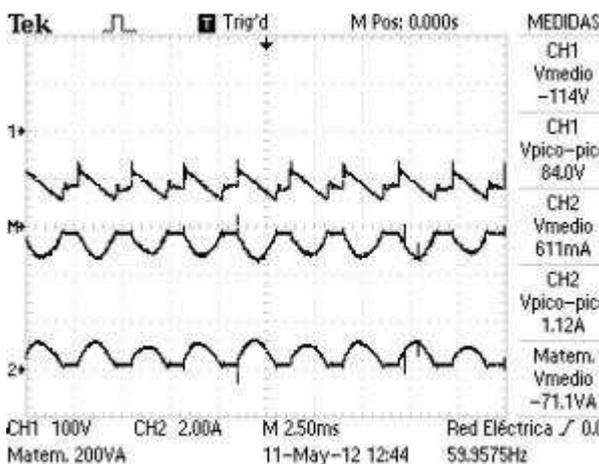


Figura 4.20 Voltaje, Corriente, Potencia con carga RLE, Alfa de 120°

2. Ángulo de disparo de 150°

Conducción discontinua



Conducción continua

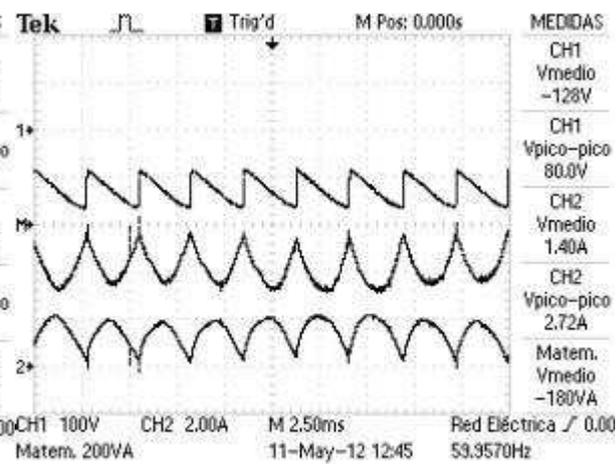


Figura 4.21 Voltaje, Corriente, Potencia con carga RLE, Alfa de 150°

4.2.5 ANÁLISIS DE RESULTADOS DEL CONVERTOR AC/DC

Cuando se trabaja con carga resistiva el ángulo de disparo máximo para asegurar conducción continua es de 60° , al trabajar con carga tipo RL el ángulo máximo de disparo que asegura conducción continua es de 90° . Para ambos casos el ángulo máximo de disparo es de 120° . Al trabajar con carga RLE el ángulo de disparo máximo que asegura conducción continua depende del valor de la fuente de voltaje en este caso el voltaje continuo generado por la rotación de eje del motor DC, sin embargo para el caso particular de un motor de corriente continua el ángulo de disparo máximo es igual 120° . Para todos estos casos se puede observar desde la Figura 4.8 hasta la Figura 4.19 en el canal M mostrado en la mitad de las gráficas que la potencia es siempre positiva.

Para poder trabajar con el ángulo de disparo mayor a 90° y asegurar conducción continua es necesaria una carga de tipo RL(-E), se acoplo al eje del motor, que funciona como carga, un segundo motor que puede ser accionado por una fuente independiente obligando a girar al motor de carga en sentido contrario; generando un voltaje con polaridad contraria al convertor.

Para la Figura 4.19 y la Figura 4.20 se puede observar que la potencia en el canal M es negativa, comprobando el análisis realizado en el fundamento teórico que indica que para ángulos de disparo a partir de 90° con carga RL(-E) el convertor se convierte en inversor síncrono, entregando energía desde la carga hacia la red eléctrica.

4.3 PRUEBAS COMO CONVERTOR DUAL TRIFÁSICO

Las pruebas para el convertor dual trifásico se realizaron con una corriente circulante constante de dos amperios tanto para la configuración en vacío como para la configuración con carga.

4.3.1 VOLTAJE Y CORRIENTE EN LOS CONVERTIDORES AC/DC

El voltaje en los convertidores así como la corriente que circula en el sistema es independiente de la carga por lo que las formas de onda de voltaje resultaron iguales tanto para las pruebas en vacío como para las pruebas con carga RLE. La corriente de uno de los convertidores se verá afectada al probar el sistema con carga debido a que la carga tomara parte de la corriente circulante formando un divisor de corriente entre el convertor y la carga.

Las formas de onda se adquirieron con dos osciloscopios Tektronix TDS1012B de manera simultánea en cada uno de los convertidores. En el canal uno de cada osciloscopio se adquirió la forma de onda de voltaje con una amplitud de 100V por división y en el canal dos la forma de onda de la corriente circulante con una amplitud de 2A por división. La escala de tiempo es de 2.5mS por división lo que da una apreciación de 1.5 ciclos de la señal sinusoidal de voltaje de la red que es la forma de onda de voltaje de referencia.



Figura 4.22 Prueba como convertidor dual con control de corriente circulante

4.3.1.1 CONVERTIDOR DUAL EN VACÍO

1. Ángulo de disparo de 0°

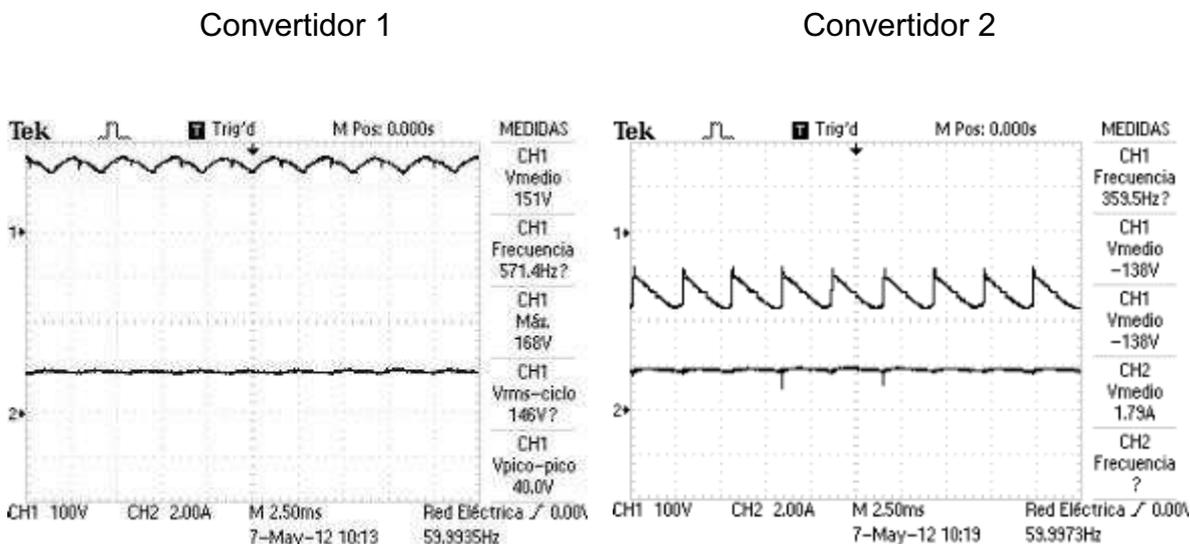


Figura 4.23 Formas de onda de voltaje y corriente para Alfa 0°

2. Ángulo de disparo de 30°

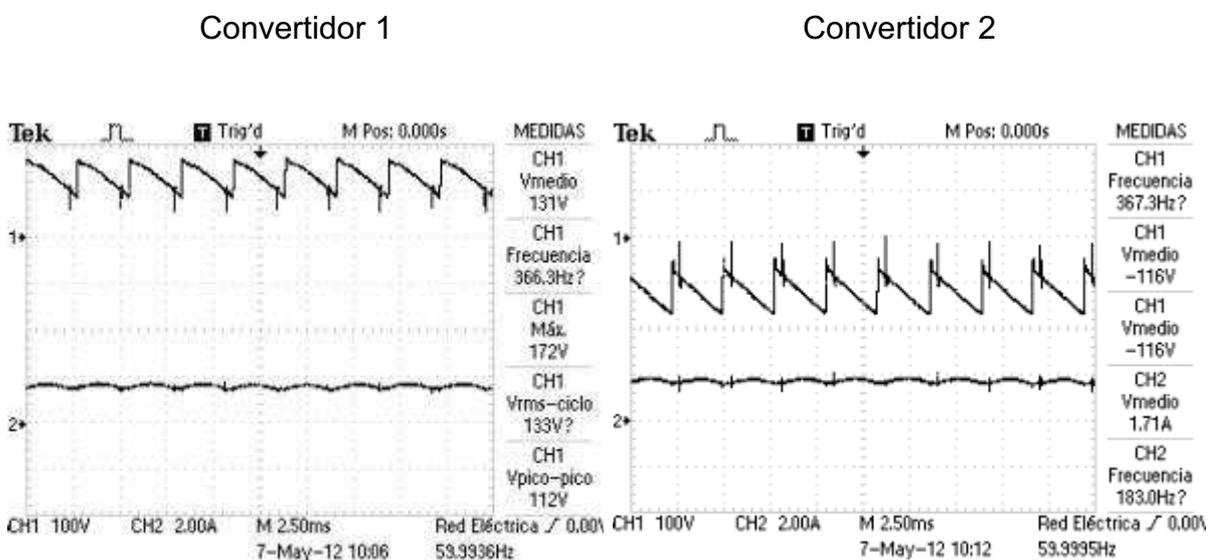


Figura 4.24 Formas de onda de voltaje y corriente para Alfa 30°

3. Ángulo de disparo de 60°

Convertidor 1

Convertidor 2

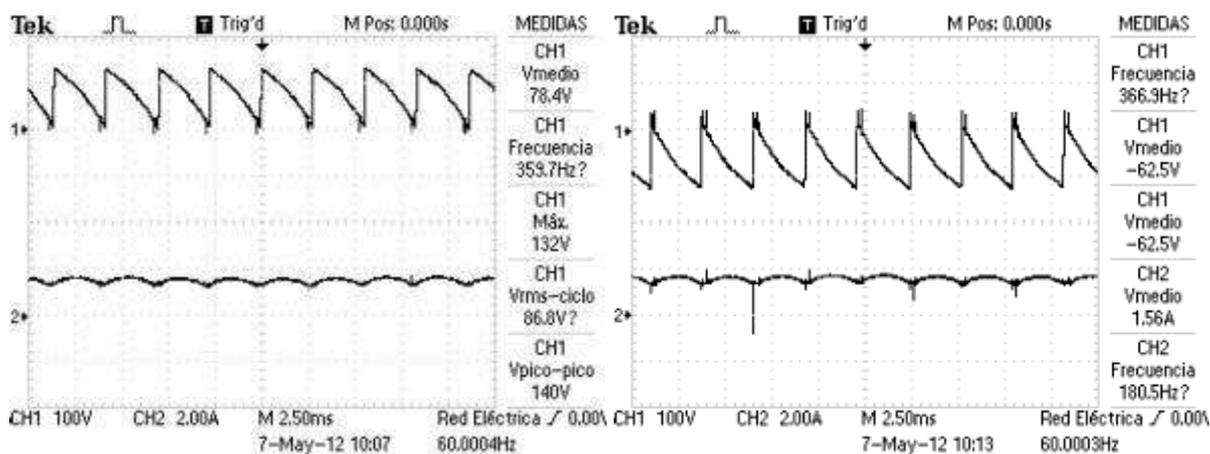


Figura 4.25 Formas de onda de voltaje y corriente para Alfa 60°

4. Ángulo de disparo de 90°

Convertidor 1

Convertidor 2

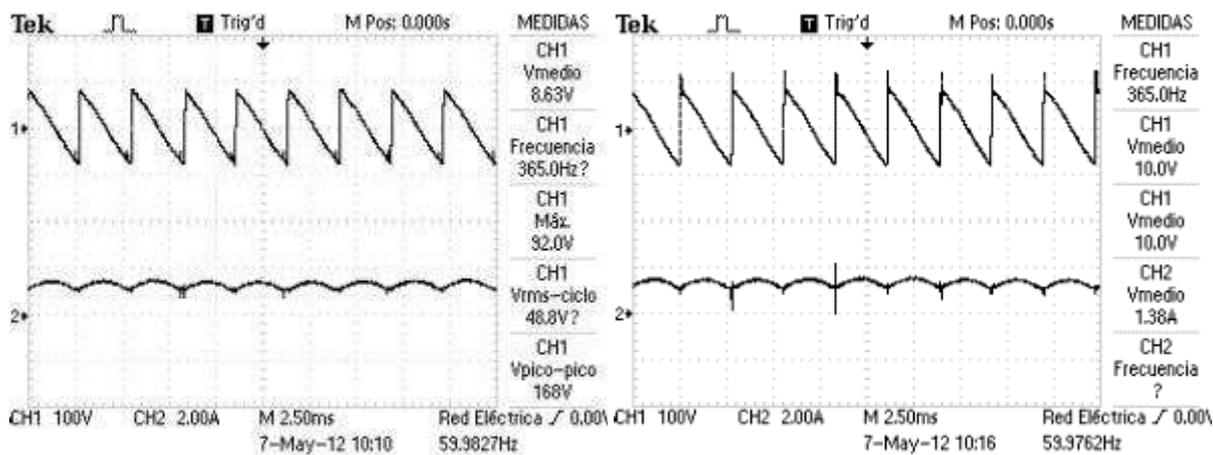
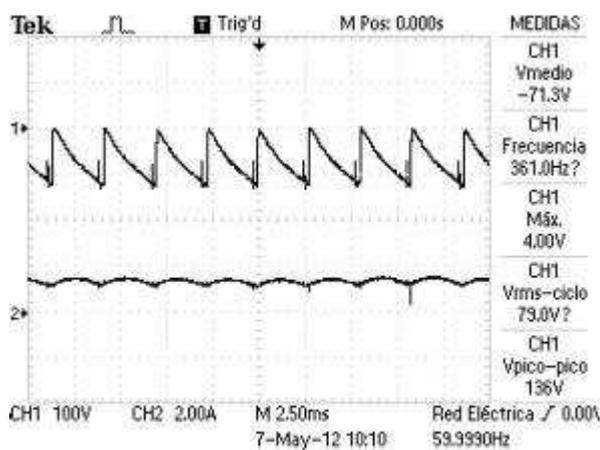


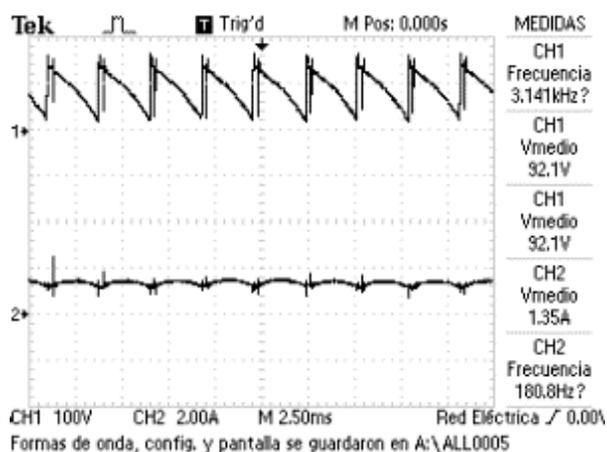
Figura 4.26 Formas de onda de voltaje y corriente para Alfa 90°

