

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UNA FUENTE DE CORRIENTE CONTINUA DE ALTA POTENCIA.

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

ALEJANDRA NOHEMÍ ALMEIDA JARRÍN
alealmeidaj@gmail.com

DIRECTOR: ING. ANA VERÓNICA RODAS BENALCÁZAR, MBA.
ana.rodas@epn.edu.ec

Quito, septiembre 2017

DECLARACIÓN

Yo, Alejandra Nohemí Almeida Jarrín, 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.

Alejandra Nohemí Almeida Jarrín

CERTIFICACIÓN

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por Alejandra Nohemí Almeida Jarrín, bajo mi supervisión.

Ing. Ana Rodas, MBA.
DIRECTOR DEL PROYECTO

AGRADECIMIENTO

Quiero expresar mi profundo agradecimiento a mi amada madre, por su apoyo incondicional, por su esfuerzo y dedicación; a mi abuela, por su sabiduría y enseñanza; a mi hermana, por ser mi compañera. A las tres, amada familia, gracias por su amor y paciencia, por confiar en mí, todo lo que soy es por ustedes.

Agradezco a los diferentes profesores que guiaron mis pasos durante este proceso de aprendizaje, y de manera muy especial a la Ing. Ana Rodas por su apoyo y guía para el desarrollo de este proyecto.

A todas las personas que estuvieron conmigo y formaron parte de esta etapa de mi vida, en especial a mis amigos, de ayer, de hoy y de siempre, por todos los momentos vividos y que estuvieron junto a mí, en las buenas y en las malas, gracias de todo corazón.

DEDICATORIA

A mi madre con amor.

CONTENIDO

RESUMEN	i
PRESENTACIÓN	ii
CAPÍTULO	1
.....	1
MARCO TEÓRICO	1
1.1 Introducción	1
1.2 Estudio de la fuente dc existente en el laboratorio de control de máquinas	1
1.3 Conversores AC/DC trifásicos	3
1.3.1 Conversor AC/DC trifásico controlado	5
1.3.1.1 Análisis del conversor AC/DC trifásico controlado con diodo de conmutación	7
1.3.2 Análisis del conversor AC/DC trifásico semicontrolado	11
1.3.3 Análisis del conversor AC/DC trifásico no controlado	15
1.3.4 Análisis comparativo entre conversores trifásicos	17
1.4 Conversor DC/DC	19
1.4.1 Conversor reductor	20
1.4.2 Conversor elevador	23
1.4.3 Conversor reductor-elevador	26
1.4.4 Análisis comparativo entre conversores DC/DC	29
1.5 Proyecto a desarrollar	30
CAPÍTULO	2
.....	32
REDISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE LA FUENTE DE POTENCIA	32
2.1 Diseño de los conversores	32
2.1.1 Conversor AC/DC trifásico no controlado	32
2.1.2 Conversor DC/DC reductor	35
2.1.2.1 Acoplamiento entre etapas de control y potencia	36
2.1.2.2 Diseño del filtro LC del conversor DC/DC	37
2.1.3 Dimensionamiento de los elementos de potencia de los conversores	38
2.1.4 Realimentación	40
2.1.4.1 Sensor de voltaje	40
2.1.4.2 Sensor de corriente	42
2.2 Sistema de control	46
2.3 Diseño del sistema de alimentación del control	49
2.4 Protecciones	55
2.4.1 Protección en caso de falta de fase	55
2.4.2 Protección contra cortocircuitos	56
2.4.3 Dimensionamiento de disipadores	59
2.5 Construcción del módulo	64
CAPÍTULO	3
.....	68
DESARROLLO DE SOFTWARE	68
3.1 Descripción general	68

3.2 Programa del microcontrolador Atmega644pa	68
3.2.1 Programa principal.....	68
3.3 Programa del microcontrolador Atxmega32a4.....	71
3.3.1 Programa principal.....	71
3.4 Interfaz con el usuario.....	76
CAPÍTULO	4
.....	78
PRUEBAS Y RESULTADOS.....	78
4.1 Rango de voltaje	78
4.2 Rango de corriente	79
4.3 Nivel de rizado	80
4.4 Impedancia de salida	82
4.5 Eficiencia y factor de potencia	82
4.6 Pruebas con diferentes tipos de carga.....	84
4.7 Tiempo de funcionamiento.....	90
CAPÍTULO	5
.....	91
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	91
5.1 Conclusiones	91
5.2 Recomendaciones	93
REFERENCIASBIBLIOGRÁFICAS	94
ANEXOS	A-1

RESUMEN

El presente proyecto de titulación consiste en el diseño e implementación de una fuente de corriente continua de alta potencia, FUCCAP, destinada para el laboratorio de control de máquinas eléctricas, con el fin de facilitar a los estudiantes el desarrollo de las prácticas que realizan como parte de su proceso de aprendizaje. FUCCAP es capaz de entregar 1500 W, cuya corriente máxima es 7.5 A y cuyo voltaje máximo es 200 V; y está conformada por una etapa de potencia y otra de control.

La etapa de potencia tiene dos convertidores conectados en serie. El primero es un rectificador trifásico AC/DC que funciona como fuente de alimentación del segundo que es un convertidor conmutado DC/DC que actúa como regulador. El sistema cuenta con un conjunto de protecciones en donde se destaca un circuito para detectar la ausencia de una o varias fases en la alimentación, así como un sistema de aislamiento entre las etapas lo que garantiza que en caso de daño en el sistema de potencia este no afectará la etapa de control.

El sistema de control está conformado por dos microcontroladores un Atmega644pa y un Atxmega32a4. El Atmega644pa se encarga de la visualización de las variables. El Atxmega32a4 controla el convertidor DC/DC, cuyo controlador consiste en un PWM.

PRESENTACIÓN

Se presenta el diseño e implementación de una fuente de corriente continua de alta potencia, FUCCAP. El presente trabajo consta de cinco capítulos que se describen a continuación:

En el primer capítulo se realiza un estudio de la fuente DC existente en el Laboratorio de Control de Máquinas, y se determina el estado de dicha fuente. Después se realiza un análisis comparativo entre rectificadores AC/DC trifásicos. A continuación se analiza los convertidores DC/DC conmutados con el fin de comprobar que el convertidor reductor es el más indicado para ser utilizado como regulador en el proyecto.

En el segundo capítulo se describe el diseño de todo el proyecto; los convertidores y sus respectivos sistemas de aislamiento, la realimentación y acondicionamiento de sensores, el sistema de control y la implementación de los elementos en un módulo.

En el tercer capítulo se detalla el desarrollo del sistema de control del proyecto que está comandado por los microcontroladores ATMEGA644PA y ATXMEGA32A4. Se presentan los algoritmos empleados que ejecuta el controlador respectivo.

En el cuarto capítulo se presentan los resultados obtenidos al realizar las diferentes pruebas a la fuente desarrollada. Se comprueba el rango de operación, así como el comportamiento en estado estable y dinámico.

En el último capítulo se presentan las conclusiones obtenidas durante el desarrollo de este proyecto, así como las respectivas recomendaciones.

CAPÍTULO 1

MARCO TEÓRICO

1.1 INTRODUCCIÓN

Los estudiantes que reciben la materia “Control de Máquinas” complementan sus conocimientos teóricos con prácticas efectuadas en el respectivo laboratorio, donde realizan el estudio de motores DC, requiriendo el uso de una fuente DC de alta potencia.

Debido a que la antigua fuente DC existente en el laboratorio de control de máquinas se encontró averiada, los estudiantes debían implementar circuitos adicionales para llevar a cabo las diferentes prácticas. Estos circuitos presentan muchas limitaciones y no satisfacían plenamente las necesidades de experimentación en el laboratorio. Por esta razón se ha implementado una nueva fuente DC con características similares para reemplazar a la fuente averiada.

1.2 ESTUDIO DE LA FUENTE DC EXISTENTE EN EL LABORATORIO DE CONTROL DE MÁQUINAS

La antigua fuente DC del laboratorio de control de máquinas fue diseñada para entregar voltaje de 0 a 250 VDC y corriente entre 0.6 y 15 A. La fuente tiene dos setpoints independientes: voltaje y corriente y está compuesta por una etapa de control analógica y una etapa de potencia. Sin embargo, la fuente se encontraba con una avería permanente. Es así que se realizaron diferentes pruebas en la parte de control y en la parte de potencia para determinar los inconvenientes.

La fuente enciende, pero en los terminales de salida el voltaje varía sin control dentro de todo el rango de operación. Para determinar si existen problemas en el control de voltaje o de corriente se realizó el procedimiento descrito a continuación.

Primero se verificó el estado del sistema de control de voltaje; para esto se fijó el setpoint de corriente en su valor máximo y se manipuló el setpoint de voltaje hasta llegar al valor mínimo. Como resultado se obtuvo 0 V en los terminales de salida. Después se aumentó el valor del setpoint y se observó que el voltaje de salida varió aleatoriamente sin límites. Se comprobó que el sistema de control de voltaje se encontraba averiado. Después se comprobó el estado del sistema de control de corriente. Primero se colocó el setpoint de voltaje en su valor máximo y se manipuló el setpoint de corriente hasta llegar a su valor mínimo, bajo estas condiciones el comportamiento de la fuente DC fue descontrolado, es decir el voltaje de salida no fue constante, por tanto se concluyó que el setpoint de corriente no realizó ningún aporte al sistema de control.

Después de realizar las pruebas anteriormente descritas, se revisó el funcionamiento de las compuertas lógicas que formaban parte del sistema de control de la fuente. Las señales de control que llegaban a los elementos de potencia fluctuaban dentro del todo el rango de operación y no tenían la debida concordancia entre sí. No se podía determinar exactamente en qué parte estaba la falla o error en el sistema de control. Por esto se propone realizar un sistema de control digital para reemplazar completamente el sistema de control.

El siguiente paso consistió en revisar la etapa de potencia que estaba formada por un conversor AC/DC trifásico semicontrolado. De modo similar al anterior, se realizaron diversas pruebas para comprobar el estado de los dispositivos. Se implementaron los circuitos respectivos para revisar el estado de los elementos. Se verificó que algunos de los componentes de potencia de la fuente DC estaban dañados. El laboratorio no dispuso con elementos de respaldo para cambiarlos.

Luego de este análisis se concluyó que el arreglo de la fuente no es posible por lo que en este trabajo se diseñará e implementará una fuente DC con características similares. Los elementos pasivos de la fuente DC averiada como los potenciómetros,

inductor y capacitor se encuentran en buen estado, parte de ellos se reutilizaron en la fuente nueva.

1.3 CONVERSORES AC/DC TRIFÁSICOS

Los conversores AC/DC trifásicos con conmutación natural permiten transformar corriente alterna trifásica de entrada en corriente continua de salida con magnitud variable. Los conversores utilizan comúnmente dispositivos semiconductores de potencia como diodos y tiristores. El funcionamiento de los conversores está ligado al encendido y apagado de dichos dispositivos.

Los conversores AC/DC trifásicos tienen varias configuraciones, pero la más utilizada es la tipo puente porque presenta grandes ventajas en comparación con otras configuraciones, ya que son más eficientes, tienen menor rizado en la señal de salida, menor distorsión armónica y el circuito de control de los dispositivos es más sencillo.

Existen tres tipos de conversores tipo puente que dependen de la combinación de dispositivos semiconductores que se utilice. El primer tipo es el totalmente controlado, en donde todos los elementos son tiristores, el semicontrolado, que emplea tiristores y diodos, y finalmente no controlado, en el cual todos los elementos son diodos y no hay posibilidad de variar la señal de salida.

Los conversores trifásicos de onda completa tipo puente constan de tres ramales, cada uno conformado por un par de semiconductores. Cada rama del conversor actúa para una fase correspondiente, es decir un dispositivo para el semiciclo positivo de la señal de entrada y otro para el negativo. En la Figura 1.1 se puede observar la topología del conversor trifásico tipo puente cuyos dispositivos semiconductores son SCR.

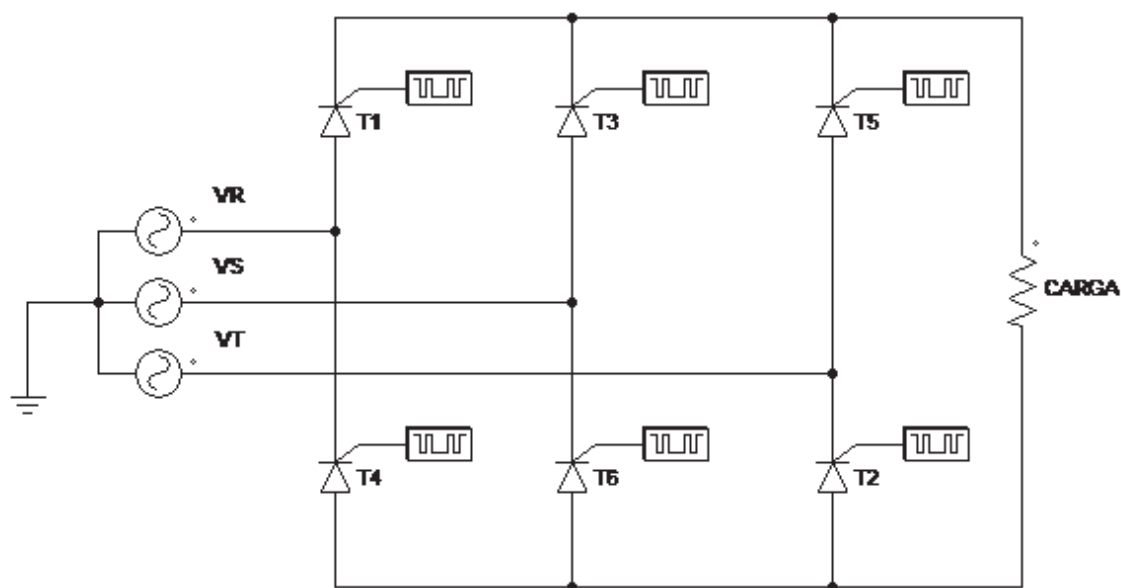


Figura 1.1 Conversor trifásico controlado configuración tipo puente

El análisis de los convertidores, que se realiza a continuación, considera como secuencia positiva el orden de las fases R, S y T, cuyas características deben ser las mismas, es decir amplitud y frecuencia, pero desfasadas 120° . La señal de salida del conversor tipo puente es una señal continua que tiene su referencia positiva en la unión de cátodos de la parte superior del puente y en la unión de ánodos de la parte inferior del puente se encuentra la referencia negativa de la señal de salida. En la Figura 1.2 se indica la forma de onda de la señal de salida del conversor trifásico no controlado, que es igual a la señal de salida de un conversor controlado con ángulo de disparo igual a cero grados.

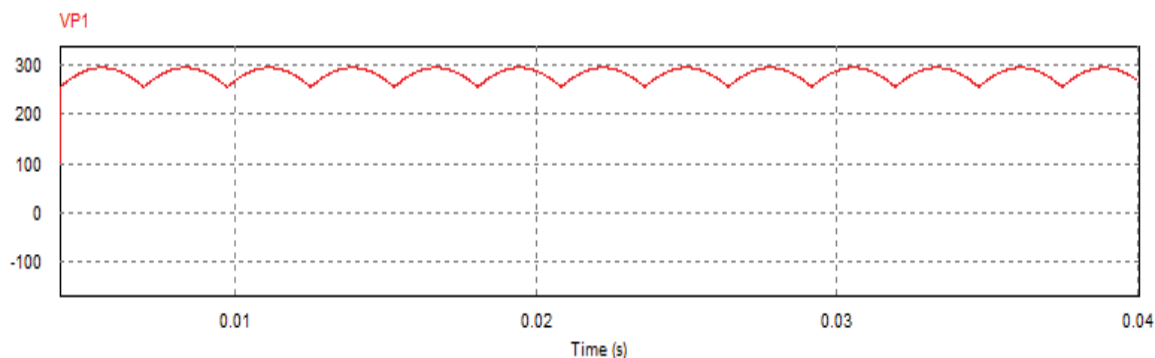


Figura 1.2 Salida del conversor trifásico no controlado configuración tipo puente

La selección de la topología del convertidor a implementarse debe estar basada en las ventajas que pueden brindar uno u otro convertidor de los antes mencionados. A continuación se analiza los convertidores controlado, semicontrolado y no controlado para posteriormente realizar una comparación entre los mismos.

1.3.1 CONVERTOR AC/DC TRIFÁSICO CONTROLADO

El convertidor AC/DC trifásico controlado (Figura 1.1) varía la magnitud de la señal de salida según cambie el ángulo de disparo de los tiristores (SCR's) y según sea el tipo de carga que está conectada al convertidor. El ángulo de activado o disparo, α , está medido a partir del instante de la conmutación natural. El rango del ángulo de disparo del convertidor está ligado a la topología del mismo llegando a tener un valor máximo de 120° para el tipo puente, el cual llega a ser 180° con carga inductiva. En la Figura 1.3 a y b se muestran formas de onda de voltaje en la salida de este convertidor para un mismo ángulo de activado pero con diferente tipo de carga.

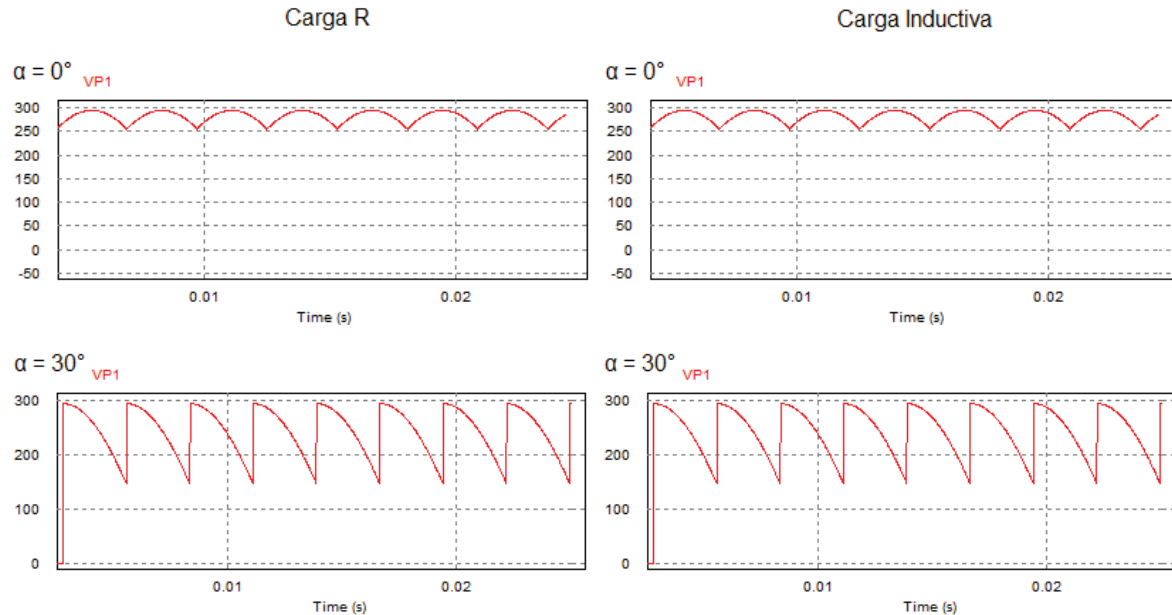


Figura 1.3a Formas de onda del voltaje de salida para diferentes tipos de carga y valores de ángulo de disparo

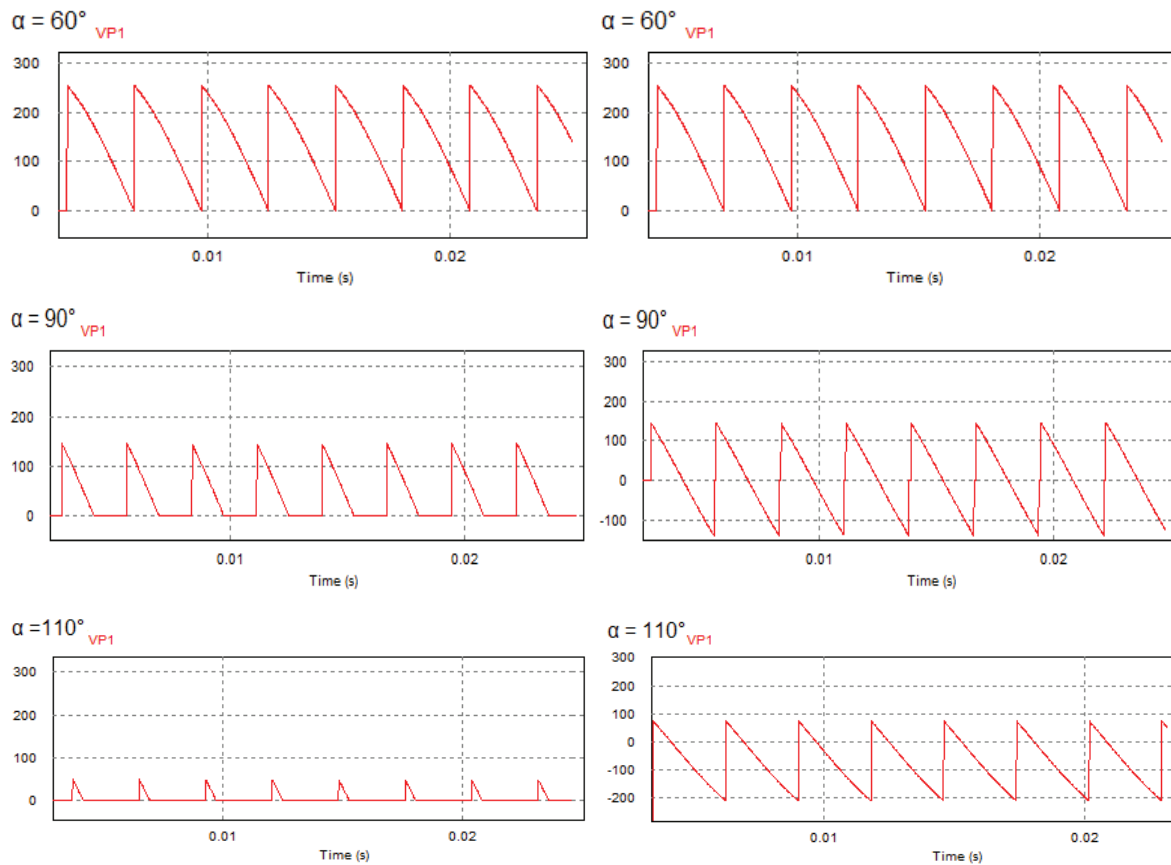


Figura 1.3b Formas de onda del voltaje de salida para diferentes tipos de carga y valores de ángulo de disparo

El convertidor controlado, dependiendo de la carga y del ángulo de disparo, puede funcionar como rectificador o como inversor, lo que puede dar lugar a áreas netas de voltaje negativas en la carga, como se puede apreciar en la Figura 1.3(a,b), por tanto habría una reducción en el voltaje medio. El funcionamiento del convertidor debe ser independiente al tipo de carga que se conecte al mismo, por tanto este tipo de convertidor no podría ser utilizado en este proyecto, sin embargo existe una variante del mismo que utiliza un diodo de recuperación que funciona únicamente como rectificador, a continuación se analizará esta topología para posteriormente ser comparada con el resto de convertidores.

1.3.1.1 Análisis del convertor AC/DC trifásico controlado con diodo de conmutación

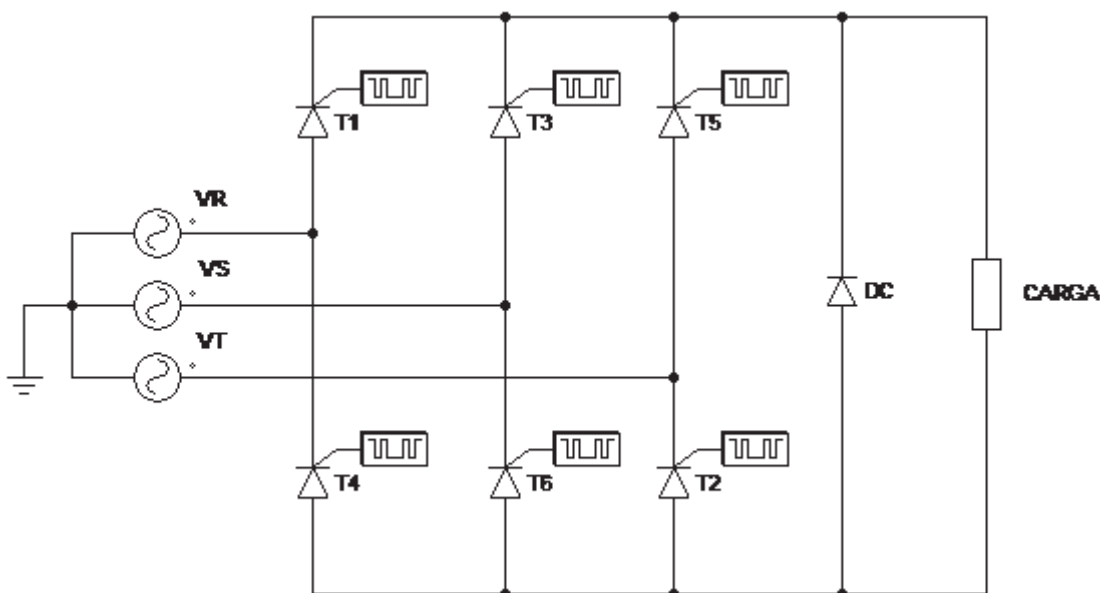


Figura 1.4 Convertor trifásico controlado con diodo de conmutación

El convertor AC/DC trifásico controlado con diodo de recuperación (Figura 1.4) varía el valor del voltaje en la carga según cambie el ángulo de disparo, pero éste al tener un diodo conectado en paralelo al puente evita la circulación de corriente por los dos elementos de la misma rama del puente, porque la corriente circula por el diodo, de esta manera el voltaje en los terminales del convertor nunca tiene valores negativos. En la Figura 1.5 (a,b) se muestra formas de onda del voltaje de salida de este convertor para diferentes ángulos de activado con carga altamente inductiva.

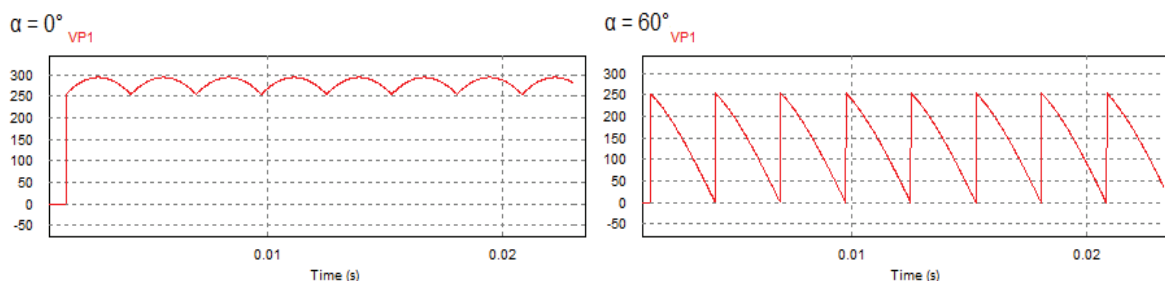


Figura 1.5a Formas de onda de voltaje de salida para diferentes valores de ángulo de disparo

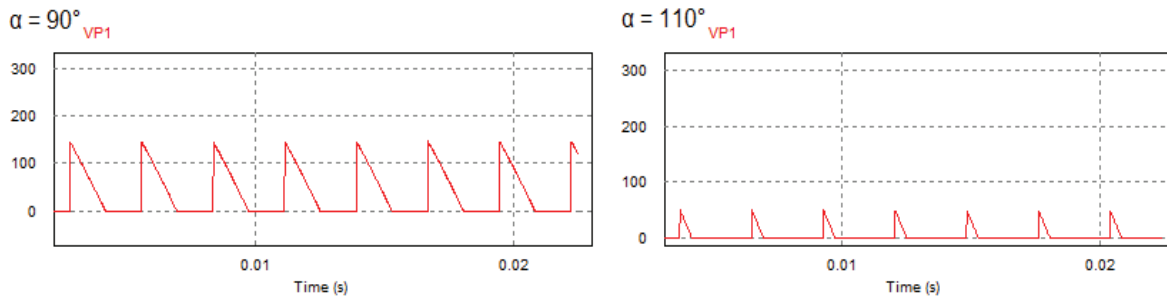


Figura 1.5b Formas de onda del voltaje de salida para diferentes valores de ángulo de disparo

A continuación, se realiza un análisis de las características principales de este conversor, a partir de las formas de ondas anteriormente mostradas.

