

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

**FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y
ELECTRÓNICA**

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN EMULADOR DE
GENERACIÓN EÓLICA A TRAVÉS DE UN GRUPO MOTOR-
GENERADOR DC**

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

**FRANCISCO ALEJANDRO ARÉVALO LUNA
PABLO ANDRÉS ESTRADA FLORES**

DIRECTOR: Dr.-Ing. Marcelo Pozo P.

Quito, Enero 2018

DECLARACIÓN

Nosotros, Francisco Alejandro Arévalo Luna y Pablo Andrés Estrada Flores, declaramos bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de nuestra autoría; que no ha sido previamente presentada para ningún grado o calificación profesional; y, que hemos consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

A través de la presente declaración cedemos nuestros 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.

Francisco Alejandro Arévalo Luna

Pablo Andrés Estrada Flores

CERTIFICACIÓN

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por Francisco Alejandro Arévalo Luna y Pablo Andrés Estrada Flores, bajo mi supervisión.

Dr.-Ing. Marcelo Pozo P.
DIRECTOR DEL PROYECTO

AGRADECIMIENTO

Quiero agradecer en primera instancia a mi madre Magglori por las bendiciones dadas y por los valores morales enseñados con amor los mismos que solo una madre puede ofrecer.

A mi padre Hitler por sus consejos otorgados con gran sabiduría y amor llegando a ser un pilar esencial en la culminación de mi vida universitaria.

A mi querida esposa y amiga Helen por enseñarme que cualquier carga es mucho más ligera si se lleva con el amor de tu vida, así como por la ayuda y entrega mostrados hasta el último día de elaboración de este proyecto.

A mis hermanos por el apoyo y cariño mostrados año tras año haciéndome ver la grandeza del ser humano trazándome así un referente personal y profesional difícil de alcanzar.

A mi compañero de tesis Pablo Andrés por ser un verdadero hermano mostrándome el verdadero significado de la amistad la cual se ha forjado día a día.

A mis amigos por cada momento alegre compartido dentro y fuera de las aulas de clase los cuales evocan cálidos recuerdos.

A nuestro tutor Dr. Marcelo Pozo por dirigirnos en la comprensión de temas de difícil entendimiento siempre de la manera más cordial y comprometida así como por la confianza depositada en nosotros.

En especial quiero agradecer a Dios por guiar mis pasos en cada tramo del camino haciéndome posible alcanzar esta meta.

Francisco

AGRADECIMIENTO

A Dios por guiarme en cada paso y ser infinitamente generoso conmigo al ponerme durante toda mi vida a personas tan especiales que han sido mi soporte y compañía.

A mis padres Bertha y Jesús, sin duda mis ángeles guardianes, quienes me han apoyado incondicionalmente en cada decisión que he tomado; me han demostrado su amor en sus consejos y reproches; me han impulsado a ser mejor cada día con sus palabras de aliento, son las personas más importantes de mi vida.

A mi segunda madre, mi abuelita Lucila, mi ejemplo de trabajo y esfuerzo, de quien aprendí que se debe vivir la vida con una sonrisa. Nunca olvidaré tus cálidos abrazos. A mi segundo padre, mi tío Guillermo, gracias por tu sincero cariño y compañía; perdón por darte tantas noches de desvelo y preocupaciones.

A mis tíos, tías y primos, porque siento que puedo recurrir a ustedes en cualquier momento y encontrar en cada uno un abrazo reconfortante.

Al Doctor Marcelo Pozo, por la constante paciencia y ayuda prestada en la realización del presente trabajo.

A mi compañero de tesis y gran amigo, Alejo, con quien compartimos tantas angustias y preocupaciones, pero siempre terminábamos el día llenos de carcajadas.

A todos mis amigos, en especial a Joshe, Dark, Federico, Dany, Doug, Chiki, con quienes cada día es una experiencia única, gracias por su apoyo y por todas las risas que compartimos, son ustedes los que pintaron de alegres matices esta etapa politécnica.

Pablo

DEDICATORIA

A mi pequeña estrella Athy que lleno mi corazón de alegría y amor enseñándome que la vida puede ser fugaz pero llena de momentos inolvidables los cuales llevare incrustados en mi mente y en lo más profundo del corazón hasta el momento de volvernos a encontrar en la eternidad. Te amo bebé.

A mi hermana Verónica ya que poco a poco y detalle a detalle te fuiste convirtiendo en una madre dentro de mi corazón haciéndome el hermano más afortunado del mundo por haber podido compartir estos años a tu lado.

Francisco

DEDICATORIA

Dedico este trabajo a mi abuelita Lucila Bonilla, por ser el inagotable motor que formó una gran familia, la incansable persona que se desveló por entregarnos tanto amor, eres y siempre serás mi modelo a seguir.

Y a mis padres Bertha Flores y Jesús Estrada, sin su esfuerzo y sacrificio no hubiese sido posible este logro; por su cariño, comprensión pero sobre todo por haberme ayudado a formar lo poco que hoy soy.

Pablo

CONTENIDO

RESUMEN	X
PRESENTACIÓN	XI
CAPÍTULO 1	1
1. GENERALIDADES Y FUNDAMENTO TEÓRICO	1
1.1 INTRODUCCIÓN	1
1.2 OBJETIVOS	2
1.2.1 OBJETIVO GENERAL	2
1.2.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS	2
1.3 ALCANCE	3
1.4 MARCO TEÓRICO	3
1.4.1 ENERGÍA EÓLICA	3
1.4.1.1 Recurso Eólico	4
1.4.2 AEROGENERADORES	4
1.4.2.1 Partes De Un Aerogenerador	5
1.4.2.2 Curva De Potencia De Un Aerogenerador	7
1.4.2.3 Métodos Para La Estimación Del Recurso Eólico (Probabilidad De Viento).....	7
1.4.2.3.1 Medición Del Recurso Eólico En Estaciones Meteorológicas.....	8
1.4.2.3.2 Modelos Numéricos Usados Para La Estimación Del Recurso Eólico	8
1.4.3 GENERADOR DE CORRIENTE CONTINUA DC.....	9
1.4.3.1 Partes De Un Generador Dc.....	10
1.4.3.2 Principio De Funcionamiento De Un Generador Dc.....	11
1.4.3.3 Tipos De Generador Dc.....	12
1.4.3.4 Ecuaciones Del Generador Dc Con Excitación Independiente.....	14
1.4.4 CONVERSORES DC/DC	15
1.4.4.1 Conversor DC/DC Reductor	16
1.4.4.2 Conversor DC/DC Reductor – Elevador (Sepic)	22
 CAPÍTULO 2	 29
2. DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA DE EMULACIÓN DE GENERACIÓN EÓLICA	29
2.1 DESCRIPCIÓN GENERAL DEL SISTEMA PLANTEADO.....	29
2.2 ADQUISICIÓN DE LA CURVA DE PRODUCCIÓN DEL AEROGENERADOR	31
2.3 SELECCIÓN DEL MICROCONTROLADOR	34
2.4 SELECCIÓN DE LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN LINEAL AISLADA DE 5V	35
2.5 MODELACIÓN DEL GENERADOR DC/DC	35
2.6 DETERMINACIÓN DE LOS PARÁMETROS DEL GENERADOR.....	40
2.6.1 DETERMINACIÓN DE R_A	40
2.6.2 DETERMINACIÓN DE L_A	41
2.6.3 DETERMINACIÓN DE R_F	41
2.6.4 DETERMINACIÓN DE L_F	41
2.6.5 DETERMINACIÓN DE K_G	42
2.6.6 DETERMINACIÓN DE R_L	43
2.6.7 MODELO MATEMÁTICO DEL GENERADOR	43

2.7 DISEÑO Y MODELACIÓN DE LOS CONVERTIDORES DC/DC	44
2.7.1 DISEÑO DEL CONVERTIDOR DC/DC REDUCTOR	44
2.7.2 MODELACIÓN DEL CONVERTIDOR DC/DC REDUCTOR	47
2.7.3 VALIDACIÓN DEL MODELO DEL CONVERTIDOR DC/DC REDUCTOR	51
2.7.4 DISEÑO DEL CONTROLADOR DEL CONVERTIDOR REDUCTOR ...	53
2.7.5 DISEÑO DEL CONVERTIDOR DC/DC REDUCTOR ELEVADOR (SEPIC).....	57
2.7.6 MODELACIÓN DEL CONVERTIDOR DC/DC REDUCTOR ELEVADOR (SEPIC).....	59
2.7.7 VALIDACIÓN DEL MODELO DEL CONVERTIDOR DC/DC REDUCTOR ELEVADOR (SEPIC)	65
2.7.8 DISEÑO DEL CONTROLADOR DEL CONVERTIDOR REDUCTOR ELEVADOR (SEPIC)	66
2.8 DISEÑO DE LA RED SNUBBER RC	69
2.9 DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE ACOPLAMIENTO ENTRE POTENCIA Y CONTROL	71
2.9.1 SENSOR DE VOLTAJE	71
2.9.2 ACOPLAMIENTO Y AISLAMIENTO GALVÁNICO	72
2.9.3 SENSOR DE CORRIENTE	74
2.10 DISEÑO DE LA INTERFAZ HOMBRE MÁQUINA	74
2.10.1 APLICACIONES EN SIMULINK	76
2.10.1.1 Microcontrolador	76
2.10.1.2 Ordenador	80
2.10.2 APLICACIÓN EN APP DESIGNER	83
CAPÍTULO 3.....	84
PRUEBAS Y RESULTADOS EXPERIMENTALES	84
3.1 DETERMINACIÓN DE LAS CONSTANTES DE TIEMPO DE LA MÁQUINA DE CORRIENTE CONTINUA	84
3.1.1 DETERMINACIÓN DE LA CONSTANTE CONTRAELECTROMOTRIZ (K_e)	84
3.1.2 DETERMINACIÓN DE LA CONSTANTE DE TIEMPO MECÁNICA (T_m)	85
3.2 PRUEBA DE COMUNICACIÓN ENTRE EL ORDENADOR Y EL VARIADOR DE FRECUENCIA.....	87
3.3 PRUEBA DE GENERACIÓN DE LA CURVA DE PRODUCCIÓN	89
3.4 PRUEBAS CON CARGA CONSTANTE Y VELOCIDAD DE VIENTO VARIABLE	91
3.5 PRUEBAS CON CARGA VARIABLE Y VELOCIDAD DE VIENTO CONSTANTE.....	105
CAPÍTULO 4.....	109
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	109
4.1 CONCLUSIONES	109
4.2 RECOMENDACIONES	110
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	112
ANEXOS	

RESUMEN

El presente trabajo tuvo como finalidad obtener un sistema de emulación de la curva de producción de un aerogenerador para el laboratorio de Electrónica de Potencia y control de Máquinas de la Escuela Politécnica Nacional.

La emulación del recurso eólico será implementada a través de un motor de inducción AC, controlado con su respectivo variador de velocidad, el cual estará conectado a un computador personal con su respectiva interfaz HMI para la manipulación de la variable eólica.

La máquina de corriente directa (DC) estará trabajando como generador. Sobre ella habrá un control directo del campo y monitoreo de la velocidad del recurso eólico, para así lograr emular las curvas de voltaje generado que se obtendrían de un aerogenerador.

Además, sobre los valores de voltaje entregados por el generador, se emplea un convertidor estático de energía DC/DC tipo SEPIC para tener un bus constante de 48V.

PRESENTACIÓN

El presente trabajo tuvo como finalidad proveer al Laboratorio de Electrónica de Potencia y Control de Máquinas un emulador de generación eólica a partir de un grupo motor-generador DC.

A continuación se indica la estructura del proyecto:

En el Capítulo Uno, se describe breve explicación del proyecto planteado, así como algunos conceptos de los aerogeneradores, topologías de los convertidores DC/DC y software utilizado.

En el Capítulo Dos, se explica el diseño e implementación del sistema de emulación de generación eólica, la manera en la que se elaboró la interfaz HMI para la emulación del viento a través de un variador de frecuencia y los respectivos convertidores DC/DC con sus controles.

En el Capítulo Tres, se muestran los resultados de las pruebas realizadas

En el Capítulo Cuatro, se presentan las conclusiones obtenidas con la elaboración de este proyecto además de las recomendaciones generales del mismo.

CAPÍTULO 1

GENERALIDADES Y FUNDAMENTO TEÓRICO

En el presente capítulo se realizará una breve explicación del proyecto realizado, sus objetivos, además de la información teórico-técnica, conceptos generales sobre los aerogeneradores, motores de inducción, máquinas de corriente directa y las diferentes topologías de los convertidores DC/DC implementadas.

1.1 INTRODUCCIÓN

En la actualidad es evidente como la demanda de energía a nivel mundial se ha ido incrementando. Uno de los motivos que ha propiciado esta elevación de consumo es la industrialización con el aumento de las líneas de producción, lo cual provoca que las redes eléctricas y el sistema eléctrico de potencia, muchas veces sufran sobrecargas. Es por eso que es necesario re-potenciar dichas redes a través de nuevas fuentes de energía con el consecuente coste adicional que esto implica.

La energía eólica es en la actualidad el tipo de energía renovable que más desarrollo y más competitividad ha alcanzado. La variabilidad en el viento produce como es de esperarse una generación de energía variable, que debe ser acondicionada de alguna forma para que pueda ser aprovechada. La “curva de producción” hace referencia a la velocidad del viento respecto a la energía que puede entregar el generador.

Para realizar el estudio y análisis de sistemas de generación, los centros de Educación Superior deberían disponer de toda la infraestructura tanto mecánica, civil y eléctrica, en el caso particular un sistema de generación eólica, lo cual es muy caro y complicado de construir, por lo cual emular este tipo de generación es una alternativa ante la falta de recursos antes mencionados. En el caso de la generación eólica se tiene algunas posibilidades de topologías, por ejemplo con

máquinas AC o con máquinas DC, así como diferentes clases de convertidores estáticos de energía.

El presente trabajo se enfocó en la emulación de la curva de producción de un generador eólico mediante una máquina de inducción controlada por un variador de frecuencia, con la finalidad de emular el viento, y una máquina DC que funcionó como generador, sobre este último existe un convertidor de energía DC/DC con control de seguimiento de máxima potencia-MPPT de tal manera de obtener lo máximo de potencia a partir del generador, y también para mantener un bus DC constante.

El convertidor estático de energía de corriente directa (DC/DC), permite regular el voltaje de alimentación del campo del generador DC, el cual posibilita la manipulación del voltaje generado para la obtención de la curva de producción. Además, este tipo de convertidor regula la salida de acuerdo a cierto requerimiento, pudiendo ser de mayor, menor o igual valor al voltaje entregado por el generador. Para el control del variador de frecuencia se empleó una interfaz hombre-máquina implementada en una computadora portátil, con el fin de emular el recurso eólico (velocidad del viento).

1.2 OBJETIVOS

1.2.1 OBJETIVO GENERAL

Diseñar e implementar un emulador de generación eólica a través de un grupo motor-generador DC.

1.2.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Diseñar, Simular e Implementar el circuito de potencia y control requerido para suministrar el voltaje de alimentación necesario al campo del

generador con la finalidad de obtener la curva de producción de un aerogenerador.

- Diseñar, Simular e Implementar el circuito de potencia y de control con el cual se manipulen las variables de voltaje para obtener la potencia máxima de generación que se entregue al bus DC.
- Diseñar un interface hombre-máquina (HMI) para el monitoreo y manipulación de la curva de producción de energía del aerogenerador.
- Realizar las pruebas necesarias a fin de comprobar el correcto funcionamiento del sistema.

1.3 ALCANCE

El presente trabajo de titulación tuvo como meta la emulación de la curva de producción de un aerogenerador mediante un grupo motor-generator DC.

Se planteó la electrónica de potencia necesaria para el control de campo del generador, con ello se logró manipular el voltaje entregado en sus terminales de acuerdo a la curva planteada.

Una segunda etapa fue la conversión de energía del voltaje entregado por el generador para tener un bus constante de 48 VDC.

Además para poder manipular la velocidad del motor de inducción se usó un variador de frecuencia el cual es controlado remotamente desde un HMI implementado en MATLAB, teniendo como finalidad emular el recurso eólico.

1.4 MARCO TEÓRICO

1.4.1 ENERGÍA EÓLICA

Desde la revolución industrial, el ser humano ha caído en la necesidad de la producción de energía mediante la quema de combustible de origen fósil, un tipo de materia prima que no es renovable además de ser altamente contaminante para el medio ambiente, provocando entre varias consecuencias el denominado Cambio Climático. [1]

Actualmente no cabe duda que las Energías Renovables ocupan una gran área de desarrollo en el campo energético mundial. Desde un punto de vista contemporáneo la política global busca cada vez más alejarse del consumo energético contaminante de origen fósil, y por ende de sus derivados comerciales, hacia una nueva tendencia respetuosa con el clima y el medioambiente. Dentro de las Energías Renovables con mayor despliegue en los últimos años se tiene a la energía eólica.

La energía eólica se define como fuente de energía renovable y limpia. Ambos adjetivos derivan de la materia prima utilizada, el viento cuyo aprovechamiento no produce ninguna contaminación. Además la energía eólica es beneficiosa porque permite una generación distribuida cercana a los puntos de consumo, ahorrando por tanto costes de transporte de electricidad. [1]

Desde un punto de vista ambiental, por cada megavatio hora de energía eólica producida se evita:

- 600 Kg de CO₂ que contribuye al efecto invernadero, responsable del calentamiento global.
- 1.33 Kg de SO_x causante de la lluvia ácida que destruye los bosques.
- 1.67 Kg de NO_x contaminantes químicos que reducen notablemente la calidad del aire que respiramos. [1]

1.4.1.1 Recurso Eólico

El denominado recurso eólico, comúnmente conocido como viento, no es otra cosa que el movimiento de masas de aire a través de la atmósfera. Estos movimientos se crean a escala global y se producen principalmente por el calentamiento de la atmósfera debido a la irradiación sola. Günter D. Roth lo define como “la compensación de las diferencias de presión atmosférica entre dos puntos”. [1]

1.4.2 AEROGENERADORES

Los aerogeneradores son una versión moderna de los antiguos molinos de viento.

Un aerogenerador o generador eólico, es un dispositivo que transforma la energía cinética (producida por el arrastre de las palas debido a la fuerza del recurso eólico), a otro tipo de energía pudiendo ser esta mecánica o directamente eléctrica. [2]

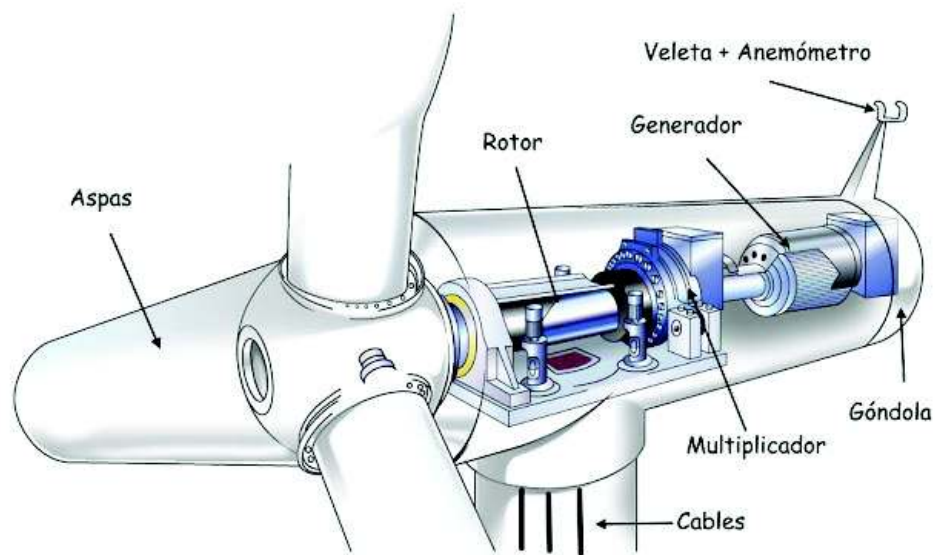


Figura 1.1 Partes de un aerogenerador [2]

Como se observa ver en la Figura 1.1 existen varios elementos constitutivos de un aerogenerador. A continuación se dará conceptos básicos sobre ellos.

1.4.2.1 Partes de un Aerogenerador

1.4.2.1.1 Rotor

El rotor de un aerogenerador transforma la energía cinética de un sistema traslacional-lineal producida por el recurso eólico (el viento), en energía cineto-mecánica transferida al sistema rotacional del eje del generador. [3]

1.4.2.1.2 Las Palas

Las palas de un aerogenerador son muy similares a las alas de un avión. La mayoría de las turbinas cuentan con tres palas. Suelen ser de poliéster o epoxi reforzado con fibra de vidrio. [3]

1.4.2.1.3 Sistema de Transmisión Mecánica

Está compuesto del eje principal, la caja de engranajes, y el eje de alta velocidad. El eje principal es el encargado de la transmisión del torque aerodinámico desde el

eje del rotor hacia el sistema de generación. La caja de engranajes transforma la velocidad de giro del rotor (que normalmente es baja), a una velocidad mayor para que pueda producir energía eléctrica. [3]

1.4.2.1.4 Multiplicador

Es una caja de engranaje de transmisión mecánica que conecta el rotor con el generador eléctrico aumentando el número de revoluciones a la cual gira el rotor a la velocidad requerida por el generador eléctrico. [4]

1.4.2.1.5 Generador Eléctrico

Es una máquina eléctrica rotativa compuesta de partes fijas y móviles comúnmente denominadas rotor y estator respectivamente, en donde se alimenta el estator con un campo magnético mientras se hace girar el rotor para cortar el flujo producido por el campo, generando una así una corriente eléctrica. [3]

1.4.2.1.6 Sistemas de Orientación, Control y Seguridad

Los aerogeneradores disponen de un sistema de orientación que, con ayuda de los datos recogidos por la veleta, coloca siempre el rotor de manera alineada al viento. El sistema de control está compuesto por sensores, actuadores y un controlador principal que tiene diferentes funciones: regulación de potencia, control de la velocidad, control del voltaje, orientación de la turbina, control de otras variables como son temperatura y vibración. El sistema de seguridad tiene como objetivo principal proveer de requerimientos mínimos de fiabilidad para garantizar la seguridad del personal humano, y del propio sistema. [5]

1.4.2.1.7 Torre

Es el soporte de la góndola y del rotor, debe ser diseñada para soportar todo el peso ejercido sobre él. [5]

1.4.2.2 Curva de Potencia de un Aerogenerador

De acuerdo a [1], “La curva de potencia de un aerogenerador es la función gráfica que relaciona la salida de potencia eléctrica neta en bornes de un generador con respecto a la velocidad del viento que incide sobre el rotor”. La curva de producción está definida como: “La aplicación de la curva de potencia del aerogenerador a las horas de viento a las que está expuesto en cada momento”.

La curva de producción es el resultado de la superposición entre la curva de potencia propia del aerogenerador y la curva de estimación de viento presente en una región geográfica, como se observa en la Figura 1.2. Para la estimación del recurso eólico (probabilidad de viento) se recurren a dos métodos, el primero es la predicción mediante modelos numéricos con la ayuda de programas computarizados y el segundo es la medición directa de dicho recurso en estaciones meteorológicas instaladas en el lugar geográfico a los cuales se les aplica una función de probabilidad de Weibull. [1]

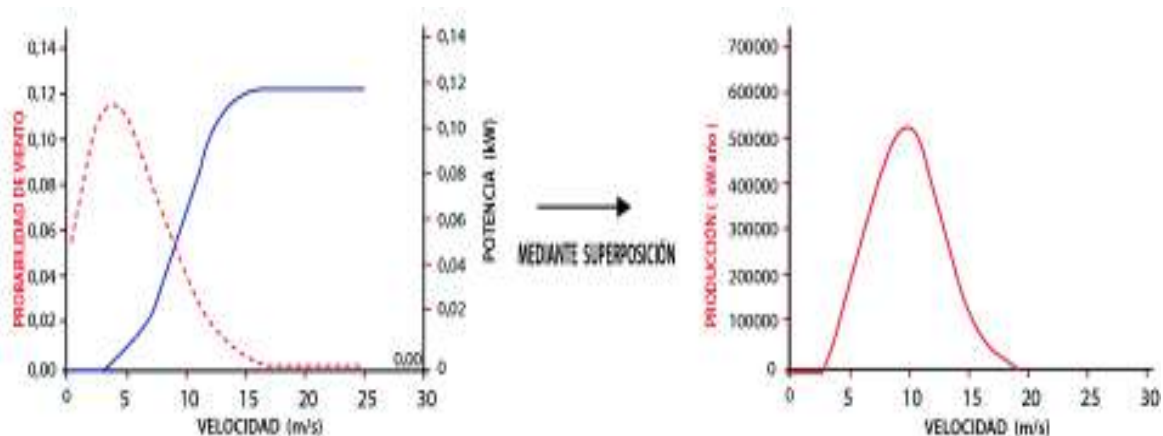


Figura 1.2 Curva de Producción [1]

1.4.2.3 Métodos para la Estimación del Recurso Eólico (Probabilidad de Viento)

La evaluación del potencial eólico es el conocimiento del comportamiento del viento (Distribución de Weibull) lo que permite realizar una proyección media esperada en cuanto a la capacidad de producción del aerogenerador a ser instalado. Sin embargo, el comportamiento del viento puede variar notablemente en función del sector geográfico elegido, es por ello que existen dos métodos para la estimación de dicho comportamiento eólico, el primero es la medición en estaciones meteorológicas

ubicadas en el emplazamiento geográfico y la segunda es la predicción bajo modelos numéricos simulando las condiciones climáticas y geográficas del mismo.

1.4.2.3.1 Medición del Recurso Eólico en Estaciones Meteorológicas

Este método consiste en la medición directa de la velocidad del viento en algún punto geográfico específico dentro del planeta ayudado con estaciones meteorológicas ubicadas en el mismo. Los valores de la velocidad del viento, en una estación meteorológica, dependen esencialmente de dos factores: los sistemas generales de la climatología, que se extienden generalmente unos cientos de kilómetros, y la topografía en los diez kilómetros cercanos a la estación. Estrictamente hablando el uso directo de los datos de velocidad del viento medido para la estimación de la curva es válido solamente para el lugar exacto de la medida. [1] Para adquirir la curva de estimación del recurso eólico es necesario realizar una probabilidad de Weibull a las mediciones de velocidad del viento.

1.4.2.3.2 Modelos Numéricos usados para la Estimación del Recurso Eólico

Para la predicción del recurso eólico se ha desarrollado varios modelos de cálculo de mecánica de fluidos de tal forma que permiten proporcionar más información sobre la evolución espacial del viento en el lugar de estudio. Dichos modelos son:

- Modelos llamados de Meso-escala (Mesoscale), como por ejemplo los modelos MM5 o MASS, se utilizan para la predicción meteorológica de medio o gran escala. En el campo de la energía eólica, permiten conocer con una cierta fiabilidad los flujos de viento a escala del globo terrestre o de zonas muy amplias. No obstante, esos datos meteorológicos no son suficientemente precisos para fenómenos de micro-escala. [1]
- El modelo WASP (Wind Atlas Analysis and Application Program), desarrollado por el Riso National Laboratory de Dinamarca. Este programa de modelado es el más utilizado para la estimación del recurso eólico.

De esta forma, varios software comerciales de modelización, como Windfarmer (Garrad Hassan) o Windpro (EMD), integraron el modelo de cálculo WASP como base de los cálculos que realizan, añadiendo otras funciones complementarias como pueden ser el tratamiento de datos de viento, la optimización del layout de las máquinas, etc. [1]

- Sin embargo, varios estudios o publicaciones demostraron que, para estudios en terrenos complejos, es decir, con fuertes cambios de orografía y/o rugosidad (lagos, bosques, etc), WASP está muy limitado al ser un modelo de mecánica de fluidos simplificado. Estas conclusiones justificaron el desarrollo de modelos de Dinámica de Fluidos Numéricos (Computacional Fluid Dynamics, CFD) más complejos. Los dos principales programas de CFD especializado en energía eólica son WINDSIN, desarrollado por el empresa noruega Vector y METEODYN, desarrollado por la empresa francesas homónima. [1]

Tanto WINDSIN como METEODYN, son programas de evaluación del recurso eólico, basado en un solver CFD de las ecuaciones tridimensionales de Reynolds Averaged Navier-Stokes. La resolución de las ecuaciones no-lineales de transporte de masas, momento y energía, hace teóricamente, de estos programas una herramienta más fiable para la modelización de flujo de viento en terreno complejo y la obtención de una Distribución de Weibull mucho más precisa. [1]

1.4.3 GENERADOR DE CORRIENTE CONTINUA DC

Un generador de corriente continua es una máquina eléctrica capaz de transformar la energía mecánica en energía eléctrica. Su principio de funcionamiento está basado en la ley de Inducción Electromagnética de Faraday “Cuando un conductor se mueve en un campo magnético, corta líneas magnéticas de fuerza, debido a las cuales se induce una Fuerza Electromotriz-fem en el conductor. La magnitud de esta fem inducida depende de la velocidad de cambio de enlace del flujo (fuerza de la línea magnética) con el conductor. Esta fem hará que fluya una corriente si el circuito conductor está cerrado.” [6].

1.4.3.1 Partes de un Generador DC

Una máquina DC consta de dos partes básicas; el estator y el rotor. Las partes básicas de construcción de una máquina de DC (Figura 1.3) se describen a continuación.

- **Yugo:** El marco exterior de una máquina DC se llama yugo. Se compone de hierro fundido o acero. No sólo proporciona resistencia mecánica a todo el conjunto sino que también transporta el flujo magnético producido por el devanado de campo. [6]
- **Bobinado de campo:** Por lo general son de cobre. Las bobinas de campo se colocan en cada polo y se conectan en serie. Están enrollados de tal manera que, cuando están energizados, forman polos alternos Norte y Sur. [6]
- **Polos.** Tienen dos propósitos: soportan bobinas de campo y dispersan uniformemente el flujo en el entrehierro. [6]
- **Núcleo de la armadura:** El núcleo de la armadura es el rotor de la máquina. Es de forma cilíndrica con ranuras para transportar el devanado del inducido. La armadura se compone de discos laminados de acero delgado para reducir las pérdidas por corrientes parásitas. La armadura se introduce en el eje. [6]
- **Bobinado del inducido:** Normalmente es una bobina de cobre que descansa en las ranuras del inducido. Los conductores del inducido están aislados entre sí. [6]
- **Delgas.** Son las piezas de cobre que formadas de láminas o varillas de cobre las cuales realizan la conexión eléctrica entre el rotor y el estator.
- **Conmutador.** El conmutador está unido a la bobina. En un generador DC simple, se trata de un par de anillos divididos. El conmutador transfiere la corriente de la bobina de alambre a los brushes. [6].
- **Brushes.** Los brushes están en contacto constante con el conmutador y están unidos a los cables que conducen desde el generador. El conmutador gira mientras los brushes permanecen estacionarios transfiriendo la corriente del conmutador. [6].

- **Eje.** El eje transfiere energía mecánica al generador y gira la bobina a través del campo magnético. El eje puede ser girado por una turbina que funciona con agua, vapor o aire, o por otros medios. [6].

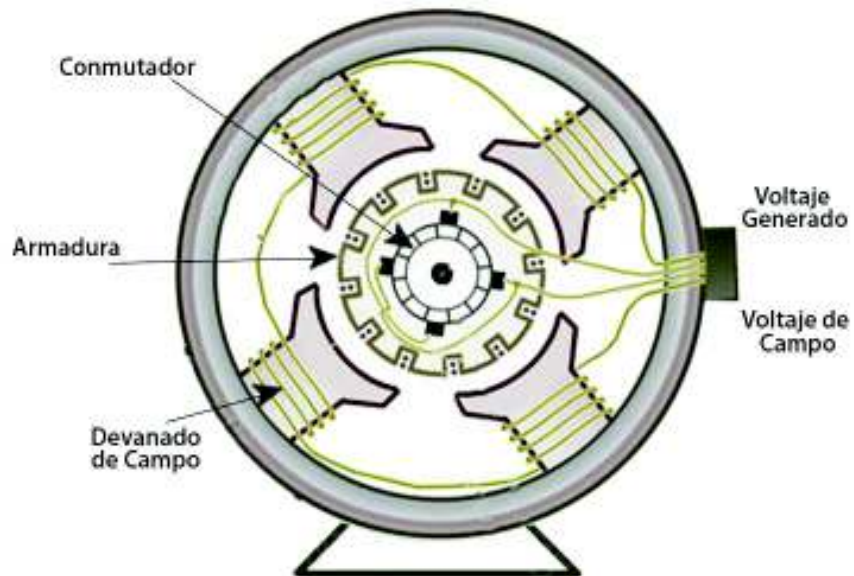


Figura 1.3 Partes de una máquina DC [7]

1.4.3.2 Principio de funcionamiento de un Generador DC

Según las leyes de inducción electromagnética de Faraday, cuando un conductor se coloca en un campo magnético variable, se induce una fem (fuerza electromotriz) en el conductor. La magnitud de la fem inducida se puede calcular a partir de la ecuación de fem del generador de DC. Si el conductor está provisto de la trayectoria cerrada, la corriente inducida circulará dentro de la trayectoria. En un generador DC, las bobinas de campo producen un campo electromagnético y los conductores de la armadura giran alrededor del campo. Por lo tanto, se genera una fuerza electromotriz inducida electromagnéticamente en los conductores de la armadura, este proceso se observa en la Figura 1.4. [6].

La dirección de la corriente inducida viene dada por la regla de la mano derecha de Fleming como se aprecia en la Figura 1.5.

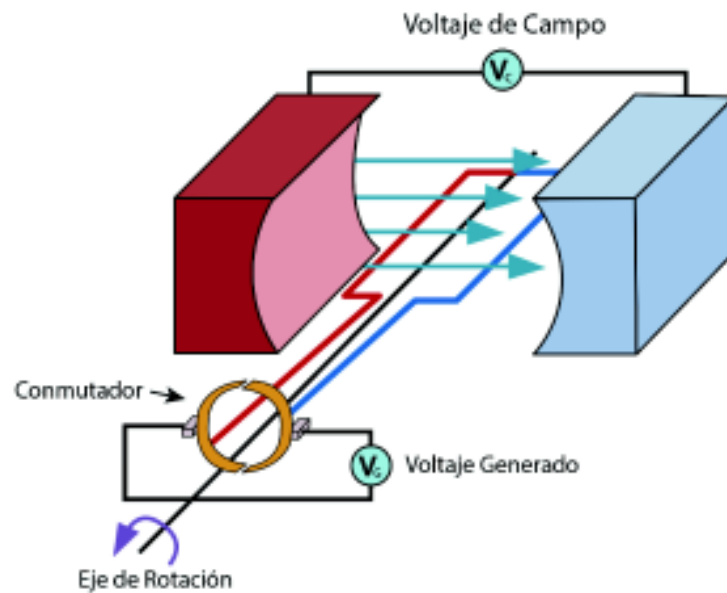


Figura 1.4 Principio de funcionamiento del generador DC [8]

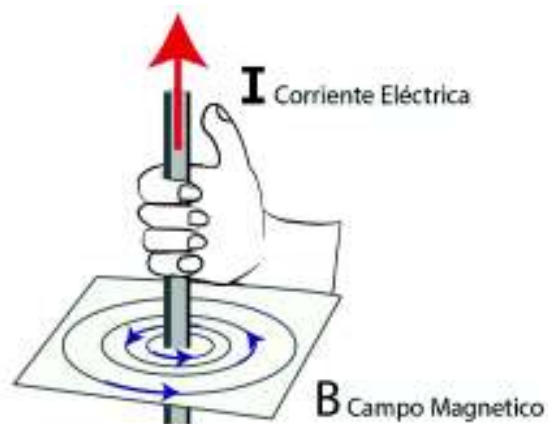


Figura 1.5 Regla de la mano derecha de Fleming

1.4.3.3 Tipos de Generador DC

Los generadores DC se pueden clasificar en tres categorías principales: los autoexcitados, de excitación independiente y los de imanes permanentes.

Los generadores de excitación independiente son aquellos en las que en el devanado de campo se suministra voltaje DC desde una fuente de alimentación separada. Esto significa que el bobinado de campo está separado eléctricamente del circuito de inducido. [9]

Los autoexcitados son aquellos donde el bobinado de campo y el devanado de la armadura están alimentados de diversas maneras para conseguir una amplia gama de características de funcionamiento (por ejemplo, bobinado de campo en serie o paralelo con el devanado de la armadura, o imanes permanentes). [9]

En los generadores autoexcitados, el devanado de campo es energizado por la corriente producida por ellos mismos. Estos tipos de generadores se pueden clasificar en:

- **Bobinado en serie.** En este tipo, el bobinado de campo está conectado en serie con el bobinado de la armadura. Por lo tanto, el devanado de campo transporta toda la corriente de carga (corriente de inducido). Es por eso que el enrollado en serie está diseñado con pocas vueltas de alambre grueso y la resistencia se mantiene muy baja (aproximadamente 0,5 Ohm). [9]
- **Bobina de derivación (Shunt).** Aquí, el bobinado de campo está conectado en paralelo con el devanado de la armadura. Por lo tanto, el voltaje total se aplica a través del devanado de campo. El bobinado de derivación se realiza con un gran número de vueltas y la resistencia se mantiene muy alta (aproximadamente 100 Ohmios). Sólo toma una corriente pequeña que es menos del 5% de la corriente nominal del inducido. [9]
- **Bobinado Compuesto** - En este tipo, hay dos conjuntos de bobinado de campo. Uno está conectado en serie y el otro está conectado en paralelo con el devanado del inducido. Este tipo de conexión tiene una subclasificación:
 - **Derivación corta.** Donde el bobinado de campo se conecta en paralelo solamente con el devanado del inducido. [10].
 - **Derivación larga.** El bobinado de campo se conecta en paralelo con la combinación de bobinado de campo en serie y bobinado de inducido. [10].

Los motores de imanes permanentes utilizan la combinación de campos magnéticos de naturaleza permanente (Imanes) y campos magnéticos inducidos mediante un medio de excitación externa. En general los imanes están situados en el estator, también se sitúan los porta escobillas y las escobillas que alimentan el rotor a través del colector y las delgas haciendo llegar la corriente al devanado generando una fuerza electromotriz que hace girar al rotor [10].

1.4.3.4 Ecuaciones del Generador DC con excitación independiente.

Las siguientes ecuaciones y desarrollo fueron tomadas de [6].

En la Figura 1.6 se muestra un diagrama de circuito del generador de DC con excitación independiente.

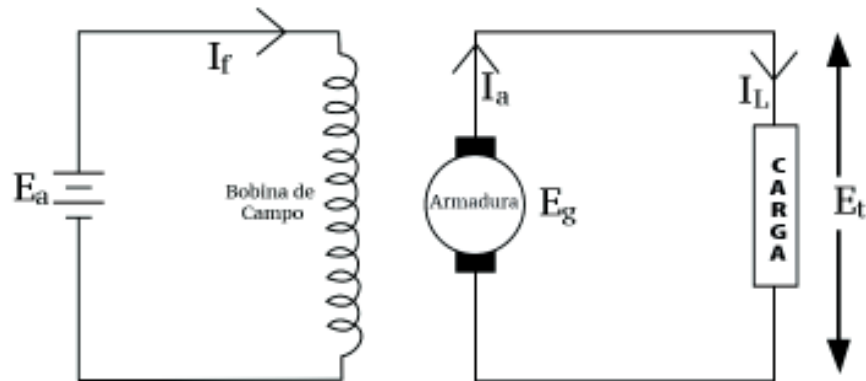


Figura 1.6 Generador DC con excitación independiente [11]

Donde:

I_a = Corriente de Armadura

I_L = Corriente de Carga

E_t = Voltaje en la Carga

E_g = Voltaje generado

E_a = Voltaje de campo

I_f = Corriente de campo

Y el voltaje generado de la máquina DC está dado por:

$$E_g = k_g * n * \Phi \quad (1.1)$$

Donde:

k_g = constante propia de cada máquina

n = velocidad de giro del eje (rotor)

Φ = Flujo magnético

Se puede apreciar que el voltaje generado es directamente proporcional al flujo magnético propia de la máquina DC y a la velocidad de giro.

Al conectar una carga al circuito de armadura circula una corriente I_L , esta corriente es la misma que I_a como se puede apreciar en la Figura 1.6.

Debido a la resistencia interna propia del bobinado de armadura (R_a) y al paso de la corriente I_a se observa que existe una pérdida de tensión del voltaje generado E_g con respecto a la carga E_t , aplicando la segunda ley de Kirchhoff sobre el circuito del inducido se tiene:

$$E_g = E_t + R_a * I_a \quad (1.2)$$

Y del circuito de campo se obtiene:

$$E_a = R_f * I_f \quad (1.3)$$

1.4.4 CONVERSORES DC/DC

Los convertidores DC-DC son circuitos electrónicos de potencia que convierten un voltaje DC a un nivel de voltaje diferente. Existen diferentes tipos de métodos de conversión, tales como electrónico, lineal, modo conmutado, magnético, capacitivo, etc. Los circuitos descritos a continuación son los implementados en el desarrollo del presente proyecto. Se clasifican como convertidores DC-DC de modo conmutado. Se tratan de dispositivos electrónicos que se utilizan cuando se necesita cambiar la energía eléctrica de DC de un nivel de tensión a otro. [12]

1.4.4.1 Conversor DC/DC Reductor

El convertidor reductor es comúnmente utilizado en los circuitos que bajan el nivel de voltaje de la tensión de entrada según el requerimiento. Tiene las ventajas de simplicidad y bajo costo [12]. La topología usada para este convertidor se observa en la Figura 1.7

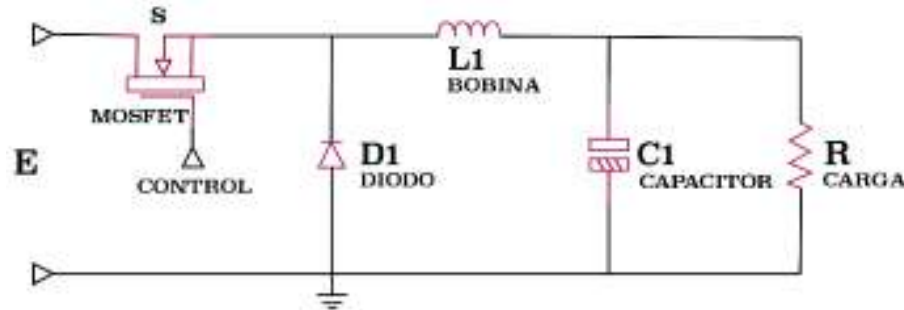


Figura 1.7 Topología convertidor reductor [12]

Para el análisis de convertidor reductor se supone lo siguiente:

- El circuito está funcionando en estado estable.
- La corriente del inductor es continua (siempre positiva)
- El condensador es muy grande, y la tensión de salida se mantiene constante a la tensión V_o .
- El periodo de conmutación es T , el interruptor está cerrado por tiempo DT y abierto por tiempo $(1 - D)T$
- Los componentes son ideales

La clave del análisis para determinar la tensión V_o es examinar primero la corriente y la tensión del inductor para el interruptor cerrado y luego para el interruptor abierto. [13]

La notación para el mosfet del reductor es "S", como se observa en la Figura 1.7. El cambio neto en la corriente del inductor durante un período debe ser cero para el funcionamiento en estado estacionario.

La tensión media del inductor es cero. Existen dos tipos de modo operativo para este circuito: modo de conducción continua y modo de conducción discontinua. Estos se describen a continuación.

1.4.4.1.1 Modo de Conducción Continua

Un convertidor reductor opera en modo continuo si la corriente a través del inductor (L) nunca cae a cero durante el ciclo de conmutación. Las dos configuraciones de circuito de un convertidor reductor necesarias para el análisis son “On-state”, cuando el interruptor está cerrado, y Off-state, cuando el interruptor está abierto como se aprecia en la Figura 1.8. [12]

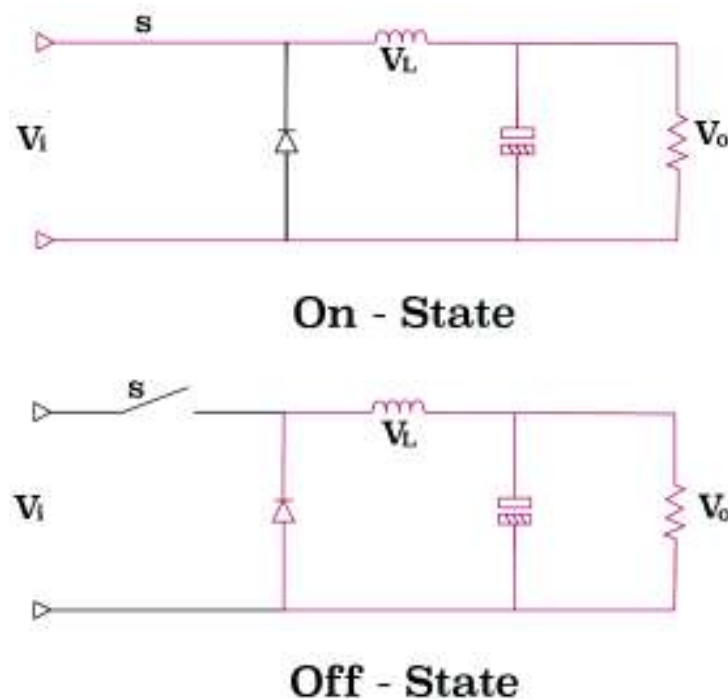


Figura 1.8 Convertidor Buck abierto y cerrado [12]

El siguiente análisis es tomado de [13].

Cuando el interruptor ilustrado arriba está cerrado (estado encendido, parte izquierda de la Figura 1.8), la tensión a través del inductor es $V_L = V_i - V_o$. La corriente a través del inductor se eleva linealmente.

Como el diodo está polarizado en sentido inverso por la fuente de voltaje E , ninguna corriente fluye a través de ella.

Cuando se abre el interruptor (estado desactivado, parte derecha de la Figura 1.8), el diodo está polarizado directamente. El voltaje a través del inductor es $V_L = -V_o$ (despreciando la caída del diodo). La corriente I_L disminuye. La energía almacenada en el inductor L es:

$$E = \frac{1}{2} L * I_L^2 \quad (1.4)$$

Donde:

E = Energía en el inductor.

L = Inductancia

I_L = Corriente en el inductor.

Por lo tanto, puede verse que la energía almacenada en L aumenta durante el tiempo de activación (a medida que I_L aumenta) y luego disminuye durante el estado de apagado, L se utiliza para transferir energía desde la entrada a la salida del convertidor. La tasa de cambio de I_L puede calcularse a partir de:

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt} \quad (1.5)$$

Con V_L igual a $V_i - V_o$ durante el "On-state" y a $-V_o$ durante el estado "Off-state". Por lo tanto, el aumento de la corriente durante el On-state es dado por:

$$\Delta I_{L_{on}} = \int_0^{t_{on}} \frac{V_L}{L} dt = \frac{V_i - V_o}{L} t_{on} \quad (1.6)$$

$$t_{on} = DT \quad (1.7)$$

De manera idéntica, la disminución de la corriente durante en el Off-state viene dada por:

$$\Delta I_{L_{off}} = \int_0^{t_{off}} \frac{V_L}{L} dt = -\frac{V_o}{L} t_{off} \quad (1.8)$$

$$t_{off} = T \quad (1.9)$$

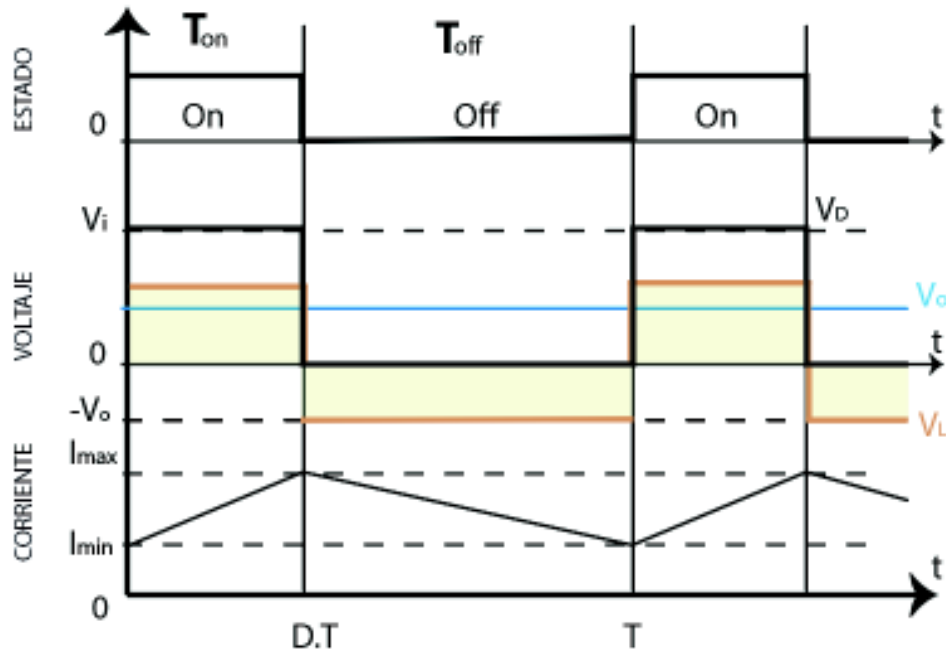


Figura 1.9 Formas de onda del convertidor reductor en conducción continua [13]

Se asume que el convertidor funciona en estado estacionario, la energía almacenada en cada componente al final de un ciclo de conmutación T es igual a la del comienzo del ciclo. Esto significa que la corriente I_L es la misma en $t = 0$ y en $t = T$ (como se puede observar en la Figura 1.9). Con lo que se tiene:

$$\frac{V_i - V_o}{L} t_{on} = -\frac{V_o}{L} t_{off} = 0 \quad (1.10)$$

Con la ayuda de la Figura 1.9 se obtiene D , denominado ciclo de trabajo con un valor entre 0 y 1.

$$(V_i - V_o) D T - V_o (1 - D) T = 0 \quad (1.11)$$

$$D = \frac{V_o}{V_i} \quad (1.12)$$

A partir de la Ecuación 1.12, puede verse que la tensión de salida del convertidor varía linealmente con el ciclo de trabajo para una tensión de entrada dada. Como el ciclo de trabajo D es igual a la relación entre t_{on} y el período T , no puede ser mayor que 1. Por lo tanto, $V_o < V_i$. Esta es la razón por la que este convertidor se conoce como conversor reductor.

1.4.4.1.2 Modo de Conducción Discontinua

Se denomina conducción discontinua cuando la corriente a través del inductor cae a cero durante parte del período de trabajo. La única diferencia en el principio descrito anteriormente es que el inductor está completamente descargado al final del ciclo de conmutación (Figura 1.10). Esto tiene algunos efectos sobre las ecuaciones descritas anteriormente. [12]

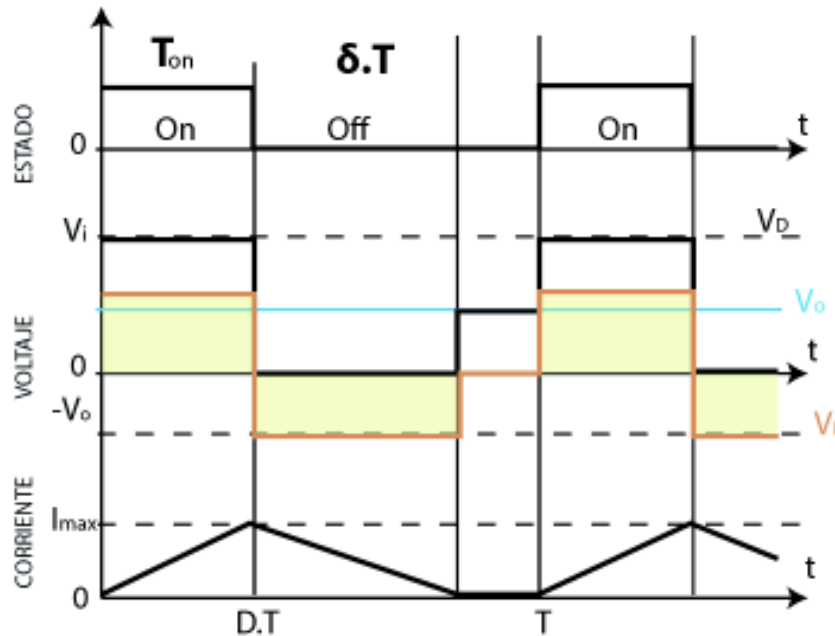


Figura 1.10 Formas de onda del convertidor reductor en conducción discontinua [13]

El siguiente análisis es tomado de [13].

Aún se considera que el convertidor funciona en estado estacionario. Por lo tanto, la energía en el inductor es la misma al principio y al final del ciclo (en el caso del modo discontinuo, es cero).

Esto significa que el valor medio de la tensión del inductor (V_L) es cero. Este se da por:

$$(V_i - V_o) DT - V_o \delta T = 0 \quad (1.13)$$

Y:

$$\delta = \frac{(V_i - V_o)}{V_o} D \quad (1.14)$$

La corriente de salida suministrada a la carga (I_o) es constante ya que se considera que el condensador de salida es suficientemente grande para mantener un voltaje constante a través de sus terminales durante un ciclo de conmutación. Esto implica que la corriente que fluye a través del condensador tiene un valor medio cero. Por lo tanto, se tiene:

$$I_L = I_o \quad (1.15)$$

Donde I_L es el valor medio de la corriente del inductor. Como puede verse en la Figura 1.10, la forma de onda de la corriente del inductor tiene una forma triangular. Por lo tanto, el valor medio de I_L se puede obtener mediante:

$$I_L = \left(\frac{1}{2} I_{Lmax} DT + \frac{1}{2} I_{Lmax} \delta T \right) \frac{1}{T} \quad (1.16)$$

$$I_L = \frac{I_{Lmax}(D + \delta)}{2} \quad (1.17)$$

La corriente del inductor es cero al principio y sube durante t_{on} hasta $I_{Lm\acute{a}x}$. Esto significa que $I_{Lm\acute{a}x}$ es igual a:

$$I_{Lmax} = \frac{(V_i - V_o)}{L} DT \quad (1.18)$$

Sustituyendo el valor de $I_{Lm\acute{a}x}$ en la Ecuación 1.17, se tiene:

$$I_o = \frac{(V_i - V_o)DT (D + \delta)}{2L} \quad (1.19)$$

Y sustituyendo de la Ecuación 1.19:

$$I_o = \frac{(V_i - V_o)DT (D + \frac{(V_i - V_o)}{V_o} D)}{2L} \quad (1.20)$$

$$V_o = V_i \frac{1}{\frac{2L I_o}{D^2 V_i T} + 1} \quad (1.21)$$

Se puede ver que la tensión de salida es ahora una función no sólo de la tensión de entrada (V_i) y del ciclo de trabajo D , sino también del valor del inductor (L), del periodo de conmutación (T) y de la corriente de salida (I_o).

1.4.4.2 Conversor DC/DC Reductor – Elevador (SEPIC)

El convertidor de energía tipo SEPIC convierte la energía DC a DC y es capaz de operar aumentando o reduciendo su voltaje de salida de acuerdo a los requerimientos de diseño. Si el ciclo de trabajo es superior al 50%, el voltaje de salida se incrementa, por lo tanto se comporta como un convertidor elevador. Si el ciclo de trabajo está por debajo del 50% el voltaje disminuirá y funcionará como convertidor reductor. Funciona como un convertidor reductor-elevador. [12]

Otra ventaja de este convertidor es que proporciona un voltaje de salida con la misma polaridad y referencia que el voltaje de entrada, a diferencia del convertidor Cúk. El convertidor SEPIC también tiene mínimos componentes activos y un controlador simple que proporciona un funcionamiento de bajo ruido [12]. Su esquema básico se muestra en la Figura 1.11

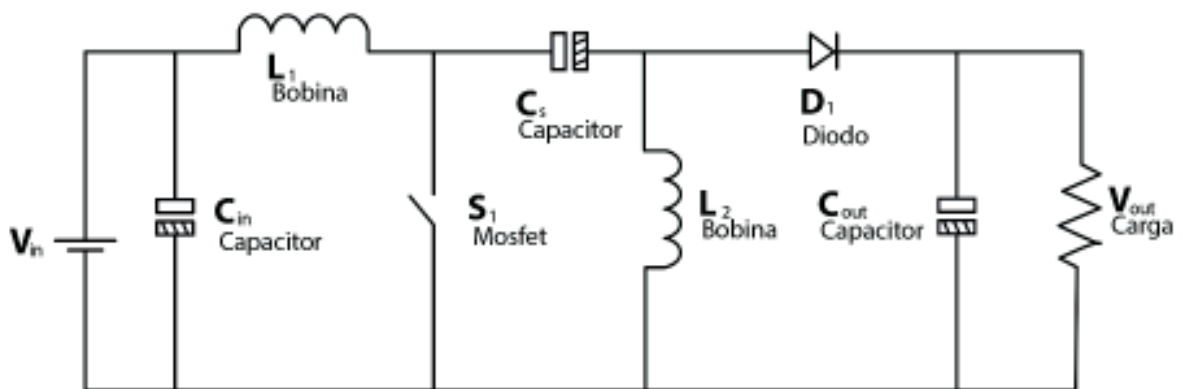


Figura 1.11 Topología del convertidor SEPIC [12]

1.4.4.2.1 Análisis de Funcionamiento

El voltaje de salida del SEPIC es controlado por el ciclo de trabajo del semiconductor de potencia, como se puede observar en la Figura 1.11. Cuando el interruptor está apagado, la tensión de salida cae a 0 V. Se dice que un SEPIC está en modo de conducción continua si la corriente a través del inductor L_1 nunca baja a cero. Durante una operación de estado estable de SEPIC, la tensión media a

través del condensador C_s (V_{C_s}) es igual a la tensión de entrada (V_{IN}). Debido a que el condensador C_s bloquea la corriente continua, la corriente media a través de ella (I_{C_s}) es cero, haciendo que el inductor L_2 sea la única fuente de corriente de carga. Por lo tanto, la corriente media a través del inductor L_2 es la misma que la corriente de carga media y, por tanto, es independiente de la tensión de entrada. [13]

El siguiente análisis es tomado de [13].

En cuanto a las tensiones promedio, puede escribirse lo siguiente:

$$V_{IN} = V_{L1} + V_{C_s} + V_{L2} \quad (1.22)$$

Debido a que el voltaje promedio de V_{C_s} es igual a V_{IN} :

$$V_{L1} = -V_{L2} \quad (1.23)$$

Como las tensiones son iguales en magnitud, las corrientes de los dos inductores serán iguales en magnitud. Las corrientes promedio se pueden sumar de la siguiente manera:

$$I_{D1} = I_{L1} - I_{L2} \quad (1.24)$$

Cuando se activa el conmutador S , la corriente I_{L1} aumenta y la corriente I_{L2} aumenta en dirección negativa. La energía para aumentar la corriente I_{L1} proviene de la fuente de entrada. Puesto que S es un circuito cerrado, y la tensión instantánea V_{C_s} es aproximadamente V_{IN} , la tensión V_{L2} es aproximadamente $-V_{IN}$. Por lo tanto, el condensador C_s suministra la energía para aumentar la magnitud de la corriente en I_{L2} y así aumentar la energía almacenada en L_2 . Esto se observa en la Figura 1.12.