5. Ángulo de disparo de 120°

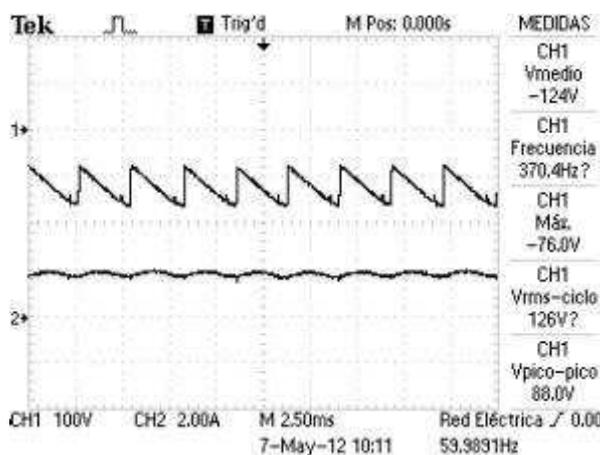
Convertidor 1



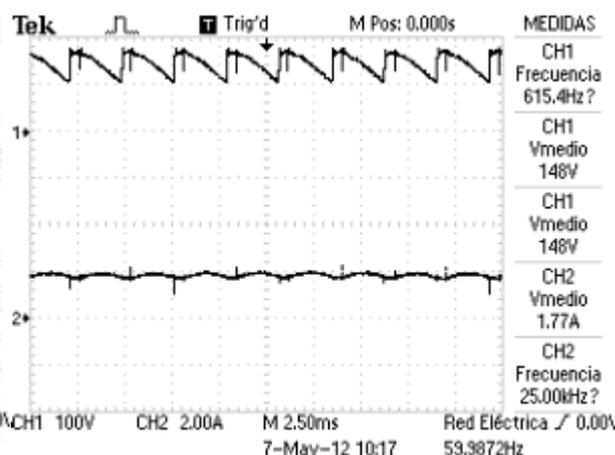
Convertidor 2

Figura 4.27 Formas de onda de voltaje y corriente para Alfa 120° 6. Ángulo de disparo de 150°

Convertidor 1



Convertidor 2

Figura 4.28 Formas de onda de voltaje y corriente para Alfa 150°

4.3.1.2 RESULTADOS CON CARGA RLE (MOTOR DC)

Los resultados obtenidos muestran el voltaje y corriente sobre el convertidor AC/DC de seis pulsos y sobre la carga del sistema

1. Ángulo de disparo de 0°

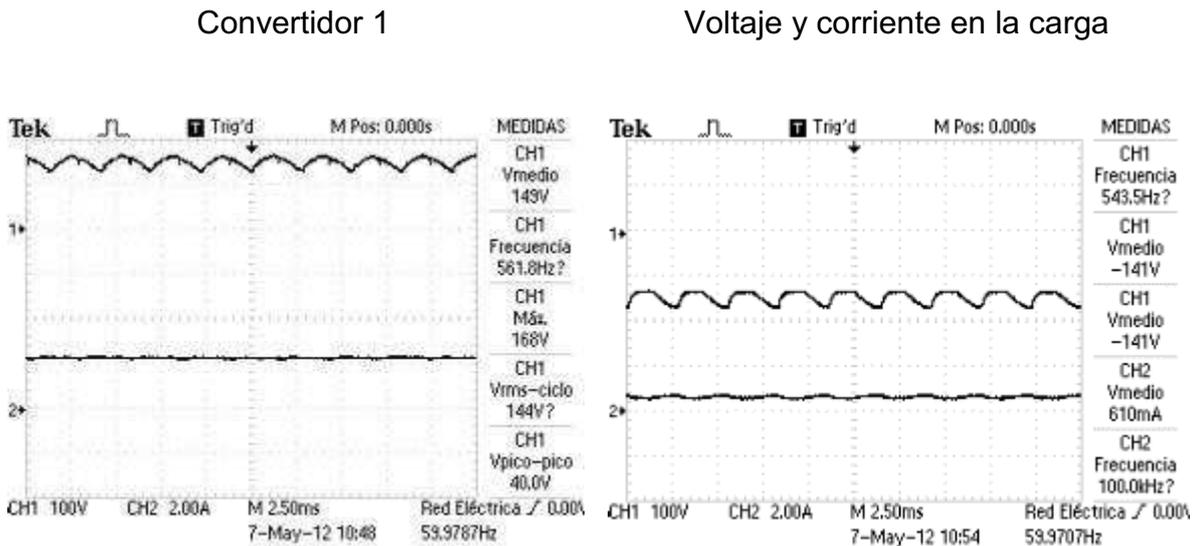


Figura 4.30 Formas de onda de voltaje y corriente para Alfa 0° con carga RLE

2. Ángulo de disparo de 30°

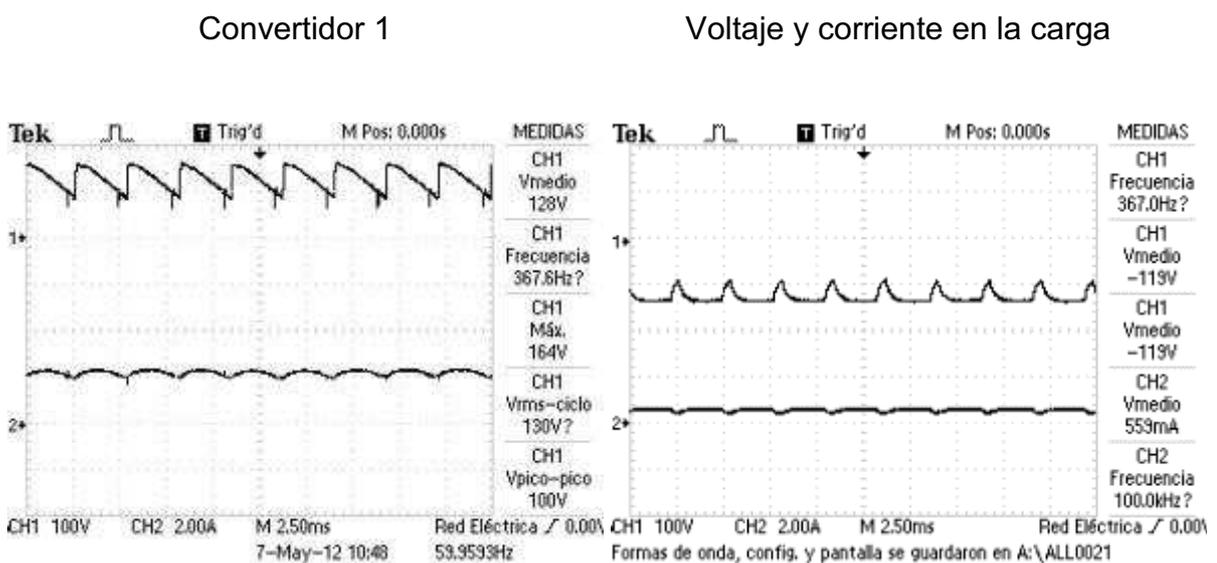
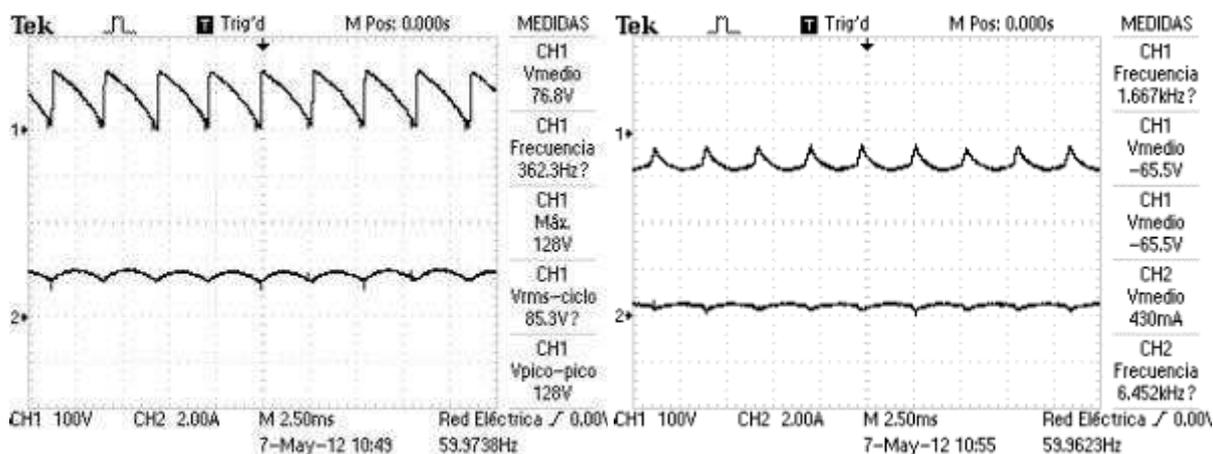


Figura 4.31 Formas de onda de voltaje y corriente para Alfa 30° con carga RLE

3. Ángulo de disparo de 60°

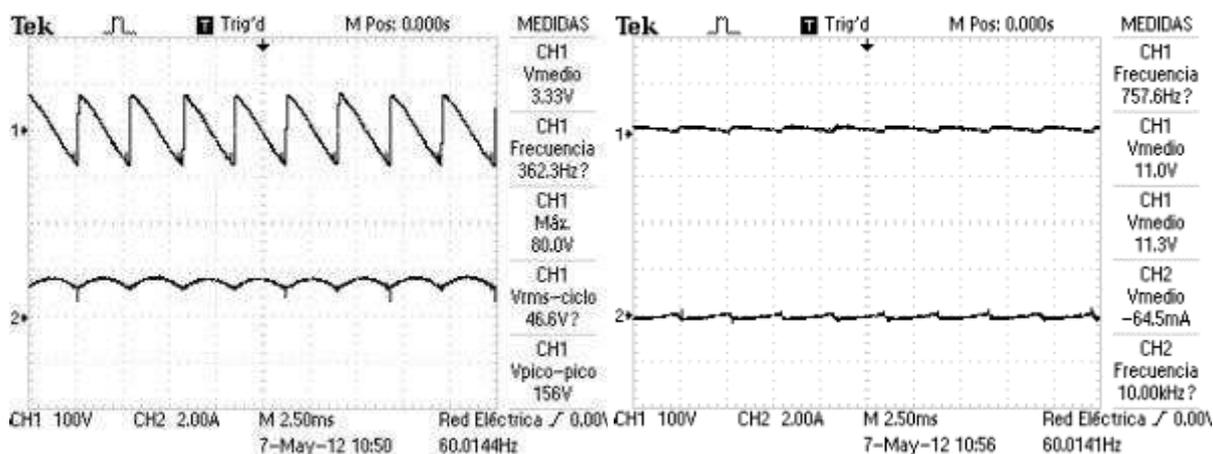
Convertidor 1

Voltaje y corriente en la carga

Figura 4.32 Formas de onda de voltaje y corriente para Alfa 60° con carga RLE4. Ángulo de disparo de 90°

Convertidor 1

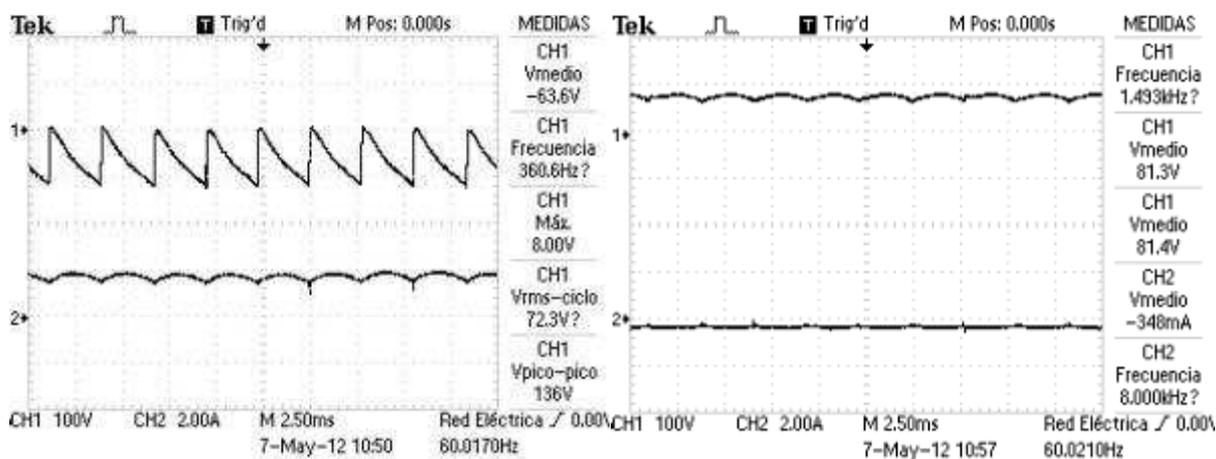
Voltaje y corriente en la carga

Figura 4.33 Formas de onda de voltaje y corriente para Alfa 90° con carga RLE

5. Ángulo de disparo de 120°

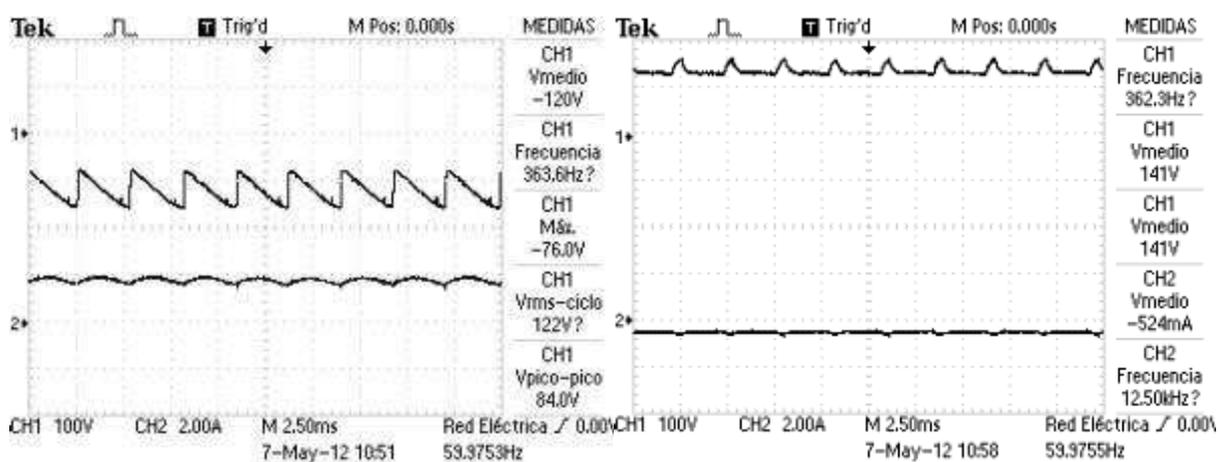
Convertidor 1

Voltaje y corriente en la carga

Figura 4.34 Formas de onda de voltaje y corriente para Alfa 120° con carga RLE6. Ángulo de disparo de 150°

Convertidor 1

Voltaje y corriente en la carga

Figura 4.35 Formas de onda de voltaje y corriente para Alfa 150° con carga RLE

7. Forma de onda de voltaje sobre el reactor de interfaz

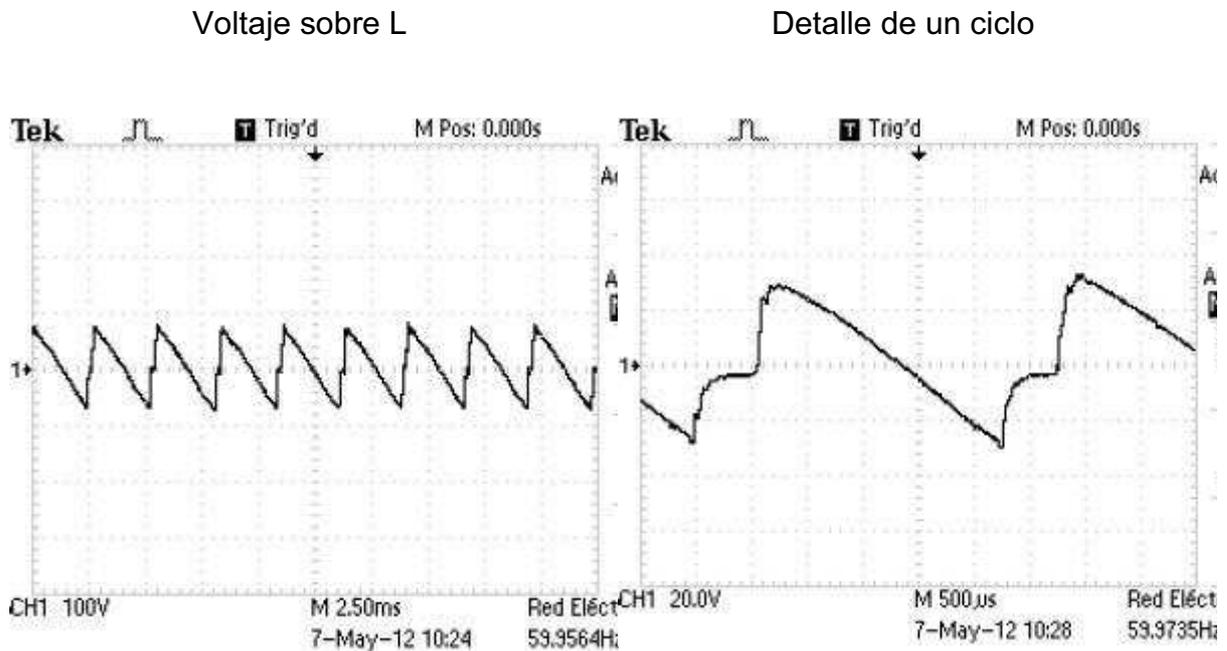


Figura 4.36 Voltaje sobre el reactor de interfaz

La forma de onda de voltaje en la carga tiene una frecuencia angular de 360Hz que corresponde a la característica de un convertidor AC/DC de seis pulsos. La corriente en el sistema se mantiene constante al valor de consigna de corriente a la salida de uno de los convertidores, el segundo convertidor disminuye su valor de corriente pues parte de esa corriente va hacia la carga. Desde la Figura 4.30 hasta la Figura 4.34 se puede observar las formas de onda de voltaje y corriente tanto a la salida de un convertidor como en la carga.