Voltaje Medio:

El valor medio de una función se calcula con la siguiente ecuación:

$$V_{DC} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) dt \quad (1.1)$$

De las formas de onda el voltaje sobre la carga para ángulos de 0° hasta 60° :

$$V_{d\alpha} = \frac{1}{\pi/3} \int_{\pi/3+\alpha}^{2\pi/3+\alpha} \sqrt{2}V_s \sin wt \, dwt$$

$$V_{d\alpha} = \frac{3\sqrt{2}V_s}{\pi} \cos \alpha \quad (1.2)$$

Voltaje sobre la carga para ángulos desde 60° :

$$V_{d\alpha} = \frac{1}{\pi/3} \int_{\pi/3+\alpha}^{\pi} \sqrt{2}V_s \sin wt \, dwt$$

$$V_{d\alpha} = \frac{3\sqrt{2}V_s}{\pi} \left[1 + \cos \left(\alpha + \frac{\pi}{3} \right) \right] \quad (1.3)$$

Voltaje RMS:

El valor medio cuadrático de una función se calcula con la siguiente ecuación:

$$V_{RMS} = \left[\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt \right]^{1/2} \quad (1.4)$$

De las formas de onda el voltaje RMS para α de 0° hasta 60° :

$$V_{RMS}^2 = \frac{1}{\pi/3} \int_{\pi/3+\alpha}^{2\pi/3+\alpha} (\sqrt{2}V_s \sin wt)^2 dwt$$

$$V_{RMS} = V_s \left[1 + \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cos 2\alpha \right]^{1/2} \quad (1.5)$$

Voltaje RMS para α mayor a 60° :

$$V_{RMS}^2 = \frac{1}{\pi/3} \int_{\pi/3+\alpha}^{\pi} (\sqrt{2}V_s \sin wt)^2 dwt$$

$$V_{RMS} = V_s \left[2 - \frac{3\alpha}{\pi} + \frac{3}{2\pi} \sin \left(\frac{2\pi}{3} + 2\alpha \right) \right]^{1/2} \quad (1.6)$$

Factor de rizado:

El factor de rizado es la relación entre el valor medio y el valor medio cuadrático y se representa mediante la siguiente ecuación:

$$\gamma = \left[\left(\frac{V_{RMS}}{V_{d\alpha}} \right)^2 - 1 \right]^{1/2} \quad (1.7)$$

Factor de rizado para α de 0° hasta 60° :

$$\gamma = \left[\frac{\pi(3\sqrt{3} \cos 2\alpha + 2\pi)}{36(\cos \alpha)^2} - 1 \right]^{1/2} \quad (1.8)$$

Factor de rizado para α mayor a 60° :

$$\gamma = \left[\frac{2 - \frac{3\alpha}{\pi} + \frac{3}{2\pi} \sin\left(\frac{2\pi}{3} + 2\alpha\right)}{\frac{18}{\pi^2} \left[1 + \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right)\right]^2} - 1 \right]^{1/2} \quad (1.9)$$

Análisis armónico del voltaje de salida:

El análisis armónico del voltaje de salida se lo analiza con series de Fourier [1], el cual permite conocer las componentes alternas con la siguiente ecuación:

$$f(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(A_n \cos \frac{2n\pi}{T} t + B_n \sin \frac{2n\pi}{T} t \right) \quad (1.10)$$

El análisis para α desde 0° a 60° :

$$A_n = - \frac{6\sqrt{2}V_s}{(36n^2 - 1)\pi} \cos \alpha \quad (1.11)$$

$$B_n = \frac{36\sqrt{2}nV_s}{(36n^2 - 1)\pi} \sin \alpha \quad (1.12)$$

$$C_n = \frac{6\sqrt{2}V_s}{(36n^2 - 1)\pi} [(\cos \alpha)^2 + 36n^2(\sin \alpha)^2]^{1/2} \quad (1.13)$$

El análisis para α desde 60° :

$$A_n = - \frac{6\sqrt{2}V_s}{(36n^2 - 1)\pi} \left[\cos 6n\alpha + \cos \left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) \right] \quad (1.14)$$

$$B_n = \frac{6\sqrt{2}V_s}{(36n^2 - 1)\pi} \left[\sin 6n\alpha + 6n \sin \left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) \right] \quad (1.15)$$

1.3.2 ANÁLISIS DEL CONVERSOR AC/DC TRIFÁSICO SEMICONTROLADO

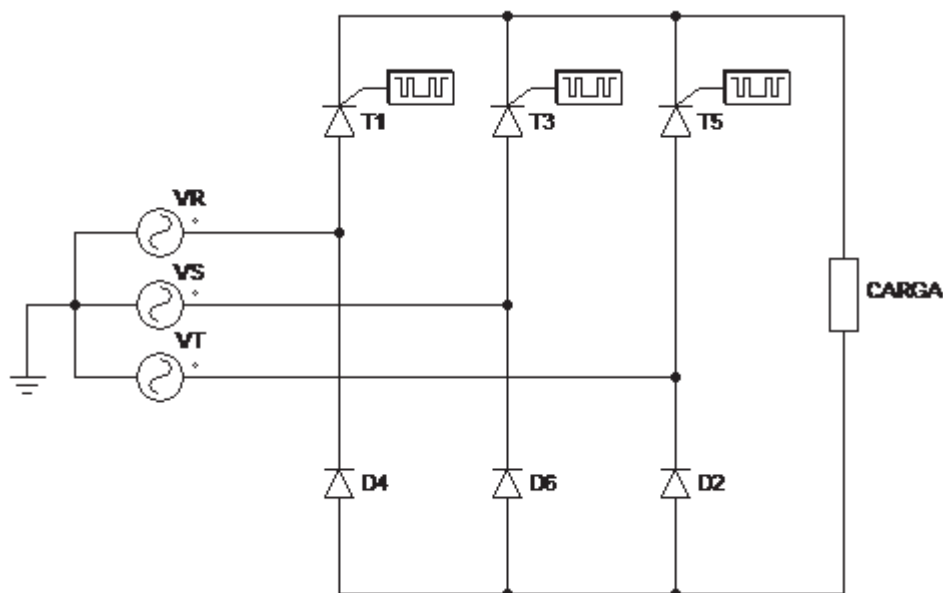


Figura 1.6 Conversor trifásico semicontrolado

El conversor AC/DC trifásico semicontrolado tiene la misma disposición de los elementos que el conversor controlado, la parte superior del puente está conformada por tiristores, pero la parte inferior está conformada por diodos. El valor del voltaje en la carga varía según cambie el ángulo de disparo o activado, el mismo que puede llegar a un valor máximo de 180° . Debido a su configuración, en los terminales del conversor nunca hay valores negativos de voltaje. A continuación se muestra formas de onda del voltaje de salida de este conversor para diferentes ángulos de activado con carga altamente inductiva.

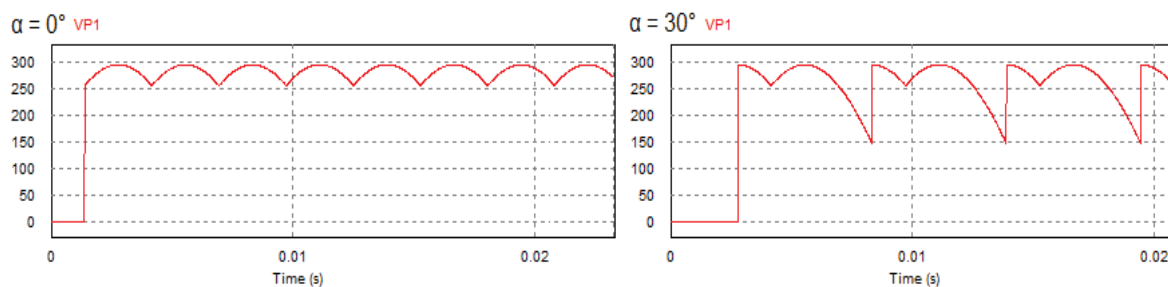


Figura 1.7a Formas de onda del voltaje de salida del conversor semicontrolado para diferentes valores de ángulo de disparo

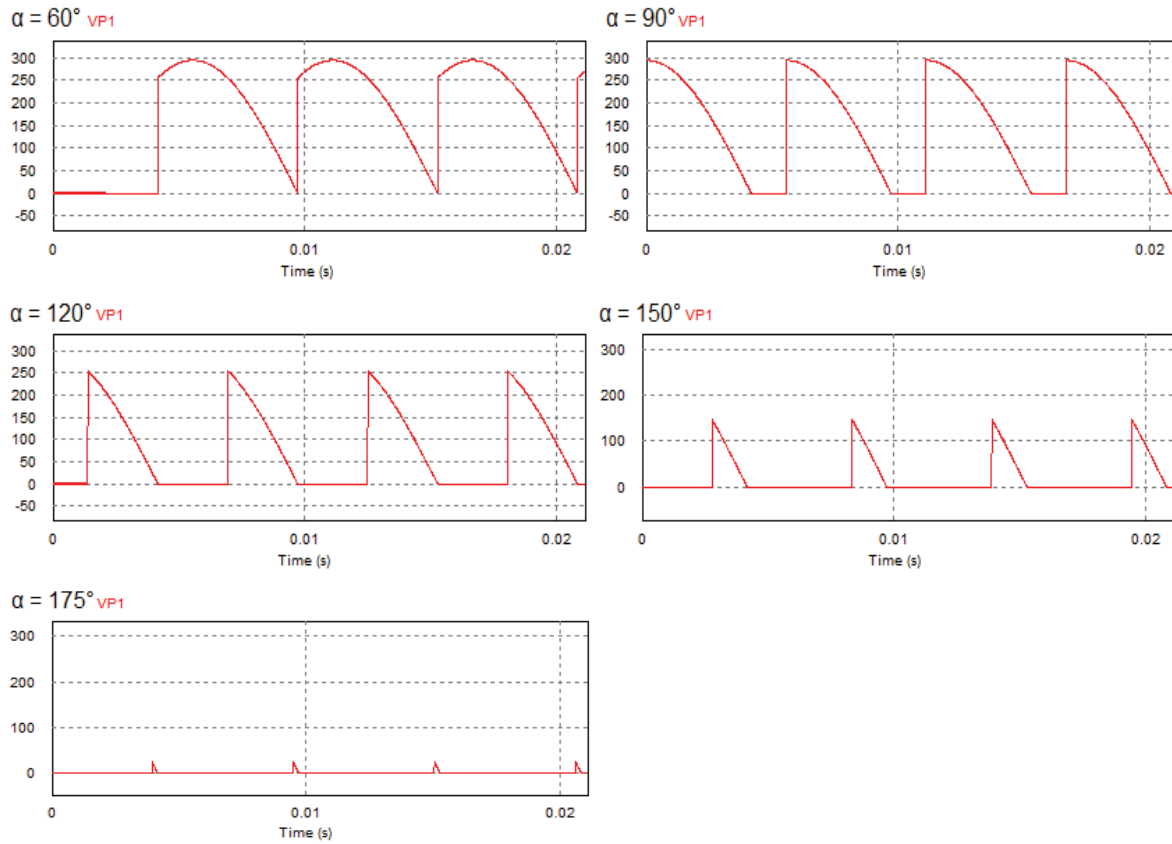


Figura 1.7b Formas de onda del voltaje de salida del conversor semicontrolado para diferentes valores de ángulo de disparo

A continuación se realiza un análisis de las características principales de este conversor, a partir de las formas de ondas anteriormente mostradas.

Voltaje Medio:

El valor medio de una función se calcula con la siguiente ecuación:

$$V_{DC} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) dt$$

De las formas de onda, el voltaje sobre la carga para ángulos de 0° hasta 60°:

$$V_{d\alpha} = \frac{1}{2\pi/3} \int_{\pi/3+\alpha}^{2\pi/3} \sqrt{2}V_s \sin wt dw + \int_{2\pi/3}^{\pi+\alpha} \sqrt{2}V_s \sin \left(wt - \frac{\pi}{3} \right) dw$$

$$V_{d\alpha} = \frac{3\sqrt{2}V_s}{2\pi} [1 + \cos \alpha] \quad (1.16)$$

Voltaje sobre la carga para ángulos desde 60°:

$$V_{d\alpha} = \frac{1}{2\pi/3} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2}V_s \sin wt \, dwt$$

$$V_{d\alpha} = \frac{3\sqrt{2}V_s}{2\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (1.17)$$

Voltaje RMS:

El valor medio cuadrático de una función se calcula con la siguiente ecuación:

$$V_{RMS} = \left[\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) \, dt \right]^{1/2}$$

Voltaje RMS para α de 0° hasta 60°:

$$V_{RMS}^2 = \frac{1}{2\pi/3} \int_{\pi/3+\alpha}^{2\pi/3} (\sqrt{2}V_s \sin wt)^2 \, dwt + \int_{2\pi/3}^{\pi+\alpha} \left(\sqrt{2}V_s \sin \left(wt - \frac{\pi}{3} \right) \right)^2 \, dwt$$

$$V_{RMS} = V_s \left[1 + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} (1 + \cos 2\alpha) \right]^{1/2} \quad (1.18)$$

Voltaje RMS para α de 60° hasta 180°:

$$V_{RMS}^2 = \frac{1}{2\pi/3} \int_{\alpha}^{\pi} (\sqrt{2}V_s \sin wt)^2 \, dwt$$

$$V_{RMS} = V_s \left[\frac{3}{2\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \right]^{1/2} \quad (1.19)$$

Factor de rizado:

El factor de rizado es la relación entre el valor medio y el valor medio cuadrático y se representa mediante la siguiente ecuación:

$$\gamma = \left[\left(\frac{V_{RMS}}{V_{d\alpha}} \right)^2 - 1 \right]^{1/2}$$

Factor de rizado para α de 0° hasta 60° :

$$\gamma = \left[\frac{1 + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} (1 + \cos 2\alpha)}{\frac{9}{2\pi^2} (1 + \cos \alpha)^2} - 1 \right]^{1/2} \quad (1.20)$$

Factor de rizado para α de 60° hasta 180° :

$$\gamma = \left[\frac{\pi \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right)}{3(1 + \cos \alpha)^2} - 1 \right]^{1/2} \quad (1.21)$$

Análisis armónico del voltaje de salida:

El análisis armónico del voltaje de salida se lo analiza con series de Fourier, el cual permite conocer las componentes alternas [1]. Para el conversor semicontrolado las ecuaciones son las mismas para todo el rango del ángulo de disparo α . A partir de las formas de onda se determina la ecuación para calcular los armónicos:

$$f(t) = \sqrt{2} V_s \sin(\omega t + \alpha) \quad (1.22)$$

El análisis para todo el rango de α :

$$A_n = - \frac{3 \sqrt{2} V_s}{\pi (9n^2 - 1)} [\cos n\pi \cos 3n\alpha + \cos \alpha] \quad (1.23)$$

$$B_n = \frac{3 \sqrt{2} V_s}{\pi (9n^2 - 1)} [\cos n\pi \sin 3n\alpha + 3n \sin \alpha] \quad (1.24)$$

1.3.3 ANÁLISIS DEL CONVERSOR AC/DC TRIFÁSICO NO CONTROLADO

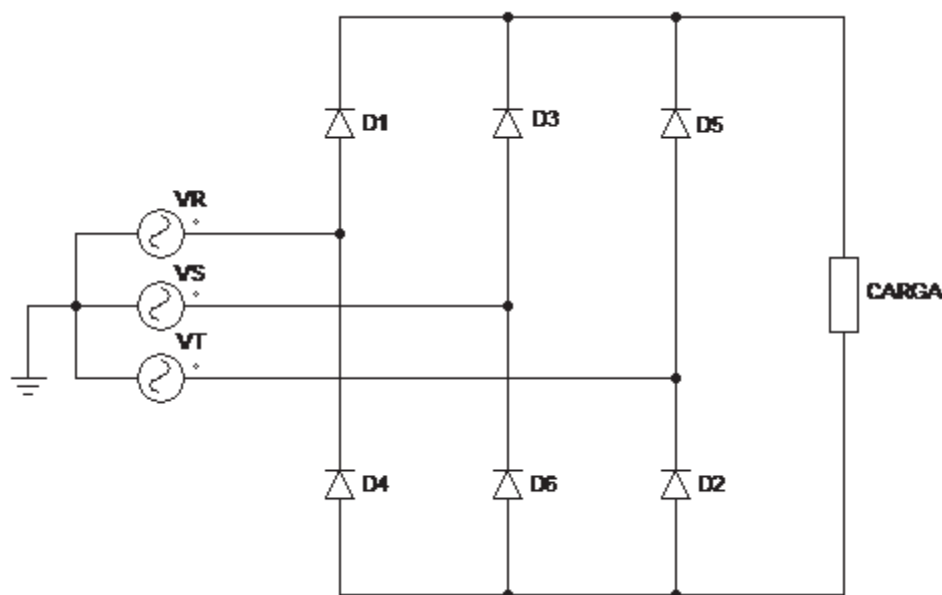


Figura 1.8 Conversor trifásico no controlado

El conversor AC/DC trifásico no controlado tiene la misma disposición de los elementos que los convertidores antes mencionados. Todos los elementos del conversor son diodos. Este conversor entrega una señal de voltaje de salida de magnitud constante indistinto del tipo de carga. A continuación se muestra la forma de onda del voltaje de salida para este conversor.

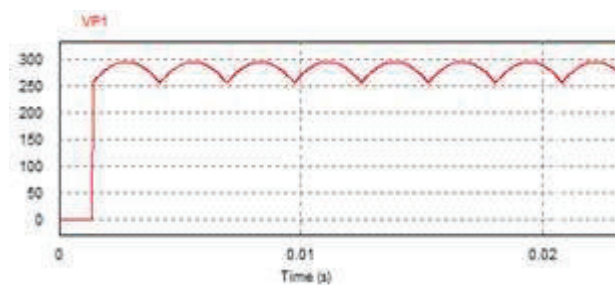


Figura 1.9 Forma de onda del voltaje de salida del conversor no controlado.

A continuación se realiza un análisis de las características principales de este conversor, a partir de la forma de onda mostrada en la Figura 1.9.

Voltaje Medio:

El valor medio de una función se calcula con la siguiente ecuación:

$$V_{DC} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) dt$$

De las formas de onda el voltaje sobre la carga:

$$V_{d\alpha} = \frac{3\sqrt{2}V_s}{\pi} \quad (1.25)$$

Voltaje RMS:

El valor medio cuadrático de una función se calcula con la siguiente ecuación:

$$V_{RMS} = \left[\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt \right]^{1/2}$$

De las formas de onda el voltaje RMS:

$$V_{RMS} = V_s \left[1 + \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \right]^{1/2} \quad (1.26)$$

Factor de rizado:

El factor de rizado es la relación entre el valor medio y el valor medio cuadrático y se representa mediante la siguiente ecuación:

$$\gamma = \left[\left(\frac{V_{RMS}}{V_{d\alpha}} \right)^2 - 1 \right]^{1/2}$$

Factor de rizado:

$$\gamma = \left[\frac{\pi(2\pi + 3\sqrt{3})^{1/2}}{3\sqrt{2}(2\pi)^{1/2}} - 1 \right]^{1/2} \quad (1.27)$$

Análisis armónico del voltaje de salida:

El análisis armónico del voltaje de salida se lo analiza con series de Fourier [1], el cual permite conocer las componentes alternas con la siguiente ecuación:

$$f(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(A_n \cos \frac{2n\pi}{T} t + B_n \sin \frac{2n\pi}{T} t \right)$$

$$A_n = - \frac{6\sqrt{2}V_s}{(36n^2 - 1)\pi} \quad (1.28)$$

$$C_n = A_n = - \frac{6\sqrt{2}V_s}{(36n^2 - 1)\pi} \quad (1.29)$$

1.3.4 ANÁLISIS COMPARATIVO ENTRE CONVERSORES TRIFÁSICOS

La selección de la topología del convertidor a implementarse debe estar basada en las ventajas y desventajas que pueden brindar el convertidor controlado con diodo de conmutación, el convertidor semicontrolado y el convertidor no controlado. Del análisis elaborado anteriormente se puede realizar una gráfica que permite una comparación directa entre los convertidores.

En la Figura 1.10 se muestra que el voltaje medio de salida en función del ángulo de disparo α alcanza un voltaje máximo de 1.35 V en todas las topologías. Como se ve en la figura, el rango de operación del convertidor controlado con DC llega hasta un ángulo de disparo α de 120° , mientras que el convertidor semicontrolado lo hace hasta 180° .

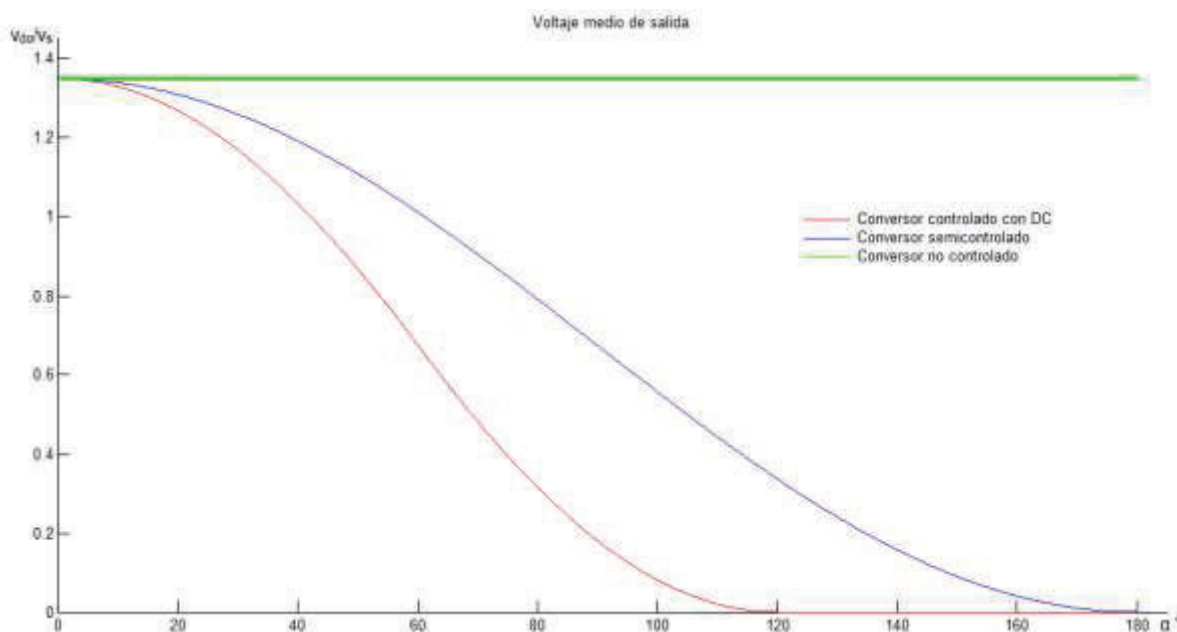


Figura 1.10 Voltaje medio de salida en función del ángulo de disparo α

El convertor semicontrolado tiene mayor rango de control que el convertor controlado con diodo de conmutación, ya que el ángulo de disparo puede llegar a ser 180° mientras que en el otro llega solamente hasta 120° . Por lo tanto el convertor semicontrolado presenta mayor linealidad entre el ángulo de disparo y el voltaje medio de salida que el convertor controlado. Esta condición disminuye considerablemente la sensibilidad que puede existir en el sistema de control.

El convertor semicontrolado presenta mayor rizado en la señal de salida que el convertor controlado con diodo de conmutación para un mismo ángulo de disparo, pero esto se puede resolver empleando un filtro de mayor tamaño.

El objetivo del rectificador trifásico AC/DC es que funcione como fuente de alimentación del segundo convertor, el cual actúa como regulador. Esta condición implica que la fuente de alimentación debe ser estable y confiable para el sistema. Un convertor que permita tener control sobre el voltaje de salida facilita que el filtro capacitivo de salida del mismo pueda ser conectado directamente sin generar picos importantes de corriente. El voltaje de salida que entrega el rectificador trifásico debe

ser constante y para esto el ángulo de disparo debe quedar fijado en un valor que permita obtener el voltaje necesario para satisfacer las características que demanda la fuente DC a implementarse.

En base a lo anterior se ha seleccionado al conversor no controlado para ser utilizado en la implementación del proyecto. Este conversor no permite al usuario tener control sobre el voltaje de salida pero dicho voltaje es constante y depende únicamente de las características de la red eléctrica que es su suministro de energía. La implementación de este conversor es sencilla y solamente requiere un circuito de carga para el filtro capacitivo que se encuentra en sus terminales de salida.

1.4 CONVERSOR DC/DC

Un conversor DC/DC es un circuito electrónico de potencia, conformado por un conjunto de elementos activos y pasivos, que convierte una fuente de voltaje de entrada continuo en otra fuente de voltaje continuo con distinto valor. Mientras que el voltaje de entrada de este sistema presenta un valor fijo, la señal de salida puede regularse a un valor distinto [2].

Hay algunas maneras de implementar un conversor DC/DC, en este caso se analizarán los convertidores conmutados, los cuales presentan una configuración con un interruptor electrónico que opera en corte y saturación, lo que permite tener gran eficiencia y regulación lineal.

De acuerdo a su funcionamiento existen tres tipos de convertidores conmutados DC/DC, reductor ("Buck"), elevador ("Boost") y reductor-elevador ("Buck-Boost") [2].

1.4.1 CONVERSOR REDUCTOR

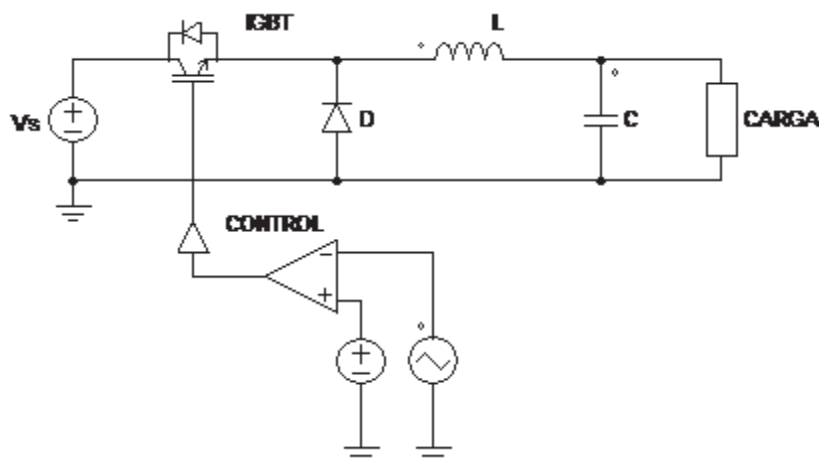


Figura 1.11 Conversor DC/DC reductor

El conversor reductor está conformado por un interruptor electrónico, un diodo y un filtro LC, como se muestra en la Figura 1.11. La función principal de este conversor es reducir el voltaje de salida. El funcionamiento se basa en que el interruptor regula el voltaje, entrando en operación o no, lo que da lugar a una señal de salida cuadrada. El objetivo de este conversor es obtener una señal de salida continua, para esto se agrega el filtro LC y un diodo. El diodo proporciona un camino a la corriente de la bobina cuando el interruptor no conduce y se desactiva cuando el interruptor entra en operación.

El análisis del conversor reductor considera las siguientes suposiciones [2]:

- El circuito opera en régimen permanente.
- La corriente en la bobina es permanente (conducción continua).
- El valor del condensador es muy grande entonces la tensión de salida se mantiene constante.
- El periodo de conmutación es T ; el interruptor está cerrado por un tiempo DT y está abierto el resto del tiempo $(1-D) T$.
- Los componentes son ideales.

A continuación se presenta los circuitos de funcionamiento del convertor cuando el interruptor está cerrado y luego cuando el interruptor está abierto.

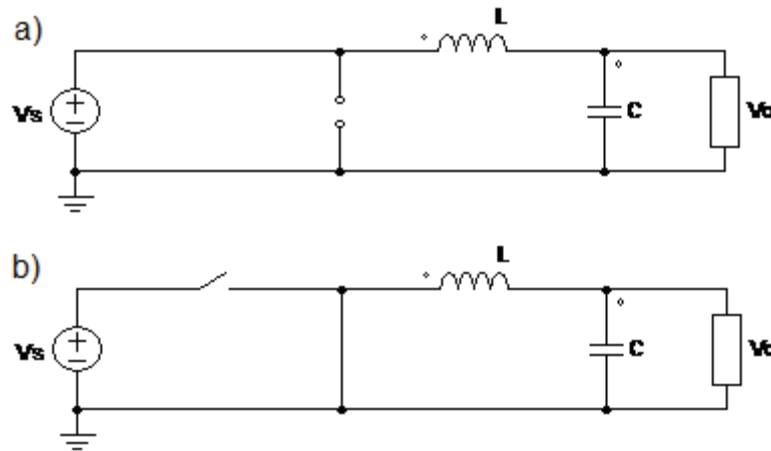


Figura 1.12 a) Circuito equivalente con el interruptor cerrado. b) Circuito equivalente con el interruptor abierto.

La Figura 1.12 a) muestra el circuito equivalente cuando el interruptor está cerrado, con esta condición el diodo del circuito se polariza inversamente y por tanto no conduce [2]. La corriente en la bobina varía en forma lineal de acuerdo a la siguiente ecuación:

$$(\Delta i_L)_{\text{cerrado}} = \left(\frac{V_s - V_o}{L} \right) DT \quad (1.30)$$

Cuando el interruptor está abierto, el diodo se polariza directamente dando lugar al circuito equivalente mostrado en la Figura 1.12 b). La corriente en la bobina disminuye en forma lineal, la variación se describe en la ecuación (1.31) [2] a continuación:

$$(\Delta i_L)_{\text{abierto}} = - \left(\frac{V_o}{L} \right) (1 - D)T \quad (1.31)$$

El circuito debe funcionar en régimen permanente por tanto la variación de la corriente en la bobina durante todo el periodo de funcionamiento tiene que ser cero. Bajo esta premisa se opera con las ecuaciones (1.24) y (1.31) y se obtiene el siguiente resultado:

$$\left(\frac{V_s - V_o}{L}\right)DT = -\left(\frac{V_o}{L}\right)(1-D)T$$

$$V_o = V_s D \quad (1.32)$$

Analizando la ecuación (1.32) se concluye que el voltaje de salida depende directamente de la duración del ciclo de trabajo D y del voltaje de entrada. Como el ciclo de trabajo puede llegar a ser máximo 1, el voltaje de salida tiene un valor menor o igual al voltaje de alimentación. A continuación se presenta las formas de onda del funcionamiento del convertidor.

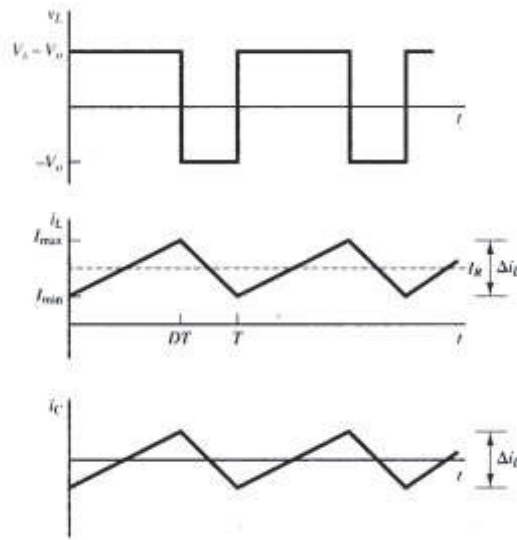


Figura 1.13 Formas de onda del convertidor DC/DC reductor. a) Voltaje en la bobina. b) Corriente en la bobina. c) Corriente del condensador. [2]

La corriente en la bobina del convertidor debe ser permanente, es decir debe haber un valor mínimo positivo de corriente. La ecuación a continuación permite determinar el valor mínimo de la inductancia del circuito para que el análisis anterior sea válido [2].

$$L_{\min} = \frac{(1 - D)R}{2f} \quad (1.33)$$

El voltaje de salida del conversor presenta rizado debido a que los elementos no son ideales. El rizado que existe en la salida del conversor es igual al rizado del capacitor del circuito, por tanto la ecuación se determina a partir de la forma de onda del capacitor [2].

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1 - D}{8LCf^2} \quad (1.34)$$

1.4.2 CONVERSOR ELEVADOR

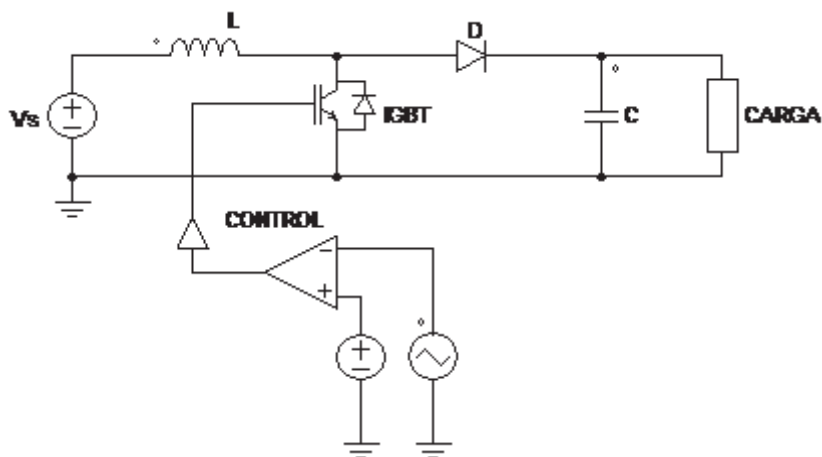


Figura 1.14 Conversor DC/DC elevador

El conversor elevador está conformado por un interruptor electrónico, un diodo y un filtro LC, como se muestra en la Figura 1.14. La disposición de los elementos permite elevar el voltaje de salida. El análisis del conversor considera las mismas suposiciones que las tomadas en cuenta para el conversor reductor. A continuación se presenta los circuitos de funcionamiento del conversor cuando el interruptor está cerrado y luego cuando el interruptor está abierto.

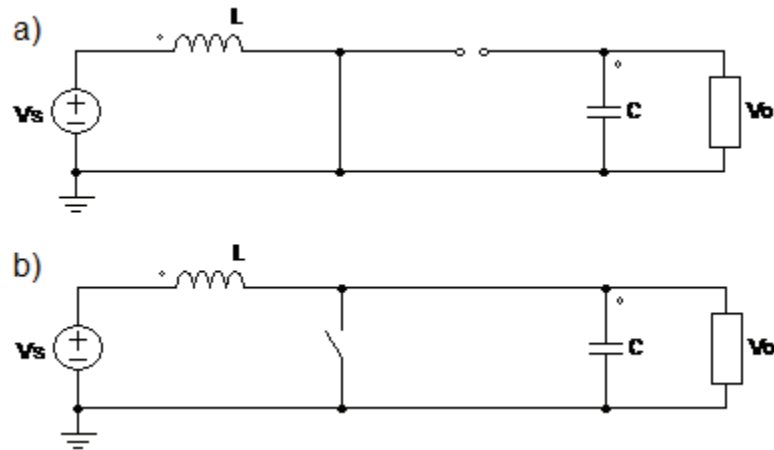


Figura 1.15 a) Circuito equivalente con el interruptor cerrado. b) Circuito equivalente con el interruptor abierto.