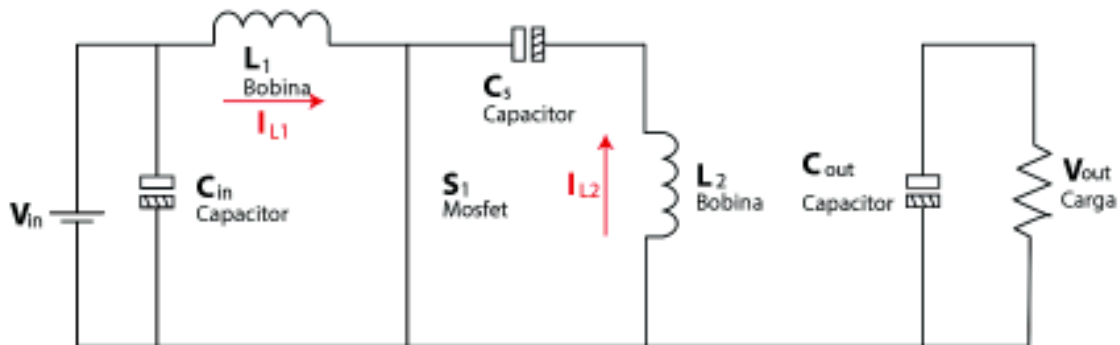


Figura 1.12 Convertidor SEPIC "On-State" [13]

Cuando el interruptor S está apagado, la corriente I_{CS} se convierte en la corriente I_{L1} , ya que los inductores no permitirán cambios instantáneos en la corriente. La corriente I_{L2} continuará en dirección negativa. Se puede ver en la Figura 1.13 la corriente I_{L2} negativa se sumará a la corriente I_{L1} para aumentar la corriente suministrada a la carga, es decir:

$$I_{D1} = I_{CS} - I_{L2} \quad (1.25)$$

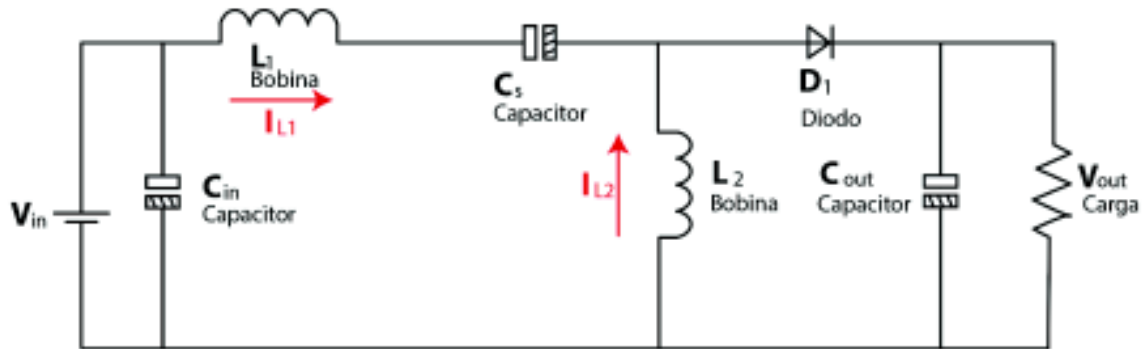


Figura 1.13 Convertidor SEPIC “Off-State” [13]

Así que mientras S está apagado, la potencia que se entrega a la carga es obtenida de L_1 y L_2 . El condensador de acoplamiento (C_s), es cargado por L_1 durante este ciclo de apagado, y recargará a L_2 durante el ciclo de encendido.

La capacidad de elevar y reducir el voltaje de salida del convertidor tipo SEPIC es posible debido al condensador C_s y al inductor L_2 . El inductor L_1 y el conmutador S crean un convertidor de impulso estándar, que genera una tensión V_s mayor que V_{IN} . Su magnitud está determinada por el ciclo de trabajo del conmutador S .

Considerando estos estados de encendido y apagado del convertidor estático SEPIC se obtienen las formas de onda mostradas en la Figura 1.14.

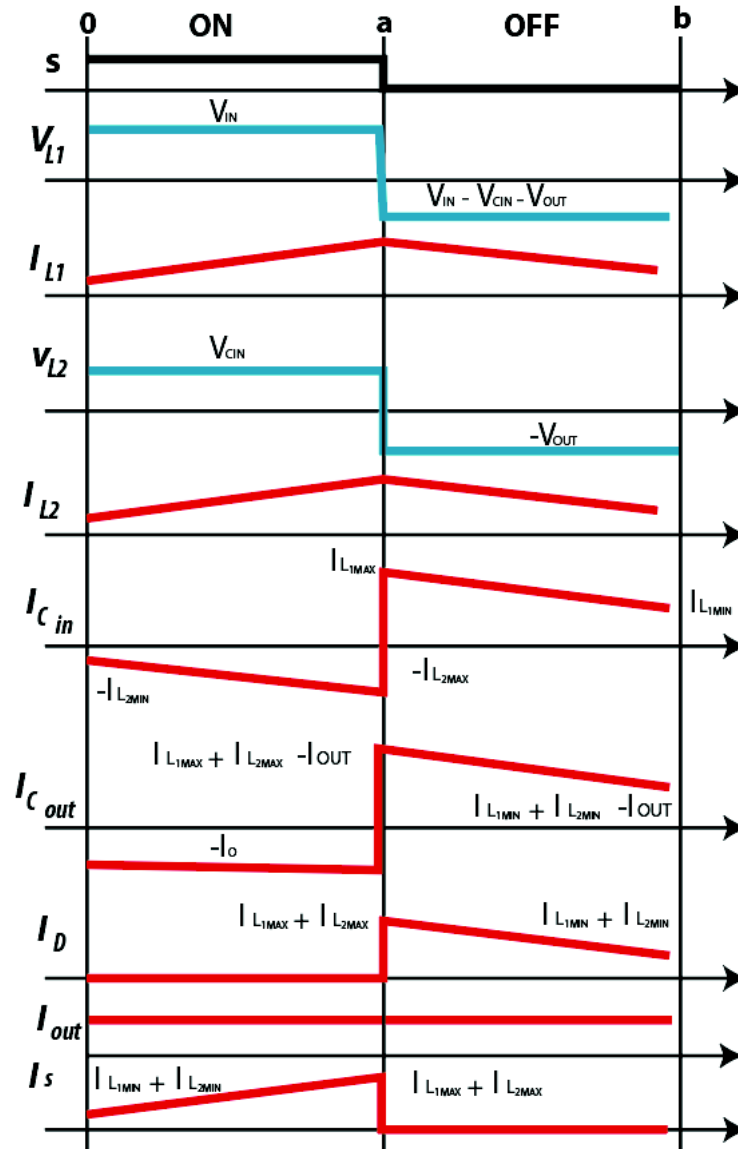


Figura 1.14 Formas de onda del convertidor SEPIC [13]

De las formas de onda se puede concluir que el voltaje medio en V_{L1} es cero, por lo cual:

$$V_{L1DC} = 0 \quad (1.26)$$

El inductor L_1 tiene dos niveles de voltaje dependiendo si S está abierto o cerrado, reemplazando en (1.26) se obtiene:

$$\frac{1}{T} \left[\int_0^a V_{IN} dt + \int_0^b (V_{IN} - V_{C_{IN}} - V_{C_{OUT}}) dt \right] = 0 \quad (1.27)$$

De la Figura 1.14 el tiempo de encendido es dado por $a = \delta \cdot T$ y el tiempo de apagado $b = (1 - \delta)T$; reemplazando en (1.27) se tiene:

$$V_{IN} \cdot \delta + (V_{IN} - V_{C_{IN}} - V_{OUT})(1 - \delta) = 0 \quad (1.28)$$

Despejando el voltaje $V_{C_{IN}}$ de (1.28) se obtiene (1.29):

$$V_{C_{IN}} = \frac{V_{IN}}{1 - \delta} - V_{OUT} \quad (1.29)$$

Al igual que el inductor L_1 , el inductor L_2 tiene dos niveles de voltaje de acuerdo al estado del interruptor S , por lo que reemplazando en (1.26) se tiene:

$$\frac{1}{T} \left[\int_0^a V_{C_{IN}} dt + \int_0^b (-V_{OUT}) dt \right] = 0 \quad (1.30)$$

Reemplazando el tiempo de encendido y el tiempo de apagado en (1.30) se tiene:

$$V_{C_{IN}} \cdot \delta + (-V_{C_{OUT}})(1 - \delta) = 0 \quad (1.31)$$

Reemplazando (1.29) en (1.31) y despejando el voltaje v_o se obtiene:

$$V_{OUT} = \frac{\delta}{1 - \delta} V_{IN} \quad (1.32)$$

La corriente en un inductor se puede obtener de la siguiente manera:

$$\Delta I = \frac{1}{L} \Delta v \cdot \Delta t \quad (1.33)$$

El inductor L_1 en el instante en el cual el interruptor S está encendido almacena energía de la fuente de voltaje V_{IN} , por lo que en ese instante la corriente de la bobina viene dado por:

$$\Delta I_{L1} = \frac{1}{L_1} V_{IN} \cdot a = \frac{V_{IN} \cdot \delta \cdot T}{L_1} = \frac{\delta \cdot V_{IN}}{f \cdot L_1} \quad (1.34)$$

El inductor L_2 en el instante en el que el interruptor Q_1 está encendido almacena energía del capacitor C_{IN} , por lo que en este instante la corriente de la bobina viene dado por:

$$\Delta I_{L2} = \frac{1}{L_2} V_{C_{IN}} \cdot a = \frac{V_{C_{IN}} \cdot \delta}{f \cdot L_2} \quad (1.35)$$

Sustituyendo (1.34) en (1.35) se obtiene:

$$\Delta I_{L2} = \frac{\delta \cdot V_{IN}}{f \cdot L_2} \quad (1.36)$$

El voltaje de un capacitor se obtiene por:

$$\Delta V_C = \frac{1}{C} \int I_C dt \quad (1.37)$$

Cuando el interruptor S está apagado la corriente que circula por el capacitor C_{IN} es la de fuente V_{IN} por lo que se tiene:

$$\Delta V_{C_{IN}} = \frac{1}{C_{IN}} \int_0^b I_{IN} dt \quad (1.38)$$

Resolviendo la integral se obtiene:

$$\Delta V_{C_{IN}} = \frac{1}{C_{IN}} \cdot \frac{I_{IN}(1 - \delta)}{f} \quad (1.39)$$

Cuando el interruptor S está encendido la corriente que circula por el capacitor C_{OUT} es la corriente de la carga L :

$$I_{C_{OUT}} = I_o \quad (1.40)$$

Reemplazando (1.40) en (1.37) se obtiene:

$$\Delta V_{C_{OUT}} = \frac{1}{C_{OUT}} \int_0^a I_o dt \quad (1.41)$$

Resolviendo la integral de (1.41):

$$\Delta V_{C_{OUT}} = \frac{1}{C_{OUT}} \cdot \frac{I_o \cdot \delta}{f} \quad (1.42)$$

CAPÍTULO 2

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA DE EMULACIÓN DE GENERACIÓN EÓLICA

En el presente capítulo se realizará la estimación de la curva de producción a simular, adicionalmente se realizará un análisis de las características del sistema a controlar que servirán de referente para el diseño de los convertidores DC/DC y el tipo de control empleado en los mismos, así como también el diseño de fuentes, sensores y acoplamientos entre el sistema de potencia y el sistema de control.

También se realizará una explicación del diseño y elaboración de la interfaz HMI tanto para control como para visualización del sistema.

2.1 DESCRIPCIÓN GENERAL DEL SISTEMA PLANTEADO

El sistema consta de un variador de frecuencia el cual deberá recibir un set point de velocidad (velocidad del viento), y enviará la velocidad real medida que se adquiere por un encoder además enviará el porcentaje de torque entregado a la máquina de inducción AC. Todos estos datos se enviarán y recibirán a través de un protocolo de comunicación MODBUS TCP/IP mediante un HMI instalado en un computador personal. El variador de frecuencia conjuntamente con la máquina de inducción AC y el computador personal conforman el sistema encargado de simular el perfil de viento.

Con el fin de emular la curva de producción de un aerogenerador se incorpora al sistema un generador de corriente continua acoplado mecánicamente a la máquina de inducción AC. Al devanado de campo del generador DC se le realiza un control por debilitamiento de campo, para así poder manipular el voltaje generado y lograr emular la curva de producción, el devanado de campo es alimentando desde la red eléctrica con la ayuda de un circuito rectificador, el cual estará regulado mediante un convertidor DC/DC tipo reductor controlado por una señal PWM enviada desde

un microcontrolador, además el microcontrolador sensorá voltaje y corriente del convertidor DC/DC reductor. Todo este proceso proporciona en los bornes del devanado de armadura la curva de producción característica de un aerogenerador como se muestra en la Figura 1.2.

Para finalizar y entregar a la carga un bus DC constante de 48V se incorporará al sistema un convertidor DC/DC reductor – elevador el mismo que será controlado con una señal PWM enviada desde el microcontrolador el cual se encargará de sensor voltaje y corriente del convertidor DC/DC reductor – elevador. Cabe resaltar que las señales enviadas y recibidas por el microcontrolador desde los convertidores DC/DC no deben ser conectadas de forma directa por lo cual se requiere utilizar circuitos de acoplamiento entre etapas de control y de potencia. El microcontrolador se encargará de enviar todas las señales sensadas al HMI presente en el computador así como de recibir información del mismo todo esto de una manera ininterrumpida (en línea) mediante la herramienta computacional “MATLAB”. Toda la descripción del sistema se muestra en la Figura 2.1.

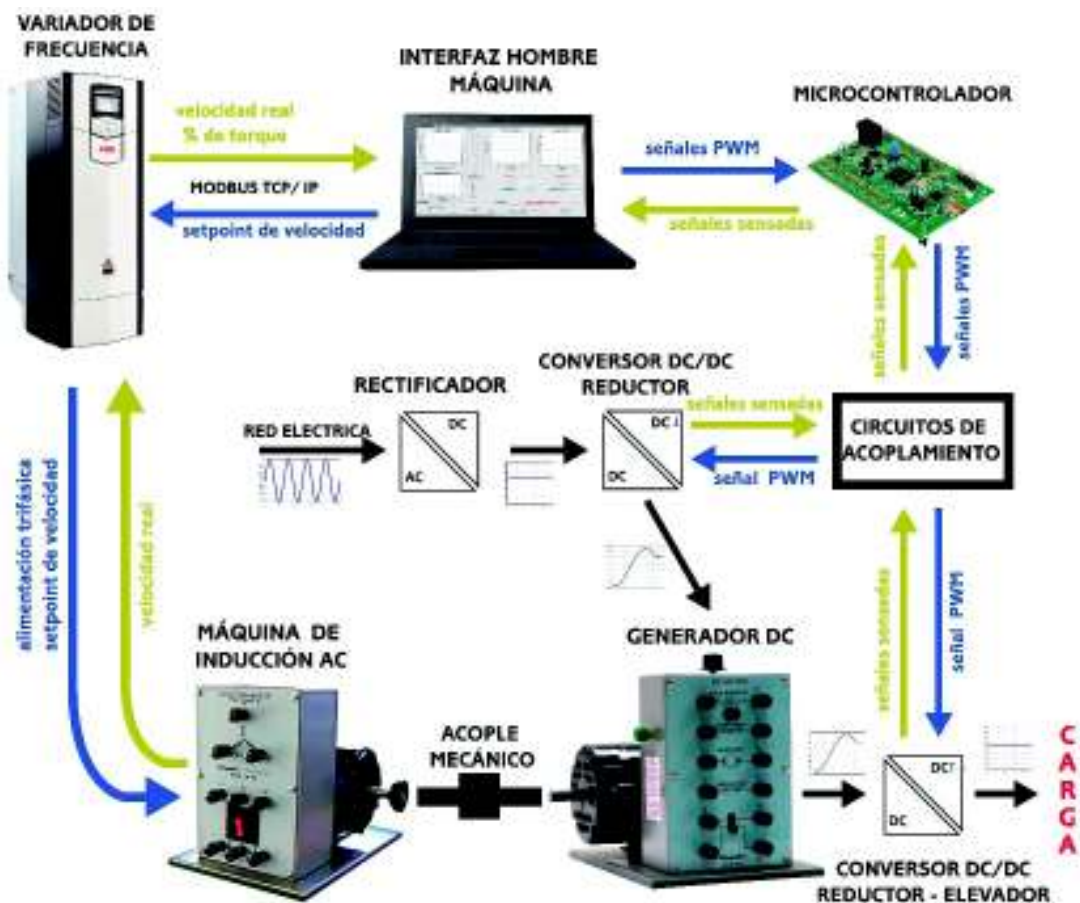


Figura 2.1 Descripción General del sistema planteado

2.2 ESTIMACIÓN DE LA CURVA DE PRODUCCIÓN DEL AEROGENERADOR

El primer paso para la adquisición de la curva de producción es obtener la curva de potencia del generador DC el cual actúa como curva de potencia del aerogenerador para ello se requiere tomar valores de potencia a carga máxima en función de la velocidad de rotación, dichos datos se muestran en la Tabla 2.1.

Tabla 2.1. Valores de potencia generada en función de la velocidad de rotación

Velocidad (RPM)	P_G (W)	Velocidad (RPM)	P_G (W)	Velocidad (RPM)	P_G (W)
0	0	832	54.24	1735	113.064
74.73	3.756	890	58.08	1788	116.4
170	10.14	1003	65.532	1850	120.36
225	14.028	1053	68.604	1921	125.16
363.8	23.616	1109	72.036	2010	131.04
483	31.596	1150	74.676	2072	135
520.2	34.14	1218	79.308	2142	139.8
555.8	36.384	1263	81.876	2204	143.52
606.2	39.708	1322	86.184	2258	147.48
629.7	40.944	1397	91.104	2316	150.12
650.3	42.468	1453	94.644	2369	150.48
716.9	47.016	1536	99.876	2472	150.36
753.1	49.044	1584	103.2	2598	150.24
788.3	51.348	1680	109.68	2650	150.36

Como se puede observar en la Figura 2.2 el generador DC presenta un comportamiento linealmente creciente hasta llegar a un punto de saturación en el cual no puede entregar una potencia mayor a 150W. Cabe resaltar que la máquina de inducción AC acoplada mecánicamente al generador DC logra vencer la inercia a una velocidad de 500RPM y que su velocidad máxima será de 2300RPM por motivos de carácter mecánico propios de la máquina de inducción AC, por lo cual el rango de velocidades a estudiar se limita a estos valores.

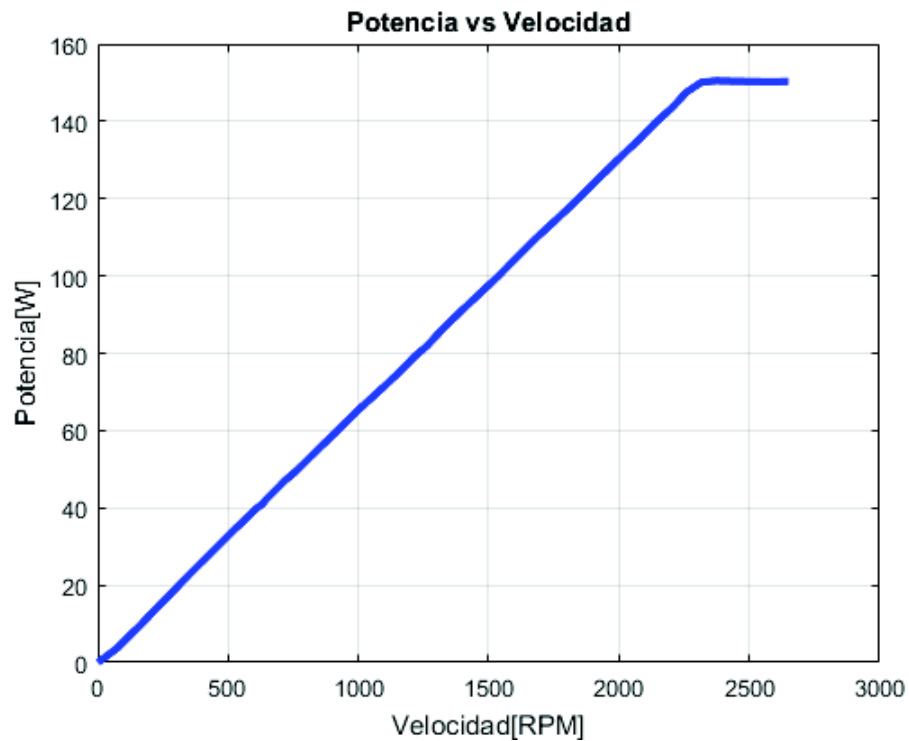


Figura 2.2 Curva de potencia del generador DC

Con la ayuda de la herramienta informática Excel se realiza una distribución de Weibull ingresando el rango de valores de velocidad a la cual posteriormente se la superpone con la curva de potencia del generador DC para obtener así la curva de producción del generador DC (aerogenerador), parte de estos valores se muestran en la Tabla 2.2 y la curva de producción en la Figura 2.3.

Tabla 2.2. Distribución de Weibull y curva de producción del generador DC

Velocidad (RPM)	Distribución De Weibull	Curva de Producción (W/t)
500	3.50566E-05	6.59054004
583.333333	5.24438E-05	9.85927929
666.666667	7.63052E-05	14.3451667
750	0.000107982	20.3002925
833.333333	0.000148622	27.9405696
916.666667	0.000198954	37.4028313
1000	0.000259035	48.6978701
1083.33333	0.00032802	61.6668436
1166.66667	0.000403997	75.9503425
1250	0.000483941	90.979599
1333.33333	0.000563824	105.997242
1416.66667	0.000638896	120.11061

1500	0.000704131	132.374535
1583.33333	0.000754766	141.89392
1688	0.000791774	148.851222
1750	0.000797885	150
1771.33333	0.000797159	149.863529
1864.19048	0.000777346	146.138728
1957.04762	0.000732327	137.675279
2049.90476	0.000666525	125.304849
2142.7619	0.000586071	110.179567
2235.61905	0.000497857	93.5956189
2300	0.000435704	81.911164

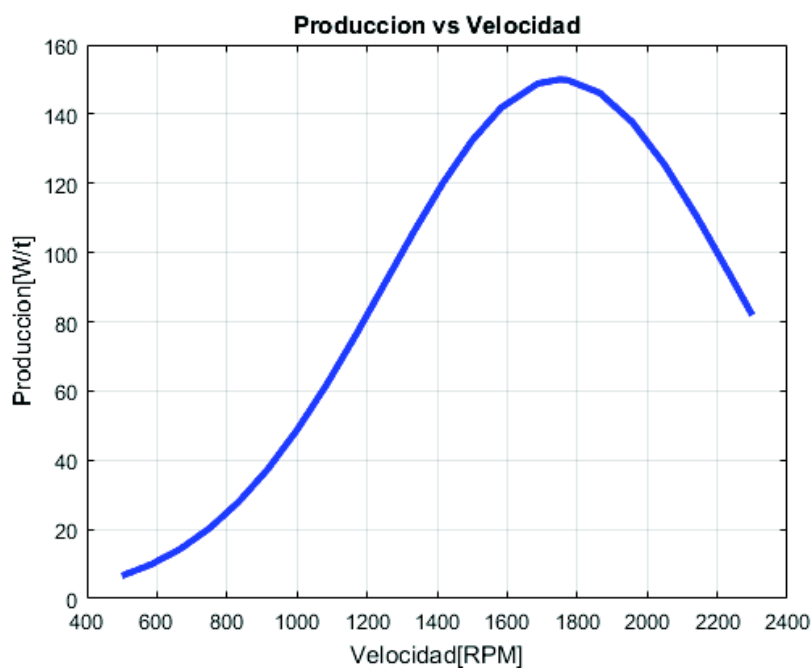


Figura 2.3 Curva de producción del generador DC

Debido a criterio personal la potencia generada para velocidades comprendidas entre 500RPM y 800RPM será de 24W además que la potencia generada para velocidades mayores a 2050RPM será de 126W. Los valores de la curva de producción deben ser transformados a voltaje generado en función de la velocidad ya que servirá de set point debido a que la carga presente al final del sistema es variable, esta curva de voltaje generado presenta el comportamiento mostrado en la Figura 2.4 la misma que servirá de referente para la prueba de generación de la curva de producción presente en el literal 3.3.

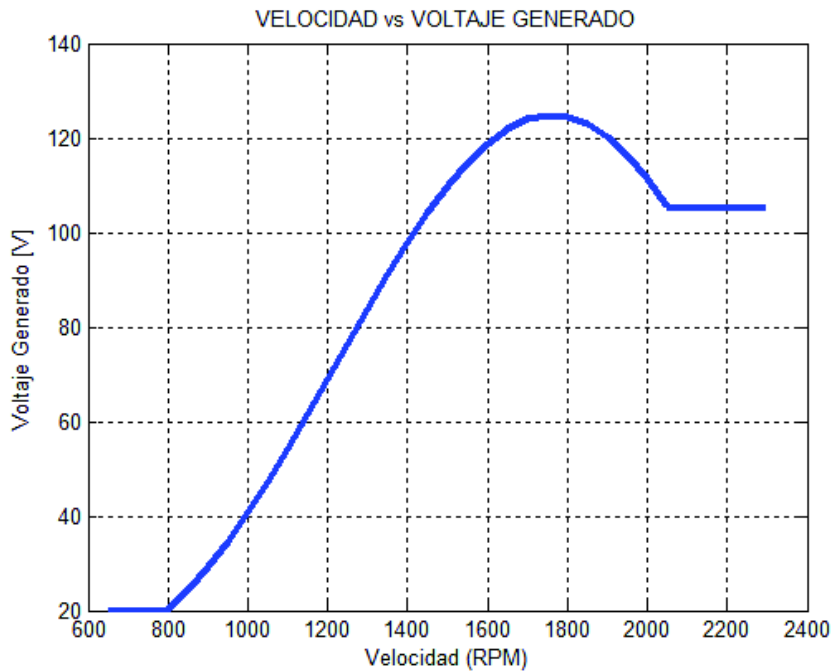


Figura 2.4 Set Point de voltaje generado en función de la velocidad

2.3 SELECCIÓN DEL MICROCONTROLADOR

El microcontrolador, como se explicó en el literal 2.1, es el encargado de enviar las señales PWM las cuales controlaran a los interruptores de potencia, así como también la adquisición de datos ya sean de voltajes o corrientes debidamente acondicionadas y enviadas al microcontrolador.

Para la selección del microcontrolador se deben tener en cuenta los requerimientos del sistema los cuales serán:

- Envío de 2 señales PWM con una frecuencia de conmutación de 40KHz
- Recepción de 4 señales análogas correspondientes al sensado de voltajes y corriente
- Capacidad de monitoreo en línea con Matlab
- Recepción de 2 señales digitales provenientes de un encoder

Por tanto, el microcontrolador escogido es el STM32F407G, el cual presenta las características mostradas en el Anexo D1, dicho microcontrolador requiere una fuente de alimentación de 3 a 5V cuya selección será tratada en el literal 2.4.

2.4 SELECCIÓN DE LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN LINEAL AISLADA DE 5V

Con la finalidad de suministrar el voltaje necesario al microcontrolador se debe seleccionar una fuente lineal de voltaje la cual entregue un voltaje de 5V con un voltaje de entrada de 12V, además que ambos voltajes se encuentren aislados uno del otro para evitar interferencias o ruido electromagnético que puedan perjudicar el funcionamiento del microcontrolador. Por tanto se escogió el integrado EC4SAW-24S05N. El cual presenta un voltaje de salida de 5V a 1.2A y soporta un voltaje de entrada de 9V a 36V de acuerdo al Anexo D2.

2.5 MODELACIÓN DEL GENERADOR DC/DC

Para realizar un control efectivo sobre el generador es necesario tener en cuenta su comportamiento. Es por ello que se realizó un modelo matemático del mismo. En la Figura 2.5 se tiene el generador con excitación independiente.

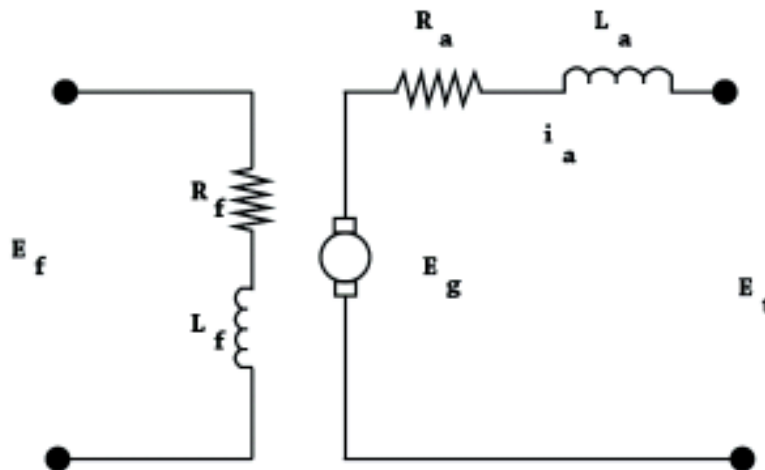


Figura 2.5 Circuito generador con excitación independiente [11]

La corriente de campo I_f produce un flujo magnético Φ . De la Ley de Faraday se tiene “Cuando un conductor se coloca en un campo magnético variable, se induce una FEM (fuerza electromotriz) en el conductor”. [6]

Con lo que se tiene:

$$E_g = K_g * \Phi * n \quad (\text{voltios}) \quad (2.1)$$

Donde E_g es el voltaje generado por la máquina. La constante de proporcionalidad K_g es propia del generador y n es la velocidad de giro del generador

El flujo en un circuito magnético es una función no lineal de la fuerza magnetomotriz que excita el circuito. La fuerza magnetomotriz es proporcional a la corriente de campo (I_f).

Tomando en cuenta que para una velocidad angular constante (n), para una corriente de campo (I_f) variable, y estando sin carga en los terminales del generador (E_t), la corriente de armadura es cero. Por lo tanto el voltaje generado es igual al voltaje de armadura como se ve en la Ecuación (2.2)

$$E_g = E \quad (2.2)$$

El torque total desarrollado por el rotor es dado por:

$$T_d = K_t * \Phi * i_a \quad (2.3)$$

Donde:

K_t = constante de torque del generador

i_a = corriente de armadura

Φ = flujo en el circuito magnético

La Figura 2.6 muestra el generador con una resistencia de armadura (R_a), la inductancia de armadura (L_a), y la corriente de armadura (i_a).

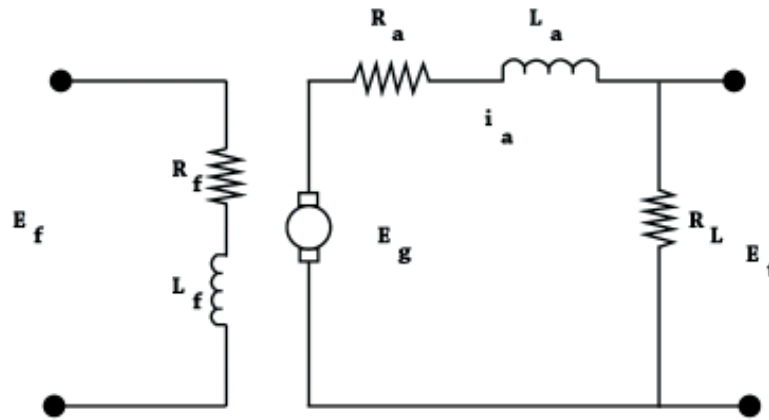


Figura 2.6 Generador con excitación independiente y carga [11]

Se desea una relación entre la tensión generada (e_g) y la tensión en terminales (e_t). Las direcciones de e_g , e_t e i_a se asumen positivas como se muestra en la Figura 2.6, de donde se obtiene:

$$e_g + i_a R_a + L_a \frac{di_a}{dt} = e_t \quad (2.4)$$

Sustituyendo e_g de la Ecuación (2.1) en la Ecuación (2.3), y despejando n se tiene:

$$n = \frac{(e_t - i_a R_a - L_a \frac{di_a}{dt})}{K_g * \Phi} \quad (2.5)$$

Si la Ecuación (2.1) es resuelta para estado estable del generador en términos de corriente (I_a) y se sustituye en la Ecuación (2.5), se obtiene la ecuación de velocidad en estado estacionario:

$$n = \frac{E_t}{K_g * \Phi} - \frac{R_a * T_d}{K_g * K_t * \Phi^2} \quad (2.6)$$

Se debe tener en cuenta que para el estado estacionario o estable $\frac{di_a}{dt} = 0$.

El circuito de campo es altamente inductivo, y el voltaje de campo e_f se describe por:

$$e_f = i_f * R_f + L_f * \frac{di_f}{dt} \quad (2.7)$$

Donde:

L_f = inductancia del circuito de campo

Dado que el campo contiene un núcleo de hierro, L_f no es constante para todos los valores de i_f . La Figura 2.7 es un gráfico del flujo de campo (Φ) como una función de i_f .

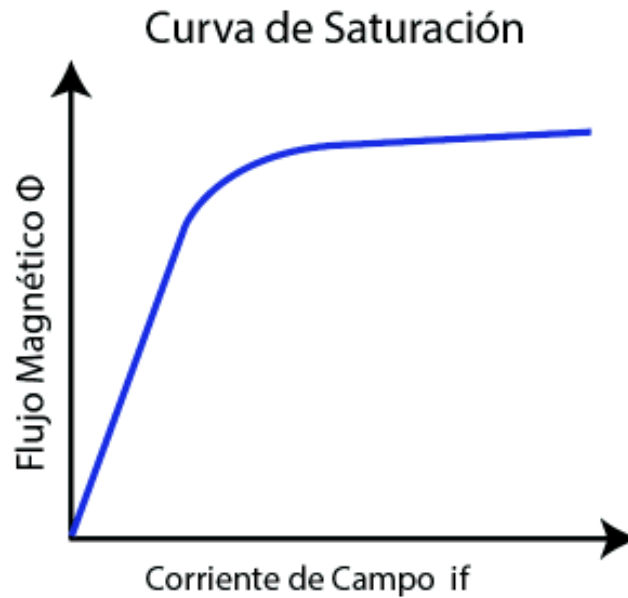


Figura 2.7 Flujo magnético vs corriente de campo

La inductancia (L_f) viene dada por:

$$L_f = N_f * \frac{di_\Phi}{di_f} \quad (2.8)$$

Donde:

N_f = número de vueltas en el campo

El circuito de armadura puede representarse como se muestra en la Figura 2.6 por un generador de voltaje equivalente (e_g) la resistencia de la armadura (R_a) y la inductancia de armadura (L_a). La ecuación de voltaje generado es:

$$e_g + L_a \frac{di_a}{dt} + R_a * i_a = e_t \quad (2.9)$$

La inductancia de la armadura no es constante, es una función de i_a de igual manera que L_f está en función de i_f .

Aunque el generador es un dispositivo no lineal cuando opera en todo su rango, puede considerarse lineal para una pequeña variación del flujo de campo.

La función de transferencia es la relación entre la variable de salida respecto a su variable de entrada, en este caso el voltaje generado de acuerdo a un voltaje de campo. Se debe tener en cuenta que el sistema es no lineal en todo su rango de operación, pero se realiza la consideración de que es lineal para un instante t , donde el flujo de campo varía de forma infinitesimal, en la cual la función de transferencia es un modelo lineal de la máquina alrededor de algún punto de funcionamiento.

La variable de excitación o de entrada se define como el voltaje de campo $E_f(s)$ y la variable de respuesta o de salida se define como el voltaje del terminal de la armadura $E_t(s)$ donde la función de transferencia se define como:

$$G(s) = \frac{E_t(s)}{E_f(s)} \quad (2.10)$$

De la Ecuación (2.7) se tiene:

$$(L_f * S + R_f) * I_f(s) = E_f(s) \quad (2.11)$$

Y del voltaje generado se tiene:

$$E_g(s) = K_{g1} * w * I_f(s) \quad (2.12)$$

Donde:

K_{g1} = Constante de la máquina

w = velocidad angular

De la Figura 2.6 se obtiene:

$$I_a(s) = \frac{E_g(s)}{R_a + R_L + L_a * s} \quad (2.13)$$

$$E_t(s) = I_a(s) * R_L \quad (2.14)$$

Combinando las Ecuaciones (2.13) y (2.14):

$$E_t(s) = \frac{R_L * E_g(s)}{R_a + R_L + L_a * s} \quad (2.15)$$

Sustituyendo I_f de la Ecuación (2.11) en la Ecuación (2.12) y $E_g(s)$ de la Ecuación (2.12) en la Ecuación (2.15) se obtiene:

$$G(s) = \frac{E_t(s)}{E_f(s)} = \frac{K_{g1} * R_L * w}{(R_f + L_f * s) * (R_a + R_L + L_a * s)} \quad (2.16)$$

Reescribiendo la Ecuación (2.16) se tiene:

$$G(s) = C_1 * \frac{1}{(1 + \tau_f * s) * (1 + \tau_a * s)} \quad (2.17)$$

Donde:

$$C_1 = \frac{K_{g1} * R_L * w}{R_f(R_a + R_L)} \quad (\text{adimensional}) \quad (2.18)$$

$$\tau_f = \frac{L_f}{R_f} \quad (2.19)$$

$$\tau_a = \frac{L_a}{R_a} \quad (2.20)$$

Para poder tener un valor real de la función de transferencia encontrada es necesario conocer los valores de los parámetros constructivos del generador, para lo cual se efectuaron las pruebas mostradas en el literal 2.6 de tal manera que se pueda comprobar el modelo del mismo.

2.6 DETERMINACIÓN DE LOS PARÁMETROS DEL GENERADOR

2.6.1 DETERMINACIÓN DE R_A

Para determinar el valor de R_a se usa la ley de Ohm.

$$R_a = \frac{V_a}{i_a} \quad (2.21)$$

Para minimizar el error se realizó varias mediciones y se obtuvo un valor promedio de R_a como se puede observar en la Tabla 2.3.

Tabla 2.3. Prueba para determinación de R_a

V_a (V)	I_a (A)	R_a (Ω)
4,45	1,06	4,198
5,97	1,4	4,264
6,97	1,59	4,384
8,22	1,86	4,419
9,03	2,01	4,493
10,2	2,28	4,474
11,6	2,63	4,411

Siendo el valor promediado de $R_a = 4.377 \Omega$

2.6.2 DETERMINACIÓN DE L_A

Para la determinación de la inductancia de armadura se realizó una medición directa con el medidor LCR como se muestra en la Figura 2.8.

**Figura 2.8** Valor de la inductancia L_a

2.6.3 DETERMINACIÓN DE R_f

Para la determinación de la Resistencia de campo, y puesto que su valor teórico es mucho mayor que el de armadura, se procedió a realizar una medición directa, obteniendo el valor $R_f = 241.1 \Omega$

2.6.4 DETERMINACIÓN DE L_f

Para la determinación de la inductancia de campo se realizó una medición directa con el medidor LCR como se muestra en la Figura 2.9.



Figura 2.9 Valor de la inductancia L_f

2.6.5 DETERMINACIÓN DE K_g

Para determinar el valor de K_g se partió de:

$$K_g = \frac{E_g}{i_f * w} \quad (2.22)$$

Y además se sabe que:

$$E_g = V_a + R_a * i_a \quad (2.23)$$

Con lo cual se efectuaron una serie de medidas para minimizar el error como se puede observar en la Tabla 2.4

Tabla 2.4. Prueba para determinación de K

R_a (Ω)	V_a (V)	i_a (A)	E_g (V)	i_f (A)	W (rad/seg)	K_g
4,37746707	13,6	0,14	14,2128454	0,01	17093,2444	0,0831489
4,37746707	43,3	0,45	45,2698602	0,1	17093,2444	0,0264840
4,37746707	46,8	0,49	48,9449589	0,11	17093,2444	0,026031
4,37746707	49,6	0,52	51,8762829	0,12	17093,2444	0,0252908
4,37746707	54,1	0,57	56,5951562	0,13	17093,2444	0,0254689
4,37746707	58,8	0,62	61,5140296	0,15	17093,2444	0,0239915
4,37746707	63,5	0,66	66,3891283	0,16	17093,2444	0,0242746
4,37746707	67,9	0,71	71,0080016	0,17	17093,2444	0,0244362
4,37746707	72,2	0,75	75,4831003	0,19	17093,2444	0,0232419
4,37746707	75,8	0,79	79,258199	0,2	17093,2444	0,0231840
4,37746707	79,2	0,83	82,8332977	0,21	17093,2444	0,0230760
4,37746707	81,8	0,86	85,5646217	0,22	17093,2444	0,0227534

4,37746707	84,1	0,88	87,952171	0,24	17093,2444	0,0214393
4,37746707	89,5	0,94	93,614819	0,26	17093,2444	0,0210642
4,37746707	92,6	0,97	96,8461431	0,28	17093,2444	0,0202348
4,37746707	95,8	1	100,177467	0,3	17093,2444	0,0195354
4,37746707	99,1	1,04	103,652566	0,32	17093,2444	0,0189498
4,37746707	102,2	1,07	106,88389	0,35	17093,2444	0,0178656
4,37746707	105,6	1,11	110,458988	0,37	17093,2444	0,0174652
4,37746707	108,8	1,14	113,790312	0,4	17093,2444	0,0166425
4,37746707	112,1	1,17	117,221636	0,43	17093,2444	0,0159483
4,37746707	114,8	1,2	120,05296	0,46	17093,2444	0,0152682
4,37746707	118,7	1,24	124,128059	0,51	17093,2444	0,0142388

De igual manera se tomó un promedio de $K_g = 0,02391454$

2.6.6 DETERMINACIÓN DE R_L

La carga conectada al generador para la realización de pruebas fue un foco incandescente. Para determinar su resistencia se empleó la medición directa por medio del multímetro, siendo su valor $R_L = 89.6 \Omega$

2.6.7 MODELO MATEMÁTICO DEL GENERADOR

Tomando la Ecuación 2.16 de la función de transferencia y reemplazando con los parámetros propios del generador se tiene:

$$G(s) = \frac{1.557}{0.0002316 s^2 + 0.0342 s + 1}$$

La respuesta en frecuencia de la planta se muestra en la Figura. 2.10 en la cual se puede observar que una señal de salida presentará una amplificación para $w < 40\text{rad/s}$ y para $w > 40\text{rad/s}$ una señal de salida se atenuará ante una señal de entrada; además se puede observar que el mayor desfase de una señal de salida con respecto a una señal de entrada será aproximadamente de -180° y que una señal de salida no presentara resonancia en todo el rango de frecuencia.

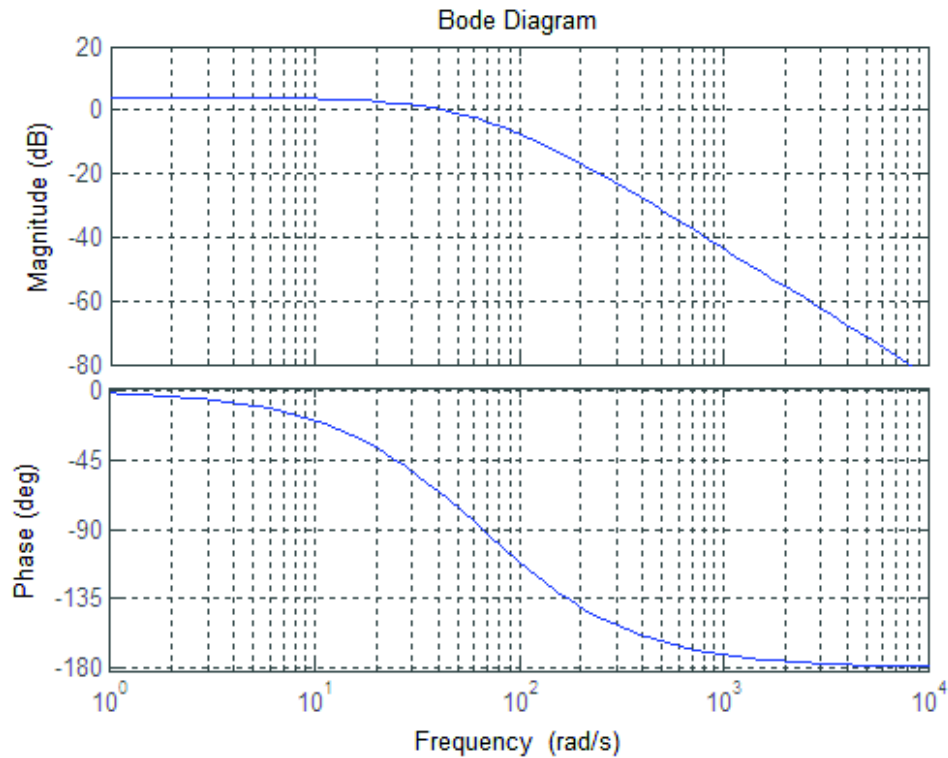


Figura 2.10 Diagrama de bode del generador

2.7 DISEÑO Y MODELACIÓN DE LOS CONVERTIDORES DC/DC

2.7.1 DISEÑO DEL CONVERTIDOR DC/DC REDUCTOR

Para realizar el diseño de este convertidor DC/DC se tiene que analizar la planta a controlar tomando en cuenta sus requerimientos mínimos y máximos que vendrán dados por sus características eléctricas y mecánicas.

La planta a controlar será un motor de corriente continua acoplado mecánicamente a un motor de corriente alterna el cual a su vez será alimentado directamente de la red y controlado con un variador de frecuencia, con el fin de simular la fuerza del viento, que será transmitido mecánicamente al eje del generador de corriente continua obteniendo un voltaje DC en sus terminales con la ayuda de una fuente externa que alimente su campo de una manera controlada para entregar el máximo potencial en un punto específico de velocidad.

El convertidor DC/DC controlara el voltaje entregado por la fuente externa al devanado de campo del motor de corriente continua. Mediante este análisis se debe tomar en cuenta el voltaje y corriente máximas soportadas por el devanado de

campo con el fin de diseñar el convertidor DC/DC, para ello se toman los datos de placa del motor de corriente continua donde se observa que el voltaje máximo de alimentación a la bobina de campo (V_{campo}) es de 127VDC y la corriente máxima es de 0.5A.

Debido a que el convertidor esta alimentado desde la red, primero se tiene una etapa de rectificación de voltaje, para que en una segunda etapa se realice la conversión de voltaje DC, como se aprecia en la Figura 2.11.

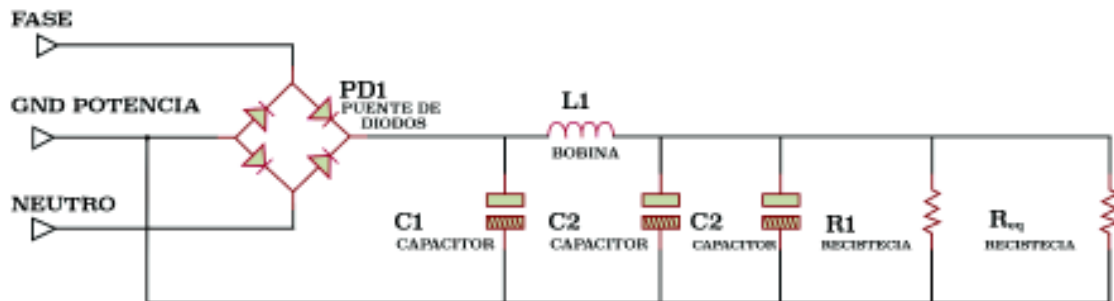


Figura 2.11 Fuente de alimentación DC externa de 170V

Ya que el motor de corriente continua presenta en sus características un voltaje máximo de 127V el convertidor DC/DC a realizar será un convertidor reductor.

Debido a que el voltaje de entrada es de 169.7V el cual se debe reducir para alcanzar un voltaje máximo de 127VDC; el convertidor reductor presenta la disposición representada en la Figura 1.7.

Para el diseño de este circuito se tiene como datos los mostrados en la Tabla 2.5.

Tabla 2.5. Datos de diseño del convertidor DC/DC tipo Buck

E	169.7V
V_o	127V
I_{carga}	0.5A
$f_{\text{conmutación}}$	40KHz

Se debe aclarar que I_{carga} es la corriente máxima soportada por el bobinado de campo del motor de corriente continua, $f_{\text{conmutación}}$ es la frecuencia de la señal

PWM generada con el microcontrolador para controlar el mosfet presente en el convertidor DC/DC reductor y además que ΔV_o es el rizado de voltaje.

$$L = \frac{(1 - D) * V_o}{2 * f_{conmu.} * I_{carga}} \quad (2.24)$$

$$C = \frac{(1 - D) * V_o}{8 * L * (f_{conmu.})^2 * \Delta V_o} \quad (2.25)$$

$$I_{max} = I_{carga} + \frac{(E - V_o) * D}{2 * L * f_{conmu.}} \quad (2.26)$$

Para el cálculo de la bobina y el capacitor presentes en el convertidor DC/DC se utilizarán las Ecuaciones (2.24) y (2.25) respectivamente, además de los datos de la Tabla 2.5; utilizando la Ecuación (1.12) se obtiene el valor del ciclo de trabajo tomando en cuenta que la ecuación asume como ideal al mosfet y no toma en cuenta la caída de tensión en el diodo presente en el convertidor DC/DC.

$$D = \frac{127V}{169.7V} = 0.748$$

$$L = \frac{(1 - 0.748) * 127V}{2 * 40kHz * 0.5A} = 798.89\mu H$$

Tomando en cuenta un factor de seguridad del 25% se tiene que $L = 998.61\mu H$ y aproximándolo a un valor comercial se tendría que $L=1mH$ por lo cual la bobina tomada será la enumerada como 1410516C de marca muRata Ps la cual soporta 1.6A a una frecuencia máxima de 1.4Mhz de acuerdo al Anexo D6.

Con el uso de la ecuación antes mencionada se tiene que el valor del capacitor sería:

$$C = \frac{(1 - 0.748) * 127V}{8 * 1mH * (40kHz)^2 * 15mV} = 166.68\mu F$$

Sumándole un factor de seguridad del 25% se tiene que $C = 208.36\mu\text{F}$ y aproximándolo a un valor comercial se tiene que $C = 220\mu\text{F}$, tomando en cuenta que debe ser un capacitor que soporte un voltaje mínimo de 169.7V.

Para la selección del diodo y del interruptor de potencia se tomará en cuenta el voltaje de alimentación de 169.7V y la corriente pico producida en un caso crítico la cual se puede calcular con la Ecuación (2.26).

$$I_{max} = 0.5A + \frac{(169.7 - 127)V * 0.748}{2 * 1mH * 40KHz} = 899.24mA$$

En el caso del diodo se selecciona el ETX1506 de rápida respuesta, el cual soporta 15A y 600V de acuerdo al Anexo D7; el mosfet seleccionado es STF18N60M2, el cual soporta 13A y 650V de acuerdo al Anexo D8; ambos presentan un sobredimensionamiento debido a ser los elementos encontrados en el mercado local.

El circuito final implementado de la fuente y del convertidor DC/DC reductor se lo aprecia en el Anexo B1.

2.7.2 MODELACIÓN DEL CONVERTIDOR DC/DC REDUCTOR

El convertidor reductor puede ser modelado mediante variables de estado. Las variables de las cuales depende su comportamiento son la corriente de la bobina i_L y el voltaje en el capacitor v_c [14].

Las ecuaciones que describen el funcionamiento del convertidor para sus dos cambios entre ON y OFF son las mostradas a continuación y sus circuitos mostrados en las Figuras 2.12 y 2.13 respectivamente:

- Switch ON:

$$E = L \cdot \dot{i}_l + v_o \rightarrow i_{l1} = \frac{1}{L}(E - v_o) \quad (2.27)$$

$$i_l = c_1 \cdot v_o + \frac{v_o}{R} \rightarrow v_o = \frac{1}{c} \left(i_l - \frac{v_o}{R} \right) \quad (2.28)$$

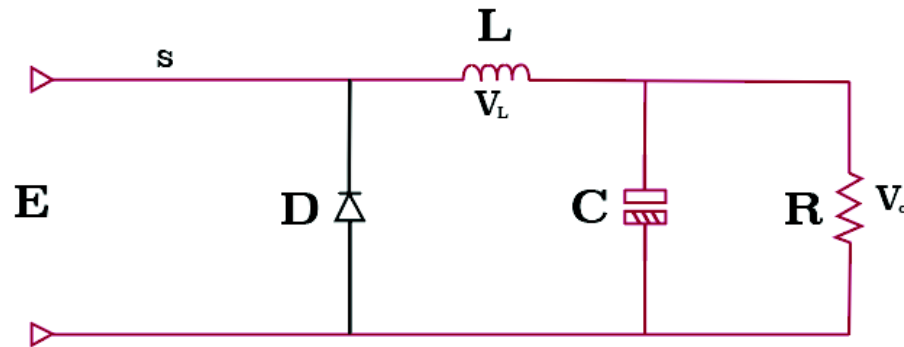


Figura 2.12 Convertidor DC/DC reductor "On-State" [12]

- Switch OFF:

$$0 = L \cdot i_l + v_o \rightarrow i_{l1} = -\frac{v_o}{L} \quad (2.29)$$

$$i_l = c_1 \cdot v_o + \frac{v_o}{R} \rightarrow v_o = \frac{1}{c} \left(i_l - \frac{v_o}{R} \right) \quad (2.30)$$

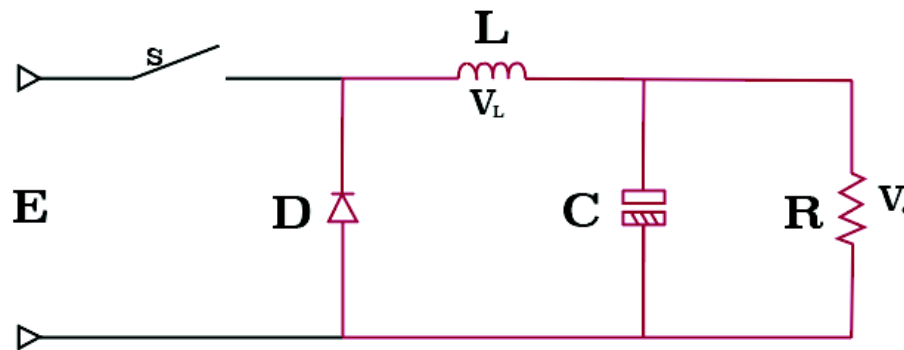


Figura 2.13 Convertidor DC/DC reductor "Off-State" [12]

Cuando el interruptor está en ON se considerará que la función es δ , y si está OFF la función será $1 - \delta$, con esto, se combinan (2.27) con (2.29).

$$L \cdot i_l = (E - v_o)\delta - v_o(1 - \delta) \quad (2.31)$$

Y de la Ecuación (2.28)

$$c. \dot{v}_o = \left(i_l - \frac{v_o}{R} \right) \quad (2.32)$$

Igualando a cero las derivadas de las ecuaciones se tiene las expresiones que permiten determinar el valor de las variables de estado cuando el sistema ha alcanzado la estabilidad o estado estacionario.

De la Ecuación (2.31) se obtiene:

$$v_o = E \cdot \delta \quad (2.33)$$

Y de la Ecuación (2.32):

$$0 = \left(i_{le} - \frac{v_{oe}}{R} \right) \quad (2.34)$$

Para la obtención del modelo se utiliza el método de perturbar y linealizar. Las entradas con perturbación y las variables de estado con pequeña señal son:

$$\delta = \delta_e + \tilde{\delta} \quad (2.35)$$

$$E = E_e + \tilde{E} \quad (2.36)$$

$$i_l = i_{le} + \tilde{i}_l \quad (2.37)$$

$$v_o = v_{oe} + \tilde{v}_o \quad (2.38)$$

Donde el subíndice **e** en las ecuaciones antes planteadas indica el estado estacionario y " $\tilde{}$ " es la representación para pequeña señal.

Con ello las Ecuaciones (2.33) y (2.34) se convierten en:

$$L_1 \cdot \tilde{i}_l = \tilde{E} \cdot \delta_e + E_e \cdot \tilde{\delta} - \tilde{v}_o \quad (2.39)$$

$$c. \tilde{v}_o = \tilde{i}_l - \frac{v_o}{R} \quad (2.40)$$

Las Ecuaciones (2.39) y (2.40) pueden expresarse como matriz, donde $x = [\tilde{v}_i \quad \tilde{v}_o]^T$ es el vector de estado de la pequeña señal, $u = [\tilde{\delta} \quad \tilde{E}]^T$ es el vector de entrada de la pequeña señal, y donde la matriz de estado A y la matriz de entrada B son:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{E}{L} & \frac{\alpha_e}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

Usando estas matrices se puede obtener la matriz de transferencia $H(s)$ como:

$$H(s) = C \cdot (s \cdot I - A)^{-1} \cdot B \quad (2.43)$$

La función de transferencia, estará en relación al voltaje entregado \tilde{v}_o respecto a la variación del ancho de pulso, por lo cual la matriz C es una matriz identidad 2x2, con esto $H(s)$ es:

$$H_{s \rightarrow v_o}(s) = \frac{\frac{E}{L \cdot C}}{s^2 + \frac{1}{R \cdot C} s + \frac{1}{L \cdot C}} \quad (2.44)$$

Los valores de los elementos utilizados en el convertidor reductor se muestran en la Tabla 2.6

Tabla 2.6. Valores de los elementos del convertidor reductor

Elemento	Valor
L	1mH
C	2200uF
R	241.1 Ω

Obteniendo:

$$G(s) = \frac{7.714 * 10^8}{s^2 + 18.85 s + 4.545 * 10^6}$$

Y su respuesta de frecuencia mostrada en la Figura 2.14 en la cual se puede observar que una señal de salida presentará una amplificación para $\omega < 30000 \text{ rad/s}$ y para $\omega > 30000 \text{ rad/s}$ una señal de salida se atenuará ante una señal de entrada; además se puede observar que el mayor desfase de una señal de salida con respecto a una señal de entrada será aproximadamente de -180° y que se presentará resonancia en $\omega \approx 2100 \text{ rad/s}$.

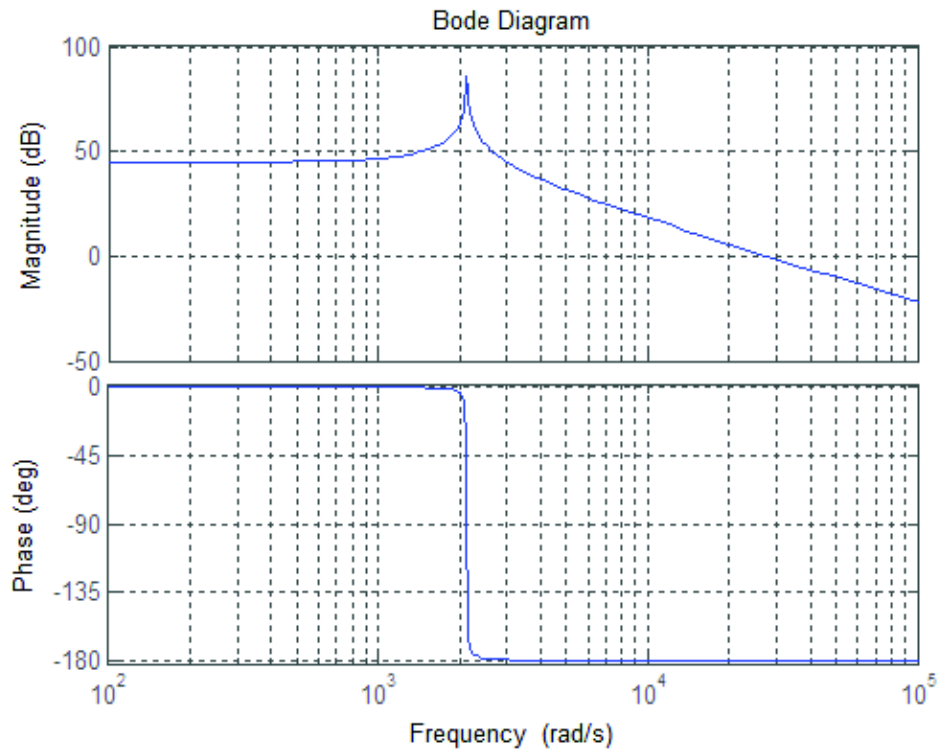


Figura 2.14 Diagrama de bode del convertidor reductor

2.7.3 VALIDACIÓN DEL MODELO DEL CONVERTIDOR DC/DC REDUCTOR

Para comprobar si el modelo obtenido matemáticamente se ajusta al teórico se realiza una validación experimental de dicha función de transferencia. Se realiza una identificación del modelo a partir de datos experimentales de entrada y salida, y por medio de la herramienta matemática ARX de Matlab (AutoRegressive extra input). Los valores que ingresan para la estimación del modelo se los puede apreciar en la Tabla 2.7.

Experimentalmente se tomaron 115 muestras en donde se midieron el ancho de pulso y el voltaje de salida, debido a que la función de transferencia relaciona el

voltaje de salida V_o respecto a la relación de ancho de pulso. Los valores de la PWM se toman como datos de entrada y los valores de V_o son los datos de salida utilizados para la modelación.

Tabla 2.7. Valores para la validación del modelo

PWM (%)	V_o (V)	PWM (%)	V_o (V)	PWM (%)	V_o (V)	PWM (%)	V_o (V)	PWM (%)	V_o (V)
0,5	18,75	12	43,06	34	72,8	57	97,2	80	132,4
1	25,45	12,5	44,01	35	73,5	58	98,7	81	134
1,5	25,85	13	44,93	36	74,3	59	100,1	82	135,6
2	26,27	14	47,05	37	75,3	60	101,5	83	137,6
2,5	26,73	15	49,02	38	76,1	61	103,2	84	139,3
3	27,22	16	50,85	39	76,8	62	105,7	83	137,6
3,5	27,8	17	52,69	40	77,6	63	106,1	82	136,2
4	28,42	18	54,45	41	78,6	64	107,9	81	134,4
4,5	29,14	19	56,16	42	79,7	65	109,2	80	132,4
5	29,86	20	57,82	43	80,4	66	110,9	78	129,9
5,5	30,67	21	59,28	44	81,4	67	112,5	76	126,6
6	31,52	22	60,61	45	82,7	68	114,1	74	123,3
6,5	32,34	23	61,97	46	83,7	69	115,6	72	120,2
7	33,3	24	63,28	47	84,8	70	116,9	70	117,1
7,5	34,13	25	64,48	48	85,9	71	118,5	67	112,5
8	35,09	26	65,41	49	87,1	72	119,8	64	108,1
8,5	36,01	27	66,5	50	87,9	73	121,7	61	103,5
9	37,04	28	67,6	51	89	74	123	58	99,1
9,5	38,01	29	68,5	52	90,3	75	124,4	54	93,8
10	38,98	30	69,6	53	91,7	76	126,3	50	89,3
10,5	40,01	31	70,4	54	93,2	77	127,5	45	84,4
11	41,02	32	71,1	55	94,6	78	129,4	40	80,5
11,5	42,04	33	72,1	56	95,8	79	130,8	35	77,4

Para tener el mismo orden de la planta calculada matemáticamente se escoge una estimación con 2 polos y sin ceros con lo cual se entrega el siguiente modelo:

$$H_{estimada} = \frac{7.166 * 10^6}{s^2 + 1.167 * 10^{-7} s + 4.48 * 10^6 e^6}$$

Como se puede apreciar en la Figura 2.15 las respuestas en frecuencia de la planta modelada y de la planta estimada presentan un comportamiento similar en cuanto al punto de resonancia del sistema así como desfase máximo de una señal de salida ante una señal de entrada, cabe resaltar que al usar la planta estimada una señal de salida presentará menor amplificación ante una señal de entrada en comparación con el uso de la planta modelada. Este margen de error en cuanto a magnitud será corregido en el diseño del controlador disminuyendo el valor proporcional dentro del controlador, por lo cual la planta modelada es aceptada.