La Figura 4.36 demuestra que el valor medio de un inductor es siempre cero, independiente del ángulo de disparo.

4.3.2 ANÁLISIS DE POTENCIA EN EL CONVERTOR DUAL

Las medidas de la potencia del convertidor dual se realizaron utilizando dos analizadores de potencia, cada uno conectado a la entrada de uno de los convertidores AC/DC de seis pulsos. Los analizadores utilizados son un Powermate™ 330 y un FLUKE 41B mostrados en la Figura 4.37 y en la Figura 4.38 respectivamente.



Figura 4.37 Analizador de potencia Powermate™ 330



Figura 4.38 Analizador de potencia Fluke 41B

Se realizaron cinco medidas empezando con un ángulo de 30° en pasos de 30° hasta llegar a un ángulo de 150° utilizando el promedio de la adquisición de valores durante el intervalo de una hora; resultando el tiempo total de la prueba en cinco horas. La corriente circulante en el sistema es constante con un valor de 2A, los convertidores se encuentran conectados a la red eléctrica por medio de un transformador de voltaje con una relación de transformación de 2 a 1 y con conexión Yy0.

En la Tabla 23 se muestran los valores medidos para los cada uno de los ángulos de disparo significativos.

Alfa	Potencia en la entrada del convertor 1	Potencia en la entrada del convertor 2	Perdidas (P1-P2)
30°	246 [W]	191 [W]	55 [W]
60°	130 [W]	71 [W]	59 [W]
90°	-2 [W]	56 [W]	54 [W]
120°	-115 [W]	168 [W]	53 [W]
150°	-242[W]	291 [W]	49 [W]
	Powermate™330	Fluke 41B	

Tabla 23 Medidas de potencia del convertor dual

Los efectos de la conmutación de los interruptores de potencia y el efecto de la resistencia interna de los inductores que componen el reactor de interfaz ocasionan que el sistema tenga pérdidas, de la Tabla 23 se puede observar que el convertidor tiene una potencia de funcionamiento promedio de 54W lo que se traduce a potencia de pérdidas al analizar al módulo como un sistema de transferencia de energía

El analizador Powermate™330 permite además visualizar las formas de onda de voltaje-corriente en la red eléctrica, el diagrama fasorial de voltaje-corriente y presenta todos los parámetros detallados por medio de la interfaz que posee.

El diagrama fasorial revela que el ángulo de desfase entre el voltaje y la corriente corresponde al ángulo de disparo Alfa. Las formas de onda adquiridas en la entrada reflejan que la forma de onda de corriente al mantener la corriente constante es igual para cualquier ángulo de disparo, pero dependiendo del mismo la forma de onda de corriente se desplaza en el tiempo generando un desfase entre el voltaje y la corriente de hasta 180° lo que ocasiona que la potencia sea negativa a partir de los 90° .

En la

Tabla 24 se muestran las pantallas adquiridas en el equipo de medición para el primer y el último valor medido.

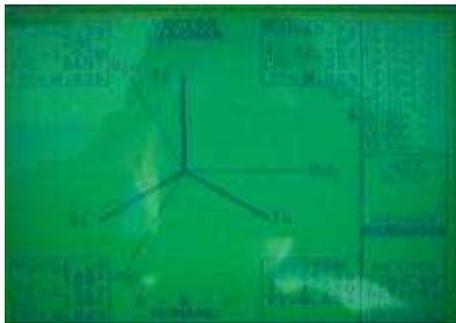
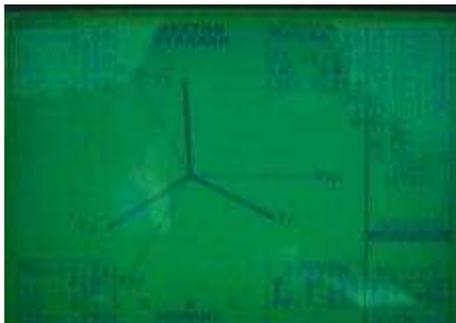
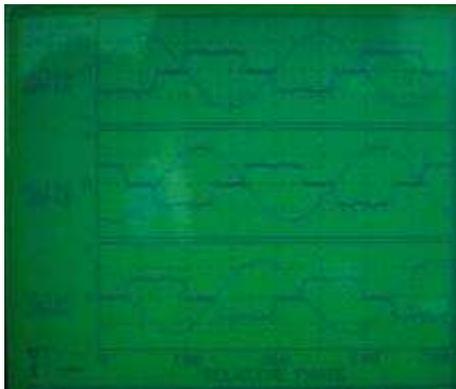
	Alfa=30	Alfa=150
Diagrama Fasorial		
Figura 4.39 Pantalla con el diagrama fasorial		
Formas de Onda		
Figura 4.40 Formas de Onda de voltaje y corriente trifásicas		

Tabla 24 Pantallas del analizador de potencia Powermate™330

CAPITULO 5

5 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

5.1 CONCLUSIONES

Se cumplió con el objetivo del presente proyecto pues se logró construir un conversor dual que es capaz de manejar cargas cuya potencia supera los 250W, y cuando está siendo utilizado como módulo de transferencia de energía, es decir el conversor en vacío, de acuerdo con las mediciones del laboratorio se llegó a una potencia de hasta 700W superando ampliamente las expectativas que se tenían al momento de proponer el presente proyecto de titulación.

Las pruebas realizadas en el conversor dual trifásico diseñado e implementado en el laboratorio de Electrónica de Potencia permitieron comprobar que dependiendo del ángulo de disparo se puede transferir potencia desde un módulo hacia otro, esto se corrobora con las tablas de datos obtenidas en la medición de la potencia que se presentan como parte de los resultados.

Cuando el convertidor dual se prueba con una carga que se acopla al sistema entre el reactor de interfaz, la potencia total de transferencia disminuye, pues la carga toma parte de la potencia de entrada para su funcionamiento, el resto de la potencia es devuelta a la red eléctrica por el conversor AC/DC cuyo ángulo de disparo sea mayor a 90° .

Para una carga de tipo RLE (Motor DC de imán permanente) el ángulo de disparo determina el sentido de giro del motor, un cambio rápido en el punto de consigna del ángulo de disparo que ocasione una variación de la polaridad del voltaje en la carga ocasiona que el motor se detenga y posteriormente invierta el giro, al tomar las mediciones de potencia en la entrada del convertidor se puede comprobar que el motor funciona en los cuatro cuadrantes de operación.

La configuración de dos convertidores AC/DC en antiparalelo permite el control de voltaje en todo el rango de variación del ángulo de disparo, desde 0° hasta 180° , permitiendo que el voltaje sea positivo para ángulos menores a 90° y negativo para ángulos mayores a 90° como se presentó en las formas de onda del capítulo de pruebas y resultados, además la corriente circulante en el sistema permite que se pueda realizar el análisis del sistema considerando siempre conducción continua esto ayudará enormemente a los estudiantes a comprender el funcionamiento de los convertidores AC/DC estudiados en convertidores estáticos.

Las formas de onda de voltaje y corriente en cada convertidor obtenidas con el osciloscopio, y las mediciones realizadas de los mismos valores concuerdan con el análisis teórico realizado en el presente trabajo, por lo que los resultados obtenidos en el estudio teórico del funcionamiento del convertidor dual con corriente circulante pudieron ser demostrados de manera experimental con los datos obtenidos en el laboratorio.

El sistema de adquisición de datos debe ser lo más preciso y rápido posible pues al realizar controladores en lazo cerrado la calidad de respuesta del controlador depende de la señal que se utiliza como realimentación, también el tiempo de muestreo de las señales debe ser menor al tiempo de acción del actuador con el fin de poder realizar el cálculo del algoritmo de control en cada periodo con los valores de realimentación actuales del sistema.

El análisis de la planta permitió comprender que el sistema de conversor dual con corriente circulante tiene un comportamiento determinístico, por lo que el sistema de control que se implementó permite el funcionamiento del conversor dual dentro de parámetros preestablecidos para los valores de consigna, que proveerán valores predecibles de voltaje y corriente facilitando determinar las condiciones iniciales necesarias para el correcto funcionamiento del algoritmo de control.

El tiempo de discretización para el diseño del controlador digital debe ser tomado como el tiempo más lento del actuador de tal manera que cada cambio en la acción de control produzca una variación en la salida, en el caso del convertidor dual se puede realizar un cambio en el voltaje en un tiempo mínimo de 2.78 milisegundos que es el tiempo en el que ocurre un cruce por cero entre fases y esto permite una variación en el voltaje de salida, cualquier acción en un tiempo menor a 2.78 milisegundos no producirá cambios pues los tiristores del actuador ya están en conducción a causa de la iteración anterior del algoritmo de control.

5.2 RECOMENDACIONES

Para realizar controladores digitales una de las mejores formas de tener un punto de partida para la calibración es la utilización del System Identification Toolbox del programa computacional Matlab. Para esto es necesario adquirir las curvas de reacción de la planta frente a una excitación tipo paso y adquirir la mayor cantidad de puntos de la respuesta en el tiempo para poder modelar la planta de la manera más exacta posible.

Con el fin de reducir el tamaño de los inductores y las impedancias que ocasionan el tener inductores de gran tamaño se sugiere, cuando sea posible diseñar y construir los inductores de potencia sobre núcleos de ferrita, que al tener una mayor permeabilidad magnética se permite una disminución en el tamaño y en el número de vueltas del conductor sobre el núcleo mejorando la eficiencia total del sistema.

El diseño de módulos de trabajo para el laboratorio de Electrónica de Potencia y Convertidores Estáticos debe realizarse considerando que en el proceso de aprendizaje se van a producir fallas por lo que los elementos que deben soportarlas. Por lo que deben ser sobredimensionados con el fin de extender la vida útil del módulo del laboratorio.

Para el circuito de adquisición de la señal corriente es recomendable utilizar sensores cuyos principios permitan un aislamiento galvánico entre las etapas de potencia donde se realiza la medición y la etapa de control, esto ayuda enormemente a disminuir el ruido que se ocasiona al tener acoplado voltajes o corrientes mayores que los niveles de voltaje de funcionamiento del sistema de control.

Cuando se implementan algoritmos complejos y extensos de control que requieren ser ejecutados en tiempos muy pequeños, es necesaria una mayor velocidad de procesamiento de datos por lo que se debe escoger el dispositivo que realiza el control en base al análisis de los tiempos de respuesta que tienen los sistemas que van a ser controlados y del tiempo máximo permisible de una iteración del algoritmo.

Se debe continuar con el estudio, diseño e implementación de las otras potencialidades del módulo que se ha implementado en el laboratorio. Por ejemplo se puede implementar un cicloconvertor monofásico, o agregar como tutorial en el laboratorio de Control de Máquinas una práctica donde se demuestre la regeneración de energía de un motor trifásico de rotor bobinado por el método de Kramer.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] S. ARNALTES GÓMEZ and D. SANTOS MARTÍN, CONTROL DE PARQUES EÓLICOS OFFSHORE CONECTADOS A RED MEDIANTE ENLACE DE CONTINUA, Leganés - http://e-archivo.uc3m.es/bitstream/10016/9836/1/Tesis_Miguel_Montilla.pdf: UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID, 2010.

- [2] "ITAIPU BINACIONAL," [Online]. Available: <http://www.itaipu.gov.br/es>.

- [3] N. MOHAN, T. M. UNDELAND and W. P. ROBBINS, POWER ELECTRONICS Converters, Applications, and Desing. Third Edition, New Jersey: John Wiley & Sons, 2003.

- [4] M. H. RASHID, ELECTRÓNICA DE POTENCIA Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones, Tercera Edición, México: PEARSON Educación, 2004.

- [5] Universidad Politècnica de Catalunya, «Departament d'Enginyeria Electrònica,» [En línea]. Available: [http://tec.upc.es/el/TEMA-3%20EP%20\(v1\).pdf](http://tec.upc.es/el/TEMA-3%20EP%20(v1).pdf).

- [6] P. SEN, Thyristor DC Drives, Ontario-Canada: John Wiley & Sons, 1980.

- [7] D. Y. C. Y.-P. W. a. Y.-T. C. Fu-Yuan Shin, "IEEE Transactions on power electronics," IEEE, January 1996. [Online]. Available: <http://ntur.lib.ntu.edu.tw/bitstream/246246/151628/1/04.pdf>.

- [8] ELECTUS DISTRIBUTION, "www.jaycar.com.au," 2001. [Online]. Available: http://www.jaycar.com.au/images_uploaded/optocoup.pdf.

- [9] LEM, "Lem Website," 12 2011. [Online]. Available:
http://www.lem.com/hq/en/component/option,com_catalog/task,displayserie/serie,HX%20££%20HX--SP2/output_type,instantaneous/.
- [10] Daycounter, Inc., "Daycounter, Inc. Engineering Services," 12 2011.
[Online]. Available: <http://www.daycounter.com/Filters/SallenKeyLP/Sallen-Key-LP-Filter-Design-Equations.phtml>.
- [11] EA6GK, 12 2011. [En línea]. Available:
<http://ea6gk2.wikispaces.com/file/view/9-pinout.gif/193537844/9-pinout.gif>.
- [12] ATMEL CORPORATION, "AVR042: AVR HARDWARE DESING CONSIDERATIONS," San Jose, CA, USA, 2010.
- [13] ATMEL CORPORATION, "8-bit AVR Microcontrolle," San Jose, CA, USA, 2010.
- [14] STMicroelectronics, "TRIAC CONTROL BY PULSE TRANSFORMER," 2004.
- [15] LEM, "Current Transducer HX Series," Genève (Ginebra), Suiza, 2011.
- [16] National Semiconductor, "Wide Bandwidth Dual JFET Input Operational Amplifier," Santa Clara, CA, USA, 2000.
- [17] Fairchild Semiconductor, "3-Terminal 1A Positive Voltage Regulator," San Jose, CA, USA, 2010.
- [18] Littelfuse, Inc, "Fundamental Characteristics of Thyristors," Chicago, IL, USA, 2008.

- [19] SEMIKRON, "Thyristor / Diode Modules," Nuremberg, Germany, 2011.
- [20] SEMIKRON, "Semikron Knowledge Base," 2011. [Online]. Available: http://www.semikron.com/products/data/cur/assets/P_3_PS503012.pdf.
- [21] ANALOG DEVICES, "High Precision, Wideband RMS-to-DC Converter," Norwood, MA, USA, 2011.
- [22] DIODES INCORPORATED, "AP1084: 5A LOW DROPOUT POSITIVE FIXED-MODE REGULATOR," Chadderton, Oldham, UK, 2010.
- [23] "TLV2217: LOW-DROPOUT FIXED-VOLTAGE REGULATORS," Dallas, Texas, USA, 2005.
- [24] UNIVERSITY OF COLORADO, "INDUCTOR DESIGN," Boulder, CO, USA.
- [25] UNIVERSITY OF CALIFORNIA SANTA BARBARA, "Inductor Design with continuous DC current," Santa Barbara, CA, USA.
- [26] CENTELSA, "Características Alambres Magneto Redondos," Bogotá, Colombia, 2010.
- [27] Magnetics Inc., "FERRITE CORECOMPARATIVE GEOMETRY CONSIDERATIONS," Kowloon, Hong Kong, 2011.
- [28] C. W. T. McLYMAN, TRANSFORMER AND INDUCTOR DESIGN HANDBOOK. Tercera Edición, New York, NY, USA: Marcel Dekker, Inc., 2006.