En primera instancia cuando el interruptor está cerrado el diodo se polariza inversamente, lo que da lugar a que se forme un circuito entre el capacitor y la carga y otro circuito entre la inductancia y la fuente. La corriente en la bobina aumenta en forma lineal de acuerdo a la siguiente ecuación [2]:

$$(\Delta i_L)_{\text{cerrado}} = \frac{V_s D T}{L} \quad (1.35)$$

Cuando el interruptor está abierto, el diodo se polariza directamente, lo que permite que el voltaje en la carga sea el voltaje de entrada. La corriente en la bobina varía en forma lineal, la variación se describe en la ecuación a continuación [2]:

$$(\Delta i_L)_{\text{abierto}} = \frac{(V_s - V_o)(1 - D)T}{L} \quad (1.36)$$

Al igual que en el convertidor reductor, el circuito del convertidor elevador debe funcionar en régimen permanente por tanto la variación de la corriente en la bobina durante todo el periodo de funcionamiento tiene que ser cero. Se iguala las ecuaciones (1.35) y (1.36) y se obtiene el siguiente resultado:

$$\frac{V_s DT}{L} = \frac{(V_s - V_o)(1 - D)T}{L}$$

$$V_o = \frac{V_s}{1 - D} \quad (1.37)$$

La ecuación (1.37) muestra que el voltaje de salida está directamente relacionado con la relación de trabajo y es por esto que el voltaje del convertidor es mayor o igual al voltaje de entrada, y que nunca será menor que el voltaje de alimentación. Además el voltaje puede ser infinito si el ciclo de trabajo es uno, pero esto no ocurre porque los componentes tienen pérdidas. A continuación se presenta las formas de onda del funcionamiento del convertidor.

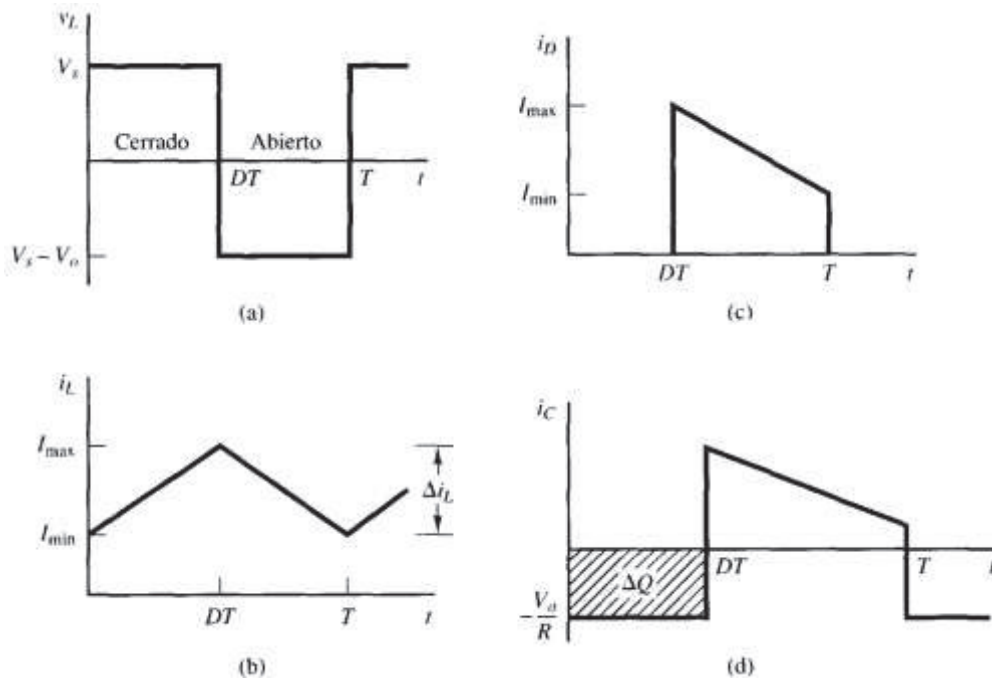


Figura 1.16 Formas de onda del convertidor DC/DC elevador. a) Voltaje en la bobina.

b) Corriente en la bobina. c) Corriente en el diodo. d) Corriente en el condensador. [2]

Como el convertidor reductor, la corriente en la bobina del convertidor elevador debe ser permanente si se desea que trabaje en conducción continua. Para calcular el valor mínimo de la inductancia del circuito se utiliza la siguiente ecuación (1.38) [2]:

$$L_{\min} = \frac{D(1-D)^2 R}{2f} \quad (1.38)$$

El convertidor elevador presenta rizado en el voltaje de salida debido a que los elementos no son ideales. Este se calcula tomando en cuenta la forma de onda del capacitor [2].

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf} \quad (1.39)$$

1.4.3 CONVERTOR REDUCTOR-ELEVADOR

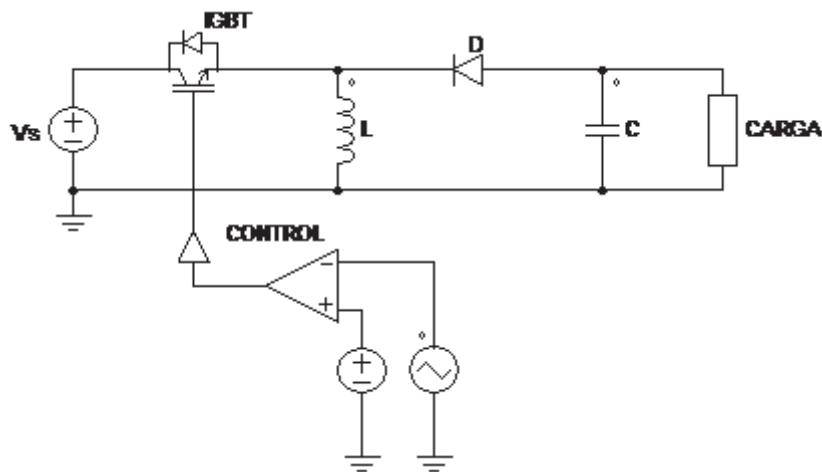


Figura 1.17 Convertor DC/DC reductor-elevador

En la Figura 1.17 se muestra el convertidor reductor-elevador que está conformado por un interruptor electrónico, un diodo, una inductancia y un capacitor. Debido a la disposición de los elementos este convertidor puede, aumentar o disminuir el nivel de voltaje de salida. El análisis de este convertidor considera las mismas suposiciones que las tomadas en cuenta para el convertidor reductor. A continuación se presenta los circuitos de funcionamiento del convertidor.

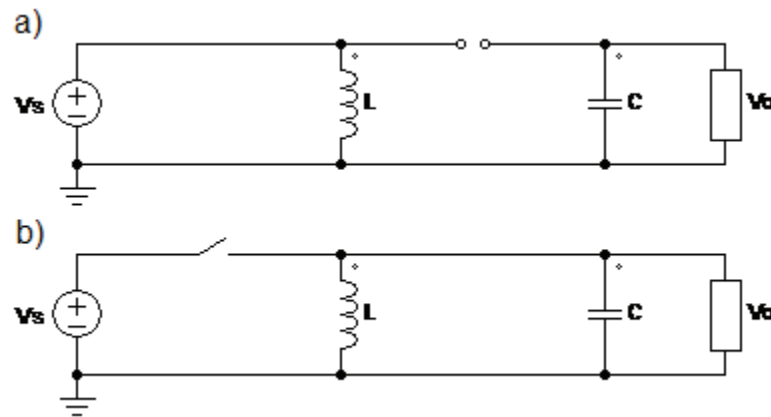


Figura 1.18 a) Circuito equivalente con el interruptor cerrado. b) Circuito equivalente con el interruptor abierto.

Cuando el interruptor está cerrado, se forma un circuito entre la fuente y la bobina y otro circuito entre el capacitor y la carga, es decir se comporta como el convertidor elevador con interruptor cerrado. Por tanto la ecuación que describe el comportamiento de la corriente en la bobina es la misma [2].

$$(\Delta i_L)_{\text{cerrado}} = \frac{V_s D T}{L} \quad (1.40)$$

Cuando el interruptor está abierto, el diodo se polariza directamente y da lugar a que se forme un circuito con la inductancia, el capacitor y la carga [2]. La corriente en la bobina se describe con la ecuación a continuación:

$$(\Delta i_L)_{\text{abierto}} = \frac{V_o (1 - D) T}{L} \quad (1.41)$$

Como se mencionó anteriormente los convertidores deben operar en régimen permanente y para esto la variación de la corriente en la bobina debe ser cero, entonces se igualan las ecuaciones (1.40) y (1.41) :

$$\frac{V_s DT}{L} = \frac{V_o(1-D)T}{L}$$

$$V_o = -V_s \left[\frac{D}{1-D} \right] \quad (1.42)$$

De la ecuación (1.42) se deduce que si la relación de trabajo es mayor a 0.5, aumenta el nivel de voltaje de salida, y si la relación de trabajo es menor a 0.5 disminuye el voltaje de salida. El voltaje de salida del convertidor reductor-elevador es inverso respecto a la referencia del voltaje de alimentación. En la siguiente figura se muestra las formas de onda del funcionamiento del convertidor.

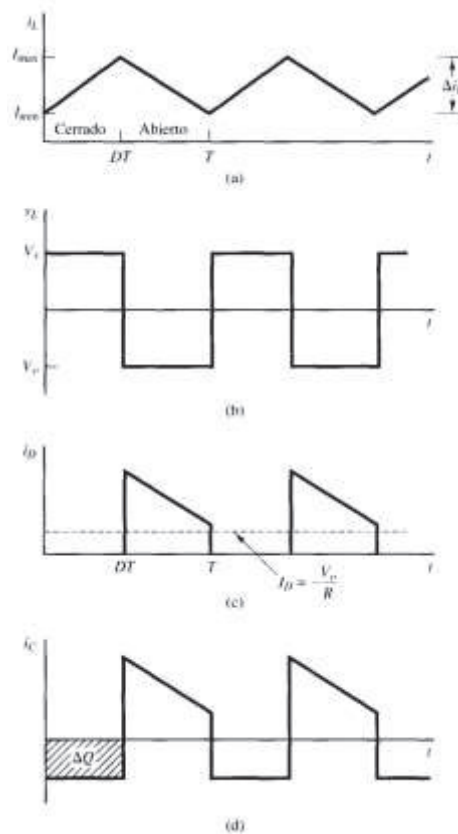


Figura 1.19 Formas de onda del convertidor DC/DC reductor- elevador. a) Corriente en la bobina. b) voltaje en la bobina. c) Corriente en el diodo. d) Corriente en el condensador. [2]

Para que el circuito funcione correctamente la corriente en la bobina debe ser permanente [2], entonces el valor mínimo de la inductancia se calcula con la ecuación a continuación:

$$L_{\min} = \frac{(1 - D)^2 R}{2f} \quad (1.43)$$

Al igual que los conversores anteriores, en este conversor existe rizado en el voltaje de salida [2] y se lo calcula con la siguiente ecuación:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf} \quad (1.44)$$

1.4.4 ANÁLISIS COMPARATIVO ENTRE CONVERSORES DC/DC

Tabla 1.1 Voltaje de salida de todos los conversores DC/DC

Conversor DC/DC	Voltaje de salida
Reductor	$V_o = V_s D$
Elevador	$V_o = \frac{V_s}{1 - D}$
Reductor - Elevador	$V_o = -V_s \left[\frac{D}{1 - D} \right]$

La Tabla 1.1 muestra las ecuaciones de voltaje de salida de los conversores. El conversor DC/DC debe funcionar como regulador en el proyecto, debido a esto se descarta al circuito elevador y también al circuito reductor-elevador. De acuerdo a las necesidades del proyecto se requiere un conversor que reduzca el voltaje de alimentación, en base a esto se ha seleccionado al conversor conmutado DC/DC reductor para ser utilizado en la implementación del proyecto.

1.5 PROYECTO A DESARROLLAR

Se diseñará y construirá una fuente de corriente continua de alta potencia de 1500w, la cual tendrá dos etapas. La primera etapa estará conformada por un conversor trifásico AC/DC no controlado con diodo de conmutación y la segunda de un conversor DC/DC reductor. La selección de cada conversor se ha basado en el análisis realizado en las Secciones 1.3.4 y 1.4.4.

La primera etapa del equipo sirve como fuente de alimentación del conversor de la segunda etapa. El conversor AC/DC es una fuente de voltaje continuo que alcanza un valor superior al valor máximo requerido por el conversor DC/DC. La segunda etapa funciona como regulador y permite realizar el control sobre las variables voltaje y corriente. El propósito de colocar estos conversores en serie es satisfacer plenamente las necesidades del proyecto.

El conversor no controlado está conformado por seis diodos que conforman el puente rectificador. La unión de los cátodos de los diodos en la parte superior se considera como la referencia positiva del puente mientras que la unión de ánodos de los diodos en la parte inferior es la referencia negativa. Este conjunto será considerado como la fuente de alimentación del conversor DC/DC reductor.

El conversor DC/DC reductor consta de un interruptor electrónico principal, un diodo, un inductor y un condensador. El inductor y el capacitor funcionan como un filtro LC, cuya función es reducir el rizado en la carga. La fuente de alimentación de este circuito es la que brinda el rectificador AC/DC.

Los conversores a implementarse necesitan un sistema de control, el cual se realiza con microcontroladores. Además, la fuente está implementada con sensores para las señales de voltaje y corriente en la carga. En la Figura 1.20 se muestra el diagrama circuital de los elementos de potencia de la fuente a construir.

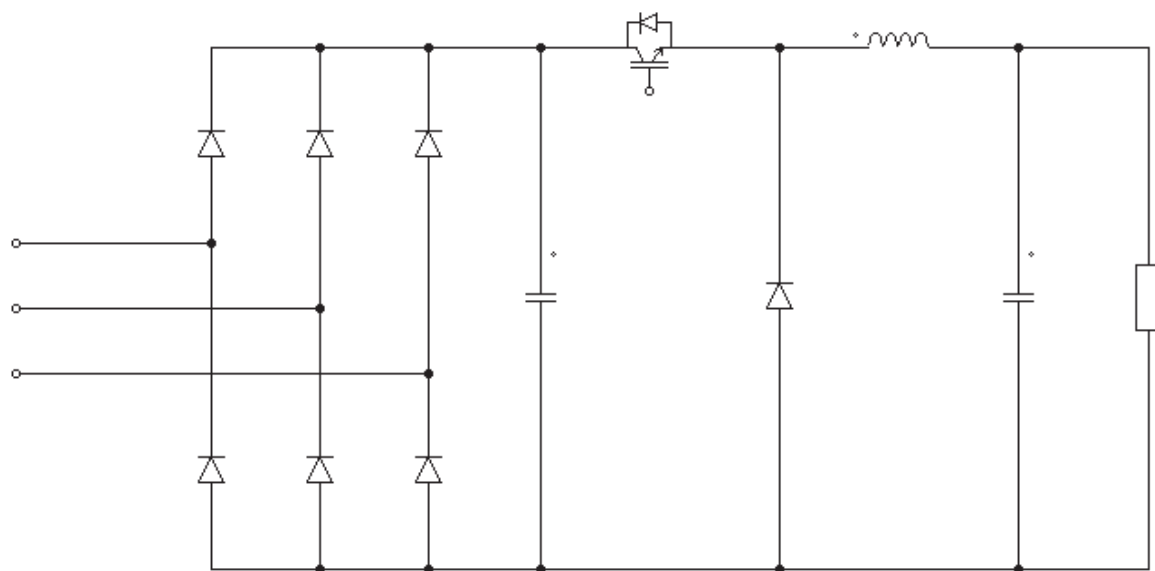


Figura 1.20 Diagrama circuital de los elementos de potencia

CAPÍTULO 2

REDISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE LA FUENTE DE POTENCIA

2.1 DISEÑO DE LOS CONVERTORES

La fuente, FUCCAP, consta de dos etapas: la primera etapa es un rectificador AC/DC trifásico no controlado y la segunda es un conversor DC/DC reductor, el cual tiene un sistema de control que lo realiza un microcontrolador. Además, la fuente tiene sensores que miden los niveles de voltaje y corriente en la carga.

En la Figura 2.1 se muestra el diagrama de bloques de la fuente, en donde se puede apreciar con claridad la disposición de los elementos de potencia en conjunto con el sistema de control y el sistema de realimentación que requiere el sistema de control.

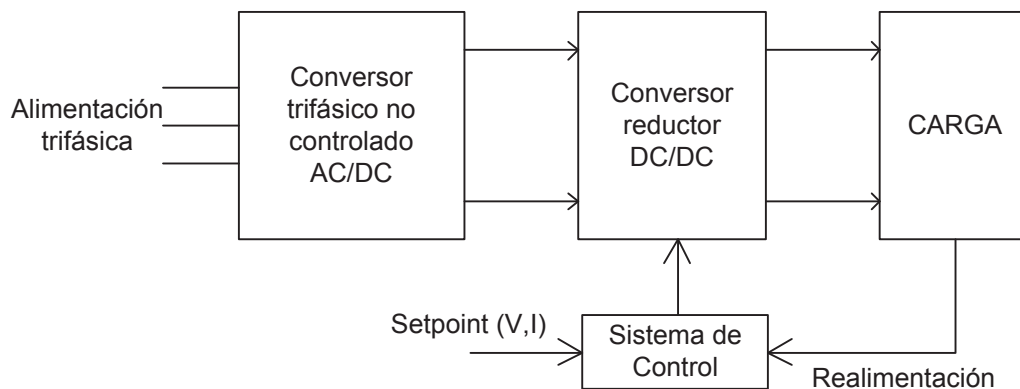


Figura 2.1 Diagrama de bloques de la fuente

2.1.1 CONVERTOR AC/DC TRIFÁSICO NO CONTROLADO

El conversor trifásico AC/DC no controlado tiene conectado a su salida un filtro capacitivo, cuyo objetivo es reducir el rizado de la señal de voltaje que entrega el rectificador. Para obtener el valor mínimo de capacitancia que debe tener el capacitor se emplea la Ecuación (2.1) [1] en donde: la corriente DC es la corriente máxima que

suministra la fuente es decir 7.5 A; el voltaje DC del puente rectificador es 311.36 V; la frecuencia de la red es 60 Hz; y el valor del rizado se considera un 5%.

$$C \geq \frac{I_{DC} \left(\sin^{-1}(1 - \gamma) - \frac{\pi}{6} \right)}{V_{DC} * \gamma * 2\pi * f} \quad (2.1)$$

$$C \geq 932 \mu F \rightarrow C = 940 \mu F$$

En base al resultado anterior se emplea como filtro capacitivo, ubicado a la salida del conversor no controlado, un grupo de condensadores que alcanzan 940 μF cuyo voltaje es 800 V.

En condiciones iniciales, los condensadores pertenecientes al filtro capacitivo están descargados. Cuando el conversor no controlado entra en operación da origen a un paso del voltaje, lo que provoca que la corriente instantánea en el grupo de capacitores tienda a infinito. Esta corriente puede destruir los elementos que conforman los conversores no controlado y reductor. Para superar este inconveniente se emplea el circuito de carga que se muestra en la Figura 2.2.

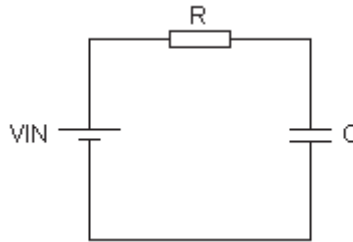


Figura 2.2 Circuito de carga

El circuito de carga que se presenta en la figura anterior consiste en colocar una resistencia en serie con el grupo de capacitores. Esta resistencia limita la corriente cuando el conversor no controlado entra en operación y entrega el paso de voltaje. Después de que ha pasado la etapa de carga de los condensadores, la resistencia debe ser desconectada para que no existan pérdidas porque consume energía del sistema.

El circuito que se implementa consiste en un relé que desconecta de forma automática la resistencia del circuito de carga, cuando el voltaje alcanza el 95% del voltaje que entrega el conversor no controlado. El relé está controlado por un circuito comparador hecho en base de amplificadores operacionales. A continuación en la Figura 2.3 se presenta el circuito correspondiente.

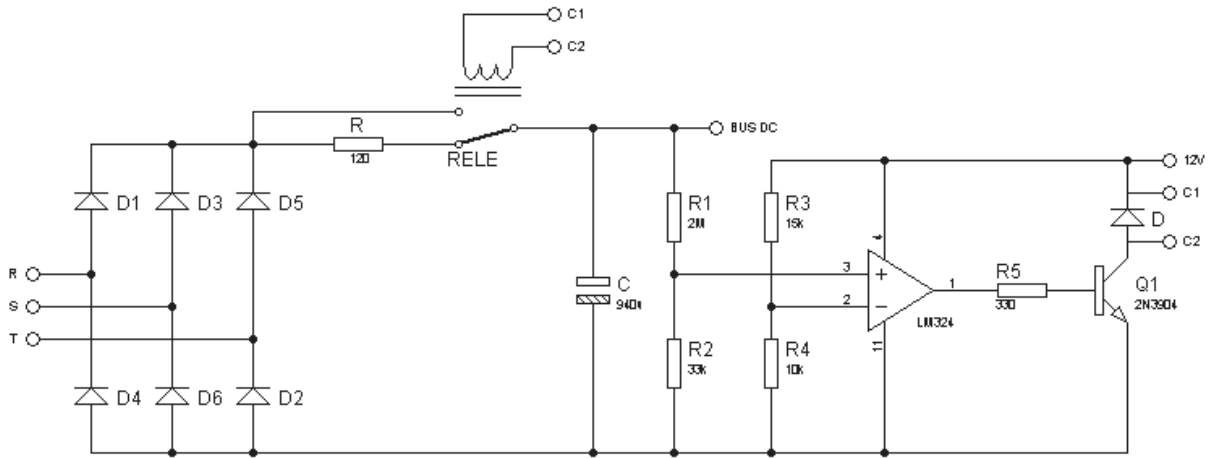


Figura 2.3 Circuito de carga del capacitor

Dimensionamiento:

La resistencia de carga R se dimensiona en base a la Ecuación (2.2) de constante de tiempo del análisis de la carga de un capacitor, que en este caso se considera 0.1(s). Se comprueba que la corriente máxima no afecte a los elementos del conversor con la Ecuación (2.3):

$$\tau = R * C \quad (2.2)$$

$$R = \frac{\tau}{C} = \frac{0.1s}{940\mu F} = 106\Omega \rightarrow R = 120\Omega$$

$$I_{m\acute{a}x} = \frac{V_{BUS}}{R} = \frac{311.13 V}{120\Omega} = 2.6 A \quad (2.3)$$

El circuito de control está energizado con 12 V, se escoge un valor intermedio dentro de ese rango para realizar la comparación, en este caso 5 V. El grupo de capacitores debe alcanzar un voltaje equivalente al 95% del valor de la señal de entrada, para

garantizar que el paso final de voltaje no afecte a los elementos. La corriente que circula por el amplificador debe ser pequeña. Bajo estas condiciones se elige el valor de la resistencia R2 de 33 kΩ. Con estos datos se calcula el valor de la resistencia R1 con la ecuación que rige un divisor de tensión:

$$R_{1\text{ mín}} = \frac{V_{in} * R_2}{V_{out}} - R_2$$

$$R_{1\text{ mín}} = \frac{(0,95 * 311.16V) * 33k\Omega}{5V} - 33k\Omega = 1,9M\Omega \rightarrow R_{1\text{ mín}} = 2M\Omega$$

Las resistencias pertenecientes a la otra entrada del circuito comparador se energizan con una fuente de 12 V, el voltaje de salida debe ser 5 V. Se asume que la resistencia R4 es 10 kΩ. Al igual que antes se calcula el valor de la resistencia R3 con la ecuación de un divisor de tensión:

$$R_{3\text{ mín}} = \frac{V_{in} * R_4}{V_{out}} - R_4$$

$$R_{3\text{ mín}} = \frac{12V * 10k\Omega}{5V} - 10k\Omega = 14k\Omega \rightarrow R_{3\text{ mín}} = 15k\Omega$$

La resistencia R5 de la base del transistor se dimensiona, usando los datos que brinda el datasheet [3], mediante la siguiente ecuación:

$$R_{1\text{ mín}} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_B} = \frac{12 - 0.95}{200mA} = 55.25\Omega \rightarrow R_1 = 330\Omega$$

2.1.2 CONVERTOR DC/DC REDUCTOR

En la Figura 2.4 se indica el diagrama de bloques del sistema de control del convertor DC/DC reductor, el cual está comandado por un microcontrolador.

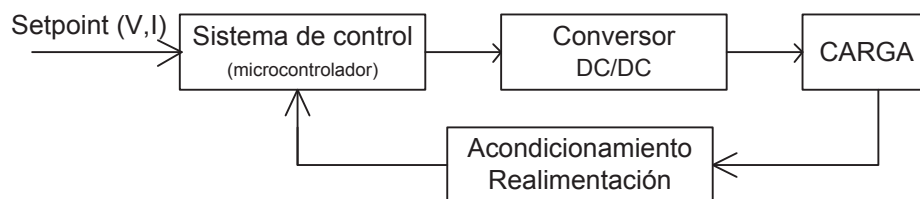


Figura 2.4 Diagrama de bloques del sistema de control del convertor DC/DC

2.1.2.1 Acoplamiento entre etapas de control y potencia

El convertor DC/DC implementado es un reductor y está conformado por un interruptor principal IGBT, un diodo y un filtro LC. El control de este convertor lo realiza un microcontrolador.

El manejo del interruptor de potencia IGBT, del convertor DC/DC se lo debe realizar aislando la etapa de control y de potencia, para alcanzar este fin se utiliza el optoacoplador 6N137. Este optoacoplador es tipo NAND, lo que implica que invierte la señal de control, esta consideración se la debe tener presente cuando se realiza el algoritmo de control en el microprocesador. En la figura a continuación se muestra el circuito que se implementó que fue tomado del datasheet [4] del circuito integrado.

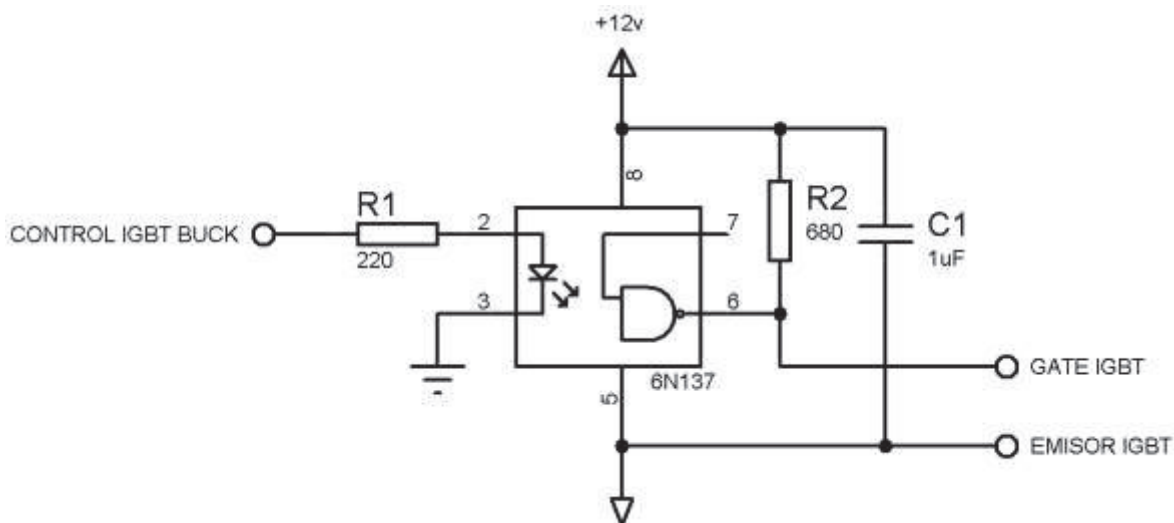


Figura 2.5 Circuito usado con el optoacoplador 6n137 [4]

La corriente, que circula por el diodo del optoacoplador, puede ser máximo 20 mA, el voltaje directo máximo que soporta el diodo es 1.75 V. El voltaje de alimentación del circuito es 3.3 V, entonces se calcula la resistencia R1 con estos datos.

$$R_{1\min} = \frac{V - V_d}{I_d} = \frac{3.3 - 1.75}{20\text{mA}} = 77.5\Omega \rightarrow R_1 = 220\Omega$$

La resistencia R2, según recomienda el datasheet, debe estar entre 350 Ω y 1000 Ω , valores superiores aumentan el tiempo de switcheo del optoacoplador, por lo tanto se escogió un valor intermedio, R2=680 Ω . Este valor permite que el circuito integrado cumpla con los requerimientos del sistema.

2.1.2.2 Diseño del filtro LC del convertor DC/DC

El convertor DC/DC reductor contiene un filtro LC. Se considera al convertor AC/DC no controlado con filtro como una fuente DC para el convertor reductor, como se ve en la Figura 2.6. La carga no está definida, ya que pueden conectarse distintos tipos de carga al sistema, sin embargo para el dimensionamiento del filtro LC, la carga se representa con una resistencia equivalente obtenida a partir de los valores máximos de voltaje y corriente [2]. Los valores de corriente y voltaje son 7.5 A y 200 V respectivamente, con estos datos se obtiene que la resistencia de la carga R=26.6 Ω .

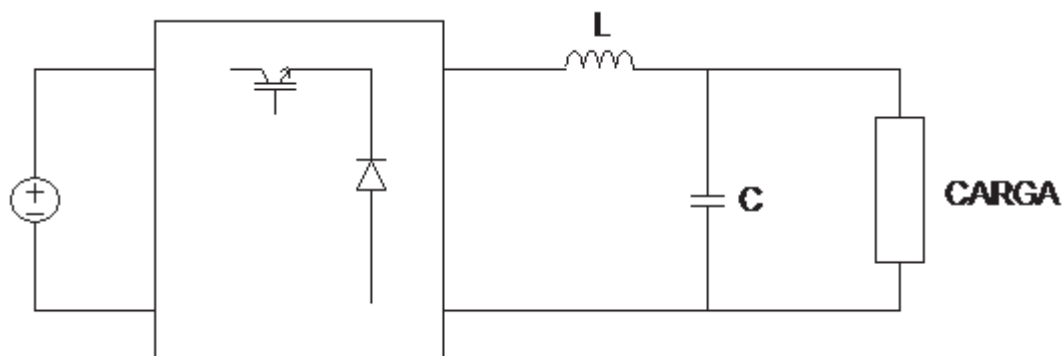


Figura 2.6 Filtro LC en el convertor DC/DC

Como se mencionó en la Sección 1.4.1, la corriente en la bobina del convertor DC/DC debe ser permanente. El valor de la inductancia mínima se encuentra evaluando la

Ecuación (1.33) . La frecuencia de trabajo del interruptor principal del conversor DC/DC es 15 kHz, la relación de trabajo máxima es 0,9 y la resistencia del sistema es 26.6 Ω .

$$L_{\min} = \frac{(1 - D)R}{2f} \quad (2.4)$$

$$L_{\min} = \frac{(1 - 0,9) * 26.6}{2 * 15k} = 88.7 \mu H$$

El capacitor se dimensiona a partir de la Ecuación (1.34) , en donde el rizado de la señal de salida no debe superar el 5%.

$$C = \frac{1 - D}{8L \left(\frac{\Delta V_o}{V_o} \right) f^2} \quad (2.5)$$

$$C_{\min} = \frac{1 - 0,9}{8 * 88.7(10)^{-6} * 0,05 * (15000)^2} = 4 \mu F$$

Los elementos del filtro están conformados por un capacitor de 6000 μF , 400 V y una inductancia de 0.1 H, 15 A, que se disponía previamente.