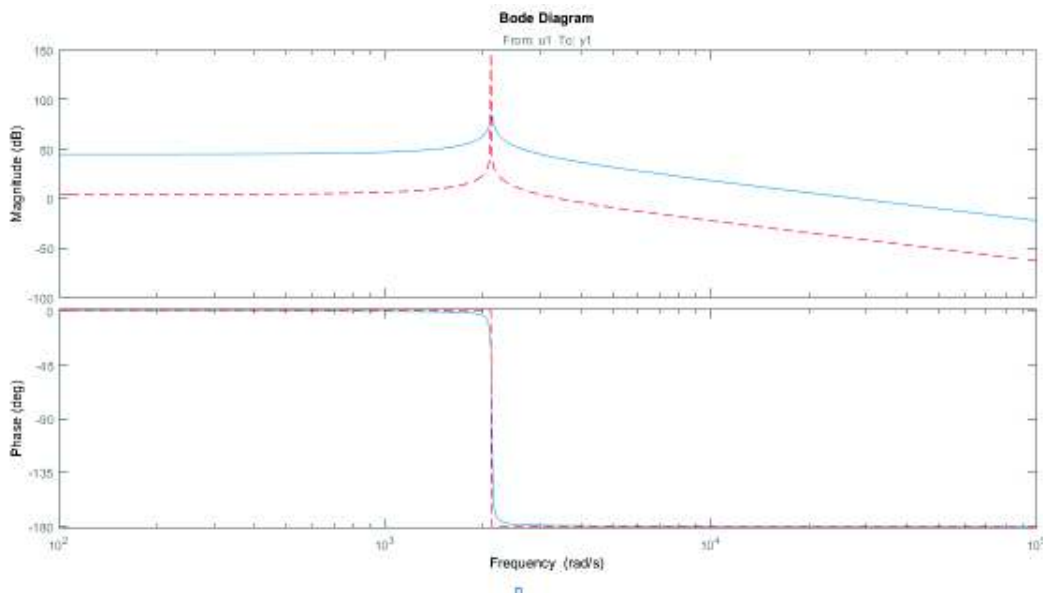


Figura 2.15 Respuesta en frecuencia de la planta modelada y la estimada

2.7.4 DISEÑO DEL CONTROLADOR DEL CONVERTIDOR REDUCTOR

Para tener una idea clara sobre cómo actúan los controladores y cuáles son sus beneficios sobre la planta se observan características importantes en la Tabla 2.8.

Tabla 2.8. Valores de los elementos del convertidor reductor

Controlador	Tr	Sobrepico	Tiempo de Establecimiento	Error Estado Estacionario
K_p	Disminuye	Aumenta	Pequeño Cambio	Disminuye

K_i	Disminuye	Aumenta	Incrementa	Elimina
K_d	Pequeño Cambio	Disminuye	Disminuye	Sin Cambio

Para la implementación de los controladores usados se realiza un lazo de control mostrado en la Figura 2.16.

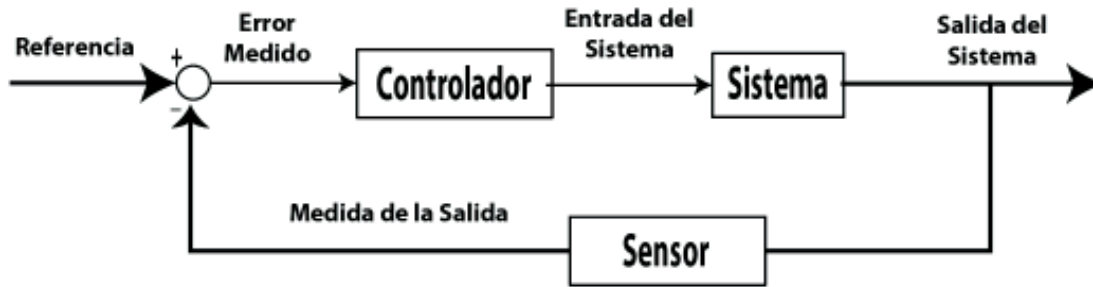


Figura 2.16 Lazo de control

La función de transferencia del convertidor reductor con la cual se trabaja es la obtenida en el modelado del convertidor explicada en el literal 2.7.2 y validada en el literal 2.7.3.

$$G(s) = \frac{7.714 * 10^8}{s^2 + 18.85 s + 4.545 * 10^6}$$

De [15] y por Ziegler-Nichols se sabe que la constante está dada por:

$$K_p = 10^{-|G_n(j\omega)|/20} \quad (2.45)$$

Como se observa en la Figura 2.14 el margen de fase original es de 0.01° y según [15] debe ser mayor o igual que 65° para la estabilidad del mismo. Como se observa en la Figura 2.17, la frecuencia en la que se alcanza dicho margen de fase es en 676 rad/seg, y la magnitud de $G(j\omega)$ es de 83.3dB por lo que el controlador PI debe tener una atenuación de -83.3dB en $\omega = 676$ rad/seg, dichos valores están posicionados sobre la Figura 2.17.

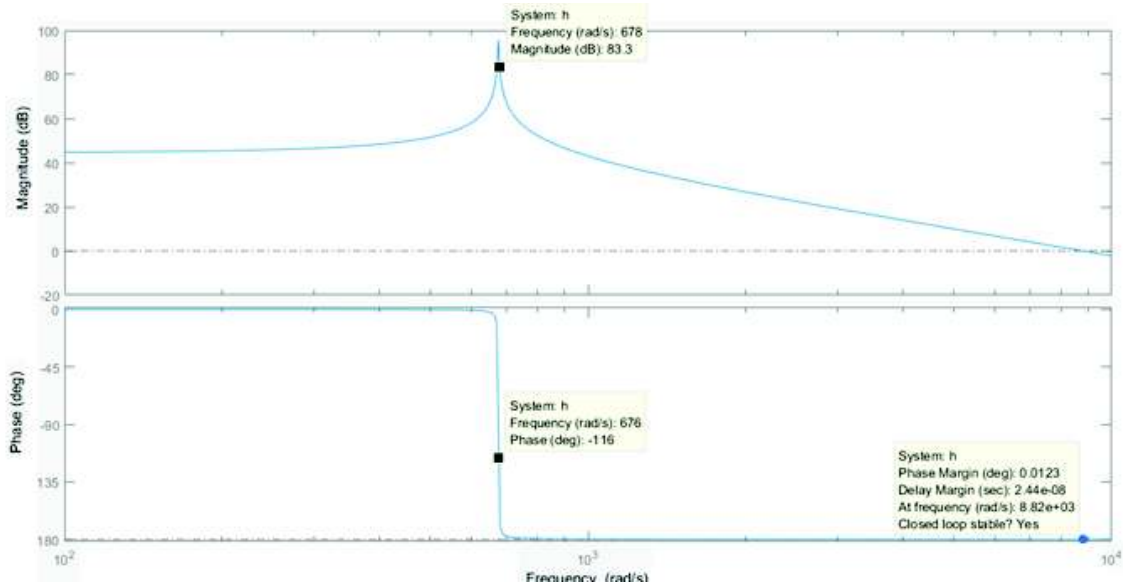


Figura 2.17 Diagrama de bode para la determinación del controlador del convertidor reductor

La constante proporcional según [15] se calcula como:

$$Kp = 10^{-|G(jw)|/20} = 10^{-|83.3|/20} = 6.8391 * 10^{-5} \quad (2.46)$$

Para la parte integral el valor según [15] se calcula como:

$$Ki = \frac{\omega_g * Kp}{10} \quad (2.47)$$

$$Ki = \frac{676 * 6.8391 * 10^{-5}}{10} = 0.0032$$

Entonces la función del controlador PI es:

$$PI(s) = Kp + \frac{Ki}{s} = 6.8391 * 10^{-5} + \frac{0.0032}{s} = \frac{6.839 * 10^{-5} * s + 0.003199}{s} \quad (2.48)$$

De la cual se obtiene una respuesta ante una entrada paso como la mostrada en la Figura 2.18.

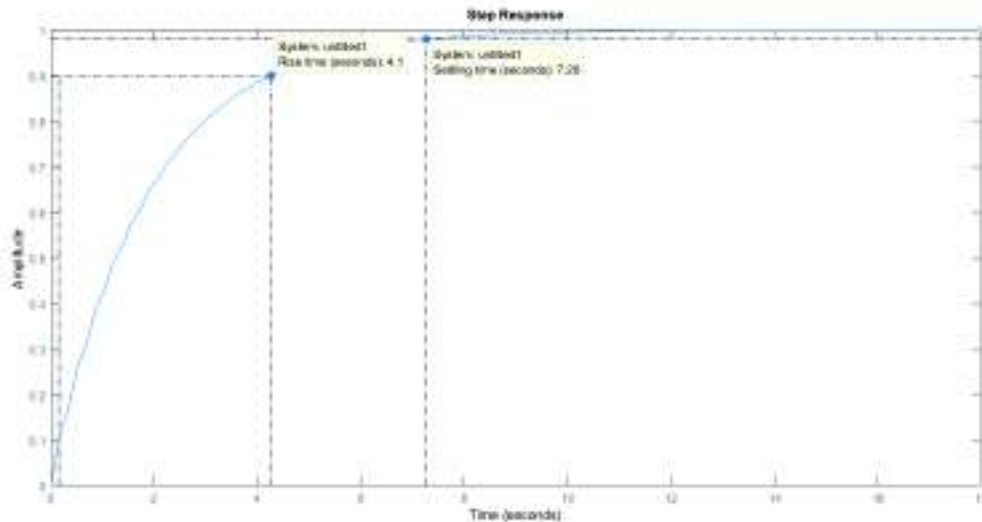


Figura 2.18 Respuesta ante una entrada paso y el uso del controlador PI

Como se observa en la Figura 2.18, el tiempo de establecimiento es muy lento e igual a 7.26 segundos, por lo que se opta por utilizar un controlador PID, cuyas constantes son:

$$PID(s) = \frac{0.249 s^2 + 1.12 * 10^6 * s + 1.26 * 10^{12}}{s}$$

Comprobando su funcionamiento y como se puede observar en la Figura 2.19 el tiempo de establecimiento fue reducido a $6.28e^{-7}$ segundos por lo cual es aceptado el controlador del convertidor DC/DC reductor.

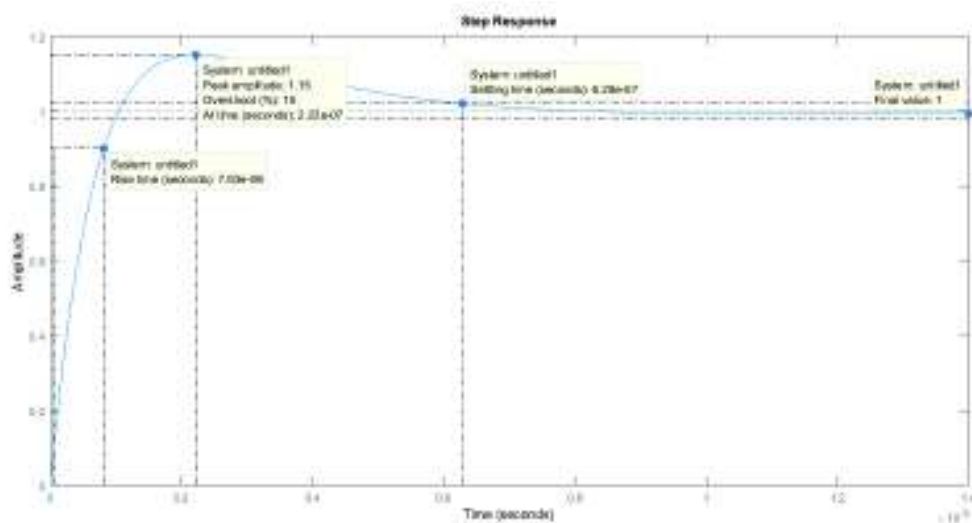


Figura 2.19 Respuesta ante una entrada paso y el uso del controlador PID

2.7.5 DISEÑO DEL CONVERTIDOR DC/DC REDUCTOR ELEVADOR (SEPIC)

El convertidor SEPIC será el encargado de mantener un bus DC constante de 48V independientemente del voltaje generado por la curva de producción a cualquier punto de funcionamiento.

Para el diseño de los elementos del convertidor tipo SEPIC, se debe considerar las peores condiciones a las cuales estará expuesto el sistema, es decir los valores críticos de voltaje y corriente. En la Figura 2.20 se visualiza el esquema del convertidor a implementar. Las consideraciones de diseño están en la Tabla 2.9.

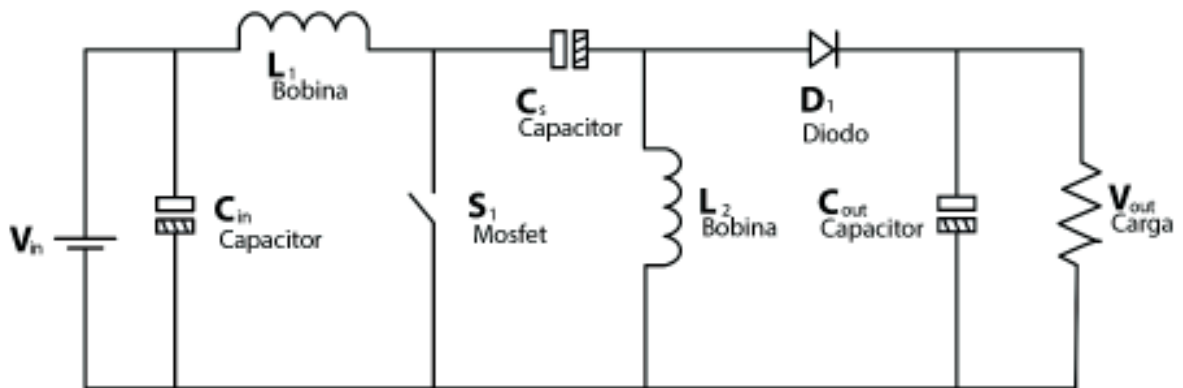


Figura 2.20 Topología del convertidor SEPIC [13]

Tabla 2.9. Valores de diseño para el convertidor SEPIC

Elemento	Valor
E	20-125 V
V_o	48V
i_o	2.5A

Para el diseño se utilizarán las ecuaciones tomadas de [16], y las ecuaciones de comportamiento del convertidor SEPIC.

Para el cálculo del inductor L_1 , se tiene:

$$L_1 \geq \frac{E * \delta}{f * \Delta I_1} \quad (2.49)$$

Donde:

$E = 48V$ que es el voltaje constante para el bus DC.

$\delta = 0.5$, ya que con este valor se obtiene la peor condición de rizado de corriente o componente ondulatoria.

$f = 40$ KHz, al tener una alta frecuencia de conmutación se reduce el rizado de corriente y voltaje.

$\Delta I_1 = 10\%$ es el rizado de corriente.

$$L_1 \geq \frac{48V * 0.5}{40 \text{ kHz} * 2.5 * 0.1A} = 2.4 \text{ mH}$$

Para la inductancia L_2 :

$$L_2 \geq \frac{E * \delta}{f * \Delta I_2} \quad (2.50)$$

Se asume el mismo rizado de voltaje que L_1 es decir del 10% al igual que δ , E , y f , por lo cual el valor de $L_2 = L_1$.

El capacitor C_1 se lo toma de:

$$C_1 \geq \frac{I_E * (1 - \delta)}{\Delta V_{C1} * f} \quad (2.51)$$

Donde:

$I_E = 2A$, corriente proporcionada por la fuente de alimentación, correspondiente a la corriente del armadura del generador, y para obtener el máximo valor de capacitancia se toma el mayor valor que la fuente puede suministrar.

$$\delta = 0.5$$

$$f = 40 \text{ KHz}$$

$\Delta V_{C1} = V_{\min} * (\% \Delta V_{C1})$. El V_{\min} es el valor mínimo suministrado por el generador DC, el cual es 20V, y se asume un rizado de voltaje de 5% por lo cual $\Delta V_{C1} = 1V$

$$C_1 \geq \frac{2A * (1 - 0.5)}{1V * 40 \text{ kHz}} = 25 \mu F$$

Por lo que se asume un $C_1 = 1000 \mu F$ con la finalidad de reducir el rizado del voltaje BUS DC entregando un voltaje lo más lineal posible.

Para el C_2 :

$$C_2 \geq \frac{I_E * (1 - \delta)}{\Delta V_{C1} * f} \quad (2.52)$$

Debido a la analogía de las ecuaciones entre C_1 y C_2 , se tiene que $C_1 = C_2 = 1000\mu\text{F}$.

Los elementos de switcheo presentes en el convertidor son el diodo y el mosfet los cuales soportarán una corriente de 2.5A y un voltaje máximo de alimentación de 125V. En el caso del diodo se selecciona el ETX1506 de rápida respuesta, el cual soporta 15A y 600V cuyo Data sheet se muestra de acuerdo al Anexo D7. El mosfet seleccionado es STF18N60M2, el cual soporta 13A y 650V de acuerdo al Anexo D8. Ambos presentan un sobredimensionamiento debido a ser los encontrados en el mercado local.

El circuito final implementado del convertidor DC/DC SEPIC se lo aprecia en el Anexo B2.

2.7.6 MODELACIÓN DEL CONVERTIDOR DC/DC REDUCTOR ELEVADOR (SEPIC)

El convertidor SEPIC se lo puede describir por sus variables de estado, las corrientes de las bobinas i_{L1} e i_{L2} , y los voltajes en los capacitores v_{c1} y v_{c2} [17].

Las ecuaciones que describen el funcionamiento del convertidor SEPIC para sus dos cambios de estado entre ON y OFF son las mostradas a continuación y sus circuitos mostrados en las Figuras 2.21 y 2.22 respectivamente [17]:

- Switch ON:

$$E = L_1 \cdot \dot{i}_{L1} \rightarrow \dot{i}_{L1} = \frac{E}{L_1} \quad (2.53)$$

$$v_{c1} = L_2 \cdot \dot{i}_{L2} \rightarrow \dot{i}_{L2} = \frac{v_{c1}}{L_2} \quad (2.54)$$

$$\dot{i}_{L2} = -c_1 \cdot \dot{v}_{c1} \rightarrow \dot{v}_{c1} = -\frac{\dot{i}_{L2}}{c_1} \quad (2.55)$$

$$-\frac{\dot{v}_{c2}}{R} = c_2 \cdot \dot{v}_{c2} \rightarrow \dot{v}_{c2} = -\frac{v_{c2}}{R \cdot c_2} \quad (2.56)$$

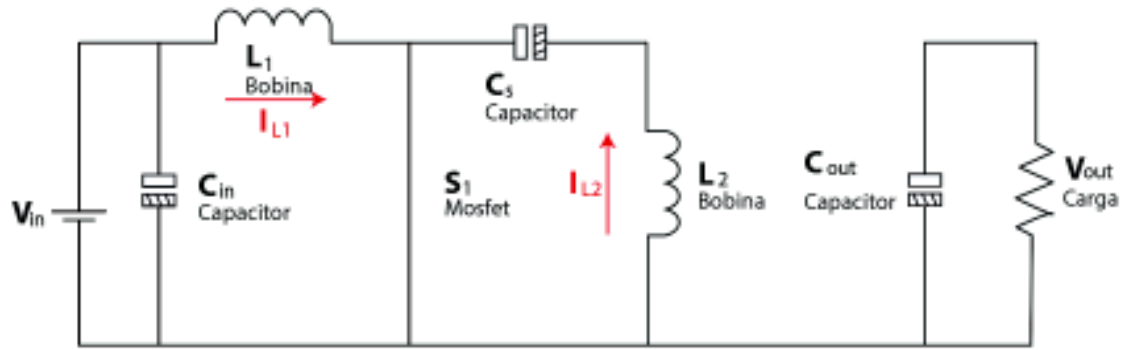


Figura 2.21 Convertidor SEPIC "On-State" [17]

- Switch OFF:

$$E = L_1 \cdot i_{l1} + v_{c1} + v_{c2} \rightarrow i_{l1} = \frac{1}{L_1} (E - v_{c1} - v_{c2}) \quad (2.57)$$

$$v_{c2} = -L_2 \cdot i_{l2} \rightarrow i_{l2} = -\frac{v_{c2}}{L_2} \quad (2.58)$$

$$i_{l1} = c_1 \cdot v_{c1}' \rightarrow v_{c1}' = \frac{i_{l1}}{c_1} \quad (2.59)$$

$$i_{l1} + i_{l2} - \frac{v_{c2}}{R} = c_2 \cdot v_{c2}' \rightarrow v_{c2}' = \frac{1}{c_2} \left(i_{l1} + i_{l2} - \frac{v_{c2}}{R} \right) \quad (2.60)$$

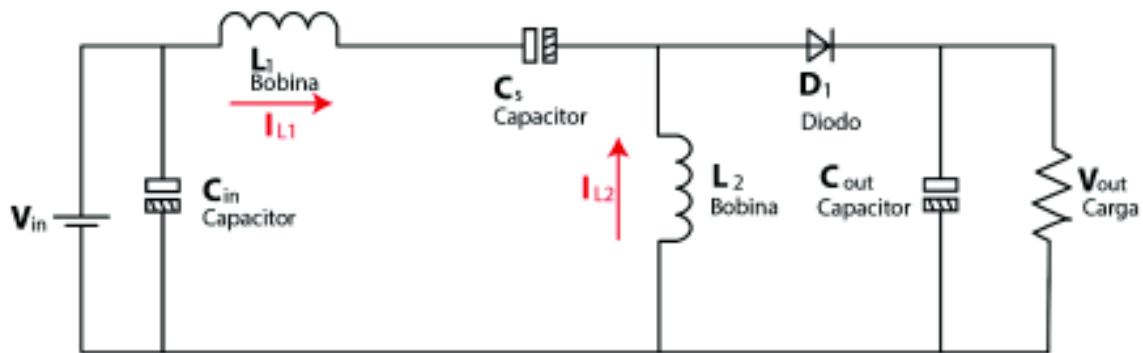


Figura 2.22 Convertidor SEPIC "Off-State" [17]

Cuando el interruptor está en ON se considerará que el ancho de pulso es δ , y si está OFF será $1 - \delta$, con esto se combinan (2.53) con (2.57), (2.54) con (2.58), (2.55) con (2.59) y (2.56) con (2.60) y se obtiene:

$$EL_1 \cdot \dot{i}_{l1} = -(1 - \delta)(v_{c1} + v_{c2}) + E \quad (2.61)$$

$$L_2 \cdot \dot{i}_{l2} = \delta \cdot v_{c1} - (1 - \delta)v_{c2} \quad (2.62)$$

$$c_1 \cdot \dot{v}_{c1} = -\delta \cdot i_{l2} + (1 - \delta) \cdot i_{l1} \quad (2.63)$$

$$c_2 \cdot \dot{v}_{c2} = (1 - \delta)(i_{l1} + i_{l2}) - \frac{v_{c2}}{R} \quad (2.64)$$

Igualando a cero las derivadas de las ecuaciones se obtienen las expresiones que permiten determinar el valor de las variables de estado cuando el sistema ha alcanzado la estabilidad o estado estacionario. De las Ecuaciones (2.61) y (2.62) respectivamente se obtiene:

$$v_o = \frac{\delta_e}{1 - \delta_e} E \quad (2.65)$$

$$V_{c1} = E \quad (2.66)$$

Igualando las Ecuaciones (2.63) y (2.64) se obtiene:

$$i_{l2} = \frac{1 - \delta_e}{\delta_e} i_{l1} \quad (2.67)$$

$$i_{l2} = \frac{E}{R} \cdot \frac{\delta_e}{1 - \delta_e} \quad (2.68)$$

Para la obtención del modelo se utiliza el método de perturbar y linealizar. Las entradas con perturbación y las variables de estado con pequeña señal son:

$$\delta = \delta_e + \tilde{\delta} \quad (2.69)$$

$$E = E_e + \tilde{E} \quad (2.70)$$

$$i_{l1} = i_{l1e} + \tilde{i}_{l1} \quad (2.71)$$

$$v_{c1} = v_{c1e} + \widetilde{v}_{c1} \quad (2.72)$$

$$i_{l2} = i_{l2e} + \widetilde{i}_{l2} \quad (2.73)$$

$$v_{c2} = v_{c2e} + \widetilde{v}_{c2} \quad (2.74)$$

Donde el subíndice e en las ecuaciones antes planteadas indica el estado estacionario y " $\widetilde{}$ " es la representación para pequeña señal. Reemplazando estas consideraciones en (2.65), (2.66), (2.67) y (2.68) se obtiene el modelo para pequeñas variaciones:

$$L_1 \cdot \widetilde{i}_{l1} = -(1 - \delta_e) \widetilde{v}_{c1} - (1 - \delta_e) \widetilde{v}_{c2} + (v_{c1e} + v_{c2e}) \widetilde{\delta} + \widetilde{E} \quad (2.75)$$

$$L_2 \cdot \widetilde{i}_{l2} = \delta_e \cdot \widetilde{v}_{c1} - (1 - \delta_e) \widetilde{v}_{c2} + (v_{c1e} + v_{c2e}) \widetilde{\delta} \quad (2.76)$$

$$c_1 \cdot \widetilde{v}_{c1} = (1 - \delta_e) \widetilde{i}_{l1} - \delta_e \widetilde{i}_{l2} + (i_{l1e} + i_{l2e}) \widetilde{\delta} \quad (2.77)$$

$$c_2 \cdot \widetilde{v}_{c2} = (1 - \delta_e) \widetilde{i}_{l1} + (1 - \delta_e) \widetilde{i}_{l2} - \frac{\widetilde{v}_{c2}}{R} + (i_{l1e} + i_{l2e}) \widetilde{\delta} \quad (2.78)$$

Estas ecuaciones pueden expresarse como:

$$\dot{x} = A \cdot x + B \cdot u \quad (2.79)$$

Donde $x = [\widetilde{i}_{l1} \quad \widetilde{v}_{c1} \quad \widetilde{i}_{l2} \quad \widetilde{v}_{c2}]^T$ es el vector de estado de la pequeña señal, $u = [\widetilde{\delta} \quad \widetilde{E}]^T$ es el vector de entrada de la pequeña señal, y donde la matriz de estado A y la matriz de entrada B son:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1 - \delta_e}{L_1} & 0 & -\frac{1 - \delta_e}{L_1} \\ \frac{1 - \delta_e}{c_1} & 0 & \frac{-\delta_e}{c_1} & 0 \\ 0 & \frac{\delta_e}{L_2} & 0 & -\frac{1 - \delta_e}{L_2} \\ \frac{1 - \delta_e}{c_2} & 0 & \frac{1 - \delta_e}{c_2} & -\frac{1}{R * c_2} \end{bmatrix} \quad (2.80)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{v_{c1e} + v_{c2e}}{L_1} & \frac{1}{L_1} \\ -\frac{i_{l1e} + i_{l2e}}{c_1} & 0 \\ \frac{v_{c1e} + v_{c2e}}{L_2} & 0 \\ -\frac{i_{l1e} + i_{l2e}}{c_2} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.81)$$

Y la matriz de transferencia $H(s)$:

$$H(s) = C \cdot (s \cdot I - A)^{-1} \cdot B \quad (2.82)$$

Para obtener la función de transferencia del convertidor SEPIC la cual relaciona al voltaje de salida del SEPIC, es decir el voltaje que cae sobre el capacitor 2 (\widetilde{v}_{c2}), es representada por la matriz C como $C = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1]^T$. Siendo $H(s)$:

$$H_{s \rightarrow vc2}(s) = \frac{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (2.83)$$

Donde los parámetros según [17] son:

$$\begin{cases} b_3 = -\frac{i_{l1e} + i_{l2e}}{c_2} & b_2 = (1 - \delta_e) \frac{v_{c1e} + v_{c2e}}{L_1 L_2 c_1 c_2} (L_1 + L_2) c_1 \\ b_1 = -\delta_e L_1 \frac{i_{l1e} + i_{l2e}}{L_1 L_2 c_1 c_2} & b_0 = (1 - \delta_e) \frac{v_{c1e} + v_{c2e}}{L_1 L_2 c_1 c_2} \end{cases} \quad (2.84)$$

$$\begin{cases} a_3 = \frac{1}{R c_2} & a_2 = \frac{[(1 - \delta_e)]^2 (L_1 c_1 + L_2 c_2 + L_2 c_1) + \delta_e^2 L_1 c_2}{L_1 L_2 c_1 c_2} \\ a_1 = \frac{1}{R} \cdot \frac{\delta_e^2 L_1 + [(1 - \delta_e)]^2 L_2}{L_1 L_2 c_1 c_2} & a_0 = \frac{[(1 - \delta_e)]^2}{L_1 L_2 c_1 c_2} \end{cases} \quad (2.85)$$

Los valores de los elementos utilizados en el convertidor reductor se muestran en la Tabla 2.10

Se Considera que $\delta = 0.5$, porque a este valor se tiene el mayor rizado de corriente.
[18]

Tabla 2.10. Valores de los elementos del convertidor reductor

Elemento	Valor
E	48V
L_1 y L_2	7.8mH
C_1 y C_2	1000uF
R	180 Ω
$delta$	0.5

Obteniendo:

$$G(s) = \frac{-533.3 s^3 + 1.231 * 10^7 s^2 - 3.419 * 10^7 s + 7.89 * 10^{11}}{s^4 + 5.556 s^3 + 1.282 * 10^5 s^2 + 3.561 * 10^5 s + 4.109 * 10^9}$$

Y su respuesta de frecuencia mostrada en la Figura 2.23 en la cual se puede observar que una señal de salida presentará una amplificación para $w < 4000\text{rad/s}$ y para $w > 4000\text{rad/s}$ una señal de salida se atenuara ante una señal de entrada; además se puede observar que el mayor desfase de una señal de salida con respecto a una señal de entrada será aproximadamente de 360° y el menor desfase será de aproximadamente 90° además que se presentará resonancia en $w \approx 260\text{rad/s}$.

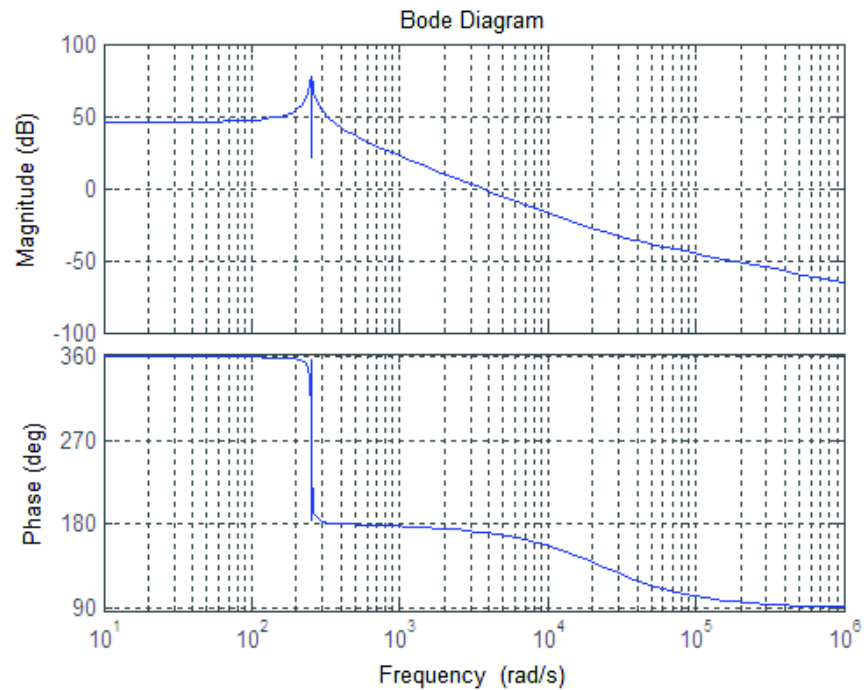


Figura 2.23 Diagrama de bode del convertidor SEPIC

2.7.7 VALIDACIÓN DEL MODELO DEL CONVERTIDOR DC/DC REDUCTOR ELEVADOR (SEPIC)

Al igual que para la validación del modelo del reductor, para la validación del SEPIC se tomaron 30 muestras de la PWM (dato de entrada), respecto al voltaje de salida (dato de salida) que se observan en la Tabla 2.11.

Tabla 2.11. Valores ingresados al IDENT

Pwm (%)	Vo(V)	Pwm (%)	Vo(V)	Pwm (%)	Vo(V)	Pwm (%)	Vo(V)
1,86	16,24	21,40	51,5	45,52	75,7	67,58	101,8
5,16	22,93	23,48	53,9	48,00	78,6	70,01	105,9
8,75	31,18	26,13	57	50,85	81,1	71,40	108,7
10,66	35,21	31,00	62,1	54,10	84,5	73,92	113,6
12,46	38,75	33,86	64,6	56,54	87,3	78,61	122,1
14,53	42,2	36,49	67,2	60,18	91,4	81,98	125,9
17,49	46,5	39,81	70,4	63,24	95,6		
19,32	48,9	42,44	73,1	65,89	99,2		

Siendo el modelo estimado:

$$H_{estimada} = \frac{-2.739 * 10^5 s^3 + 3.694 * 10^9 s^2 + 1.227 * 10^{13} s + 2.174 * 10^{15}}{81.28 s^4 + 2.724 * 10^5 s^3 + 1.687 * 10^8 s^2 + 2.872 * 10^{10} s + 1.056 * 10^{13}}$$

Como se puede apreciar en la Figura 2.24 las respuestas en frecuencia de la planta modelada y de la planta estimada presentan un comportamiento similar en cuanto a punto de resonancia aunque un tanto atenuado en la planta estimada. Los puntos máximos y mínimos de desfase son idénticos con ligera alteración entre $\omega = 260\text{rad/s}$ y $\omega = 2000\text{rad/s}$ aunque presentan la misma tendencia de disminución de desfase. Al usar la planta estimada una señal de salida presentará mayor amplificación ante una señal de entrada en comparación con el uso de la planta modelada para $\omega > 260\text{rad/s}$. Este margen de error en cuanto a magnitud será corregido en el diseño del controlador aumentando el valor proporcional dentro del controlador, por lo cual la planta modelada es aceptada.

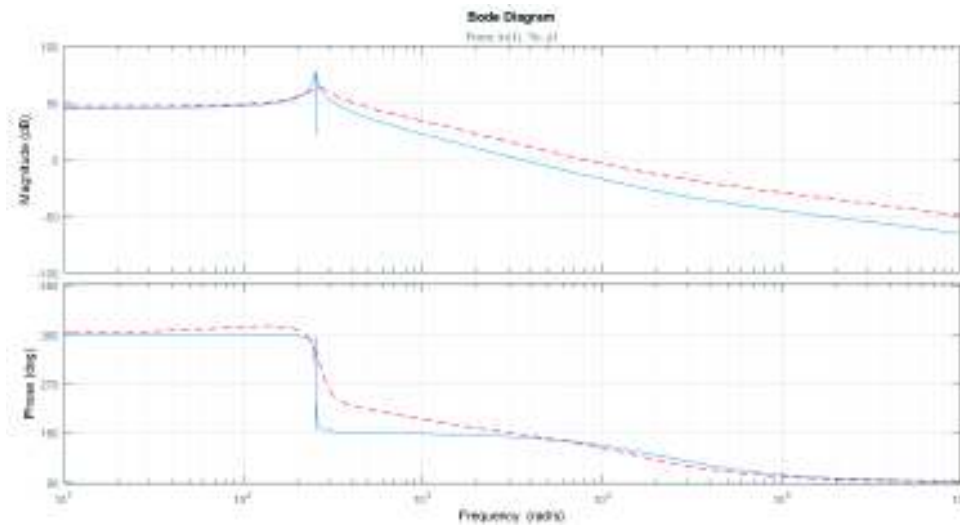


Figura 2.24 Respuesta en frecuencia de la planta modelada y la estimada

2.7.8 DISEÑO DEL CONTROLADOR DEL CONVERTIDOR REDUCTOR ELEVADOR (SEPIC)

La función de transferencia para el convertidor SEPIC con la cual se trabaja es la obtenida en el modelado del convertidor explicada en el literal 2.7.6 y validada en el literal 2.7.7.

$$G(s) = \frac{-533.3 s^3 + 1.231 * 10^7 s^2 - 3.419 * 10^7 s + 7.89 * 10^{11}}{s^4 + 5.556 s^3 + 128200 s^2 + 356100 s + 4.109 * 10^9}$$

Como se puede ver, el sistema es de cuarto orden y puede ser escrito de la siguiente forma:

$$G(s) = \frac{-533.3 (s - 2.308 * 10^4) (s^2 - 0.0006941s + 6.409 * 10^4)}{(s^2 - 0.4904s + 6.409 * 10^4) (s^2 + 6.046s + 6.411 * 10^4)}$$

Observando la función de transferencia anterior el diseño del controlador es complicado, por lo cual se procede a realizar una reducción del orden de la función de transferencia $G(s)$. Debido a las características propias del sistema no se pudo realizar una reducción a un segundo orden ya que se llevará al sistema a la inestabilidad por lo que la función de transferencia de tercer orden está dada por:

$$G(s) = \frac{2.222 * 10^4 s^2 + 9.112 * 10^5 s + 1.427 * 10^9}{s^3 + 2.462 s^2 + 6.409 * 10^4 s + 1.892 * 10^5}$$

Para la corrección del estado estacionario se realizó un compensador proporcional-integral (PI).

De [15] se sabe que la constante está dada por:

$$K_p = K_p = 10^{-|G_n(jw)|/20} \quad (2.86)$$

Usando los criterios de Ziegler–Nichols el margen de fase del modelo reducido es de 0.01° y según [15] debe ser mayor o igual que 65° para la estabilidad del mismo. La frecuencia en la que se alcanza dicho margen de fase es en 296 rad/seg, y la magnitud de $G(jw)$ es de 38.dB por lo que el controlador PI debe tener una atenuación de -38.6dB en $w=296$ rad/seg.

La constante proporcional según [15] se calcula como:

$$K_p = 10^{-|G(jw)|/20} = 10^{-|38.6|/20} = 0.0117$$

Para la parte integral el valor según [15]:

$$K_i = \frac{\omega_g * K_p}{10} \quad (2.87)$$

$$K_i = \frac{296 * 0.0117}{10} = 0.34632$$

Y la función del controlador PI es:

$$PI(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = 0.0117 + \frac{0.34632}{s} = \frac{0.0117s + 0.3463}{s} \quad (2.88)$$

Obteniendo:

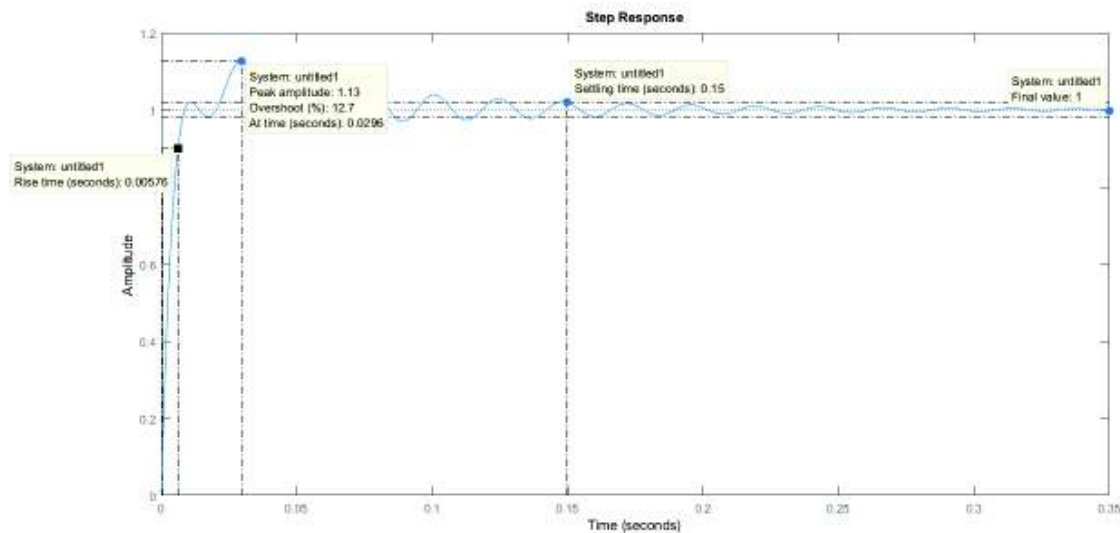


Figura 2.25 Respuesta entrada paso del convertidor con su controlador PI

Como se observa en la Figura 2.25, el sistema tiende a oscilar hasta alcanzar su estado estacionario o estable a los 0.15 segundos, por lo que reajustando los valores de las constantes se obtiene:

$$PI(s) = \frac{0.017s + 2.742}{s}$$

Con lo cual se consigue disminuir el tiempo para alcanzar el estado estacionario a 0.0981 segundos y reduciendo el tiempo de oscilación considerablemente como se muestra en la Figura 2.26

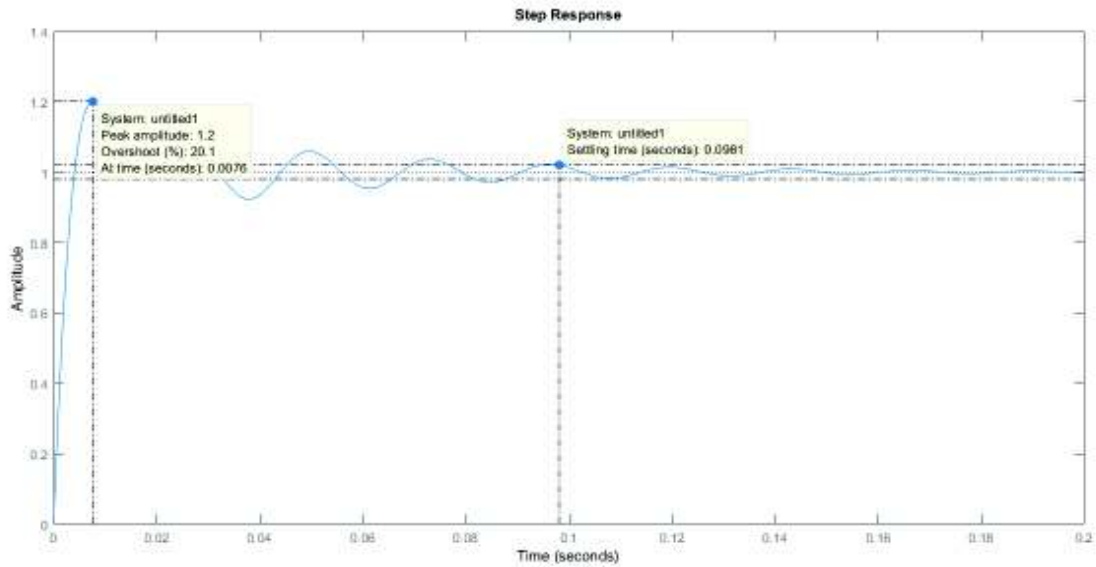


Figura 2.26 Respuesta entrada paso del convertidor con su controlador PI

2.8 DISEÑO DE LA RED SNUBBER RC

La red snubber se implementa con la finalidad de mejorar el rendimiento del semiconductor de potencia suprimiendo los picos de voltaje y amortiguando la oscilación transitoria en la conmutación. Este tipo de red snubber es del tipo disipativa lo cual le permite reducir la energía absorbida en las conmutaciones disipándola principalmente en su componente resistivo.

Dicha red snubber está formada por una resistencia y un capacitor no electrolítico colocados en paralelo al switch de potencia. Esta disposición amortigua resonancias parásitas así como controlar la pendiente de la tensión en el semiconductor de potencia, la disposición de los elementos se muestra en la Figura 2.27.

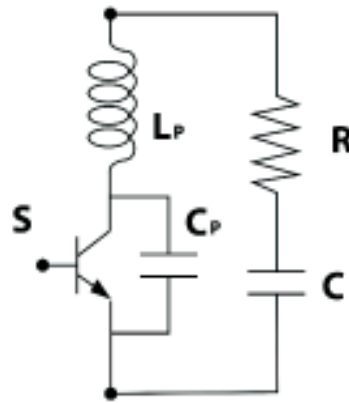


Figura 2.27 Configuración red Snubber RC [19]

Cabe resaltar que tanto L_P como C_P son la inductancia y capacitancia parasitas pertenecientes al semiconductor de potencia con los cuales es posible calcular tanto R como C con el uso de las Ecuaciones (2.89) y (2.90) tomadas de [20].

$$R = \sqrt{\frac{L_P}{C_P}} \quad (2.89)$$

$$C = k * C_P \quad (2.90)$$

Donde:

R =Resistencia Snubber

L_P = Inductancia parasita del semiconductor de potencia

C_P = Capacitancia parasita del semiconductor de potencia

C = Capacitor Snubber

k = Constante que toma un valor desde 2 hasta 4 [20]

Tanto L_P y C_P son valores encontrados en las hojas técnicas de los semiconductores de potencia tomando los siguientes valores 15.2nH y 741pF de acuerdo al Anexo D8, con el uso de la Ecuación (2.89) la resistencia snubber será 4.53Ω y aproximando a un valor comercial se tiene que $R = 4.7\Omega$, además con el uso de la Ecuación (2.90) y asumiendo una $k = 3$ se tiene que el capacitor snubber

es de 2.31nF y aproximándolo a un valor comercial se tiene que $C = 2.2\text{nF}$ completando así el cálculo de la red snubber que se utilizara en los convertidores DC/DC. El circuito final implementado de la red snubber se encuentra en el Anexo B1 para el convertidor DC/DC y en el Anexo B2 para el convertidor SEPIC.

2.9 DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE ACOPLAMIENTO ENTRE POTENCIA Y CONTROL

2.9.1 SENSOR DE VOLTAJE

Con el fin de tener conocimiento y control tanto de los voltajes entregados por los convertidores DC/DC como del voltaje generado por el motor de corriente continua es necesario utilizar un circuito de acoplamiento con el fin de poder medir estos voltajes de una manera segura sin el riesgo de dañar el microcontrolador.

Para este propósito se utiliza el integrado HCNR201 el cual soporta 15V y 20mA de acuerdo al Anexo D9. El circuito recomendado por el fabricante y provisto en el datasheet del integrado se muestra en la Figura 2.28 y será el utilizado para sensar los voltajes antes mencionados.

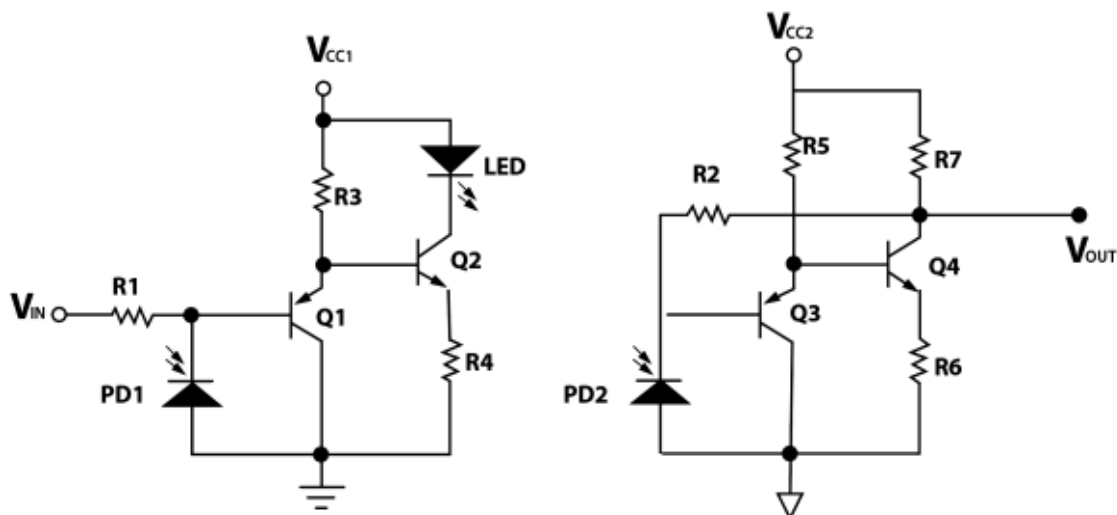


Figura 2.28 Aislador analógico de bajo costo y alta velocidad

Debido a que V_{CC1} es igual a 12V y a que es necesario mantener una corriente máxima de 20mA a los pines del integrado es necesario cambiar las resistencias

R3 y R4 por $22\text{K}\Omega$ y 22Ω respectivamente como lo sugiere el fabricante según el Anexo D9 además el voltaje de entrada (V_{in}) es acondicionado de 0-170V a 0-3.3V con la ayuda de un divisor de voltaje como el mostrado en la Figura 2.29.

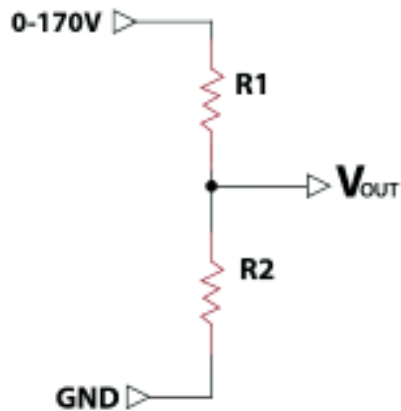


Figura 2.29 Divisor de voltaje

Los circuitos finales implementados para el sensado de voltaje de campo se encuentran en el Anexo B3, para el sensado del voltaje generado en el Anexo B4 y para el bus DC en el Anexo B5.

2.9.2 ACOPLAMIENTO Y AISLAMIENTO GALVÁNICO

Para acoplar las señales PWM encargadas de ordenar la apertura o el cierre del interruptor de potencia de los convertidores DC/DC es necesario la utilización de acopladores ópticos como el integrado 6N137 el cual presenta las características mostradas en el Anexo D10, el fabricante recomienda el uso del circuito mostrado en la Figura 2.30.

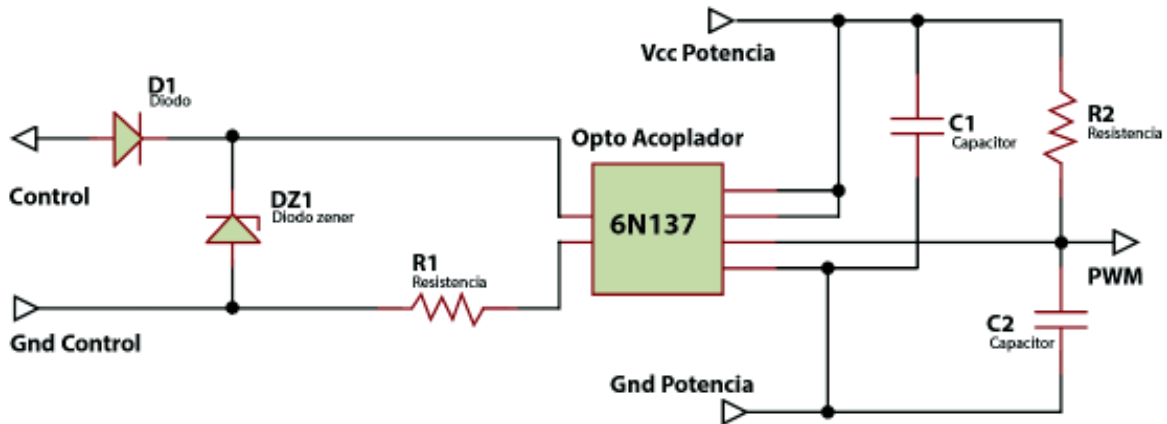


Figura 2.30 Opto acoplamiento con el integrado 6N137

Con la finalidad de asegurar el comportamiento y control del interruptor de potencia se ha optado por utilizar el circuito integrado IR2110 el cual presenta las características mostradas en el Anexo D11, el fabricante recomienda el uso del circuito mostrado en la Figura 2.31 o en la Figura 2.32 dependiendo de la disposición del interruptor de potencia dentro del convertidor DC/DC.

El circuito final implementado se encuentra en el Anexo B6 para el disparo del conversor DC/DC reductor y en el Anexo B7 para el disparo del conversor DC/DC SEPIC.

Para la alimentación de los integrados encargados del acoplamiento entre la parte de control y potencia, así como de los gate drives encargados del disparo de los semiconductores de potencia MOSFET se implementó fuentes de voltaje de 12V. El circuito final implementado se encuentra en el Anexo B8.

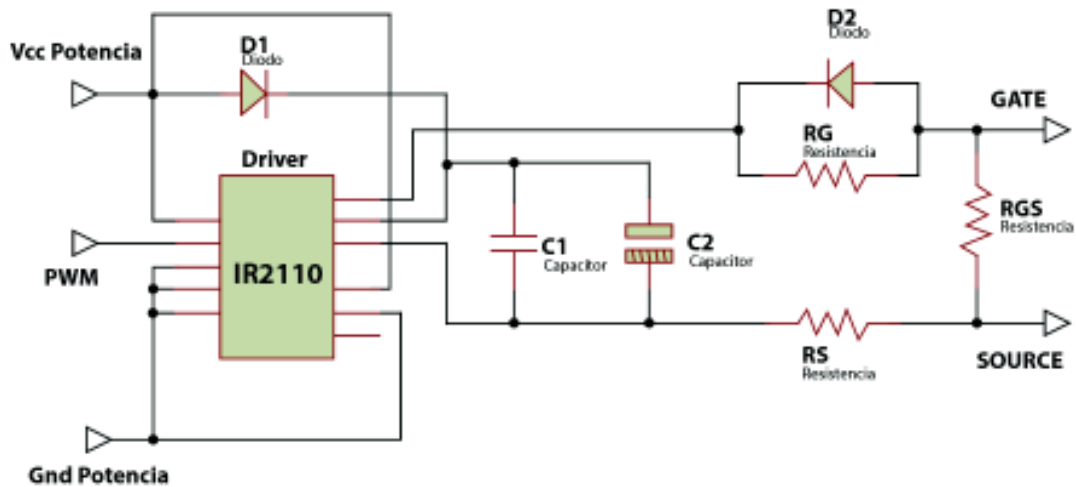


Figura 2.31 Circuito de envío señal PWM al convertor DC/DC reductor

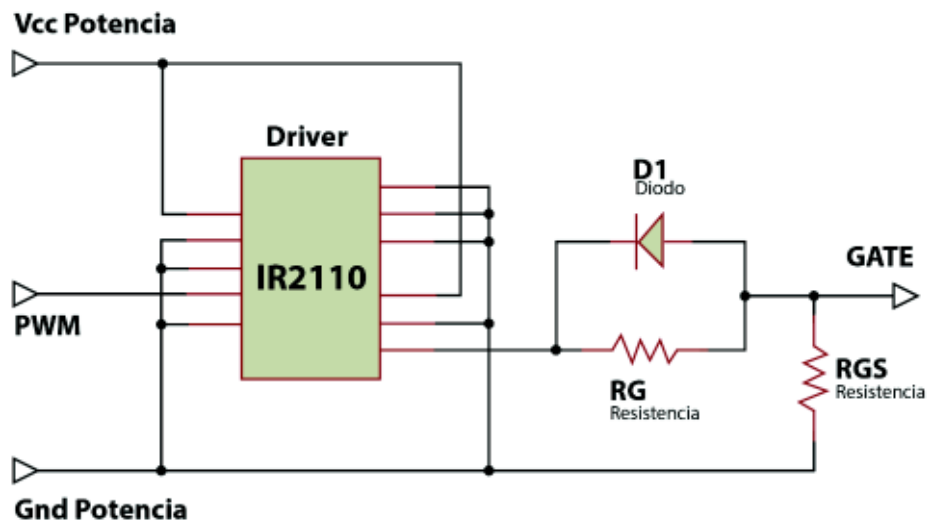


Figura 2.32 Circuito de envío señal PWM al convertor DC/DC reductor – elevador

2.9.3 SENSOR DE CORRIENTE

Un punto a tener en cuenta al momento de conectar una carga al circuito es conocer la corriente máxima que soporta la misma, con este propósito se debe medir la corriente que se está suministrando a la carga y debido a que la salida es un voltaje constante de 48V se tendrá como resultado la potencia entregada a la carga, para cumplir este propósito se ha seleccionado el integrado ACS712-5A el cual soporta $\pm 5A$ con un voltaje de alimentación de 5V como se muestra en el Anexo D12.

2.10 DISEÑO DE LA INTERFAZ HOMBRE MÁQUINA

Como se explicó en el literal 2.1 con el fin de tener conocimiento y control de las variables involucradas en el proyecto tales como voltajes, corrientes, potencias,

velocidad, etc. se desarrolló una interfaz hombre máquina dentro de la aplicación computacional “Matlab”, la cual está encargada del envío y recepción de información con el microcontrolador y el variador de frecuencia haciendo posible el monitoreo y control en línea de las variables mencionadas anteriormente.

En primera lugar se debe realizar una interfaz capaz de comunicar el variador de frecuencia con el computador personal mediante comunicación MODBUS TCP/IP en la cual se pueda ingresar los datos de direccionamiento del servidor TCP así como los ficheros a los que se debe ingresar dentro del variador de frecuencia y sus parámetros de tiempo de comunicación MODBUS, la interfaz encargada de estas tareas se muestra en la Figura 2.33.

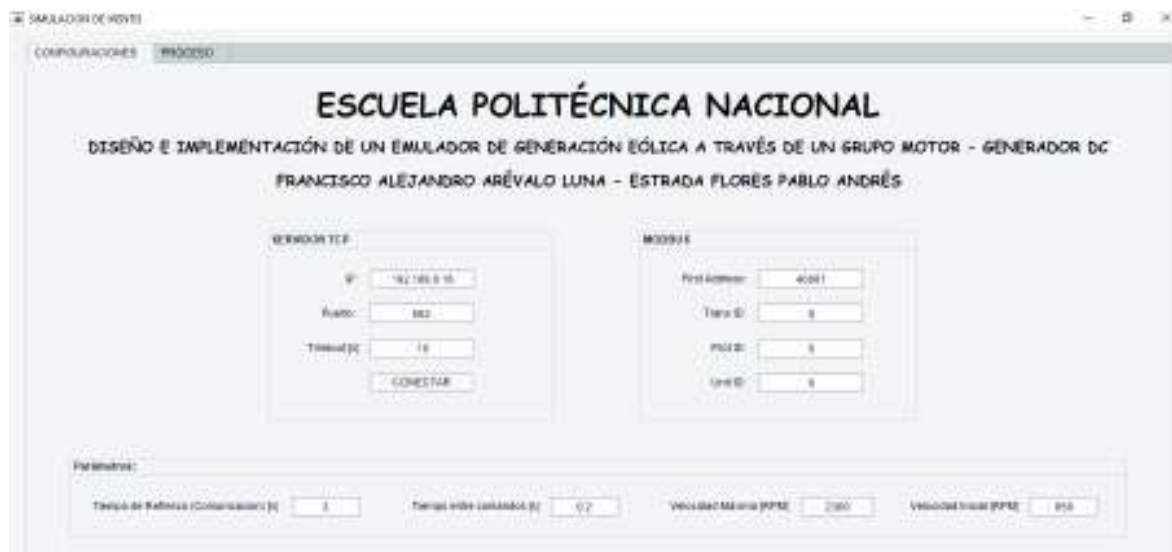


Figura 2.33 Interfaz HMI protocolo de comunicación MODBUS

En segundo lugar se debe realizar una interfaz capaz de recibir y visualizar voltajes, corrientes, potencias, velocidad, % de torque y mensajes de alerta del sistema, además debe ser capaz de enviar y visualizar señales de referencia de voltaje, velocidad (perfil de viento) y señal de encendido/apagado del sistema, la interfaz encargada de estas tareas se muestra en la Figura 2.34.