- [29] MAGNETICS INCORPORATED, "mag-inc," 20 Diciembre 2011. [Online]. Available: <http://www.mag-inc.com/products/ferrite-cores/ferrite-shapes>.
- [30] SEMIKRON, "Semipack Complete Data Sheet," Nuremberg, Germany, 2010.
- [31] K. OGATA, Ingeniería de Control Moderna, Cuarta Edición, Madrid: Pearson Education, 2003.
- [32] J. A. SHAW, "The PID Control Algorithm, Second Edition," <http://www.picvietnam.com/download/PIDcontrolbook2.pdf>, 2003.
- [33] K. J. ÅSTRÖM, "PID Control," <http://www.cds.caltech.edu/~murray/courses/cds101/fa02/caltech/astrom-ch6.pdf>, 2002.
- [34] Warsaw University of Technology - Electrical Engineering - Institute of Control and Industrial Electronics, "Integral Anti-Windup for PI Controllers," <http://www.isep.pw.edu.pl/ZakladNapedu/lab-ane/anti-windup.pdf>, 2010.
- [35] ATMEL CORPORATION, "AVR040: EMC DESING CONSIDERATIONS, Application Note.," San Jose, CA, USA, 2006.

ANEXOS

HOJAS DE DATOS

TIRISTORES

SKKT 57, SKKH 57, SKKT 57B



V_{RSM} V	V_{RSM}, V_{DRM} V	$I_{T(RMS)} = 95$ A (maximum value for continuous operation)		
		$I_{TAV} = 55$ A (min. 180; $T_c = 80$ °C)		
900	900	SKKT 57/08E	SKKT 57B08E	SKKH 57/08E
1300	1200	SKKT 57/12E	SKKT 57B12E	SKKH 57/12E
1500	1400	SKKT 57/14E	SKKT 57B14E	SKKH 57/14E
1700	1600	SKKT 57/16E	SKKT 57B16E	SKKH 57/16E
1900	1800	SKKT 57/18E	SKKT 57B18E	SKKH 57/18E

SEMIPACK[®] 1

Thyristor / Diode Modules

SKKT 57
SKKH 57
SKKT 57B

Features

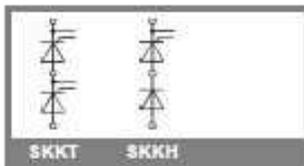
- Heat transfer through aluminium oxide ceramic isolated metal baseplate
- Hard soldered joints for high reliability
- UL recognized, file no. E 63 632

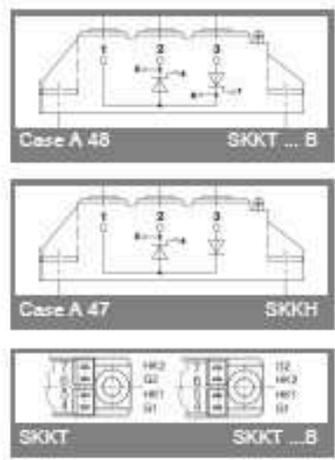
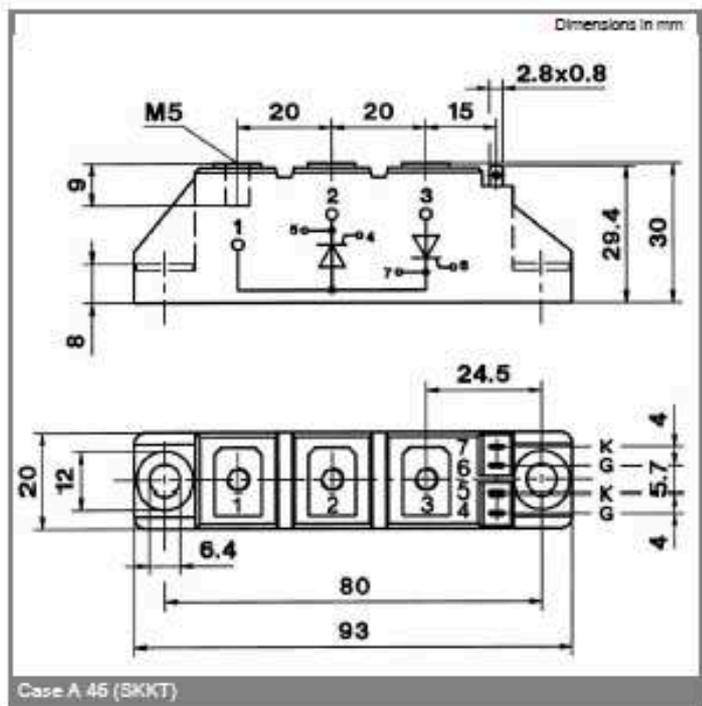
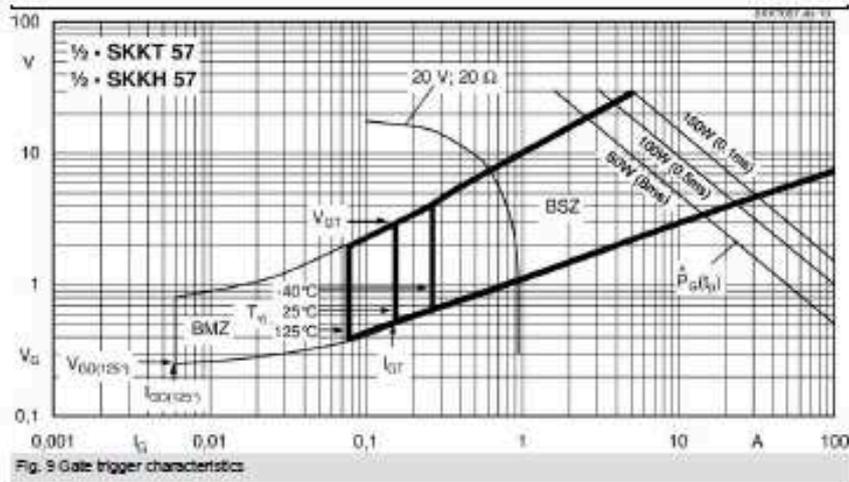
Typical Applications*

- DC motor control (e. g. for machine tools)
- AC motor soft starters
- Temperature control (e. g. for ovens, chemical processes)
- Professional light dimming (studios, theaters)

*) See the assembly instructions

Symbol	Conditions	Values	Units
I_{TAV}	min. 180; $T_c = 85$ (100) °C;	50 (35)	A
I_D	P3/180; $T_a = 45$ °C; B2 / B6	57 / 68	A
	P3/180F; $T_a = 35$ °C; B2 / B6	100 / 130	A
$I_{T(RMS)}$	P3/180F; $T_a = 35$ °C; W1 / W3	130 / 3 x 100	A
I_{TSM}	$T_d = 25$ °C; 10 ms	1500	A
	$T_d = 125$ °C; 10 ms	1250	A
PI	$T_d = 25$ °C; 8,3 ... 10 ms	11000	APs
	$T_d = 125$ °C; 8,3 ... 10 ms	8000	APs
V_T	$T_d = 25$ °C; $I_T = 200$ A	max. 1,65	V
$V_{T(70)}$	$T_d = 125$ °C	max. 0,9	V
I_T	$T_d = 125$ °C	max. 3,5	mA
I_{DC}, I_{D0}	$T_d = 125$ °C; $V_{R0} = V_{RSM}, V_{D0} = V_{DRM}$	max. 15	mA
I_{gr}	$T_d = 25$ °C; $I_D = 1$ A; $dI_D/dt = 1$ A/μs	1	μs
I_{gr}	$V_D = 0,67 \cdot V_{DRM}$	2	μs
$(dI/dt)_{gr}$	$T_d = 125$ °C	max. 150	A/μs
$(dI/dt)_{gr}$	$T_d = 125$ °C	max. 1000	V/μs
t_{tr}	$T_d = 125$ °C	80	μs
I_H	$T_d = 25$ °C; typ. / max.	150 / 250	mA
I_L	$T_d = 25$ °C; $R_{\theta G} = 33$ Ω; typ. / max.	300 / 600	mA
V_{GT}	$T_d = 25$ °C; d.o.	min. 3	V
I_{GT}	$T_d = 25$ °C; d.o.	min. 150	mA
V_{D0}	$T_d = 125$ °C; d.o.	max. 0,25	V
I_{D0}	$T_d = 125$ °C; d.o.	max. 6	mA
$R_{\theta(G-C)}$	cont.; per thyristor / per module	0,57 / 0,29	KW
$R_{\theta(C-C)}$	min. 180; per thyristor / per module	0,6 / 0,3	KW
$R_{\theta(C-C)}$	no. 120; per thyristor / per module	0,64 / 0,32	KW
$R_{\theta(D-C)}$	per thyristor / per module	0,2 / 0,1	KW
T_d		- 40 ... + 125	°C
T_{stg}		- 40 ... + 125	°C
V_{fwd}	a. c. 50 Hz; r.m.s.; 1 s / 1 min.	3600 / 3000	V-
M_h	to heatsink	5 ± 15 % ¹⁾	Nm
M_t	to terminals	3 ± 15 %	Nm
α		5 ° 9,81	mm ²
m	approx.	95	μ
Case	SKKT	A 46	
	SKKT ...B	A 48	
	SKKH	A 47	





* The specifications of our components may not be considered as an assurance of component characteristics. Components have to be tested for the respective application. Adjustments may be necessary. The use of SEMIKRON products in life support appliances and systems is subject to prior specification and written approval by SEMIKRON. We therefore strongly recommend prior consultation of our staff.

DISIPADOR DE CALOR

P 3



Heatsink

Standard lengths	n	b / d Ø mm	R _{th,sa} natural cooling KW	R _{th,sa} with Fan SKF 3-230-01 KW	w kg
P 3/120	1	20	0,55 (100W)	0,167	2,1
	3		0,43 (150W)	0,147	
P 3/180	2	20	0,39 (150W)	0,132	3,1
	3		0,36 (180W)	0,12	
	6		0,33 (200W)	0,108	
	1		34	0,144	
P 3/300	3	34		0,0847	5,3

For isolated power modules

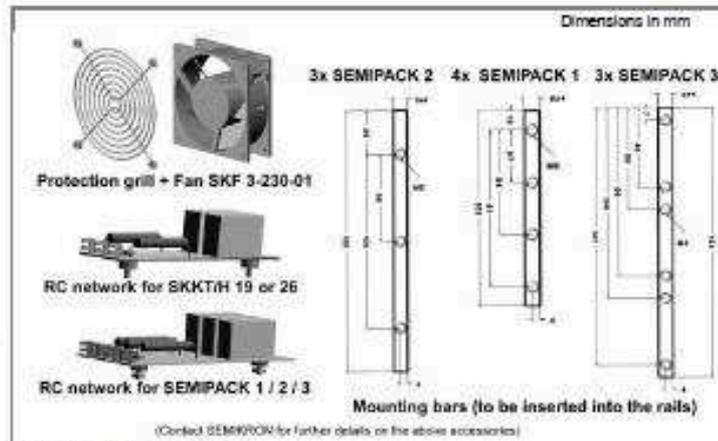
P 3

Features

- Intended for isolated power modules, SEMIPACK (1 to 4) and SEMITRANS 2 range
- Integrated rails allow for easy mounting of the modules
- Available in various lengths
- Best fitted fan : SKF 3-230-01
- Mounting bar rails available (see sketches)

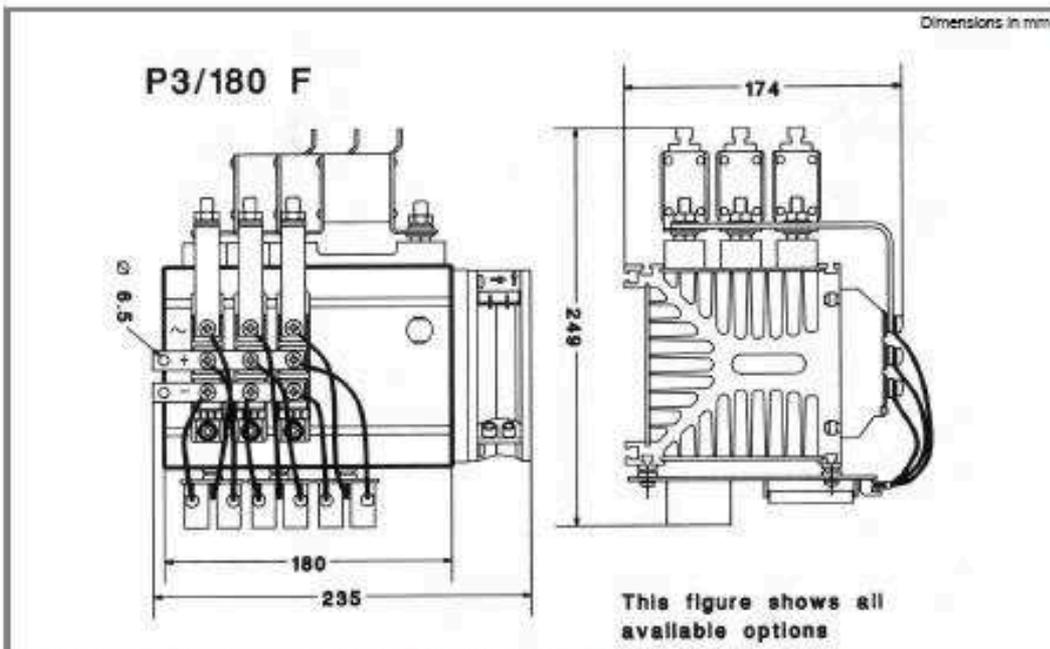


P3 general profile dimensions (w = 17,6 kg/m)

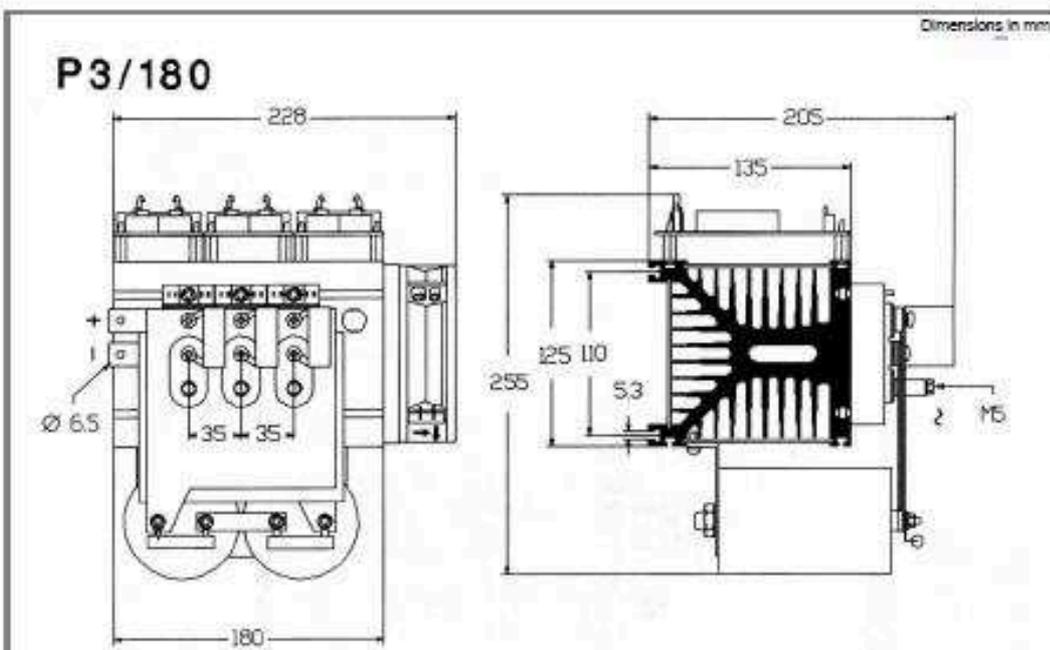


P 3 standard accessories

P 3



1. Application example using heatsink P 3/180 and SEMIPACK modules to give a three phase bridge



2. Application example using SEMITRANS modules to give a B6CI configuration

TRANSFORMADOR DE PULSOS

REV. Status
ISSUE 1
8/8/95 TS

MODEL NUMBER
STT-106

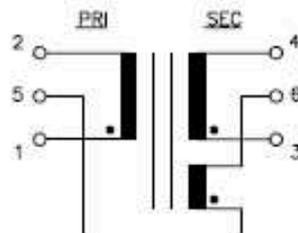
A. Electrical specifications (⊗ 25 ° C)