2.1.3 DIMENSIONAMIENTO DE LOS ELEMENTOS DE POTENCIA DE LOS CONVERSORES

El conversor trifásico AC/DC no controlado está conformado por seis diodos, tres están ubicados en la parte superior del puente y tres en la parte inferior del mismo. En paralelo a todo este conjunto se encuentra un diodo que es llamado diodo de conmutación. En la Figura 2.7 se presenta la ubicación de los elementos.

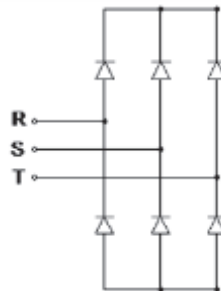


Figura 2.7 Ubicación de los elementos de potencia del conversor AC/DC

El dimensionamiento de los diodos considera las variables determinantes que satisfagan las condiciones de operación del sistema en el que van a estar implementados. Las principales características son:

- Corriente DC (I_{DC})
- Corriente rms (I_{RMS})
- Voltaje DC (V_{DC})
- Voltaje pico (V_{pico})

El voltaje máximo que entrega el conversor es $V=311$ V y la corriente continua $I_{DC}=7.5$ A. Para que los elementos operen adecuadamente y sean menos susceptibles a daños se debe sobredimensionar las capacidades de los mismos. Se escoge por disponibilidad el diodo VISHAY 40EPS12PBF cuyas características satisfacen los requerimientos de este proyecto. En la Tabla 2.1 se muestra el valor de las características de los elementos

Tabla 2.1 Características del diodo VISHAY 40EPS12PBF [5]

Característica	Valor	Unidad
Corriente DC (I_{DC})	65	A
Corriente rms (I_{RMS})	40	A
Voltaje DC (V_{DC})	800	V
Voltaje pico (V_{pico})	1200	V

El conversor DC/DC reductor está conformado por un interruptor principal IGBT, un diodo y un filtro LC. En la Figura 2.8 se presenta la ubicación de los elementos.

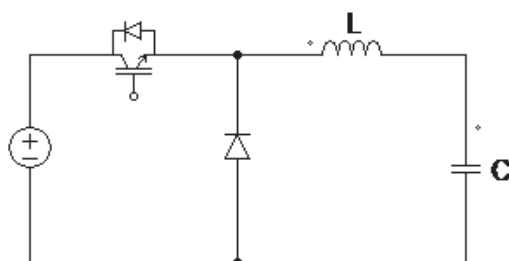


Figura 2.8 Ubicación de los elementos de potencia del conversor DC/DC

La principal característica que se debe considerar para el dimensionamiento del IGBT es la corriente que circula entre drenaje y fuente de este elemento, que en este caso es $I_{DC}=7.5$ A. El voltaje máximo que debe soportar este elemento es $V=311$ V. Como se mencionó anteriormente se debe sobredimensionar las características de los elementos. Se utiliza el IGBT FAIRCHILD HGTG11N120CND cuyas características se muestran en la Tabla 2.2 y satisfacen los requerimientos de este proyecto.

Tabla 2.2 Características del IGBT FAIRCHILD HGTG11N120CND [6]

Característica	Valor	Unidad
Corriente $DC_{Máx}$	43	A
Corriente pico (I_{pico})	80	A
Voltaje pico (V_{pico})	1200	V

2.1.4 REALIMENTACIÓN

2.1.4.1 Sensor de voltaje

La fuente de corriente de potencia controla voltaje y corriente en sus terminales de salida, es por esto que se requiere medir el voltaje en la carga y realimentarlo al sistema de control. El sensor de voltaje implementado es un divisor de tensión como se muestra en la siguiente figura.

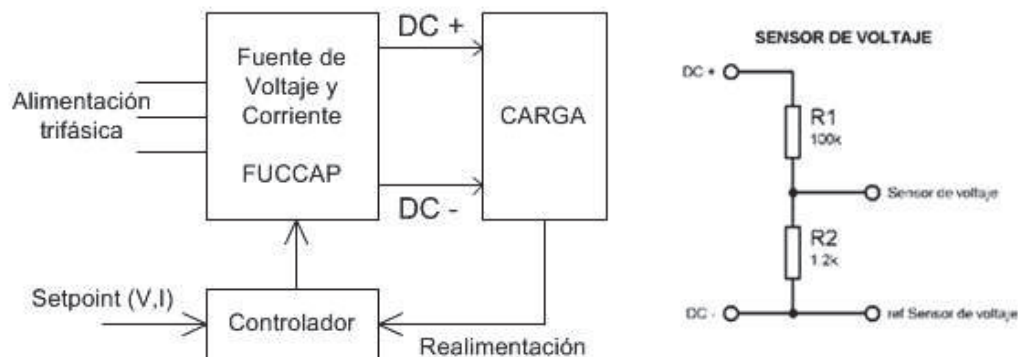


Figura 2.9 Sensor de voltaje

Dimensionamiento:

El voltaje máximo que puede entregar la fuente es 200 V, este voltaje debe ser proporcional a 3 V correspondiente al voltaje de energización del microcontrolador que comanda el sistema de control. La corriente que circula por el sensor debe ser pequeña para que las resistencias del divisor de tensión sean de poca potencia. Bajo estas condiciones se elige el valor de la resistencia R1 de 100 kΩ y con estos datos se calcula el valor de la resistencia R2 con la ecuación que rige un divisor de tensión:

$$R_{2\min} = \frac{\frac{V_S}{V_{fuente}} * R_1}{1 - \frac{V_S}{V_{fuente}}} = \frac{\frac{3}{250} * 100k\Omega}{1 - \frac{3}{250}} = 1.21k\Omega \rightarrow R_2 = 1.5 k\Omega$$

Se comprueba que las resistencias que forman este divisor de voltaje sean de baja potencia. Para esto se calcula la corriente que circula a través de ellas y la potencia que disipan.

$$I = \frac{V_{fuente}}{R_1 + R_2} = \frac{250}{100k + 1,2k} = 2,47 \text{ mA}$$

$$P_1 = I^2 * R_1 = (2,47mA)^2 * 100k = 0,61 \text{ W}$$

$$P_2 = I^2 * R_2 = (2,47mA)^2 * 1,2k = 0.0073 \text{ W}$$

La señal del divisor de tensión o sensor de voltaje está en la etapa de potencia, para que esta señal pueda ser utilizada en la etapa de control debe ser acoplada y aislada, esto se logra utilizando el amplificador de aislamiento ISO124. Este amplificador tiene aislamiento galvánico entre la etapa de potencia y la etapa de control, además este amplificador tiene ganancia 1, lo que asegura que la señal de salida es igual a la señal de entrada pero con diferente referencia de voltaje. En la Figura 2.10 se encuentra un esquema del amplificador ISO124.

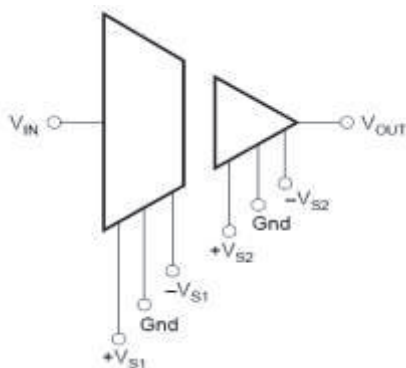


Figura 2.10 Esquema del amplificador de aislamiento ISO124 [7]

El ISO124 necesita una fuente de alimentación entre $\pm 4.5\text{ V}$ y $\pm 18\text{ V}$, se escogió $\pm 12\text{ V}$ para ambas etapas del amplificador porque es un valor intermedio de este rango. El uso de este elemento resulta bastante sencillo porque requiere de pocos elementos externos para su funcionamiento.

En la hoja del fabricante de este circuito integrado se recomienda el uso de capacitores de tantalio de $1\text{ }\mu\text{F}$, que deben estar lo más cerca posible al ISO124 con el fin de disminuir ruido proveniente de las fuentes de alimentación. A continuación en la Figura 2.11 se muestra el circuito implementado, que es el recomendado por el fabricante.

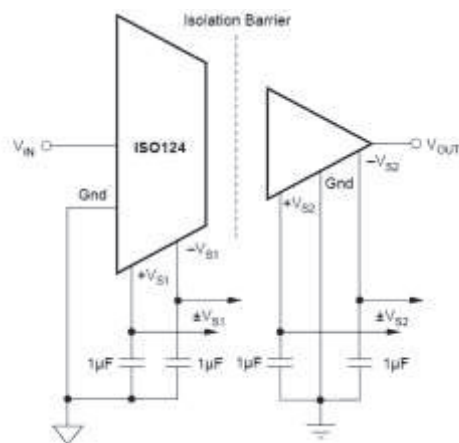


Figura 2.11 Circuito implementado con el amplificador de aislamiento ISO124 [7]

2.1.4.2 Sensor de corriente

La corriente de salida de la fuente de potencia debe ser medida en serie con los terminales de salida y realimentada al sistema de control. La medida de la corriente que entrega la fuente es realizada por el transductor de corriente marca LEM tipo CAS modelo 15-NP. Este transductor de corriente tiene aislamiento galvánico entre el circuito primario y secundario, lo que permite fácilmente integrar la etapa de potencia con la etapa de control.

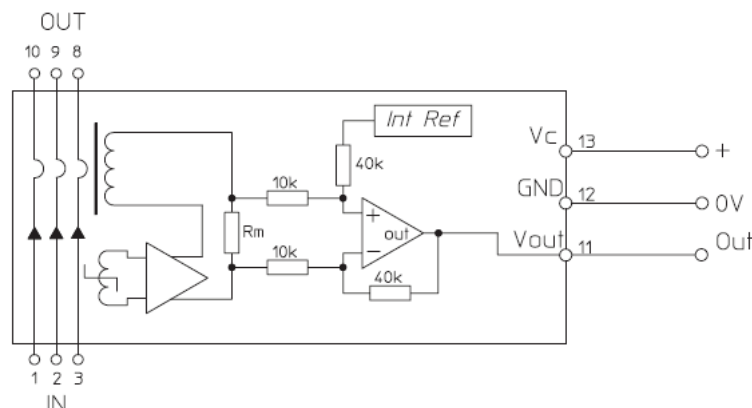


Figura 2.12 Transductor de corriente LEM CAS15-NP [8]

El transductor de corriente, que se observa en la Figura 2.12, brinda una señal de salida de voltaje proporcional a la corriente que circula a través de sus devanados. El acondicionamiento de la señal de corriente está dividido en varias etapas.

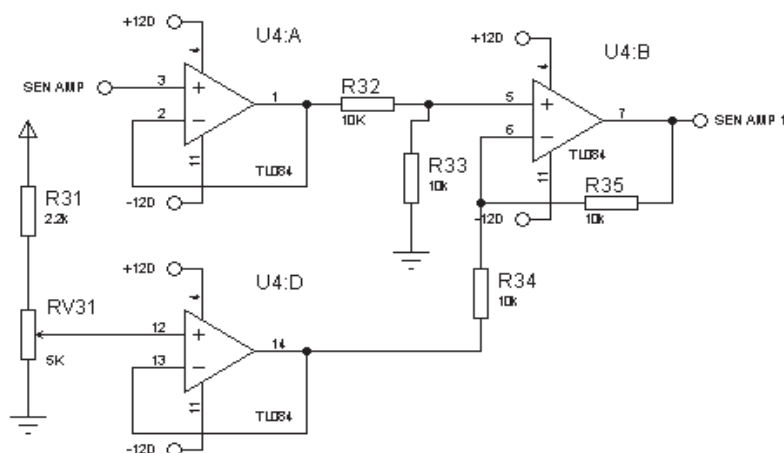


Figura 2.13 Acondicionamiento de la señal de corriente, eliminación offset

En la primera etapa se implementa un circuito que elimina el offset, equivalente a 2.5 V, propio del transductor, que se presenta cuando el valor de la corriente medida es cero. El circuito implementado para el acondicionamiento se basa en el uso de operacionales, dos en configuración seguidor y otro en restador. En la Figura 2.13 se muestra el circuito implementado.

Dimensionamiento:

Se implementa un divisor de tensión cuyo voltaje de salida debe ser 2.5 V. La fuente de voltaje es 5 V y se elige a $R_{31}=2.2 \text{ k}\Omega$. Se emplean valores de resistencias grandes para que la corriente circulante sea pequeña.

$$RV_{31} = \frac{\frac{V_{12}}{V_F} * R_{31}}{1 - \frac{V_{12}}{V_F}} = \frac{\frac{2,5}{5} * 2,2 \text{ k}\Omega}{1 - \frac{2,5}{5}} = 2,2 \text{ k}\Omega \quad (2.6)$$

El circuito perteneciente al operacional en configuración restador elimina el offset de la señal del transductor (V_1). A esta señal se resta el voltaje del divisor (V_{14}). El resultado no debe presentar ganancia, por tanto todas las resistencias deben ser iguales, como se muestra en la Ecuación (2.7).

$$V_7 = V_5 \frac{((R_{35} + R_{34}) * R_{33})}{((R_{33} + R_{32}) * R_{34})} - V_6 \frac{R_{35}}{R_{34}} = V_5 - V_6 \quad (2.7)$$

El voltaje en los terminales del transductor de corriente varía en forma proporcional a la corriente que circula a través de sus devanados con una relación de 42 mV/A. La corriente máxima que puede brindar la fuente de potencia es 7.5 A, se dará un rango de tolerancia para esto se considera 10 A como corriente máxima, por tanto la variación máxima de voltaje en el sensor sería 420 mV. El microcontrolador que realiza el algoritmo de control puede medir señales de hasta 3 V, por lo tanto se utiliza un circuito que amplifique la señal que entrega el transductor para tener un rango de voltaje apropiado. En la Figura 2.14, que está a continuación, se muestra el circuito implementado en el que se encuentra un circuito amplificador no inversor, cuya ganancia es $G=7.14$ que se obtiene a partir de los voltajes antes mencionados. Con

estos valores se puede calcular las resistencias que conforman el circuito de acondicionamiento con la Ecuación (2.8), en donde la resistencia $R_{37}=10\text{ k}\Omega$.

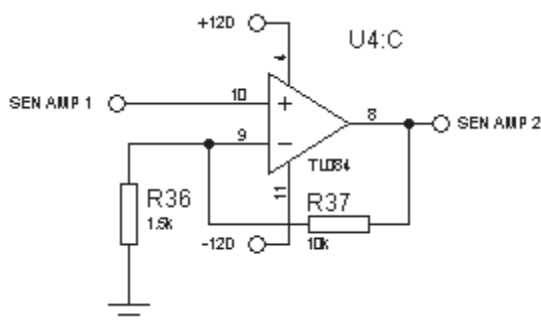


Figura 2.14 Acondicionamiento de la señal de corriente, amplificación

$$R_{36} = \frac{R_{37}}{G - 1} = \frac{10k}{7,14 - 1} = 1.528K\Omega \rightarrow R_{36} = 1.5\text{ k}\Omega \quad (2.8)$$

La señal de corriente, después de pasar por la etapa de acondicionamiento, presenta ruido. Por este motivo, en la siguiente etapa de acondicionamiento, se emplea el circuito integrado AD637 que es un convertidor RMS a DC con una configuración de filtro de dos polos, que permite reducir el rizado de la señal de corriente en forma adecuada. El circuito implementado se encuentra en la Figura 2.15. y fue tomado del datasheet del circuito integrado [9].

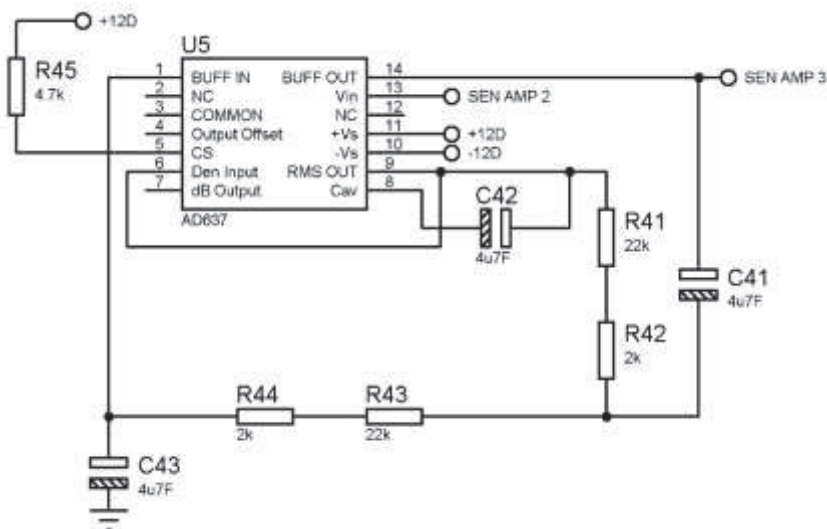


Figura 2.15 Circuito de funcionamiento del CI AD637 [9]

Finalmente, la señal después de pasar por el convertidor RMS a DC presenta un nuevo offset de 0.2 V, debido a las fuentes de alimentación del circuito integrado. Por esto se implementa un circuito restador que permite eliminar este nuevo offset. El circuito implementado se muestra en la Figura 2.16.

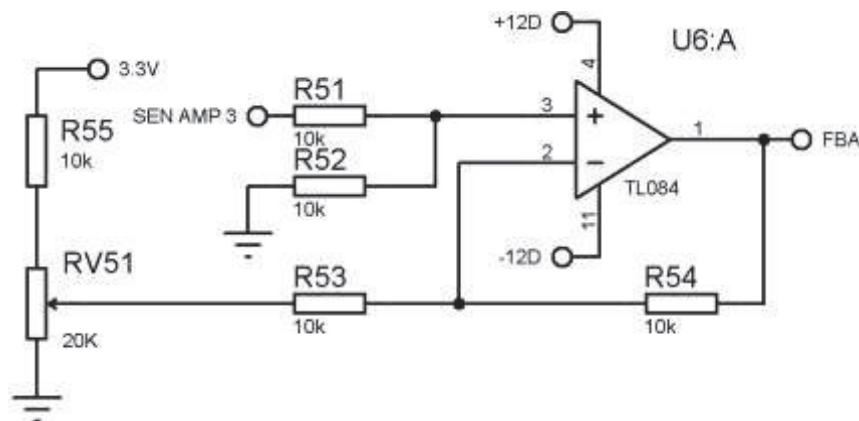


Figura 2.16 Acondicionamiento de la señal de corriente

Dimensionamiento:

Se implementa un divisor de tensión cuyo voltaje varía entre 0 y 2.2 V. Utilizando la Ecuación (2.6) se calcula el valor de RV_{51} , en donde el voltaje de alimentación V_F es 3.3 V y la resistencia R_{55} es 10 k Ω . Se obtiene que $RV_{51}=20$ k Ω .

$$RV_{51} = \frac{\frac{V_2}{V_F} * R_{55}}{1 - \frac{V_2}{V_F}} = \frac{\frac{2,2}{3,3} * 10k\Omega}{1 - \frac{2,2}{3,3}} = 20 k\Omega$$

El circuito restador debe eliminar el offset y no debe tener ganancia, por tanto todas las resistencias del circuito deben tener el mismo valor, como lo indica la Ecuación (2.7). Se emplean valores de resistencias grandes para que la corriente circulante sea pequeña. Se escogen resistencias de 10 k Ω .

2.2 SISTEMA DE CONTROL

El sistema de control está conformado por dos microcontroladores que operan el regulador principal que es el conversor DC/DC, manejan las señales de los sensores

(ATMEGA644PA). En la Tabla 2.4 se presenta los pines utilizados por el sistema de control.

Tabla 2.4 Pines utilizados del microcontrolador ATXMEGA32A4 [11]

PIN	FUNCIÓN
PA0	Referencia de voltaje para conversión AD
PA2	Entrada conversor A/D Setpoint de Corriente
PA3	Entrada conversor A/D Realimentación de Corriente
PA5	Entrada conversor A/D Setpoint de Voltaje
PA6	Entrada conversor A/D Realimentación de Voltaje
PC0	PWM de control conversor DC/DC
PC1	Pin de comunicación

Los diagramas esquemáticos completos del sistema de acondicionamiento y control se encuentran detallados en la Figura 2.19.

2.3 DISEÑO DEL SISTEMA DE ALIMENTACIÓN DEL CONTROL

La fuente de corriente, FUCCAP, consta de una etapa de control y otra de potencia. La energía que abastece a todo el sistema es la red eléctrica trifásica, por tanto se requieren fuentes aisladas y reguladas de voltaje para la etapa de control y acoplamiento. A continuación, en la Tabla 2.5, se detalla las fuentes que demanda el sistema completo.

Tabla 2.5 Fuentes de alimentación utilizadas

Circuito	Voltaje
Microcontroladores – Sensor de corriente	5 V
Sensor de voltaje - Etapa de control	± 12 V
Sensor de voltaje - Etapa de potencia	± 12 V
Sistema de control IGBT - Conversor DC/DC	12 V
Displays	12 V

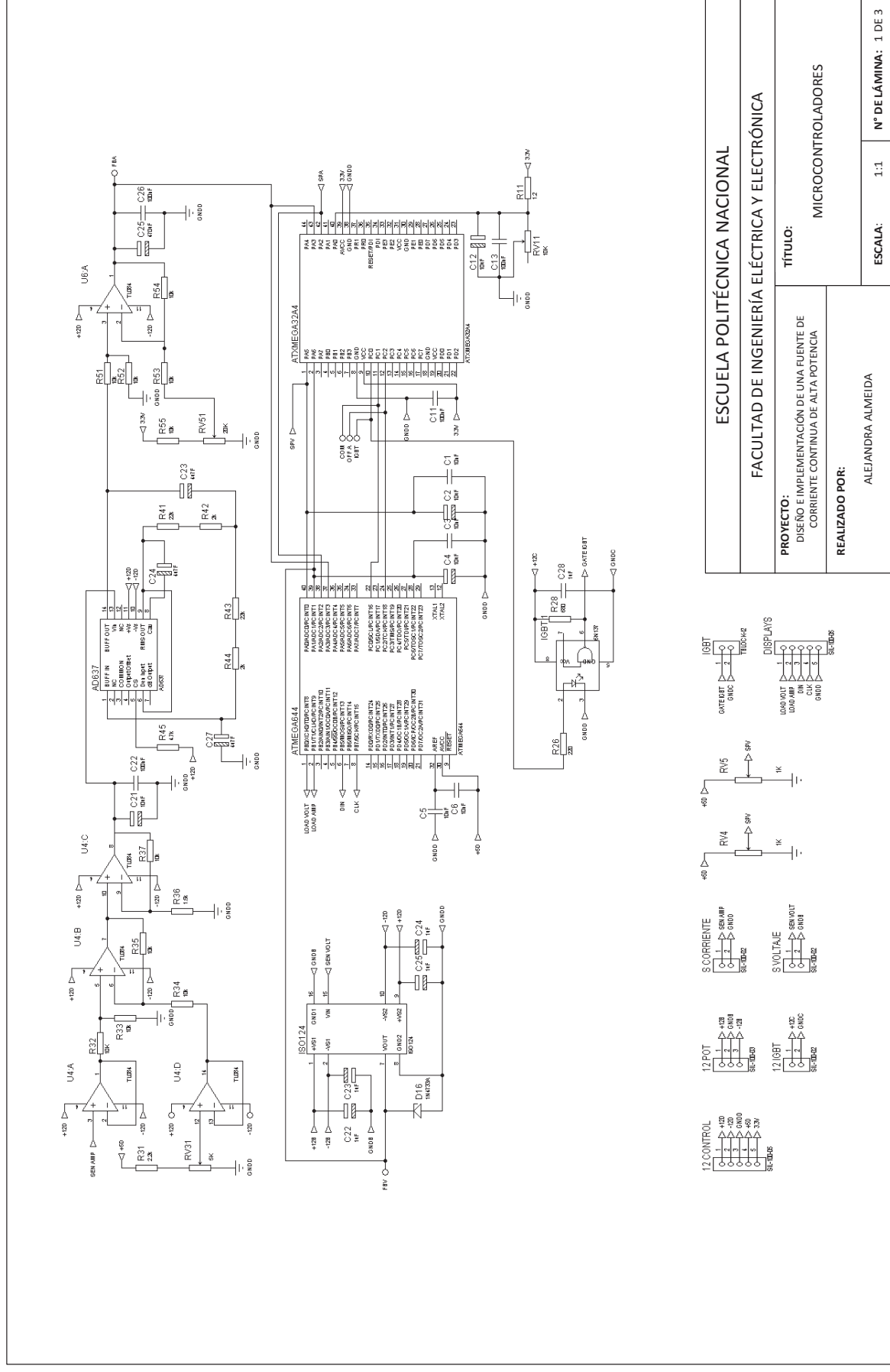


Figura 2.19 Diagrama de conexiones de los microcontroladores

La topología de las fuentes es similar para todas las fuentes requeridas en el sistema. A continuación se indica el diseño de una fuente regulada con voltaje positivo y de una fuente regulada que brinda voltaje positivo y negativo simultáneamente.

Para implementar las fuentes antes mencionadas, se utiliza los reguladores de voltaje LM7812 y LM7912, cuyas características satisfacen las demandas del sistema. En la hoja de datos del fabricante se encuentra el esquema que se debe utilizar para una fuente simple y para una fuente doble, que junto con otros elementos conforman los circuitos implementados para cada fuente.

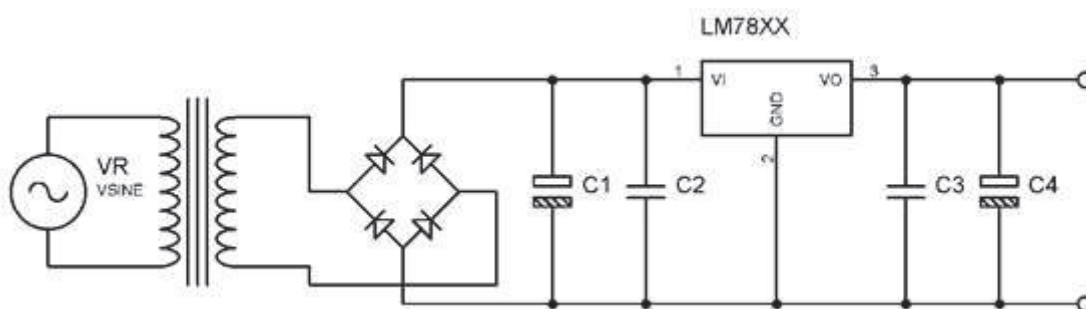


Figura 2.20 Circuito de una fuente simple de voltaje

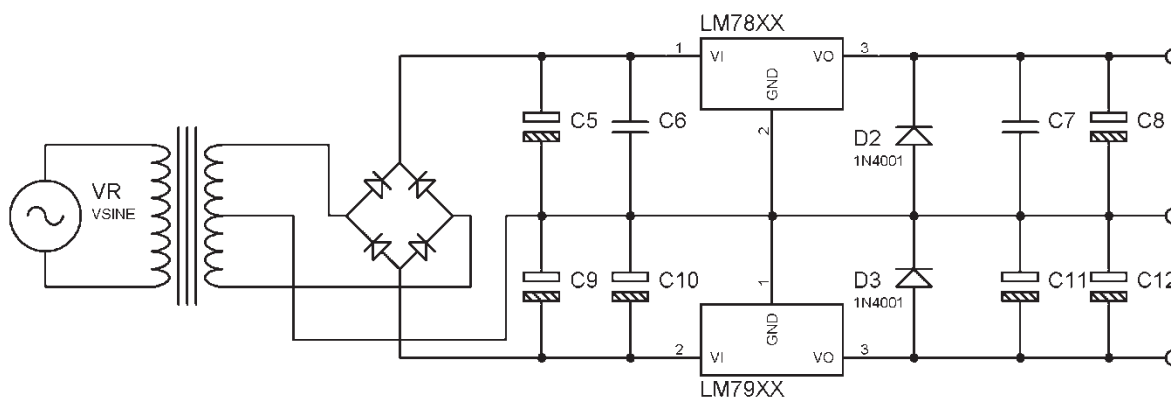


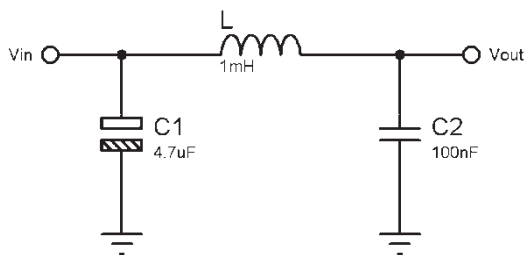
Figura 2.21 Circuito de una fuente doble de voltaje

En los circuitos anteriores, los condensadores ubicados en la entrada y salida del regulador de voltaje ayudan con la estabilidad en la señal de voltaje y reducen el ruido. Los valores de los elementos del esquema anterior son independientes del regulador de voltaje que se utilice y se detallan en la Tabla 2.6, a continuación.

Tabla 2.6 Valores de los capacitores de la Figura 2.20 y Figura 2.21

Capacitores	Valor
C1,C5,C9	1000uF
C2,C6	0.33uF
C3,C7	0.1uF
C4,C8,C12	220uF
C10	2.2uF
C11	1uF

Debido a la presencia de ruido en el sistema se colocaron en los buses de alimentación de voltaje filtros π , cuya función es proteger contra la interferencia electromagnética. Se tomó como referencia el trabajo en el módulo didáctico de convertidor dual con corriente circulante para el laboratorio de convertidores estáticos [12] que señala que el capacitor de entrada debe ser de tantalio de 4.7 uF, el condensador en la salida debe ser cerámico de 100 nF y la inductancia debe ser de 1 mH [12]. El circuito implementado se muestra en la figura a continuación.

**Figura 2.22** Circuito implementado filtro π

En la Figura 2.23 se presenta el detalle de las conexiones del sistema de alimentación y en la Figura 2.24 se presenta el diagrama de conexiones de los elementos de potencia de todo el sistema que contiene el convertidor AC/DC y el convertidor DC/DC en conjunto, incluyendo los sensores de voltaje y corriente.