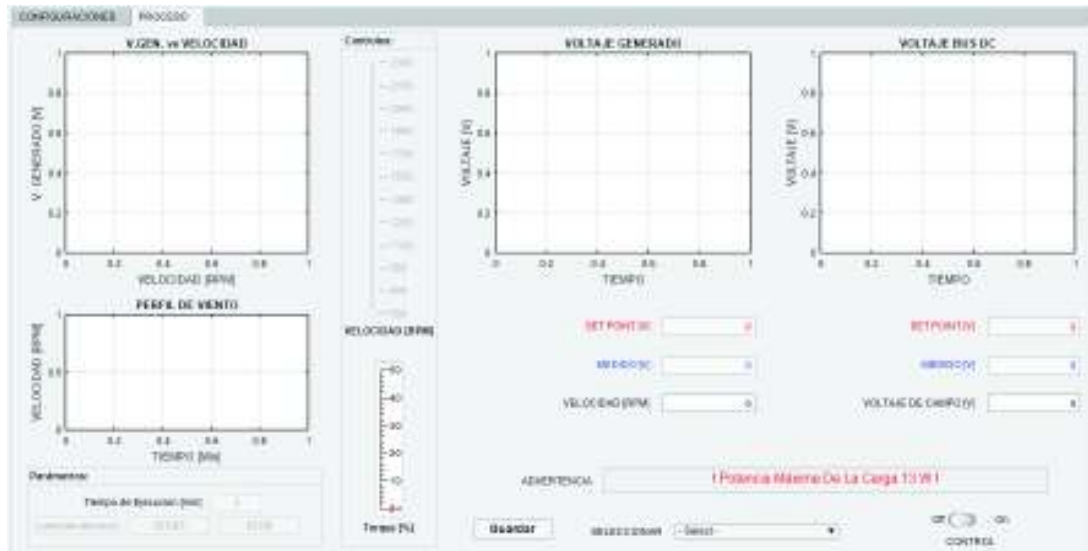


Figura 2.34 Interfaz HMI visualización y control del proceso

Para cumplir los requerimientos dentro de Matlab se utilizaron dos de sus aplicaciones o entornos “Simulink” y “App Designer” en los cuales se crearon tanto el programa dentro del microcontrolador como las interfaces antes mencionadas, la primera aplicación de Matlab se utiliza para realizar el programa encargado de ejecutar cálculos o de guardar datos en el microcontrolador y en el ordenador. El segundo se utiliza para realizar la interfaz hombre – máquina para la visualización y control por parte del operador.

2.10.1 APLICACIONES EN SIMULINK

2.10.1.1 Microcontrolador

El microcontrolador está encargado de enviar 2 señales PWM para el control de los convertidores DC/DC, la recepción de 2 señales PWM provenientes del encoder y 4 señales análogas de voltajes y corrientes previamente acondicionadas; todas estas señales serán adquiridas o enviadas en tiempo real mediante una comunicación serial desde el ordenador hacia el microcontrolador y viceversa.

El primer bloque ingresado es “Target Setup” el cual permite la programación y configuración del microcontrolador, este bloque se parametriza con la tarjeta del

microcontrolador correspondiente y el tiempo de muestreo para la comunicación con el ordenador como se muestra en la Figura 2.35.

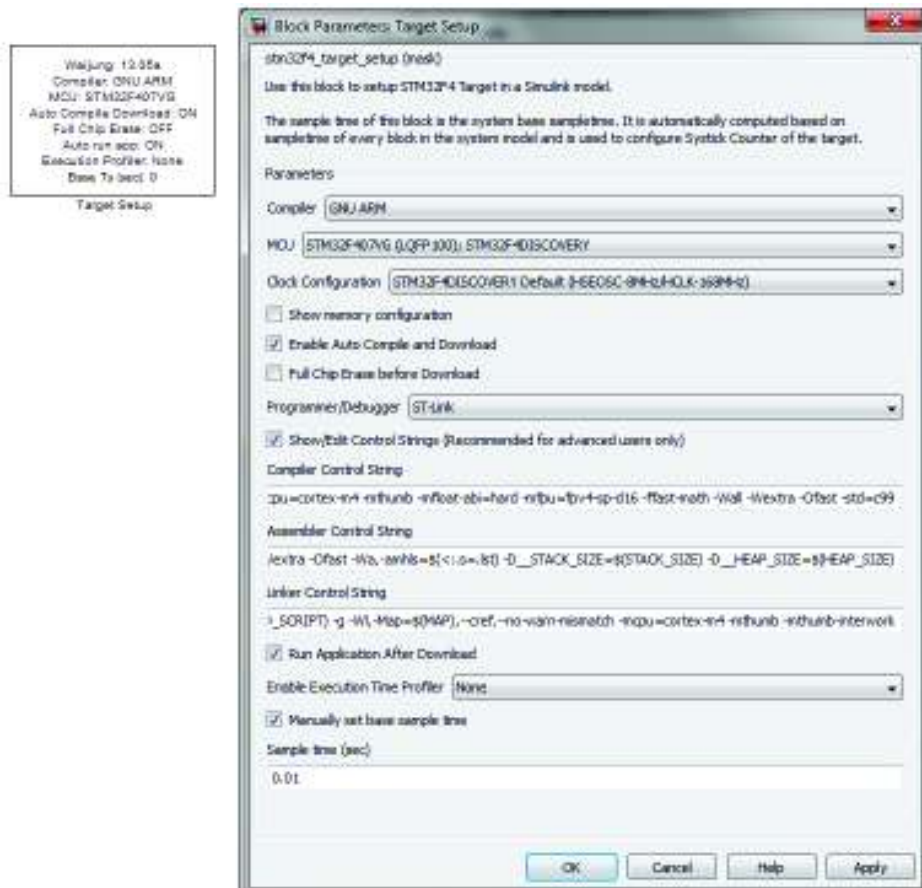


Figura 2.35 Configuración del bloque “Target Setup”

Los bloques siguientes a usar son el “USB VCP Receiver STM32F4” y el “USB VCP Send STM32F4” encargados de la recepción y envío de la información mediante comunicación serial entre el microcontrolador y el ordenador

Posteriormente el bloque usado es el “Basic PWM” encargado de generar la señal PWM para el control de los convertidores DC/DC, en este bloque se debe parametrizar el timer, el canal de salida, el periodo de la señal y la polaridad de la misma como se muestra en la Figura 2.36.

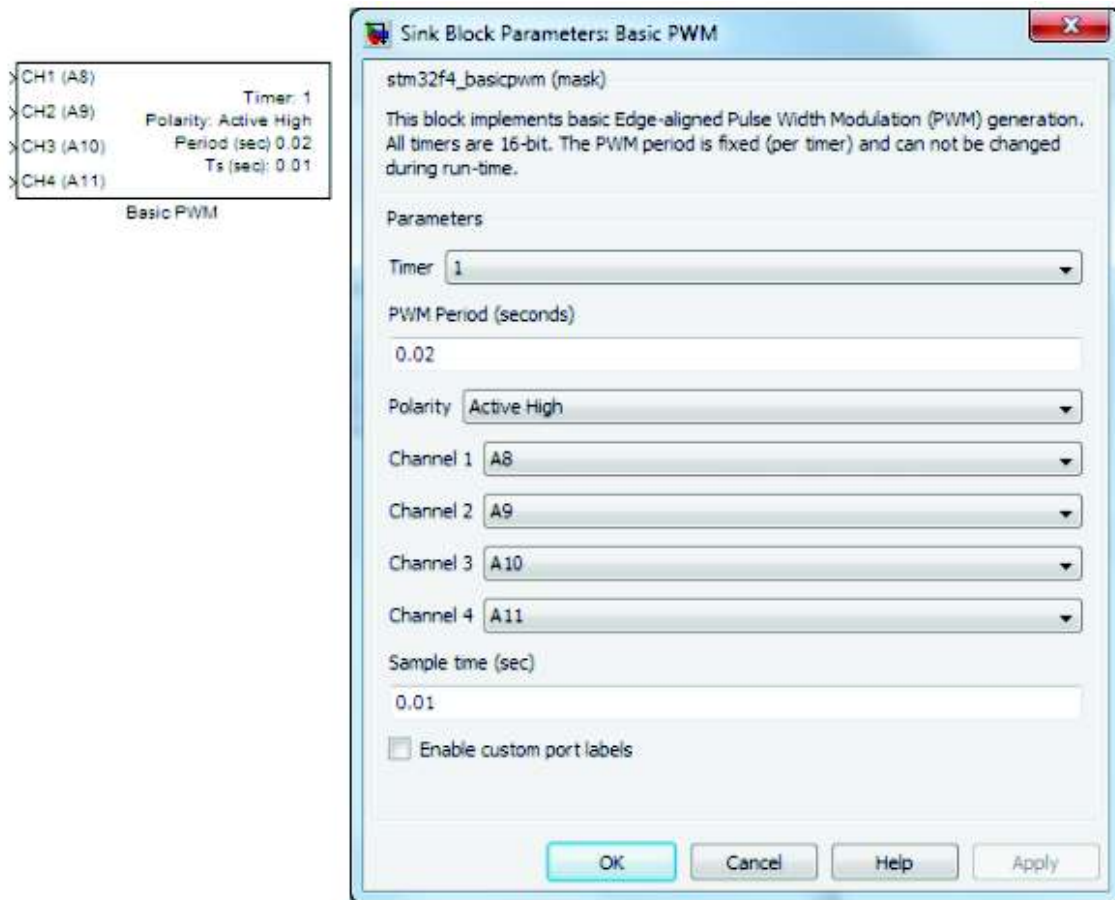


Figura 2.36 Configuración del bloque “Basic PWM”

Posteriormente se usa el bloque “Campo AD” con la finalidad de obtener las señales análogas provenientes de voltajes y corrientes previamente acondicionadas; en este bloque es necesario configurar los pines por los cuales se adquieren las señales análogas así como el tipo de dato de señal de salida como se muestra en la Figura 2.37.

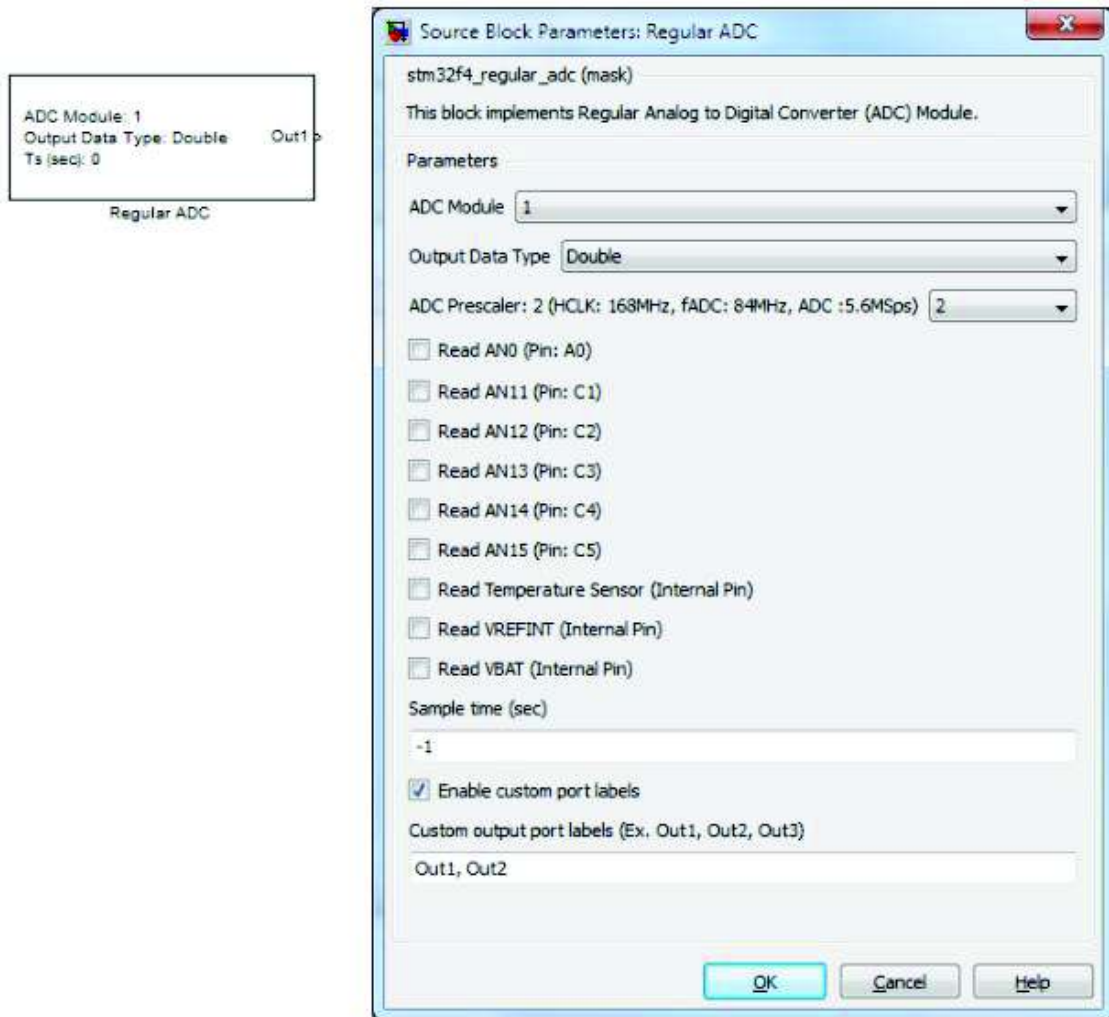


Figura 2.37 Configuración del bloque “Campo AD”

Por último se utiliza el bloque “Encoder Read” encargado de procesar las señales provenientes del encoder y entregando 2 variables una correspondiente al dato de velocidad y otra de sentido de giro; la variable de velocidad debe ser previamente acondicionada con la finalidad de representar adecuadamente la variable que representa, el bloque debe ser parametrizado con el timer a utilizar del microcontrolador así como del número de pulsos por revolución del encoder como se muestra en la Figura 2.38.

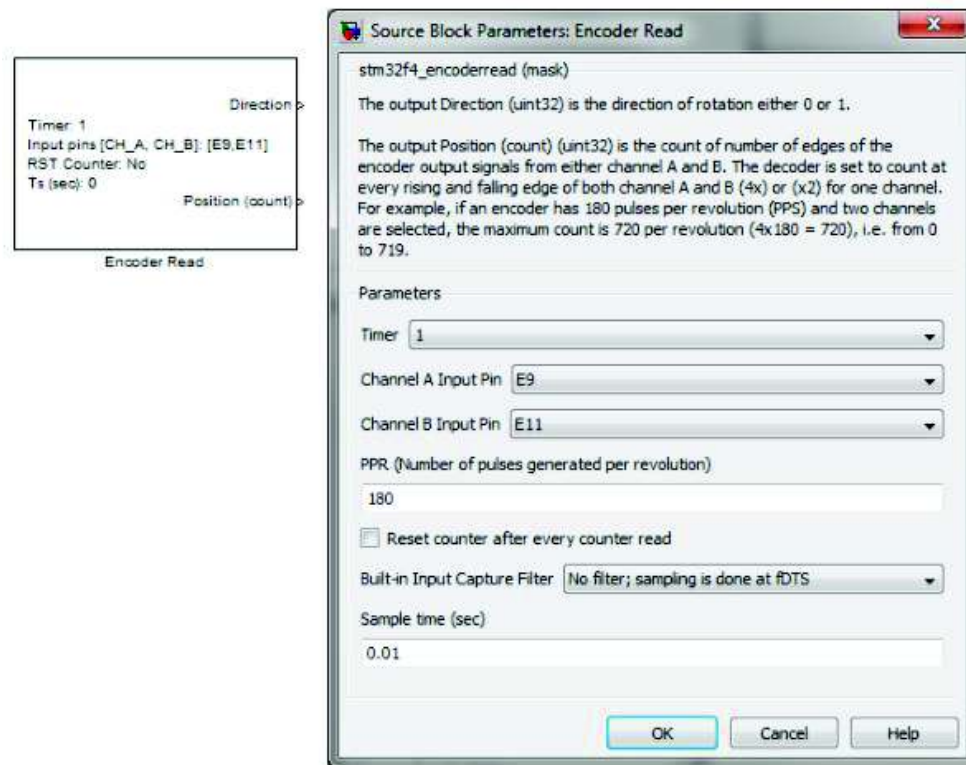


Figura 2.38 Configuración del bloque “Encoder Read”

La configuración final programada en el microcontrolador tiene la disposición que se muestra en el Anexo C1 con la cual es posible realizar las tareas necesarias mencionadas anteriormente.

2.10.1.2 Ordenador

El ordenador está encargado del procesamiento en línea de la información recibida del microcontrolador, el enlace con la aplicación gráfica creada en App Designer y él envió de la información procesada al microcontrolador con el fin de controlar, monitorear y mantener al operador informado del estado de las variables involucradas en el proceso.

El primer grupo de bloques usados en el programa dentro del ordenador son los encargados de la comunicación serial tales como: “Host Serial Setup”, “Host Serial Rx” y “Host Serial Tx” con los cuales se recibirán 4 señales correspondientes a entradas AD del microcontrolador y se enviarán dos señales digitales para el control de los convertidores DC/DC; dentro de la parametrización del bloque “Host Serial

Setup” se debe configurar el baud rate, el número de bits por dato, la paridad, el bit de parada y el puerto al cual está conectado el USB como se muestra en la Figura 2.39.

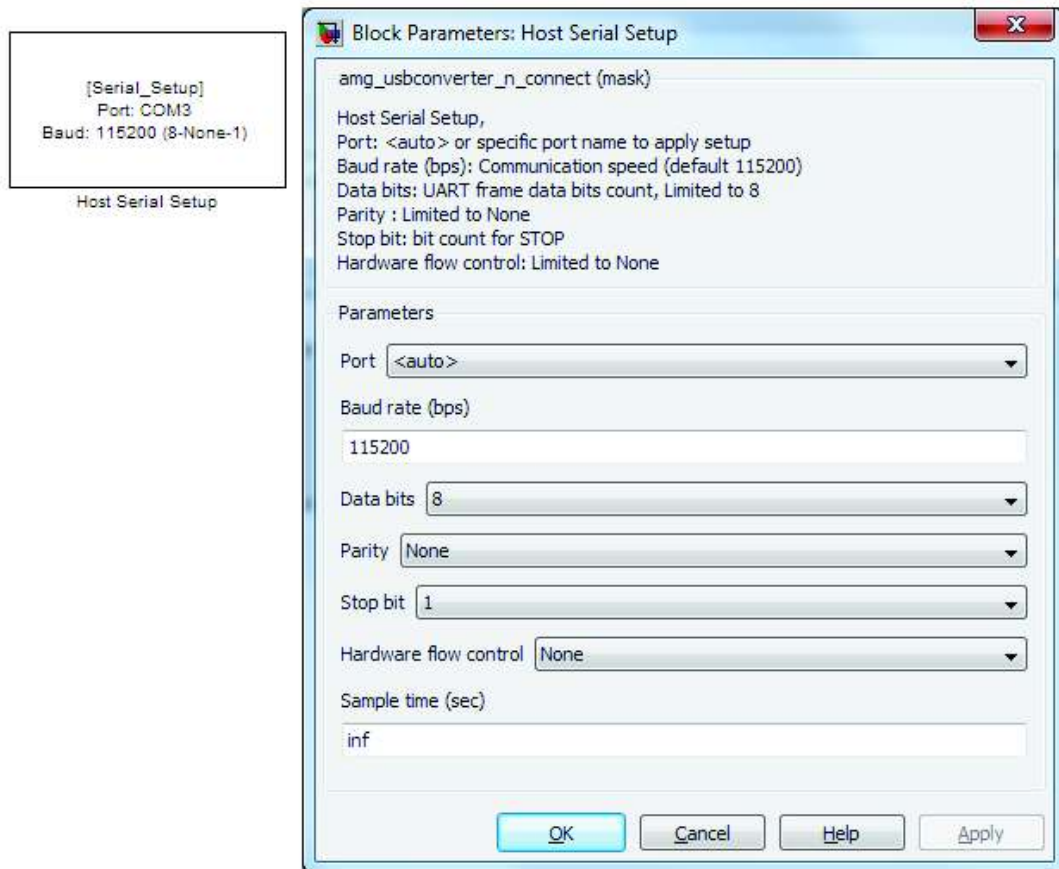


Figura 2.39 Configuración del bloque “Host Serial Setup”

Para parametrizar el bloque “Host Serial Rx” se debe configurar el puerto USB al que está conectado el microcontrolador, el número de señales a recibir y su formato de adquisición como se muestra en la Figura 2.40.

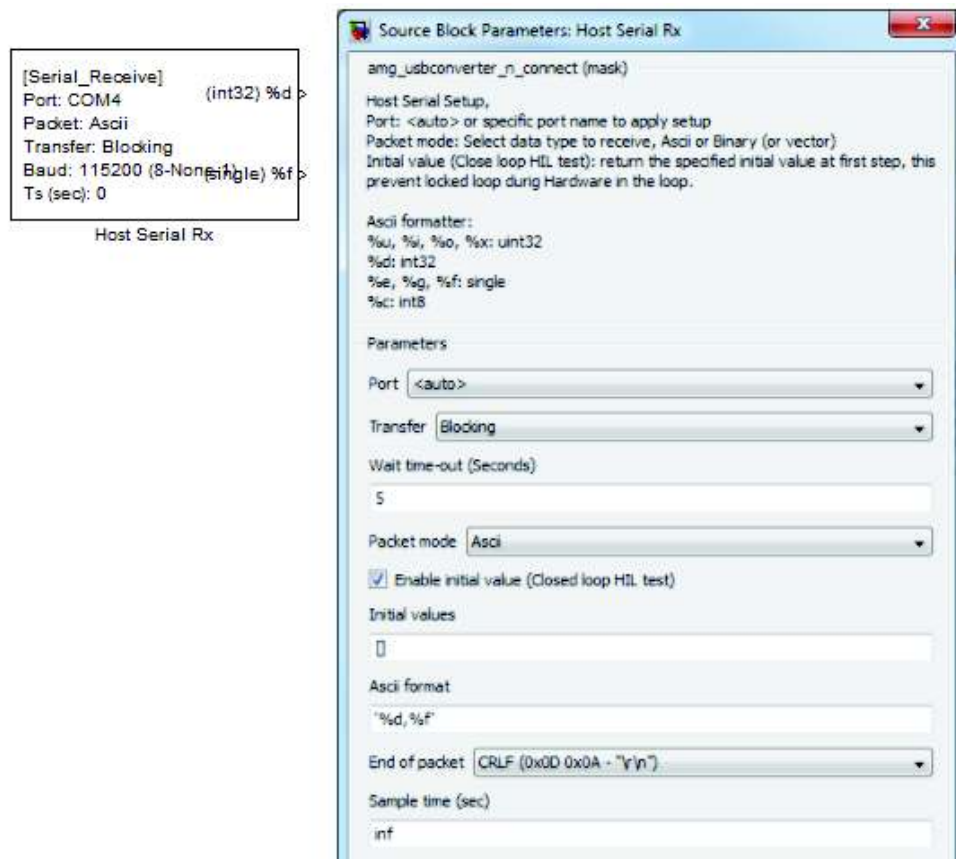


Figura 2.40 Configuración del bloque “Host Serial Rx”

Para parametrizar el bloque “Host Serial Tx” se debe configurar el número de señales a enviar y el tipo de formato como se muestra en la Figura 2.41.

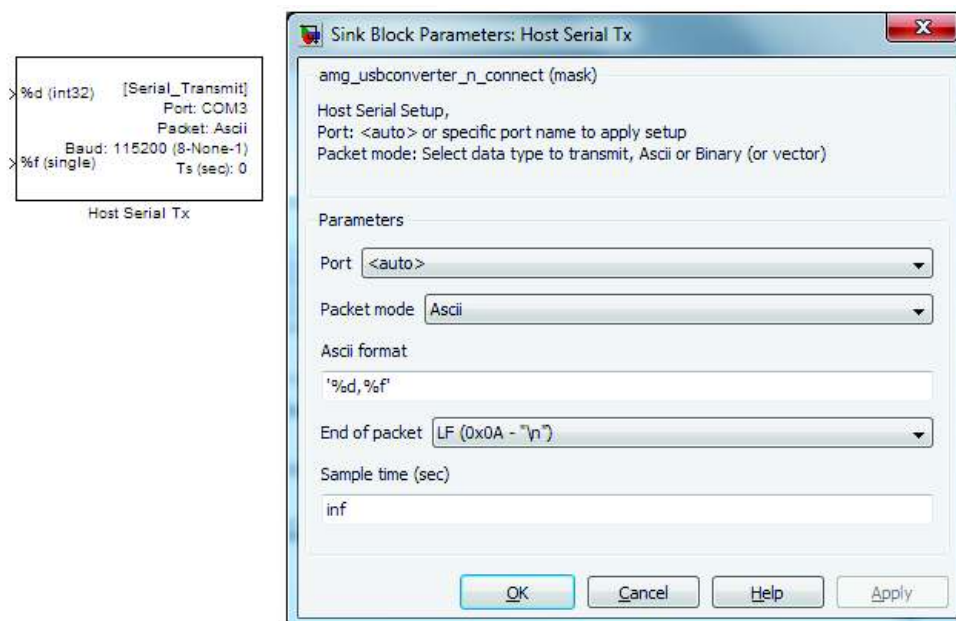


Figura 2.41 Configuración del bloque “Host Serial Tx”

Para finalizar la configuración del programa dentro del ordenador se utilizaron además “Constant”, “Display”, “Sum”, “Divide”, “Mul”, “Saturation” con lo cual el programa presenta la disposición mostrada en el Anexo C2.

2.10.2 APLICACIÓN EN APP DESIGNER

App designer es un entorno gráfico de programación en el cual se realizará un aplicación capaz de otorgar al operador control sobre el proceso además de visualización de las variables involucradas dentro del mismo, para la creación de la aplicación se ha usado “Label”, “Slider”, “Axes”, “Button”, etc dentro de algunos de los cuales se realiza una programación para lograr configurar completamente el entorno gráfico como se muestra en el Anexo C3.

CAPÍTULO 3

PRUEBAS Y RESULTADOS EXPERIMENTALES

3.1 DETERMINACIÓN DE LAS CONSTANTES DE TIEMPO DE LA MÁQUINA DE CORRIENTE CONTINUA

Para la obtención de las constantes de tiempo mecánica y la contra electromotriz del motor de corriente continua se efectuaron una serie de pruebas físicas sobre el mismo, y gracias a algunos elementos ya parametrizados en el capítulo 2.4 del presente documento junto con ecuaciones de funcionamiento se pudo conseguir parametrizar dichas constantes.

3.1.1 DETERMINACIÓN DE LA CONSTANTE CONTRAELECTROMOTRIZ (K_E)

Según [6] "Cuando el motor eléctrico se encuentra en funcionamiento se genera en el devanado una fuerza contra electromotriz a causa de las leyes de Lenz y Faraday". De [6] se tiene:

$$K_e = \frac{(V_a - R_a * i_a)}{w} \quad (3.1)$$

Donde:

K_e = Constante contraelectromotriz

V_a = Voltaje de armadura

R_a = Resistencia de armadura

i_a = Corriente de armadura

w = Velocidad de giro (rad/seg)

Y de los datos obtenidos en la parte de la modelación se sabe que la $R_a=4.37 \Omega$

Tabla 3.1. Valores para el cálculo de K_e

V_a	i_a	w (rpm)	w (rad/seg)	K_e (V seg/rad)
13,6	0,14	509,6	53,3684536	0,24336849
43,3	0,45	861,6	90,224134	0,45812022
46,8	0,49	903,1	94,567396	0,47224204
49,6	0,52	936,2	98,0420056	0,48272778
54,1	0,57	989,6	103,6262	0,49803139
58,8	0,62	1045	109,45858	0,51243676
63,5	0,66	1101	115,29096	0,52576368
67,9	0,71	1153	120,751061	0,53661889
72,2	0,75	1204	126,087069	0,54662624
75,8	0,79	1247	130,554424	0,5541574
79,2	0,83	1287	134,773593	0,56073967
81,8	0,86	1318	138,000016	0,56552022
84,1	0,88	1345	140,85416	0,56976947
89,5	0,94	1409	147,555192	0,57871362
92,6	0,97	1446	151,402082	0,58361879
95,8	1	1484	155,373064	0,58845464
99,1	1,04	1523	159,46814	0,59294101
102,2	1,07	1560	163,315029	0,59715325
105,6	1,11	1600	167,534198	0,60136558
108,8	1,14	1638	171,50518	0,60533565
112,1	1,17	1677	175,600256	0,60926506
114,8	1,2	1709	178,950772	0,61221306
118,7	1,24	1755	183,790407	0,61636079

Teniendo un valor promediado de $K_e = 0,54398016$ V seg/rad.

3.1.2 DETERMINACIÓN DE LA CONSTANTE DE TIEMPO MECÁNICA (T_M)

Para determinar la constante de tiempo mecánica de la máquina de corriente directa, se procedió a hacerla trabajar como motor.

Para identificar este parámetro se procedió en rotor bloqueado a generar un paso de voltaje, incrementamos el voltaje hasta obtener la corriente nominal de la máquina DC, como se puede observar en la Figura 3.1.



Figura 3.1 Corriente rotor bloqueado

Una vez establecido el voltaje necesario, se procede al cálculo del tiempo mecánico, para ello con la ayuda del osciloscopio se da el paso de voltaje antes establecido y se procede a medir cuando este alcanza el 63.2% de su amplitud, siendo este valor la constante de tiempo mecánico. Los resultados de esta prueba se observa en la Figura 3.2.

El valor obtenido mediante cálculo directo para la constante de tiempo mecánico $T_m = 14.8$ ms.

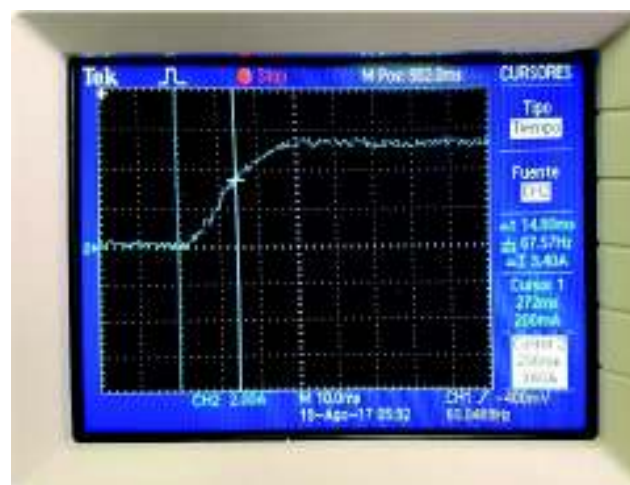


Figura 3.2 Respuesta entrada paso de la máquina DC

3.2 PRUEBA DE COMUNICACIÓN ENTRE EL ORDENADOR Y EL VARIADOR DE FRECUENCIA

Para establecer la comunicación entre la computadora con el variador de velocidad se empleó el protocolo de Comunicación MODBUS TCP/IP, ya que es el que soporta el variador de velocidad ABB ACS 880, mediante su módulo de expansión FENA-11.

Para la identificación de los registros del variador, así como los valores a ser enviados para establecer la comunicación entre el cliente y el servidor, en primera instancia se empleó el programa “Simply Modbus TCP Client”, con él se pudo identificar si no existía un desplazamiento de registros, así como las respuestas del variador a los comandos enviados.

En la Figura 3.3 se puede observar la interfaz del programa.

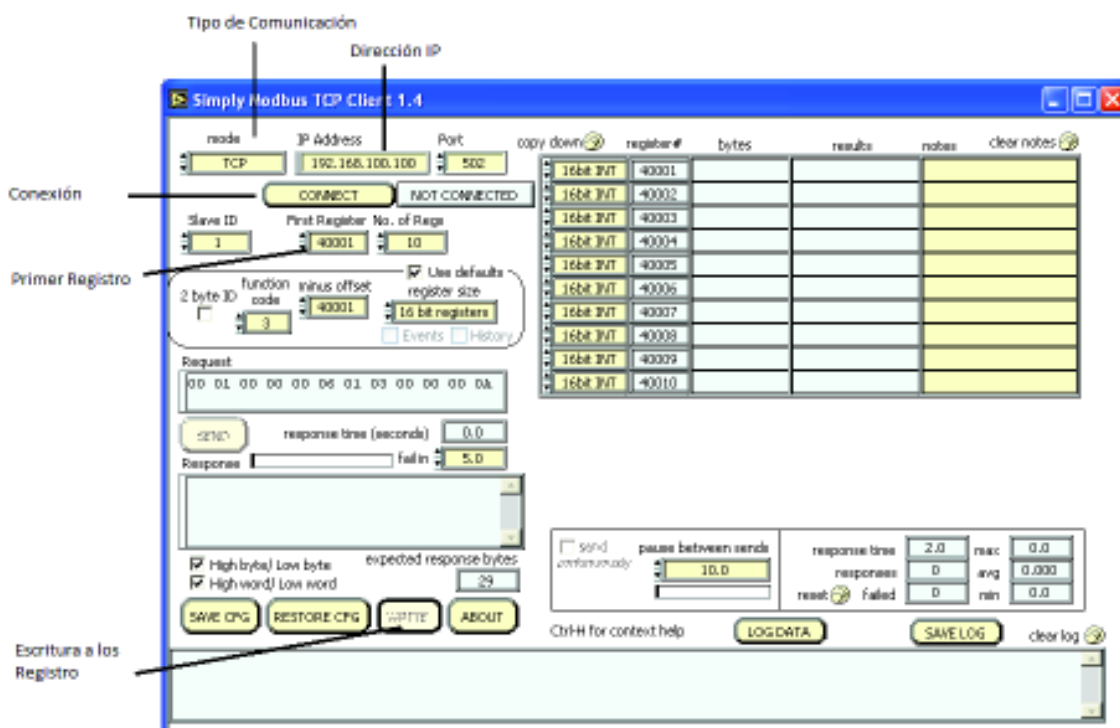


Figura 3.3 Interfaz del programa “Simply Modbus TCP Client”

Para la escritura sobre los registros del variador, una vez establecida la comunicación, se usa el “Write” y se asigna el registro con el valor a enviar como se puede ver en la Figura 3.4.

Una vez identificados los parámetros de la comunicación con el variador, y habiendo exitosamente establecido el orden de los parámetros, así como de los valores para el correcto funcionamiento del mismo, se procedió a realizar un programa en MATLAB para crear el protocolo MODBUS y poder vincular dicho protocolo con la interfaz HMI para el control general del sistema. En la Figura 3.5 vemos la interfaz HMI con el protocolo de Comunicación MODBUS.

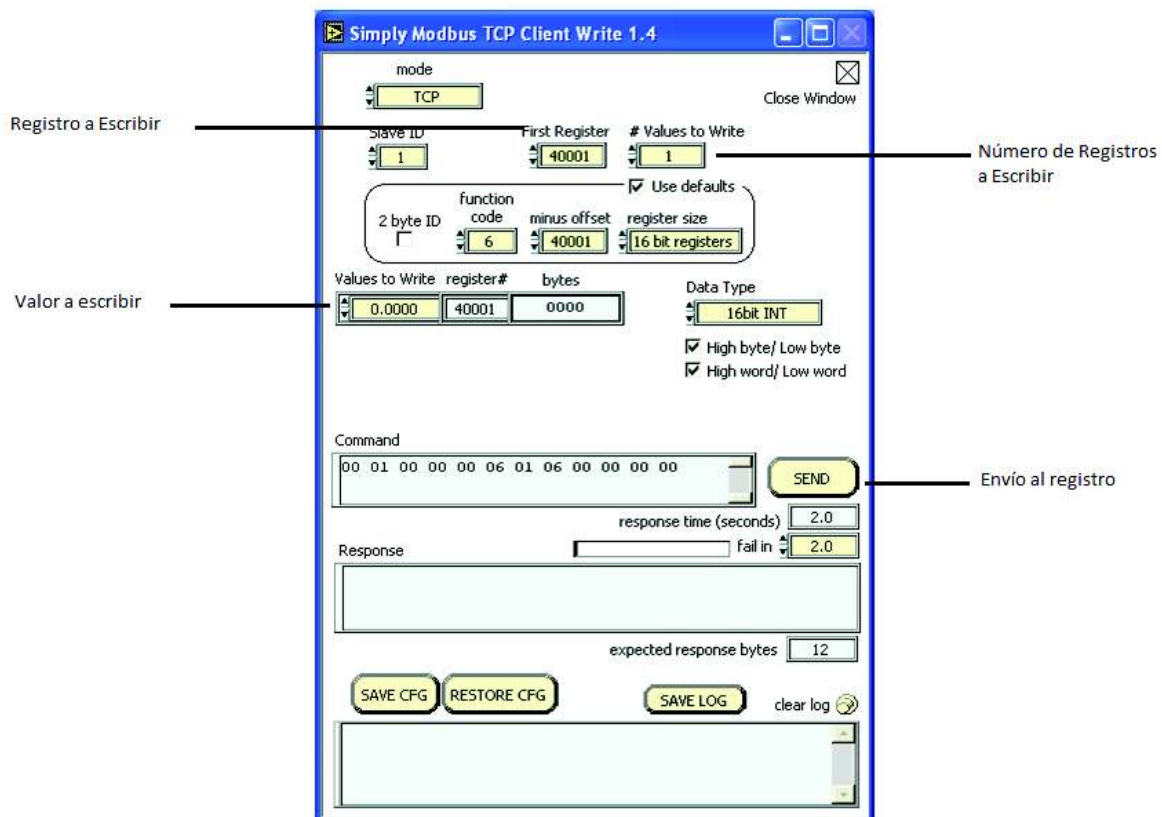


Figura 3.4 Escritura de un registro en “Simply Modbus TCP Client”



Figura 3.5 Interfaz HMI protocolo de comunicación MODBUS

3.3 PRUEBA DE GENERACIÓN DE LA CURVA DE PRODUCCIÓN

La Figura 2.4 calculada en el literal 2.2 sirve de punto de partida para lograr emular un sistema eólico que presenta un comportamiento característico debido a sus componentes mecánicos, eléctricos y ambientales; dichos componentes otorgan a la curva de producción un comportamiento característico descrito por la función probabilística de Weibull [22] como el mostrado en la Figura 1.2 con la finalidad de comprobar el comportamiento del generador de corriente continua se realizó una prueba proporcionando un voltaje de campo constante de 69.6V y variando la velocidad del motor con la ayuda del variador de frecuencia obteniendo los valores mostrados en la Tabla 3.2 dichos valores presentan un comportamiento linealmente creciente como se muestra en la Figura 3.6

Tabla 3.2. Valores de voltaje generado en función de la velocidad a un voltaje de campo constante

Velocidad (RPM)	V_G (V)	Velocidad (RPM)	V_G (V)	Velocidad (RPM)	V_G (V)
0	0	832	45.2	1735	94.22
74.73	3.13	890	48.4	1788	97
170	8.45	1003	54.61	1850	100.3

225	11.69	1053	57.17	1921	104.3
363.8	19.68	1109	60.03	2010	109.2
483	26.33	1150	62.23	2072	112.5
520.2	28.45	1218	66.09	2142	116.5
555.8	30.32	1263	68.23	2204	119.6
606.2	33.09	1322	71.82	2258	122.9
629.7	34.12	1397	75.92	2316	125.8
650.3	35.39	1453	78.87	2369	128.9
716.9	39.18	1536	83.23	2372	129.3
753.1	40.87	1584	86		
788.3	42.79	1680	91.4		

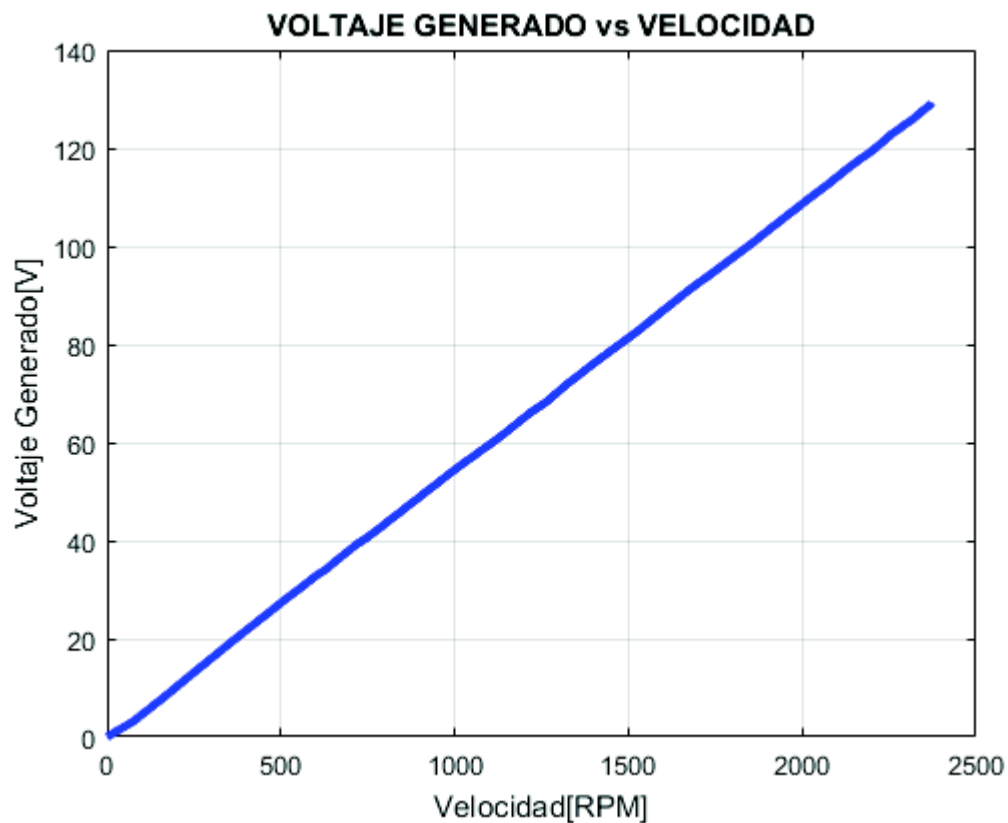


Figura 3.6 Voltaje generado en función de la velocidad

Debido a este comportamiento propio del generador de corriente continua es necesario realizar un control del voltaje de campo con el fin de lograr simular el comportamiento característico del voltaje generado dentro de la curva de

producción para lo cual se utilizan los datos de la Figura 2.4 como referencia para realizar dicho control mediante el uso del convertor DC/DC reductor.

Como se puede observar en la Figura 3.7 al realizar pruebas con control sobre el voltaje de campo (control por debilitamiento de campo) la señal medida presenta gran similitud con la señal de referencia por lo cual el voltaje generado que es base para la curva de producción está correctamente emulado.

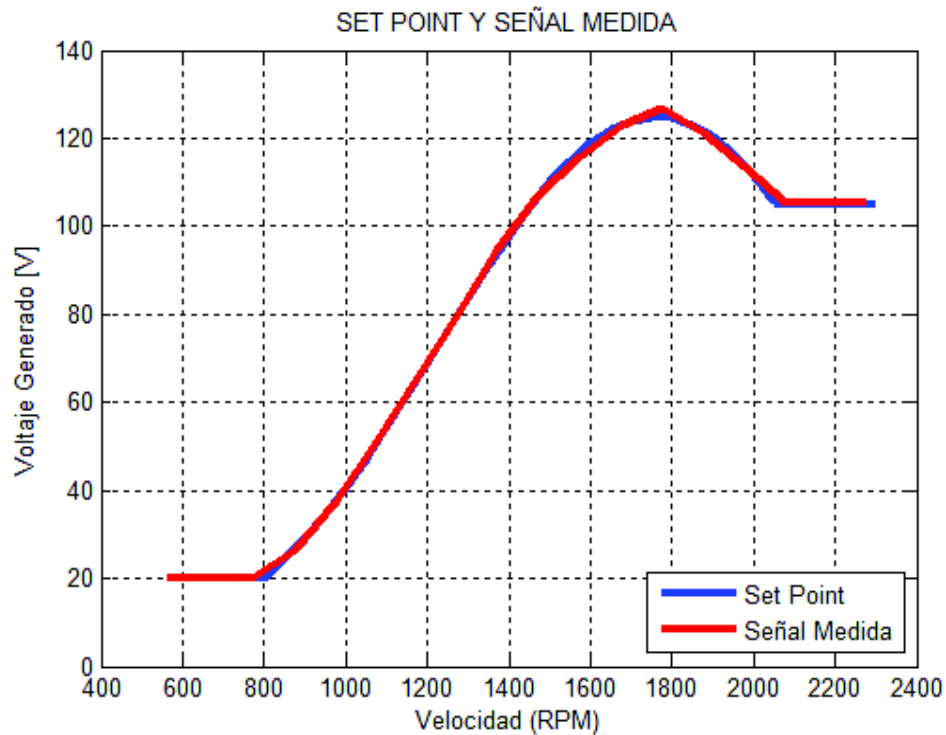


Figura 3.7 Comparación entre el set point y la señal medida de voltaje generado en función de la velocidad

3.4 PRUEBAS CON CARGA CONSTANTE Y VELOCIDAD DE VIENTO VARIABLE.

Con la finalidad de comprobar el comportamiento del sistema ante cambios de velocidad se realizó una prueba manteniendo una carga constante aproximada de 13W y sometiendo al sistema en un lapso de tiempo total de 2min a un perfil de velocidad como el mostrado en la Figura 3.8 el cual fue tomado del primer trimestre del 2014 de la estación meteorológica de Quisapincha ubicada en la localidad de Tungurahua – Ecuador.

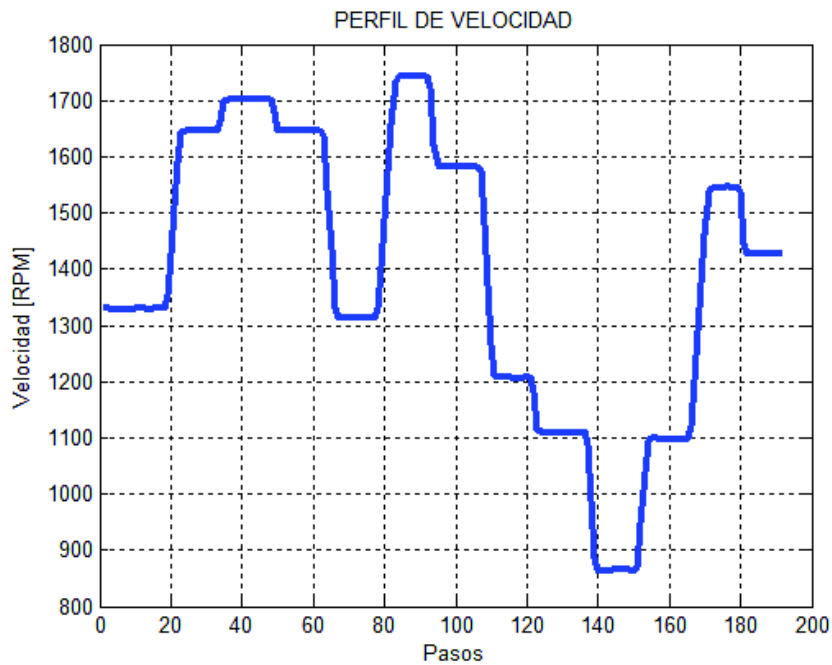


Figura 3.8 Perfil de velocidad de la estación Quisapincha REFERENCIA

Como se puede observar en la Figura 3.9 el voltaje generado sentido presenta el mismo comportamiento que el voltaje generado referencia, con ciertas excepciones como las encerradas en color negro y verde, para cada caso se realizó un acercamiento de dichos puntos separados por secciones debido a la naturaleza de su error.

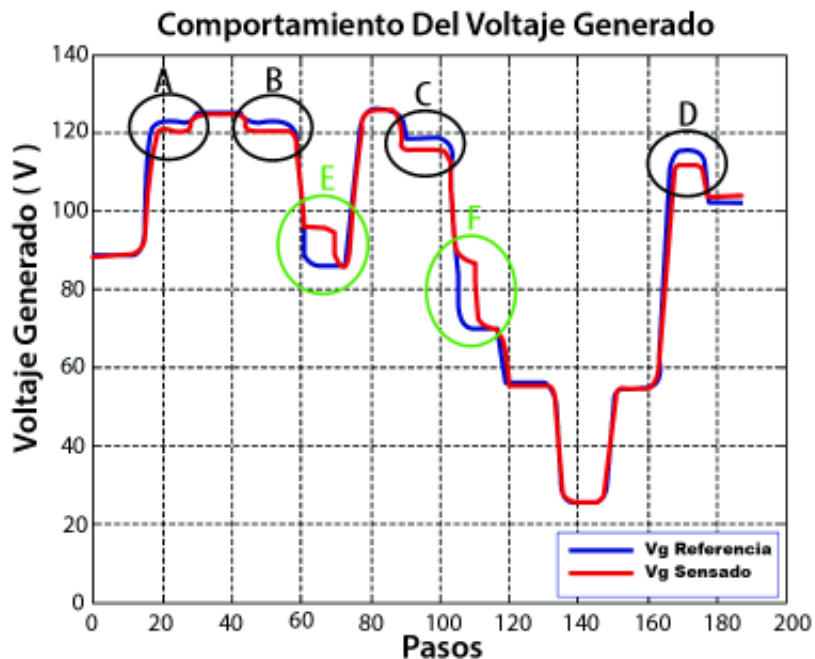


Figura 3.9 Comportamiento del voltaje generado ante cambios de velocidad

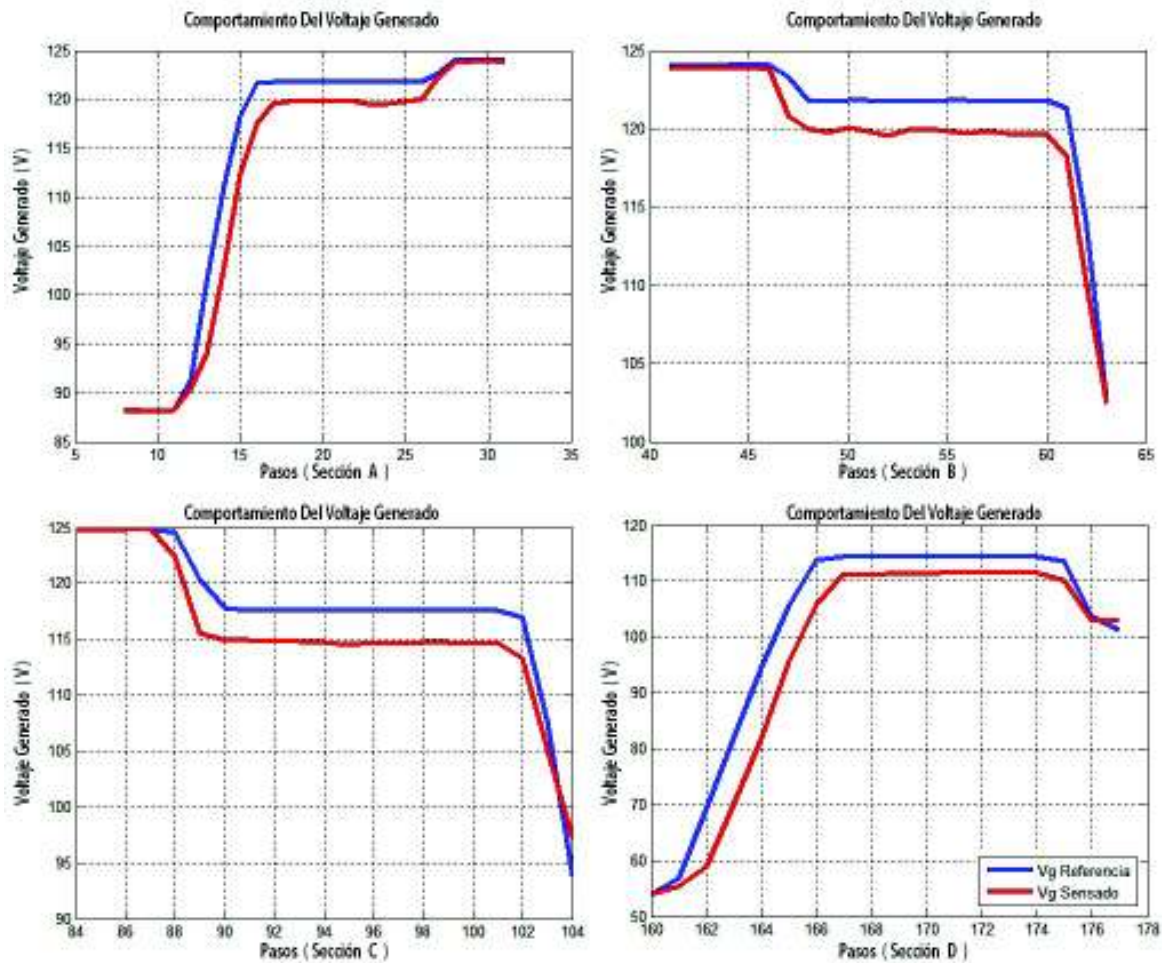


Figura 3.10 Acercamiento de las secciones A, B, C y D de la figura 3.9

La Figura 3.10 muestra que la señal sensada o adquirida no logra alcanzar al set point debido a condiciones provenientes del controlador lo que provoca un error de posición, con la finalidad de saber si dicho error está dentro de los parámetros considerados como aceptados ($e_{\%} \leq 10\%$) se procede a trabajar con los datos de voltaje generado referencia y sensado obteniendo los resultados mostrados en la Tabla 3.3 calculados con la Ecuación 3.2 tomada de [12] y con los cuales se puede observar que el error más alto es de 7.46% y su promedio total de 1.97% con lo cual son resultados aceptables ya que ambos resultados son menores al 10%.

$$e_{\%} = \left| \frac{V_T - V_M}{V_T} \right| * 100\% \quad (3.2)$$

Donde:

$e_{\%}$ = Error Porcentual

V_T = Valor teórico

V_M = Valor medido

Tabla 3.3. Valores del error porcentual de las secciones A, B, C y D de la figura 3.9

Pasos (8 – 31)(Sección A)				60	121.83	119.63	1.80
Paso	V_T (V)	V_M (V)	e%	61	121.28	118.26	2.49
8	88.10	88.35	0.28	62	114.09	110.29	3.33
9	88.25	88.25	0.00	63	102.55	102.44	0.11
10	88.10	88.06	0.05	Pasos (84 – 104) (Sección C)			
11	88.25	88.21	0.04	Paso	V_T (V)	V_M (V)	e%
12	91.37	90.41	1.05	84	124.81	124.89	0.06
13	101.43	94.03	7.29	85	124.81	124.75	0.06
14	111.13	102.84	7.46	86	124.81	124.8	0.04
15	118.16	112.26	4.99	87	124.81	124.87	0.05
16	121.67	117.62	3.33	88	124.52	122.40	1.70
17	121.77	119.56	1.82	89	120.32	115.56	3.96
18	121.77	119.82	1.60	90	117.77	114.89	2.45
19	121.77	119.74	1.67	91	117.62	114.90	2.31
20	121.83	119.79	1.67	92	117.70	114.81	2.45
21	121.83	119.76	1.69	93	117.62	114.80	2.40
22	121.83	119.78	1.68	94	117.62	114.70	2.48
23	121.77	119.47	1.89	95	117.70	114.54	2.68
24	121.77	119.59	1.79	96	117.62	114.70	2.48
25	121.77	119.85	1.58	97	117.62	114.57	2.59
26	121.83	120.02	1.48	98	117.70	114.67	2.57
27	122.66	122.34	0.26	99	117.62	114.72	2.46
28	123.99	123.80	0.15	100	117.62	114.61	2.55
29	124.05	123.94	0.09	101	117.62	114.72	2.46
30	124.02	123.99	0.03	102	116.98	113.25	3.19
31	124.02	123.80	0.18	103	107.55	105.08	2.30
Pasos (41 – 63) (Sección B)				104	93.88	97.22	3.56
Paso	V_T (V)	V_M (V)	e%	Pasos (160 – 177) (Sección D)			
41	124.02	123.93	0.08	Paso	V_T (V)	V_M (V)	e%
42	124.02	123.83	0.15	160	54.02	53.96	0.11

43	124.02	123.83	0.15	161	56.88	55.36	2.67
44	124.05	123.83	0.18	162	69.28	58.82	5.10
45	124.05	123.93	0.09	163	82.13	70.10	4.64
46	124.05	123.78	0.22	164	94.57	81.78	3.52
47	123.28	120.77	2.04	165	105.59	95.62	5.44
48	121.83	119.98	1.51	166	113.71	105.78	4.98
49	121.77	119.77	1.65	167	114.27	111.23	2.66
50	121.83	120.03	1.47	168	114.37	111.18	2.79
51	121.83	119.84	1.63	169	114.46	111.44	2.64
52	121.77	119.58	1.80	170	114.37	111.32	2.66
53	121.77	119.92	1.52	171	114.46	111.64	2.46
54	121.77	120.01	1.45	172	114.46	111.56	2.53
55	121.83	119.85	1.62	173	114.37	111.58	2.44
56	121.83	119.70	1.75	174	114.46	111.48	2.60
57	121.77	119.85	1.58	175	113.61	110.13	3.07
58	121.77	119.68	1.72	176	103.66	102.92	0.72
59	121.77	119.59	1.79	177	101.30	103.00	1.68

La Figura 3.11 muestra un retardo en tiempo hasta alcanzar la señal referencia, esto se debe principalmente a que la velocidad del motor no logra establecerse en la velocidad enviada como set point desde el ordenador provocando una señal errónea del voltaje generado referente con lo cual el error de posición también aumenta, haciendo uso de la Ecuación 3.2 se calcula el error para cada punto los cuales se muestran en la Tabla 3.4 en donde se puede observar que el error más alto es de 9.27% y que su promedio es de 5.32% entrando dentro de los parámetros aceptables.

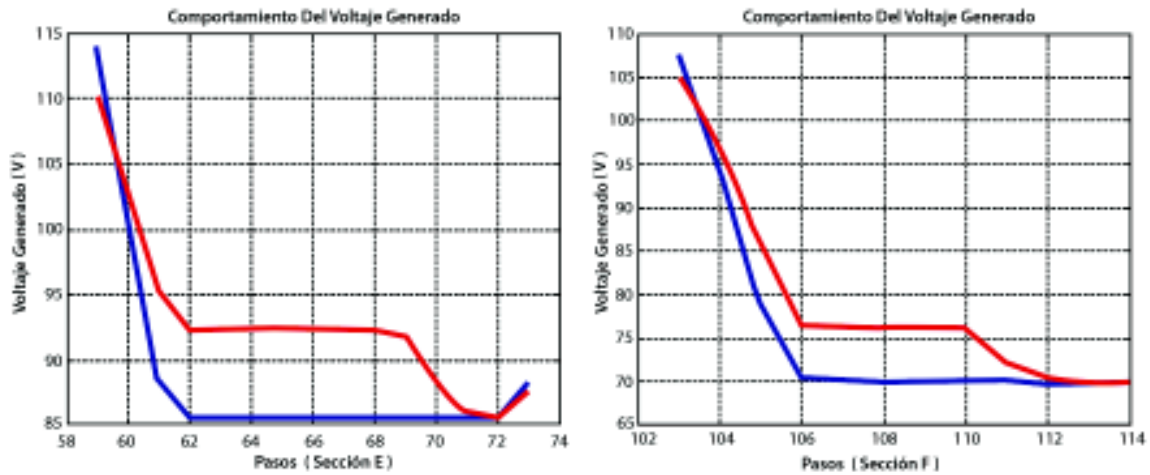


Figura 3.11 Acercamiento de las secciones E y F de la figura 3.9

Tabla 3.4. Valores del error porcentual de las secciones E y F de la figura 3.9

Pasos (59 – 73) (Sección E)				Pasos (103 – 114) (Sección F)			
Paso	V_T (V)	V_M (V)	e%	Paso	V_T (V)	V_M (V)	e%
59	114.09	110.29	3.32	103	107.55	105.08	2.30
60	102.55	102.44	0.10	104	93.88	97.22	3.55
61	88.25	95.15	7.82	105	78.57	85.52	8.85
62	85.65	92.40	7.88	106	70.33	76.39	8.62
63	85.65	92.51	8.00	107	70.03	76.32	8.97
64	85.65	92.60	8.12	108	69.88	76.11	8.92
65	85.65	92.22	7.67	109	69.88	76.04	8.80
66	85.65	92.35	7.82	110	70.03	75.96	8.46
67	85.50	92.29	7.94	111	69.88	72.01	3.04
68	85.65	92.45	7.94	112	69.73	70.41	0.97
69	85.79	93.75	9.27	113	69.73	69.86	0.18
70	85.65	88.16	2.93	114	69.88	69.61	0.38
71	85.50	86.01	0.59				
72	85.50	85.61	0.12				
73	88.39	87.60	0.89				

La siguiente variable a analizar es el voltaje bus DC de 48V controlado con el convertor DC/DC reductor – elevador, en la Figura 3.12 se muestra tanto la señal de referencia como la señal sensada, para mejor visualización de los cambios que

se producen en el voltaje bus DC se la sobrepondrá sobre el perfil de velocidad mostrado en la Figura 3.8 con lo cual se podrá analizar de mejor manera su comportamiento.