1. Leakage Inductance;
200 μH MAX
2. DC Resistance;
Primary (1-2) 7.0 Ω MAX
Secondary (3-4) 7.0 Ω MAX
Tertiary (5-6) 7.0 Ω MAX
3. Primary ET-constant;
280V- μs MIN
4. Turns Ratio;
(1-2) : (3-4) : (5-6) = 1 : 1.00 : 1.00 ±5%
5. Interwinding Capacitance;
80.0 pF MAX
6. Primary Inductance;
10.0 mH MIN
7. Dielectric Strength;
AC 2500 Vrms 1 minute ⊗ Pri to Sec

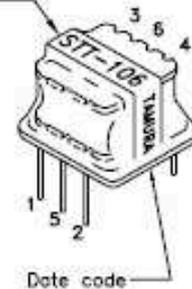
B. Marking;

STT-106, TAMURA, date code, and country of origin

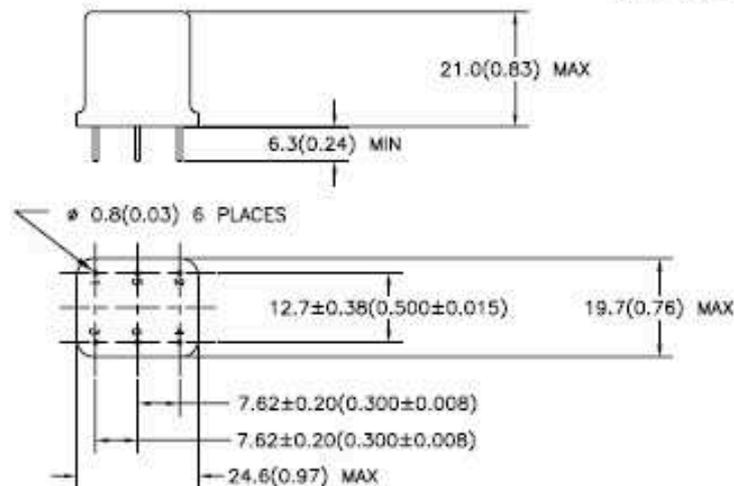
C. Schematic diagram;



Country of origin



D. Mechanical Specifications



PREPARED BY: K. Brennan	DWG CONTROL NO. P-A1-11369 AGAD\MGFMR\A1113691.DWG	REV -	ENCAPSULATED TRIGGER TRANSFORMER	STT-106
ENGINEER: T. Shiozawa	CONTENTS OF THIS DRAWING ARE SUBJECT TO CHANGE WITHOUT PRIOR NOTICE	TAMURA CORPORATION OF AMERICA 43352 BUSINESS PARK DRIVE, TEMECULA, CA 92590-6624 (909) 898-1270 FAX 9096789482		MODEL SPECIFICATION
APPROVED: V. Casey	PROPRIETARY NOTICE: THIS DRAWING, PRINT OR DOCUMENT AND SUBJECT MATTER DISCLOSED HEREIN ARE PROPRIETARY ITEMS TO WHICH TAMURA RETAINS THE EXCLUSIVE RIGHT OF DISSEMINATION, REPRODUCTION, MANUFACTURE AND SALE. THIS DRAWING, PRINT OR DOCUMENT IS SUBMITTED IN CONFIDENCE FOR CONSIDERATION BY THE RECIPIENT ALONE UNLESS PERMISSION FOR FURTHER DISCLOSURE IS EXPRESSLY GRANTED IN WRITING.			DIM: mm(In) SCL: NONE St: 1 OF 1

TRANSDUCTOR DE CORRIENTE DE EFECTO HALL



Current Transducer HX 03..50-P

For the electronic measurement of currents: DC, AC, pulsed, mixed, with galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).



$I_{PN} = 3 \dots 50 \text{ A}$



All data are given with $R_L = 10 \text{ k}\Omega$

Electrical data

Primary nominal current rms I_{PN} (A)	Primary current measuring range I_{PR} (A)	Primary conductor diameter x turns (mm)	Type
3	± 9	0.6d x 20T	HX 03-P
5	± 15	0.8d x 12T	HX 05-P
10	± 30	1.1d x 6T	HX 10-P
15	± 45	1.4d x 4T	HX 15-P
20	± 60	1.6d x 3T	HX 20-P
25	± 75	1.6d x 2T	HX 25-P
50	± 150	1.2 x 6.3 x 1T	HX 50-P

V_{OUT}	Output voltage (Analog) $\text{①} \pm I_{PR} R_L = 10 \text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	± 4	V
R_{OUT}	Output internal resistance	< 50	Ω
R_L	Load resistance	≥ 10	$\text{k}\Omega$
V_C	Supply voltage ($\pm 5\%$) ②	± 15	V
V_C	Current consumption	$< \pm 15$	mA

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy $\text{③} \text{ @ } I_{PR}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (excluding offset)	$< \pm 1$	% of I_{PR}
ϵ_L	Linearity error ($0 \dots I_{PR}$)	$< \pm 1$	% of I_{PR}
V_{OS}	Electrical offset voltage $\text{④} \text{ @ } I_P = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	$< \pm 40$	mV
V_{OH}	Hysteresis offset voltage $\text{④} \text{ @ } I_P = 0$ after an excursion of $1 \times I_{PR}$	$< \pm 15$	mV
TCV_{OS}	Temperature coefficient of V_{OS}	$< \pm 1.5$	mV/K
TCV_{OUT}	Temperature coefficient of V_{OUT} (% of reading)	± 0.1	%/K
t_r	Response time to 90% of I_{PR} step	≤ 3	μs
BW	Frequency bandwidth (-3 dB) ⑤	50	kHz

General data

T_A	Ambient operating temperature	-25 ... +85	$^\circ\text{C}$
T_S	Ambient storage temperature	-25 ... +85	$^\circ\text{C}$
m	Mass	8	g
	Standards	EN 50178: 1997	

Note: ① Also operate at $\pm 12\text{V}$ power supplies, measuring range reduced to $\pm 2.5 \times I_{PR}$.
 ② Small signal only to avoid excessive heating of the magnetic cores.

Features

- Galvanic isolation between primary and secondary circuit
- Hall effect measuring principle
- Isolation voltage 3000V
- Low power consumption
- Extended measuring range ($3 \times I_{PR}$)
- Power supply from $\pm 12\text{V}$ to $\pm 15\text{V}$
- Isolated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Advantages

- Low insertion losses
- Easy to mount with automatic handling system
- Small size and space saving
- Only one design for wide current ratings range
- High immunity to external interference

Applications

- AC variable speed drives
- DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Electrical appliances

Application domain

- Industrial

FUNCTIONAL DESCRIPTION

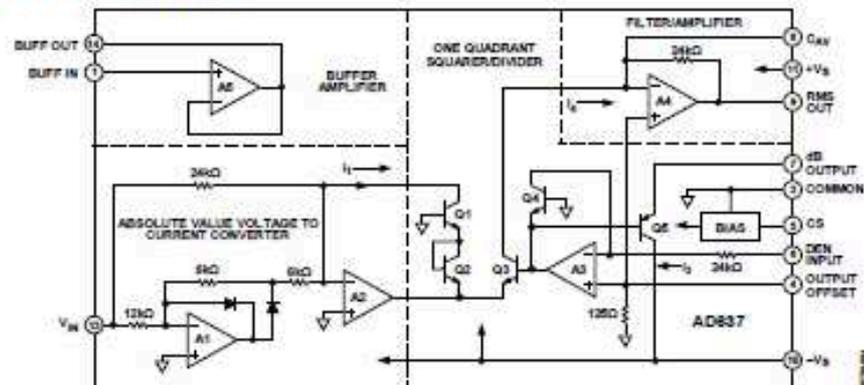


Figure 4. Simplified Schematic

The AD637 embodies an implicit solution of the rms equation that overcomes the inherent limitations of straightforward rms computation. The actual computation performed by the AD637 follows the equation

$$V_{rms} = \text{Avg} \left[\frac{V_{IN}^2}{V_{rms}} \right]$$

Figure 4 is a simplified schematic of the AD637, subdivided into four major sections: absolute value circuit (active rectifier), squarer/divider, filter circuit, and buffer amplifier. The input voltage (V_{IN}), which can be ac or dc, is converted to a unipolar current I_1 by the active rectifiers A1 and A2. I_1 drives one input of the squarer/divider, which has the transfer function

$$I_4 = \frac{I_1^2}{I_3}$$

The output current of the squarer/divider I_4 drives A4, forming a low-pass filter with the external averaging capacitor. If the RC time constant of the filter is much greater than the longest period of the input signal, then the A4 output is proportional to the average of I_4 . The output of this filter amplifier is used by A3 to provide the denominator current I_3 , which equals $\text{Avg } I_4$ and is returned to the squarer/divider to complete the implicit rms computation

$$I_4 = \text{Avg} \left[\frac{I_1^2}{I_4} \right] = I_1, rms$$

and

$$V_{OUT} = V_{IN, rms}$$

To compute the absolute value of the input signal, the averaging capacitor is omitted. However, a small capacitance value at the averaging capacitor pin is recommended to maintain stability; 5 pF is sufficient for this purpose. The circuit operates identically to that of the rms configuration, except that I_3 is now equal to I_4 giving

$$I_4 = \frac{I_1^2}{I_4}$$

$$I_4 = |I_1|$$

The denominator current can also be supplied externally by providing a reference voltage (V_{REF}) to Pin 6. The circuit operates identically to the rms case, except that I_3 is now proportional to V_{REF} . Therefore,

$$I_4 = \text{Avg} \frac{I_1^2}{I_3}$$

and

$$V_{OUT} = \frac{V_{IN}^2}{V_{REF}}$$

This is the mean square of the input signal.

Table 5. Practical Values of C_{AV} and C_2 for Various Input Waveforms

Input Waveform and Period	Absolute Value Circuit Waveform and Period	Minimum $R \times C_{AV}$ Time Constant	Recommended Standard Values for C_{AV} and C_2 for 1% Averaging Error @ 60 Hz with $T = 16.6$ ms		1% Settling Time
			C_{AV} (μF)	C_2 (μF)	
A Sine Wave		$1/2T$	0.47	1.5	181 ms
B Sine Wave with 0 Offset		T	0.82	2.7	325 ms
C Pulse Train Waveform		$10(T - T_2)$	6.8	22	2.67 sec
D Pulse Train Waveform		$10(T - 2T_2)$	5.6	18	2.17 sec

FREQUENCY RESPONSE

The frequency response of the AD637 at various signal levels is shown in Figure 15. The dashed lines show the upper frequency limits for 1%, 10%, and ± 3 dB of additional error. For example, note that for 1% additional error with a 2 V rms input, the highest frequency allowable is 200 kHz. A 200 mV signal can be measured with 1% error at signal frequencies up to 100 kHz.

To take full advantage of the wide bandwidth of the AD637, care must be taken in the selection of the input buffer amplifier. To ensure that the input signal is accurately presented to the converter, the input buffer must have a -3 dB bandwidth that is wider than that of the AD637. Note the importance of slew rate in this application. For example, the minimum slew rate required for a 1 V rms, 5 MHz, sine wave input signal is 44 V/ μs . The user is cautioned that this is the minimum rising or falling slew rate and that care must be exercised in the selection of the buffer amplifier, because some amplifiers exhibit a two-to-one difference between rising and falling slew rates. The AD845 is recommended as a precision input buffer.

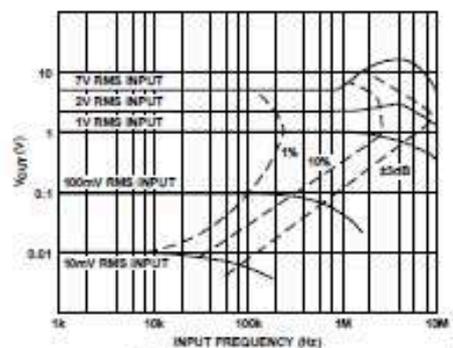


Figure 15. Frequency Response

AMPLIFICADOR OPERACIONAL (FILTRO PASA BAJOS)



August 2000

TL082
Wide Bandwidth Dual JFET Input Operational Amplifier

General Description

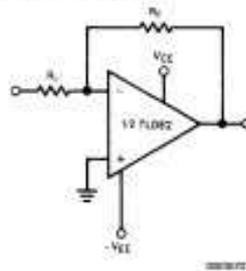
These devices are low cost, high speed, dual JFET input operational amplifiers with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). They require low supply current yet maintain a large gain bandwidth product and fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The TL082 is pin compatible with the standard LM1558 allowing designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM1558 and most LM358 designs.

These amplifiers may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample and hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The devices also exhibit low noise and offset voltage drift.

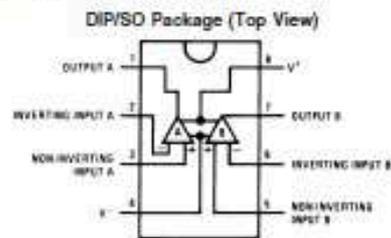
Features

- Internally trimmed offset voltage: 15 mV
- Low input bias current: 50 pA
- Low input noise voltage: 16nV/√Hz
- Low input noise current: 0.01 pA/√Hz
- Wide gain bandwidth: 4 MHz
- High slew rate: 13 V/μs
- Low supply current: 3.6 mA
- High input impedance: $10^{12}\Omega$
- Low total harmonic distortion: $\leq 0.02\%$
- Low 1/f noise corner: 50 Hz
- Fast settling time to 0.01%: 2 μs

Typical Connection

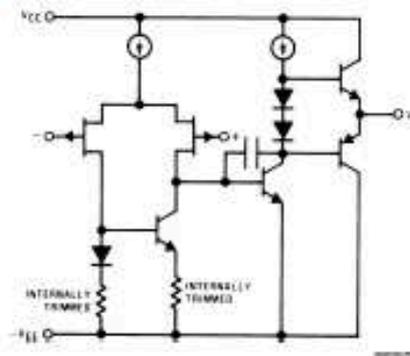


Connection Diagram



Order Number TL082CM or TL082CP
See NS Package Number M08A or N08E

Simplified Schematic

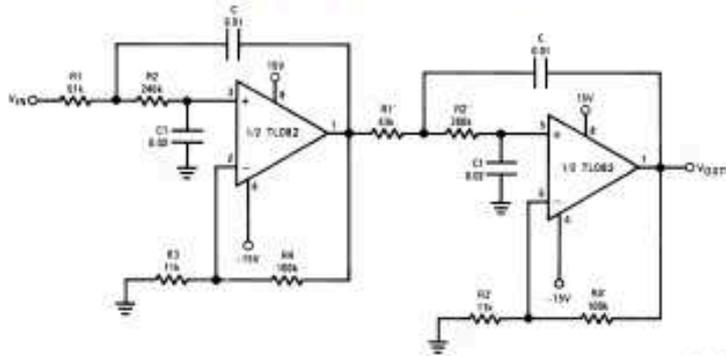


BI-FET II™ is a trademark of National Semiconductor Corp.