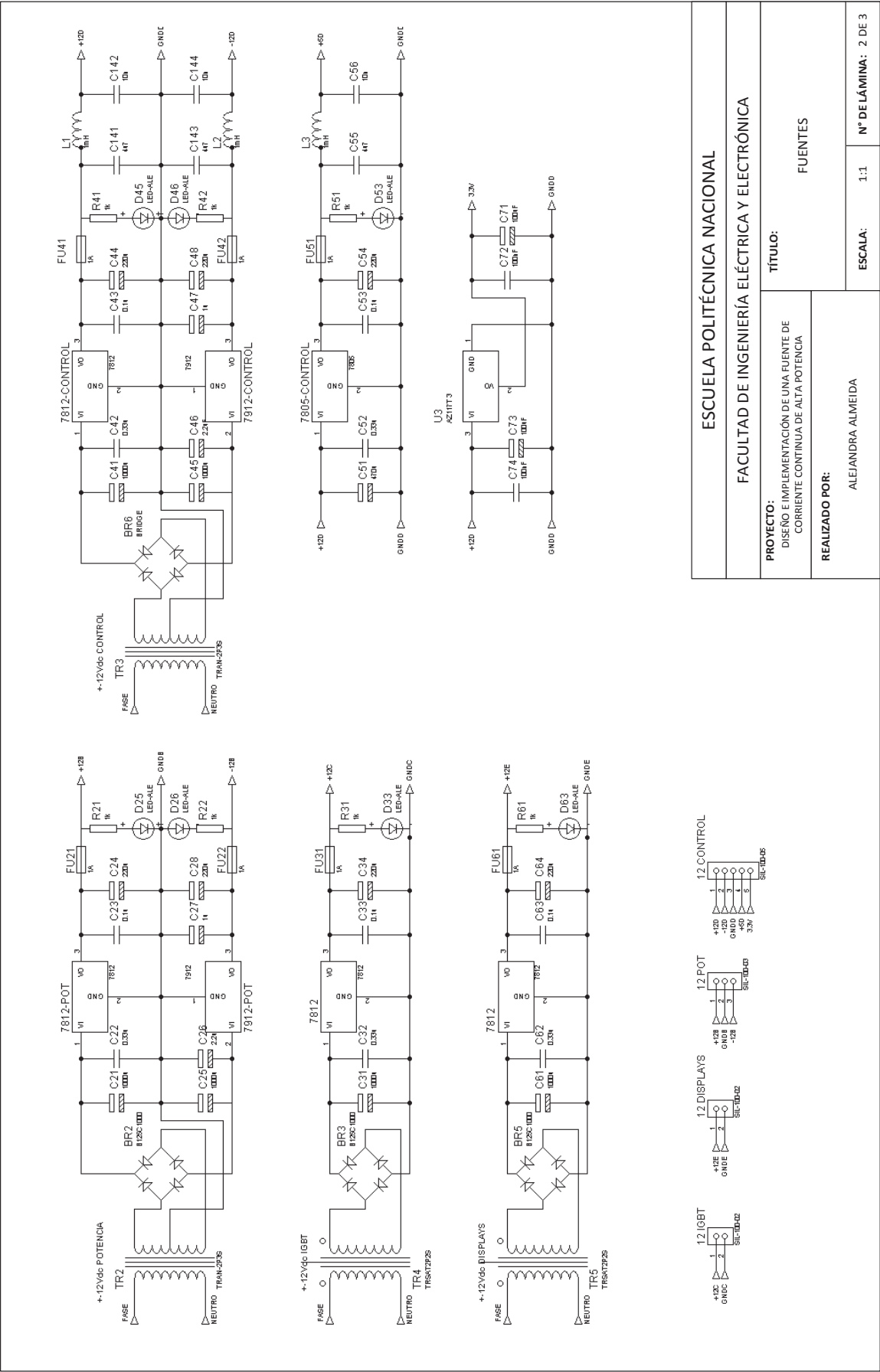


Figura 2.23 Diagrama de conexiones del sistema de alimentación

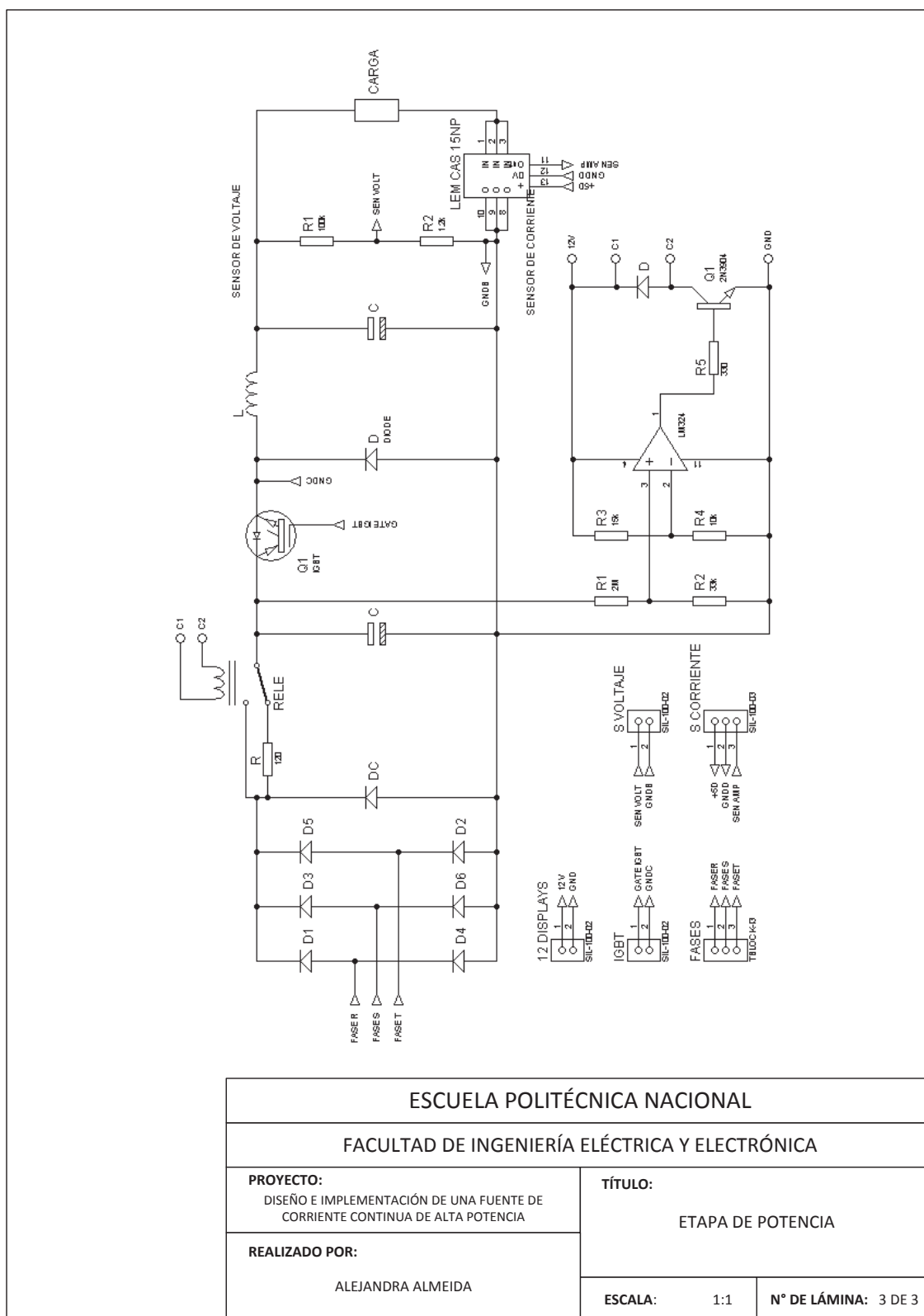


Figura 2.24 Diagrama de conexiones del sistema de potencia

2.4 PROTECCIONES

2.4.1 PROTECCIÓN EN CASO DE FALTA DE FASE

La alimentación de la fuente es trifásica con neutro. Si la alimentación falla en su totalidad, es decir no hay energía en ninguna de las tres fases, el sistema simplemente se apaga y no hay riesgos de avería. Sin embargo existe la posibilidad de que una o dos fases estén desconectadas, bajo estas condiciones la fuente sufriría daños severos, ya que el sistema de control dejaría de funcionar adecuadamente porque este se encuentra ligado a la presencia del conjunto de las tres fases.

Para poder resolver el problema antes mencionado se ha implementado un sistema que controla la presencia de las tres fases y el neutro en el sistema de alimentación. Si una de las fases o el neutro no se encuentra energizado o conectado, el sistema se apaga completamente o no enciende, de esta manera se evitan posibles daños.

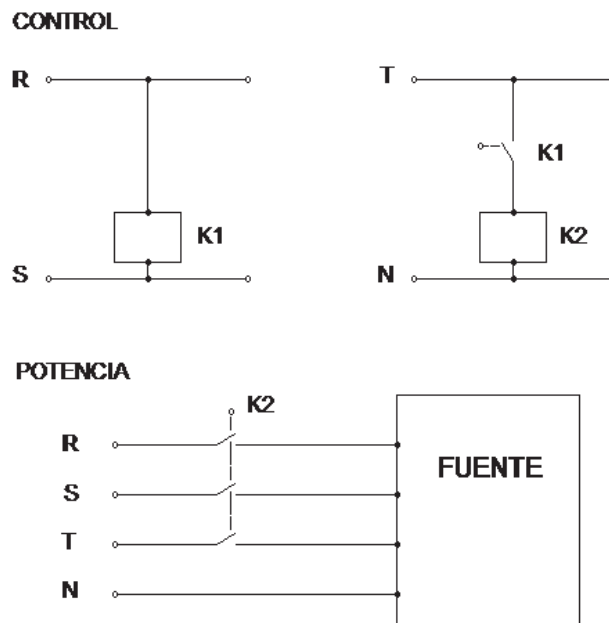


Figura 2.25 Circuito de protección en caso de falta de fase

En la Figura 2.25 se presenta el sistema de protección en caso de falta de fase que consiste en un conjunto de un relé y un contactor. La bobina del relé necesita 220 V

para su funcionamiento, entonces ésta se conecta a dos fases de la alimentación de la fuente, en este caso las fases R y S. La bobina del contactor trabaja con 120 V por lo tanto esta se conecta a la fase restante, es decir T, y al neutro de la alimentación. Cuando las dos bobinas están correctamente energizadas, permiten que el contactor trifásico entre en funcionamiento y se garantiza la presencia de las tres fases y el neutro en la alimentación de la fuente.

2.4.2 PROTECCIÓN CONTRA CORTOCIRCUITOS

La fuente regula la corriente que circula en los terminales de salida. El valor de la corriente puede llegar a ser 7.5 A, como valor máximo. El sistema funciona únicamente con carga, por tanto un cortocircuito en los terminales puede llegar a dañar severamente a la fuente.

El equipo tiene una protección en caso que exista un cortocircuito súbito, la misma que consiste en un fusible de acción rápida ubicado en la salida de la fuente. La función de este fusible es evitar que la corriente, debido al cortocircuito, supere los valores límites que tolera el sistema desconectando la carga. En la Figura 2.26, a continuación, se muestra la ubicación de esta protección.

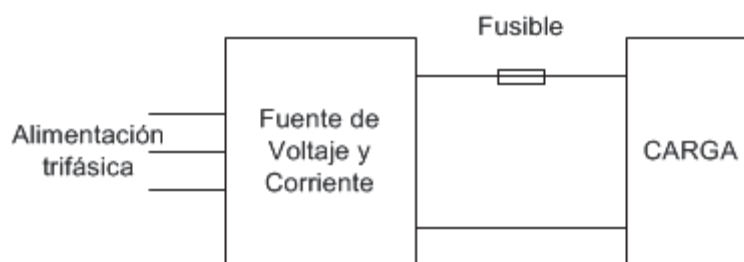


Figura 2.26 Circuito de protección contra cortocircuitos

La forma correcta de dimensionar un fusible debe considerar 2 condiciones para poder determinar la corriente nominal del mismo, para que proteja adecuadamente las líneas eléctricas del sistema [13].

Condición 1:

$$I_b \leq I_n \leq I_z$$

Donde:

I_b : Corriente de diseño del circuito correspondiente.

I_n : Corriente nominal del fusible.

I_z : Corriente máxima admisible del conductor protegido.

Condición 2:

$$I_f \leq 1.45 \cdot I_z$$

Donde:

I_f : Corriente que garantiza el funcionamiento efectivo de la protección.

I_z : Corriente máxima admisible del conductor protegido.

Utilizando la primera condición para dimensionar el fusible se tiene que la corriente $I_b=7.5$ A, se utiliza cable AWG#10 cuyo amperaje es 40 A, entonces $I_z=40$ A. Se escoge un fusible estándar cuya corriente nominal es 15 A y se analiza la condición 1.

$$I_b \leq I_n \leq I_z$$

$$10 \text{ A} \leq 15 \text{ A} \leq 58 \text{ A}$$

Dado que se cumple con la primera condición se analiza la segunda, en donde I_f es el resultado de multiplicar la corriente nominal del fusible por el factor 1.9, entonces se obtiene que $I_f= 28.5$ A. Finalmente se analiza la segunda condición y se observa que también se cumple esta condición por tanto el fusible escogido protege correctamente al sistema.

$$I_f \leq 1.45 \cdot I_z$$

$$28.5 \text{ A} \leq 58 \text{ A}$$

Como se mencionó en el Capítulo 1, la fuente está conformada por dos etapas, la primera etapa consta de un conversor trifásico AC/DC y la segunda etapa de un conversor DC/DC. La alimentación de la primera etapa, y en general de la fuente, es la red eléctrica trifásica con neutro. El sistema de control de la fuente no permite su

funcionamiento en cortocircuito, por tanto no habría la presencia de sobrecorrientes, ni la necesidad del uso de protecciones. A pesar de esto el sistema está provisto de fusibles en la alimentación del sistema con el fin de que aumente la confiabilidad y durabilidad del mismo. La ubicación de los fusibles se señala en la Figura 2.27.



Figura 2.27 Ubicación de los fusibles en el sistema

El dimensionamiento de los fusibles ubicados en la entrada del sistema se basa en las mismas condiciones que se utilizaron para el diseño del fusible ubicado en la salida de la fuente. La corriente que entrega la red de alimentación en cada línea se puede calcular a partir del valor de corriente que brinda la fuente que es 7.5 A, con la siguiente ecuación (2.9) [14]:

$$I_{Lef} = \sqrt{2/3} I_{da} = \sqrt{2/3} * 7,5A = 6,12 A \quad (2.9)$$

Empleando la primera condición para dimensionar los fusibles se tiene que la corriente $I_b=6.12$ A, se utiliza cable AWG#10 cuyo amperaje es 40 A, entonces $I_z=40$ A. Se escoge un fusible estándar cuya corriente nominal es 10 A y se analiza la condición antes mencionada.

Condición 1:

$$I_b \leq I_n \leq I_z$$

$$6.12A \leq 10A \leq 40A$$

Dado que esta condición se cumple satisfactoriamente, se analiza la siguiente donde el factor es 1.9 para hallar I_f . Entonces se obtiene que $I_f=19$ A y que $I_z=5$ A.

Condición 2:

$$I_f \leq 1.45 \cdot I_z$$

$$19 \text{ A} \leq 58 \text{ A}$$

Finalmente se analiza la segunda condición y se observa que también se satisface esta condición por tanto el fusible escogido de 10 A protege correctamente al sistema, pero además, debido a la ubicación de los fusibles en el sistema, deben también proteger a los elementos más sensibles de la primera etapa, es decir a los diodos. La corriente RMS que soportan estos elementos es 35 A, dado que la corriente nominal de los fusibles es 10 A, los diodos también están protegidos.

2.4.3 DIMENSIONAMIENTO DE DISIPADORES

Los elementos de potencia deben trabajar dentro del rango de temperatura para el cual fueron diseñados. Por diferentes motivos, la mayoría de veces no son capaces de disipar toda la potencia que manejan y se calientan llegando a temperaturas muy elevadas que pueden dañar los elementos. Debido a esto se dispone de disipadores de calor, con el fin de evacuar el calor de los elementos con mayor facilidad, evitando que se destruyan.

El dimensionamiento del disipador requiere del cálculo de la potencia de pérdidas del elemento, es decir la potencia a disipar. En la Figura 2.28 se observa el comportamiento de los elementos en el momento de la conmutación. Después de obtener el valor de la potencia, se realiza el análisis térmico con carga RL y se obtiene la característica que debe tener el disipador para el elemento [15] [16].

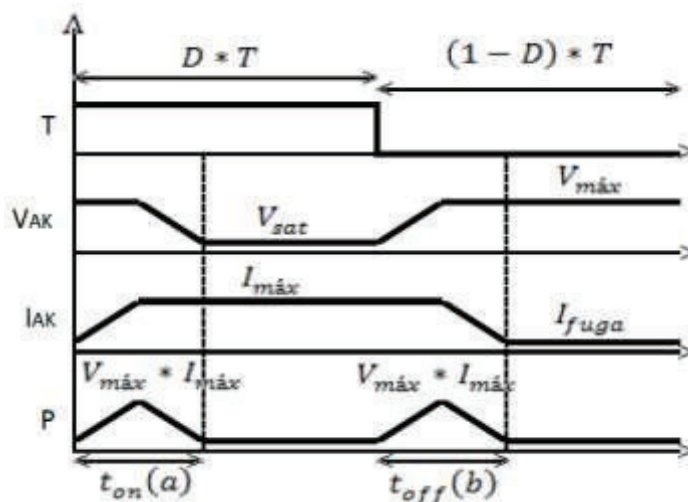


Figura 2.28 Formas de onda en el momento de la conmutación [15]

Los diodos operan con una relación de trabajo igual a 0,5 debido a la configuración del conversor AC/DC. El cálculo de potencia para los diodos considera los siguientes valores para la Figura 2.28 :

Frecuencia: 60 Hz

Relación de trabajo máximo: 0.5

V_{sat} : 1.1 V

$V_{m\acute{a}x}$: 294 V

$I_{m\acute{a}x}$: 7.5 A

I_{fuga} : 1 mA

t_{on} : 5 ns

t_{off} : 500 ns

Cálculo de pérdidas estáticas a partir de las ecuaciones (2.10) y (2.11):

$$P_{e1} = \frac{1}{T} \int_a^b V_{sat} * I_{m\acute{a}x} dt \quad (2.10)$$

$$P_{e1} = 60 * \int_{5ns}^{8,33ms} 1,1 * 7,5 dt = 5,498 W$$

$$P_{e2} = \frac{1}{T} \int_c^d V_{sat} * I_{m\acute{a}x} dt \quad (2.11)$$

$$P_{e2} = 60 * \int_{8,3338ms}^{16,66ms} 311.16 * 1mA dt = 0,1469 W$$

Cálculo de pérdidas dinámicas a partir de la Ecuación (2.12):

$$P_{din} = \frac{t * (V_{m\acute{a}x} * I_{m\acute{a}x})}{2} \quad (2.12)$$

$$P_{din1} = \frac{t_{on} * (V_{m\acute{a}x} * I_{m\acute{a}x})}{2} = \frac{5ns * 200 * 7.5}{2} = 7,35 uW$$

$$P_{din2} = \frac{t_{off} * (V_{m\acute{a}x} * I_{m\acute{a}x})}{2} = \frac{500ns * 200 * 7.5}{2} = 735 uW$$

Cálculo de pérdidas totales con la Ecuación (2.13):

$$P_D = P_{e1} + P_{e2} + P_{din1} + P_{din2} \quad (2.13)$$

$$P_D = 5,498 + 0,1469 + 7,35u + 735u = 5,645 W$$

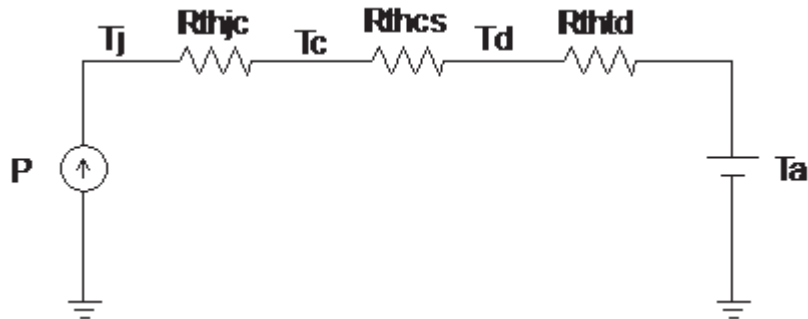


Figura 2.29 Modelo eléctrico para el análisis térmico [15]

Se realiza el análisis térmico con la Figura 2.29 con los datos a continuación:

$T_{jm\acute{a}x}$: 150 °C

T_a : 30 °C

R_{thJC} : 0.6 °C/W

R_{thCS} : 0.2 °C/W

Se calcula T_{JC} con la Ecuación (2.14):

$$T_{JC} = P_D * R_{thJC} \quad (2.14)$$

$$T_{JC} = 5,645W * 0,6^{\circ}C/W = 3,387^{\circ}C$$

A partir de la Ecuación (2.15) se calcula T:

$$T_{CD} = P_D * R_{thCS} \quad (2.15)$$

$$T_{CD} = 5,645W * 0,2^{\circ}C/W = 1,129^{\circ}C$$

Se calcula la característica del disipador con las Ecuaciones (2.16) y (2.17):

$$T_D = T_J - T_{JC} - T_{CD} - T_A \quad (2.16)$$

$$T_D = 150^{\circ}C - 3,387^{\circ}C - 1,129^{\circ}C - 30^{\circ}C = 115,484^{\circ}C$$

$$Z_{TD} = \frac{T_D}{P_D} \quad (2.17)$$

$$Z_{TD} = \frac{T_D}{P_D} = \frac{115,484^{\circ}C}{5,645W} = 20,458^{\circ}C/W$$

Debido a que la impedancia térmica es un valor elevado, el diodo no necesita un disipador, sin embargo como se hizo anteriormente, se emplea uno para mejorar la confiabilidad del sistema.

El IGBT del conversor DC/DC funciona con una relación de trabajo máxima igual a 0.9.

El cálculo de potencia para el IGBT considera los siguientes valores para la Figura 2.28 :

Frecuencia: 15 kHz

Relación de trabajo máximo: 0.9

V_{sat} : 2.4 V

$V_{m\acute{a}x}$: 200 V

$I_{m\acute{a}x}$: 7.5 A

I_{fuga} : 3.5 mA

t_{on} : 266 ns

t_{off} : 236 ns

Cálculo de pérdidas estáticas a partir de las Ecuaciones (2.10) y (2.11):

$$P_{e1} = 50k * \int_{266ns}^{18us} 2,4 * 7.5 dt = 21,28 W$$

$$P_{e2} = 50k * \int_{18,236us}^{20us} 200 * 3,5mA dt = 0,0908 W$$

Cálculo de pérdidas dinámicas a partir de la Ecuación (2.12):

$$P_{din1} = \frac{t_{on} * (V_{m\acute{a}x} * I_{m\acute{a}x})}{2} = \frac{266ns * 200 * 7.5}{2} = 0,391 mW$$

$$P_{din2} = \frac{t_{off} * (V_{m\acute{a}x} * I_{m\acute{a}x})}{2} = \frac{236ns * 200 * 7.5}{2} = 0,347 mW$$

Cálculo de pérdidas totales con la Ecuación (2.13):

$$P_D = 21,28 + 0,0908 + 0,391 + 0,347 = 21,372 W$$

Se realiza el análisis térmico con la Figura 2.29 con los datos a continuación:

$T_{jm\acute{a}x}$: 150 °C

T_a : 30 °C

R_{thJC} : 1.5 °C/W

R_{thCS} : 1.3 °C/W

Se calcula T_{JC} con la Ecuación (2.14):

$$T_{JC} = 21,372 W * 1,5 °C/W = 32,058 °C$$

A partir de la Ecuación (2.15) se calcula T_{CD} :

$$T_{CD} = 21,372 W * 1,3 °C/W = 27,784 °C$$

Se calcula la característica del disipador con las Ecuaciones (2.16) y (2.17):

$$T_D = 150\text{ }^{\circ}\text{C} - 32,058\text{ }^{\circ}\text{C} - 27,784\text{ }^{\circ}\text{C} - 30\text{ }^{\circ}\text{C} = 60,164\text{ }^{\circ}\text{C}$$

$$Z_{TD} = \frac{T_D}{P_D} = \frac{60,164\text{ }^{\circ}\text{C}}{21,372\text{ W}} = 2,815\text{ }^{\circ}\text{C/W}$$

La impedancia térmica mínima del disipador es 2.815 °C/W. Se dispone de un disipador de aluminio. Se verifica en [17] y [18] que las características del disipador cumplen con el diseño.

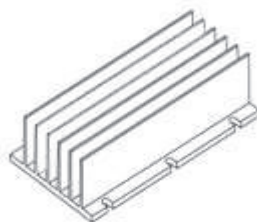


Figura 2.30 Esquemático disipador implementado [18]

2.5 CONSTRUCCIÓN DEL MÓDULO

La fuente está ensamblada en una caja metálica, pintada al horno con pintura negra aislante. Las dimensiones de la fuente son 50x55x25 cm.

En la parte frontal de la fuente se encuentran, de izquierda a derecha, una luz piloto que señala si la fuente está encendida o no, el interruptor general que es trifásico, los displays que permiten visualizar los valores de las variables voltaje y corriente, las perrillas pertenecientes a los setpoint de voltaje y corriente respectivamente, voltímetro, amperímetro y finalmente tres borneras, rojo, referencia positiva, negro, referencia negativa y verde, tierra. (Ver Figura 2.31)



Figura 2.31 Parte frontal de la fuente

Vista desde el frente, la parte izquierda de la fuente tiene una pequeña rejilla en donde se encuentra un ventilador, cuya función es evacuar el calor de la parte interior de la fuente hacia el ambiente (ver Figura 2.32). La parte derecha también tiene una rejilla, que constituye la mitad de la estructura. En esta rejilla también se encuentra colocado un ventilador. La función de la rejilla es permitir que exista circulación de aire desde el ambiente hacia el interior de la fuente, de esta manera se ayuda a disipar el calor de los elementos de potencia (ver Figura 2.33).



Figura 2.32 Parte izquierda de la fuente



Figura 2.33 Parte derecha de la fuente

En la parte posterior de la fuente se encuentra el cable que permite la conexión del equipo con la red eléctrica. El cable tiene un enchufe NEMA L14-20P que permite la conexión directa con las tres fases y el neutro. En caso que no exista un tomacorriente en donde se pueda conectar el enchufe, la fuente tiene un cable adaptador con un conector L14-20C en un extremo y en el otro extremo cables con terminales horquilla para facilitar la conexión a borneras (ver Figura 2.34).



Figura 2.34 Parte posterior de la fuente, Cable adaptador, Fuente con cable

Dentro de la fuente los elementos están dispuestos en un doble fondo separados por una canaleta en donde se encuentran la mayor parte de los cables. Al lado izquierdo de la canaleta se encuentran transformadores pequeños que se usan para las fuentes de alimentación que necesita el sistema y están conectados con la placa donde se encuentran diseñadas dichas fuentes. En la parte inferior se encuentran, sobre una canaleta, los fusibles, el relé y el contactor. (Ver Figura 2.35)

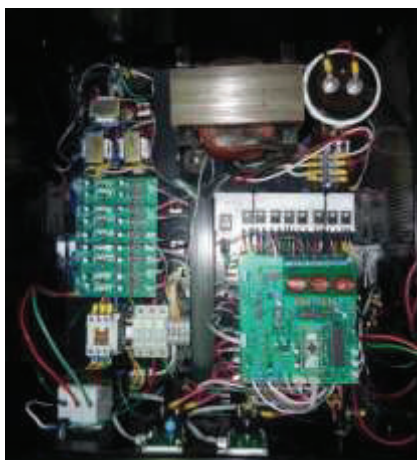


Figura 2.35 Parte interior de la fuente

Al lado derecho de la canaleta en la parte superior se encuentran los elementos que pertenecen al filtro LC, el inductor y el capacitor. Debajo de ellos se encuentran los elementos de potencia dispuestos sobre el disipador. En la parte inferior se encuentran montadas una sobre otra las placas de la fuente. Desde abajo hacia arriba, primero está la placa de potencia en donde se encuentran las conexiones de los elementos de potencia, después está ubicada la placa de acoplamiento, que interconecta las etapas de control y potencia, finalmente, en la parte superior está la placa de control.



Figura 2.36 Fuente de corriente, FUECAP

CAPÍTULO 3

DESARROLLO DE SOFTWARE

3.1 DESCRIPCIÓN GENERAL

El sistema de control de la fuente emplea un conjunto de dos microcontroladores, un Atmega644pa y un Atxmega32a4. El Atmega644pa se encarga de manejar la visualización de las variables. El Atxmega32a4 controla únicamente el conversor DC/DC.

La programación de ambos microcontroladores se hizo en la plataforma de desarrollo integrado AVR Studio 5. Los programas de ambos controladores se realizaron en lenguaje C. En las descripciones que se realizan a continuación el microcontrolador Atmega644pa será llamado microcontrolador A, mientras que el Atxmega32a4 será llamado microcontrolador B.

3.2 PROGRAMA DEL MICROCONTROLADOR ATMEGA644PA

3.2.1 PROGRAMA PRINCIPAL

El programa principal del microcontrolador Atmega644pa mantiene comunicación con el microcontrolador B y se encarga de la visualización de los datos de corriente y voltaje. A continuación, en la Figura 3.1, se detalla la estructura del software.

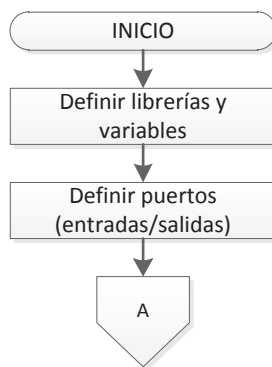


Figura 3.1 Diagrama de flujo del programa principal del microcontrolador Atmega644pa

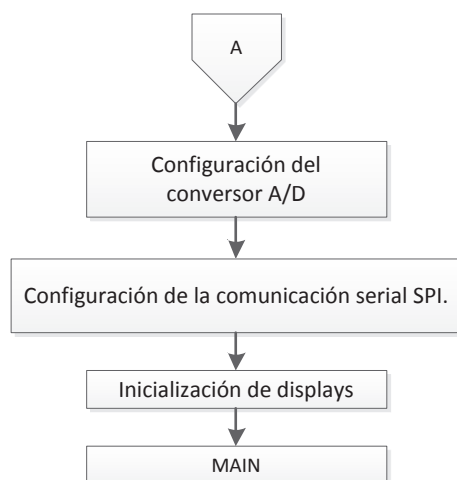


Figura 3.1 Diagrama de flujo del programa principal del microcontrolador Atmega644pa

Primero se inicializa el programa, es decir se definen librerías, variables, puertos, ya sean como entradas o salidas, se configura la conversión análoga digital y la comunicación SPI. Se inicializa los displays mediante comunicación SPI enviando el protocolo que configura su funcionamiento. Este procedimiento toma un tiempo, durante el cual los microcontroladores se encuentran en “stand-by” para evitar que los primeros datos generen fallas en el sistema.

Después de inicializar el programa, éste entra en el lazo principal (MAIN), en donde se ejecutan varias subrutinas, estas son: Adquisición de datos, Comunicación con microcontrolador B, y Visualización de datos en displays. En la Figura 3.2 se muestra el diagrama de flujo. A continuación se describe la función que cumple cada subrutina.

La subrutina “Adquisición de datos” se encarga de la lectura de datos, es decir realiza la conversión análoga digital de cuatro canales con la información correspondiente a corriente (setpoint y feedback) y a voltaje (setpoint y feedback).

Debido a distintos factores, los datos que obtiene el programa, provenientes de la conversión análoga digital, fluctúan dentro de cierto rango y esto afecta en el desarrollo de información, por tanto, para resolver este problema, se utiliza el método promedio móvil simple [19].

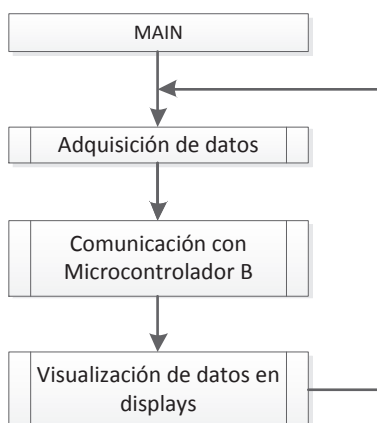


Figura 3.2 Diagrama de flujo de MAIN del microcontrolador Atmega644pa

El método promedio móvil simple (moving average) consiste en reducir el efecto de elementos irregulares en una señal, al dar más importancia al conjunto de datos más recientes. Para lograr eso se calcula el promedio. Cada vez que se hace una lectura de datos se agrega el dato nuevo al conjunto, y se elimina el dato más antiguo. Un número considerable de muestras reduce la sensibilidad del conjunto de datos. La ecuación a continuación describe el método [19].

$$P_t = \frac{\sum_{t=1}^n X_{t-1}}{n} \quad (3.1)$$

Después de ejecutar el algoritmo correspondiente al método promedio móvil simple se regresa al programa principal (MAIN). En la Figura 3.3, a continuación, se presenta el diagrama de flujo perteneciente a la subrutina “Adquisición de datos”.