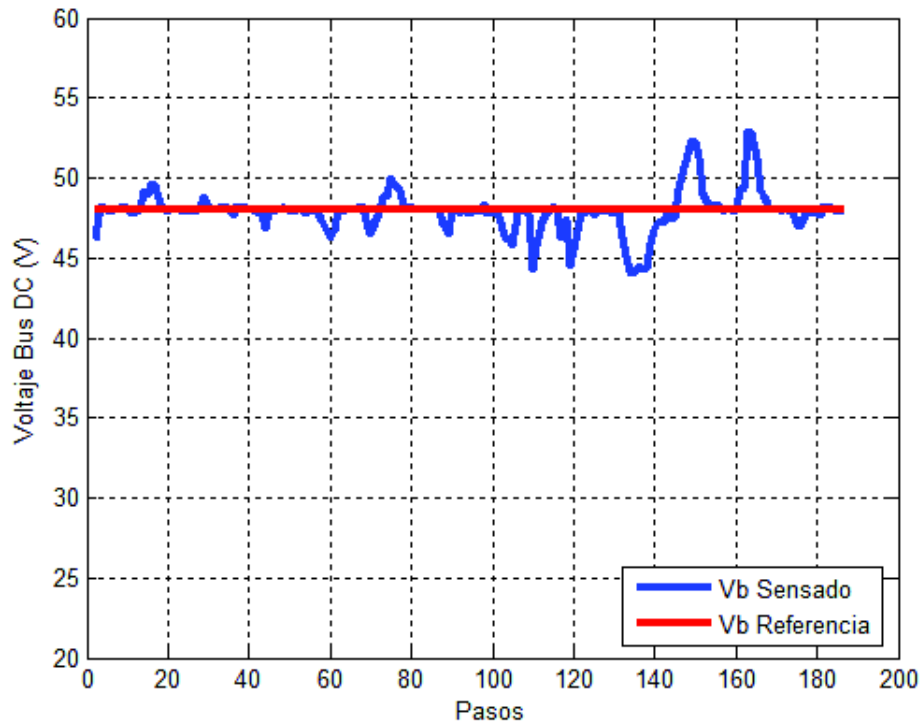


Figura 3.12 Comportamiento del voltaje bus DC ante cambios de velocidad

Como se puede observar en la Figura 3.13 los cambios en el voltaje bus DC se producen al momento de incrementar o disminuir la velocidad de una forma directamente proporcional a dichos cambios siendo estos pronunciados si la velocidad aumenta o disminuye radicalmente como los puntos en los cuales se trazó una línea de color verde, con ayuda de la Ecuación 3.2 y del $V_T = 48V$ se obtuvieron los valores mostrados en la Tabla 3.5 en los cuales el error más alto es de 9.98% y su promedio es de 1.49% siendo menor al 10% por lo cual se consideran aceptables estos valores.

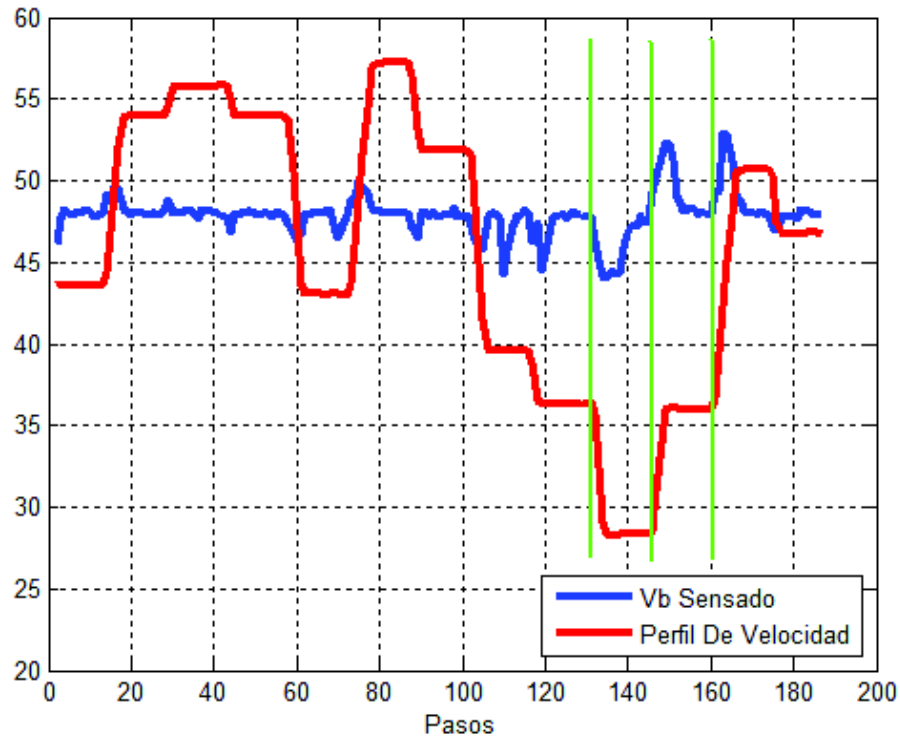


Figura 3.13 Superposición entre voltaje bus DC y perfil de velocidad

Tabla 3.5. Valores del error porcentual del voltaje bus DC

Paso	V_M (V)	$e\%$	Paso	V_M (V)	$e\%$	Paso	V_M (V)	$e\%$
2	46.14	3.87	64	48.04	0.08	126	47.86	0.27
3	47.67	0.67	65	48.10	0.22	127	48.15	0.32
4	48.19	0.40	66	48.06	0.13	128	47.89	0.21
5	47.95	0.09	67	48.11	0.23	129	47.86	0.28
6	47.92	0.14	68	48.20	0.42	130	47.73	0.55
7	48.09	0.20	69	47.29	1.46	131	47.80	0.40
8	47.95	0.09	70	46.53	3.05	132	46.31	3.51
9	48.28	0.59	71	47.35	1.34	133	45.04	6.15
10	48.18	0.38	72	47.88	0.24	134	44.09	8.13
11	47.72	0.57	73	48.82	1.71	135	44.02	8.28
12	47.90	0.20	74	48.83	1.74	136	44.54	7.20
13	47.98	0.02	75	50.03	4.24	137	44.24	7.82
14	49.13	2.37	76	49.63	3.40	138	44.34	7.62
15	48.88	1.85	77	49.23	2.57	139	45.88	4.39
16	49.66	3.46	78	48.32	0.67	140	46.68	2.73
17	49.57	3.28	79	48.13	0.28	141	47.23	1.60

18	48.29	0.61	80	48.19	0.39	142	47.21	1.64
19	48.10	0.21	81	47.97	0.05	143	47.90	0.20
20	47.87	0.26	82	48.06	0.12	144	47.47	1.08
21	48.10	0.22	83	48.13	0.27	145	47.59	0.84
22	47.96	0.07	84	48.02	0.05	146	49.31	2.73
23	47.99	0.01	85	48.04	0.08	147	50.21	4.61
24	47.87	0.26	86	48.04	0.09	148	51.56	7.43
25	48.05	0.11	87	48.06	0.12	149	52.31	8.98
26	48.01	0.03	88	47.11	1.83	150	52.25	8.85
27	47.92	0.15	89	46.50	3.11	151	51.30	6.88
28	48.12	0.26	90	47.95	0.08	152	49.11	2.32
29	48.81	1.68	91	48.09	0.18	153	48.20	0.42
30	48.06	0.13	92	47.82	0.36	154	48.12	0.25
31	47.99	0.01	93	48.13	0.28	155	48.30	0.63
32	48.01	0.02	94	47.83	0.34	156	48.21	0.44
33	48.08	0.16	95	47.87	0.25	157	47.92	0.16
34	48.24	0.51	96	47.91	0.16	158	48.07	0.15
35	48.16	0.35	97	47.84	0.32	159	47.87	0.26
36	47.69	0.63	98	48.40	0.84	160	48.03	0.07
37	48.25	0.52	99	47.78	0.44	161	49.25	2.61
38	48.13	0.27	100	47.75	0.50	162	49.32	2.76
39	48.11	0.24	101	47.91	0.16	163	52.79	9.98
40	48.08	0.17	102	47.22	1.61	164	52.59	9.57
41	48.03	0.08	103	46.38	3.35	165	51.16	6.58
42	47.76	0.49	104	46.17	3.80	166	49.15	2.39
43	47.81	0.38	105	45.79	4.58	167	48.87	1.82
44	46.89	2.30	106	47.81	0.39	168	48.20	0.43
45	48.05	0.12	107	48.04	0.08	169	48.04	0.09
46	47.90	0.20	108	47.96	0.06	170	48.14	0.30
47	48.01	0.03	109	47.81	0.38	171	47.91	0.18
48	48.14	0.29	110	44.29	7.72	172	48.12	0.25
49	48.18	0.37	111	45.78	4.61	173	47.98	0.03
50	48.04	0.09	112	47.16	1.73	174	47.90	0.19
51	47.88	0.24	113	47.79	0.42	175	47.17	1.71
52	47.99	0.01	114	47.93	0.14	176	46.98	2.11

53	47.96	0.06	115	48.24	0.50	177	47.82	0.37
54	47.82	0.35	116	48.06	0.13	178	47.85	0.30
55	48.09	0.19	117	46.27	3.58	179	47.78	0.44
56	47.98	0.02	118	47.37	1.30	180	47.91	0.17
57	47.94	0.11	119	44.45	7.37	181	47.69	0.62
58	47.27	1.51	120	45.57	5.05	182	48.26	0.54
59	46.70	2.70	121	46.71	2.66	183	48.11	0.24
60	46.21	3.72	122	47.73	0.54	184	48.09	0.19
61	46.69	2.71	123	47.78	0.43	185	47.91	0.17
62	48.05	0.11	124	48.00	0.01	186	47.84	0.32
63	47.88	0.23	125	47.62	0.77	187	47.92	0.14

Para concluir se debe analizar tanto corrientes como potencias tomadas a la entrada y salida del convertidor DC/DC reductor – elevador las cuales tomaran los nombres de “Corriente Generador” y “Corriente Bus” respectivamente y de igual forma para las potencias “Potencia In” y “Potencia Out” respectivamente.

Para analizar el comportamiento de “I.gen” se la sobrepuso a la señal del voltaje generado sentido como se muestra en las Figuras 3.14 en donde se puede observar que I.gen sufre un crecimiento drástico cuando el voltaje generado disminuye considerablemente, esto se produce ya que la potencia de entrada debe lograr suministrar la potencia que requiera la carga conectada al sistema esto se consigue con la ayuda del variador de frecuencia el cual incrementa el par de la máquina de AC.

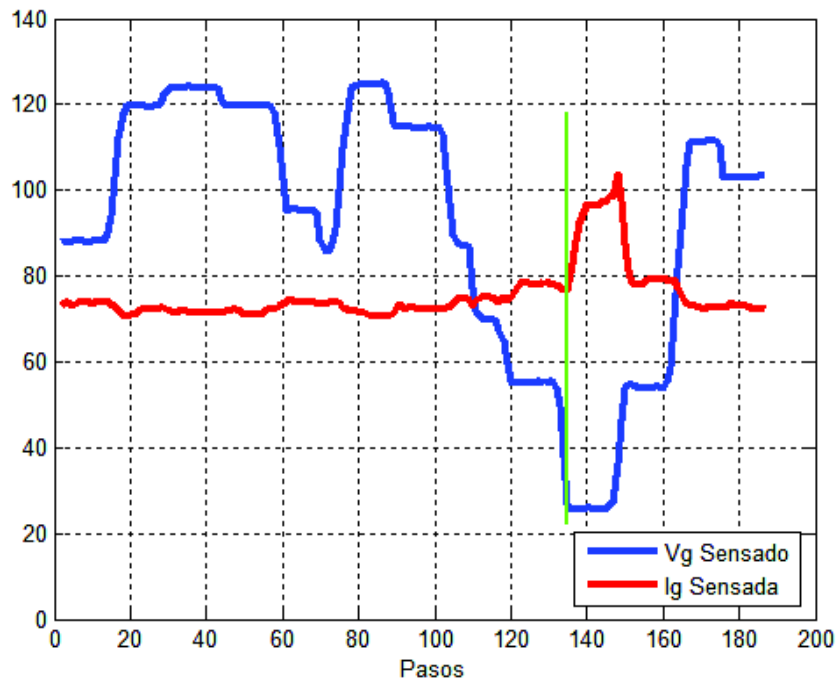


Figura 3.14 Superposición entre voltaje generado y corriente generada

De igual forma se superpone el voltaje bus DC y la "I. bus" para realizar su análisis como se muestra en la Figura 3.15 en la cual se puede observar que si existe una disminución o aumento en el voltaje bus DC también cambia la corriente de una forma directamente proporcional.

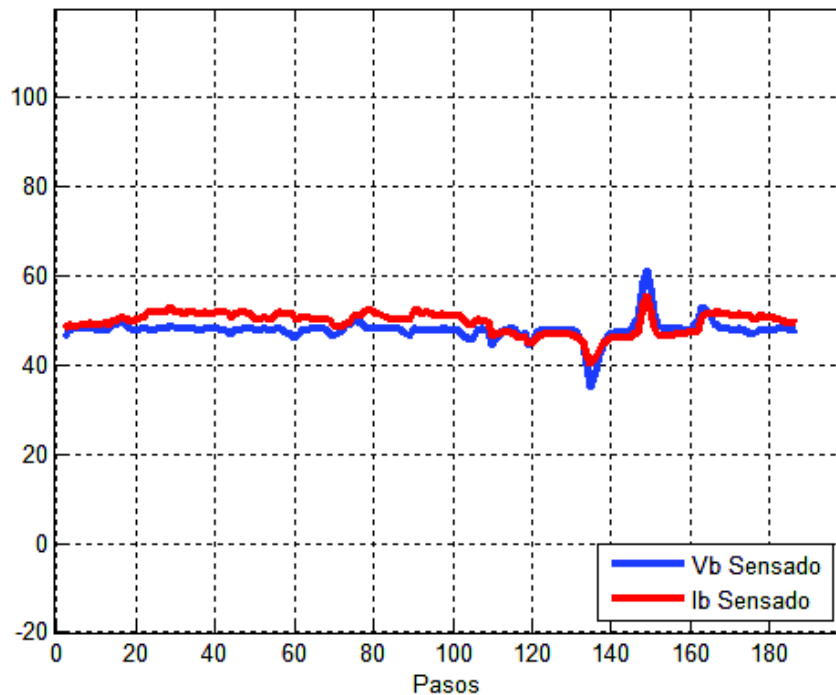


Figura 3.15 Superposición entre voltaje bus DC y corriente bus

Para concluir se debe realizar una comparación entre la potencia de entrada y la potencia de salida; como primer punto se tiene que la potencia de entrada siempre debe ser mayor o igual a la potencia de salida dependiendo de la eficiencia del convertor DC/DC tipo SEPIC además que la potencia de salida debe conservar el comportamiento de la potencia de entrada ya que este depende única y principalmente de la potencia de entrada tal y como se puede observar en la Figura 3.16 en el cual se cumple lo anteriormente mencionado.

Se obtuvo la eficiencia del convertor DC/DC reductor – elevador para cada punto con la ayuda de la Ecuación 3.3 tomada de [12] arrojando los resultados mostrados en la Tabla 3.6 de donde se puede observar que la mayor eficiencia es de 93.8% y su promedio de 72.7%

$$E = \frac{P_{out}}{P_{in}} * 100\% \quad (3.3)$$

Donde:

E = Eficiencia

P_{out} = Potencia De Salida

P_{in} = Potencia De Entrada

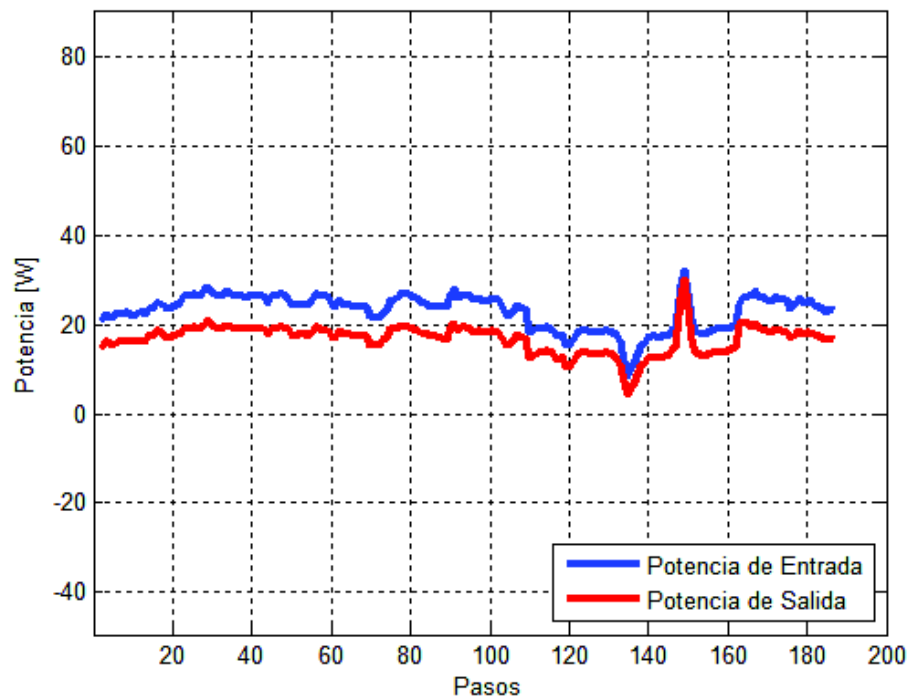


Figura 3.16 Comparación entre P_{in} y P_{out}

Tabla 3.6. Valores de eficiencia porcentual del convertor DC/DC SEPIC

#	(W)		%	#	(W)		%	#	(W)		%
	P _{in}	P _{out}	E		P _{in}	P _{out}	E		P _{in}	P _{out}	E
2	20.7	14.5	69.8	64	24.9	18.0	72.5	126	18.7	13.5	72.6
3	22.2	16.0	72.1	65	24.3	17.7	72.7	127	18.3	13.4	73.0
4	22.0	16.1	72.9	66	24.2	17.6	72.8	128	18.7	13.7	73.4
5	21.4	15.5	72.5	67	24.1	17.5	72.7	129	18.4	13.4	73.0
6	22.5	16.3	72.5	68	24.1	17.5	72.8	130	18.8	13.7	73.0
7	22.3	16.2	72.7	69	24.3	17.7	72.9	131	18.6	13.5	72.8
8	22.5	16.3	72.5	70	24.1	17.3	71.6	132	18.2	13.2	72.9
9	22.8	16.7	73.0	71	22.0	15.5	70.4	133	17.6	12.4	70.6
10	22.0	16.1	72.9	72	21.3	15.2	71.7	134	16.0	11.0	68.7
11	22.4	16.1	72.2	73	21.4	15.5	72.5	135	11.5	7.1	61.4
12	23.1	16.7	72.5	74	22.4	16.5	73.9	136	8.2	4.4	53.8
13	22.4	16.2	72.6	75	23.0	17.0	73.9	137	10.8	6.43	59.3
14	23.7	17.6	74.3	76	25.2	19.1	75.6	138	13.1	8.52	65.0
15	23.5	17.3	73.9	77	25.6	19.1	74.9	139	15.0	10.2	68.2
16	24.9	18.7	75.0	78	26.3	19.5	74.3	140	15.9	11.2	70.6
17	24.8	18.5	74.8	79	27.2	19.9	73.0	141	17.2	12.3	71.8
18	23.8	17.4	72.9	80	26.9	19.6	72.9	142	17.3	12.6	72.7
19	23.6	17.2	72.7	81	26.9	19.6	73.0	143	17.2	12.5	72.6
20	24.0	17.4	72.3	82	26.2	19.0	72.6	144	17.1	12.6	73.7
21	24.5	17.8	72.7	83	25.8	18.8	72.8	145	17.6	12.9	73.0
22	24.6	17.8	72.5	84	24.7	18.0	72.9	146	17.5	12.8	73.2
23	26.4	19.2	72.5	85	24.9	18.1	72.7	147	18.4	14.0	75.9
24	26.4	19.1	72.3	86	24.0	17.5	72.7	148	19.2	14.8	77.2
25	26.7	19.4	72.6	87	24.2	17.6	72.7	149	28.9	26.0	89.9
26	26.7	19.4	72.6	88	23.9	17.4	72.8	150	32.0	30.0	93.8
27	26.4	19.1	72.4	89	24.1	17.2	71.3	151	26.9	23.5	87.3
28	27.4	20.0	72.7	90	23.8	16.7	70.4	152	21.0	16.5	78.2
29	28.3	20.9	73.7	91	26.6	19.3	72.4	153	18.4	13.8	74.9
30	26.7	19.4	72.6	92	28.0	20.3	72.6	154	17.8	13.1	73.5
31	27.0	19.6	72.6	93	26.0	18.8	72.2	155	17.8	13.0	73.4

32	26.2	19.1	72.6	94	26.5	19.2	72.7	156	18.0	13.3	73.7
33	26.7	19.4	72.7	95	26.7	19.3	72.2	157	18.8	13.8	73.5
34	27.4	20.0	73.0	96	26.3	19.0	72.3	158	18.9	13.8	73.1
35	26.7	19.5	72.9	97	25.4	18.4	72.3	159	18.9	13.8	73.3
36	26.2	18.9	72.1	98	25.8	18.7	72.2	160	19.0	13.9	73.0
37	26.3	19.2	73.0	99	25.8	18.8	73.1	161	19.2	14.0	73.3
38	26.5	19.3	72.8	100	25.3	18.3	72.1	162	19.6	14.7	75.1
39	26.0	18.9	72.8	101	25.6	18.5	72.1	163	20.0	15.0	75.2
40	26.8	19.5	72.7	102	26.0	18.8	72.3	164	24.4	19.7	80.6
41	26.3	19.17	72.7	103	25.7	18.3	71.3	165	26.0	20.8	79.9
42	26.3	19.08	72.2	104	24.3	17.0	70.0	166	26.4	20.4	77.3
43	26.3	19.0	72.3	105	22.6	15.7	69.7	167	26.3	19.5	74.2
44	24.8	17.6	70.9	106	22.1	15.3	69.2	168	27.5	20.3	73.8
45	26.2	19.1	72.7	107	23.7	17.2	72.4	169	26.2	19.1	72.8
46	26.3	19.0	72.4	108	24.2	17.7	72.9	170	26.5	19.2	72.5
47	26.7	19.4	72.5	109	23.2	17.1	72.8	171	25.8	18.7	72.7
48	26.8	19.5	72.7	110	23.5	17.0	72.6	172	25.2	18.2	72.3
49	26.0	18.9	72.8	111	18.3	12.3	67.2	173	26.3	19.1	72.6
50	24.4	17.7	72.6	112	18.7	13.0	69.5	174	25.7	18.6	72.4
51	24.2	17.5	72.3	113	19.3	13.8	71.6	175	25.5	18.4	72.3
52	24.5	17.8	72.5	114	19.1	13.9	72.6	176	25.7	18.3	71.2
53	24.8	18.0	72.5	115	19.4	14.1	72.8	177	23.7	16.8	70.9
54	24.3	17.5	72.3	116	19.3	14.2	73.2	178	24.9	18.0	72.2
55	25.1	18.2	72.7	117	18.6	13.6	73.0	179	25.9	18.7	72.3
56	26.7	19.4	72.5	118	17.2	12.1	70.3	180	24.7	17.8	72.2
57	26.6	19.3	72.4	119	17.8	12.8	72.0	181	24.9	18.0	72.3
58	26.2	18.7	71.4	120	15.4	10.4	67.8	182	25.5	18.4	72.0
59	26.4	18.6	70.6	121	15.2	10.6	69.5	183	24.3	17.7	72.9
60	24.9	17.4	69.7	122	16.5	11.7	71.2	184	23.8	17.3	72.7
61	24.0	16.9	70.5	123	17.9	13.0	72.8	185	23.4	17.0	72.6
62	25.4	18.5	72.7	124	18.8	13.7	72.8	186	22.9	16.6	72.3
63	24.9	18.0	72.5	125	18.6	13.6	73.2	187	23.6	17.0	72.2

3.5 PRUEBAS CON CARGA VARIABLE Y VELOCIDAD DE VIENTO CONSTANTE.

Con la finalidad de comprobar el comportamiento del sistema ante cambios de la carga conectada al mismo se realizó un aumento y disminución de una carga aproximada de 13W en dos velocidades diferentes la primera de 1000RPM y la segunda de 1200RPM; como primer punto se analizan tanto el voltaje generado como el voltaje bus DC los cuales se muestran en la Figura 3.17 donde se puede observar que al existir un aumento de velocidad tanto el voltaje generado como el voltaje bus DC aumentan y presentan el comportamiento descrito en el literal 3.4; el voltaje generado se mantiene constante independientemente de si existe aumento o disminución de carga, por otro lado el voltaje bus DC cuando existe aumento de carga sufre caídas de voltaje y su magnitud presenta una relación inversamente proporcional con la velocidad de rotación del generador DC, de manera contraria si se retira una carga, el voltaje bus DC presenta un pico de voltaje y su magnitud presenta una relación directamente proporcional con la velocidad de rotación del generador DC.

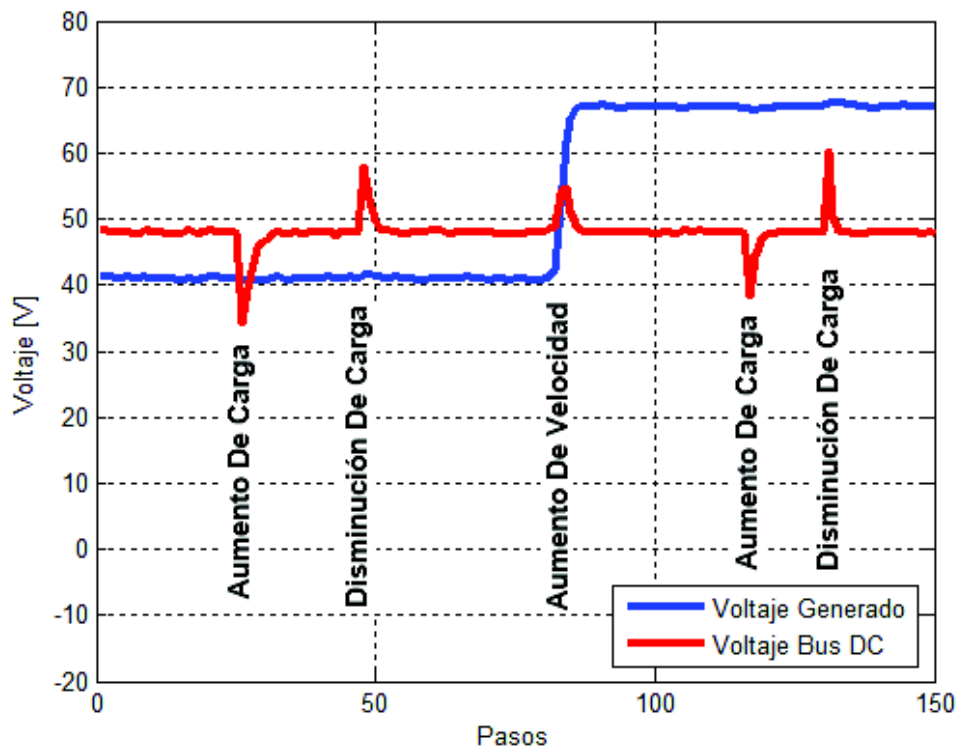


Figura 3.17 Voltaje generado y voltaje bus DC

En la Tabla 3.7 se muestra el error porcentual producido por el aumento o disminución de la carga conectada al sistema, cabe resaltar que estos errores son producidos por un agente externo al sistema por lo cual no entran a formar parte de los valores aceptables ($e_{\%} \leq 10\%$)

Tabla 3.7. Valores del error porcentual del voltaje bus DC

1000RPM			1200RPM		
Aumento De Carga					
Paso	V _M (V)	e%	Paso	V _M (V)	e%
26	34.36	28.40	117	38.44	19.90
27	39.41	17.88	118	44.42	7.45
28	43.23	9.93	119	46.68	2.73
29	45.61	4.96	120	47.62	0.78
30	46.49	3.13			
31	47.08	1.91			
Disminución de Carga					
Paso	V _M (V)	e%	Paso	V _M (V)	e%
48	58.01	20.87	131	60.25	25.52
49	52.86	10.13	132	50.41	5.03
50	49.86	3.88	133	48.32	0.67
51	48.38	0.81			
52	48.55	1.14			

Las siguientes variables a analizar son: la corriente generada y la corriente Bus DC las cuales se muestran en la Figura 3.18 en donde se puede observar que de existir un aumento en la carga las corrientes se elevaran debido al aumento de la energía solicitada por la carga, la magnitud de este aumento depende únicamente de la carga que sea adicionada, por otro lado al existir una disminución de la carga las corrientes decrecerán hasta su valor original; debido a que el sistema proporciona el punto de máxima potencia “MPPT” al elevarse el voltaje generado consecuencia de un aumento de velocidad es posible que se reduzca la corriente generada ya que la potencia de entrada se mantiene constante para una carga constante como se analizó en el literal 3.4, esto también es posible observar en la Figura 3.18 al momento que se genera un aumento de velocidad.

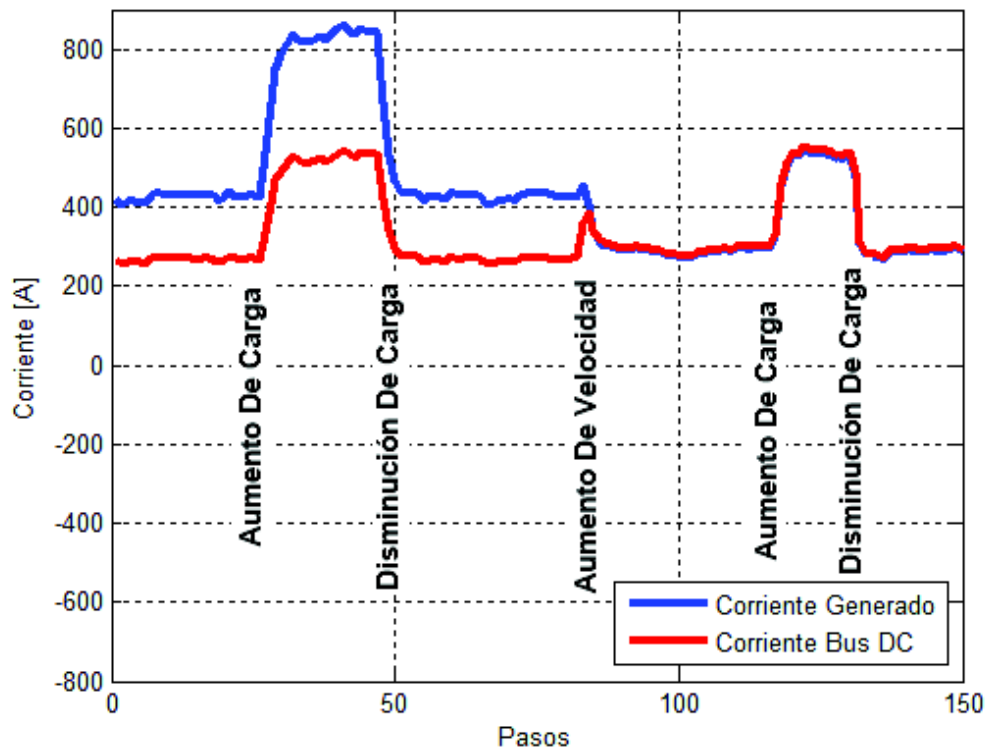


Figura 3.18 Corriente generada y corriente bus DC

Por último se analizó la potencia de entrada y la potencia de salida mostradas en la Figura 3.19 en donde se puede observar que al existir un aumento de carga ambas potencias aumentarían su magnitud haciendo posible suministrar la energía a la carga conectada al sistema, de existir una disminución de la carga las potencias se reducirían hasta alcanzar una magnitud con la cual suministre la energía a la carga; cabe resaltar que siempre la potencia de entrada es mayor a la potencia de salida debido a que la eficiencia del sistema no es del 100% siendo necesario que su magnitud sea mayor para lograr abastecer la energía requerida por la potencia de salida.

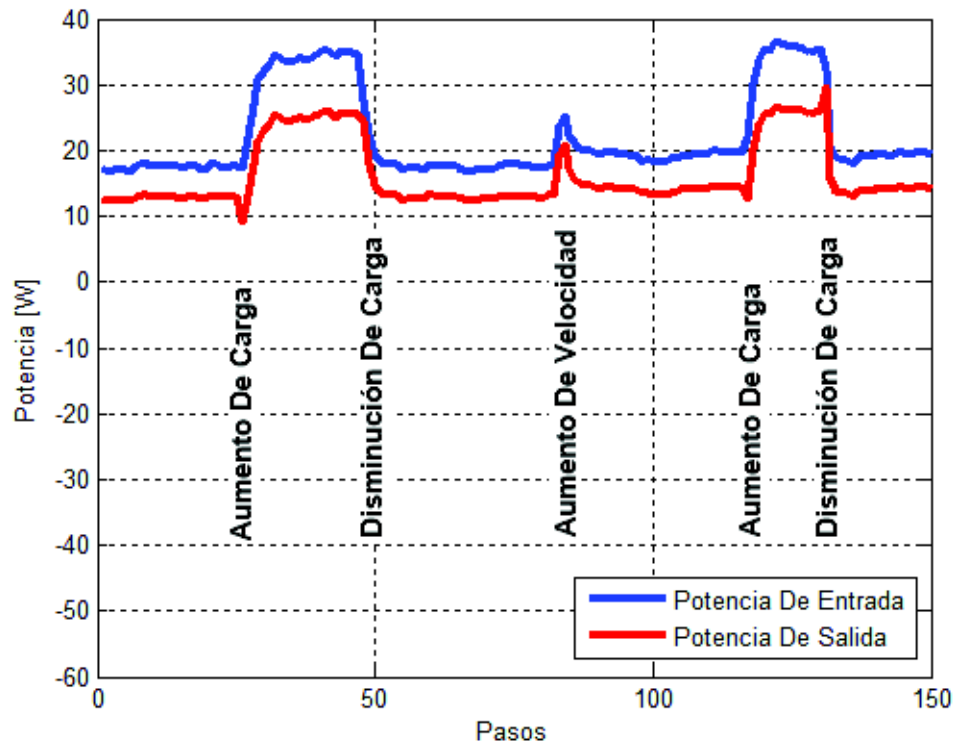


Figura 3.19 Potencia de entrada y potencia de salida

CAPÍTULO 4

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

4.1 CONCLUSIONES

- Se cumplió el objetivo principal del presente proyecto, el cual fue el diseño e implementación de un simulador de la curva de producción de un aerogenerador mediante un grupo motor generador DC, ya que la curva cumple con características técnicas, además que entrega el máximo punto de potencia requerida por la carga de acuerdo a los límites del punto de generación.
- El convertidor electrónico de potencia encargado de suministrar el voltaje hacia la bobina de campo para realizar el denominado debilitamiento de campo toma la energía de la red eléctrica, es decir su voltaje pico es de $V_{\text{pico}} = 169.706\text{V}$, y se transforma a voltaje DC, el mismo que es controlado por un convertidor DC/DC para variar su rango de operación entre 10-150VDC el mismo que alimenta a la bobina de campo, logrando así manipular el voltaje generado de acuerdo a nuestros requerimientos de la curva de producción planteada.
- Aunque el calentamiento de los semiconductores de potencia no exceden los límites establecidos en las hojas de datos de los fabricantes, por una norma preventiva de seguridad se instaló un ventilador para que exista flujo de aire y así no exista avería en los elementos por sobrecalentamiento.
- La curva de producción del aerogenerador entrega el punto máximo de potencia requerido por la carga, de acuerdo a los límites de dicho punto, si la carga exige más potencia que la que se puede suministrar en el punto de trabajo se implementó un sistema de monitoreo y control sobre el sistema para la desconexión inmediata del mismo mediante software y así proteger a los elementos de potencia y al generador.

- El convertidor SEPIC funciona de manera eficiente tomando cualquier potencia entregada por el generador y transformándola para alimentar la carga, con un voltaje de 48VDC y la corriente solicitada por la carga para suministrar la potencia requerida.
- Con el cumplimiento de los objetivos planteados el sistema funcionó dentro de los parámetros de velocidad de giro del rotor así como también de la especificación de carga máxima para cada punto de potencial dentro de la curva de producción a una eficiencia promedio del 71%, lo que es favorable para este tipo de circuitos convertidores DC/DC.

4.2 RECOMENDACIONES

- Se puede establecer nuevas curvas de producción para el sistema planteado, para así modificar puntos de potencia sobre la carga a mayor o menor corriente.
- Usar un nuevo microcontrolador para trabajar a mayores frecuencias de switcheo con el objetivo de disminuir el tamaño de los inductores de los convertidores.
- Se debe tener presente el ruido que provoca el motor de inducción y como este afecta al sistema de control, se debe considerar un mallado a tierra para garantizar el óptimo funcionamiento del mismo.
- Se recomienda limpiar los registros y las variables del programa MATLAB, para evitar colapsos del sistema.

- Se debe tener en cuenta que el convertidor SEPIC siempre debe estar conectado a una carga y poder descargar su capacitor, sino este teóricamente se cargaría infinitamente y provocaría una avería del mismo.
- Se debe tener presente, antes del envío y recepción de los datos a un variador de frecuencia por medio del protocolo MODBUS, que es posible el desplazamiento de los registros lo que ocasionaría confusión y mal funcionamiento del variador.
- Se recomienda la implementación de un sistema similar al descrito en el presente proyecto cambiando la máquina de corriente continua por una de corriente alterna, con la finalidad de conectarse directamente a la red de distribución eléctrica.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] A. P. Talayanero Navales y E. Telmo Martínez, Energías Renovables: Energía Eólica, Primera ed., Zaragoza: Prensas Universitarias de Zaragoza, 2011.
- [2] J. B. DODERO y M. GARCIA FERNANDEZ, «Generador Eólico de Baja Potencia,» Universidad de Buenos Aires, 2012. [En línea]. Available: http://diana.fadu.uba.ar/105/1/TESIS_.pdf. [Último acceso: 2017 Agosto 04].
- [3] A. A. Bin Bai, «Study and Analysis of the Electrical and Mechanical Parts in a Wind Turbine,» Blekinge Institute of Technology, Julio 2009. [En línea]. Available: <http://www.diva-portal.org/smash/get/diva2:910425/FULLTEXT02>. [Último acceso: 05 Agosto 2017].
- [4] D. Canalejo Sanchez , «GENERADOR EÓLICO PARA USO DOMÉSTICO,» Universitat Politècnica de Catalunya, 2011. [En línea]. Available: <https://upcommons.upc.edu/bitstream/handle/2099.1/12868/TFC-%20Daniel%20Canalejo%20S%C3%A1nchez.pdf>. [Último acceso: 03 Julio 2017].
- [5] J. S. Martínez, «CONTROL DE UN AEROGENERADOR,» Universitat Politècnica de Catalunya, 12 Enero 2011. [En línea]. Available: <https://upcommons.upc.edu/bitstream/handle/2099.1/11274/PFC.pdf>. [Último acceso: 06 Julio 2017].
- [6] J. F. Mora, Máquinas Eléctricas, Tercera ed., España: MCGRAW-HILL, 2008.
- [7] J. E. Rucker, «Design and Analysis of a Permanent Magnet Generator for Naval Applications,» University of North Carolina, 2011. [En línea]. Available: <http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.667.2961&rep=rep1&type=pdf>. [Último acceso: 13 Agosto 2017].
- [8] A. Aleksashkin y A. Mikkola, «LITERATURE REVIEW ON PERMANENT MAGNET GENERATORS DESIGN,» Lappeenranta University of

- Technology, 2008. [En línea]. Available: <https://www.doria.fi/bitstream/handle/10024/43265/isbn9789522147097.pdf>. [Último acceso: 09 Agosto 2017].
- [9] M. A. Rodríguez Pozueta, «Máquinas de Corriente Continua,» Universidad de Catambria, Enero 2017. [En línea]. Available: <http://personales.unican.es/rodrigma/PDFs/Maquinas%20cc.pdf>. [Último acceso: 18 Agosto 2017].
- [10] C. E. C. CAROLINA ESPITIA CAITA y L. J. PUERTO MOLINA, «DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN MINI AEROGENERADOR DE EJE VERTICAL,» UNIVERSIDAD MILITAR NUEVA GRANADA, 2014. [En línea]. Available: <http://unimilitar-dspace.metabiblioteca.org/bitstream/10654/13797/2/Libro.pdf>. [Último acceso: 25 Julio 2017].
- [11] A. D. Crespo Cuesta , «DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN GENERADOR EÓLICO TIPO,» INSTITUTO TECNOLÓGICO Y DE ESTUDIOS SUPERIORES DE, Mayo 2011. [En línea]. Available: https://repositorio.itesm.mx/ortec/bitstream/11285/570239/1/DocsTec_11166.pdf. [Último acceso: 03 Agosto 2017].
- [12] N. Mohan , T. Undeland y W. Robbins, Electrónica de Potencia: Convertidores, aplicaciones y diseño, Cuarta ed., México DF: McGrawHill, 2009.
- [13] S. Bacha, I. Munteanu y A. I. Bratcu, Power Electronic Converters Modeling and Control with Case Studies, Londres: Springer, 2014, pp. 86-90.
- [14] S. Lefteriu y C. Labarre, «Transfer Function Modeling for the Buck,» IMNES, Mayo 2016. [En línea]. Available: <http://www.spi2016.org/slides/presentationSPILefteriu.pdf>. [Último acceso: 01 Septiembre 2017].

- [15] K. Benjamin, *Sistemas de Control Automático*, Quinta edición ed., Mexico: Prentice Hall, 2010.
- [16] E. Benavides y H. Rosario, «Implementación de un sistema de regulación para el seguimiento del punto de máxima potencia en paneles fotovoltaicos,» EPN, Marzo 2010. [En línea]. Available: <http://bibdigital.epn.edu.ec/handle/15000/2656>. [Último acceso: 18 Agosto 2017].
- [17] J. A. FLÓREZ MONTERO, «MODELADO, DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR CC-CC SEPIC PARA SU UTILIZACIÓN EN SISTEMAS PORTÁTILES (PDAs),» Madrid, 2013.
- [18] E. M. Benavides Farías y H. P. Rosario Morales, «Implementación de un sistema de regulación para el seguimiento del punto de máxima transferencia de potencia en paneles fotovoltaicos,» Universitat Rovira I Virgil, Noviembre 2010. [En línea]. Available: <http://deeea.urv.cat/public/PROPOSTES/pub/pdf/1266pub.pdf>. [Último acceso: 07 Septiembre 2017].
- [19] Y. Chaos, «RC Snubber Design using Root-Loci Approach for Synchronous Buck SMPS,» UWSPACE, 2005. [En línea]. Available: <https://uwspace.uwaterloo.ca/handle/10012/963>. [Último acceso: 29 Agosto 2017].
- [20] A. M. Pernía , «Redes de ayuda a la conmutación disipativas y no disipativas,» Universidad de Oviedo, Mayo 1999. [En línea]. Available: <https://www.unioviedo.es/ate/alberto/leccion.PDF>. [Último acceso: 12 Septiembre 2017].
- [21] A. Ucar, «Evaluation of wind energy potential and electricity generatio at six locations in Turkey,» *Applied Energy*, vol. 86, nº 10, pp. 1864-1872, 2009.
- [22] B. T, *Wind Enerby Handbook*, England: John Wiley ands Sons Ltd, 2001.

- [23] S. Bacha, I. Munteanu y A. I. Bratcu, *Power Electronic Converters Modeling and Control with Case Studie*, Londres: Springer, 2014.
- [24] S. Garvey, «An Energy-Storing Wind Turbine Would Provide Power 24/7,» *IEEE SPECTRUM*, 2014.
- [25] S. Nyborg, J. Kirkegaard, L. Tolnov, M. Jorgensen y D. Rudolph, «Social contention in Denmark over alternative wind power development paths,» *4S/EASST Conference*, 2016.
- [26] J. A. F. MONTERO, «Modelado, diseño y simulación del convertidor CC-CC SEPIC para su utilización en sistemas portátiles (PDAs),» Universidad Carlos III de Madrid, Julio 2013. [En línea]. Available: <https://e-archivo.uc3m.es/handle/10016/19666>. [Último acceso: 13 Septiembre 2017].
- [27] P. Fernández Díez, «ENERGÍA EÓLICA,» UNIVERSIDAD DE CANTABRIA, 2015. [En línea]. Available: <http://eolicaybiomasamaribelytere1.blogspot.com/>. [Último acceso: 14 Septiembre 2017].
- [28] J. Mírez, «Matlab/Simulink and Renewable Energy,» *IEEE Second International Conference on DC Microgrids*, vol. 36, nº 86, pp. 789-796, 2017.
- [29] M. H. TUSHAR, «COMPARATIVE STUDY ON DC-DC CONVERTERS,» BRAC University, 2012. [En línea]. Available: <http://dspace.bracu.ac.bd/xmlui/handle/10361/1746>. [Último acceso: 20 Julio 2017].
- [30] SOUMYA RANJAN BEHERA y THABIR KUMAR MEHER, «DESIGN OF SINGLE ENDED PRIMARY,» National Institute of Technology Rourkela, Mayo 2013. [En línea]. Available: <http://ethesis.nitrkl.ac.in/4830/1/109EE0282.pdf>. [Último acceso: 24 Septiembre 2017].
- [31] «Digital Control Strategies for DC/DC SEPIC Converters towards,» Instituto de Ciencias Aplicadas de Lyon, Mayo 2012. [En línea]. Available:

<https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00760064/file/these.pdf>. [Último acceso: 20 Septiembre 2017].

- [32] S. S. S. Alejandro, «Determinación de los parámetros de un motor de CD por medición física directa,» Universidad Autónoma de México, 2014. [En línea]. Available:
https://www.academia.edu/9614705/Obtenci%C3%B3n_de_Par%C3%A1metros_de_un_Motor_de_CD. [Último acceso: 06 Julio 2017].
- [33] A. Mercado-Samur, A. Saavedra y J. Caramillo, «Modeling of the Direct Current Generator Including the Magnetic Saturation and Temperature Effects,» *Tecno. Lógicas.*, ISSN 0123-7799, pp. 67-79, 2013.
- [34] M. E. Downs, «The Desing of a Direct Current Generator Field Controller,» Missouri University, Octubre 1969. [En línea]. Available:
https://scholarsmine.mst.edu/cgi/viewcontent.cgi?article=6195&context=masters_theses. [Último acceso: 06 Junio 2017].

ANEXO A

MANUAL DE USUARIO

ÍNDICE:

A.1 INTRODUCCIÓN GENERAL

A.1.1 Información de seguridad

A.1.2 Introducción

A.1.3 Especificaciones Técnicas

A.1.4 Alimentación del sistema

A.2 DESCRIPCIÓN DEL EMULADOR EÓLICO

A.2.1 Lado frontal del emulador

A.2.2 Lado posterior del emulador

A.3 INSTALACION

A.4 HMI DEL EMULADOR EOLICO

A.4.1 Procedimiento para Cargar un Perfil de viento

A.4.2 Procedimiento para visualización de Voltajes

A.4.3 Procedimiento para visualización de Corrientes

A.5 FALLOS Y SOLUCIONES

A.5.1 No se encienden el sistema

A.5.2 No existe voltaje generado

A.5.3 No existe voltaje de campo

A.5.4 No se establece comunicación con el variador

A.5.5 No se visualiza ninguna variable dentro del HMI

A.1 INTRODUCCIÓN GENERAL

A.1.1 Información de Seguridad



ANTES DE MANIPULAR ESTE EQUIPO, SE RECOMIENDA LEER EL PRESENTE MANUAL PARA EVITAR LESIONES SOBRE EL PERSONAL Y AVERÍAS AL DISPOSITIVO ELECTRÓNICO

Este Manual de Usuario es una guía rápida que contiene información relevante en cuanto a la instalación y puesta en marcha del Emulador de Generación Eólica.

Es de suma importancia no exceder las especificaciones de voltaje y corriente para evitar averías sobre el sistema.

No unir o puentear los terminales positivos y negativos para evitar cortocircuitos.

El sistema debe ser colocado en ambientes que no contengan grandes cantidades de humedad. La temperatura máxima de trabajo es de 40 °C. Es de suma importancia que se coloque en un espacio donde no exista contacto con líquidos conductivos.

El sistema NO debe colocarse cerca o en ambientes inflamables.

A.1.2 Introducción

El presente manual permite al usuario relacionarse con el Emulador de Generación Eólica, explicando la forma de conexión, los voltajes y corrientes admitidos por el sistema para que el mismo no sufra averías, además da soluciones en caso de posibles fallos.

A.1.3 Especificaciones Técnicas

Tabla A.1 Especificaciones técnicas del sistema

Parámetro	Descripción	Valor	Unidad
-----------	-------------	-------	--------

Voltaje de Alimentación	Voltaje nominal de alimentación a la entrada del Sistema	120	V
Corriente Bobina de Campo	Corriente de circulación por la bobina de campo	0.5	A
Salida DC convertidor reductor	Rango de salida para la alimentación de la bobina de campo	0-140	V
Voltaje Generado DC	Voltaje generado por el generador DC, medido en sus terminales	0-140	V
Bus DC	Voltaje entregado a la carga	48	V

A.1.4 Alimentación del sistema

El Emulador de Generación Eólica posee un cable plomo denominado de poder, este se conecta a la red eléctrica para suplir energía al sistema.

Las conexiones del motor y generador se explican en el Literal C del presente manual.

A.2 DESCRIPCIÓN DEL EMULADOR DE GENERACION EOLICA

A.2.1 Lado frontal

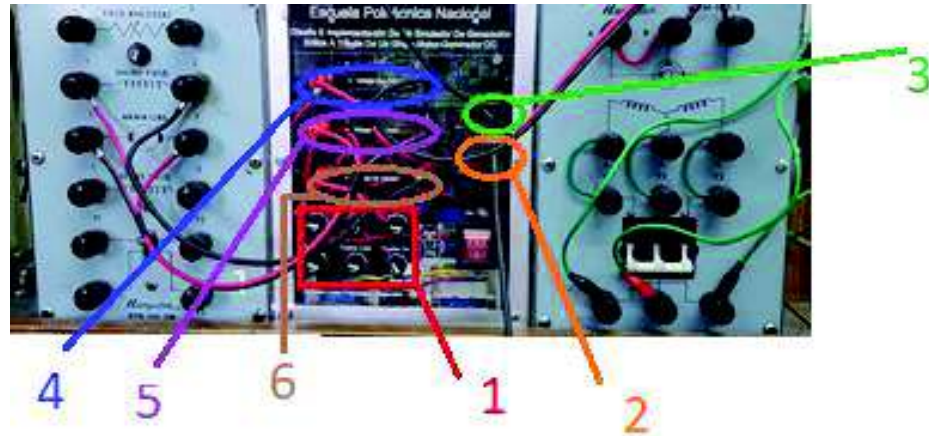


Figura A.1 Lado Frontal del Emulador

1. **Fusibles de Protección:** En esta área se encuentran una serie de fusibles los cuales protegen la bobina de campo, la bobina de armadura, el BUS DC de salida hacia la carga y las fuentes internas del equipo.
2. **Entrada del Encoder:** En este terminal se debe colocar la entrada del encoder instalado al eje del motor, que servirá para la realimentación de velocidad y control del mismo.
3. **Puerto de Comunicación USB:** En este terminal se tiene un puerto USB el cual debe ser colocado a la computadora donde estará instalado el HMI para el control y visualización del Emulador de Generación Eólica.
4. **Voltaje Bus DC.** Aquí se ingresa el voltaje del BUS DC, para su control y monitoreo.
5. **Voltaje Bus Generado:** Salida del BUS DC de 48V constante.
6. **Voltaje de Campo:** Se conecta respetando la polaridad hacia la bobina de campo para la excitación externa del generador.

A.3 INSTALACIÓN

A continuación se enumera las instrucciones generales para la puesta en marcha del Emulador de Generación Eólica.

1. Compruebe que todos los fusibles se encuentren en buen estado.
2. Asegúrese que la fuente de alimentación del equipo está correctamente conectada. Posterior a ello y para verificar si existe energía en dicho terminal proceda a visualizar los leds blancos indicadores de las fuentes internas del Emulador de Generación Eólica así como el led rojo indicador del funcionamiento del microcontrolador.
3. Para la conexión del generador DC:
 - a. Del punto 6 descrito en el literal B, conecte respetando la polaridad (color negro negativo y rojo positivo) la alimentación hacia la bobina de campo.
 - b. Desde el generador, conecte los terminales de la armadura (o los terminales del voltaje generado) hacia el panel del Emulador.
4. Conecte el Bus DC (punto 4 de la Figura B.1) a una carga. NOTA: No deje sin carga a estos terminales.
5. Conecte los terminales del encoder en el punto 2 de la Figura B.1.
6. Conecte el terminal USB al ordenador en el cual debe estar previamente instalado el software de control del Emulador de Generación Eólica.
7. Para la comunicación entre el HMI con el sistema, abra y ejecute la aplicación de MATLAB.



Figura A.2 HMI emulador generador eólico

- Oprima el botón conectar y espere que se establezca la comunicación con el variador de frecuencia.
- Oprima el botón rojo del panel frontal del Emulador de Generación Eólica, con lo cual se enciende el sistema de potencia.
- Una vez establecida la comunicación con el variador de frecuencia se desplegará la pantalla mostrada en la Figura C.2, en la cual se podrá cargar el perfil de viento y se visualizará en tiempo real las variables adquiridas por el sistema.

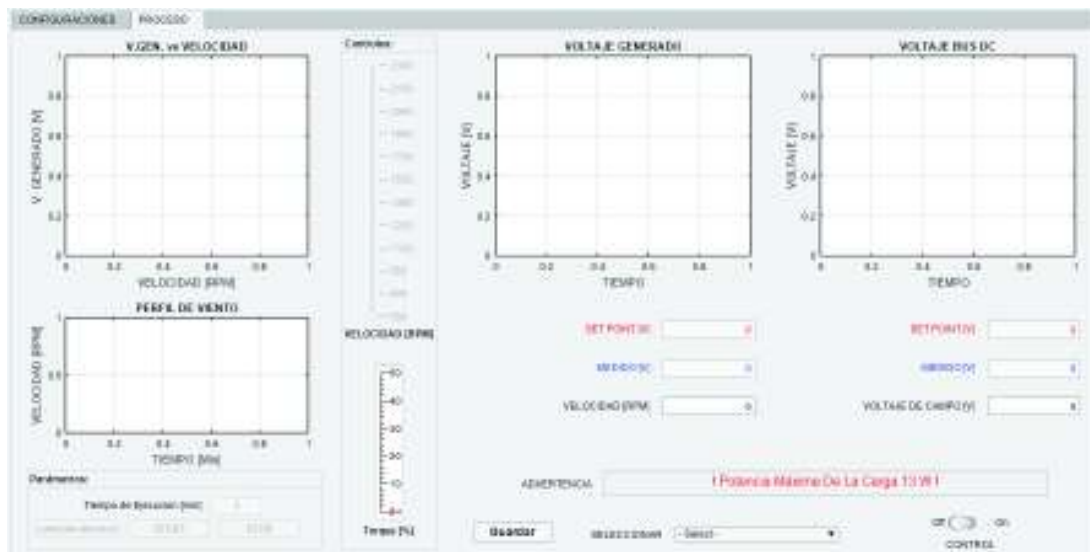


Figura A.3 Pantalla de visualización del HMI

A.4 HMI DEL EMULADOR DE GENERACIÓN EÓLICO

A continuación se describe de manera general los parámetros de visualización dentro del HMI.

Una vez establecida la comunicación entre el HMI y el sistema (como se lo menciona en el literal C), el programa mostrará la pantalla que se visualiza en la Figura C.2

A.4.1 Procedimiento para Cargar un Perfil de Viento

Para cargar un perfil de viento y ser visualizado dentro de la pantalla del HMI como se observa en la Figura D.1.1, se realizan los siguientes pasos:

1. La Pantalla “VGEN vs VELOCIDAD”, representado con el número 6, es la curva de producción en términos de voltaje que producirá el generador DC. En esta pantalla se puede observar en tiempo real como se desplaza el voltaje generado sobre la curva.
2. Se presiona el botón de cargar (representado con el número 1 en la Figura D.1.1), lo cual permitirá cargar un archivo de Excel, este archivo tiene los datos numéricos del perfil de viento a ser enviado. Una vez cargado el archivo, se visualizará de manera automática en la pantalla “Perfil de Viento” (representado con el número 5).
3. El Botón “STAR”, representado con el número 2, dará inicio al envío de los datos de velocidad del perfil de viento, empezando el movimiento del motor, sobre dicha pantalla se puede observar en tiempo real el dato enviado al variador de frecuencia.
4. El Botón “STOP” representado con el número 3, detendrá la simulación automática del perfil de viento.
5. Al costado de las pantallas existen dos slides, el representado con el número 7 indica la velocidad en RPM del motor, mientras que el número 8 indica el torque desarrollado.

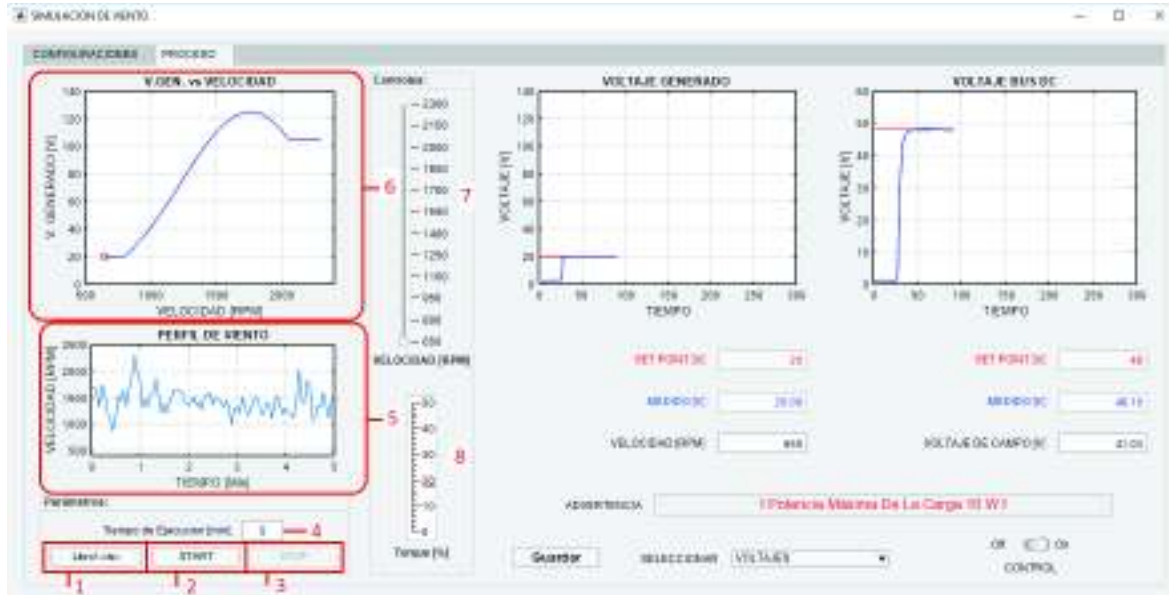


Figura A.4 Pantalla de Visualización del HMI

A.4.2 Procedimiento para Visualización de Voltajes, Corrientes y Potencias

Dentro de la interfaz HMI se puede visualizar dichas variables en tiempo real. En la Figura D.1.2 se puede apreciar diferentes pantallas y botones que realizan este proceso.

1. Se debe seleccionar si se visualizará “VOLTAJES” o “CORRIENTES”, con la viñeta “SELECCIONAR”, representado con el número 1 dentro de la Figura D.2.1
2. Al seleccionar “VOLTAJES”, aparecerán en las pantallas de visualización (2 y 3 mostradas en la Figura D.2.1) el “VOLTAJE GENERADO” y el “VOLTAJE BUS DC” respectivamente, aquí se podrá observar cómo se va dibujando los cambios de voltaje en tiempo real. Si por lo contrario se selecciona “CORRIENTES” se podrá visualizar “CORRIENTES” y “POTENCIAS” en las pantallas de visualización 2 y 3 respectivamente como se muestra en la Figura D.2.2.
3. Los valores obtenidos se los observa en los visualizadores numéricos, representados con 4 y 5 en los cuales existen 2 posibilidades:
 - a. Si se seleccionó “VOLTAJES” se podrá visualizar el voltaje “SETPOINT” y el voltaje “MEDIDO” así como el “VOLTAJE DE

CAMPO” y la “VELOCIDAD” en RPM como se muestra en la Figura D.2.1.