TL082 Wide Bandwidth Dual JFET Input Operational Amplifier

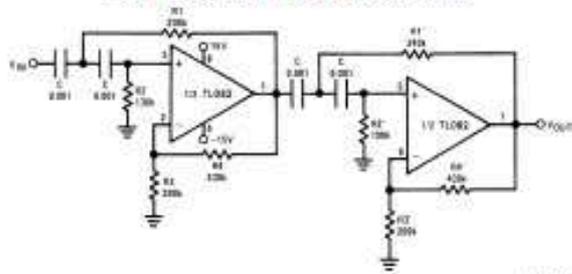
Typical Applications (Continued)

Fourth Order Low Pass Butterworth Filter



- Corner frequency (f_c) = $\frac{1}{\sqrt{R1R2C1^2}} \cdot \frac{1}{2\pi} = \frac{1}{\sqrt{R1'R2'C1'^2}} \cdot \frac{1}{2\pi}$
- Passband gain (H_0) = $(1 + R4/R3) (1 + R4'/R3')$
- First stage Q = 1.31
- Second stage Q = 0.541
- Circuit shown uses nearest 5% tolerance resistor values for a filter with a corner frequency of 100 Hz and a passband gain of +10
- Offset nulling necessary for accurate DC performance.

Fourth Order High Pass Butterworth Filter



- Corner frequency (f_c) = $\frac{1}{\sqrt{R1R2C1^2}} \cdot \frac{1}{2\pi} = \frac{1}{\sqrt{R1'R2'C1'^2}} \cdot \frac{1}{2\pi}$
- Passband gain (H_0) = $(1 + R4/R3) (1 + R4'/R3')$
- First stage Q = 1.31
- Second stage Q = 0.541
- Circuit shown uses closest 5% tolerance resistor values for a filter with a corner frequency of 1 kHz and a passband gain of 10

MICROCONTROLADORES: ATMEGA88PA

Features

- High Performance, Low Power AVR[®] 8-Bit Microcontroller
- Advanced RISC Architecture
 - 131 Powerful Instructions – Most Single Clock Cycle Execution
 - 32 x 8 General Purpose Working Registers
 - Fully Static Operation
 - Up to 20 MIPS Throughput at 20 MHz
 - On-chip 2-cycle Multiplier
- High Endurance Non-volatile Memory Segments
 - 4/8/16/32K Bytes of In-System Self-Programmable Flash program memory
 - 256/512/512/1K Bytes EEPROM
 - 512/1K/1K/2K Bytes Internal SRAM
 - Write/Erase Cycles: 10,000 Flash/100,000 EEPROM
 - Data retention: 20 years at 85°C/100 years at 25°C⁽¹⁾
 - Optional Boot Code Section with Independent Lock Bits
In-System Programming by On-chip Boot Program
True Read-While-Write Operation
 - Programming Lock for Software Security
- Peripheral Features
 - Two 8-bit Timers/Counters with Separate Prescaler and Compare Mode
 - One 16-bit Timer/Counter with Separate Prescaler, Compare Mode, and Capture Mode
 - Real Time Counter with Separate Oscillator
 - Six PWM Channels
 - 8-channel 10-bit ADC In TQFP and QFN/MLF package
Temperature Measurement
 - 6-channel 10-bit ADC In PDIP Package
Temperature Measurement
 - Programmable Serial USART
 - Master/Slave SPI Serial Interface
 - Byte-oriented 2-wire Serial Interface (Philips I²C compatible)
 - Programmable Watchdog Timer with Separate On-chip Oscillator
 - On-chip Analog Comparator
 - Interrupt and Wake-up on Pin Change
- Special Microcontroller Features
 - Power-on Reset and Programmable Brown-out Detection
 - Internal Calibrated Oscillator
 - External and Internal Interrupt Sources
 - Six Sleep Modes: Idle, ADC Noise Reduction, Power-save, Power-down, Standby, and Extended Standby
- I/O and Packages
 - 23 Programmable I/O Lines
 - 28-pin PDIP, 32-lead TQFP, 28-pad QFN/MLF and 32-pad QFN/MLF
- Operating Voltage:
 - 1.8 - 5.5V
- Temperature Range:
 - -40°C to 85°C
- Speed Grade:
 - 0 - 4 MHz @ 1.8 - 5.5V, 0 - 10 MHz @ 2.7 - 5.5V, 0 - 20 MHz @ 4.5 - 5.5V
- Power Consumption at 1 MHz, 1.8V, 25°C
 - Active Mode: 0.2 mA
 - Power-down Mode: 0.1 µA
 - Power-save Mode: 0.75 µA (Including 32 kHz RTC)



8-bit AVR[®]
Microcontroller
with 4/8/16/32K
Bytes In-System
Programmable
Flash

ATmega48A
ATmega48PA
ATmega88A
ATmega88PA
ATmega168A
ATmega168PA
ATmega328
ATmega328P

Summary

Rev. 8271CS-AVR-08/10



ATmega48A/48PA/88A/88PA/168A/168PA/328/328P

1. Pin Configurations

Figure 1-1. Pinout ATmega48A/48PA/88A/88PA/168A/168PA/328/328P

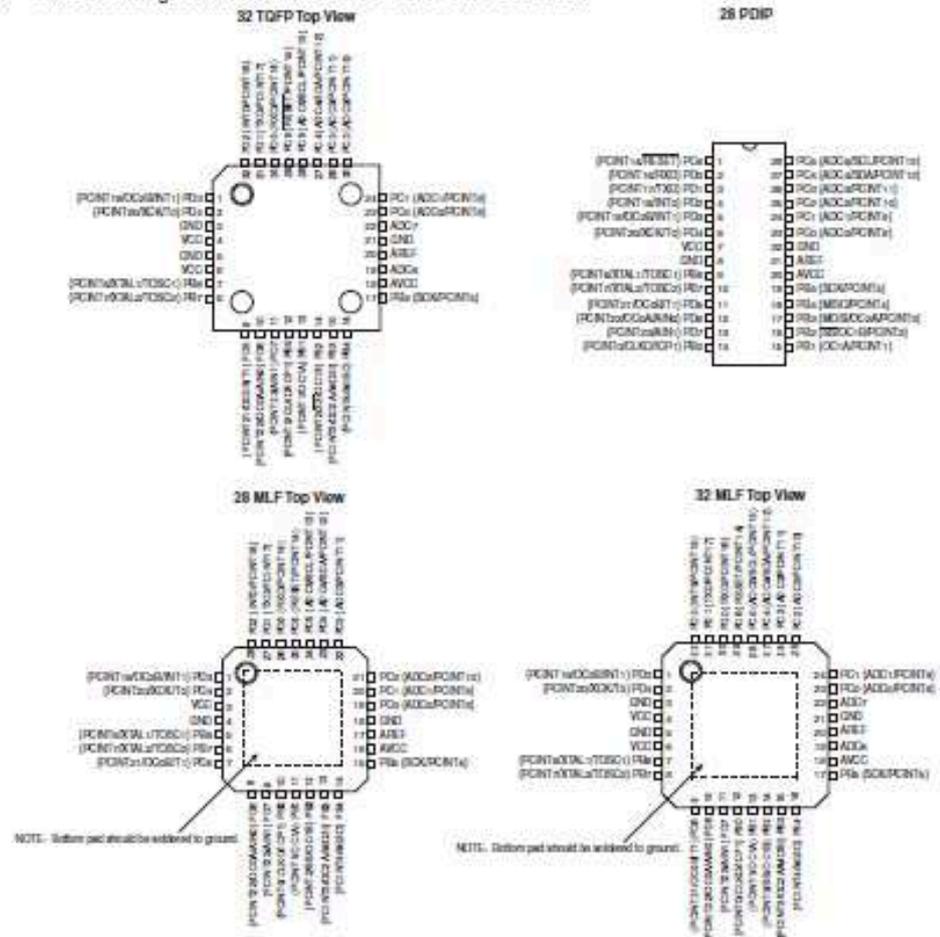


Table 1-1. 32UFBGA - Pinout ATmega48A/48PA/88A/88PA/168A/168PA

	1	2	3	4	5	6
A	PD2	PD1	PC6	PC4	PC2	PC1
B	PD3	PD4	PD0	PC5	PC3	PC0
C	GND	GND			ADC7	GND
D	VDD	VDD			AREF	ADC6
E	PB6	PD6	PB0	PB2	AVDD	PB5
F	PB7	PD5	PD7	PB1	PB3	PB4

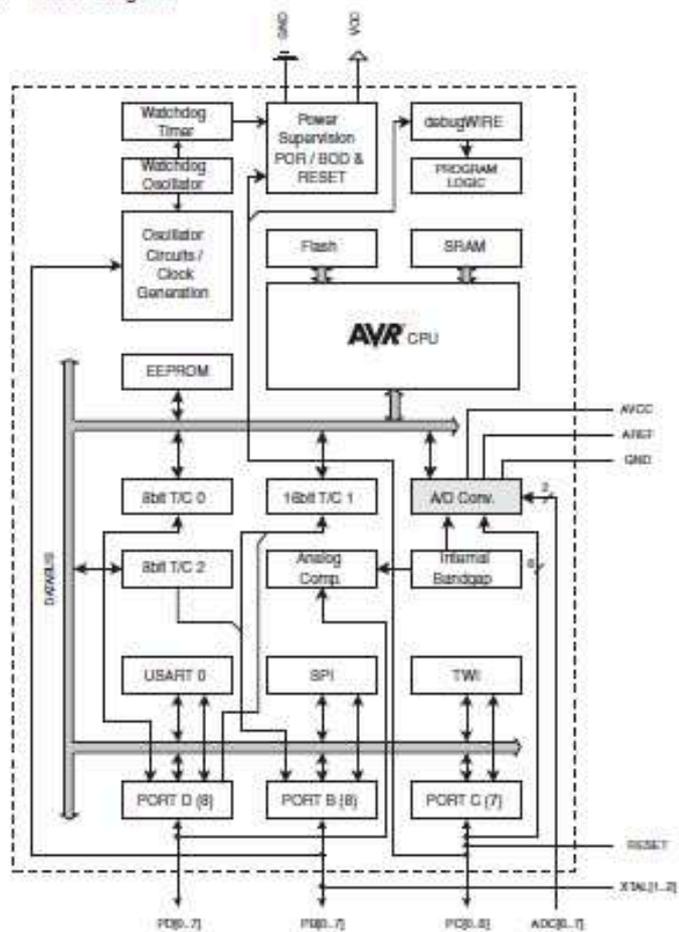
ATmega48A/48PA/88A/88PA/168A/168PA/328/328P

2. Overview

The ATmega48A/48PA/88A/88PA/168A/168PA/328/328P is a low-power CMOS 8-bit microcontroller based on the AVR enhanced RISC architecture. By executing powerful instructions in a single clock cycle, the ATmega48A/48PA/88A/88PA/168A/168PA/328/328P achieves throughputs approaching 1 MIPS per MHz allowing the system designer to optimize power consumption versus processing speed.

2.1 Block Diagram

Figure 2-1. Block Diagram



The AVR core combines a rich instruction set with 32 general purpose working registers. All the 32 registers are directly connected to the Arithmetic Logic Unit (ALU), allowing two independent



MICROCONTROLADORES: ATMEGA164PA

Features

- High-performance, Low-power AVR[®] 8-bit Microcontroller
- Advanced RISC Architecture
 - 131 Powerful Instructions – Most Single-clock Cycle Execution
 - 32 x 8 General Purpose Working Registers
 - Fully Static Operation
 - Up to 20 MIPS Throughput at 20 MHz
 - On-chip 2-cycle Multiplier
- High Endurance Non-volatile Memory segments
 - 16/32/64/128K Bytes of In-System Self-programmable Flash program memory
 - 512B/1K/2K/4K Bytes EEPROM
 - 1/2/4/16K Bytes Internal SRAM
 - Write/Erase Cycles: 10,000 Flash/ 100,000 EEPROM
 - Data retention: 20 years at 85°C/ 100 years at 25°C⁽¹⁾
 - Optional Boot Code Section with Independent Lock Bits
 - In-System Programming by On-chip Boot Program
 - True Read-While-Write Operation
 - Programming Lock for Software Security
- JTAG (IEEE std. 1149.1 Compliant) Interface
 - Boundary-scan Capabilities According to the JTAG Standard
 - Extensive On-chip Debug Support
 - Programming of Flash, EEPROM, Fuses, and Lock Bits through the JTAG Interface
- Peripheral Features
 - Two 8-bit Timer/Counters with Separate Prescalers and Compare Modes
 - One 16-bit Timer/Counter with Separate Prescaler, Compare Mode, and Capture Mode
 - Real Time Counter with Separate Oscillator
 - Six PWM Channels
 - 8-channel, 10-bit ADC
 - Differential mode with selectable gain at 1x, 10x or 200x
 - Byte-oriented Two-wire Serial interface
 - Two Programmable Serial USART
 - Master/Slave SPI Serial Interface
 - Programmable Watchdog Timer with Separate On-chip Oscillator
 - On-chip Analog Comparator
 - Interrupt and Wake-up on Pin Change
- Special Microcontroller Features
 - Power-on Reset and Programmable Brown-out Detection
 - Internal Calibrated RC Oscillator
 - External and Internal Interrupt Sources
 - Six Sleep Modes: Idle, ADC Noise Reduction, Power-save, Power-down, Standby and Extended Standby
- I/O and Packages
 - 32 Programmable I/O Lines
 - 40-pin PDIP, 44-lead TQFP, 44-pad VQFN/QFN/MLF
 - 44-pad DRQFN
 - 49-ball VFBGA
- Operating Voltages
 - 1.8 - 5.5V
- Speed Grades
 - 0 - 4 MHz @ 1.8 - 5.5V
 - 0 - 10 MHz @ 2.7 - 5.5V
 - 0 - 20 MHz @ 4.5 - 5.5V
- Power Consumption at 1 MHz, 1.8V, 25°C
 - Active: 0.4 mA
 - Power-down Mode: 0.1µA
 - Power-save Mode: 0.6µA (Including 32 kHz RTC)

Note: 1. See "Data Retention" on page 9 for details.



8-bit **AVR[®]**
Microcontroller
with
16/32/64/128K
Bytes In-System
Programmable
Flash

ATmega164A
ATmega164PA
ATmega324A
ATmega324PA
ATmega644A
ATmega644PA
ATmega1284
ATmega1284P