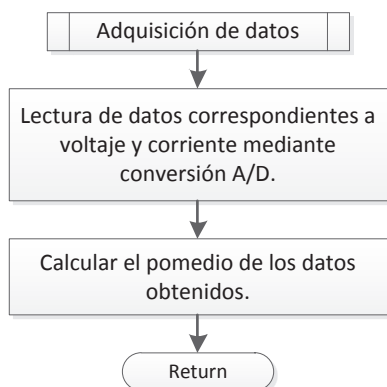


Figura 3.3 Diagrama de flujo de la subrutina “Adquisición de datos”

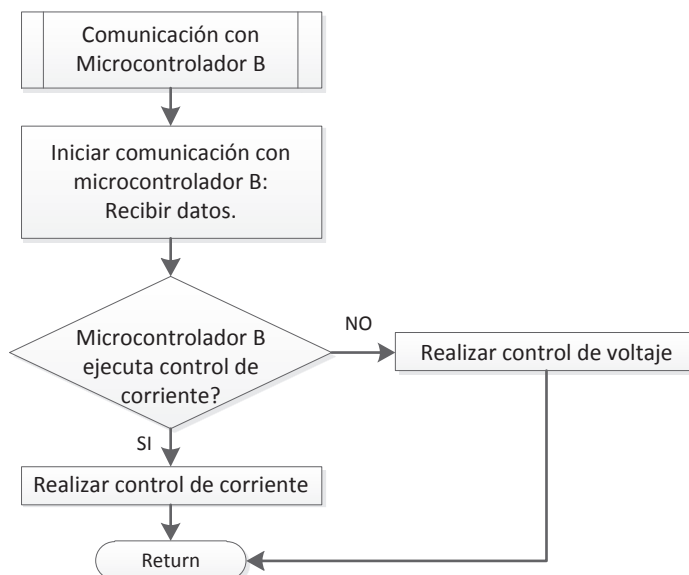


Figura 3.4 Diagrama de flujo de la subrutina “Comunicación con microcontrolador B”

En la Figura 3.4 se presenta el diagrama de flujo de la subrutina “Comunicación con microcontrolador B” que permite que el microcontrolador A se comuniquen con el microcontrolador B. El programa obtiene información correspondiente al tipo de control que lleva a cabo el microcontrolador B.

La última subrutina se llama “Visualización de datos” y como su nombre lo indica permite mostrar los datos de voltaje y corriente en los displays de la fuente. Su desarrollo se indica en la Sección 3.4.

3.3 PROGRAMA DEL MICROCONTROLADOR ATXMEGA32A4

3.3.1 PROGRAMA PRINCIPAL

El programa principal del microcontrolador Atxmega32a4 controla el convertidor DC/DC y mantiene comunicación con el microcontrolador A. En la Figura 3.5 se presenta el diagrama de flujo del programa principal.

Al igual que con el microcontrolador A, primero se inicializa el programa, es decir se definen librerías y variables. Después se realiza la configuración del oscilador interno para que este trabaje a 32 MHz. Se definen puertos, ya sean como entradas o salidas, también se configura la conversión analógica digital y el timer 0 para que opere como PWM.

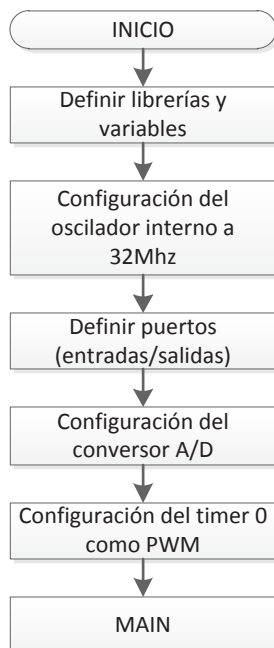


Figura 3.5 Diagrama de flujo del microcontrolador Atxmega32a4

Después de inicializar el programa, éste entra en un lazo repetitivo MAIN, Figura 3.6, en donde se ejecutan tres subrutinas, estas son: Adquisición de datos, control de corriente y control de voltaje. La subrutina “Adquisición de datos” se encarga de ejecutar la conversión analógica digital para obtener los valores de corriente (setpoint y feedback) y de voltaje (setpoint y feedback).

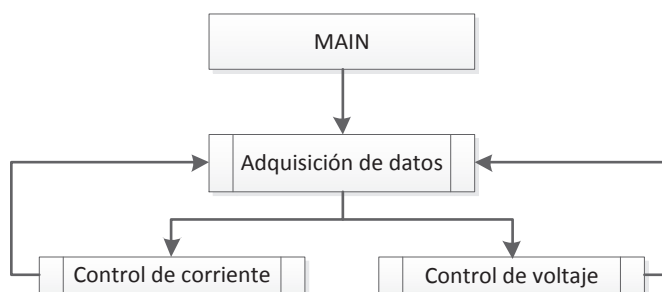


Figura 3.6 Diagrama de flujo de MAIN del microcontrolador Atxmega32a4

El método de control más utilizado para convertidores DC/DC es la modulación de ancho de pulso (PWM). El control que se lleva a cabo consiste en tomar una muestra de la señal de salida y compararla con la referencia. Si existe un error positivo, es decir que la realimentación es menor que la referencia, aumenta la relación de trabajo del PWM. Si el error es negativo disminuye la relación de trabajo porque la realimentación es mayor que la referencia [12].

En general, el algoritmo de control del programa se basa en control por histéresis, el cual verifica que ninguna de las variables, ya sea corriente o voltaje, superen los valores máximos o mínimos permitidos. El usuario fija un valor como referencia de alguna de las variables. El sistema no puede entregar corriente o voltaje cuyo valor supere el 5% del valor fijado por el usuario. Al mismo tiempo el sistema no debe entregar corriente o voltaje inferior al 5% del valor proporcionado por el usuario. Esto indica que la señal de salida del sistema tiene rizado propio del sistema de control. Este rizado puede llegar a ser 10% del valor seleccionado por el usuario.

La subrutina “Control de corriente” primero verifica que el voltaje no supere el valor máximo permitido, si esto ocurre se debe realizar control de voltaje y se ordena ejecutar la subrutina “Control de voltaje”, si por el contrario el voltaje no ha superado el valor máximo se continua ejecutando la subrutina. El programa comunica al microcontrolador A que se está realizando regulación de corriente y se actualizan los valores máximo y mínimo de corriente correspondientes al setpoint actual.

Primero se cuestiona si la corriente ha superado el valor máximo, si esto sucede se debe disminuir la relación de trabajo del PWM. Después se verifica si la corriente es inferior al valor mínimo referencial, si esto ocurre se aumenta la relación de trabajo. Finalmente se regresa al programa principal. En la Figura 3.7 se muestra el diagrama de flujo correspondiente a esta subrutina.

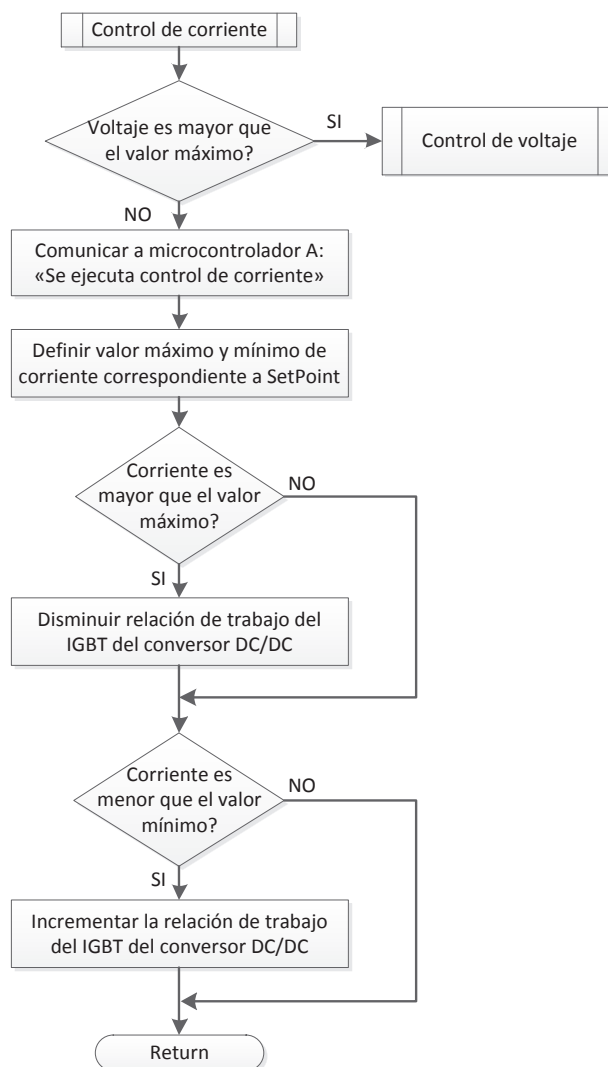


Figura 3.7 Diagrama de flujo de la subrutina "Control de corriente"

La subrutina "Control de voltaje" presenta la misma lógica que la subrutina de "Control de corriente", ya que ambas variables tienen igual importancia en el sistema de control.

En términos generales, este programa actualiza los valores máximo y mínimo del voltaje correspondientes al setpoint actual, después se ejecuta la acción de control correspondiente para cambiar la relación de trabajo del PWM, que comanda el interruptor principal del conversor DC/DC. Finalmente se regresa al programa MAIN. A continuación en la Figura 3.8 se presenta el diagrama de flujo de esta subrutina, en donde se puede verificar su similitud con la subrutina de “Control de corriente”.

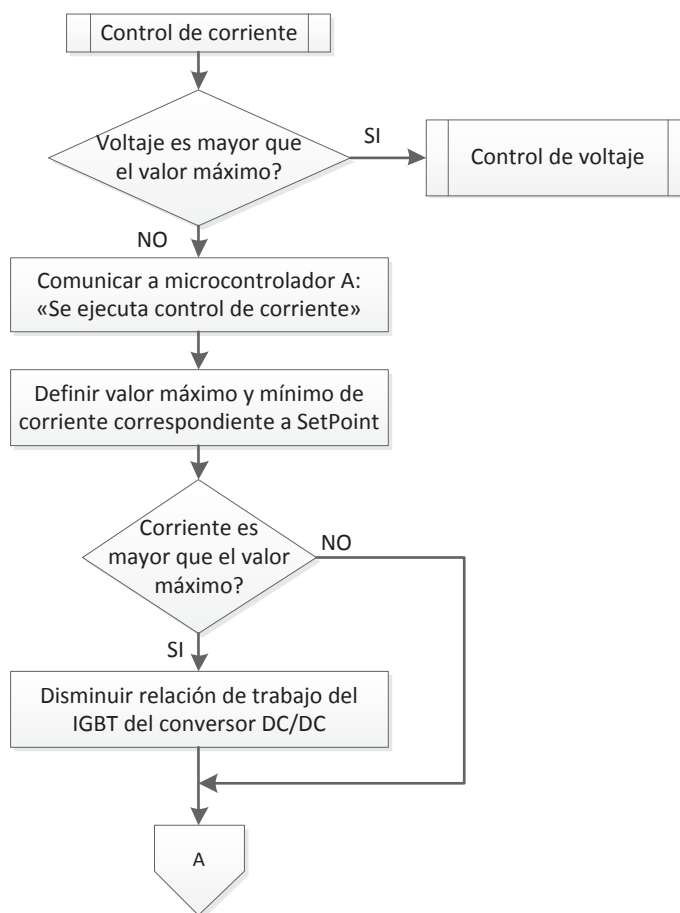


Figura 3.8 Diagrama de flujo de la subrutina “Control de Voltaje”

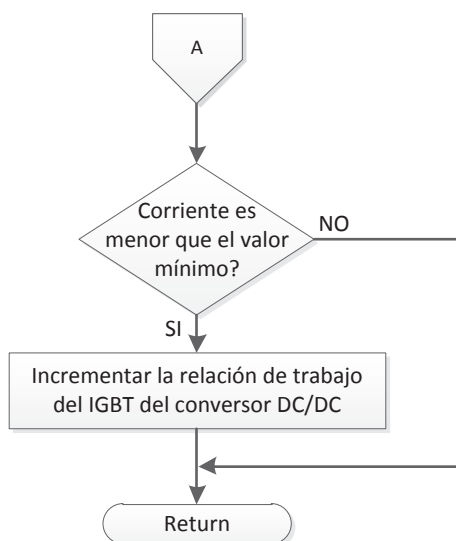


Figura 3.8 Diagrama de flujo de la subrutina “Control de Voltaje”

3.4 INTERFAZ CON EL USUARIO

Este equipo muestra de dos maneras diferentes los datos relevantes del sistema. La primera es de manera análoga, se puede observar el valor de corriente en un amperímetro de panel y el valor de voltaje en un voltímetro de panel como se muestra en la Figura 3.9. La otra manera de visualizar los datos es con displays de 4 dígitos. Estos displays están comandados por el microcontrolador A.



Figura 3.9 Parte frontal de la fuente, Interfaz con usuario

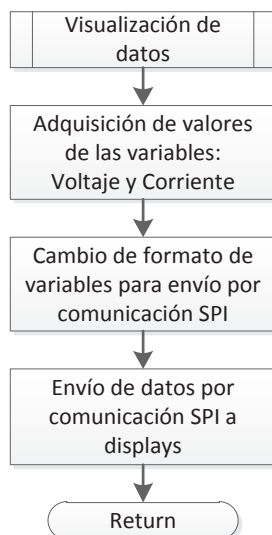


Figura 3.10 Diagrama de flujo de la subrutina visualización de datos

La subrutina que se encarga de mostrar los datos se llama “Visualización de datos” y como su nombre lo indica permite presentar los datos de voltaje y corriente en los displays de la fuente. El programa empieza con la lectura de las variables de voltaje y de corriente. Debido al tipo de comunicación con los displays, los datos deben ser manipulados para enviarlos correctamente siguiendo el protocolo de comunicación. Mediante un algoritmo, los datos que están en una variable de tipo entero se desglosan por unidad en variables que también son de tipo entero, para posteriormente ser enviadas una a una por comunicación SPI a los displays. Finalmente se regresa al programa principal. El diagrama de flujo se muestra en la Figura 3.10.

CAPÍTULO 4

PRUEBAS Y RESULTADOS

En el presente capítulo se presentan los resultados obtenidos, que permiten verificar las características de la fuente, en las que se destacan el rango de operación de voltaje y de corriente. Además se describe las características dinámicas de la fuente implementada, denominada FUCCAP.

4.1 RANGO DE VOLTAJE

Se realiza una prueba que permite medir los límites de regulación del voltaje de salida de la fuente. Se fija el setpoint de corriente en su valor máximo, bajo esta condición se obtiene que los límites de regulación de voltaje son 0 y 200 V. Además se establecen diferentes referencias en el setpoint de voltaje de la fuente para obtener distintos niveles de voltaje de salida. Esta prueba se realiza con carga tipo resistivo de diferentes valores, cuya corriente máxima puede superar el 50% del valor máximo de corriente de diseño.

Tabla 4.1 Rango de variación de voltaje

Voltaje de control	Vo FUCCAP	Vo (Multímetro)	Error %	Voltaje de control	Vo FUCCAP	Vo (Multímetro)	Error %
0	0	0	0	1.121	110	108.9	1.0
0.113	10	9.97	0.3	1.22	120	120.6	0.5
0.212	20	20.53	2.65	1.318	130	129.7	0.23
0.315	30	31.16	3.87	1.424	140	141.3	0.92
0.417	40	41.2	3.0	1.521	150	147.3	1.8
0.518	50	50.8	1.6	1.626	160	160.9	0.56
0.619	60	61	1.67	1.727	170	170.2	0.12
0.715	70	70.7	1.0	1.821	180	179.6	0.22
0.819	80	80.9	1.12	1.931	190	188.2	0.94
0.919	90	90.5	0.56	2.032	200	200.3	0.15
1.027	100	101	1.0				

En la Tabla 4.1 se presentan los valores obtenidos, que fueron medidos con un multímetro, en donde voltaje de control se refiere al setpoint de voltaje, V_o FUCCAP es el voltaje deseado, V_o (Multímetro) es el voltaje que la fuente entrega a la carga y error porcentual señala el error que existe en el voltaje.

Los resultados que se presentan en la Tabla 4.1 indican que la fuente puede operar desde 0 V hasta 200 V. Sin embargo para voltajes menores a 25 V (10% del valor máximo) no se garantiza que el rizado sea menor al $\pm 5\%$ debido a las consideraciones con las que se diseñó el filtro LC de la fuente (Sección 2.1.2.2).

4.2 RANGO DE CORRIENTE

Para poder determinar el rango de corriente que es capaz de entregar la fuente, se realiza el siguiente procedimiento. Primero se conecta a la fuente carga tipo resistivo, a continuación se fija la referencia de voltaje de la fuente en 200 V, porque con este nivel de voltaje se puede obtener 7,5 A. Finalmente se varía el valor del setpoint de corriente.

Tabla 4.2 Rango de variación de corriente

Corriente de control	Corriente FUCCAP	Corriente carga	Error %
0	0	0	0
0.31	1.2	1.33	9.77
0.477	2	2.04	2.0
0.746	3	2.97	1.0
0.972	4	4.03	0.75
1.243	5	5.1	2.0
1.527	6	6.26	4.33
1.707	7	7.05	0.71
1.829	7.5	7.55	0.66

En la Tabla 4.2 se presentan los valores obtenidos, que fueron medidos utilizando la pinza de corriente del osciloscopio TDS 1002B marca Tektronix, en donde corriente de control se refiere al setpoint de corriente, corriente FUCCAP es la corriente deseada, corriente en la carga es la corriente que la fuente entrega a la carga y error porcentual señala el error que existe en los valores medidos de corriente. Los resultados que se presentan en la Tabla 4.2 indican que la corriente máxima es 7,5 A. Sin embargo debido a las consideraciones de diseño del filtro LC el valor mínimo que puede controlar la fuente es 1,33 A.

4.3 NIVEL DE RIZADO

El factor de rizado de un sistema es la relación que existe entre el voltaje RMS y el voltaje medio, representado por la ecuación (4.1) .

$$f_r = \frac{V_{RMS}}{V_{DC}} = \frac{V_{PP}/2\sqrt{2}}{V_{DC}} \quad (4.1)$$

Tabla 4.3 Factor de rizado

Voltaje de salida	Corriente de salida	Voltaje pico-pico	fr %	fr %
50	0.6	8.0	11.31	10.36
50	2.53	6.0	8.48	
51	6.85	7.2	4.99	
100	1.37	10.0	7.07	5.18
100	2.52	8.0	5.65	
102	5.75	4.0	1.39	
150	1.92	10.0	4.71	6.28
150	5.78	16.0	7.54	
154	7.81	4.0	0.91	
200	2.35	4.0	1.41	2.12
204	5.85	8.0	1.38	
200	7.44	6.0	2.12	

Conectada carga resistiva a la fuente se realiza esta prueba en la que se establecen diferentes condiciones de voltaje y corriente. El voltaje medio se mide usando un voltímetro, mientras que el voltaje pico-pico se obtiene con un osciloscopio. Se realizan los cálculos necesarios para obtener el factor de rizado y se tabulan los datos para ser presentados en la Tabla 4.3.

A continuación se presenta una figura por cada nivel de voltaje escogido para esta prueba.

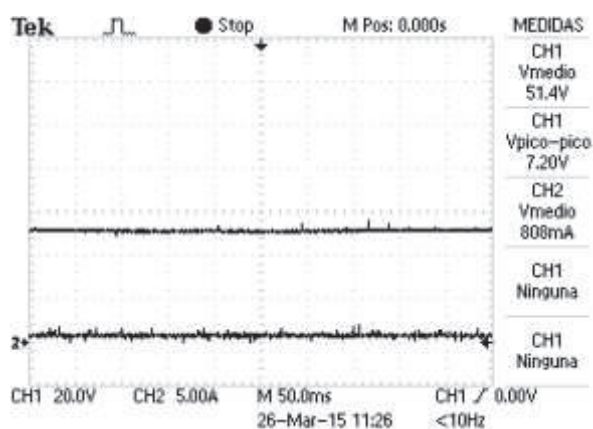


Figura 4.1 $V_{out}=51\text{ V}$ $V_{p-p}=7.2\text{ V}$

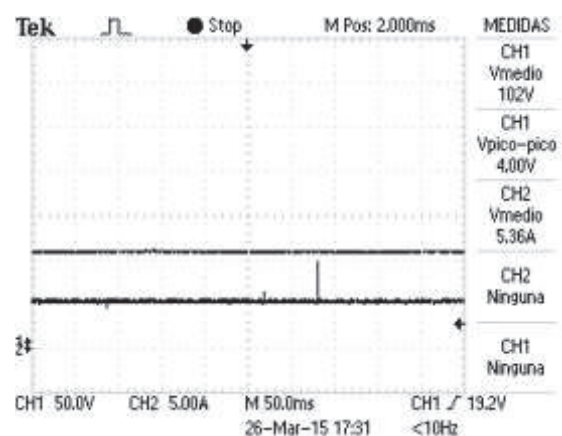


Figura 4.2 $V_{out}=102\text{ V}$ $V_{p-p}=4.0\text{ V}$

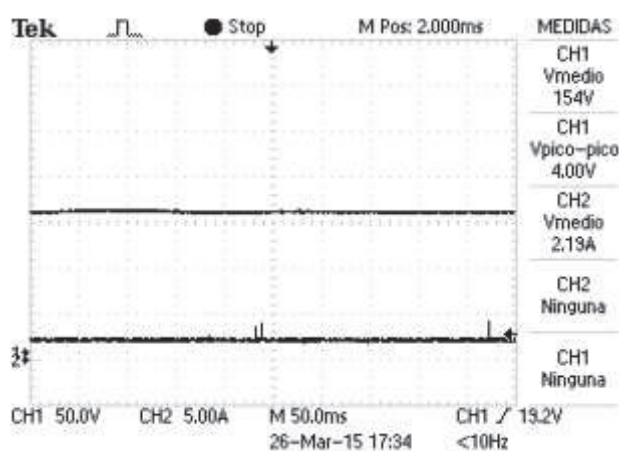


Figura 4.3 $V_{out}=154\text{ V}$ $V_{p-p}=4.0\text{ V}$

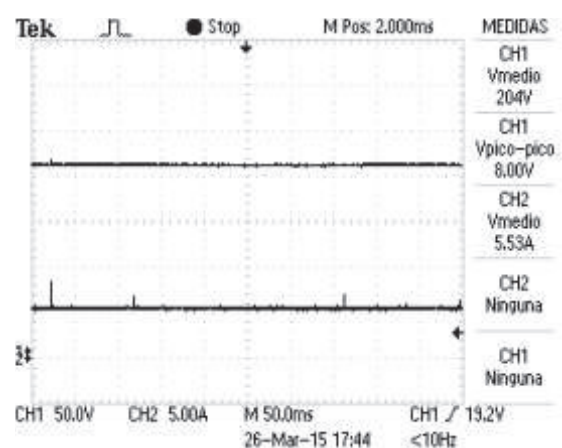


Figura 4.4 $V_{out}=204\text{ V}$ $V_{p-p}=8.0\text{ V}$

4.4 IMPEDANCIA DE SALIDA

La impedancia de salida se obtiene con la ecuación (4.2), en donde V_o es el voltaje de salida en vacío, V_c es el voltaje de salida con carga e I_c la corriente de salida con carga.

$$Z_o = \frac{V_o - V_c}{I_c} \quad (4.2)$$

Tabla 4.4 Impedancia de salida

V_o (Vout en vacío)	V_c (Vout con carga)	I_c (Corrient de carga)	Impedancia de salida
50	49.2	2.71	0.295
	49.8	4.81	0.042
	49.9	8.87	0.011
100	99.1	1.33	0.677
	99.4	5.49	0.109
	99.9	9.73	0.010
150	149.1	2.03	0.443
	149.9	5.86	0.017
	149.9	7.76	0.013
200	199.2	2.71	0.295
	198.5	5.86	0.256
	199.9	7.83	0.013

Se conecta a la fuente carga tipo resistivo y se establecen diferentes condiciones de operación de voltaje y corriente de la fuente con el fin de obtener diversos datos. Con estos datos se realiza el promedio para determinar la impedancia de salida de la fuente, la cual es $Z_o=0,17$. En la Tabla 4.4 se presentan este conjunto de datos.

4.5 EFICIENCIA Y FACTOR DE POTENCIA

La eficiencia se define como la relación que existe entre la potencia recibida y la potencia entregada por un sistema. La ecuación (4.3) describe esta relación.

$$\eta = \frac{V_{OUT} * I_{OUT}}{P_{IN}} \quad (4.3)$$

Se conecta a la fuente carga resistiva variable con el fin de obtener bajo el mismo nivel de voltaje diferentes valores de corriente. Esta condición permite conseguir los datos suficientes para determinar la eficiencia y factor de potencia de la fuente.

Tabla 4.5 Eficiencia y Factor de potencia

Pin	Vout	Iout	fp	η	η_{PROM}
201	50.8	2.81	0.397	0.845	0.822
456	50.5	6.85	0.381	0.816	
503	50.9	7.47	0.377	0.805	
185	101	1.36	0.429	0.898	0.891
340	101	2.75	0.53	0.902	
585	99.9	4.73	0.467	0.873	
374	151	2.13	0.757	0.940	0.896
716	152	3.95	0.77	0.878	
1041	150	5.86	0.775	0.871	
600	201	2.71	0.681	0.959	0.964
1150	200	5.58	0.706	0.998	
1706	200	7.83	0.717	0.935	

Para obtener los valores necesarios para calcular la eficiencia de la fuente se emplea un analizador o registrador, el cual mide la potencia de entrada, el voltaje y corriente de salida. Con esos datos se calcula la eficiencia del sistema. Los resultados se muestran en la Tabla 4.5 e indican que la fuente aumenta su eficiencia a medida que entrega mayor potencia.

El factor de potencia está definido como la relación entre la potencia de entrada y la potencia aparente de un sistema trifásico. El analizador utilizado también mide el factor de potencia y los datos se presentan en la Tabla 4.5.

4.6 PRUEBAS CON DIFERENTES TIPOS DE CARGA

La fuente debe operar siempre con carga, la cual no debe ser puramente capacitiva. Se han realizado diferentes tipos de pruebas con distintos tipos de carga con el fin de analizar el comportamiento de la fuente y definir puntos críticos.

Conectada a la fuente carga resistiva variable se realizan pruebas de encendido y apagado de la fuente con el objetivo de determinar la presencia de sobreniveles. En primer lugar se fija el setpoint de corriente al máximo y se coloca el de voltaje en diferentes niveles. A continuación se presentan los resultados.

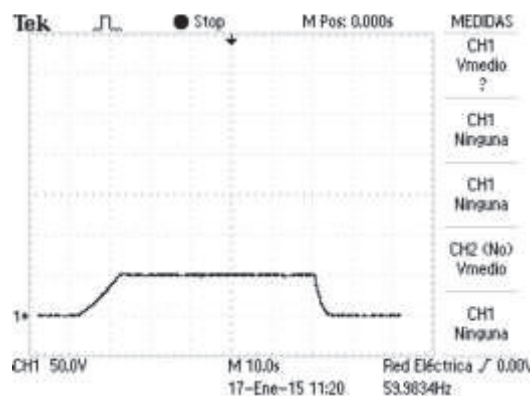


Figura 4.5 ON-OFF 50 V

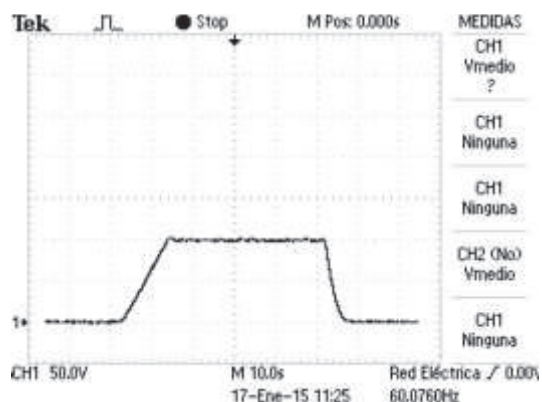


Figura 4.6 ON-OFF 100 V

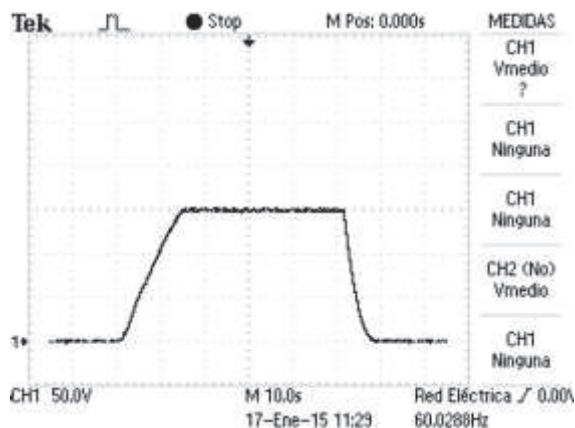


Figura 4.7 ON-OFF 150 V

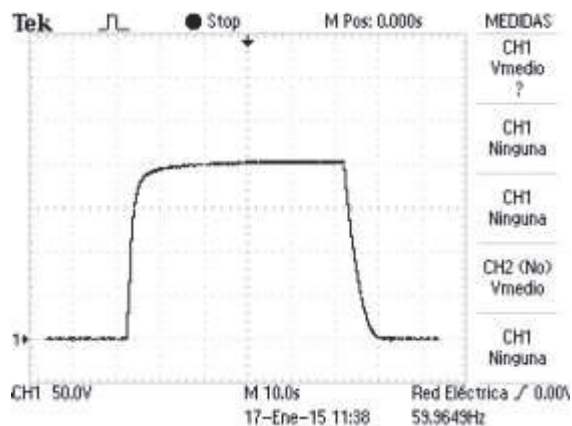


Figura 4.8 ON-OFF 200 V

Como se puede apreciar en las imágenes anteriores, las pruebas realizadas a la fuente demuestran que en porcentaje los sobretiros no superan el 10%. Este resultado se obtiene gracias a que la fuente tiene un sistema de respuesta lento, lo que garantiza la ausencia de sobreniveles perjudiciales para las cargas que se encuentran conectadas.

Mientras la fuente se encuentra encendida con carga resistiva variable se realizan otras pruebas. Después de que ha pasado la etapa de encendido y el sistema se encuentra en estado estable, se cambia la carga de tal manera que incremente el valor de la corriente. Al igual que antes no existe presencia de sobreniveles importantes. Este comportamiento se aprecia en las siguientes figuras.