- b. Si se seleccionó “CORRIENTES” se visualizará las corrientes y potencias pertenecientes al voltaje generado y al voltaje BUS DC además de la “VELOCIDAD” y la “EFICIENCIA” del sistema como se muestra en la Figura D.2.2.
4. Siempre se visualiza una ADVERTENCIA en letras rojas, la cual menciona la MÁXIMA POTENCIA QUE ENTREGA EL SISTE EN DICHO PUNTO, si se excede dicha potencia el sistema de desconecta inmediatamente por protección.
 5. El botón “GUARDAR”, permite salvar en un archivo de Excel los valores que se encuentran en las dos pantallas de visualización (2 y 3).
 6. Como seguridad se tiene un On-Off (representado con el número 8), que enciende y apaga el control sobre los elementos de potencia.

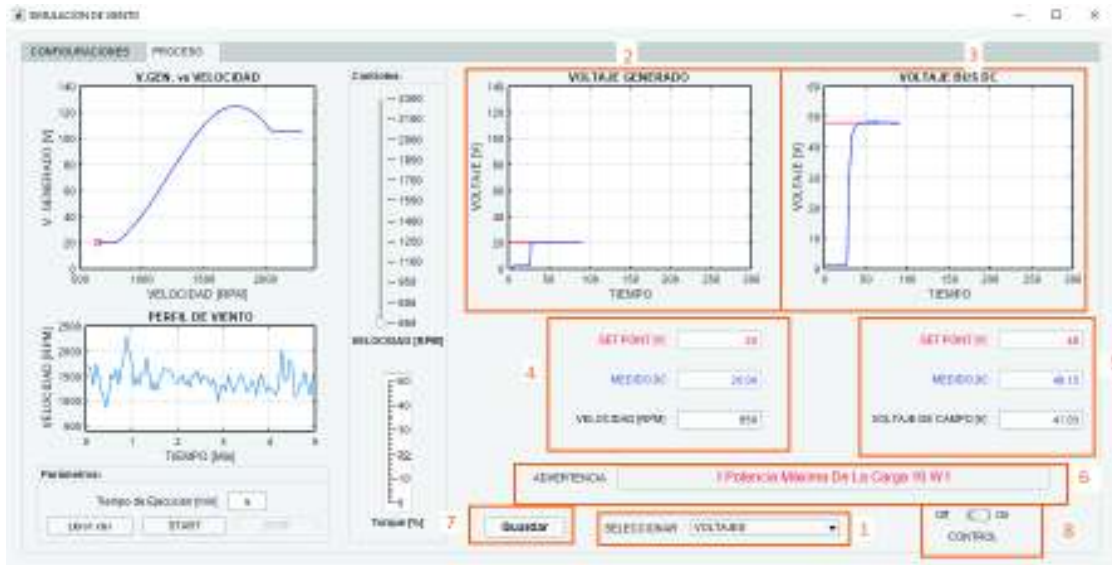


Figura A.5 Pantalla de visualización del HMI

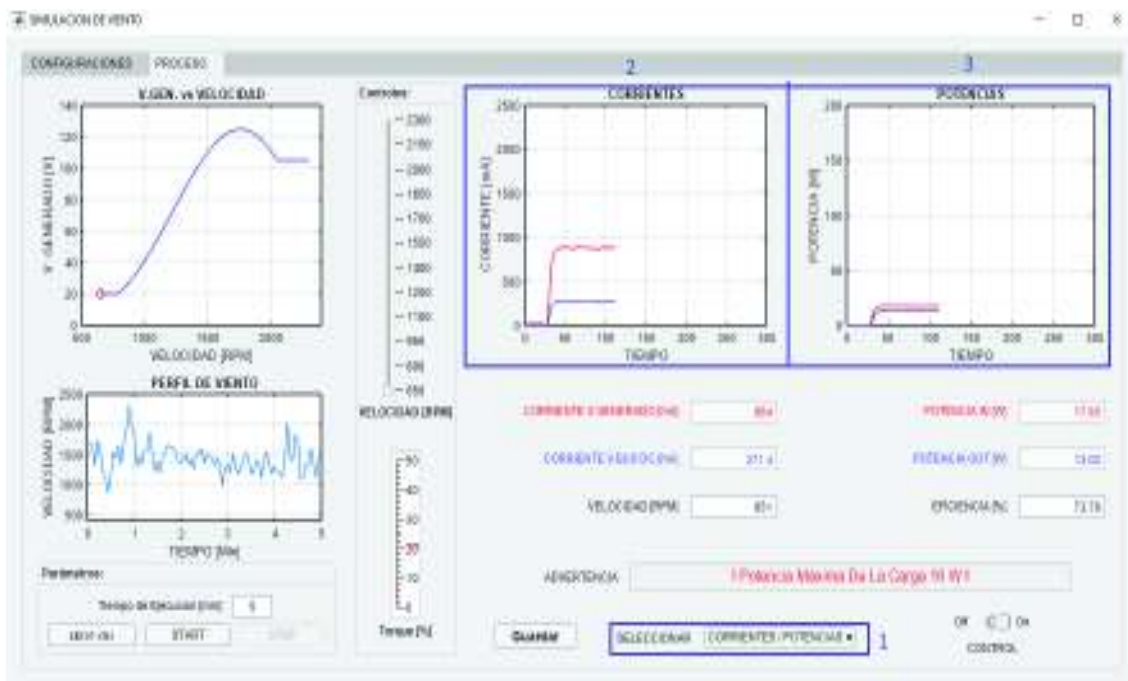


Figura A.6 Pantalla de visualización del HMI

A.5 FALLOS Y SOLUCIONES

A continuación se describen posibles fallos y sus respectivas soluciones.

A.5.1 No se Encienden el Sistema

- Cerciórese que los fusibles están en óptimas condiciones.
- Compruebe las conexiones a la red de alimentación.
- Tenga presente que si existe alguna avería dentro de las fuentes internas estas no suministrarán la energía suficiente para la operación del sistema.

A.5.2 No Existe Voltaje BUS DC

- Observe el estado de los fusibles.
- Compruebe que las conexiones estén de manera correcta.
- Mida si existe salida de voltaje BUS DC por parte del panel frontal del Emulador de Generación Eólica.
- Mida si existe voltaje en los terminales del bobinado de armadura; de existir voltaje generado es posible que el dispositivo semiconductor de potencia izquierdo este dañado.

A.5.3 No Existe Voltaje Generado

- Observe el estado de los fusibles.
- Compruebe las correctas conexiones de los cables desde y hacia el generador.
- Mida si existe voltaje de campo en los terminales del bobinado de campo.

A.5.4 No Existe Voltaje de Campo

- Observe el estado de los fusibles.
- Compruebe que las conexiones estén de manera correcta.

- Mida si existe salida de voltaje de campo por parte del panel frontal del Emulador de Generación Eólica; si existe dicho voltaje es posible que el dispositivo semiconductor de potencia derecho esté dañado.

A.5.5 No se Establece Comunicación con el Variador de Frecuencia

- Asegúrese de que el conector USB esté conectado a su equipo y este a su vez tenga instalado el controlador del mismo.
- Revise las conexiones externas del variador de frecuencia.
- Reinicie el programa del HMI.

A.5.6 No se Visualiza Ninguna Variable Dentro del HMI

- Cerciórese que su computadora sigue ejecutando los procesos.
- Revise si no se ha perdido la comunicación con el variador de frecuencia.
- Limpie las variables locales de Matlab.
- Cierra y vuelva a ejecutar el programa.

ANEXO B: DISEÑO FINAL DEL CIRCUITO IMPLEMENTADO

ANEXO C: DISEÑO FINAL DE LA INTERFAZ HOMBRE MÁQUINA

ANEXO D: HOJA DE DATOS DE ELEMENTOS USADOS

ANEXO D.1 STM32F4 DISCOVERY



STM32F4DISCOVERY

Discovery kit with STM32F407VG MCU

Data brief

Features

- STM32F407VGT6 microcontroller featuring 32-bit ARM® Cortex®-M4 with FPU core, 1-Mbyte Flash memory, 192-Kbyte RAM in an LQFP100 package
- On-board ST-LINK/V2 on STM32F4DISCOVERY (old reference) or ST-LINK/V2-A on STM32F407G-DISC1 (new order code)
- USB ST-LINK with re-enumeration capability and three different interfaces:
 - Debug port
 - Virtual Com port (with new order code only)
 - Mass storage (with new order code only)
- Board power supply: through USB bus or from an external 5 V supply voltage
- External application power supply: 3 V and 5 V
- LIS302DL or LIS3DSH ST MEMS 3-axis accelerometer
- MP45DT02 ST-MEMS audio sensor omni-directional digital microphone
- CS43L22 audio DAC with integrated class D speaker driver
- Eight LEDs:
 - LD1 (red/green) for USB communication
 - LD2 (red) for 3.3 V power on
 - Four user LEDs, LD3 (orange), LD4 (green), LD5 (red) and LD6 (blue)
 - 2 USB OTG LEDs LD7 (green) VBUS and LD8 (red) over-current
- Two push-buttons (user and reset)
- USB OTG FS with micro-AB connector
- Extension header for all LQFP100 I/Os for quick connection to prototyping board and easy probing
- Comprehensive free software including a variety of examples, part of STM32CubeF4 package or STSW-STM32068 to use legacy standard libraries.



1. Picture is not contractual.

Description

The STM32F4DISCOVERY kit leverages the capabilities of the STM32F407 high performance microcontrollers, to allow users to easily develop applications featuring audio.

It includes an ST-LINK embedded debug tool, one ST-MEMS digital accelerometer, a digital microphone, one audio DAC with integrated class D speaker driver, LEDs, push-buttons and an USB OTG micro-AB connector.

To expand the functionality of the STM32F4DISCOVERY kit with ethernet connectivity, LCD display and more, visit the www.st.com/stm32f4dis-expansion webpage.

With the latest board enhancement, the new order code STM32F407G-DISC1 has replaced the old reference STM32F4DISCOVERY.

System requirements

- Windows® OS (XP, 7, 8)
- USB type A to Mini-B cable

Development toolchains

- IAR® EWARM (IAR Embedded Workbench®)
- Keil® MDK-ARM™
- GCC-based IDEs (free AC6: SW4STM32, Atollic® TrueSTUDIO®, ...)

Demonstration software

The demonstration software is preloaded in the board Flash memory. It uses the MEMS motion sensor to blink the four LEDs, according to the motion direction and speed. Connecting the board to a PC with a second USB 'type A to micro-B' cable, converts it into a standard mouse and the board motion controls the PC cursor.

The latest versions of the demonstration source code and associated documentation can be downloaded from the www.st.com/stm32f4-discovery webpage.

Product marking

Tools marked as "ES" or "E" are not yet qualified and as such, they may be used only for evaluation purposes. ST shall not be liable for any consequences related with other ways of use of such non-qualified tools, for example, as reference design or for production.

Examples of location of "E" or "ES" marking:

- on target STM32 microcontroller part mounted on the board (for illustration, refer to section "Package information" of a STM32 datasheet at www.st.com)
- next to the evaluation tool ordering part number, as a label stuck or a silk-screen printed on the board

Ordering information

To order the Discovery kit for the STM32F407 line of microcontrollers, refer to [Table 1](#).

Table 1. List of the order codes

Order code	ST-LINK version
STM32F4DISCOVERY	ST-LINK/V2
STM32F407G-DISC1	ST-LINK/V2-A

Revision history

Table 2. Document revision history

Date	Revision	Changes
15-Sep-2011	1	Initial version.
28-Jan-2013	2	Added URL for expanding functionality in Description .
15-Jul-2013	3	Modified to apply to STM32F407/417. Added LIS3DSH accelerometer.
29-Sep-2014	4	Updated Section : Features and Section : Description to introduce STM32CubeF4 and STSW-STM32078. Updated Section : System requirements and Section : Development toolchains .
25-Feb-2016	5	Updated Features , Description and System requirements to introduce STM32F407G-DISC1.
28-Oct-2016	6	Updated Features and Description to remove reference to mbed™ and to add information on the new order code.

IMPORTANT NOTICE – PLEASE READ CAREFULLY

STMicroelectronics NV and its subsidiaries ("ST") reserve the right to make changes, corrections, enhancements, modifications, and improvements to ST products and/or to this document at any time without notice. Purchasers should obtain the latest relevant information on ST products before placing orders. ST products are sold pursuant to ST's terms and conditions of sale in place at the time of order acknowledgement.

Purchasers are solely responsible for the choice, selection, and use of ST products and ST assumes no liability for application assistance or the design of Purchasers' products.

No license, express or implied, to any intellectual property right is granted by ST herein.

Resale of ST products with provisions different from the information set forth herein shall void any warranty granted by ST for such product.

ST and the ST logo are trademarks of ST. All other product or service names are the property of their respective owners.

Information in this document supersedes and replaces information previously supplied in any prior versions of this document.

© 2016 STMicroelectronics – All rights reserved

ANEXO D.2 EC4SAW - 24S05N

V10



EC4SAW SERIES

5-6 WATT WIDE INPUT DC-DC CONVERTERS

FEATURE

- * 5-6W Isolated Output
- * Compact SIP-8 Package
- * Efficiency to 89%
- * 4:1 Input Range
- * Regulated Outputs
- * Remote On/Off Control
- * 1500VDC Isolation
- * Continuous Short Circuit Protection



MODEL NUMBER	INPUT VOLTAGE	OUTPUT VOLTAGE	OUTPUT CURRENT		INPUT CURRENT		%EFF.		CAPACITOR LOAD MAX.
			MIN.	MAX.	NO LOAD	FULL LOAD	(3)	(2)	
EC4SAW-24S33N	9-36 VDC	3.3 VDC	0 mA	1500 mA	4 mA	310 mA	82	82	4700uF
EC4SAW-24S05N	9-36 VDC	5 VDC	0 mA	1200 mA	4 mA	298 mA	86	86	2200uF
EC4SAW-24S12N	9-36 VDC	12 VDC	0 mA	500 mA	5 mA	288 mA	88	88	1100uF
EC4SAW-24S15N	9-36 VDC	15 VDC	0 mA	400 mA	5 mA	288 mA	89	88	470uF
EC4SAW-48S33N	18-75 VDC	3.3 VDC	0 mA	1500 mA	3 mA	155 mA	82	82	4700uF
EC4SAW-48S05N	18-75 VDC	5 VDC	0 mA	1200 mA	3 mA	150 mA	85	85	2200uF
EC4SAW-48S12N	18-75 VDC	12 VDC	0 mA	500 mA	3 mA	145 mA	88	89	1100uF
EC4SAW-48S15N	18-75 VDC	15 VDC	0 mA	400 mA	3 mA	145 mA	89	88	470uF

NOTE:

1. Nominal Input Voltage 24 or 48 VDC
2. Measured at Nominal Input Voltage
3. Measured at 12VDC for 24Vin, 24VDC for 48Vin

SPECIFICATIONS

All Specifications Typical At Nominal Line, Full Load, and 25°C Unless Otherwise Noted

INPUT SPECIFICATIONS:

Input Voltage Range	24V	9-36V
	48V	18-75V
Input Surge Voltage (100 ms max.)	24V	50VDC max.
	48V	100VDC max.
Input Filter	Capacitive	
Remote on/off control:		
Module On	Open or high impedance	
Module Off	2mA to 4mA	
Module Off (input idle current)	2.5mA max.	

OUTPUT SPECIFICATIONS:

Voltage Accuracy	±1.5% max.
Transient Response: 25% Step Load Change	
Recovery Time	< 250µs
Ripple & Noise, 20MHz BW	100mV pk-pk max.
Temperature Coefficient	±0.03%/°C
Short Circuit Protection	Continuous
Line Regulation (note 1)	±0.2% max.
Load Regulation (note 2)	±0.5% max.
Current Limit	180% typ.
Start up time	15ms typ.

GENERAL SPECIFICATIONS:

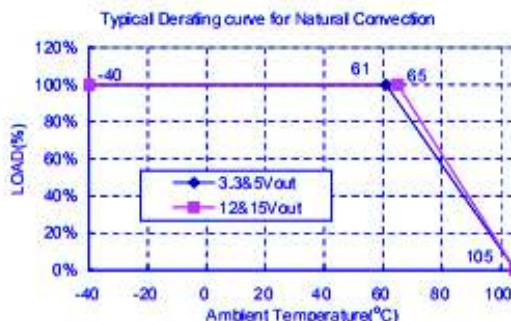
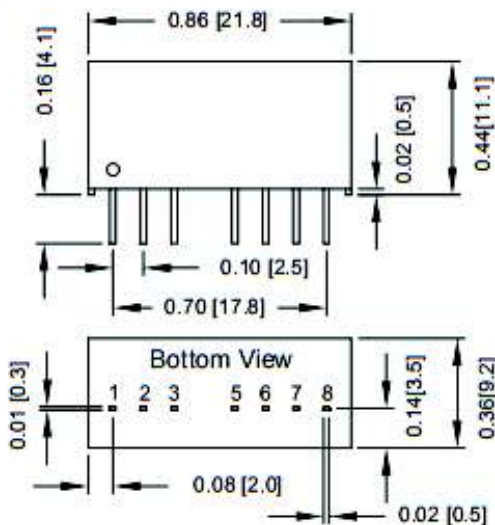
Efficiency	See Table
Isolation Voltage	1500VDC min.
Isolation Resistance	10 ⁹ ohm min.
Isolation Capacitance	50pF max.
Switching Frequency	580KHz typ.
Operating Ambient Temperature	-40°C to +85°C
De-rating, Above 61°C	3.3V/5V ... Linearly to Zero power at 105°C
De-rating, Above 65°C	12V/15V ... Linearly to Zero power at 105°C
Case Temperature (note 3)	105°C max.
Cooling	Natural Convection
Storage Temperature	-55°C to +125°C
Humidity	95% RH max. Non condensing
MTBF	MIL-STD-217F, GB, 25°C, Full Load ... T.B.D. hrs
Dimensions	0.86x0.36x0.44 inches(21.8x9.2x1.1 mm)
Case Material	Non-Conductive Black Plastic
Weight	4.8g

NOTE:

1. Measured from high line to low line.
2. Measured from full load to no load.
3. Maximum case temperature under any operating condition should not be exceeded 105°C.

CASE SA DIMENSIONS:

All Dimensions In Inches(mm)
 Tolerances : Inches millimeters
 X.XX±0.02 X.X±0.5
 Pin ±0.002 ±0.05



PIN CONNECTION	
Pin	Single
1	-V Input
2	+V Input
3	On/Off
5	NC
6	+V Output
7	-V Output
8	NC

ANEXO D.3 KBP210



Data Sheet

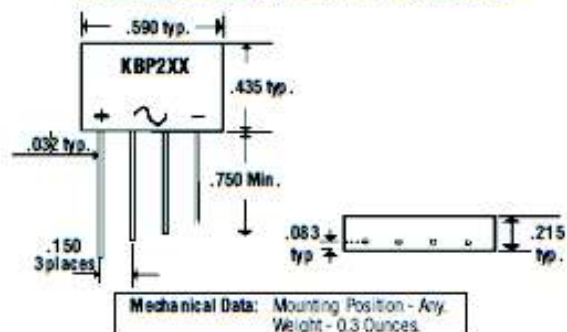
2.0 Amp SINGLE PHASE SILICON BRIDGE

KBP200 . . . 210 Series

Description



Mechanical Dimensions



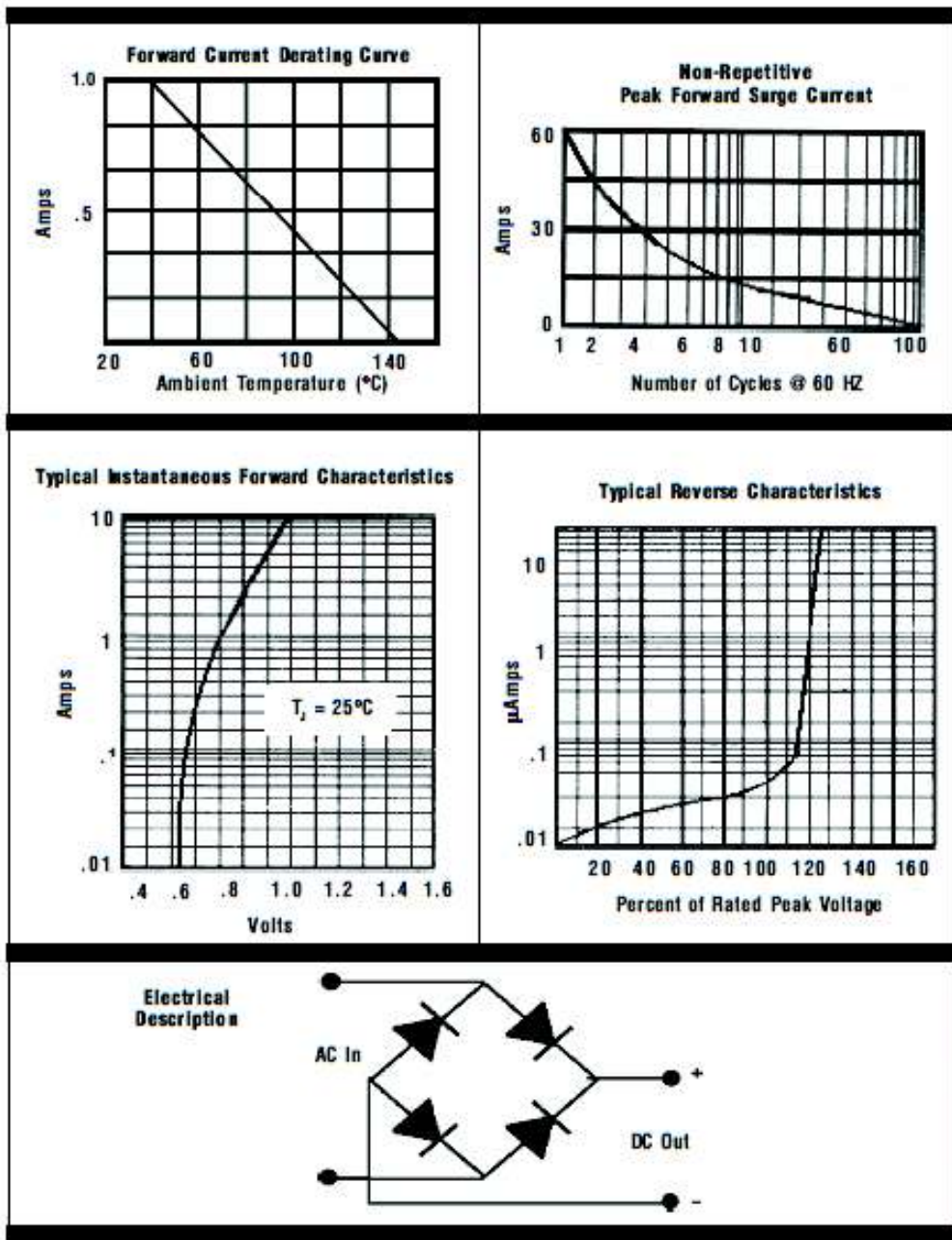
Features

- COMPACT SIZE
- LOW LEAKAGE CURRENT
- 60 AMP SURGE OVERLOAD RATING
- MEETS UL SPECIFICATION 94V-0

Electrical Characteristics @ 25°C.	KBP200 . . . 210 Series							Units
Maximum Ratings	KBP200	KBP201	KBP202	KBP204	KBP206	KBP208	KBP210	
Peak Repetitive Reverse Voltage... V_{RRM}	50	100	200	400	600	800	1000	Volts
RMS Reverse Voltage... V_{RMS}	35	70	140	280	420	560	700	Volts
DC Blocking Voltage... V_{DC}	50	100	200	400	600	800	1000	Volts
Average Forward Rectified Current... $I_F(av)$ $T_A = 25^\circ C$			2.0			Amps
Non-Repetitive Peak Forward Surge Current... I_{FSM} 8.3 ms Single 1/2 Sine Wave Imposed on Rated Load			60			Amps
Forward Voltage... V_F Bridge Element @ 2.0 Amps			1.0			Volts
DC Reverse Current... I_R @ Rated DC Blocking Voltage				$T_A = 25^\circ C$ $T_A = 100^\circ C$				μA mps mAmps
Operating & Storage Temperature Range... T_J, T_{STG}			-55 to 125			$^\circ C$

**2.0 Amp
SINGLE PHASE SILICON BRIDGE**

KBP200 . . . 210 Series



Ratings at 25 Deg. C ambient temperature unless otherwise specified.

Single Phase Half Wave, 60 HZ Resistive or Inductive Load.

For Capacitive Load, Derate Current by 20%.

ANEXO D.4 LM7812



LM7800 Series 3-Terminal Fixed Voltage Regulators

THREE-TERMINAL POSITIVE VOLTAGE REGULATORS

These voltage regulators are monolithic integrated circuits designed as fixed-voltage regulators for a wide variety of applications including local, on-card regulation. These regulators employ internal current limiting, thermal shutdown, and safe-area

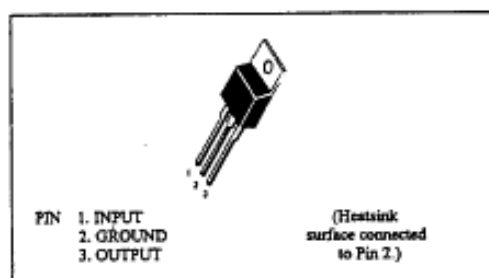
compensation. With adequate heatsinking they can deliver output currents in excess of 1.5 ampere.

Although designed primarily as a fixed voltage regulator, these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

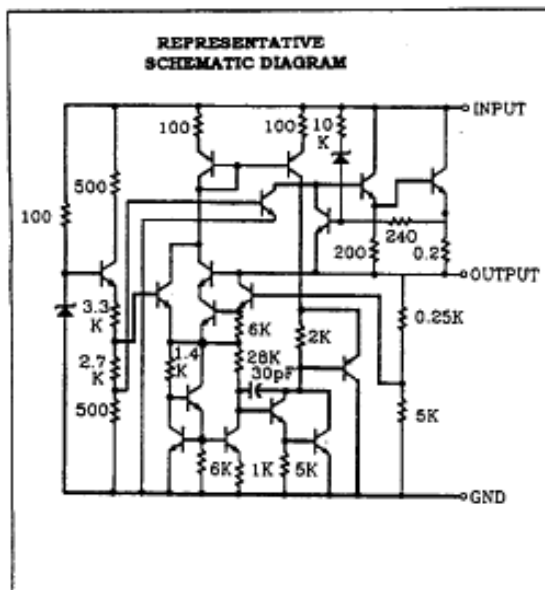
FEATURES

- Output Current in Excess of 1.5 Ampere
- No External Components Required
- Internal Thermal Overload Protection
- Internal Short-Circuit Current Limiting
- Output Transistor Safe-Area Compensation
- Output Voltage Offered in 2% Tolerance

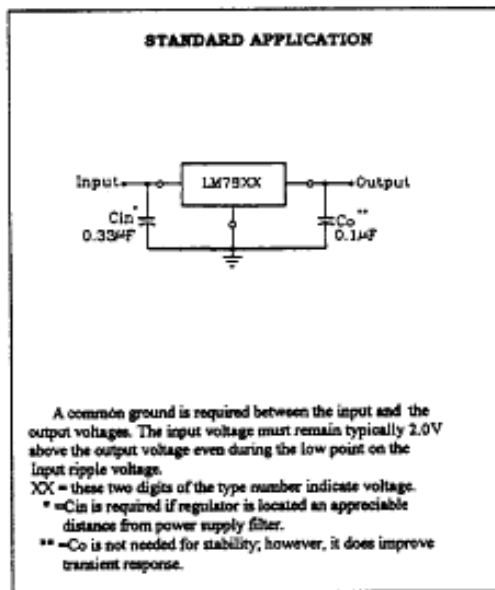
PIN ARRANGEMENT



CIRCUIT SCHEMATIC



TYPICAL CONNECTING CIRCUIT





LM7800 Series 3-Terminal Fixed Voltage Regulators

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Ta=25°C)

Item	Symbol	LM7800 Series	Unit
Input Voltage	V _{in} *	30	V
Input Voltage	V _{in} **	40	V
Power Dissipation	P _D ***	15	W
Operating Ambient Temperature	T _{opr}	-20 to +75	°C
Operating Junction Temperature	T _j	-20 to +125	°C
Storage Temperature	T _{stg}	-55 to +125	°C

Note: *LM7805 to LM7818

** LM7824

***Follow the derating curve

LM7805 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V_{in}=10V, I_{out}=500mA, 0°C ≤ T_j ≤ 125°C, C_{in}=0.33μF, C_{out}=0.1μF; unless otherwise specified.)

Item	Symbol	Test Conditions	min.	typ.	max.	unit	
Output Voltage	V _{out}	T _j =25°C	4.90	5.0	5.10	V	
		7V ≤ V _{in} ≤ 20V, 5mA ≤ I _{out} ≤ 1.0A, P _D ≤ 15W	4.85	--	5.15	V	
Line Regulation	REG _{line}	T _j =25°C	7V ≤ V _{in} ≤ 25V	--	3	100	mV
			8V ≤ V _{in} ≤ 12V	--	1	50	mV
Load Regulation	REG _{load}	T _j =25°C	5mA ≤ I _{out} ≤ 1.5A	--	15	100	mV
			250mA ≤ I _{out} ≤ 750mA	--	5	50	mV
Quiescent Current	I _q	T _j =25°C, I _{out} =0	--	4.2	8.0	mA	
Quiescent Current Change	Δ I _q	5mA ≤ I _{out} ≤ 1.0A	7V ≤ V _{in} ≤ 25V	--	--	1.3	mA
			5mA ≤ I _{out} ≤ 1.0A	--	--	0.5	mA
Output Noise Voltage	V _n	T _a =25°C, 10Hz ≤ f ≤ 100KHz	--	40	--	μV	
Ripple Rejection Ratio	RR	f=120Hz	62	78	--	dB	
Voltage Drop	V _{drop}	I _{out} =1.0A, T _j =25°C	--	2.0	--	V	
Output Resistance	R _{out}	f=1KHz	--	17	--	mΩ	
Output Short Circuit Current	I _{os}	T _j =25°C	--	750	--	mA	
Peak Output Current	I _{o peak}	T _j =25°C	--	2.2	--	A	
Temperature Coefficient of Output Voltage	Δ V _{out} / Δ T _j	I _{out} =5mA, 0°C ≤ T _j ≤ 125°C	--	-1.1	--	mV/°C	


LM7800 Series 3-Terminal Fixed Voltage Regulators
LM7806 ELECTRICAL CHARACTERISTICS
(V_{in}=11V, I_{out}=500mA, 0°C ≤ T_j ≤ 125°C, C_{in}=0.33μF, C_{out}=0.1μF; unless otherwise specified.)

Item	Symbol	Test Conditions	min.	typ.	max.	unit	
Output Voltage	V _{out}	T _j =25°C	5.88	6.0	6.12	V	
		8V ≤ V _{in} ≤ 21V, 5mA ≤ I _{out} ≤ 1.0A, P _D ≤ 15W	5.83	--	6.17	V	
Line Regulation	Δ REG _{line}	T _j =25°C	8V ≤ V _{in} ≤ 25V	--	5	120	mV
			9V ≤ V _{in} ≤ 13V	--	1.5	60	mV
Load Regulation	Δ REG _{load}	T _j =25°C	5mA ≤ I _{out} ≤ 1.5A	--	14	120	mV
			250mA ≤ I _{out} ≤ 750mA	--	4.0	60	mV
Quiescent Current	I _q	T _j =25°C, I _{out} =0	--	4.3	8.0	mA	
Quiescent Current Change	Δ I _q	5mA ≤ I _{out} ≤ 1.0A	8V ≤ V _{in} ≤ 25V	--	--	1.3	mA
				--	--	0.5	mA
Output Noise Voltage	V _n	T _a =25°C, 10Hz ≤ f ≤ 100KHz	--	45	--	μV	
Ripple Rejection Ratio	RR	f=120Hz	59	75	--	dB	
Voltage Drop	V _{drop}	I _{out} =1.0A, T _j =25°C	--	2.0	--	V	
Output Resistance	R _{out}	f=1KHz	--	19	--	mΩ	
Output Short Circuit Current	I _{os}	T _j =25°C	--	550	--	mA	
Peak Output Current	I _{o peak}	T _j =25°C	--	2.2	--	A	
Temperature Coefficient of Output Voltage	Δ V _{out} /Δ T _j	I _{out} =5mA, 0°C ≤ T _j ≤ 125°C	--	-0.8	--	mV/°C	

LM7808 ELECTRICAL CHARACTERISTICS
(V_{in}=14V, I_{out}=500mA, 0°C ≤ T_j ≤ 125°C, C_{in}=0.33μF, C_{out}=0.1μF; unless otherwise specified.)

Item	Symbol	Test Conditions	min.	typ.	max.	unit	
Output Voltage	V _{out}	T _j =25°C	7.84	8.0	8.16	V	
		10.5V ≤ V _{in} ≤ 23V, 5mA ≤ I _{out} ≤ 1.0A, P _D ≤ 15W	7.74	--	8.26	V	
Line Regulation	Δ REG _{line}	T _j =25°C	10.5V ≤ V _{in} ≤ 25V	--	6	160	mV
			11V ≤ V _{in} ≤ 17V	--	2.0	80	mV
Load Regulation	Δ REG _{load}	T _j =25°C	5mA ≤ I _{out} ≤ 1.5A	--	12	160	mV
			250mA ≤ I _{out} ≤ 750mA	--	4	80	mV
Quiescent Current	I _q	T _j =25°C, I _{out} =0	--	4.3	8.0	mA	
Quiescent Current Change	Δ I _q	5mA ≤ I _{out} ≤ 1.0A	10.5V ≤ V _{in} ≤ 25V	--	--	1.0	mA
				--	--	0.5	mA
Output Noise Voltage	V _n	T _a =25°C, 10Hz ≤ f ≤ 100KHz	--	52	--	μV	
Ripple Rejection Ratio	RR	f=120Hz	56	72	--	dB	
Voltage Drop	V _{drop}	I _{out} =1.0A, T _j =25°C	--	2.0	--	V	
Output Resistance	R _{out}	f=1KHz	--	16	--	mΩ	
Output Short Circuit Current	I _{os}	T _j =25°C	--	450	--	mA	
Peak Output Current	I _{o peak}	T _j =25°C	--	2.2	--	A	
Temperature Coefficient of Output Voltage	Δ V _{out} /Δ T _j	I _{out} =5mA, 0°C ≤ T _j ≤ 125°C	--	-1.8	--	mV/°C	



LM7800 Series 3-Terminal Fixed Voltage Regulators

LM7809 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

($V_{in}=15V$, $I_{out}=500mA$, $0^{\circ}C \leq T_j \leq 125^{\circ}C$, $C_{in}=0.33\mu F$, $C_{out}=0.1\mu F$; unless otherwise specified.)

Item	Symbol	Test Conditions	min.	typ.	max.	unit	
Output Voltage	Vout	$T_j=25^{\circ}C$	8.82	9	9.18	V	
		$10.5V \leq V_{in} \leq 27V$, $5mA \leq I_{out} \leq 1.0A$, $P_D \leq 15W$	8.77	--	9.23	V	
Line Regulation	ΔREG_{line}	$T_j=25^{\circ}C$	$11.5V \leq V_{in} \leq 30V$	--	6	160	mV
			$12V \leq V_{in} \leq 18V$	--	2.0	80	mV
Load Regulation	ΔREG_{load}	$T_j=25^{\circ}C$	$5mA \leq I_{out} \leq 1.5A$	--	12	160	mV
			$250mA \leq I_{out} \leq 750mA$	--	4	80	mV
Quiescent Current	I_q	$T_j=25^{\circ}C$, $I_{out}=0$	--	4.3	1.0	mA	
Quiescent Current Change	ΔI_q	$T_j=25^{\circ}C$	$14.5V \leq V_{in} \leq 30V$	--	--	0.5	mA
			$5mA \leq I_{out} \leq 1.0A$	--	--	--	mA
Output Noise Voltage	Vn	$T_a=25^{\circ}C$, $10Hz \leq f \leq 100KHz$	--	52	--	μV	
Ripple Rejection Ratio	RR	$f=120Hz$	55	72	--	dB	
Voltage Drop	Vdrop	$I_{out}=1.0A$, $T_j=25^{\circ}C$	--	2.0	--	V	
Output Resistance	Rout	$f=1KHz$	--	16	--	m Ω	
Output Short Circuit Current	Ios	$T_j=25^{\circ}C$	--	450	--	mA	
Peak Output Current	$I_{o peak}$	$T_j=25^{\circ}C$	--	2.2	--	A	
Temperature Coefficient of Output Voltage	$\Delta V_{out}/\Delta T_j$	$I_{out}=5mA$, $0^{\circ}C \leq T_j \leq 125^{\circ}C$	--	-1.8	--	mV/ $^{\circ}C$	

LM7810 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

($V_{in}=16V$, $I_{out}=500mA$, $0^{\circ}C \leq T_j \leq 125^{\circ}C$, $C_{in}=0.33\mu F$, $C_{out}=0.1\mu F$; unless otherwise specified.)

Item	Symbol	Test Conditions	min.	typ.	max.	unit	
Output Voltage	Vout	$T_j=25^{\circ}C$	9.8	10	10.2	V	
		$17.5V \leq V_{in} \leq 30V$, $5mA \leq I_{out} \leq 1.0A$, $P_D \leq 15W$	9.75	--	12.25	V	
Line Regulation	ΔREG_{line}	$T_j=25^{\circ}C$	$10.5V \leq V_{in} \leq 30V$	--	10	240	mV
			$13V \leq V_{in} \leq 9V$	--	3.0	120	mV
Load Regulation	ΔREG_{load}	$T_j=25^{\circ}C$	$5mA \leq I_{out} \leq 1.5A$	--	12	240	mV
			$250mA \leq I_{out} \leq 750mA$	--	4.0	120	mV
Quiescent Current	I_q	$T_j=25^{\circ}C$, $I_{out}=0$	--	4.3	8.0	mA	
Quiescent Current Change	ΔI_q	$T_j=25^{\circ}C$	$14.5V \leq V_{in} \leq 30V$	--	--	1.0	mA
			$5mA \leq I_{out} \leq 1.0A$	--	--	0.5	mA
Output Noise Voltage	Vn	$T_a=25^{\circ}C$, $10Hz \leq f \leq 100KHz$	--	52	--	μV	
Ripple Rejection Ratio	RR	$f=120Hz$	54	72	--	dB	
Voltage Drop	Vdrop	$I_{out}=1.0A$, $T_j=25^{\circ}C$	--	2.0	--	V	
Output Resistance	Rout	$f=1KHz$	--	16	--	m Ω	
Output Short Circuit Current	Ios	$T_j=25^{\circ}C$	--	450	--	mA	
Peak Output Current	$I_{o peak}$	$T_j=25^{\circ}C$	--	2.2	--	A	
Temperature Coefficient of Output Voltage	$\Delta V_{out}/\Delta T_j$	$I_{out}=5mA$, $0^{\circ}C \leq T_j \leq 125^{\circ}C$	--	-1.8	--	mV/ $^{\circ}C$	



LM7800 Series 3-Terminal Fixed Voltage Regulators

LM7812 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

($V_{in}=19V$, $I_{out}=500mA$, $0^{\circ}C \leq T_j \leq 125^{\circ}C$, $C_{in}=0.33\mu F$, $C_{out}=0.1\mu F$; unless otherwise specified.)

Item	Symbol	Test Conditions	min.	typ.	max.	unit	
Output Voltage	Vout	$T_j=25^{\circ}C$	11.76	12.0	12.24	V	
		$14.5V \leq V_{in} \leq 27V$, $5mA \leq I_{out} \leq 1.0A$, $P_D \leq 15W$	11.66	--	12.34	V	
Line Regulation	Δ REGline	$T_j=25^{\circ}C$	$14.5V \leq V_{in} \leq 30V$	--	10	240	mV
			$16V \leq V_{in} \leq 22V$	--	3.0	120	mV
Load Regulation	Δ REGload	$T_j=25^{\circ}C$	$5mA \leq I_{out} \leq 1.5A$	--	12	240	mV
			$250mA \leq I_{out} \leq 750mA$	--	4.0	120	mV
Quiescent Current	I_q	$T_j=25^{\circ}C$, $I_{out}=0$	--	4.3	8.0	mA	
Quiescent Current Change	ΔI_q	$14.5V \leq V_{in} \leq 30V$ $5mA \leq I_{out} \leq 1.0A$	--	--	1.0	mA	
Output Noise Voltage	Vn	$T_a=25^{\circ}C$, $10Hz \leq f \leq 100KHz$	--	75	--	μV	
Ripple Rejection Ratio	RR	$f=120Hz$	55	71	--	dB	
Voltage Drop	Vdrop	$I_{out}=1.0A$, $T_j=25^{\circ}C$	--	2.0	--	V	
Output Resistance	Rout	$f=1KHz$	--	18	--	m Ω	
Output Short Circuit Current	I_{os}	$T_j=25^{\circ}C$	--	350	--	mA	
Peak Output Current	$I_{o peak}$	$T_j=25^{\circ}C$	--	2.2	--	A	
Temperature Coefficient of Output Voltage	$\Delta V_{out}/\Delta T_j$	$I_{out}=5mA$, $0^{\circ}C \leq T_j \leq 125^{\circ}C$	--	-1.0	--	mV/ $^{\circ}C$	

LM7815 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

($V_{in}=23V$, $I_{out}=500mA$, $0^{\circ}C \leq T_j \leq 125^{\circ}C$, $C_{in}=0.33\mu F$, $C_{out}=0.1\mu F$; unless otherwise specified.)

Item	Symbol	Test Conditions	min.	typ.	max.	unit	
Output Voltage	Vout	$T_j=25^{\circ}C$	14.7	15.0	15.3	V	
		$17.5V \leq V_{in} \leq 30V$, $5mA \leq I_{out} \leq 1.0A$, $P_D \leq 15W$	14.55	--	15.45	V	
Line Regulation	Δ REGline	$T_j=25^{\circ}C$	$17.5V \leq V_{in} \leq 30V$	--	11	300	mV
			$20V \leq V_{in} \leq 26V$	--	3.0	150	mV
Load Regulation	Δ REGload	$T_j=25^{\circ}C$	$5mA \leq I_{out} \leq 1.5A$	--	12	300	mV
			$250mA \leq I_{out} \leq 750mA$	--	4	150	mV
Quiescent Current	I_q	$T_j=25^{\circ}C$, $I_{out}=0$	--	4.4	8.0	mA	
Quiescent Current Change	ΔI_q	$17.5V \leq V_{in} \leq 30V$ $5mA \leq I_{out} \leq 1.0A$	--	--	1.0	mA	
Output Noise Voltage	Vn	$T_a=25^{\circ}C$, $10Hz \leq f \leq 100KHz$	--	90	--	μV	
Ripple Rejection Ratio	RR	$f=120Hz$	54	70	--	dB	
Voltage Drop	Vdrop	$I_{out}=1.0A$, $T_j=25^{\circ}C$	--	2.0	--	V	
Output Resistance	Rout	$f=1KHz$	--	19	--	m Ω	
Output Short Circuit Current	I_{os}	$T_j=25^{\circ}C$	--	230	--	mA	
Peak Output Current	$I_{o peak}$	$T_j=25^{\circ}C$	--	2.1	--	A	
Temperature Coefficient of Output Voltage	$\Delta V_{out}/\Delta T_j$	$I_{out}=5mA$, $0^{\circ}C \leq T_j \leq 125^{\circ}C$	--	-1.0	--	mV/ $^{\circ}C$	



LM7800 Series 3-Terminal Fixed Voltage Regulators

LM7818 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

($V_{in}=27V$, $I_{out}=500mA$, $0^{\circ}C \leq T_j \leq 125^{\circ}C$, $C_{in}=0.33\mu F$, $C_{out}=0.1\mu F$; unless otherwise specified.)

Item	Symbol	Test Conditions	min.	typ.	max.	unit	
Output Voltage	Vout	Tj=25°C	17.64	18.0	18.36	V	
		21.0V ≤ Vins ≤ 33V, 5mA ≤ Iouts ≤ 1.0A, P _D ≤ 15W	17.44	—	18.56	V	
Line Regulation	Δ Vo line	Tj=25°C	21.0V ≤ Vins ≤ 33V	—	15	360	mV
			24V ≤ Vins ≤ 30V	—	5.0	180	mV
Load Regulation	Δ REGload	Tj=25°C	5mA ≤ Iouts ≤ 1.5A	—	12	360	mV
			250mA ≤ Iouts ≤ 750mA	—	4.0	180	mV
Quiescent Current	Iq	Tj=25°C, Iout=0	—	4.5	8.0	mA	
Quiescent Current Change	Δ Iq	Tj=25°C, Iout=0	21.0V ≤ Vins ≤ 33V	—	—	1.0	mA
			5mA ≤ Iouts ≤ 1.0A	—	—	0.5	mA
Output Noise Voltage	Vn	Ta=25°C, 10Hz ≤ fs ≤ 100KHz	—	110	—	μV	
Ripple Rejection Ratio	RR	f=120Hz	53	69	—	dB	
Voltage Drop	Vdrop	Iout=1.0A, Tj=25°C	—	2.0	—	V	
Output Resistance	Rout	f=1KHz	—	22	—	mΩ	
Output Short Circuit Current	Ios	Tj=25°C	—	200	—	mA	
Peak Output Current	I _{o peak}	Tj=25°C	—	2.1	—	A	
Temperature Coefficient of Output Voltage	Δ Vout/Δ Tj	Iout=5mA, 0°C ≤ Tj ≤ 125°C	—	-1.0	—	mV/°C	

LM7824 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

($V_{in}=33V$, $I_{out}=500mA$, $0^{\circ}C \leq T_j \leq 125^{\circ}C$, $C_{in}=0.33\mu F$, $C_{out}=0.1\mu F$; unless otherwise specified.)

Item	Symbol	Test Conditions	min.	typ.	max.	unit	
Output Voltage	Vout	Tj=25°C	23.52	24.0	24.48	V	
		27.0V ≤ Vins ≤ 38V, 5mA ≤ Iouts ≤ 1.0A, P _D ≤ 15W	23.32	—	24.68	V	
Line Regulation	Δ Vo line	Tj=25°C	27.0V ≤ Vins ≤ 38V	—	18	480	mV
			30V ≤ Vins ≤ 36V	—	6.0	240	mV
Load Regulation	Δ Vo load	Tj=25°C	5mA ≤ Iouts ≤ 1.5A	—	12	480	mV
			250mA ≤ Iouts ≤ 750mA	—	4.0	240	mV
Quiescent Current	Iq	Tj=25°C, Iout=0	—	4.6	8.0	mA	
Quiescent Current Change	Δ Iq	Tj=25°C, Iout=0	27.0V ≤ Vins ≤ 38V	—	—	1.0	mA
			5mA ≤ Iouts ≤ 1.0A	—	—	0.5	mA
Output Noise Voltage	Vn	Ta=25°C, 10Hz ≤ fs ≤ 100KHz	—	170	—	μV	
Ripple Rejection Ratio	RR	f=120Hz	50	66	—	dB	
Voltage Drop	Vdrop	Iout=1.0A, Tj=25°C	—	2.0	—	V	
Output Resistance	Rout	f=1KHz	—	28	—	mΩ	
Output Short Circuit Current	Ios	Tj=25°C	—	150	—	mA	
Peak Output Current	I _{o peak}	Tj=25°C	—	2.1	—	A	
Temperature Coefficient of Output Voltage	Δ Vout/Δ Tj	Iout=5mA, 0°C ≤ Tj ≤ 125°C	—	-1.5	—	mV/°C	



LM7800 Series 3-Terminal Fixed Voltage Regulators

FIGURE 1 - WORST CASE POWER DISSIPATION versus AMBIENT TEMPERATURE (Case 221A)

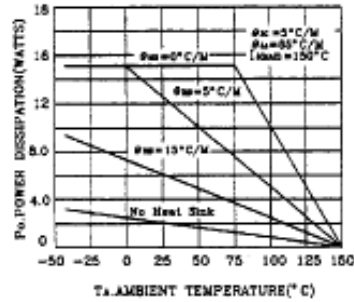


FIGURE 2 - WORST CASE POWER DISSIPATION versus AMBIENT TEMPERATURE (Case 1)

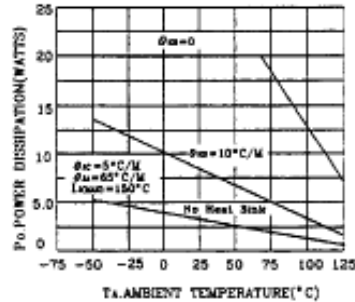


FIGURE 3 - INPUT OUTPUT DIFFERENTIAL AS A FUNCTION OF JUNCTION TEMPERATURE

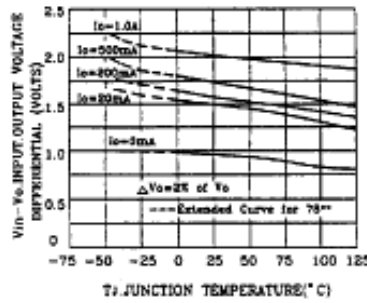


FIGURE 4 - INPUT OUTPUT DIFFERENTIAL AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE

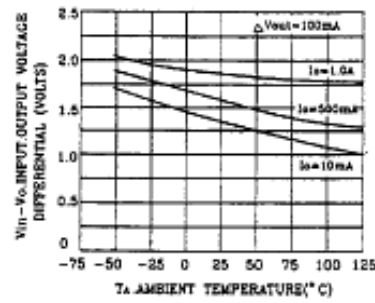


FIGURE 5 - PEAK OUTPUT CURRENT AS A FUNCTION OF INPUT-OUTPUT DIFFERENTIAL VOLTAGE

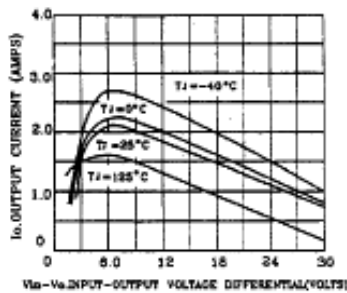
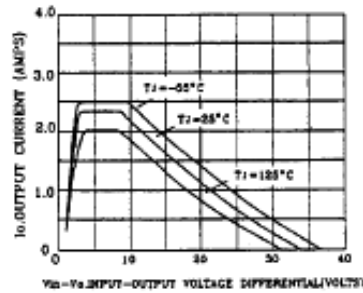


FIGURE 6 - PEAK OUTPUT CURRENT AS A FUNCTION OF INPUT-OUTPUT DIFFERENTIAL VOLTAGE





LM7800 Series 3-Terminal Fixed Voltage Regulators

FIGURE 7 - RIPPLE REJECTION AS A FUNCTION OF OUTPUT VOLTAGE

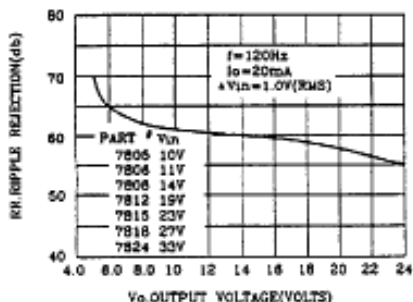


FIGURE 8 - RIPPLE REJECTION AS A FUNCTION OF FREQUENCY

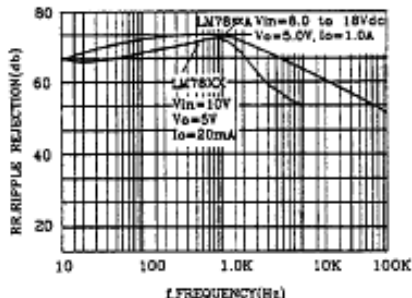


FIGURE 9 - OUTPUT VOLTAGE AS A FUNCTION OF JUNCTION TEMPERATURE

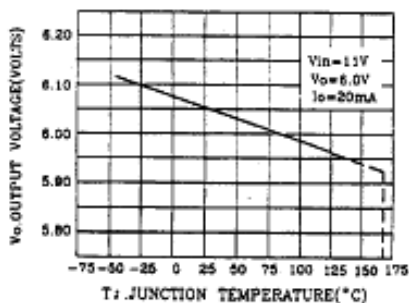


FIGURE 10 - OUTPUT IMPEDANCE AS A FUNCTION OF OUTPUT VOLTAGE

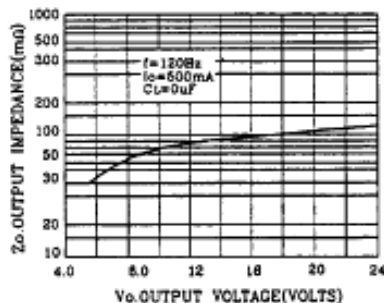


FIGURE 11 - QUIESCENT CURRENT AS A FUNCTION OF TEMPERATURE

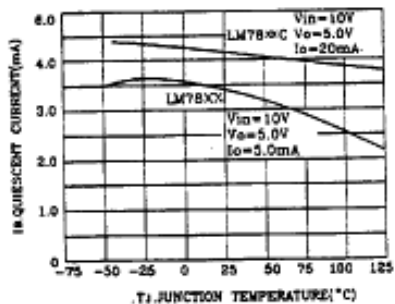
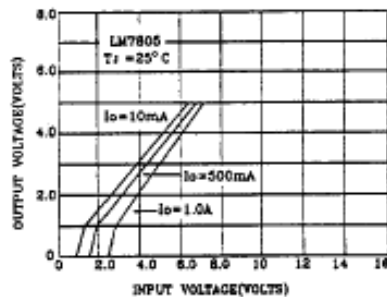


FIGURE 12 - DROPOUT CHARACTERISTICS



ANEXO D.5 RS603M

RS601M THRU RS607M

SINGLE PHASE 6.0 AMP BRIDGE RECTIFIERS

**FEATURES**

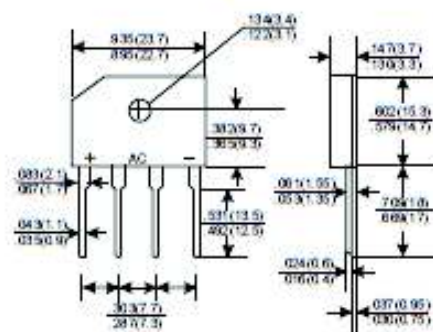
- * Ideal for printed circuit board
- * Low forward voltage
- * Low leakage current
- * Polarity marked on body
- * Mounting position: Any
- * Weight: 40 grams

VOLTAGE RANGE

50 to 1000 Volts

CURRENT

6.0 Amperes

RS-6M

Dimensions in inches and (millimeters)

MAXIMUM RATINGS AND ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Rating 25°C ambient temperature unless otherwise specified.
Single phase half wave, 60Hz, resistive or inductive load.
For capacitive load, derate current by 20%.

TYPE NUMBER	RS601M	RS602M	RS603M	RS604M	RS605M	RS606M	RS607M	UNITS
Maximum Recurrent Peak Reverse Voltage	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum RMS Voltage	35	70	140	280	420	560	700	V
Maximum DC Blocking Voltage	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum Average Forward Rectified Current								
.375 (9.5mm) Lead Length at Ta=100°C	6.0							A
Peak Forward Surge Current, 8.3 ms single half sine-wave superimposed on rated load (JEDEC method)	200							A
Maximum Forward Voltage Drop per Bridge Element at 6.0A D.C.	1.1							V
Maximum DC Reverse Current Ta=25°C	10							µA
at Rated DC Blocking Voltage Ta=100°C	500							µA
Operating Temperature Range, Tj	-65 — +150							°C
Storage Temperature Range, Tstg	-65 — +150							°C

RATING AND CHARACTERISTIC CURVES (RS601M THRU RS607M)

FIG. 1-TYPICAL FORWARD CURRENT DERATING CURVE

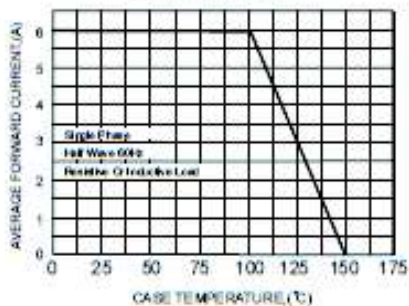


FIG. 2-MAXIMUM NON-REPETITIVE FORWARD SURGE CURRENT

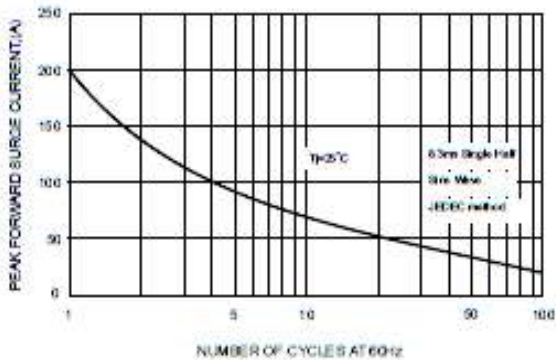


FIG. 3-TYPICAL FORWARD CHARACTERISTICS

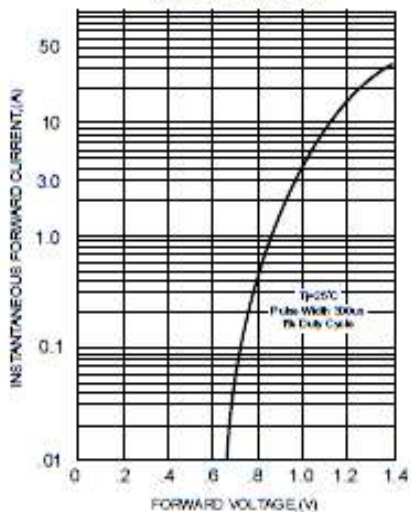
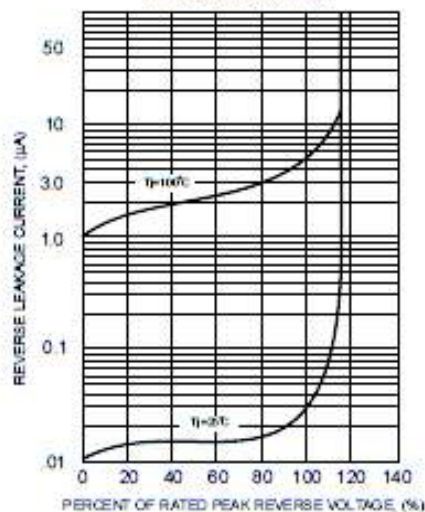


FIG. 4-TYPICAL REVERSE CHARACTERISTICS



ANEXO D.6 1410516C



FEATURES

- RoHS compliant
- Radial format
- -40°C to 85°C operating temperature
- Up to 13A I_{DC}
- 10µH to 22mH
- Low DC resistance
- Fully tinned leads
- PCB mounting hole
- Low temperature dependence
- Backward compatible with Sn/Pb soldering systems
- Custom parts available

DESCRIPTION

The 1400 Series is suitable for many power supply and other general purpose filtering applications. The use of a non-magnetic screw will ensure mechanical stability.



www.murata-ps.com

1400 Series

Bobbin Type Inductors

SELECTION GUIDE

Order Code	Inductance, (1kHz, 0.1V _{ac})	DC Current ¹	DC Resistance	Q at f kHz		SFF	Mechanical Dimensions					Footprint	
	±10%	Max.	Max.	Nom.	f	Nom.	a	b	c	d	Øe	f	Øg
	µH	A	Ω	Q	f	MHz	mm					mm	
1410313C	10	13	0.007	54	50	20.7	27.0	24.4	14.0	1.30	4.5	23.9	2.6
1415312C	15	12	0.009	42	50	12.7	27.0	24.4	14.0	1.30	4.5	23.9	2.6
1422311C	22	11	0.011	64	100	9.3	27.0	24.4	14.0	1.30	4.5	23.9	2.6
1433309C	33	93	0.015	27	50	9.1	27.0	24.4	14.0	1.30	4.5	23.9	2.6
1447385C	47	83	0.019	40	100	6.0	27.0	24.4	18.5	1.30	4.5	23.9	2.6
1447385C	47	85	0.021	33	100	6.7	26.8	24.4	14.0	1.20	4.5	23.8	2.4
1466392C	68	62	0.032	32	100	5.3	26.5	24.4	14.0	1.08	4.5	23.7	2.1
1468379C	68	73	0.022	45	100	5.3	27.0	24.4	18.5	1.30	4.5	23.9	2.6
1410491C	100	54	0.042	34	100	4.6	26.4	24.4	14.0	1.02	4.5	23.6	2.0
1410480C	100	60	0.033	37	100	3.9	26.8	24.4	18.5	1.20	4.5	23.8	2.4
1410478C	100	7.8	0.040	34	50	3.3	32.4	29.8	21.8	1.30	5.1	29.3	2.6
1415440C	150	4.0	0.069	34	50	3.4	26.2	24.4	14.0	0.90	4.5	23.5	1.8
1415489C	150	4.9	0.051	34	50	2.9	26.4	24.4	18.5	1.02	4.5	23.6	2.0
1415495C	150	6.5	0.042	46	100	2.4	32.2	29.8	21.8	1.20	5.1	29.2	2.4
1422436C	220	3.5	0.096	22	50	2.8	26.1	24.4	14.0	0.85	4.5	23.5	1.7
1422441C	220	4.1	0.073	33	100	2.3	26.3	24.4	19.5	0.97	4.5	23.6	1.9
1422455C	220	5.5	0.062	30	50	2.2	32.1	29.8	21.8	1.14	5.1	29.1	2.2
1430430C	300	3.0	0.140	26	50	2.6	25.9	24.4	14.0	0.75	4.5	23.4	1.5
1430430C	300	3.3	0.100	37	50	2.2	26.2	24.4	19.5	0.90	4.5	23.5	1.8
1430450C	300	5.0	0.080	28	50	1.7	31.8	29.8	21.8	1.02	5.1	29.0	2.0
1433420C	330	2.8	0.150	22	50	2.5	25.9	24.4	14.0	0.76	4.5	23.4	1.5
1433430C	330	3.3	0.107	29	50	2.0	26.2	24.4	19.5	0.90	4.5	23.5	1.8
1433440C	330	4.5	0.091	25	50	1.6	31.8	29.8	21.8	1.02	5.1	29.0	2.0
1447423C	470	23	0.222	34	50	2.0	25.7	24.4	14.0	0.67	4.5	23.3	1.3
1447427C	470	2.7	0.149	25	50	1.6	26.1	24.4	18.5	0.85	4.5	23.5	1.7
1447440C	470	4.0	0.125	34	50	1.4	31.7	29.8	21.8	0.97	5.1	29.0	1.9
1468420C	680	2.0	0.276	28	50	1.6	25.7	24.4	14.0	0.67	4.5	23.3	1.3
1468422C	680	2.2	0.226	28	50	1.3	25.9	24.4	18.5	0.75	4.5	23.4	1.5
1468431C	680	3.1	0.173	60	10	1.0	31.6	29.8	21.8	0.90	5.1	28.9	1.8
1410516C	1.0mH	1.6	0.419	30	50	1.4	25.6	24.4	14.0	0.60	4.5	23.2	1.2
1410517C	1.0mH	1.7	0.336	35	50	1.2	25.7	24.4	18.5	0.67	4.5	23.3	1.3
1410524C	1.0mH	2.4	0.277	33	50	1.0	31.4	29.8	21.8	0.79	5.1	28.8	1.5
1415513C	1.5mH	1.3	0.630	34	50	1.0	25.5	24.4	14.0	0.54	4.5	23.1	1.0
1415514C	1.5mH	1.4	0.518	47	50	0.8	25.6	24.4	18.5	0.60	4.5	23.2	1.2
1415517C	1.5mH	1.7	0.374	28	50	0.7	31.3	29.8	21.8	0.75	5.1	28.8	1.5
1422508C	2.2mH	0.9	0.916	43	50	0.9	25.3	24.4	14.0	0.48	4.5	23.1	0.9
1422512C	2.2mH	1.2	0.649	38	50	0.7	25.6	24.4	18.5	0.60	4.5	23.2	1.2
1422514C	2.2mH	1.4	0.622	30	50	0.6	31.1	29.8	21.8	0.67	5.1	28.7	1.3
1433507C	3.3mH	0.7	1.428	45	50	0.8	25.2	24.4	14.0	0.43	4.5	23.0	0.8
1433510C	3.3mH	1.0	1.992	20	50	0.7	25.5	24.4	18.5	0.54	4.5	23.1	1.0
1433512C	3.3mH	1.2	0.861	20	50	0.5	31.0	29.8	21.8	0.60	5.1	28.6	1.2
1447506C	4.7mH	0.6	2.200	60	50	0.6	25.2	24.4	14.0	0.39	4.5	23.0	0.7
1447508C	4.7mH	0.8	1.436	65	50	0.5	25.3	24.4	18.5	0.48	4.5	23.1	0.9
1447509C	4.7mH	0.9	1.250	57	10	0.5	30.9	29.8	21.8	0.54	5.1	28.5	1.0
1468506C	6.8mH	0.5	2.810	50	50	0.5	25.2	24.4	14.0	0.39	4.5	23.0	0.7
1468507C	6.8mH	0.7	2.214	47	50	0.4	25.2	24.4	19.5	0.43	4.5	23.0	0.8
1468509C	6.8mH	0.8	1.884	30	50	0.4	30.7	29.8	21.8	0.48	5.1	28.5	0.9
1410604C	10mH	0.4	4.340	51	50	0.4	25.1	24.4	14.0	0.34	4.5	22.9	0.6
1410605C	10mH	0.5	3.394	48	50	0.3	25.2	24.4	19.5	0.39	4.5	23.0	0.7
1410606C	10mH	0.6	2.294	48	50	0.2	30.9	29.8	21.8	0.54	5.1	28.5	1.0
1415604C	15mH	0.4	4.912	61	10	0.2	25.1	24.4	18.5	0.34	4.5	22.9	0.6
1415605C	15mH	0.5	3.740	55	10	0.2	30.6	29.8	21.8	0.43	5.1	28.4	0.8
1422604C	22mH	0.4	6.962	30	50	0.2	30.5	29.8	21.8	0.34	5.1	28.3	0.6

1 Maximum DC current occurs when either the inductance falls to 60% of its nominal value or when its temperature rise reaches 50°C, whichever is lower.