Summary

8272AS-AVR-01/10

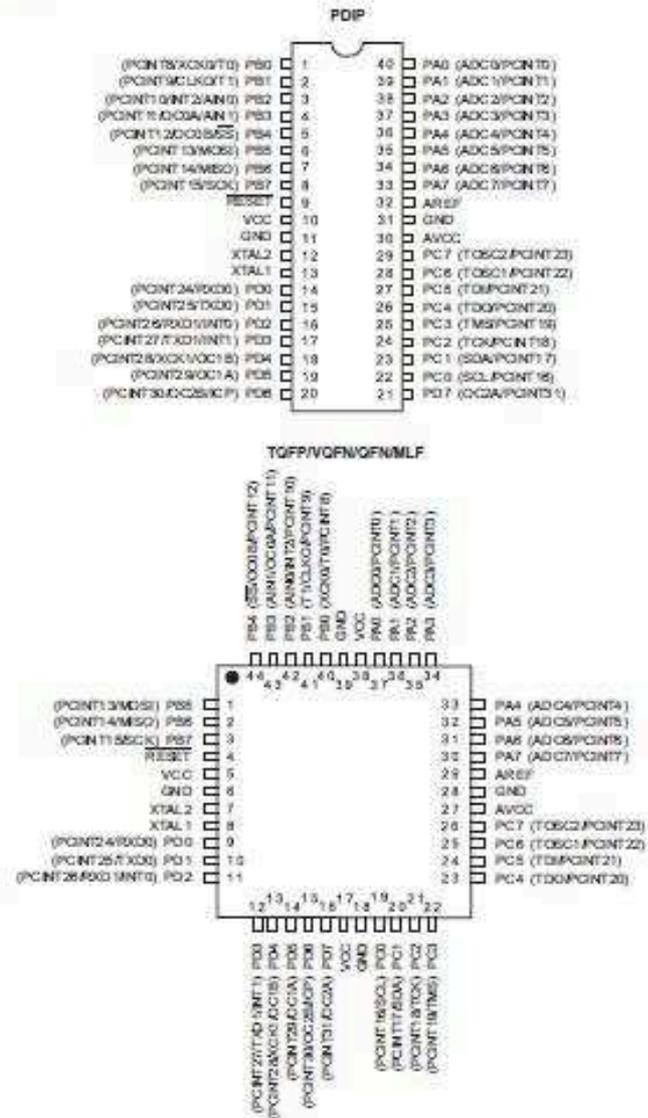


164A/164PA/324A/324PA/644A/644PA/1284/1284P

1. Pin Configurations

1.1 Pinout - PDIP/TQFP/VQFN/QFN/MLF for ATmega164A/164PA/324A/324PA/644A/644PA/1284/1284P

Figure 1-1. Pinout



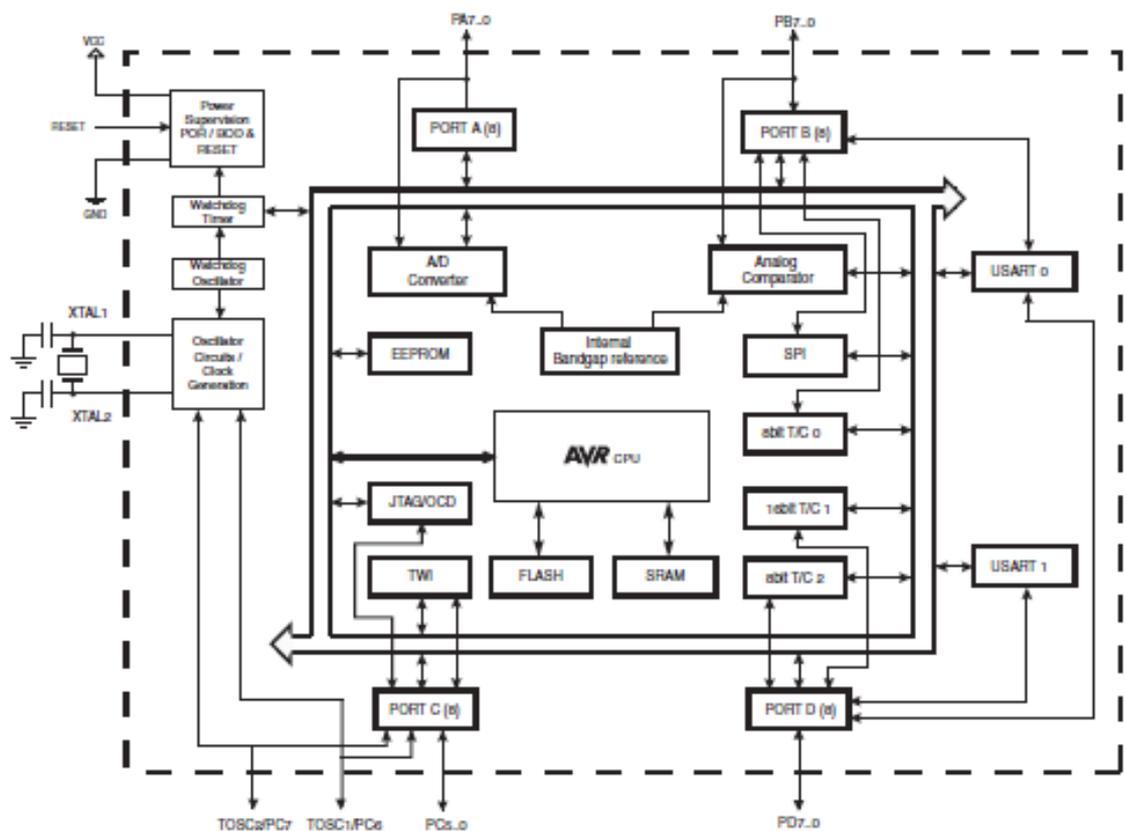
164A/164PA/324A/324PA/644A/644PA/1284/1284P

2. Overview

The ATmega164A/164PA/324A/324PA/644A/644PA/1284/1284P is a low-power CMOS 8-bit microcontroller based on the AVR enhanced RISC architecture. By executing powerful instructions in a single clock cycle, the ATmega164A/164PA/324A/324PA/644A/644PA/1284/1284P achieves throughputs approaching 1 MIPS per MHz allowing the system designer to optimize power consumption versus processing speed.

2.1 Block Diagram

Figure 2-1. Block Diagram



The AVR core combines a rich instruction set with 32 general purpose working registers. All the 32 registers are directly connected to the Arithmetic Logic Unit (ALU), allowing two independent registers to be accessed in one single instruction executed in one clock cycle. The resulting architecture is more code efficient while achieving throughputs up to ten times faster than conventional CISC microcontrollers.

The ATmega164A/164PA/324A/324PA/644A/644PA/1284/1284P provide the following features:

MICROCONTROLADORES: ATXMEGA16A4

Features

- High-performance, Low-power 8/16-bit Atmel® AVR® XMEGA™ Microcontroller
- Non-volatile Program and Data Memories
 - 16 KB - 128 KB of In-System Self-Programmable Flash
 - 4 KB - 8 KB Boot Code Section with Independent Lock Bits
 - 1 KB - 2 KB EEPROM
 - 2 KB - 8 KB Internal SRAM
- Peripheral Features
 - Four-channel DMA Controller with support for external requests
 - Eight-channel Event System
 - Five 16-bit Timer/Counters
 - Three Timer/Counters with 4 Output Compare or Input Capture channels
 - Two Timer/Counters with 2 Output Compare or Input Capture channels
 - High-Resolution Extensions on all Timer/Counters
 - Advanced Waveform Extension on one Timer/Counter
 - Five USARTs
 - IrDA Extension on one USART
 - Two Two-Wire Interfaces with dual address match (I²C and SMBus compatible)
 - Two SPIs (Serial Peripheral Interfaces) peripherals
 - AES and DES Crypto Engine
 - 16-bit Real Time Counter with Separate Oscillator
 - One Twelve-channel, 12-bit, 2 Msps Analog to Digital Converter
 - One Two-channel, 12-bit, 1 Msps Digital to Analog Converter
 - Two Analog Comparators with Window compare function
 - External Interrupts on all General Purpose I/O pins
 - Programmable Watchdog Timer with Separate On-chip Ultra Low Power Oscillator
- Special Microcontroller Features
 - Power-on Reset and Programmable Brown-out Detection
 - Internal and External Clock Options with PLL
 - Programmable Multi-level Interrupt Controller
 - Sleep Modes: Idle, Power-down, Standby, Power-save, Extended Standby
 - Advanced Programming, Test and Debugging Interfaces
 - PDI (Program and Debug Interface) for programming, test and debugging
- I/O and Packages
 - 34 Programmable I/O Lines
 - 44 - lead TQFP
 - 44 - pad VQFN/QFN
 - 49 - ball VFBGA
- Operating Voltage
 - 1.6 - 3.6V
- Speed performance
 - 0 - 12 MHz @ 1.6 - 3.6V
 - 0 - 32 MHz @ 2.7 - 3.6V

Typical Applications

- Industrial control
- Climate control
- Hand-held battery applications
- Factory automation
- ZigBee
- Power tools
- Building control
- Motor control
- HVAC
- Board control
- Networking
- Metering
- White Goods
- Optical
- Medical Applications



8/16-bit **AVR**[®]
XMEGA A4
Microcontroller

ATxmega128A4
ATxmega64A4
ATxmega32A4
ATxmega16A4

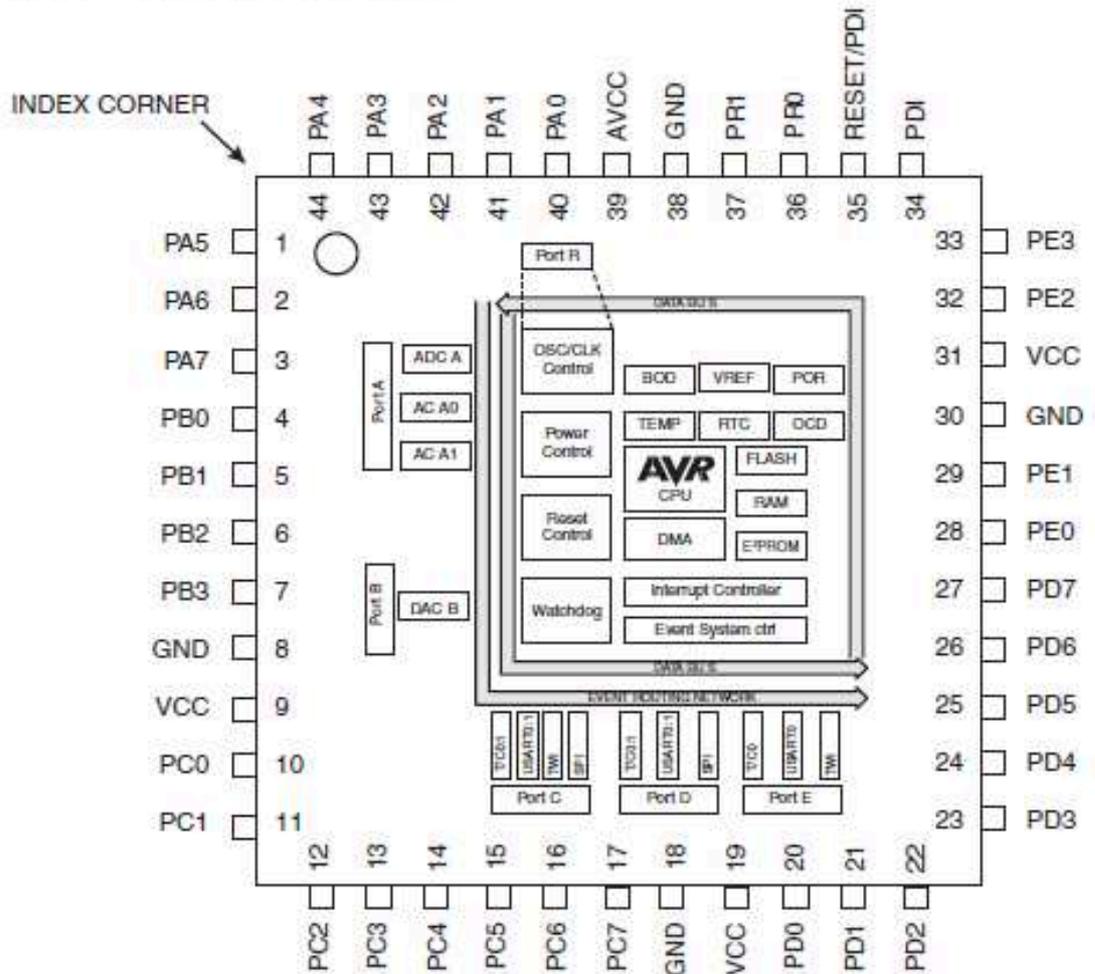
8069Q-AVR-12/10



XMEGA A4

2. Pinout/Block Diagram

Figure 2-1. Block Diagram and TQFP/QFN pinout



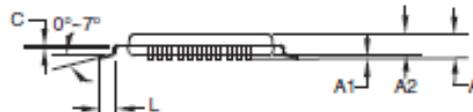
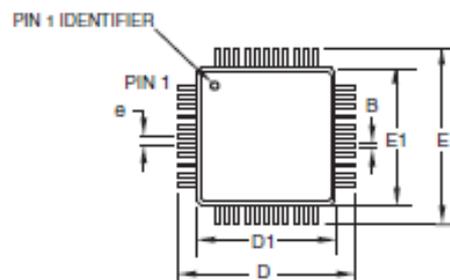
- Notes:
1. For full details on pinout and pin functions refer to "Pinout and Pin Functions" on page 49.
 2. The large center pad underneath the QFN/MLF package should be soldered to ground on the board to ensure good mechanical stability.



XMEGA A4

33. Packaging information

33.1 44A



COMMON DIMENSIONS
(Unit of Measure – mm)

SYMBOL	MIN	NOM	MAX	NOTE
A	–	–	1.20	
A1	0.05	–	0.15	
A2	0.05	1.00	1.05	
D	11.75	12.00	12.25	
D1	9.90	10.00	10.10	Note 2
E	11.75	12.00	12.25	
E1	9.90	10.00	10.10	Note 2
B	0.30	–	0.45	
C	0.09	–	0.20	
L	0.45	–	0.75	
e	0.80 TYP			

Notes:

1. This package conforms to JEDEC reference MS-026, Variation ACB.
2. Dimensions D1 and E1 do not include mold protrusion. Allowable protrusion is 0.25 mm per side. Dimensions D1 and E1 are maximum plastic body size dimensions including mold mismatch.
3. Lead coplanarity is 0.10 mm maximum.

2010-10-20

 2325 Orchard Parkway San Jose, CA 95131	TITLE	DRAWING NO.	REV.
	44A , 44-lead, 10 x 10 mm Body Size, 1.0 mm Body Thickness, 0.8 mm Lead Pitch, Thin Profile Plastic Quad Flat Package (TQFP)	44A	C



NOTAS DE APLICACIÓN

CONTROL DE TRIACS CON TRANSFORMADORES DE PULSOS



AN436 APPLICATION NOTE

TRIAC CONTROL BY PULSE TRANSFORMER

INTRODUCTION

Among the many ways to drive a triac the pulse transformer is one of the easiest. By applying some simple rules it can be used to design an efficient triac triggering circuit without reduction of the commutation capability of the triac.

WHY USE A PULSE TRANSFORMER?

The use of pulse transformers in triac triggering circuits offers many advantages:

- Galvanic insulation between the power and gate drive circuit (a few kV).
- Gate drive circuit with a few components.
- Choice of the gate current polarity (triggering in the 2nd and 3rd quadrants for SNUBBERLESS triacs).
- Optimization of gate signal (single pulse or train of pulses).
- Possibility to drive several triacs with only one drive circuit

THE PULSE TRANSFORMER

To optimize the triac and the pulse transformer in the application it is necessary to know the main characteristics of the transformer:

The transformer ratio

It is the N_2/N_1 ratio, where N_1 corresponds to the primary winding and N_2 to the secondary.

The L_p inductance

The primary winding inductance measured at a given frequency.

The R_p resistance

The primary winding resistance.

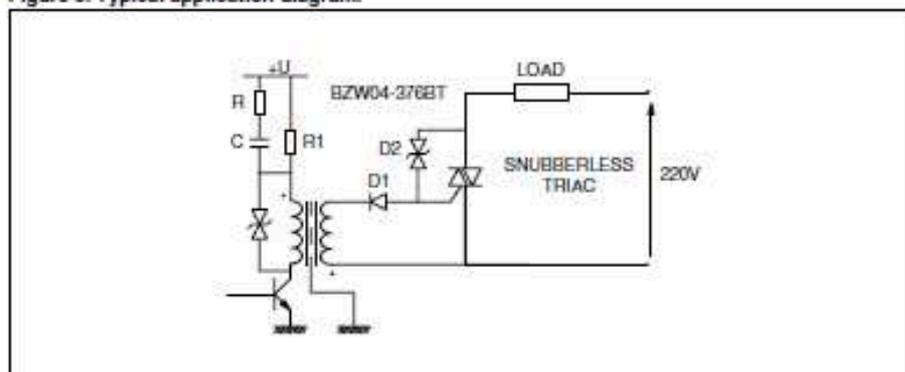
The area of the output pulse

For a given magnetic material the voltage.time product $V_o.t_o$ of the output pulse is constant. For each type of transformer the manufacturer gives the maximum voltage.time product under no load operation which corresponds to the Figure 1.

AN436 APPLICATION NOTE

TYPICAL APPLICATION EXAMPLE

Figure 8. Typical application diagram.

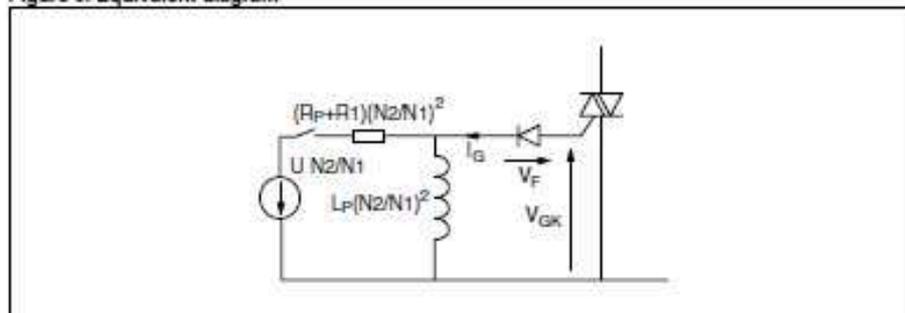


The D2 transil diode protects the triac against overvoltages (see "Protection of triacs and their control circuits" in the "Thyristors and Triacs Application manual").