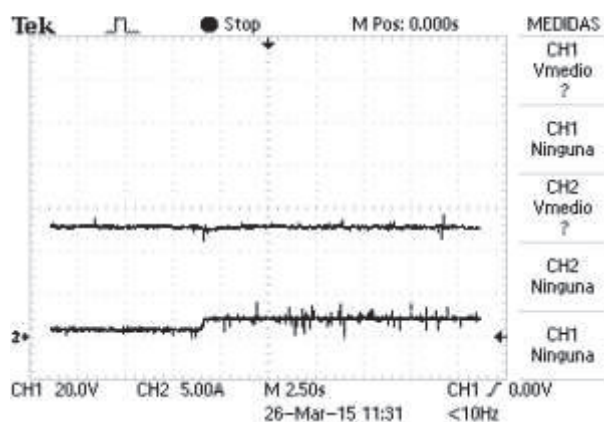


Figura 4.9 Cambio de carga (50 V)

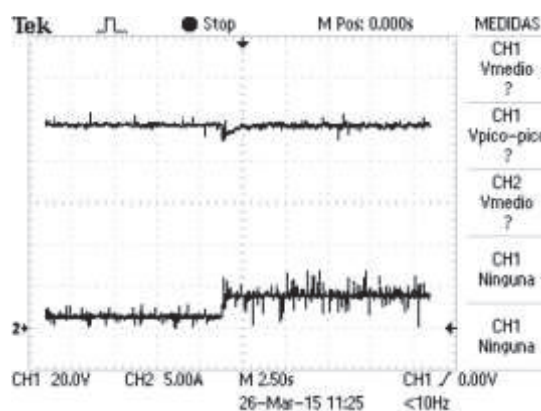


Figura 4.10 Cambio de carga (100 V)

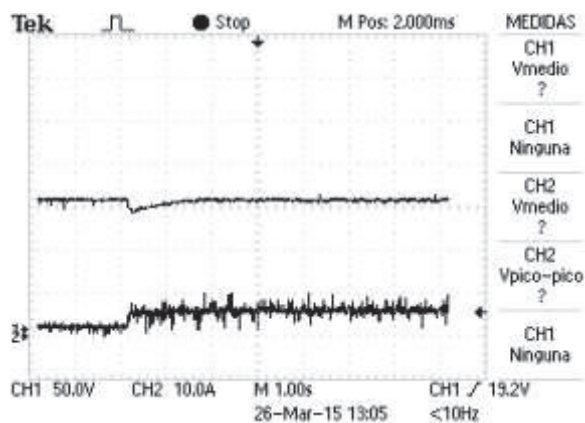


Figura 4.11 Cambio de carga (150 V)

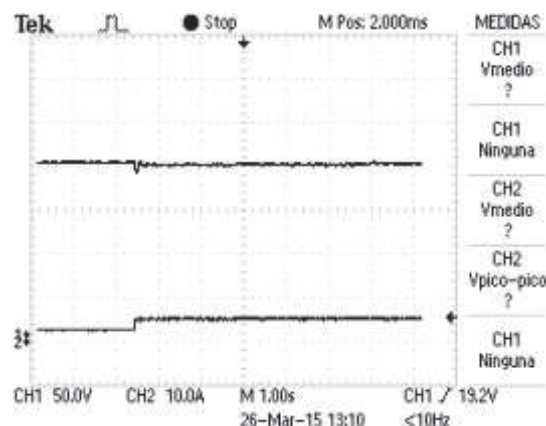


Figura 4.12 Cambio de carga (200 V)

La fuente se encuentra encendida con carga resistiva variable. Después de que el sistema se encuentra en estado estable, nuevamente se manipula la carga pero esta vez con el objetivo de reducir la corriente que entrega la fuente a la carga. El resultado se aprecia en las figuras a continuación.

Analizando los resultados se puede observar que existe la presencia de un sobrenivel. Debido a este comportamiento se recomienda que no se realicen estos tipos de cambios de carga mientras la fuente se encuentra encendida porque la carga puede resultar afectada.

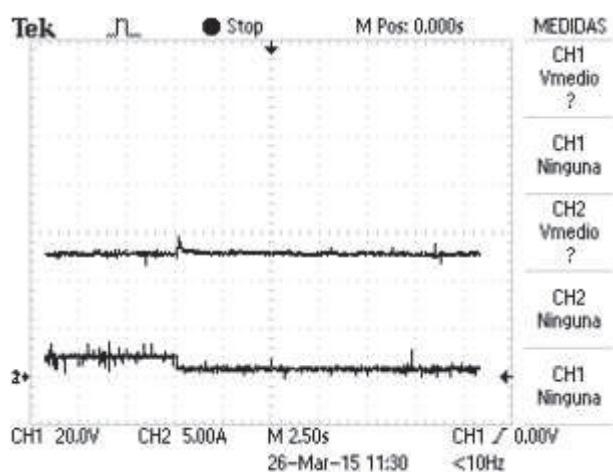


Figura 4.13 Cambio de carga (50 V)

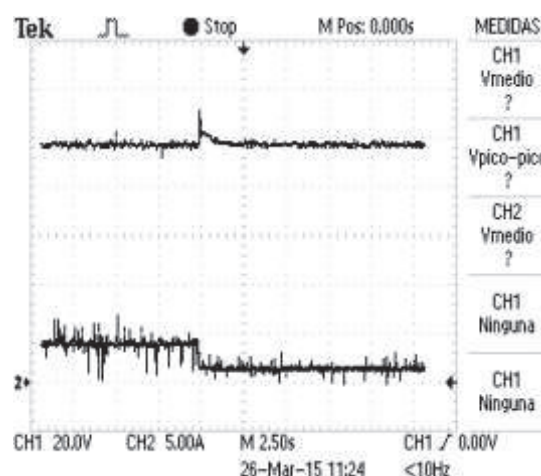


Figura 4.14 Cambio de carga (100 V)

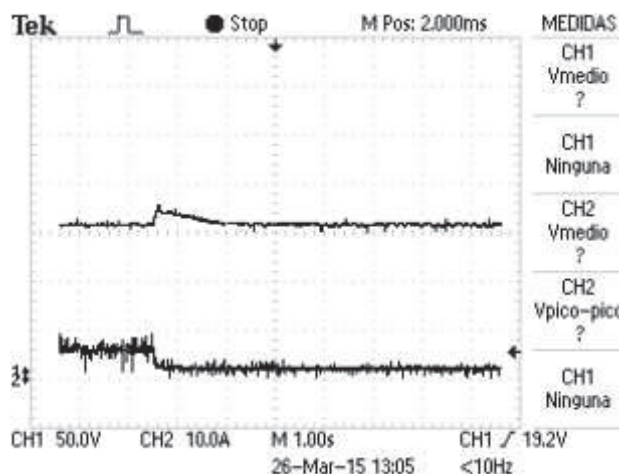


Figura 4.15 Cambio de carga (150 V)

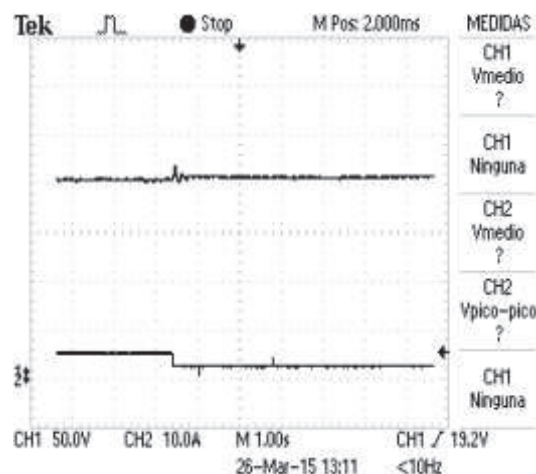


Figura 4.16 Cambio de carga (200 V)

Conectada a la fuente se encuentra carga resistiva variable. Se establecen diferentes valores de voltaje y carga con el fin de obtener distintos niveles de corriente que demanda la carga. Los resultados del comportamiento se presentan en el grupo de figuras a continuación.

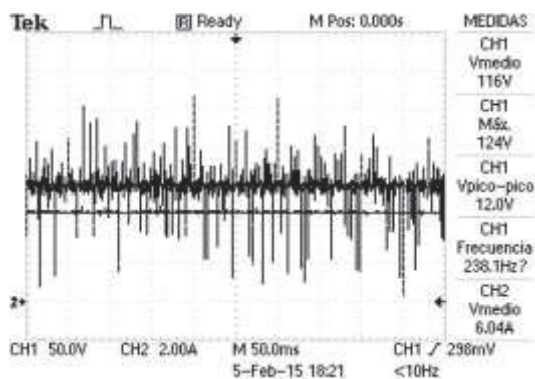


Figura 4.17 116 V – 6,04 A

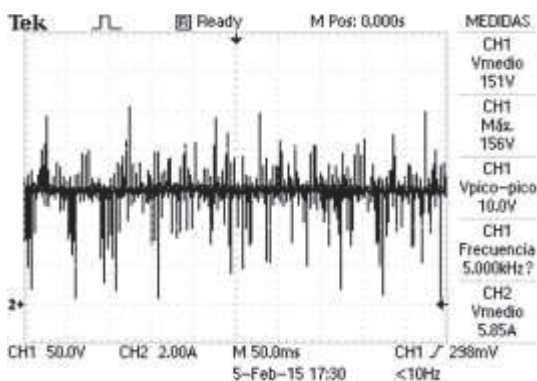


Figura 4.18 151 V – 5,85A

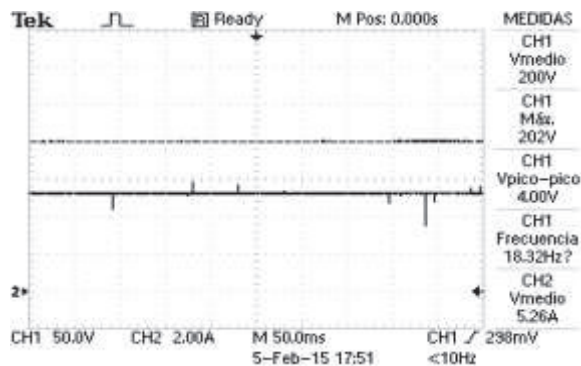


Figura 4.19 200V – 5,26A

La fuente está encendida y conectada a ésta se encuentra un motor cuyo voltaje nominal es 90 V y corriente nominal es 7 A. En las figuras a continuación se muestra el resultado obtenido.

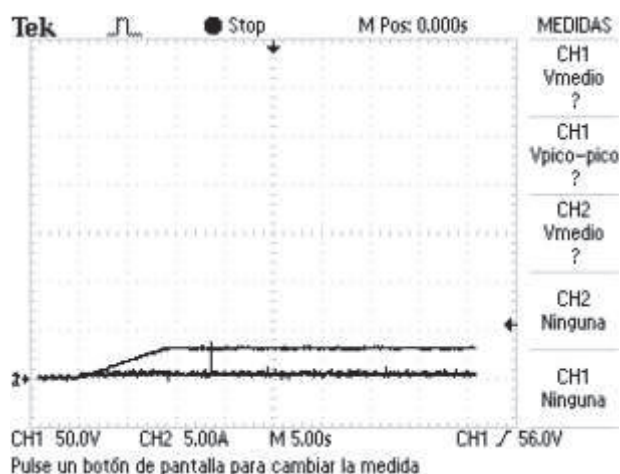


Figura 4.20 Motor a 30 V sin carga

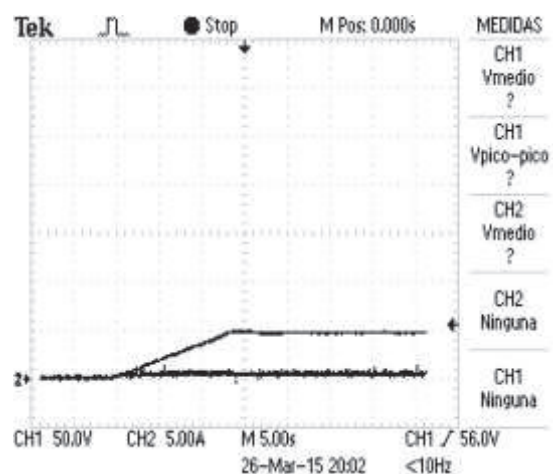


Figura 4.21 Motor a 50 V sin carga

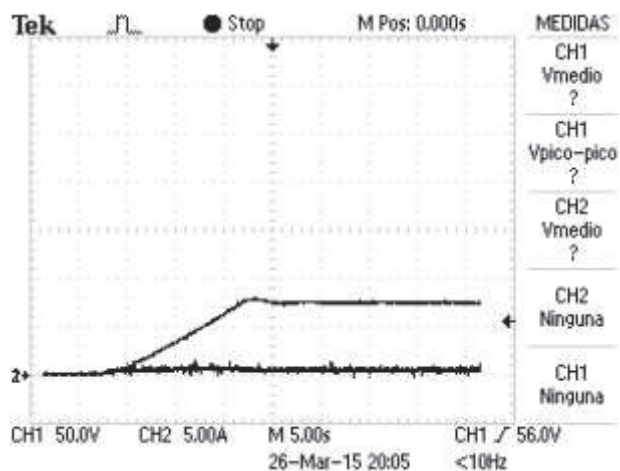


Figura 4.22 Motor a 75 V sin carga

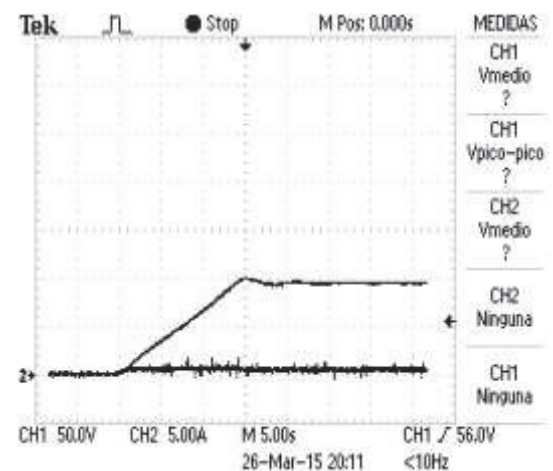


Figura 4.23 Motor a 90 V sin carga

Se conectada a la fuente un motor DC cuyo voltaje nominal es 180 V y corriente nominal es 5 A. Los resultados obtenidos se presentan en las figuras a continuación.

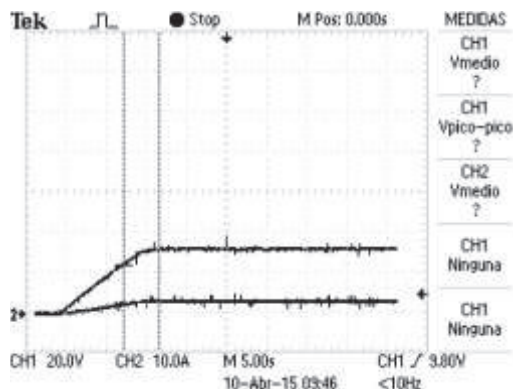


Figura 4.24 Motor a 35 V con carga @ corriente 3 A

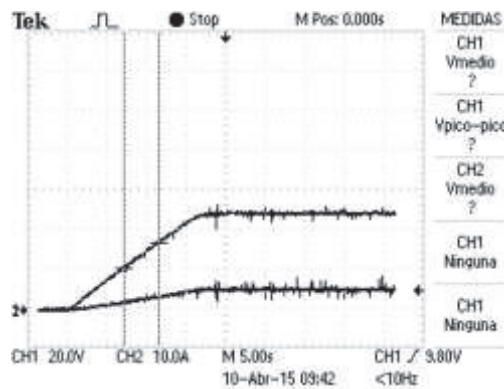


Figura 4.25 Motor a 50 V con carga @ corriente 5 A

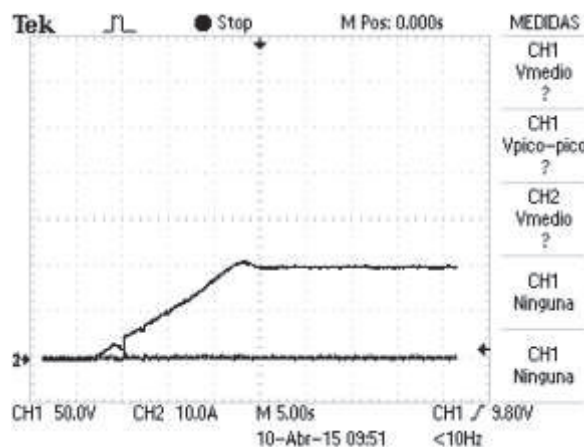


Figura 4.26 Motor a 100 V sin carga

Finalmente se analiza el factor de regulación que tiene la fuente. Este factor se define como la capacidad que tiene la fuente de aceptar variaciones en el voltaje de entrada sin que esto afecte el voltaje que puede suministrar a la carga.

Se tomaron datos de los niveles del voltaje de alimentación que existe en el laboratorio de control de máquinas. La variación va desde 113 a 125 V. Si se considera 120 V como valor estándar, existe una tolerancia del 5%. La fuente funciona bajo estas condiciones y no presenta problemas en alcanzar sus niveles máximos de operación,

por tanto el voltaje de alimentación de la misma puede sufrir variaciones del 5% del valor nominal sin que esto afecte su comportamiento normal.

4.7 TIEMPO DE FUNCIONAMIENTO

La fuente, FUCCAP, es capaz de entregar en su salida 1500 W como potencia máxima. Esta condición se puede lograr con el voltaje máximo 200 V y con la corriente máximas 7,5 A.

Cuando la fuente brinda potencia máxima a la carga, los elementos de potencia alcanzan altas temperaturas y corren el riesgo de dañarse. Por tanto el tiempo de funcionamiento de la fuente está ligado al tiempo que los elementos pueden soportar altas temperaturas sin resultar averiados.

Se realiza una prueba en la que se conecta una carga resistiva a la fuente que demande la potencia máxima de la misma. Después de media hora de funcionamiento los elementos se encuentran muy calientes a pesar del sistema de disipación de calor, por esto se limita el tiempo de funcionamiento a media hora. Los elementos de potencia permanecen calientes y tardan el mismo tiempo en estar fríos. Entonces la fuente requiere un tiempo de enfriamiento igual al tiempo de funcionamiento cuando entrega potencia máxima.

Se realiza otra prueba pero esta vez la fuente entrega la mitad de su potencia máxima a la carga, que al igual que antes es resistiva. Después de dos horas de operación los elementos se encuentran calientes pero no de manera crítica. Por tanto se concluye que la fuente puede funcionar sin complicaciones durante el tiempo que normalmente dura una sesión de laboratorio.

CAPÍTULO 5

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

5.1 CONCLUSIONES

- El estudio de la fuente a ser reemplazada reveló que los elementos de potencia se encontraban averiados. El sistema de control fue totalmente cambiado por uno más moderno. Del equipo antiguo únicamente fue posible reutilizar el inductor perteneciente al filtro LC, transformadores de 12 V y los potenciómetros multivuelta.
- Por lo general, el encendido de los prototipos de potencia consiste en arrancar primero la etapa de control y después la etapa de potencia. El seguir estos pasos puede resultar un inconveniente para los estudiantes, ya que por descuido muchas veces encienden los prototipos en cualquier orden y se averían. El prototipo FUCCAP tiene un interruptor general para el encendido lo que garantiza que el equipo no sufra daños debido a un procedimiento incorrecto al momento de encender la fuente.
- Las mediciones realizadas con cargas tipo R, RL y RLE, muestran que el valor de voltaje que suministra el prototipo tiene un rizado de $\pm 5\%$ con respecto al valor fijado por el usuario, mientras que la fuente es capaz de regular la corriente que suministra a la carga con un rizado de $\pm 5\%$ respecto al valor fijado por el usuario.
- El prototipo es capaz de entregar 1500 W. La corriente máxima es 7.5 A y el voltaje máximo es 200 V, entregando así su máxima potencia. A pesar del sistema de disipación de calor con el que cuenta el prototipo, los elementos de potencia alcanzan altas temperaturas cuando operan en los valores máximos de voltaje y corriente. Por este motivo se hicieron pruebas de funcionamiento

del prototipo, las cuales arrojaron resultados en los que se tiene que a potencia máxima el prototipo puede permanecer encendido media hora, después de esto los elementos de potencia del prototipo corren alto riesgo de averiarse. Además el prototipo tiene un tiempo de enfriamiento igual al tiempo que permanece encendido, después del cual se puede utilizar el prototipo nuevamente.

- Debido al sistema de control del conversor DC/DC, existe rizado en la señal de salida, el cual llega a ser un valor de 20%. El nivel de rizado disminuye a medida que la fuente entrega más voltaje y corriente a la carga. Este nivel de rizado está dentro de los parámetros normales que requieren los motores, siendo este el tipo de carga principal para el diseño del prototipo.
- Los sensores empleados en este prototipo garantizan que en caso de falla en la etapa de potencia no sea afectada la etapa de control. Esto se debe a las características propias de los sensores y a su acondicionamiento.
- Se han incluido protecciones de sobre corriente a la entrada y salida del prototipo, en caso de que se sobrepasen los valores máximos nominales para los cuales fue diseñado el prototipo.
- El sistema requiere como fuente de energía una red trifásica con presencia de neutro. Si el prototipo no tiene este tipo de suministro no arranca debido a la presencia de la protección en contra de falta de fase.
- Este prototipo tiene dos tipos de visualización: analógica y digital. La visualización analógica muestra los niveles de corriente y voltaje en la salida del sistema, es decir en la carga; mientras que la visualización digital muestra los setpoints de voltaje y corriente, que son fijados por el usuario.

- La construcción del prototipo consideró el espacio suficiente para que los elementos se encuentren distribuidos en forma ordenada separando la etapa de control y potencia. Además permite la ventilación forzada de los elementos de potencia, lo que garantiza el funcionamiento del prototipo bajo las condiciones señaladas.

5.2 RECOMENDACIONES

- Se debe respetar las condiciones máximas de funcionamiento del prototipo, ya que esto garantiza que funcione adecuadamente. Ignorar estas recomendaciones puede provocar la falla del mismo.
- En caso de que se requieran mayores valores nominales de voltaje y corriente se recomienda rediseñar el prototipo utilizando elementos de mayor potencia. Esto no fue factible debido al alto costo y a la dificultad para conseguir este tipo de elementos.
- Un sistema de control distinto por ejemplo el tipo cascada podría mejorar el funcionamiento del prototipo. El rizado podría disminuir y la potencia máxima podría ser mayor.
- La tecnología utilizada en el prototipo no permite optimizar el espacio destinado para los elementos de control. Por ejemplo se pudo emplear elementos de tipo SMD para reducir el espacio que ocupan las tarjetas dentro del equipo. [20]
- El prototipo requiere un tiempo de enfriamiento igual al tiempo que permanece encendido para continuar funcionando con normalidad, en caso de requerir potencias elevadas se reduce el tiempo de funcionamiento del prototipo.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] M. Rojas, Prototipo de fuente DC controlada de alta potencia, Quito: Escuela Politécnica Nacional, 1987.
- [2] D. Hart, Electrónica de Potencia, Madrid: Pearson Educación S.A., 2001.
- [3] Philips, NPN switching transistor, 2N3904, datasheet, 2004.
- [4] Fairchild, High Speed Logic Gate Optocouplers, 6N137, datasheet, 2011.
- [5] VISHAY, Vishay Semiconductor, datasheet, 2014.
- [6] FAIRCHILD, Fairchild, Semiconductor, datasheet, 2002.
- [7] Burr-Brown, Precision Lowest Cost ISOLATION AMPLIFIER, datasheet, 2000.
- [8] LEM, Current Transducer CAS Series, CAS 15-NP, datasheet, 2012.
- [9] A. Devices, High Precision, Wideband RMS-toDC Converter, AD637, datasheet, 2011.
- [10] ATMEL, 8-bit Atmel Microcontroller, ATmega644, datasheet, 2013.
- [11] ATMEL, 8/16-bit AVR Xmega A4 Microcontroller, ATXMEGA32A4, datasheet, 2012.
- [12] C. Pavón, Diseño y construcción de un módulo didáctico de conversor dual con corriente circulante para el laboratorio de convertidores estáticos, Quito: Escuela Politécnica Nacional, 2012.
- [13] V. B. N. C. y. R. P. A. Martínez, «Cálculo de fusibles de una instalación eléctrica en baja tensión,» [En línea]. Available: <http://riunet.upv.es/bitstream/handle/10251/10765/FUSIBLES.pdf>.
- [14] M. Rashid, Electrónica de potencia, Circuitos, dispositivos y aplicaciones, Mexico: Prentice Hall Hispanoamericana, S.A., 2007.
- [15] P. Chico, Convertidores Estáticos, Apuntes de Clase, Escuela Politécnica Nacional, 2012.
- [16] F. Miraya, «Disipación de Potencia,» 2006. [En línea]. Available: <http://www.fceia.unr.edu.ar/enica3/disipa.pdf>.

- [17] «wakefield-vette, Thermal Solutions,» 2013. [En línea]. Available: <http://www.wakefield-vette.com>.
- [18] Wakefiel-Vette, «Heat Sinks for "Full-Brick" DC/DC Converters, datasheet,» 2013. [En línea]. Available: <http://www.wakefield-vette.com/Portals/0/resources/datasheets/557,558,559.pdf>.
- [19] I. t. y. d. e. s. d. Monterrey, Métodos estadísticos, México, 2006.
- [20] VISHAY, Vishay Semiconductor, datasheet,, 2014.
- [21] J. C. y. U. Bakshi, Power Devices and Machines, India: Technical Publications Pune, 2009.
- [22] SIEMENS, Phase Control IC (TCA785), datasheet, 2003.
- [23] Murata, General Purpose Pulse Transformers, datasheet, 2011.
- [24] ATMEL, Application Note AVR:042 Hardware Design Considerations, 2013.
- [25] K. Ogata, Ingeniería en Control Moderna, Madrid: Pearson Educación, S. A., 2003.

ANEXOS

1. HOJAS DE DATOS

1.1. MICROCONTROLADOR ATMEGA644PA

Features

- High-performance, Low-power Atmel® 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
 - 16K/32K/64K Bytes of In-System Self-programmable Flash program memory
 - 512B/1K/2K Bytes EEPROM
 - 1K/2K/4K 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 (ATmega164P/324P/644P)
 - 44-pad DQFN (ATmega164P)
- Operating Voltages
 - 1.8V - 5.5V for ATmega164P/324P/644PV
 - 2.7V - 5.5V for ATmega164P/324P/644P
- Speed Grades
 - ATmega164P/324P/644PV: 0 - 4 MHz @ 1.8V - 5.5V, 0 - 10 MHz @ 2.7V - 5.5V
 - ATmega164P/324P/644P: 0 - 10 MHz @ 2.7V - 5.5V, 0 - 20 MHz @ 4.5V - 5.5V
- Power Consumption at 1 MHz, 1.8V, 25°C for ATmega164P/324P/644PV
 - Active: 0.4 mA
 - Power-down Mode: 0.1 µA
 - Power-save Mode: 0.5 µA (Including 32 kHz RTC)

Note: 1. See "Data Retention" on page 8.



**8-bit Atmel
Microcontroller
with
16K/32K/64K
Bytes In-System
Programmable
Flash**

**ATmega164P/V
ATmega324P/V
ATmega644P/V**

9011Q-AVR-02/2013

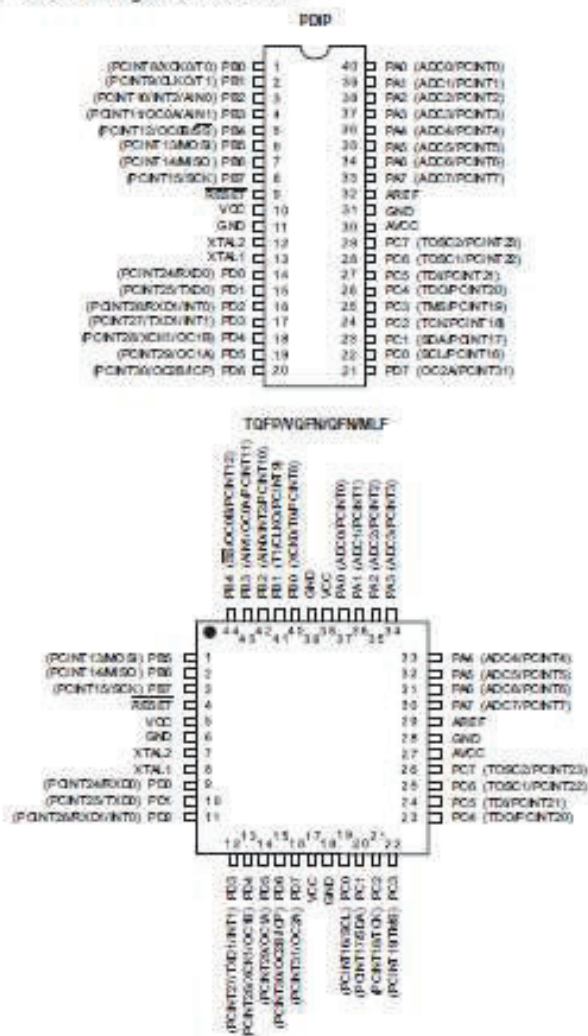


ATmega164P/324P/644P

1. Pin Configurations

1.1 Pinout - PDIP/TQFP/VQFN/QFN/MLF

Figure 1-1. Pinout ATmega164P/324P/644P



Note: The large center pad underneath the VQFN/QFN/MLF package should be soldered to ground on the board to ensure good mechanical stability.

1.2. MICROCONTROLADOR ATXMEGA32A4

Features

- High-performance, Low-power 8/16-bit Atmel® AVR® XMEGA™ Microcontroller
- Non-volatile Program and Data Memories
 - 18 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 Mspc Analog to Digital Converter
 - One Two-channel, 12-bit, 1 Mspc 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
 - 48 - ball VFBGA
- Operating Voltage
 - 1.8 – 3.6V
- Speed performance
 - 0 – 12 MHz @ 1.8 – 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

Not recommended for
new designs - Use
XMEGA A4U series

8083R-AVR-06/2013

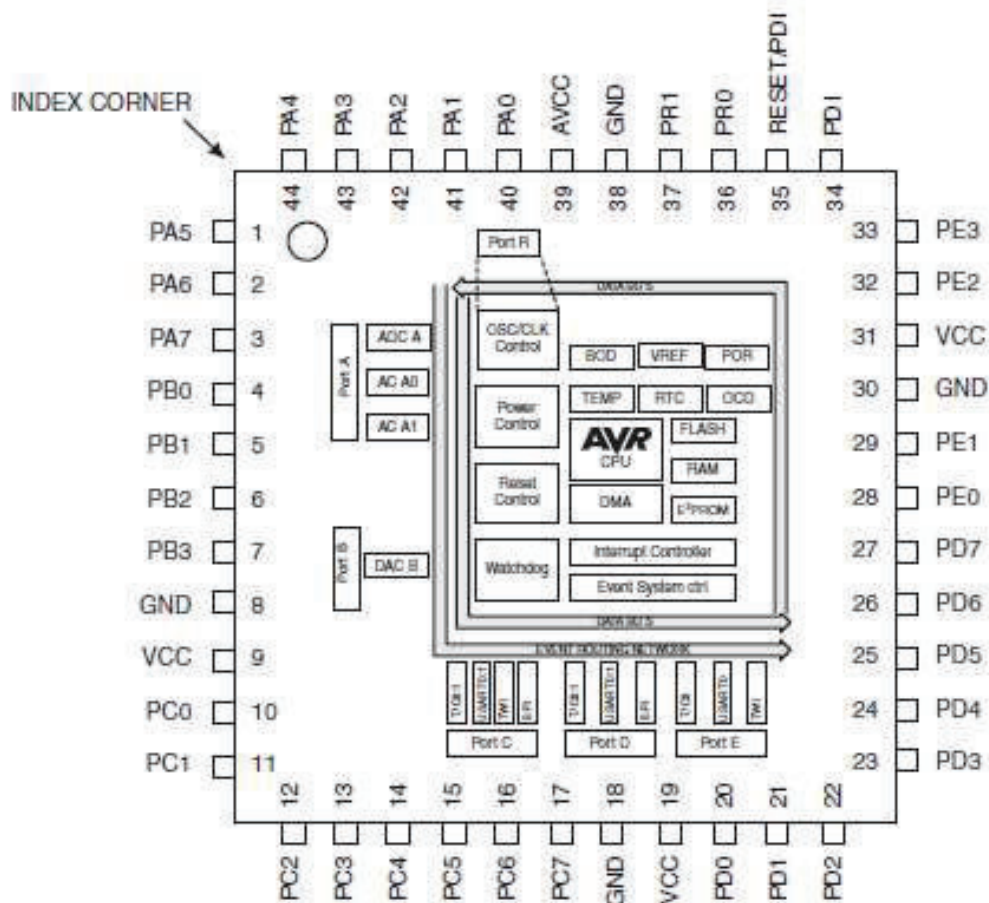


Not recommended for new designs -
Use XMEGA A4U series

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.