For technical enquiries - email: mk@murata-ps.com, tel: +44 (0)1939 915232

SOLDERING INFORMATION

Peak wave solder temperature	300°C for 10 seconds
Pin finish	Pure tin dip

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Operating free air temperature range	-40°C to 85°C
Storage temperature range	-55°C to 125°C

TYPICAL CORE/WIRE CHARACTERISTICS

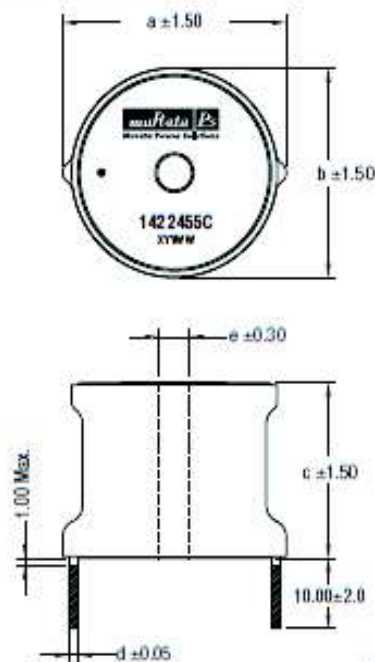
Inductance Temperature Coefficient	Resistance Temperature Coefficient	Curie Temperature (T _c)	Saturation Flux (B _{sat})
215ppm	3900ppm	130°C	240mT

All specifications typical at T_a=25°C

2. For further information, please visit www.murata-ps.com/na/en

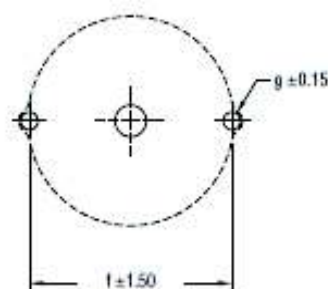
PACKAGE SPECIFICATIONS

MECHANICAL DIMENSIONS



All dimensions in mm.
Package weight: 30-40g Typ.
Marking indicates start of winding.

RECOMMENDED FOOTPRINT DETAILS



All dimensions in mm.

Murata Power Solutions, Inc.

11 Cabot Boulevard, Mansfield, MA 02048-1151 U.S.A.

Tel: (508) 339-3000 (800) 233-2765 Fax: (508) 339-6356

www.murata-ps.com email: sales@murata-ps.com ISO 9001 REGISTERED

Murata Power Solutions, Inc. makes no representation for the use of its products in the circuits depicted herein, or the use of the same in other circuits or with other, without the express written consent of Murata Power Solutions. The design shown herein is for illustrative purposes only and is not intended to be used as a substitute for the actual product. Specifications are subject to change without notice. © 2017 Murata Power Solutions, Inc.

USA: Mansfield, MA, Tel: (800) 233-2765, email: sales@murata-ps.com

Canada: Toronto, Tel: (905) 740-1232, email: toront@murata-ps.com

UK: Milton Keynes, Tel: +44 (0)1908 615232, email: mkt@murata-ps.com

France: Montigny La Bretonneux, Tel: +33 (0)1 34 60 01 01, email: franco@murata-ps.com

Germany: München, Tel: +49 (0)89 644334-0, email: post@munich@murata-ps.com

Japan: Tokyo, Tel: 3-3779-1101, email: sales_tokyo@murata-ps.com

Osaka, Tel: 6-6254-2025, email: sales_osaka@murata-ps.com

Website: www.murata-ps.jp

China: Shanghai, Tel: +86 215 027 3635, email: shanghai@murata-ps.com

Guangzhou, Tel: +86 208 221 8006, email: guangzhou@murata-ps.com

ANEXO D.7 ETX1506



www.vishay.com

VS-ETX1506-M3, VS-ETX1506FP-M3

Vishay Semiconductors

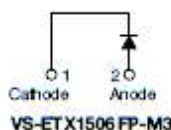
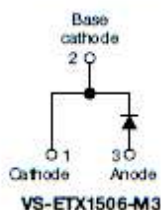
Hyperfast Rectifier, 15 A FRED Pt®



2L TO-220AC



2L TO-220 FULL-PAK



FEATURES

- Hyperfast recovery time, extremely low Q_{rr}
- Low forward voltage drop
- 175 °C operating junction temperature
- Low leakage current
- Fully isolated package ($V_{INS} = 2500 V_{RMS}$)
- True 2 pin package
- Designed and qualified according to JEDEC®-JESD 47
- Material categorization: for definitions of compliance please see www.vishay.com/doc?99912



RoHS
COMPLIANT
HALOGEN
FREE

DESCRIPTION / APPLICATIONS

State of the art hyperfast recovery rectifiers designed with optimized performance of forward voltage drop, hyperfast recovery time, and soft recovery.

The planar structure and the platinum doped life time control guarantee the best overall performance, ruggedness and reliability characteristics.

These devices are intended for use in PFC boost stage in the AC/DC section of SMPS, inverters or as freewheeling diodes.

The extremely optimized stored charge and low recovery current minimize the switching losses and reduce over dissipation in the switching element and snubbers.

PRODUCT SUMMARY

Package	2L TO-220AC, 2L TO-220FP
$I_{F(AV)}$	15 A
V_R	600 V
V_F at I_F	1.55 V
t_{rr} (typ.)	18 ns
T_J max.	175 °C
Diode variation	Single die

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	VALUES	UNITS
Peak repetitive reverse voltage	V_{RRM}		600	V
Average rectified forward current in DC	$I_{F(AV)}$	$T_C = 141\text{ °C}$	15	A
FULL-PAK		$T_C = 71\text{ °C}$		
Non-repetitive peak surge current	I_{FSM}	$T_J = 25\text{ °C}$	120	
Operating junction and storage temperatures	T_J, T_{stg}		-65 to +175	°C

ELECTRICAL SPECIFICATIONS ($T_J = 25\text{ °C}$ unless otherwise specified)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
Breakdown voltage, blocking voltage	V_{BR}, V_R	$I_R = 100\ \mu A$	600	-	-	V
Forward voltage	V_F	$I_F = 15\text{ A}$	-	2.5	3.4	
		$I_F = 15\text{ A}, T_J = 150\text{ °C}$	-	1.55	2	
Reverse leakage current	I_R	$V_R = V_R$ rated	-	0.02	36	μA
		$T_J = 150\text{ °C}, V_R = V_R$ rated	-	40	250	
Junction capacitance	C_T	$V_R = 600\text{ V}$	-	12	-	pF
Series inductance	L_S	Measured lead to lead 5 mm from package body	-	8	-	nH



www.vishay.com

VS-ETX1506-M3, VS-ETX1506FP-M3

Vishay Semiconductors

DYNAMIC RECOVERY CHARACTERISTICS ($T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)											
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS					
Reverse recovery time	t_{rr}	$I_F = 1\text{ A}$, $di_F/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$, $V_R = 30\text{ V}$	-	17	23	ns					
		$I_F = 15\text{ A}$, $di_F/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$, $V_R = 30\text{ V}$	-	18	30						
		$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	-	20	-						
		$T_J = 125\text{ }^\circ\text{C}$	-	45	-						
Peak recovery current	I_{FRM}	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	-	2.7	-	A					
		$T_J = 125\text{ }^\circ\text{C}$	-	5.5	-						
Reverse recovery charge	Q_{rr}	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	-	26	-	nC					
		$T_J = 125\text{ }^\circ\text{C}$	-	130	-						
Reverse recovery time	t_{rr}	$T_J = 125\text{ }^\circ\text{C}$	-	32	-	ns					
Peak recovery current	I_{FRM}						$I_F = 15\text{ A}$ $di_F/dt = 200\text{ A}/\mu\text{s}$ $V_R = 390\text{ V}$	-	17	-	A
Reverse recovery charge	Q_{rr}										

THERMAL - MECHANICAL SPECIFICATIONS						
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
Maximum junction and storage temperature range	T_J , T_{Stg}		-65	-	175	$^\circ\text{C}$
Thermal resistance, junction to case FULL-PAK	R_{thJC}		-	1.2	1.4	$^\circ\text{C}/\text{W}$
			-	3.7	4.3	
Thermal resistance, junction to ambient	R_{thJA}	Typical socket mount	-	-	70	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Typical thermal resistance, case to heatsink	R_{thCS}	Mounting surface, flat, smooth and greased	-	0.5	-	
Weight			-	2	-	g
			-	0.07	-	oz.
Mounting torque			6	-	12	kgf · cm (lbf · in)
			(5)	-	(10)	
Marking device		Case style 2L TO-220AC	ETX1506			
		Case style 2L TO-220 FULL-PAK	ETX1506FP			

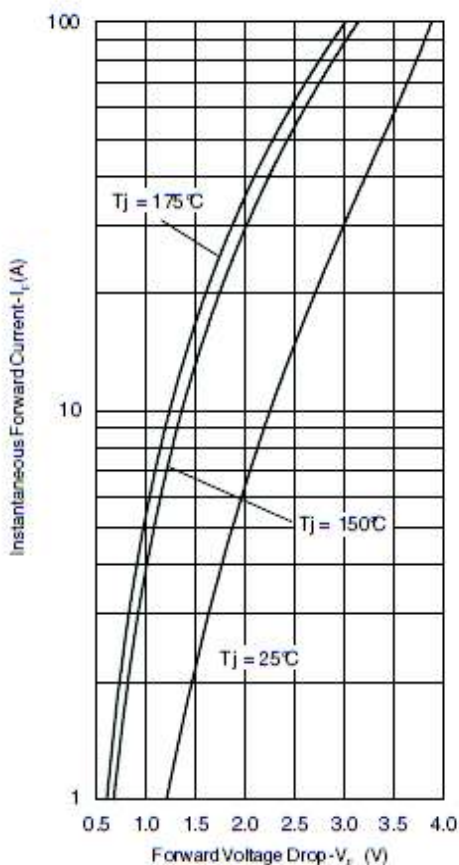


Fig. 1 - Typical Forward Voltage Drop Characteristics

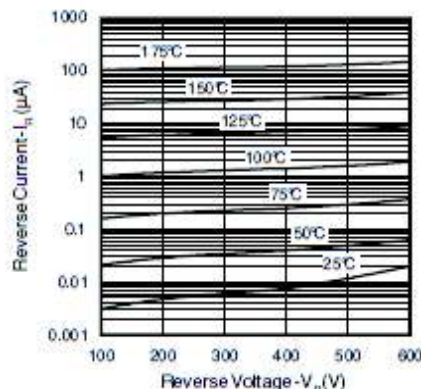


Fig. 2 - Typical Values of Reverse Current vs. Reverse Voltage

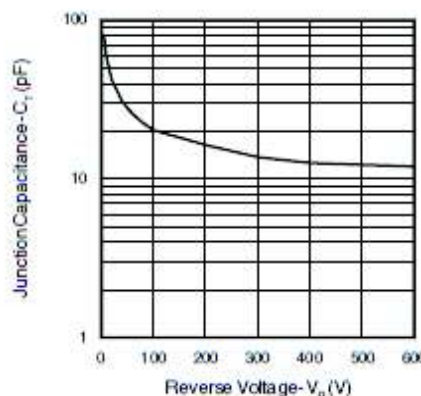


Fig. 3 - Typical Junction Capacitance vs. Reverse Voltage

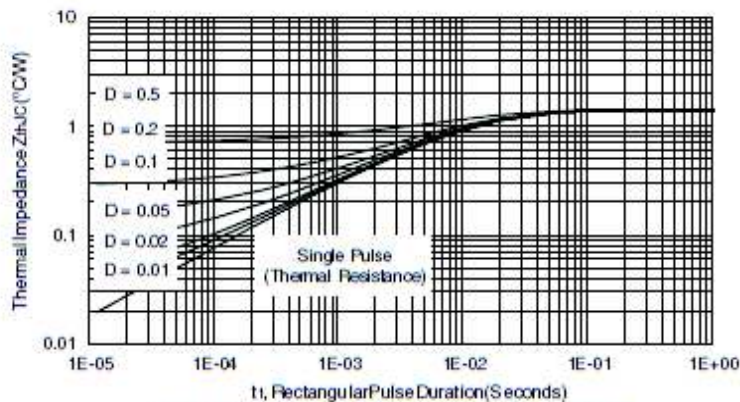


Fig. 4 - Maximum Thermal Impedance $Z_{th(j-c)}$ Characteristics

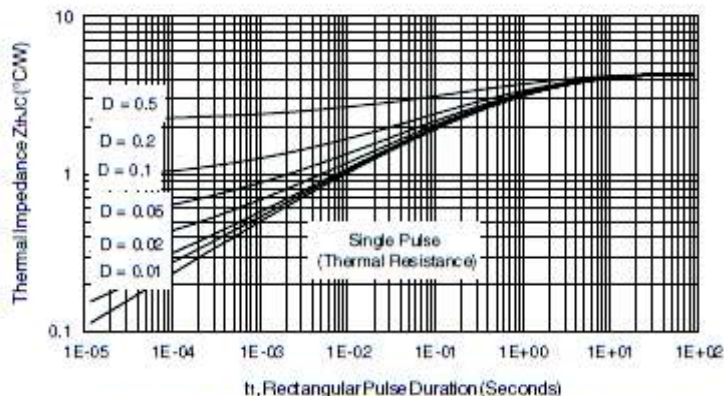


Fig. 5 - Maximum Thermal Impedance Z_{thJC} Characteristics (FULL-PAK)

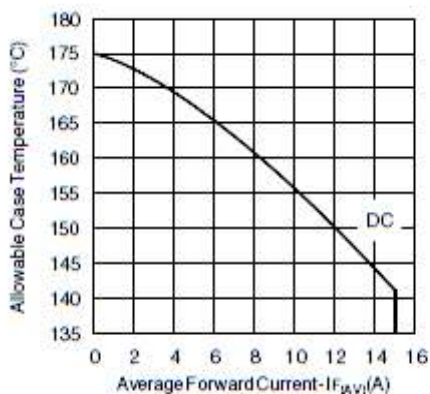


Fig. 6 - Maximum Allowable Case Temperature vs. Average Forward Current

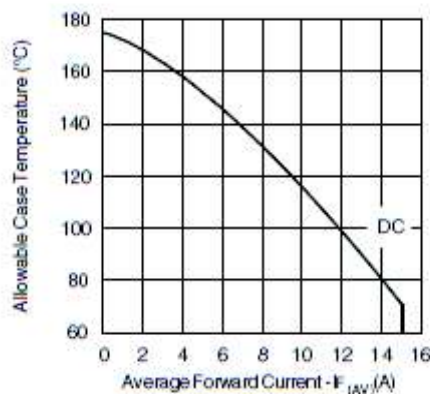


Fig. 7 - Maximum Allowable Case Temperature vs. Average Forward Current (FULL-PAK)

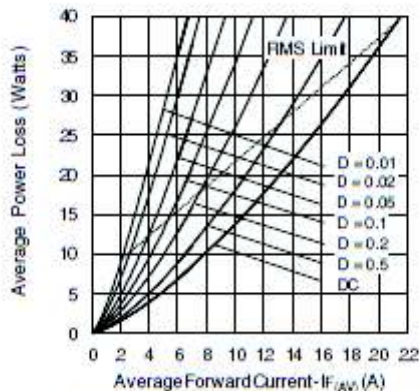


Fig. 8 - Forward Power Loss Characteristics



www.vishay.com

VS-ETX1506-M3, VS-ETX1506FP-M3

Vishay Semiconductors

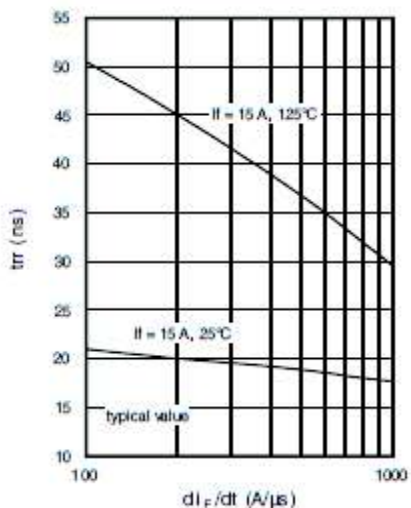


Fig. 9 - Typical Reverse Recovery vs. dI_F/dt

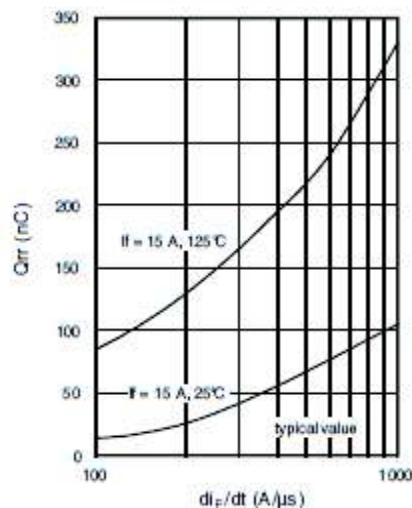


Fig. 10 - Typical Stored Charge vs. dI_F/dt

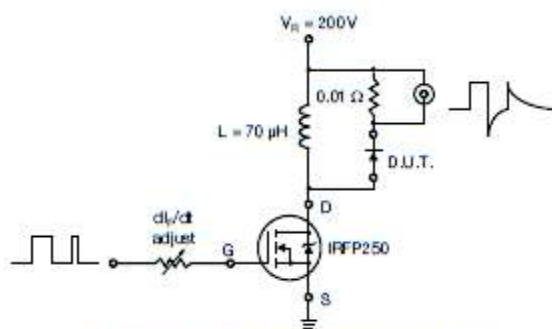
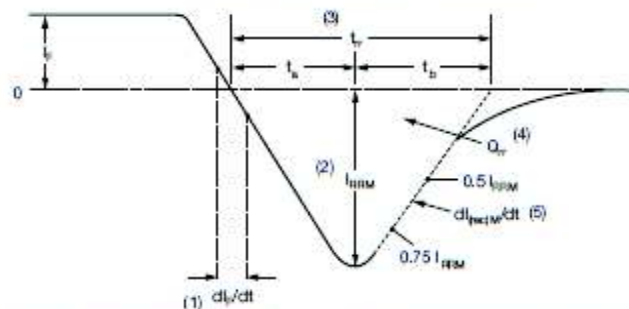


Fig. 11 - Reverse Recovery Parameter Test Circuit



(1) dI_F/dt - rate of change of current through zero crossing

(2) I_{RRM} - peak reverse recovery current

(3) t_{rr} - reverse recovery time measured from zero crossing point of negative going I_r to point where a line passing through $0.75 I_{RRM}$ and $0.50 I_{RRM}$ extrapolated to zero current.

(4) Q_{tr} - area under curve defined by t_{rr} and I_{RRM}

$$Q_{tr} = \frac{t_{rr} \times I_{RRM}}{2}$$

(5) dI_{recM}/dt - peak rate of change of current during t_{rr} portion of t_{rr}

Fig. 12 - Reverse Recovery Waveform and Definitions


www.vishay.com
VS-ETX1506-M3, VS-ETX1506FP-M3

Vishay Semiconductors

ORDERING INFORMATION TABLE

Device code	VS-	E	T	X	15	06	FP	-M3
	①	②	③	④	⑤	⑥	⑦	⑧

- 1** - Vishay Semiconductors product
- 2** - Circuit configuration:
E = single diode
- 3** - T = TO-220
- 4** - X = hyperfast recovery time
- 5** - Current code: 15 = 15 A
- 6** - Voltage code: 06 = 600 V
- 7** -
 - None = TO-220
 - FP = FULL-PAK
- 8** - Environmental digit:
-M3 = halogen-free, RoHS-compliant and terminations lead (Pb)-free

ORDERING INFORMATION (Example)			
PREFERRED P/N	QUANTITY PER TUBE	MINIMUM ORDER QUANTITY	PACKAGING DESCRIPTION
VS-ETX1506-M3	50	1000	Antistatic plastic tube
VS-ETX1506FP-M3	50	1000	Antistatic plastic tube

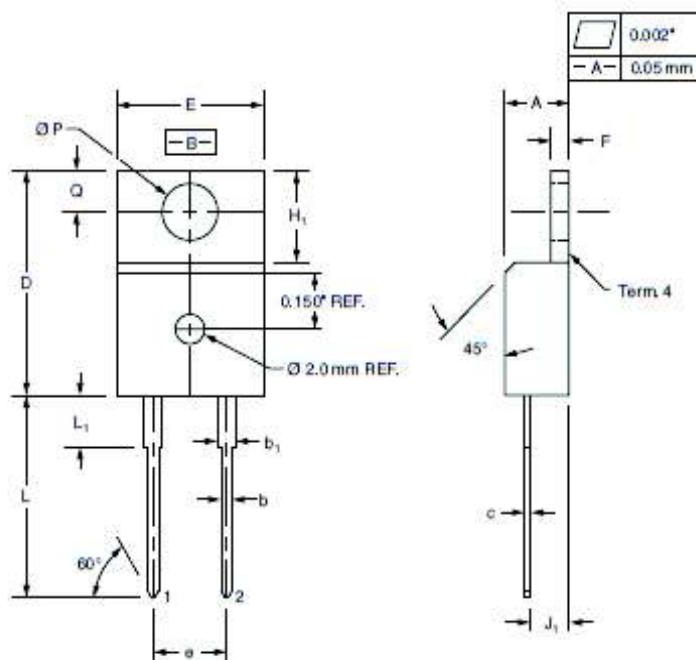
LINKS TO RELATED DOCUMENTS		
Dimensions	2L TO-220 AC	www.vishay.com/doc295259
	2L TO-220 FULL-PAK	www.vishay.com/doc295260
Part marking information	2L TO-220 AC	www.vishay.com/doc295391
	2L TO-220 FULL-PAK	www.vishay.com/doc295392


www.vishay.com

Outline Dimensions

Vishay Semiconductors

True 2 Pin TO-220

DIMENSIONS in millimeters and inches


SYMBOL	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.
A	4.32	4.57	0.170	0.180
b	0.71	0.91	0.028	0.036
b_1	1.15	1.39	0.045	0.055
c	0.36	0.53	0.014	0.021
D	14.99	15.49	0.590	0.610
E	10.04	10.41	0.395	0.410
e	5.08 BSC		0.200 BSC	
F	1.22	1.37	0.048	0.054
H_1	5.97	6.47	0.235	0.255
J_1	2.54	2.79	0.100	0.110
L	13.47	13.97	0.530	0.550
$L_1^{(1)}$	3.31	3.81	0.130	0.150
$\varnothing P$	3.79	3.88	0.149	0.153
Q	2.60	2.84	0.102	0.112

Notes
⁽¹⁾ Lead dimension and finish uncontrolled in L_1

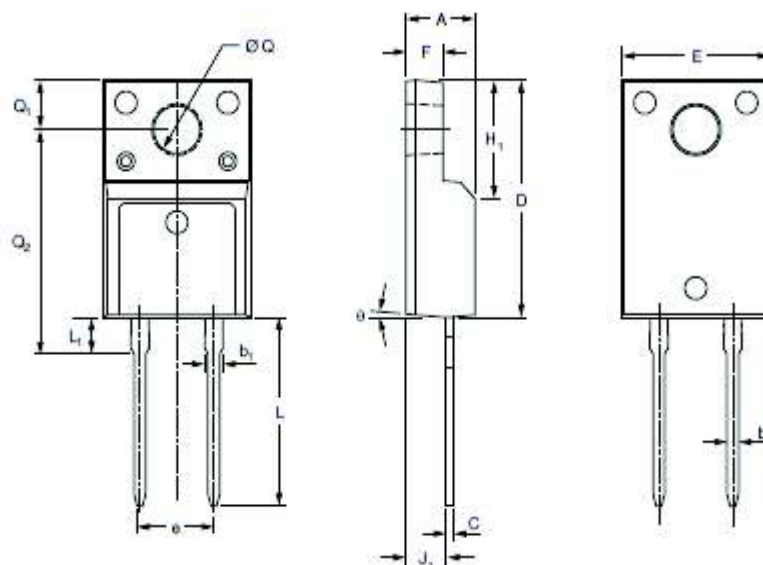
- These dimensions are within allowable dimensions of JEDEC TO-220AB rev. J outline dated 3-24-87
- Controlling dimension: Inch


www.vishay.com

Outline Dimensions

Vishay Semiconductors

True 2 Pin TO-220 FULL-PAK

DIMENSIONS in millimeters and inches


SYMBOL	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.
A	4.53	4.93	0.178	0.194
b	0.71	0.91	0.028	0.036
b ₁	1.15	1.39	0.045	0.055
C	0.36	0.53	0.014	0.021
D	15.67	16.07	0.617	0.633
E	9.96	10.36	0.392	0.408
e	5.08 typical		0.200 typical	
F	2.34	2.74	0.092	0.107
H ₁	6.50	6.90	0.256	0.272
J ₁	2.56	2.96	0.101	0.117
L	12.78	13.18	0.503	0.519
L ₁	2.23	2.63	0.088	0.104
Ø Q	2.98	3.38	0.117	0.133
Q ₁	3.10	3.50	0.122	0.138
Q ₂	14.80	15.20	0.583	0.598
θ	0°	5°	0°	5°

ANEXO D.8 STF18N60M2



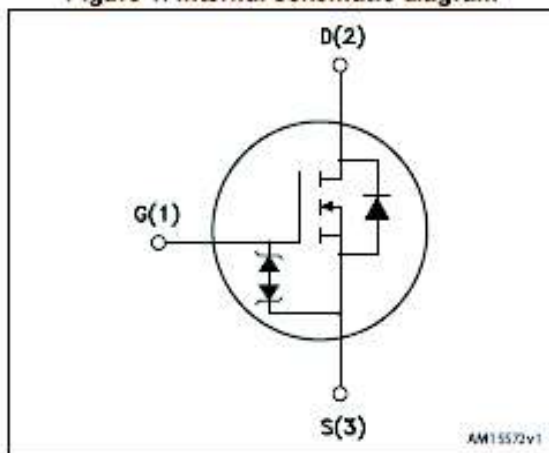
STF18N60M2

N-channel 600 V, 0.255 Ω typ., 13 A MDmesh II Plus™ low Q_g
Power MOSFET in a TO-220FP package

Datasheet – production data



Figure 1. Internal schematic diagram



Features

Order code	$V_{DS} @ T_{Jmax}$	$R_{DS(on) max}$	I_D
STF18N60M2	650 V	0.28 Ω	13 A

- Extremely low gate charge
- Lower $R_{DS(on)}$ x area vs previous generation
- Low gate input resistance
- 100% avalanche tested
- Zener-protected

Applications

- Switching applications
- LLC converters, resonant converters

Description

This device is an N-channel Power MOSFET developed using a new generation of MDmesh™ technology: MDmesh II Plus™ low Q_g . This revolutionary Power MOSFET associates a vertical structure to the company's strip layout to yield one of the world's lowest on-resistance and gate charge. It is therefore suitable for the most demanding high efficiency converters.

Table 1. Device summary

Order code	Marking	Package	Packaging
STF18N60M2	18N60M2	TO-220FP	Tube

Contents

1	Electrical ratings	3
2	Electrical characteristics	4
	2.1 Electrical characteristics (curves)	6
3	Test circuits	8
4	Package mechanical data	9
5	Revision history	12

1 Electrical ratings

Table 2. Absolute maximum ratings

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{GS}	Gate-source voltage	± 25	V
I_D	Drain current (continuous) at $T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$	13 ⁽¹⁾	A
I_D	Drain current (continuous) at $T_C = 100\text{ }^\circ\text{C}$	8 ⁽¹⁾	A
I_{DM} ⁽²⁾	Drain current (pulsed)	52 ⁽¹⁾	A
P_{TOT}	Total dissipation at $T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$	25	W
dv/dt ⁽³⁾	Peak diode recovery voltage slope	15	V/ns
dv/dt ⁽⁴⁾	MOSFET dv/dt ruggedness	50	V/ns
V_{ISO}	Insulation withstand voltage (RMS) from all three leads to external heat sink ($t = 1\text{ s}, T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$)	2500	V
T_{stg}	Storage temperature	- 55 to 150	$^\circ\text{C}$
T_j	Max. operating junction temperature		

- Limited by maximum junction temperature
- Pulse width limited by safe operating area
- $I_{SD} \leq 13\text{ A}$, $di/dt \leq 400\text{ A}/\mu\text{s}$; $V_{OS\text{ peak}} < V_{(BR)OSS}$; $V_{DD}=400\text{ V}$.
- $V_{DS} \leq 480\text{ V}$

Table 3. Thermal data

Symbol	Parameter	Value	Unit
$R_{\theta j\text{-case}}$	Thermal resistance junction-case max	5	$^\circ\text{C}/\text{W}$
$R_{\theta j\text{-amb}}$	Thermal resistance junction-ambient max	62.5	$^\circ\text{C}/\text{W}$

Table 4. Avalanche characteristics

Symbol	Parameter	Value	Unit
I_{AR}	Avalanche current, repetitive or not repetitive (pulse width limited by $T_{j\text{max}}$)	3	A
E_{AS}	Single pulse avalanche energy (starting $T_j=25\text{ }^\circ\text{C}$, $I_D = I_{AR}$, $V_{DD}=50$)	135	mJ

2 Electrical characteristics

($T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Table 5. On /off states

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_{(BR)DSS}$	Drain-source breakdown voltage	$I_D = 1\text{ mA}$, $V_{GS} = 0$	600			V
I_{DSS}	Zero gate voltage drain current ($V_{GS} = 0$)	$V_{DS} = 600\text{ V}$			1	μA
		$V_{DS} = 600\text{ V}$, $T_C = 125\text{ }^\circ\text{C}$			100	μA
I_{GSS}	Gate-body leakage current ($V_{DS} = 0$)	$V_{GS} = \pm 25\text{ V}$			± 10	μA
$V_{GS(th)}$	Gate threshold voltage	$V_{DS} = V_{GS}$, $I_D = 250\text{ }\mu\text{A}$	2	3	4	V
$R_{DS(on)}$	Static drain-source on-resistance	$V_{GS} = 10\text{ V}$, $I_D = 6.5\text{ A}$		0.255	0.28	Ω

Table 6. Dynamic

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
C_{iss}	Input capacitance		-	791	-	pF
C_{oss}	Output capacitance	$V_{DS} = 100\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$, $V_{GS} = 0$	-	40	-	pF
C_{riss}	Reverse transfer capacitance		-	5.6	-	pF
$C_{oss\text{ eq}}^{(1)}$	Equivalent output capacitance	$V_{DS} = 0\text{ to }480\text{ V}$, $V_{GS} = 0$	-	164.5	-	pF
R_G	Intrinsic gate resistance	$f = 1\text{ MHz}$, $I_D = 0$	-	5.6	-	Ω
Q_g	Total gate charge	$V_{DD} = 480\text{ V}$, $I_D = 13\text{ A}$,	-	21.5	-	nC
Q_{gs}	Gate-source charge	$V_{GS} = 10\text{ V}$	-	3.2	-	nC
Q_{gd}	Gate-drain charge	(see Figure 15)	-	11.3	-	nC

1. $C_{oss\text{ eq}}$ is defined as a constant equivalent capacitance giving the same charging time as C_{oss} when V_{DS} increases from 0 to 80% V_{DSS} .

Table 7. Switching times

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{d(on)}$	Turn-on delay time	$V_{DD} = 300\text{ V}$, $I_D = 6.5\text{ A}$, $R_G = 4.7\text{ }\Omega$, $V_{GS} = 10\text{ V}$ (see Figure 14 and Figure 19)	-	12	-	ns
t_r	Rise time		-	9	-	ns
$t_{d(off)}$	Turn-off delay time		-	47	-	ns
t_f	Fall time		-	10.6	-	ns

Table 8. Source drain diode

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_{SD}	Source-drain current		-		13	A
$I_{SDM}^{(1)}$	Source-drain current (pulsed)		-		52	A
$V_{SD}^{(2)}$	Forward on voltage	$I_{SD} = 13 \text{ A}$, $V_{GS} = 0$	-		1.6	V
t_r	Reverse recovery time	$I_{SD} = 13 \text{ A}$, $di/dt = 100 \text{ A}/\mu\text{s}$ $V_{DD} = 60 \text{ V}$ (see Figure 16)	-	305		ns
Q_{rr}	Reverse recovery charge		-	3.3		μC
I_{RRM}	Reverse recovery current		-	22		A
t_r	Reverse recovery time	$I_{SD} = 13 \text{ A}$, $di/dt = 100 \text{ A}/\mu\text{s}$ $V_{DD} = 60 \text{ V}$, $T_J = 150 \text{ }^\circ\text{C}$ (see Figure 16)	-	417		ns
Q_{rr}	Reverse recovery charge		-	4.8		μC
I_{RRM}	Reverse recovery current		-	22		A

1. Pulse width limited by safe operating area.
2. Pulsed: pulse duration = 300 μs , duty cycle 1.5%

2.1 Electrical characteristics (curves)

Figure 2. Safe operating area

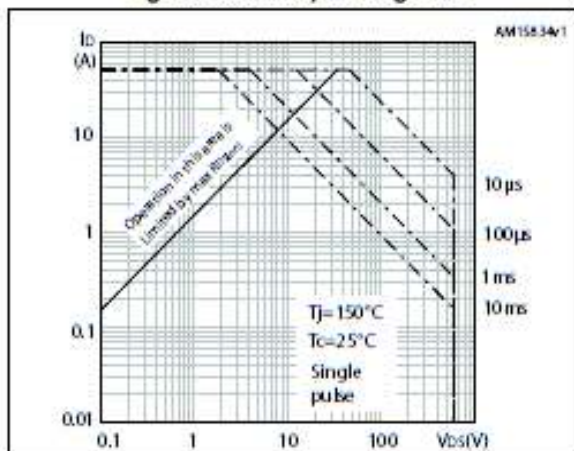


Figure 3. Thermal impedance

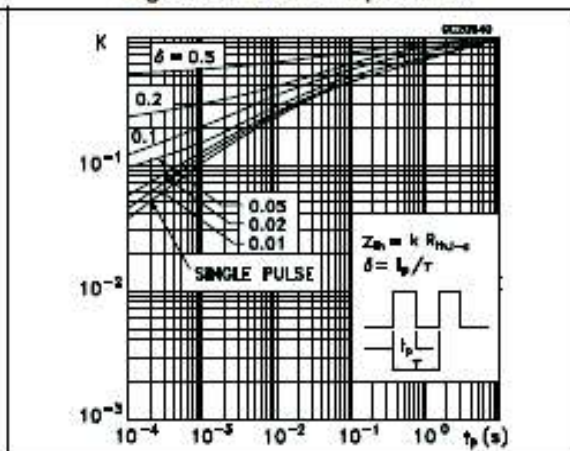


Figure 4. Output characteristics

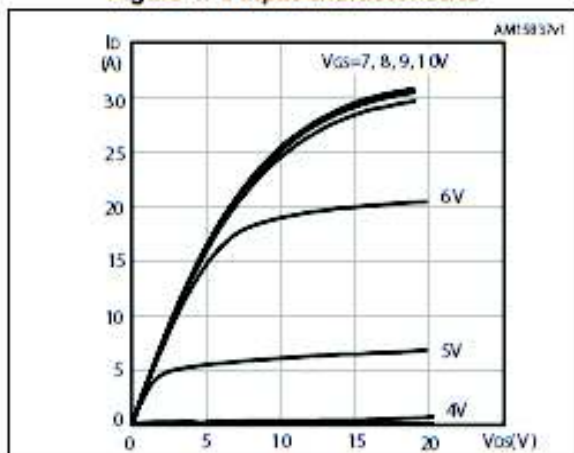


Figure 5. Transfer characteristics

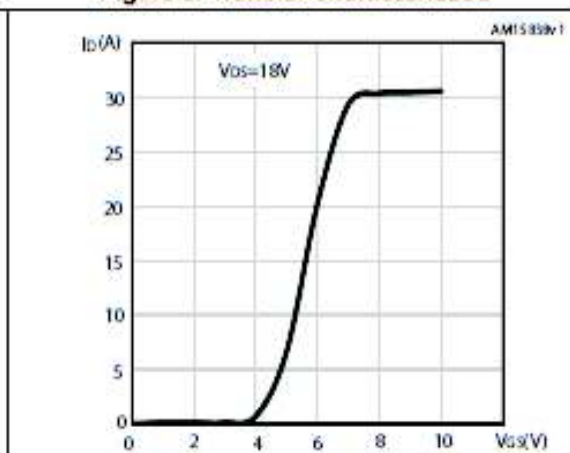


Figure 6. Gate charge vs gate-source voltage



Figure 7. Static drain-source on-resistance

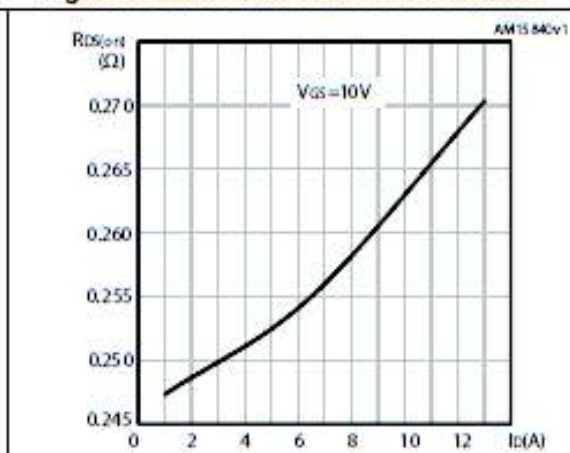


Figure 8. Capacitance variations

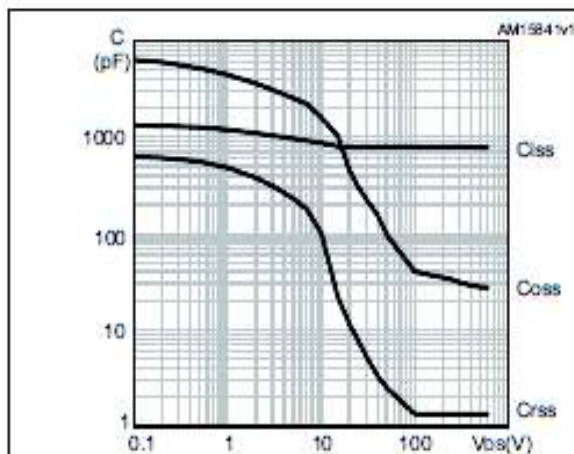


Figure 9. Normalized gate threshold voltage vs. temperature

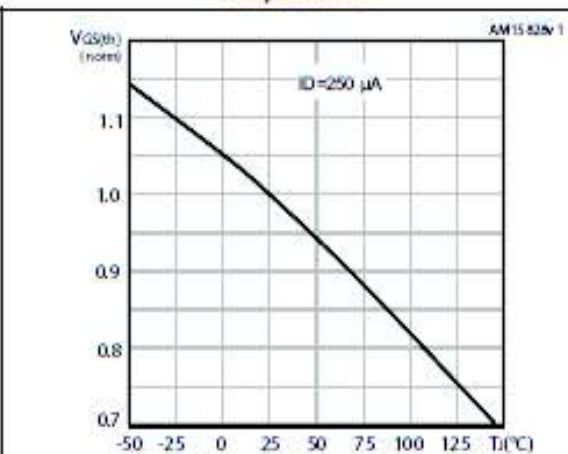


Figure 10. Normalized on-resistance vs temperature

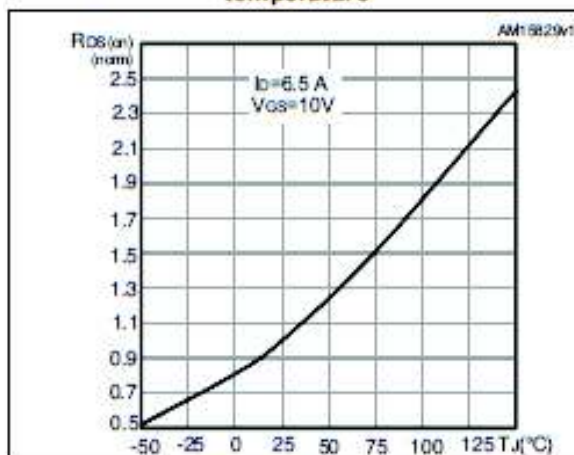


Figure 11. Source-drain diode forward characteristics

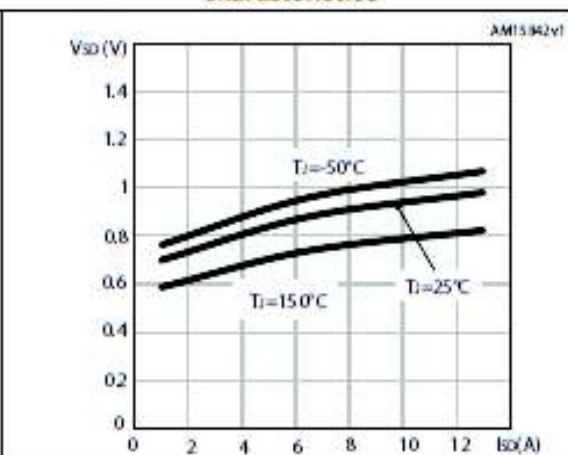


Figure 12. Normalized $V_{(BR)DSS}$ vs temperature

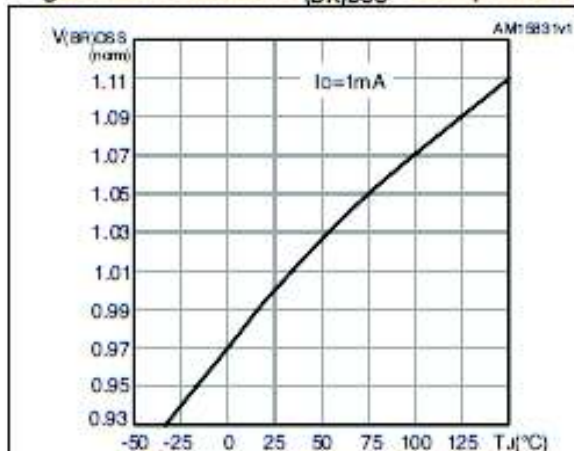
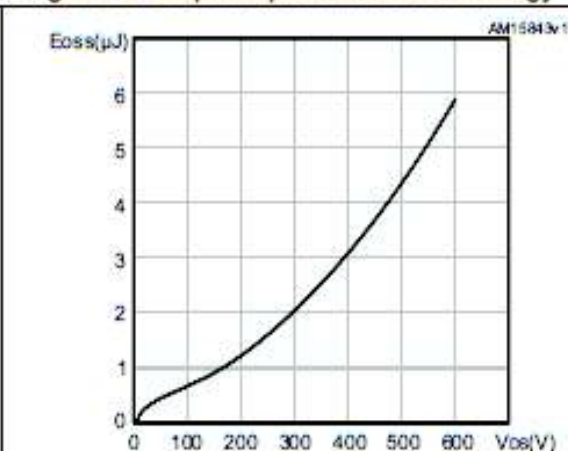


Figure 13. Output capacitance stored energy



3 Test circuits

Figure 14. Switching times test circuit for resistive load

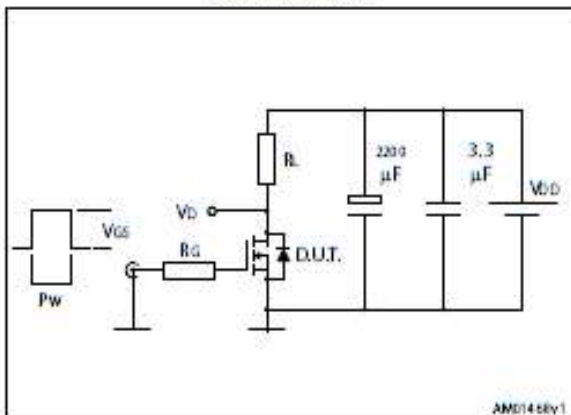


Figure 15. Gate charge test circuit

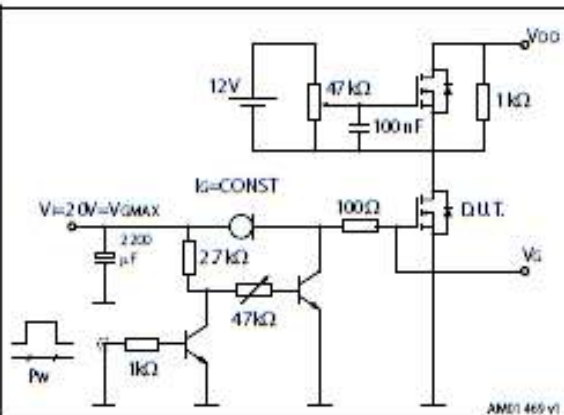


Figure 16. Test circuit for inductive load switching and diode recovery times

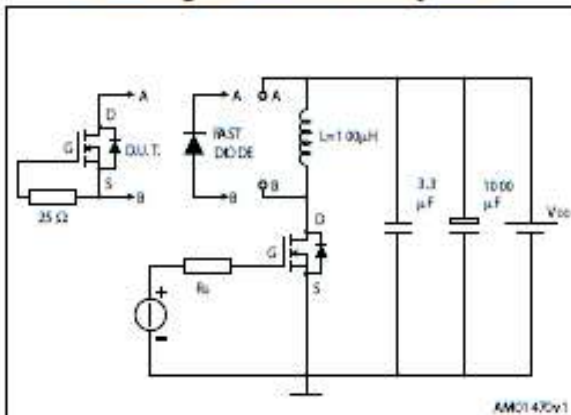


Figure 17. Unclamped inductive load test circuit

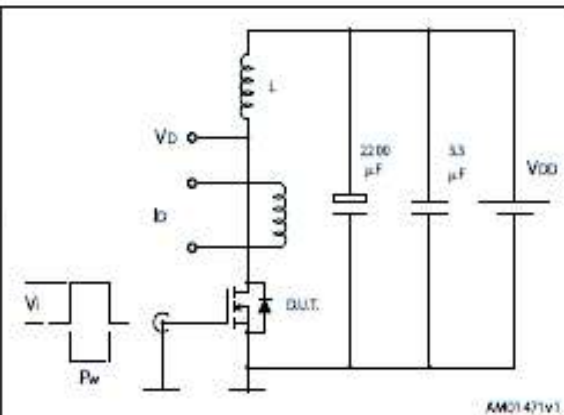


Figure 18. Unclamped inductive waveform

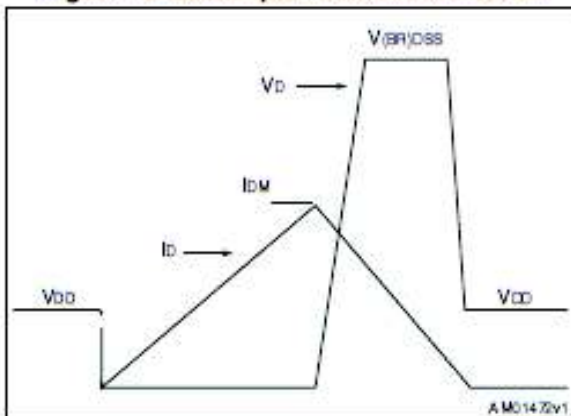
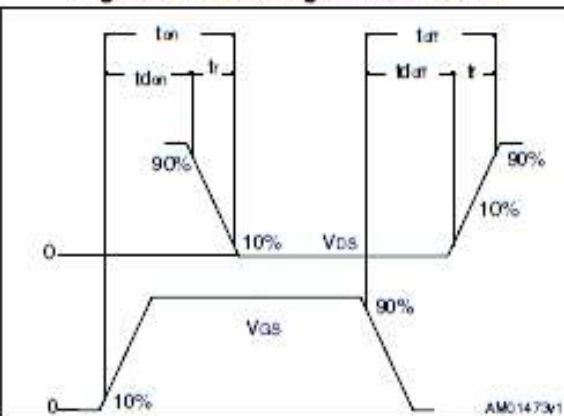


Figure 19. Switching time waveform



4 Package mechanical data

In order to meet environmental requirements, ST offers these devices in different grades of ECOPACK[®] packages, depending on their level of environmental compliance. ECOPACK[®] specifications, grade definitions and product status are available at: www.st.com. ECOPACK[®] is an ST trademark.

Figure 20. TO-220FP drawing

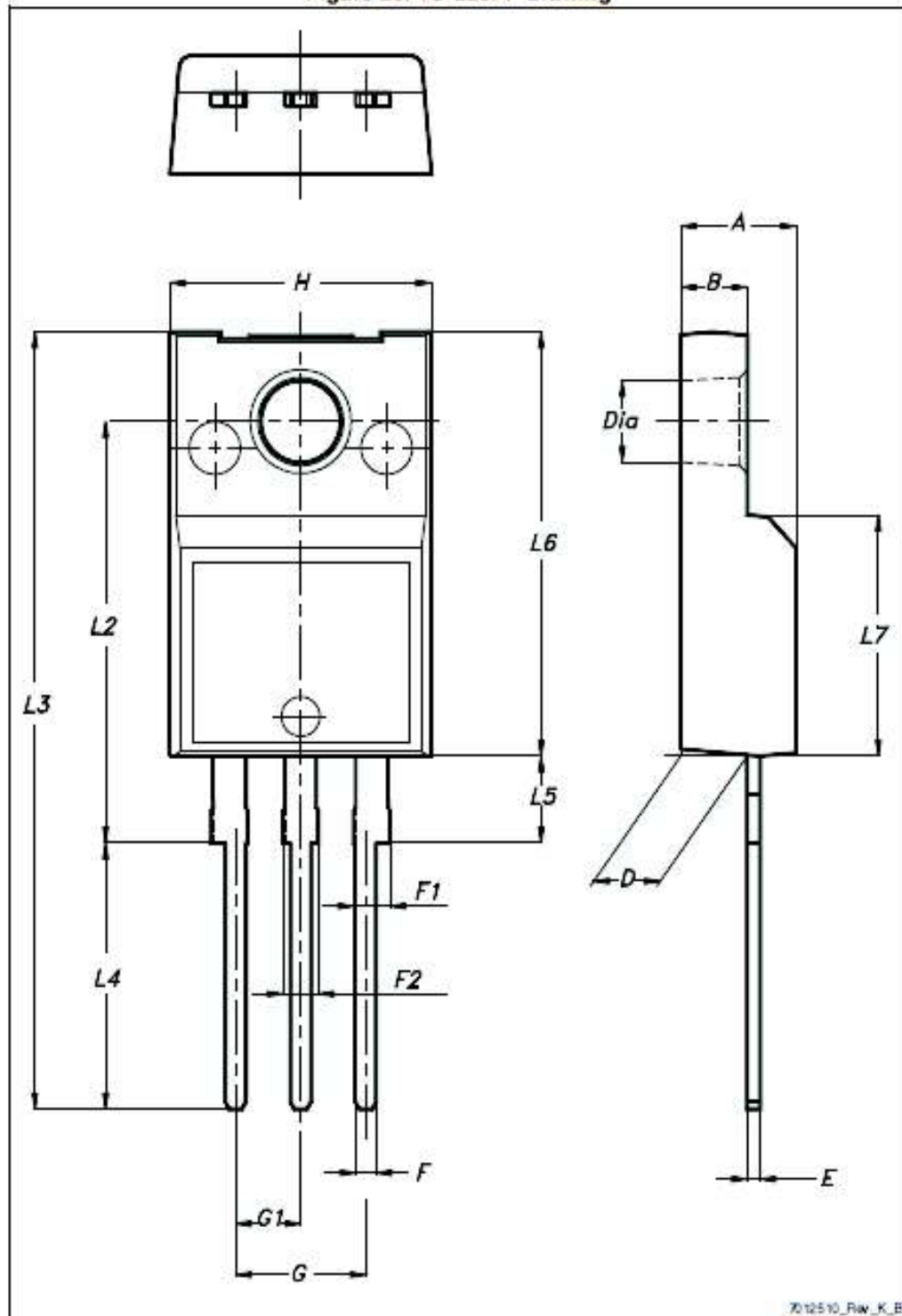


Table 9. TO-220FP mechanical data

Dim.	mm		
	Min.	Typ.	Max.
A	4.4		4.6
B	2.5		2.7
D	2.5		2.75
E	0.45		0.7
F	0.75		1
F1	1.15		1.70
F2	1.15		1.70
G	4.95		5.2
G1	2.4		2.7
H	10		10.4
L2		16	
L3	28.6		30.6
L4	9.8		10.8
L5	2.9		3.6
L6	15.9		16.4
L7	9		9.3
Dia	3		3.2

5 Revision history

Table 10. Document revision history

Date	Revision	Changes
04-Jun-2013	1	First release.
05-Jun-2013	2	<ul style="list-style-type: none"> – Added: note 2 in <i>Table 2</i> – Modified: typical value for C_{iss}, $C_{oss\ eq}$, Q_g, Q_{gs}, Q_{gd} – Modified: <i>Figure 10</i> and <i>11</i> – Minor text changes
28-Feb-2014	3	<ul style="list-style-type: none"> – Modified: note 1 in <i>Table 2</i> – $R_{inj\ case}$ value in <i>Table 3</i> – Minor text changes

Please Read Carefully:

Information in this document is provided solely in connection with ST products. STMicroelectronics NV and its subsidiaries ("ST") reserve the right to make changes, corrections, modifications or improvements, to this document, and the products and services described herein at any time, without notice.

All ST products are sold pursuant to ST's terms and conditions of sale.

Purchasers are solely responsible for the choice, selection and use of the ST products and services described herein, and ST assumes no liability whatsoever relating to the choice, selection or use of the ST products and services described herein.

No license, express or implied, by estoppel or otherwise, to any intellectual property rights is granted under this document. If any part of this document refers to any third party products or services it shall not be deemed a license grant by ST for the use of such third party products or services, or any intellectual property contained therein or considered as a warranty covering the use in any manner whatsoever of such third party products or services or any intellectual property contained therein.

UNLESS OTHERWISE SET FORTH IN ST'S TERMS AND CONDITIONS OF SALE ST DISCLAIMS ANY EXPRESS OR IMPLIED WARRANTY WITH RESPECT TO THE USE AND/OR SALE OF ST PRODUCTS INCLUDING WITHOUT LIMITATION IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY, FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE (AND THEIR EQUIVALENTS UNDER THE LAWS OF ANY JURISDICTION), OR INFRINGEMENT OF ANY PATENT, COPYRIGHT OR OTHER INTELLECTUAL PROPERTY RIGHT.

ST PRODUCTS ARE NOT DESIGNED OR AUTHORIZED FOR USE IN: (A) SAFETY CRITICAL APPLICATIONS SUCH AS LIFE SUPPORTING, ACTIVE IMPLANTED DEVICES OR SYSTEMS WITH PRODUCT FUNCTIONAL SAFETY REQUIREMENTS; (B) AERONAUTIC APPLICATIONS; (C) AUTOMOTIVE APPLICATIONS OR ENVIRONMENTS, AND/OR (D) AEROSPACE APPLICATIONS OR ENVIRONMENTS. WHERE ST PRODUCTS ARE NOT DESIGNED FOR SUCH USE, THE PURCHASER SHALL USE PRODUCTS AT PURCHASER'S SOLE RISK, EVEN IF ST HAS BEEN INFORMED IN WRITING OF SUCH USAGE, UNLESS A PRODUCT IS EXPRESSLY DESIGNATED BY ST AS BEING INTENDED FOR "AUTOMOTIVE, AUTOMOTIVE SAFETY OR MEDICAL" INDUSTRY DOMAINS ACCORDING TO ST PRODUCT DESIGN SPECIFICATIONS. PRODUCTS FORMALLY ESCC, QML OR JAN QUALIFIED ARE DEEMED SUITABLE FOR USE IN AEROSPACE BY THE CORRESPONDING GOVERNMENTAL AGENCY.

Resale of ST products with provisions different from the statements and/or technical features set forth in this document shall immediately void any warranty granted by ST for the ST product or service described herein and shall not create or extend in any manner whatsoever, any liability of ST.

ST and the ST logo are trademarks or registered trademarks of ST in various countries.
Information in this document supersedes and replaces all information previously supplied.

The ST logo is a registered trademark of STMicroelectronics. All other names are the property of their respective owners.