The RC circuit across R1 allows an increase in the current in the transformer at the beginning of the pulse. When C is charged the resistance R1 limits the current through the transistor.

The gate current is given by the following formula (without RC).

Figure 9. Equivalent diagram



$$I_G = \frac{(V_{GK} - V_F)t_p}{L_p \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2} + \frac{V_{GK} - V_F + U \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2}{(R_p + R_1) \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2}$$

Where: t_p is the pulse duration.

Keep in mind that V_{GK} is negative because the triac is triggering in the 2nd and 3rd quadrants.

A Procedure for Designing EMI Filters for AC Line Applications

Fu-Yuan Shih, Dan Y. Chen, *Senior Member, IEEE*, Yan-Pei Wu, and Yie-Tone Chen, *Member, IEEE*

Abstract—A procedure for designing ac line EMI filters is presented. This procedure is based on the analysis of conducted EMI problems and the use of a noise separator. Design examples are given, and results are experimentally verified.

I. INTRODUCTION

FIXING conducted electromagnetic interference (EMI) problems is not an exact science. It normally involves a cut-and-try process for a designer to come up with a proper filter design. As such, designing a filter is a time-consuming process for beginning engineers as well as for experienced engineers when they face new design circumstances.

In this paper, a procedure for designing EMI filters for ac line-powered equipment will be presented. This procedure is based on the analysis of conducted EMI problems and the use of an EMI diagnostic tool, noise separator, developed recently [1]. The noise separator, constructed from a radio-frequency power splitter, can be used to separate differential-mode (DM) and common-mode (CM) noise. This greatly simplifies the filter design process. In the paper, a review of conducted EMI problems will be given first. Factors affecting EMI performance and issues of filter design will be described. From the discussion, a practical approach to designing EMI filters emerges and a design procedure will be proposed. Numerical examples will be given to illustrate the design procedure and the results are experimentally verified.

II. EMI MEASUREMENT AND FILTER NOISE EQUIVALENT CIRCUIT

A brief review of conducted EMI measurement is important to the discussion of filter design to be described later. Fig. 1 shows the setup diagram of a typical conducted EMI measurement. The line impedance stabilizing network (LISN), required in the measurement, contains inductors, capacitors, and 50 Ω resistors. For power line frequency, the inductors are essentially shorted, the capacitors are essentially open, and the power passes through to supply the equipment under test. For EMI noise frequency, the inductors are essentially open

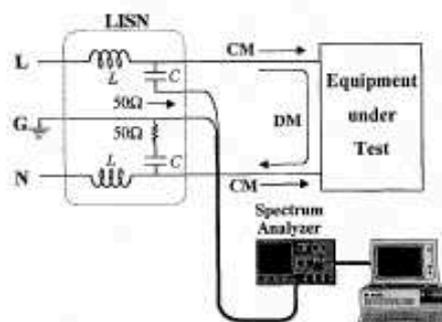


Fig. 1. Test setup for conducted EMI measurement.

circuit, the capacitors are essentially shorted and the noise seen 50 Ω resistors. The noise voltage measured across the 50 Ω input impedance of a spectrum analyzer, expressed in frequency ranging from 10 KHz to 30 MHz for VDE limit and from 450 KHz to 30 MHz for FCC limit, is by definition the conducted EMI.

The noise voltage, measured from the 50 Ω resistors contains both common-mode (CM) noise and differential-mode (DM) noise. Each mode of noise is dealt with by the respective section of an EMI filter. Fig. 2(a) shows a commonly used filter network topology, and Fig. 2(b) and (c) shows, respectively, the equivalent circuit of the CM section and the DM section of the filter. Referring to Fig. 2(b) and (c), it is noticed that some elements of the filter affect DM (or CM) noise only and some affect both DM and CM noise. The capacitors C_{X1} and C_{X2} affect DM noise only. An ideal common-mode choke L_C affects CM noise only, but the leakage inductance $L_{leakage}$ between the two windings of L_C affects DM noise. C_Y suppresses both CM noise and DM noise, but its effect on DM noise suppression is practically very little because of the relatively large value of C_{X3} . Similarly, L_D suppresses both DM noise and CM noise, but its effect on CM noise is practically very little because of the relatively large value of L_C .

The two modes of noise contribute to the total EMI noise. It has been reported recently that the two modes of noise can be deciphered experimentally from the total noise by using a noise separator. The noise separator is capable of selectively providing at least 50 dB rejection to either DM or CM noise from a total noise. It is to be used in the filter design proposed in the present paper.

Manuscript received September 24, 1995; revised August 4, 1995.
F.-Y. Shih and Y.-P. Wu are with the Department of Electrical Engineering, National Taiwan University, Taipei, Taiwan.
D. Y. Chen is with the Department of Electrical Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, VA 24061 USA.
Y.-T. Chen is with the Department of Electrical Engineering, National Yunlin Institute of Technology, Tou-Liu City, Taiwan.
Publisher Item Identifier S 0885-8993/96/00586-E.

CONSIDERACIONES DEL HARDWARE

AVR042: AVR Hardware Design Considerations

Features

- Providing robust supply voltages, digital and analog.
- Connection of RESET line.
- SPI Interface for In-System Programming.
- Using external crystal or ceramic resonator oscillators.

1 Introduction

This application note has been written to provide answers to some of the questions and problems faced when starting designs involving Atmel® AVR® microcontrollers. The application note treats topics that are known to cause problems. The scope is to provide an introduction to potential design problems rather than being an exhaustive walk-through of how to design applications using the AVR microcontrollers. This document is thus a collection of information from existing Atmel AVR documents, combined with information that is not previously documented.

It is highly recommended to read the application note AVR040 - "EMC Design Considerations" – before initiating a new design, especially if the aim of the design is a commercial application that needs to meet the requirements of the EMC directive (or similar directives in countries outside Europe). The application note is available from the AVR section of the official Atmel website <http://www.atmel.com>.



8-bit **AVR**[®]
Microcontrollers

Application Note

Rev. 2521J-AVR-08/10





2 Power Supply

Two aspects should be considered when designing the power supply for the discrete/digital elements of an AVR; ESD protection and noise emission. Both these topics are treated in details in the AVR040 application note, and only a short summary is included in this document.

2.1 Digital supply

Looking at the datasheet for an AVR microcontroller, one can be fooled to believe that power supply is not critical. The device has a very wide voltage range, and draws only a few mA supply current. But as with all digital circuits, the supply current is an average value. The current is drawn in very short spikes on the clock edges, and if I/O lines are switching, the spikes will be even higher. The current pulses on the power supply lines can be several hundred mA if all eight I/O lines of an I/O port changes value at the same time. If the I/O lines are not loaded, the pulse will only be a few ns.

This kind of current spike cannot be delivered over long power supply lines; the main source is (or should be) the decoupling capacitor.

Figure 2-1. Incorrect decoupling

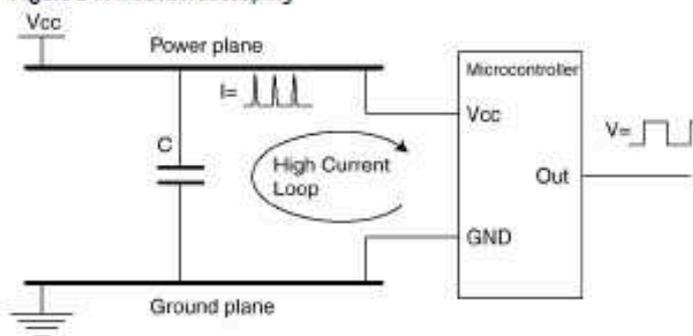


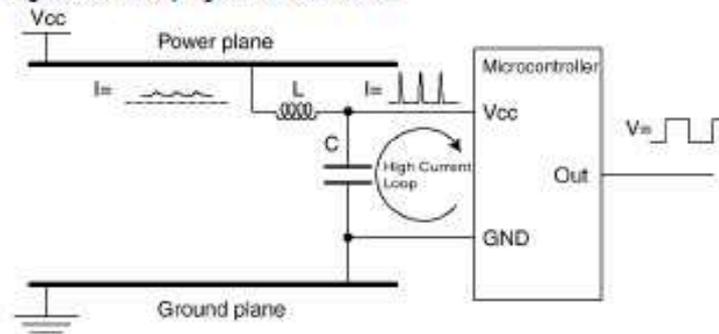
Figure 2-1 shows an example of insufficient decoupling. The capacitor is placed too far away from the microcontroller, creating a large high current loop. The power and ground planes here are parts of the high current loop. As a result of this, noise is spread more easily to other devices on the board, and radiated emission from the board is increased even further. The whole ground plane will act as an antenna for the noise, instead of only the high current loop. This will be the case if the power and ground pins are connected directly to the planes (typical for hole-mounted components) and the decoupling capacitor is connected the same way. The same is often seen for boards with surface-mount components if the integrated circuits are placed on one side of the board and the decoupling capacitors are placed on the other.

Figure 2-2 shows a better placement of the capacitor. The lines that are part of the high current loop are not part of the power or ground planes. This is important, as the power and ground planes otherwise will spread a lot of noise. Further, the figure

AVR042

shows another improvement of the decoupling. A series inductor is inserted to reduce the switching noise on the power plane. The series resistance of the inductor must of course be low enough to ensure that there will be no significant DC voltage drop.

Figure 2-2. Decoupling with series inductor.



Generally, the AVR devices where power and ground lines are placed close together (like the ATmega8535) will get better decoupling than devices with industry standard pin-out (like the ATmega8515), where the power and ground pins are placed in opposite corners of the DIP package. This disadvantage can be overcome by using for example a TQFP package, which allows decoupling capacitors to be placed very close to the die. For devices with multiple pairs of power and ground pins, it is essential that every pair of pins get its own decoupling capacitor.

The main supply should also have a tantalum capacitor of some μF to stabilize it.

2.2 Analog supply

The AVR devices that have built-in ADC have a separate analog supply voltage pin, AVcc. This separate voltage supply is provided to make the analog circuits less prone to the digital noise originating from the switching of the digital circuits.

To be able to obtain good accuracy with the ADC the analog supply voltage must be decoupled separately, in the same manner as the digital supply voltage. If a separate analog ground (AGND) is present, the analog ground should be separated from the digital ground, - so that the analog and digital grounds are only connected at one point, - the origin of the GND i.e. at the power supply GND.

3 Connection of RESET pin on AVR's

The RESET pin on the AVR is active LOW, and setting the pin LOW externally will thus result in a reset of the AVR. The RESET has two purposes:

1. To release all lines by tri-stating all pins (except XTAL pins), initialize all I/O registers and set program counter to zero.
2. To enter programming mode (for some parts also the PEN line is used to enter programming mode). Furthermore it is possible to enter high-voltage/parallel programming mode by drawing the RESET pin "very" high, where very high means 11.5 – 12.5V (refer to the datasheet of the device for more information).



The reset line has an internal pull-up resistor, but if the environment is noisy it can be insufficient and reset can therefore occur sporadically. Refer to datasheet for value of pull-up resistor on specific devices.

Different approaches can be used to connect the RESET pin so that unintentional reset of the AVR is avoided. External brown-out or supervisory circuit can be used to control the RESET pin. If an external brown-out circuit, like the ones described in application note AVR180, is applied one would not need to consider how to connect the RESET pin further. However, if the AVR device used in the application has built-in brown-out circuit, the external brown-out can be saved and a more simple solution can be chosen to control the state of the RESET pin.

Connecting the RESET so that it is possible to enter both high-voltage programming and ordinary low level reset can be achieved by applying a pull-up resistor to the RESET line. This pull-up resistor makes sure that reset does not go low unintended. The pull-up resistor can in theory be of any size, but if the AVR should be programmed from e.g. STK500/AVRISP the pull-up should not be so strong that the programmer cannot activate RESET by draw the RESET line low. The recommended pull-up resistor is 4.7kOhm or larger when using STK500 for programming. For debugWIRE to function properly, the pull-up must not be smaller than 10 kΩ.

To protect the RESET line further from noise, it is an advantage to connect a capacitor from the RESET pin to ground. This is not directly required since the AVR internally have a low-pass filter to eliminate spikes and noise that could cause reset. Applying an extra capacitor is thus an additional protection. However, note that this capacitor cannot be present if debugWIRE is used.

If not using High Voltage Programming it is recommended to add an ESD protecting diode from RESET to Vcc, since this is not internally provided due to High Voltage Programming. Alternatively, or in addition, a zener diode can be used to limit the RESET voltage relative to GND. The zener diode is highly recommended in noisy environments. The components should be located physically close to the RESET pin of the AVR. Figure 3-1 shows the recommended circuit on the RESET line.

Figure 3-1. Recommended Reset Pin connection.

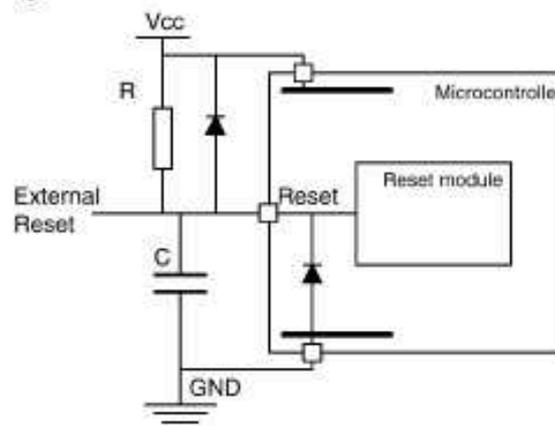
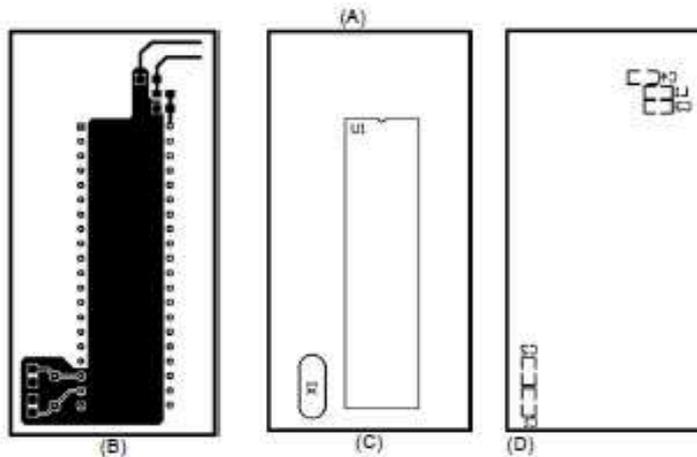
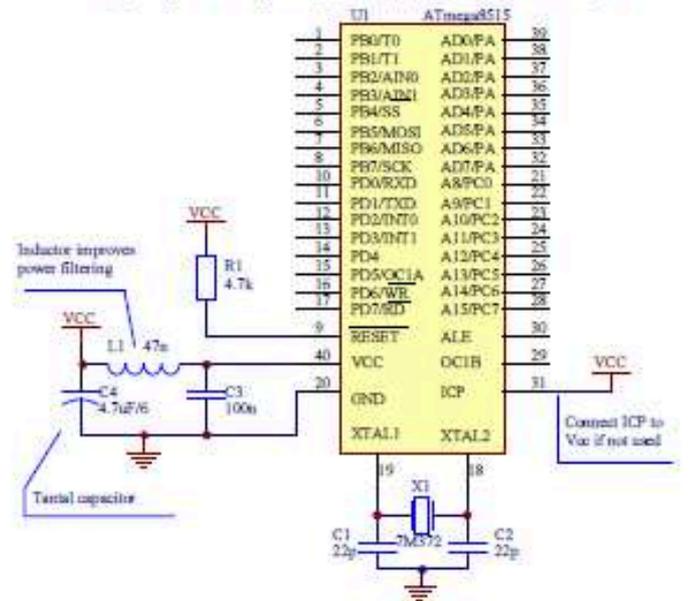




Figure 6-1. (A) basic schematic of required/recommended connections for AT90S8515. (B) Copper PCB layout. (C) and (D) top and bottom silk prints.



DIAGRAMAS ELÉCTRICOS