1.3. ISO124 TRANSFORMADOR DE AISLAMIENTO





ISO124

Precision Lowest Cost ISOLATION AMPLIFIER

FEATURES

- 100% TESTED FOR HIGH-VOLTAGE BREAKDOWN
- RATED 1500Vrms
- HIGH IMR: 140dB at 60Hz
- 0.010% max NONLINEARITY
- BIPOLAR OPERATION: $V_{OS} = \pm 10V$
- 16-PIN PLASTIC DIP AND 28-LEAD SOIC
- EASE OF USE: Fixed Unity Gain Configuration
- $\pm 4.5V$ to $\pm 18V$ SUPPLY RANGE

APPLICATIONS

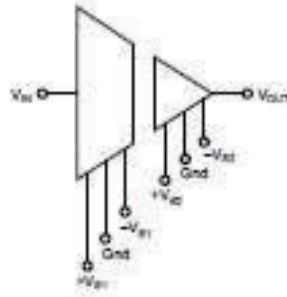
- INDUSTRIAL PROCESS CONTROL: Transducer Isolator, Isolator for Thermocouples, RTDs, Pressure Bridges, and Flow Meters, 4mA to 20mA Loop Isolation
- GROUND LOOP ELIMINATION
- MOTOR AND SCR CONTROL
- POWER MONITORING
- PC-BASED DATA ACQUISITION
- TEST EQUIPMENT

DESCRIPTION

The ISO124 is a precision isolation amplifier incorporating a novel duty cycle modulation-demodulation technique. The signal is transmitted digitally across a 2pF differential capacitive barrier. With digital modulation the barrier characteristics do not affect signal integrity, resulting in excellent reliability and good high frequency transient immunity across the barrier. Both barrier capacitors are imbedded in the plastic body of the package.

The ISO124 is easy to use. No external components are required for operation. The key specifications are 0.010% max nonlinearity, 50kHz signal bandwidth, and 200 μ V/°C V_{OS} drift. A power supply range of $\pm 4.5V$ to $\pm 18V$ and quiescent currents of $\pm 5.0mA$ on V_{S1} and $\pm 5.5mA$ on V_{S2} make these amplifiers ideal for a wide range of applications.

The ISO124 is available in 16-pin plastic DIP and 28-lead plastic surface mount packages.



International Airport Industrial Park • Mailing Address: PO Box 11000, Tucson, AZ 85711 • Street Address: 6730 S. Tucson Blvd., Tucson, AZ 85706 • Tel: (520) 746-1111 • Fax: (520) 746-1111
 Internet: <http://www.burr-brown.com/> • FAXLine: (800) 649-6112 (USA/Canada Only) • Cable: BURROPP • Telex: 990-6491 • FAX: (520) 869-6112 • Immediate Product Info: (800) 649-6112

SPECIFICATIONS

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_{DD} = V_{DD} = \pm 15\text{V}$, and $R_L = 2\text{k}\Omega$, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	ISO124P, U			UNITS
		MIN	TYP	MAX	
ISOLATION Rated Voltage, continuous ac 60Hz 100% Test (1) Isolation Mode Rejection Barrier Impedance Leakage Current at 60Hz	I_a , 5pC PD 60Hz $V_{AC} = 240\text{Vrms}$	1500 2400	140 $10^{14} \Omega$ (2) 0.18	0.5	V_{AC} V_{AC} dB Ω pF $\mu\text{A rms}$
GAIN Nominal Gain Gain Error Gain vs Temperature Nonlinearity (3)	$V_{DD} = \pm 10\text{V}$		1 ± 0.05 ± 10 ± 0.005	± 0.50 ± 0.010	V/V %FSR ppm/ $^\circ\text{C}$ %FSR
INPUT OFFSET VOLTAGE Initial Offset vs Temperature vs Supply Noise			± 20 ± 200 ± 2 4	± 50	mV $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ mV/V $\mu\text{V}/\text{Vrms}$
INPUT Voltage Range Resistance		± 10	± 12.5 200		V k Ω
OUTPUT Voltage Range Current Drive Capacitive Load Drive Ripple Voltage (4)		± 10 ± 5	± 12.5 ± 15 0.1 20		V mA μF mVp-p
FREQUENCY RESPONSE Small Signal Bandwidth Slew Rate Settling Time 0.1% 0.01% Overload Recovery Time	$V_{DD} = \pm 10\text{V}$		50 2 50 350 150		kHz V/ μs μs μs μs
POWER SUPPLIES Rated Voltage Voltage Range Quiescent Current: V_{DD} V_{DD}		± 4.5	± 15 ± 5.0 ± 5.5	± 15 ± 7.0 ± 7.0	V V mA mA
TEMPERATURE RANGE Specification Operating Storage Thermal Resistance, θ_{JA} θ_{JC}		-25 -25 -40		$+85$ $+85$ $+85$	$^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C/W}$ $^\circ\text{C/W}$

NOTES: (1) Tested at 1.0 X rated, full on 5pC partial discharge. (2) Nonlinearity is the peak deviation of the output voltage from the best-fit straight line. It is expressed as the ratio of deviation to FSR. (3) Ripple frequency is at carrier frequency (500kHz).

The information provided herein is believed to be reliable; however, BURR-BROWN assumes no responsibility for inaccuracies or omissions. BURR-BROWN assumes no responsibility for the use of this information, and all use of such information shall be entirely at the user's own risk. Prices and specifications are subject to change without notice. No patent rights or licenses to any of the circuits described herein are implied or granted to any third party. BURR-BROWN does not authorize or warrant any BURR-BROWN product for use in life support devices and/or systems.



ISO124

1.4. LEM CAS 15-NP TRANSDUCTOR DE CORRIENTE

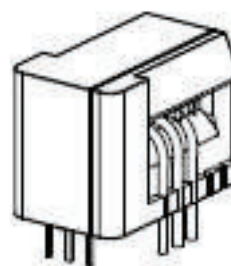


Current Transducer CAS series

$I_{PN} = 6, 15, 25, 50 \text{ A}$

Ref: CAS 6-NP, CAS 15-NP, CAS 25-NP, CAS 50-NP

For the electronic measurement of current: DC, AC, pulsed..., with galvanic isolation between the primary and the secondary circuit.



Features

- Closed loop (compensated) multi-range current transducer
- Voltage output
- Single supply
- Isolated plastic case material recognized according to UL 94-V0
- Compact design for PCB mounting.

Advantages

- Very low temperature coefficient of offset
- Very good dv/dt immunity
- LTS compatible footprint
- Reduced height.

Applications

- AC variable speed and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

Standards

- EN 50178
- UL 508
- IEC 61010-1 (safety).

Application Domain

- Industrial.



CAS series

Absolute maximum ratings

Parameter	Symbol	Unit	Value
Supply voltage	V_G	V	7
Primary conductor temperature		°C	110
Maximum primary current	I_{Pmax}	A	20 x I_{PM}
ESD rating, Human Body Model (HBM)		kV	4

Stresses above these ratings may cause permanent damage. Exposure to absolute maximum ratings for extended periods may degrade reliability.

Isolation characteristics

Parameter	Symbol	Unit	Value	Comment
RMS voltage for AC isolation test 50/60Hz/1 min	V_d	kV	4.2	
Impulse withstand voltage 1.2/50 μ s	\hat{V}_w	kV	7.5	
Partial discharge extinction voltage @ 10 pC (rms)	V_{pd}	V	1000	
Clearance distance (pri. - sec.)	dCl	mm	7.7	Shortest distance through air
Creepage distance (pri. - sec.)	dCp	mm	7.7	Shortest path along device body
Creepage distance (pri. - sec.)	-	mm	6.3	When mounted on PCB with recommended layout
Case material	-	-	VO according to UL 94	
Comparative tracking Index	CTI	V	600	
Application example	-	-	300 V CAT III PD2	Reinforced isolation, non uniform field according to EN 50178, EN 61010
Application example	-	-	600 V CAT III PD2	Simple isolation, non uniform field according to EN 50178, EN 61010
According to UL 508: primary potential involved in Volts RMS AC or DC	-	V	600	For use in a pollution degree 2 environment

Environmental and mechanical characteristics

Parameter	Symbol	Unit	Min	Typ	Max	Comment
Ambient operating temperature	T_A	°C	-40		85	
Ambient storage temperature	T_S	°C	-55		105	
Mass	m	g		9		
Standards	EN 50178, IEC 60950-1, IEC 61010-1, IEC 61326-1, UL 508					



Electrical data CAS 15-NP

At $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = +5\text{ V}$, $N_p = 1\text{ turn}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, unless otherwise noted.

Parameter	Symbol	Unit	Min	Typ	Max	Comment
Primary nominal current rms	I_{pN}	A		15		
Primary current, measuring range	I_{pM}	A	-51		51	
Number of primary turns	N_p	-		1,2,3		
Supply voltage	V_{CC}	V	4.75	5	5.25	
Current consumption	I_C	mA		$15 + \frac{I_p (\text{mA})}{N_p}$	$20 + \frac{I_p (\text{mA})}{N_p}$	$N_p = 1731\text{ turns}$
Output voltage	V_{OUT}	V	0.375		4.625	
Output voltage @ $I_p = 0\text{ A}$	V_{OUT}	V		2.5		
Electrical offset voltage	V_{OE}	mV	-7.1		7.1	100% tested $V_{OUT} = 2.5\text{ V}$
Electrical offset current referred to primary	I_{OE}	A	-0.17		0.17	100% tested
Temperature coefficient of V_{OUT} @ $I_p = 0\text{ A}$	TCV_{OUT}	ppm/K		± 7.5	± 70	ppm/K of 2.5 V -40°C ... 85°C
Theoretical sensitivity	G_{th}	mV/A		41.67		625 mV/ I_{pN}
Sensitivity error	ε_G	%	-0.7		0.7	100% tested
Temperature coefficient of G	TCG	ppm/K			± 40	-40°C ... 85°C
Linearity error	ε_L	% of I_{pN}	-0.1		0.1	
Magnetic offset current (10 x I_{pN}) referred to primary	I_{OM}	A	-0.1		0.1	
Output current noise (spectral density) rms 100 Hz ... 100 kHz referred to primary	i_{no}	$\mu\text{A}/\text{Hz}^{1/2}$		90		$R_L = 1\text{ k}\Omega$
Peak-peak output ripple at oscillator frequency $f = 450\text{ kHz}$ (typ.)	-	mV		15	60	$R_L = 1\text{ k}\Omega$
Reaction time @ 10 % of I_{pN}	t_{90}	μs			0.3	$R_L = 1\text{ k}\Omega$ $dI/dt = 44\text{ A}/\mu\text{s}$
Response time @ 90 % of I_{pN}	t_9	μs			0.3	$R_L = 1\text{ k}\Omega$ $dI/dt = 44\text{ A}/\mu\text{s}$
Frequency bandwidth ($\pm 1\text{ dB}$)	BW	kHz	200			$R_L = 1\text{ k}\Omega$
Frequency bandwidth ($\pm 3\text{ dB}$)	BW	kHz	300			$R_L = 1\text{ k}\Omega$
Overall accuracy	X_G	% of I_{pN}			1.9	
Overall accuracy @ $T_A = 85^\circ\text{C}$	X_G	% of I_{pN}			3.9	
Accuracy	X	% of I_{pN}			0.8	
Accuracy @ $T_A = 85^\circ\text{C}$	X	% of I_{pN}			2.7	

1.5. AD637 CONVERTIDOR RMS A DC



High Precision, Wideband RMS-to-DC Converter

AD637

FEATURES

High accuracy

- 0.02% maximum nonlinearity, 0 V to 2 V rms input
- 0.10% additional error to crest factor of 3

Wide bandwidth

- 8 MHz at 2 V rms input
- 600 kHz at 100 mV rms

Computes

- True rms
- Square
- Mean square
- Absolute value

dB output (60 dB range)

Chip select/power-down feature allows

- Analog three-state operation
- Quiescent current reduction from 2.2 mA to 350 μ A

14-lead SBDIP, 14-lead low cost CERDIP, and 16-lead SOIC, W

GENERAL DESCRIPTION

The AD637 is a complete, high accuracy, monolithic rms-to-dc converter that computes the true rms value of any complex waveform. It offers performance that is unprecedented in integrated circuit rms-to-dc converters and comparable to discrete and modular techniques in accuracy, bandwidth, and dynamic range. A crest factor compensation scheme in the AD637 permits measurements of signals with crest factors of up to 10 with less than 1% additional error. The wide bandwidth of the AD637 permits the measurement of signals up to 600 kHz with inputs of 200 mV rms and up to 8 MHz when the input levels are above 1 V rms.

As with previous monolithic rms converters from Analog Devices, Inc., the AD637 has an auxiliary dB output available to users. The logarithm of the rms output signal is brought out to a separate pin, allowing direct dB measurement with a useful range of 60 dB. An externally programmed reference current allows the user to select the 0 dB reference voltage to correspond to any level between 0.1 V and 2.0 V rms.

A chip select connection on the AD637 permits the user to decrease the supply current from 2.2 mA to 350 μ A during periods when the rms function is not in use. This feature facilitates the addition of precision rms measurement to remote or handheld applications where minimum power consumption is critical. In addition, when the AD637 is powered down, the output goes to a high impedance state. This allows several AD637s to be tied together to form a wideband true rms multiplexer.

Rev. K

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM

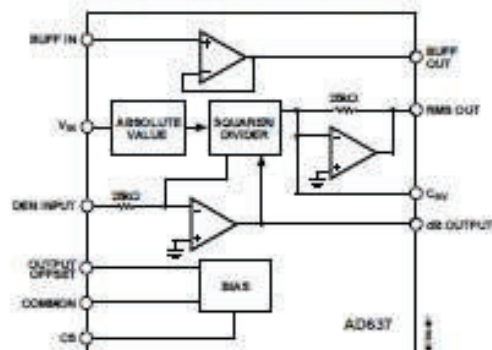


Figure 1.

The input circuitry of the AD637 is protected from overload voltages in excess of the supply levels. The inputs are not damaged by input signals if the supply voltages are lost.

The AD637 is available in accuracy Grade J and Grade K for commercial temperature range (0°C to 70°C) applications, accuracy Grade A and Grade B for industrial range (–40°C to +85°C) applications, and accuracy Grade S rated over the –55°C to +125°C temperature range. All versions are available in hermetically sealed, 14-lead SBDIP, 14-lead CERDIP, and 16-lead SOIC, W packages.

The AD637 computes the true root mean square, mean square, or absolute value of any complex ac (or ac plus dc) input waveform and gives an equivalent dc output voltage. The true rms value of a waveform is more useful than an average rectified signal because it relates directly to the power of the signal. The rms value of a statistical signal is also related to the standard deviation of the signal.

The AD637 is laser wafer trimmed to achieve rated performance without external trimming. The only external component required is a capacitor that sets the averaging time period. The value of this capacitor also determines low frequency accuracy, ripple level, and settling time.

The on-chip buffer amplifier can be used either as an input buffer or in an active filter configuration. The filter can be used to reduce the amount of ac ripple, thereby increasing accuracy.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.461.3113 ©2011 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

AD637

SPECIFICATIONS

At 25°C and ±15 V dc, unless otherwise noted.¹

Table 1.

Parameter	AD637/AD637A			AD637K/AD637B			AD637S			Unit
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
TRANSFER FUNCTION	$V_{out} = \sqrt{\log \times (V_{in})^2}$			$V_{out} = \sqrt{\log \times (V_{in})^2}$			$V_{out} = \sqrt{\log \times (V_{in})^2}$			
CONVERSION ACCURACY										
Total Error, Internal Trim ² (Figure 5)			±1 ± 0.5			±0.5 ± 0.2			±1 ± 0.5	mV ± % of reading
Time to Two			±3.0 ± 0.6			±2.0 ± 0.3			±6 ± 0.7	mV ± % of reading
vs. Supply +V _{in} = 300 mV		30	150		30	150		30	150	μV/V
vs. Supply -V _{in} = -300 mV		100	300		100	300		100	300	μV/V
DC Reversal Error at 2 V			0.25			0.1			0.25	% of reading
Nonlinearity 2 V Full Scale ³			0.04			0.02			0.04	% of FSR
Nonlinearity 7 V Full Scale			0.05			0.05			0.05	% of FSR
Total Error, External Trim			±0.5 ± 0.1			±0.25 ± 0.05			±0.5 ± 0.1	mV ± % of reading
ERROR VS. CREST FACTOR ⁴										
Crest Factor 1 to 2		Specified accuracy			Specified accuracy			Specified accuracy		% of reading
Crest Factor = 3		±0.1			±0.1			±0.1		% of reading
Crest Factor = 10		±1.0			±1.0			±1.0		% of reading
AVERAGING TIME CONSTANT		25			25			25		ms/√C _{in}
INPUT CHARACTERISTICS										
Signal Range, ±15 V Supply										
Continuous RMS Level		0 to 7			0 to 7			0 to 7		V _{rms}
Peak Transient Input			±15			±15			±15	V _{p-p}
Signal Range, ±5 V Supply										
Continuous RMS Level		0 to 4			0 to 4			0 to 4		V _{rms}
Peak Transient Input			±6			±6			±6	V _{p-p}
Maximum Continuous Nondestructive Input Level (All Supply Voltages)			±15			±15			±15	V _{p-p}
Input Resistance	6.4	8	9.6	6.4	8	9.6	6.4	8	9.6	kΩ
Input Offset Voltage			±0.5			±0.2			±0.5	mV
FREQUENCY RESPONSE ⁵										
Bandwidth for 1% Additional Error (0.09 dB)										
V _{in} = 20 mV		11			11			11		kHz
V _{in} = 200 mV		66			66			66		kHz
V _{in} = 2 V		200			200			200		kHz
±3 dB Bandwidth										
V _{in} = 20 mV		150			150			150		kHz
V _{in} = 200 mV		1			1			1		MHz
V _{in} = 2 V		8			8			8		MHz

AD637

Parameter	AD637J/AD637A			AD637K/AD637B			AD637S			Unit
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
OUTPUT CHARACTERISTICS										
Offset Voltage			±1			±0.5			±1	mV
vs. Temperature		±0.05	±0.089		±0.04	±0.056		±0.04	±0.07	mV/°C
Voltage Swing, ±15 V Supply, 2 kΩ Load	0 to 12.0	13.5		0 to 12.0	13.5		0 to 12.0	13.5		V
Voltage Swing, ±3 V Supply, 2 kΩ Load	0 to 2	2.2		0 to 2	2.2		0 to 2	2.2		V
Output Current	6			6			6			mA
Short-Circuit Current		20			20			20		mA
Resistance Chip Select High		0.5			0.5			0.5		Ω
Resistance Chip Select Low		100			100			100		kΩ
dB OUTPUT										
Error, V_{in} 7 mV to 7 V rms, 0 dB = 1 V rms		±0.5			±0.3			±0.5		dB
Scale Factor		-3			-3			-3		mV/dB
Scale Factor Temperature Coefficient		-0.33			-0.33			-0.33		% of reading/°C
		-0.033			-0.033			-0.033		dB/°C
I_{sc} for 0 dB = 1 V rms	5	20	80	5	20	80	5	20	80	μA
I_{sc} Range	1		100	1		100	1		100	μA
BUFFER AMPLIFIER										
Input Output Voltage Range	- V_{in} to (+ V_{in} - 2.5 V)			- V_{in} to (+ V_{in} - 2.5 V)			- V_{in} to (+ V_{in} - 2.5 V)			V
Input Offset Voltage		±0.8	±2		±0.5	±1		±0.8	±2	mV
Input Current		±2	±10		±2	±5		±2	±10	nA
Input Resistance		10^6			10^6			10^6		Ω
Output Current	-0.13		+5	-0.13		+5	-0.13		+5	mA
Short-Circuit Current		20			20			20		mA
Small Signal Bandwidth		1			1			1		MHz
Slow Rate*		5			5			5		V/μs
DENOMINATOR INPUT										
Input Range		0 to 10			0 to 10			0 to 10		V
Input Resistance	20	25	30	20	25	30	20	25	30	kΩ
Offset Voltage		±0.2	±0.5		±0.2	±0.5		±0.2	±0.5	mV
CHIP SELECT (CS)										
RMS On Level	Open or $2.4 \text{ V} < V_{in} < +V_{in}$			Open or $2.4 \text{ V} < V_{in} < +V_{in}$			Open or $2.4 \text{ V} < V_{in} < +V_{in}$			
RMS Off Level	$V_{in} < 0.2 \text{ V}$			$V_{in} < 0.2 \text{ V}$			$V_{in} < 0.2 \text{ V}$			
I_{sc} of Chip Select										
CS Low			10			10			10	μA
CS High			0			0			0	μA
On Time Constant	$10 + (25 \text{ k}\Omega) \times C_{in}$			$10 + (25 \text{ k}\Omega) \times C_{in}$			$10 + (25 \text{ k}\Omega) \times C_{in}$			μs
Off Time Constant	$10 + (25 \text{ k}\Omega) \times C_{in}$			$10 + (25 \text{ k}\Omega) \times C_{in}$			$10 + (25 \text{ k}\Omega) \times C_{in}$			μs
POWER SUPPLY										
Operating Voltage Range	±3.0		±18	±3.0		±18	±3.0		±18	V
Quiescent Current		2.2	3		2.2	3		2.2	3	mA
Standby Current		350	450		350	450		350	450	μA

* Specifications shown in **bold** are tested on all production units at final electrical test. Results from those tests are used to calculate outgoing quality levels.

All minimum and maximum specifications are guaranteed, although only those shown in boldface are tested on all production units.

¹ Accuracy specified 0 V rms to 7 V rms dc with AD637 connected, as shown in Figure 5.

² Nonlinearity is defined as the maximum deviation from the straight line connecting the readings at 10 mV and 7 V.

³ Error vs. crest factor is specified as additional error for 1 V rms.

⁴ Input voltages are expressed in volts rms. Percent is in % of reading.

⁵ With external 2 kΩ pull-down resistor tied to $-V_{in}$.

1.6. DIODO 40EPS12PBF



www.vishay.com

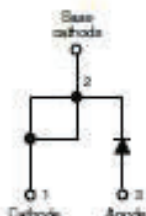
VS-40EPS..PbF Series, VS-40EPS..-M3 Series

Vishay Semiconductors

High Voltage, Input Rectifier Diode, 40 A



TO-247AC modified



FEATURES

- Very low forward voltage drop
- 150 °C max. operating junction temperature
- Designed and qualified according to JEDEC®-JESD47
- Material categorization:
For definitions of compliance please see www.vishay.com/doc?98812



RoHS
COMPLIANT
HALOGEN
FREE
Assembled

APPLICATIONS

- Input rectification
- Vishay Semiconductors switches and output rectifiers which are available in identical package outlines

DESCRIPTION

High voltage rectifiers optimized for very low forward voltage drop with moderate leakage.
These devices are intended for use in main rectification (single or three phase bridge).

PRODUCT SUMMARY

Package	TO-247AC modified (2 pins)
I_{AV}	40 A
V_{RRM}	800 V to 1200 V
V_F at I_F	1.1 V
I_{FSM}	475 A
T_J max.	150 °C
Diode variation	Single die

MAJOR RATINGS AND CHARACTERISTICS

SYMBOL	CHARACTERISTICS	VALUES	UNITS
I_{AV}	Sinusoidal waveform	40	A
V_{RRM}	Range	800/1200	V
I_{FSM}		475	A
V_F	40 A, $T_J = 25$ °C	1.1	V
T_J		-40 to 150	°C

VOLTAGE RATINGS

PART NUMBER	V_{RRM} , MAXIMUM PEAK REVERSE VOLTAGE V	V_{RRM} , MAXIMUM NON-REPETITIVE PEAK REVERSE VOLTAGE V	I_{FSM} AT 150 °C mA
VS-40EPS08PbF, VS-40EPS08-M3	800	900	1
VS-40EPS12PbF, VS-40EPS12-M3	1200	1300	

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	VALUES	UNITS
Maximum average forward current	I_{AV}	$T_J = 105$ °C, 180° conduction half sine wave	40	A
Maximum peak one-cycle non-repetitive surge current	I_{FSM}	10 ms sine pulse, rated V_{RRM} applied	400	
		10 ms sine pulse, no voltage reapplied	475	
Maximum I_R for fusing	I_R	10 ms sine pulse, rated V_{RRM} applied	800	A/s
		10 ms sine pulse, no voltage reapplied	1131	
Maximum I^2Rt for fusing	I^2Rt	$t = 0.1$ ms to 10 ms, no voltage reapplied	11 310	A ² s


www.vishay.com
VS-40EPS..PbF Series, VS-40EPS..-M3 Series

Vishay Semiconductors

ELECTRICAL SPECIFICATIONS				
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	VALUES	UNITS
Maximum forward voltage drop	V_{FM}	20 A, $T_J = 25^\circ\text{C}$	1.0	V
		40 A, $T_J = 25^\circ\text{C}$	1.1	
Forward slope resistance	r_f	$T_J = 150^\circ\text{C}$	7.16	m Ω
Threshold voltage	V_{FTO}		0.74	V
Maximum reverse leakage current	I_{RM}	$T_J = 25^\circ\text{C}$	0.1	mA
		$T_J = 150^\circ\text{C}$	1.0	

THERMAL - MECHANICAL SPECIFICATIONS				
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	VALUES	UNITS
Maximum junction and storage temperature range	T_J, T_{stg}		-40 to 150	$^\circ\text{C}$
Maximum thermal resistance, junction to case	$R_{\theta JC}$	DC operation	0.6	$^\circ\text{C/W}$
Maximum thermal resistance, junction to ambient	$R_{\theta JA}$		40	
Typical thermal resistance, case to heatsink	$R_{\theta CS}$	Mounting surface, flat, smooth and greased	0.2	
Approximate weight			6	g
			0.21	oz
Mounting torque	minimum		6 (5)	kgf · cm
	maximum		12 (10)	(lbf · in)
Marking device		Case style TO-247AC modified (JEDEC)	40EPS08	
			40EPS12	

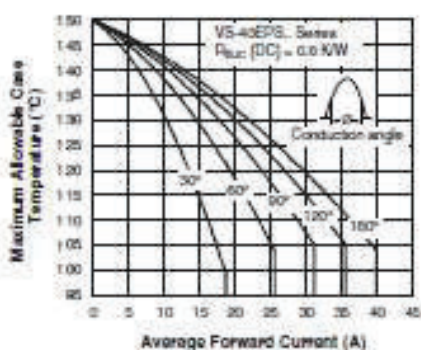


Fig. 1 - Current Rating Characteristics

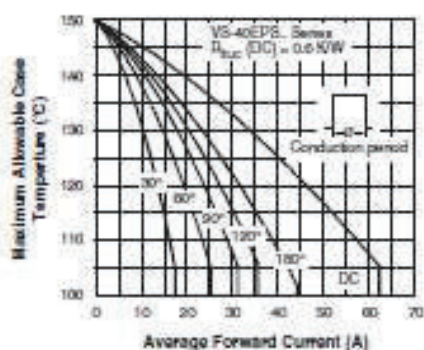



Fig. 2 - Current Rating Characteristics


1.7. IGBT RHRG75120



FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR

FGL40N120AND
1200V NPT IGBT

February 2008



Features


- High speed switching
- Low saturation voltage | $V_{CE(sat)} = 2.8\text{ V}$ @ $I_C = 40\text{ A}$
- High input impedance
- CO-PAK, IGBT with FRD - $t_f = 75\text{ ns}$ (typ.)

Description


Employing NPT technology, Fairchild's AND series of IGBTs provides low conduction and switching losses. The AND series offers an solution for application such as induction heating (IH), motor control, general purpose inverters and uninterruptible power supplies (UPS).

Applications

Induction Heating, UPS, AC & DC motor controls and general purpose inverters.



TO-264



Absolute Maximum Ratings

Symbol	Parameter	FGL40N120AND	Units
V_{CES}	Collector-Emitter Voltage	1200	V
V_{GES}	Gate-Emitter Voltage	± 25	V
I_C	Collector Current @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	64	A
	Collector Current @ $T_C = 100^\circ\text{C}$	40	A
I_{CEP}	Pulsed Collector Current	180	A
I_F	Diode Continuous Forward Current @ $T_C = 100^\circ\text{C}$	40	A
I_{FM}	Diode Maximum Forward Current	240	A
P_D	Maximum Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	500	W
	Maximum Power Dissipation @ $T_C = 100^\circ\text{C}$	200	W
SCWT	Short Circuit Withstand Time, $V_{CE} = 600\text{ V}$, $V_{GE} = 15\text{ V}$, $T_C = 125^\circ\text{C}$	10	μs
T_J	Operating Junction Temperature	-55 to $+150$	$^\circ\text{C}$
T_{STG}	Storage Temperature Range	-55 to $+150$	$^\circ\text{C}$
T_L	Maximum Lead Temp. for Soldering Purposes, 10K" from Case for 5 seconds	300	$^\circ\text{C}$

Notes:
(1) Pulse width limited by max. junction temperature

Thermal Characteristics

Symbol	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}(\text{IGBT})$	Thermal Resistance, Junction-to-Case	—	0.25	$^\circ\text{C/W}$
$R_{\theta JC}(\text{DIODE})$	Thermal Resistance, Junction-to-Case	—	0.7	$^\circ\text{C/W}$
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	—	25	$^\circ\text{C/W}$

Package Marking and Ordering Information

Device Marking	Device	Package	Reel Size	Tape Width	Quantity
FGL40N120AND	FGL40N120AND	TO-254	-	-	25

Electrical Characteristics of the IGBT $T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Off Characteristics						
BV_{CES}	Collector-Emitter Breakdown Voltage	$V_{GE} = 0V, I_C = 1mA$	1200	—	—	V
$BV_{CES}/\Delta T_J$	Temperature Coefficient of Breakdown Voltage	$V_{GE} = 0V, I_C = 1mA$	—	0.8	—	V/°C
I_{CES}	Collector Cut-Off Current	$V_{CE} = V_{CES}, V_{GE} = 0V$	—	—	1	mA
I_{LES}	G-E Leakage Current	$V_{GE} = V_{CES}, V_{CE} = 0V$	—	—	±250	nA
On Characteristics						
$V_{GE(th)}$	G-E Threshold Voltage	$I_C = 250\mu A, V_{CE} = V_{GE}$	3.5	5.5	7.5	V
		$I_C = 40A, V_{GE} = 15V$	—	2.8	3.2	V
$V_{CE(sat)}$	Collector to Emitter Saturation Voltage	$I_C = 40A, V_{GE} = 15V, T_C = 125^\circ C$	—	2.9	—	V
		$I_C = 84A, V_{GE} = 15V$	—	3.15	—	V
Dynamic Characteristics						
C_{iss}	Input Capacitance	$V_{CE} = 30V, V_{GE} = 0V$ $f = 1MHz$	—	3200	—	pF
C_{oss}	Output Capacitance		—	370	—	pF
C_{res}	Reverse Transfer Capacitance		—	125	—	pF
Switching Characteristics						
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	$V_{CC} = 600V, I_C = 40A,$ $R_G = 5\Omega, V_{GE} = 15V,$ Inductive Load, $T_C = 25^\circ C$	—	15	—	ns
t_r	Rise Time		—	20	—	ns
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time		—	110	—	ns
t_f	Fall Time		—	40	80	ns
E_{on}	Turn-On Switching Loss		—	2.3	3.45	mJ
E_{off}	Turn-Off Switching Loss	$V_{CC} = 600V, I_C = 40A,$ $R_G = 5\Omega, V_{GE} = 15V,$ Inductive Load, $T_C = 125^\circ C$	—	1.1	1.65	mJ
E_{sa}	Total Switching Loss		—	3.4	5.1	mJ
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time		—	20	—	ns
t_r	Rise Time		—	25	—	ns
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time		—	120	—	ns
t_f	Fall Time	$V_{CC} = 600V, I_C = 40A,$ $R_G = 5\Omega, V_{GE} = 15V,$ Inductive Load, $T_C = 125^\circ C$	—	45	—	ns
E_{on}	Turn-On Switching Loss		—	2.5	—	mJ
E_{off}	Turn-Off Switching Loss		—	1.8	—	mJ
E_{sa}	Total Switching Loss		—	4.3	—	mJ
Q_g	Total Gate charge		—	220	330	nC
Q_{ge}	Gate-Emitter Charge	$V_{CE} = 600V, I_C = 40A,$ $V_{GE} = 15V$	—	25	38	nC
Q_{gc}	Gate-Collector Charge		—	150	165	nC