© 2014 STMicroelectronics - All rights reserved

STMicroelectronics group of companies

Australia - Belgium - Brazil - Canada - China - Czech Republic - Finland - France - Germany - Hong Kong - India - Israel - Italy - Japan - Malaysia - Malta - Morocco - Philippines - Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - United Kingdom - United States of America

www.st.com

ANEXO D.9 HCNR201

High-Linearity Analog Optocouplers

Technical Data

Features

- **Low Nonlinearity: 0.01%**
- **$K_3 (I_{PD2}/I_{PD1})$ Transfer Gain**
HCNR200: $\pm 15\%$
HCNR201: $\pm 5\%$
- **Low Gain Temperature Coefficient: $-65 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$**
- **Wide Bandwidth – DC to $>1 \text{ MHz}$**
- **Worldwide Safety Approval**
 - UL 1577 Recognized (5 kV rms/1 min Rating)
 - CSA Approved
 - BSI Certified
 - VDE 0884 Approved
 - $V_{ISOL} = 1414 \text{ V}_{RMS}$ (Option #050)
- **Surface Mount Option Available** (Option #300)
- **8-Pin DIP Package - 0.400" Spacing**
- **Allows Flexible Circuit Design**
- **Special Selection for HCNR201: Tighter K_1 , K_3 and Lower Nonlinearity Available**

Applications

- **Low Cost Analog Isolation**
- **Telecom: Modem, PBX**
- **Industrial Process Control:**
Transducer Isolator
Isolator for Thermocouples
4 mA to 20 mA Loop Isolation
- **SMPS Feedback Loop, SMPS Feedforward**
- **Monitor Motor Supply Voltage**
- **Medical**

Description

The HCNR200/201 high-linearity analog optocoupler consists of a high-performance AlGaAs LED that illuminates two closely matched photodiodes. The input photodiode can be used to monitor, and therefore stabilize, the light output of the LED. As a result, the nonlinearity and drift

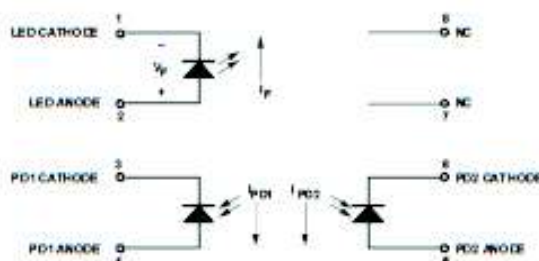
HCNR200

HCNR201

characteristics of the LED can be virtually eliminated. The output photodiode produces a photocurrent that is linearly related to the light output of the LED. The close matching of the photodiodes and advanced design of the package ensure the high linearity and stable gain characteristics of the optocoupler.

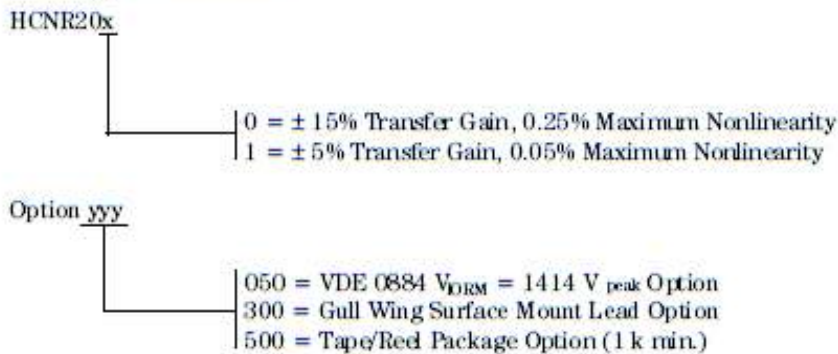
The HCNR200/201 can be used to isolate analog signals in a wide variety of applications that require good stability, linearity, bandwidth and low cost. The HCNR200/201 is very flexible and, by appropriate design of the application circuit, is capable of operating in many different modes, including: unipolar/bipolar, ac/dc and inverting/non-inverting. The HCNR200/201 is an excellent solution for many analog isolation problems.

Schematic



CAUTION: It is advised that normal static precautions be taken in handling and assembly of this component to prevent damage and/or degradation which may be induced by ESD.

Ordering Information:



Option data sheets available. Contact your Hewlett-Packard sales representative or authorized distributor for information.

Package Outline Drawings

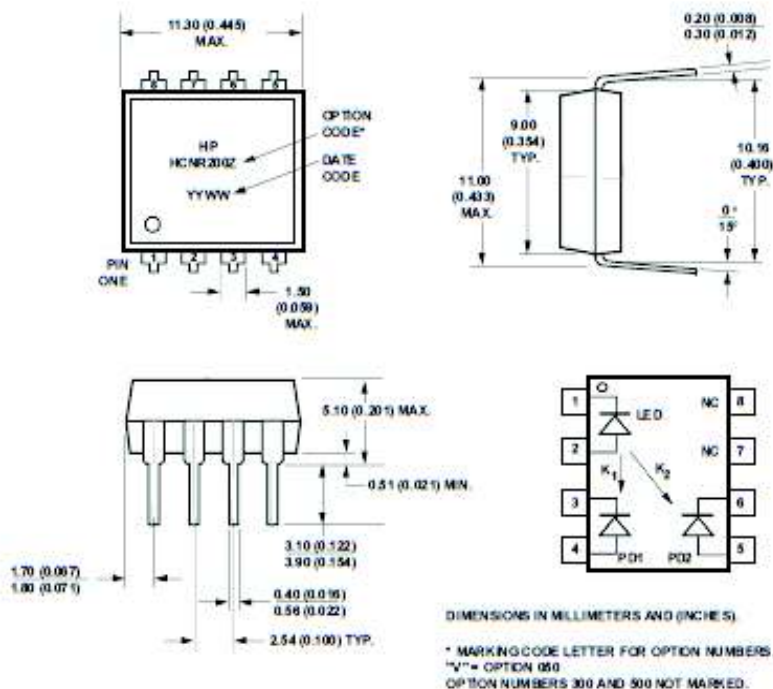
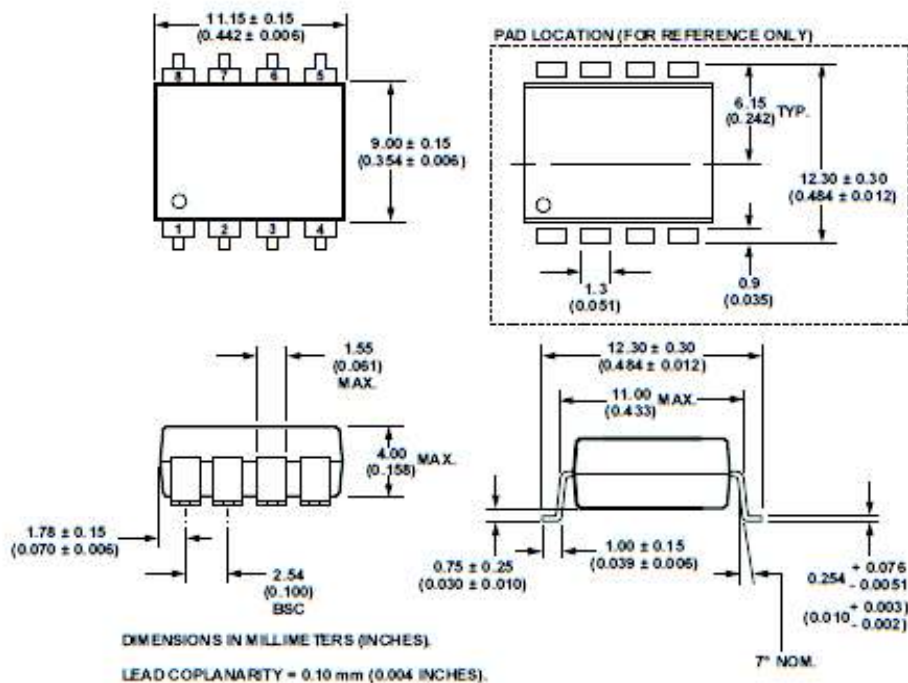
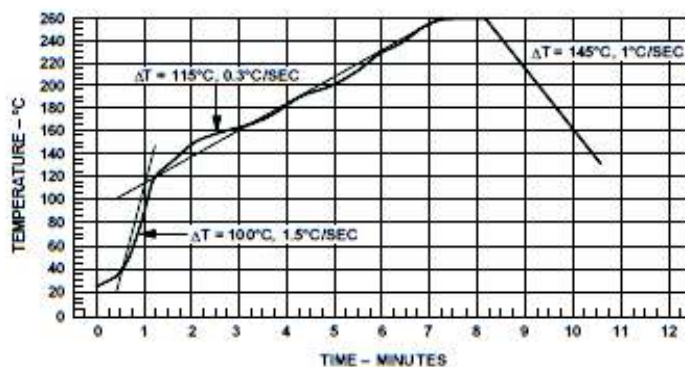


Figure 1.

Gull Wing Surface Mount Option #300



Maximum Solder Reflow Thermal Profile



Regulatory Information

The HCNR200/201 optocoupler features a 0.400" wide, eight pin DIP package. This package was specifically designed to meet worldwide regulatory requirements. The HCNR200/201 has been approved by the following organizations:

UL Recognized under UL 1577, Component Recognition Program, FILE E55361

CSA Approved under CSA Component Acceptance Notice #5, File CA 88324

BSI Certification according to BS415:1994; (BS EN60065:1994); BS EN60950:1992 (BS7002:1992) and EN41003:1993 for Class II applications

VDE Approved according to VDE 0884/06.92 (Available Option #050 only)

Insulation and Safety Related Specifications

Parameter	Symbol	Value	Units	Conditions
Min. External Clearance (External Air Gap)	L(IO1)	9.6	mm	Measured from input terminals to output terminals, shortest distance through air
Min. External Creepage (External Tracking Path)	L(IO2)	10.0	mm	Measured from input terminals to output terminals, shortest distance path along body
Min. Internal Clearance (Internal Plastic Gap)		1.0	mm	Through insulation distance conductor to conductor, usually the direct distance between the photoemitter and photodetector inside the optocoupler cavity
Min. Internal Creepage (Internal Tracking Path)		4.0	mm	The shortest distance around the border between two different insulating materials measured between the emitter and detector
Comparative Tracking Index	CTI	200	V	DIN IEC 112/VDE 0303 PART 1
Isolation Group		IIIa		Material group (DIN VDE 0110)

Option 300 – surface mount classification is Class A in accordance with CECC 00802.

VDE 0884 (06.92) Insulation Characteristics (Option #050 Only)

Description	Symbol	Characteristic	Unit
Installation classification per DIN VDE 0110/1.89, Table 1 For rated mains voltage ≤ 600 V rms For rated mains voltage ≤ 1000 V rms		I-IV I-III	
Climatic Classification (DIN IEC 68 part 1)		55/100/21	
Pollution Degree (DIN VDE 0110 Part 1/1.89)		2	
Maximum Working Insulation Voltage	V_{IORM}	1414	V _{peak}
Input to Output Test Voltage, Method b* $V_{PR} = 1.875 \times V_{IORM}$, 100% Production Test with $t_m = 1$ sec, Partial Discharge < 5 pC	V_{PR}	2651	V _{peak}
Input to Output Test Voltage, Method a* $V_{PR} = 1.5 \times V_{IORM}$, Type and sample test, $t_m = 60$ sec, Partial Discharge < 5 pC	V_{PR}	2121	V _{peak}
Highest Allowable Overvoltage* (Transient Overvoltage, $t_{in} = 10$ sec)	V_{IOTM}	8000	V _{peak}
Safety-Limiting Values (Maximum values allowed in the event of a failure, also see Figure 11) Case Temperature Current (Input Current I_P , $P_S = 0$) Output Power	T_S I_S $P_{S,OUTPUT}$	150 400 700	°C mA mW
Insulation Resistance at T_S , $V_{IO} = 500$ V	R_S	$> 10^9$	Ω

*Refer to the front of the Optocoupler section of the current catalog for a more detailed description of VDE 0884 and other product safety regulations.

Note: Optocouplers providing safe electrical separation per VDE 0884 do so only within the safety-limiting values to which they are qualified. Protective cut-out switches must be used to ensure that the safety limits are not exceeded.

Absolute Maximum Ratings

Storage Temperature	-55°C to +125°C
Operating Temperature (T_A)	-55°C to +100°C
Junction Temperature (T_J)	125°C
Reflow Temperature Profile ...	See Package Outline Drawings Section
Lead Solder Temperature	260°C for 10s (up to seating plane)
Average Input Current - I_F	25 mA
Peak Input Current - I_F	40 mA (50 ns maximum pulse width)
Reverse Input Voltage - V_R	2.5 V ($I_R = 100 \mu\text{A}$, Pin 1-2)
Input Power Dissipation	60 mW @ $T_A = 85^\circ\text{C}$ (Derate at 2.2 mW/°C for operating temperatures above 85°C)
Reverse Output Photodiode Voltage	30 V (Pin 6-5)
Reverse Input Photodiode Voltage	30 V (Pin 3-4)

Recommended Operating Conditions

Storage Temperature	-40°C to +85°C
Operating Temperature	-40°C to +85°C
Average Input Current - I_F	1 - 20 mA
Peak Input Current - I_F	35 mA (50% duty cycle, 1 ms pulse width)
Reverse Output Photodiode Voltage	0 - 15 V (Pin 6-5)
Reverse Input Photodiode Voltage	0 - 15 V (Pin 3-4)

Electrical Specifications

$T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified.

Parameter	Symbol	Device	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions	Fig.	Note
Transfer Gain	K_3	HCNR200	0.85	1.00	1.15		$5\text{ nA} < I_{PD} < 50\text{ }\mu\text{A}$, $0\text{ V} < V_{PD} < 15\text{ V}$	2,3	1
		HCNR201	0.95	1.00	1.05		$5\text{ nA} < I_{PD} < 50\text{ }\mu\text{A}$, $0\text{ V} < V_{PD} < 15\text{ V}$		1,2
		HCNR201	0.93	1.00	1.07		$-40^\circ\text{C} < T_A < 85^\circ\text{C}$, $5\text{ nA} < I_{PD} < 50\text{ }\mu\text{A}$, $0\text{ V} < V_{PD} < 15\text{ V}$		1,2
Temperature Coefficient of Transfer Gain	$\Delta K_3/\Delta T_A$			-65		ppm/ $^\circ\text{C}$	$-40^\circ\text{C} < T_A < 85^\circ\text{C}$, $5\text{ nA} < I_{PD} < 50\text{ }\mu\text{A}$, $0\text{ V} < V_{PD} < 15\text{ V}$	2,3	
DC NonLinearity (Best Fit)	NL_{DF}	HCNR200		0.01	0.25	%	$5\text{ nA} < I_{PD} < 50\text{ }\mu\text{A}$, $0\text{ V} < V_{PD} < 15\text{ V}$	4,5,6	3
		HCNR201		0.01	0.05		$5\text{ nA} < I_{PD} < 50\text{ }\mu\text{A}$, $0\text{ V} < V_{PD} < 15\text{ V}$		2,3
		HCNR201		0.01	0.07		$-40^\circ\text{C} < T_A < 85^\circ\text{C}$, $5\text{ nA} < I_{PD} < 50\text{ }\mu\text{A}$, $0\text{ V} < V_{PD} < 15\text{ V}$		2,3
DC Nonlinearity (Ends Fit)	NL_{EF}			0.016			$5\text{ nA} < I_{PD} < 50\text{ }\mu\text{A}$, $0\text{ V} < V_{PD} < 15\text{ V}$		4
Input Photodiode Current Transfer Ratio (I_{PDI}/I_F)	K_1	HCNR200	0.25	0.50	0.75	%	$I_F = 10\text{ mA}$, $0\text{ V} < V_{PD1} < 15\text{ V}$	7	2
		HCNR201	0.36	0.48	0.72				
Temperature Coefficient of K_1	$\Delta K_1/\Delta T_A$			-0.3		%/ $^\circ\text{C}$	$-40^\circ\text{C} < T_A < 85^\circ\text{C}$, $I_F = 10\text{ mA}$, $0\text{ V} < V_{PD1} < 15\text{ V}$	7	
Photodiode Leakage Current	I_{LK}			0.5	25	nA	$I_F = 0\text{ mA}$, $0\text{ V} < V_{PD} < 15\text{ V}$	8	
Photodiode Reverse Breakdown Voltage	BV_{RPD}		30	150		V	$I_R = 100\text{ }\mu\text{A}$		
Photodiode Capacitance	C_{PD}			22		pF	$V_{PD} = 0\text{ V}$		
LED Forward Voltage	V_F		1.3	1.6	1.85	V	$I_F = 10\text{ mA}$	9,10	
			1.2	1.6	1.95		$I_F = 10\text{ mA}$, $-40^\circ\text{C} < T_A < 85^\circ\text{C}$		
LED Reverse Breakdown Voltage	BV_R		2.5	9		V	$I_F = 100\text{ }\mu\text{A}$		
Temperature Coefficient of Forward Voltage	$\Delta V_F/\Delta T_A$			-1.7		mV/ $^\circ\text{C}$	$I_F = 10\text{ mA}$		
LED Junction Capacitance	C_{LED}			80		pF	$f = 1\text{ MHz}$, $V_F = 0\text{ V}$		

AC Electrical Specifications

$T_k = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified.

Parameter	Symbol	Device	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions	Fig.	Note
LED Bandwidth	$f_{-3\text{dB}}$			9		MHz	$I_F = 10 \text{ mA}$		
Application Circuit Bandwidth:									
High Speed				1.5		MHz		16	7
High Precision				10		kHz		17	7
Application Circuit: IMRR									
High Speed				95		dB	freq = 60 Hz	16	7, 8

Package Characteristics

$T_k = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified.

Parameter	Symbol	Device	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions	Fig.	Note
Input-Output Momentary-Withstand Voltage*	V_{ISO}		5000			V _{rms}	RI \leq 50%, $t = 1 \text{ min.}$		5, 6
Resistance (Input-Output)	R_{IO}		10^{12}	10^{13}		Ω	$V_{\text{IO}} = 500 \text{ VDC}$		5
			10^{11}				$T_A = 100^\circ\text{C},$ $V_{\text{IO}} = 500 \text{ VDC}$		5
Capacitance (Input-Output)	C_{IO}			0.4	0.6	pF	$f = 1 \text{ MHz}$		5

*The Input-Output Momentary Withstand Voltage is a dielectric voltage rating that should not be interpreted as an input-output continuous voltage rating. For the continuous voltage rating refer to the VDE 0884 Insulation Characteristics Table (if applicable), your equipment level safety specification, or HP Application Note 1074, "Optocoupler Input-Output Endurance Voltage."

Notes:

- K_3 is calculated from the slope of the best fit line of I_{PD2} vs. I_{PD1} with eleven equally distributed data points from 5 nA to 50 μA . This is approximately equal to $I_{\text{PD2}}/I_{\text{PD1}}$ at $I_F = 10 \text{ mA}$.
- Special selection for tighter K_1 , K_3 and lower Nonlinearity available.
- BEST FIT DC NONLINEARITY (NL_{BF}) is the maximum deviation expressed as a percentage of the full scale output of a "best fit" straight line from a graph of I_{PD2} vs. I_{PD1} with eleven equally distributed data points from 5 nA to 50 μA . I_{PD2} error to best fit line is the deviation below and above the best fit line, expressed as a percentage of the full scale output.
- ENDS FIT DC NONLINEARITY (NL_{EP}) is the maximum deviation expressed as a percentage of full scale output of a straight line from the 5 nA to the 50 μA data point on the graph of I_{PD2} vs. I_{PD1} .
- Device considered a two-terminal device: Pins 1, 2, 3, and 4 shorted together and pins 5, 6, 7, and 8 shorted together.
- In accordance with UL 1577, each optocoupler is proof tested by applying an insulation test voltage of $\geq 6000 \text{ V rms}$ for $\geq 1 \text{ second}$ (leakage detection current limit, I_{LO} of 5 μA max.). This test is performed before the 100% production test for partial discharge (method b) shown in the VDE 0884 Insulation Characteristics Table (for Option #050 only).
- Specific performance will depend on circuit topology and components.
- IMRR is defined as the ratio of the signal gain (with signal applied to V_{IS} of Figure 16) to the isolation mode gain (with V_{IS} connected to input common and the signal applied between the input and output commons) at 60 Hz, expressed in dB.

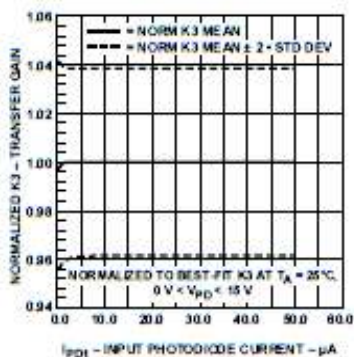


Figure 2. Normalized K3 vs. Input I_{PD} .

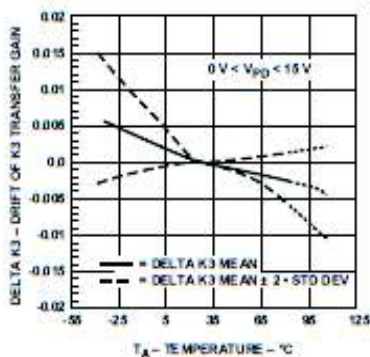


Figure 3. K3 Drift vs. Temperature.

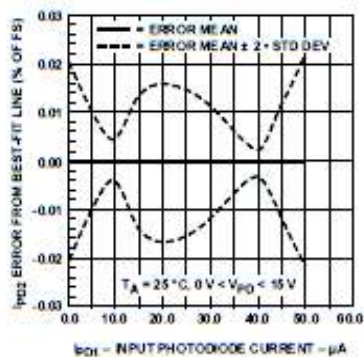


Figure 4. I_{PD2} Error vs. Input I_{PD} (See Note 4).

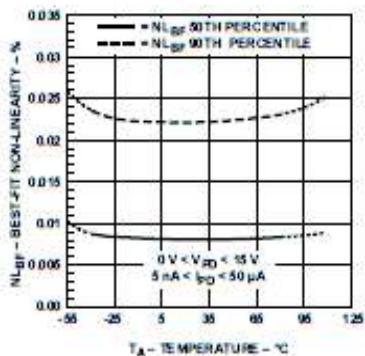


Figure 5. NL_{gr} vs. Temperature.

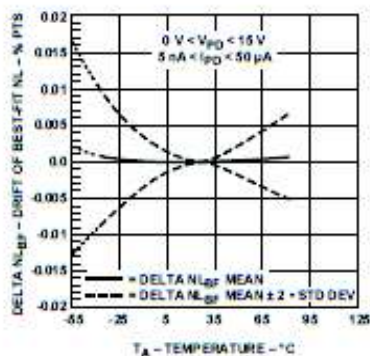


Figure 6. NL_{gr} Drift vs. Temperature.

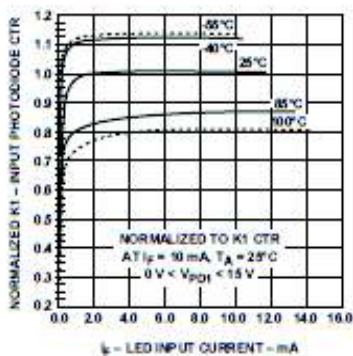


Figure 7. Input Photodiode CTR vs. LED Input Current.

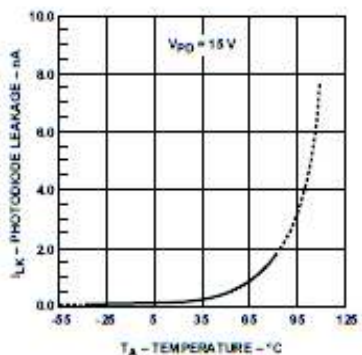


Figure 8. Typical Photodiode Leakage vs. Temperature.

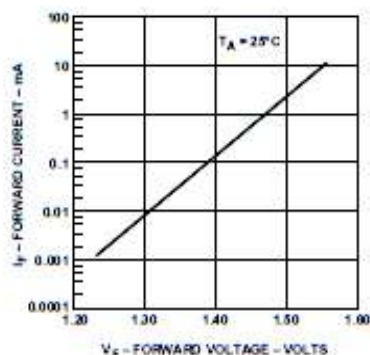


Figure 9. LED Input Current vs. Forward Voltage.

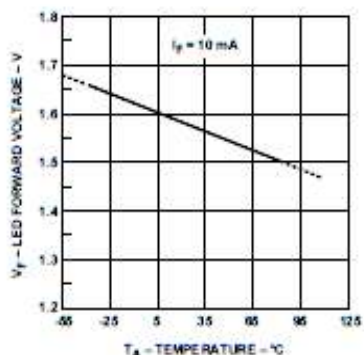


Figure 10. LED Forward Voltage vs. Temperature.

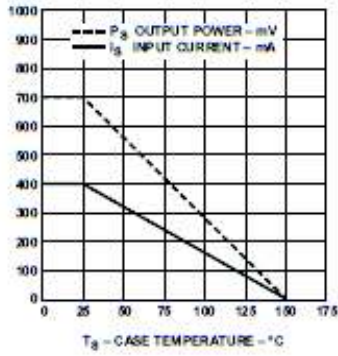


Figure 11. Thermal Derating Curve Dependence of Safety Limiting Value with Case Temperature per VDE 088 4.

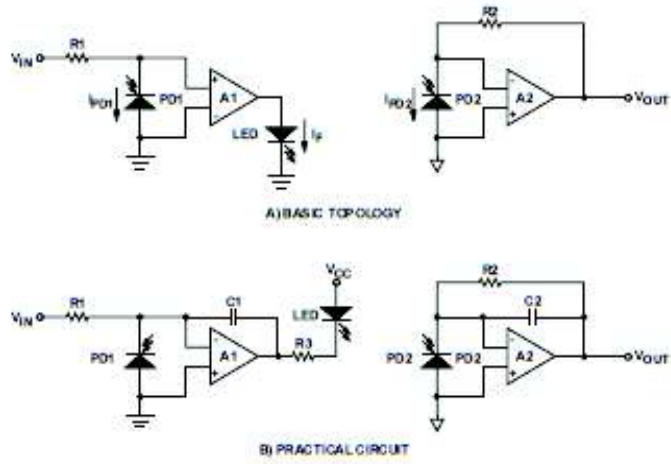


Figure 12. Basic Isolation Amplifier.

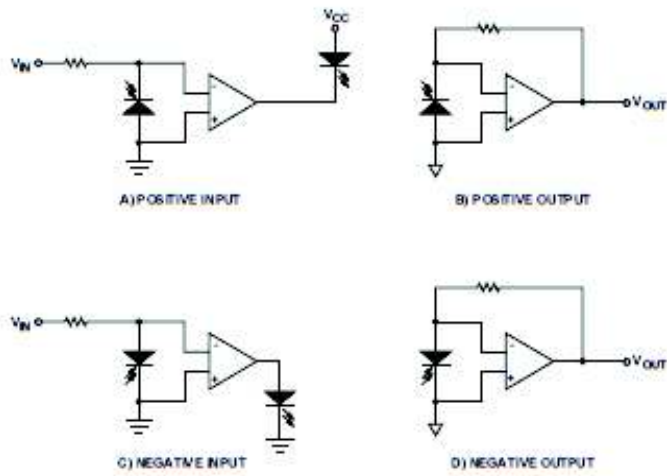


Figure 13. Unipolar Circuit Topologies.

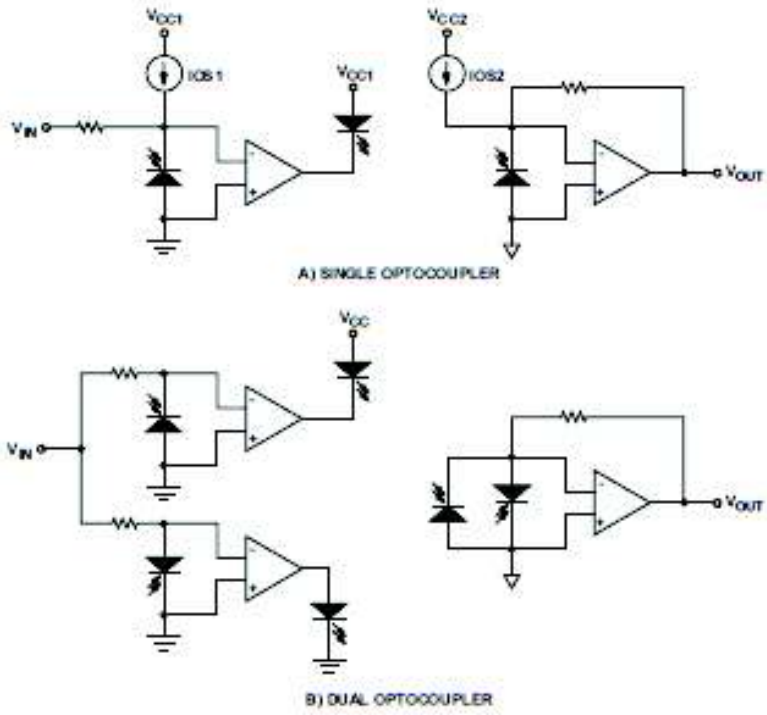


Figure 14. Bipolar Circuit Topologies.

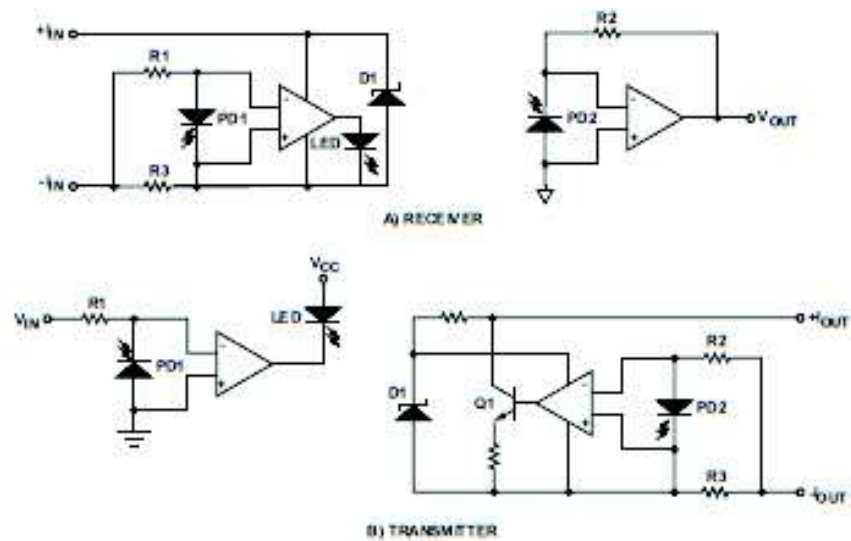


Figure 15. Loop-Powered 4-20 mA Current Loop Circuits.

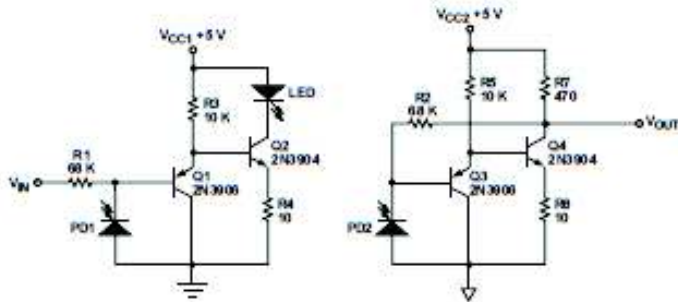


Figure 16. High-Speed Low-Cost Analog Isolator.

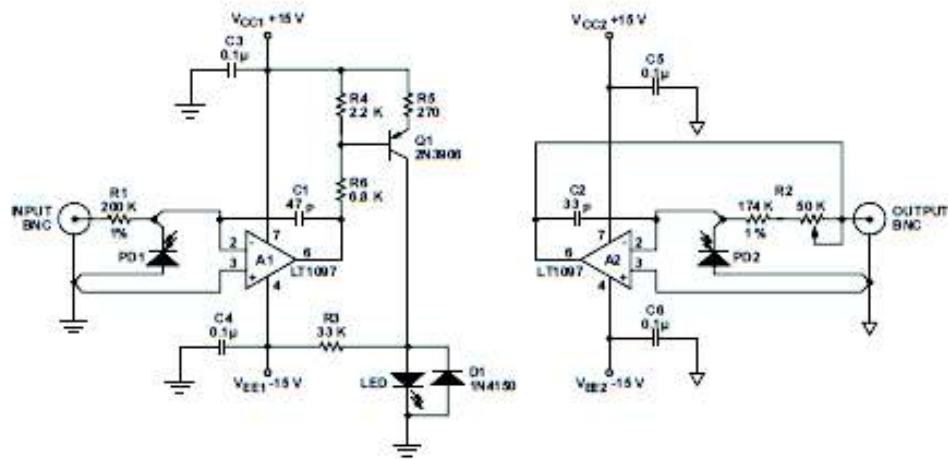


Figure 17. Precision Analog Isolation Amplifier.

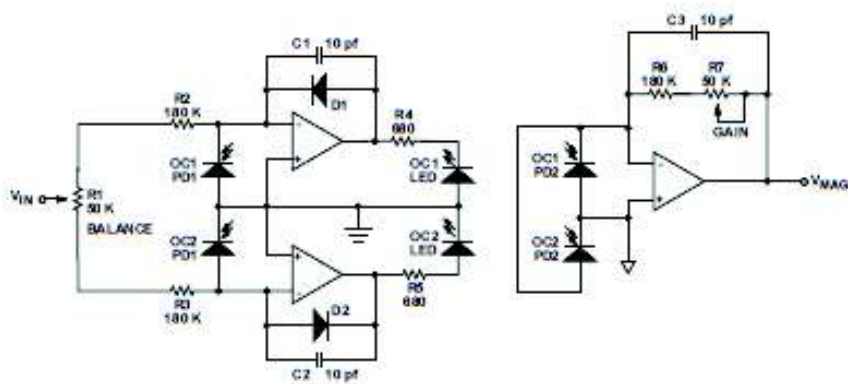


Figure 18. Bipolar Isolation Amplifier.

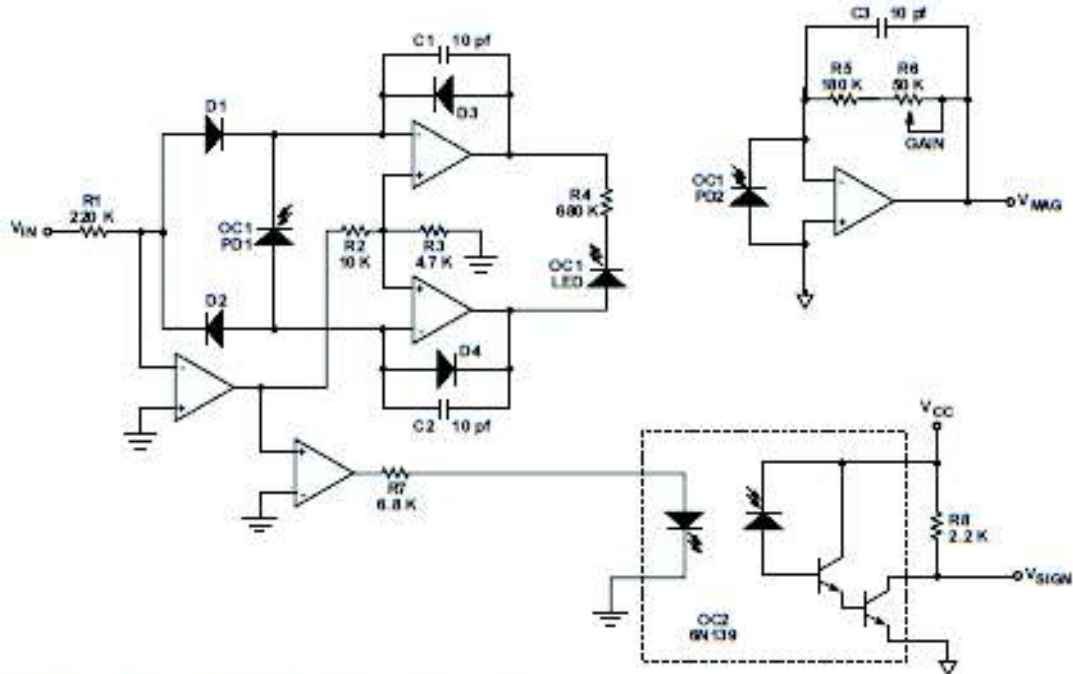


Figure 19. Magnitude/Sign Isolation Amplifier.

```

*HCNR200 Linear Optocoupler SPICE Model
*
*      LED Cathode
*      |
*      LED Anode
*      |
*      PD1 Cathode
*      |
*      PD1 Anode
*      |
*      PD2 Anode
*      |
*      PD2 Cathode
*
*      .SUBCKT HCNR200 1 2 3 4 5 6
*
* LED circuit
QLED1 8 2 7 QCPL .5
QLED2 9 2 7 QCPL .5
VLED 7 1 DC .685
VPD1 8 1 DC 2
VPD2 9 1 DC 2

* Input photodiode circuit
DPD1 4 3 DPHOTO
FPD1 3 4 VPD1 -1
CPD1 4 3 8P

* Output photodiode circuit
DPD2 5 6 DPHOTO
FPD2 6 5 VPD2 -1
CPD2 5 6 8P

* Photodiode model
.MODEL DPHOTO D(IS=4.5E-12 RS=150 N=1.3 XTI=4 EG=1.11
+ CJO=14P M=1.96 VJ=1.9)

* LED/Optical-coupling transistor model
.model QCPL NPN(IS=2.214E-19 BF=10m NF=1.010 IKF=11.00m ISE=1.167P
+ NE=1.737 RB=3.469 VAF=100 TP=1.77U CJE=80P)

.ENDS

```

ANEXO D.10 6N137

TOSHIBA**6N137**

TOSHIBA PHOTOCOUPLER GaAs IRED & PHOTO IC

6N137

DIGITAL LOGIC ISOLATION

TELE-COMMUNICATION

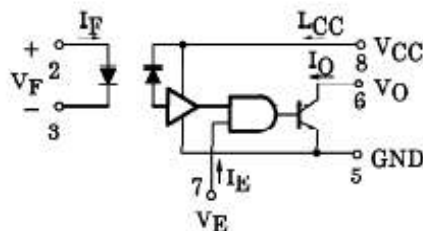
ANALOG DATA EQUIPMENT CONTROL

The TOSHIBA 6N137 consist of a high emitting diode and a one chip photo IC. This unit is 8-lead DIP package.

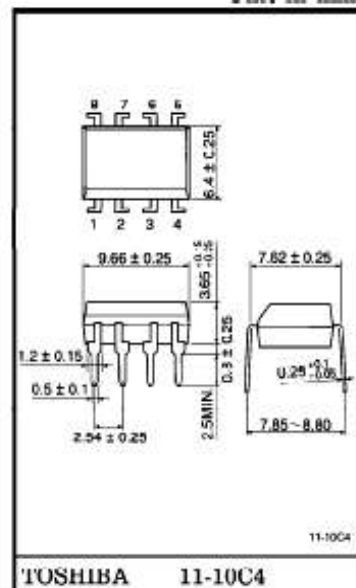
- LS/TTL/TTL Compatible : 5V Supply
- Ultra High Speed : 10MBd
- Guaranteed Performance Over Temperature : 0°C to 70°C
- High Isolation Voltage : 2500Vrms Min.
- UL Recognized : UL1577, File No. E67349

TRUTH TABLE

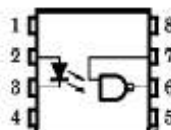
INPUT	ENABLE	OUTPUT
H	H	L
L	H	H
H	L	H
L	L	H



Unit in mm



PIN CONFIGURATIONS (Top view)



- 1 : N.C.
- 2 : ANODE
- 3 : CATHODE
- 4 : N.C.
- 5 : GND
- 6 : OUTPUT (OPEN COLLECTOR)
- 7 : ENABLE
- 8 : V_C

961001EDC2

- TOSHIBA is continually working to improve the quality and the reliability of its products. Nevertheless, semiconductor devices in general can malfunction or fail due to their inherent electrical sensitivity and vulnerability to physical stress. It is the responsibility of the buyer, when utilizing TOSHIBA products, to observe standards of safety, and to avoid situations in which a malfunction or failure of a TOSHIBA product could cause loss of human life, bodily injury or damage to property. In developing your designs, please ensure that TOSHIBA products are used within specified operating ranges as set forth in the most recent products specifications. Also, please keep in mind the precautions and conditions set forth in the TOSHIBA Semiconductor Reliability Handbook.
- Gallium arsenide (GaAs) is a substance used in the products described in this document. GaAs dust and fumes are toxic. Do not break, cut or pulverize the product, or use chemicals to dissolve them. When disposing of the products, follow the appropriate regulations. Do not dispose of the products with other industrial waste or with domestic garbage.
- The products described in this document are subject to foreign exchange and foreign trade control laws.
- The information contained herein is presented only as a guide for the applications of our products. No responsibility is assumed by TOSHIBA CORPORATION for any infringements of intellectual property or other rights of the third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any intellectual property or other rights of TOSHIBA CORPORATION or others.
- The information contained herein is subject to change without notice.

MAXIMUM RATINGS

CHARACTERISTIC		SYMBOL	RATING	UNIT
LED	Forward Current	I_F	20	mA
	Pulse Forward Current (Note 1)	I_{FP}	40	mA
	Reverse Voltage	V_R	5	V
DETECTOR	Output Current	I_O	50	mA
	Output Voltage	V_O	7	V
	Supply Voltage (1 minute Maximum)	V_{CC}	7	V
	Enable Input Voltage (Not to exceed V_{CC} by More than 500mV)	V_{EH}	5.5	V
	Output Collector Power Dissipation	P_{Ω}	85	mW
	Operating Temperature Range	T_{opr}	0~70	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55~125	°C	
Lead Solder Temperature (10s) (Note 2)	T_{sol}	260	°C	

(Note 1) 50% duty cycle, 1ms Pulse width.

(Note 2) Soldering portion of lead : up to 2mm from the body of the device.

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

CHARACTERISTIC	SYMBOL	MIN.	MAX.	UNIT
Input Current, Low Level Each Channel	I_{FL}	0	250	μA
Input Current, High Level Each Channel	I_{FH}	7	20	mA
High Level Enable Voltage	V_{EH}	2.0	V_{CC}	V
Low Level Enable Voltage (Output High)	V_{EL}	0	0.8	V
Supply Voltage, Output	V_{CC}	4.5	5.5	V
Fan Out (TTL LOAD)	N	—	8	—
Operating Temperature	T_a	0	70	°C

PRECAUTION

Please be careful of the followings.

A ceramic capacitor (0.1 μF) should be connected from pin 8 to pin 5 to stabilize the operation of the high gain linear amplifier. Failure to provide the bypassing may impair the switching property. The total lead length between capacitor and coupler should not exceed 1cm.

TOSHIBA**6N137**
ELECTRICAL CHARACTERISTICS
OVER RECOMMENDED TEMPERATURE ($T_a = 0 \sim 70^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CONDITION	MIN.	(**)TYP.	MAX.	UNIT
High Level Output Current	I_{OH}	$V_{CC} = 5.5\text{V}$, $V_O = 5.5\text{V}$ $I_F = 250\mu\text{A}$, $V_E = 2.0\text{V}$	—	1	250	μA
Low Level Output Voltage	V_{OL}	$V_{CC} = 5.5\text{V}$, $I_F = 5\text{mA}$ $V_{EH} = 2.0\text{V}$ I_{OL} (Sinking) = 13mA	—	0.4	0.6	V
High Level Enable Current	I_{EH}	$V_{CC} = 5.5\text{V}$, $V_E = 2.0\text{V}$	—	-1.0	—	mA
Low Level Enable Current	I_{EL}	$V_{CC} = 5.5\text{V}$, $V_E = 0.5\text{V}$	—	-1.6	-2.0	mA
High Level Supply Current	I_{CCH}	$V_{CC} = 5.5\text{V}$, $I_F = 0$, $V_E = 0.5\text{V}$	—	7	15	mA
Low Level Supply Current	I_{CCL}	$V_{CC} = 5.5\text{V}$, $I_F = 10\text{mA}$ $V_E = 0.5\text{V}$	—	12	18	mA
Resistance (Input-Output) (Note 3)	R_{I-O}	$V_{I-O} = 500\text{V}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$ R.H. $\leq 60\%$	—	10^{12}	—	Ω
Capacitance (Input-Output) (Note 3)	C_{I-O}	$f = 1\text{MHz}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$	—	0.6	—	pF
Input Forward Voltage	V_F	$I_F = 10\text{mA}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$	—	1.65	1.75	V
Input Reverse Breakdown Voltage	BV_R	$I_R = 10\mu\text{A}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$	5	—	—	V
Input Capacitance	C_{IN}	$V_F = 0$, $f = 1\text{MHz}$	—	45	—	pF
Current Transfer Ratio	CTR	$I_F = 5.0\text{mA}$, $R_L = 100\Omega$	—	1000	—	%

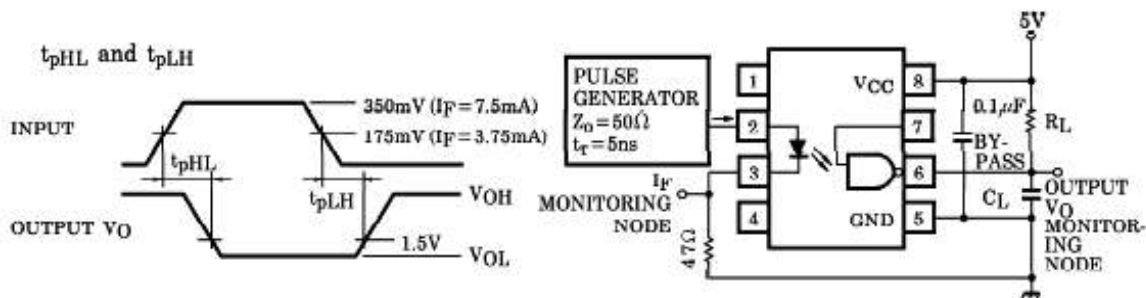
(**) All typical values are at $V_{CC} = 5\text{V}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$

(Note 3) Pins 1, 2, 3 and 4 shorted together and Pins 5, 6, 7 and 8 shorted together.

TOSHIBA**6N137**SWITCHING CHARACTERISTICS ($T_a = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = 5\text{V}$)

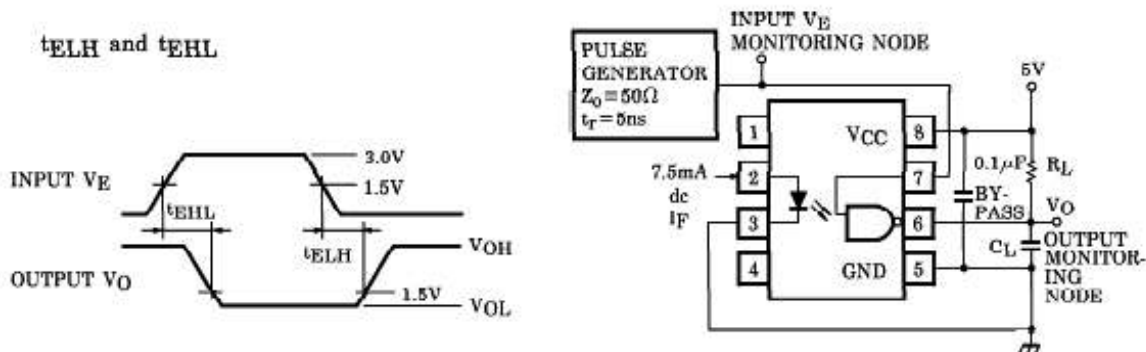
CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CIRCUIT	TEST CONDITION	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Propagation Delay Time to High Output Level	t_{pLH}	1	$R_L = 350\Omega$, $C_L = 15\text{pF}$ $I_F = 7.5\text{mA}$	—	60	75	ns
Propagation Delay Time to Low Output Level	t_{pHL}	1	$R_L = 350\Omega$, $C_L = 15\text{pF}$ $I_F = 7.5\text{mA}$	—	60	75	ns
Output Rise-Fall Time (10-90%)	t_r , t_f	—	$R_L = 350\Omega$, $C_L = 15\text{pF}$ $I_F = 7.5\text{mA}$	—	30	—	ns
Propagation Delay Time of Enable from V_{EH} to V_{EL}	t_{ELH}	2	$R_L = 350\Omega$, $C_L = 15\text{pF}$ $I_F = 7.5\text{mA}$ $V_{EH} = 3.0\text{V}$ $V_{EL} = 0.5\text{V}$	—	25	—	ns
Propagation Delay Time of Enable from V_{EL} to V_{EH}	t_{EHL}	2	$R_L = 350\Omega$, $C_L = 15\text{pF}$ $I_F = 7.5\text{mA}$ $V_{EH} = 3.0\text{V}$ $V_{EL} = 0.5\text{V}$	—	25	—	ns
Common Mode Transient Immunity at Logic High Output Level	CM_H	3	$V_{CM} = 10\text{V}$ $R_L = 350\Omega$ $V_O(\text{min.}) = 2\text{V}$ $I_F = 0\text{mA}$	—	200	—	V / μs
Common Mode Transient Immunity at Logic Low Output Level	CM_L	3	$V_{CM} = 10\text{V}$ $R_L = 350\Omega$ $V_O(\text{max.}) = 0.8\text{V}$ $I_F = 5\text{mA}$	—	-500	—	V / μs

TEST CIRCUIT 1.



• C_L is approximately 15pF which includes probe and stray wiring capacitance.

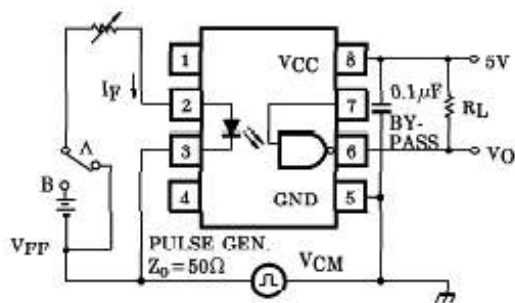
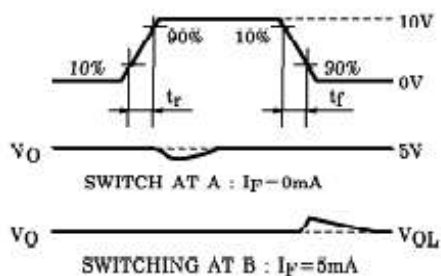
TEST CIRCUIT 2.

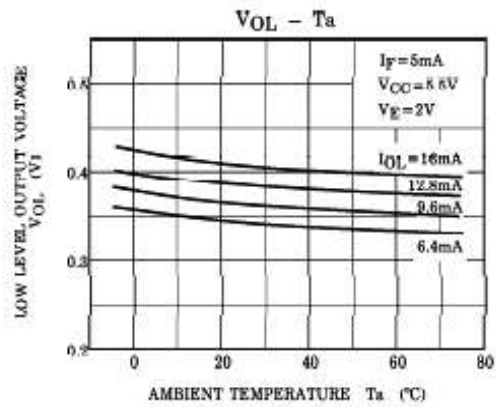
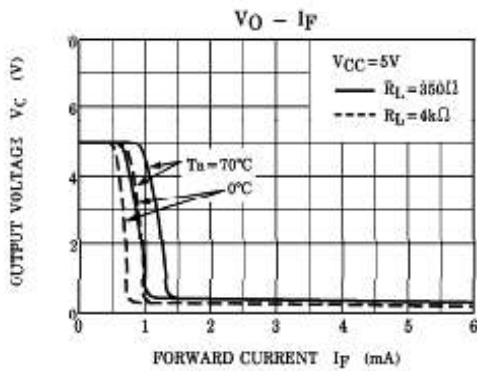
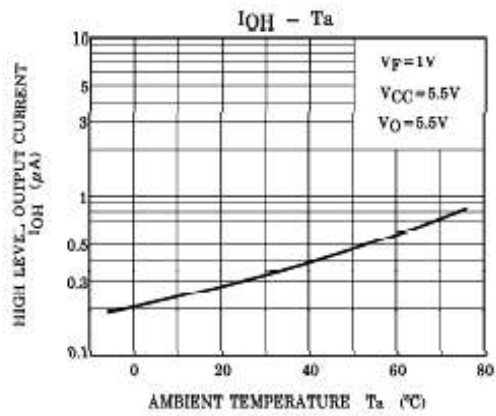
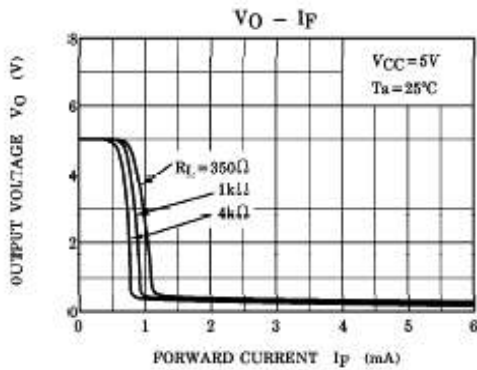
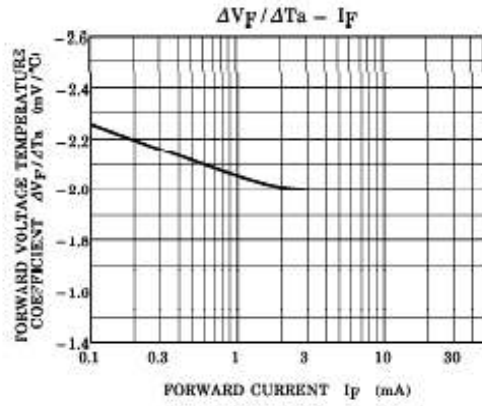
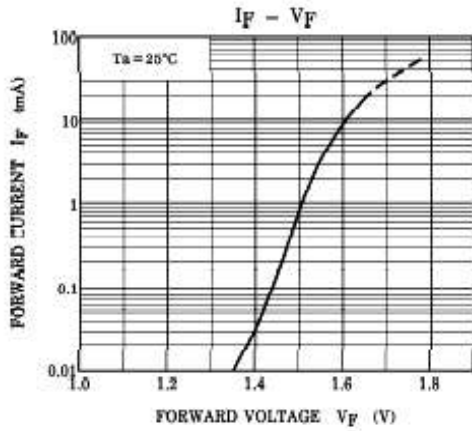


• C_L is approximately 15pF which includes prove and stray wiring capacitance.

TEST CIRCUIT 3.

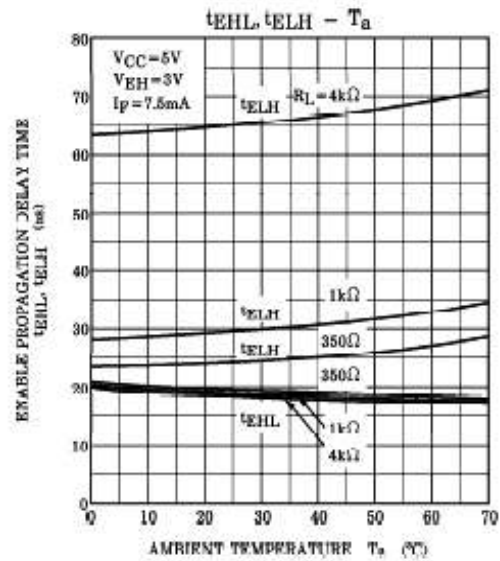
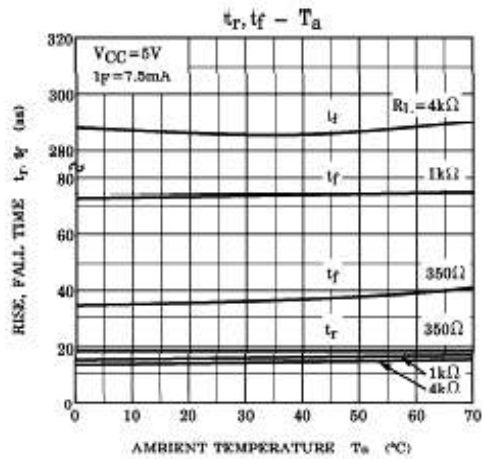
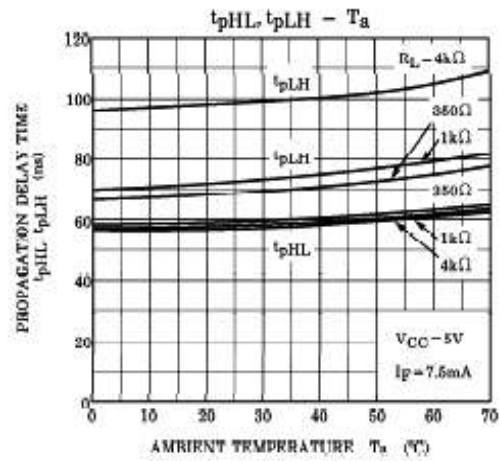
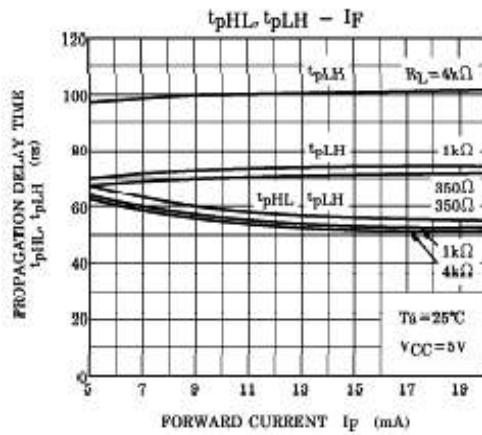
Transient Immunity and Typical Waveforms





TOSHIBA

6N137



ANEXO D.11 IR2110

International
IR Rectifier

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

Data Sheet No. PD60147 rev.U

HIGH AND LOW SIDE DRIVER

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +500V or +600V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3V logic compatible
Separate logic supply range from 3.3V to 20V
Logic and power ground $\pm 5V$ offset
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with inputs

Product Summary

V_{OFFSET} (IR2110)	500V max.
(IR2113)	600V max.
$I_{\text{O}+/-}$	2A / 2A
V_{OUT}	10 - 20V
$t_{\text{on/off}}$ (typ.)	120 & 94 ns
Delay Matching (IR2110)	10 ns max.
(IR2113)	20ns max.

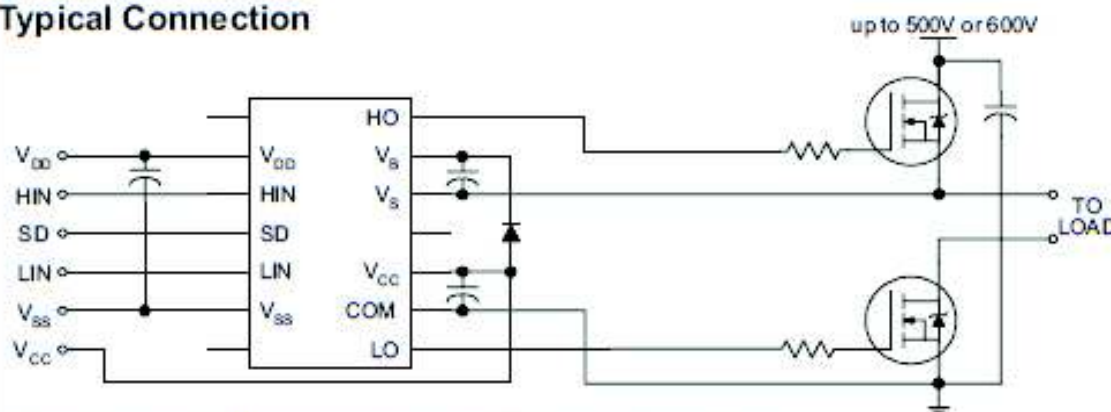
Description

The IR2110/IR2113 are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 500 or 600 volts.

Packages



Typical Connection



(Refer to Lead Assignments for correct pin configuration). This/These diagram(s) show electrical connections only. Please refer to our Application Notes and Design Tips for proper circuit board layout.

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International
IR Rectifier

Absolute Maximum Ratings

Absolute maximum ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The thermal resistance and power dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions. Additional information is shown in Figures 28 through 35.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units	
V_B	High side floating supply voltage (IR2110)	-0.3	525	V	
	(IR2113)	-0.3	625		
V_S	High side floating supply offset voltage	$V_B - 25$	$V_B + 0.3$		
V_{HO}	High side floating output voltage	$V_S - 0.3$	$V_B + 0.3$		
V_{CC}	Low side fixed supply voltage	-0.3	25		
V_{LO}	Low side output voltage	-0.3	$V_{CC} + 0.3$		
V_{DD}	Logic supply voltage	-0.3	$V_{SS} + 25$		
V_{SS}	Logic supply offset voltage	$V_{CC} - 25$	$V_{CC} + 0.3$		
V_{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	$V_{SS} - 0.3$	$V_{DD} + 0.3$		
dV_S/dt	Allowable offset supply voltage transient (figure 2)	—	50		V/ns
P_D	Package power dissipation @ $T_A \leq +25^\circ\text{C}$	(14 lead DIP)	—	1.6	W
		(16 lead SOIC)	—	1.25	
$R_{\theta JA}$	Thermal resistance, junction to ambient	(14 lead DIP)	—	75	$^\circ\text{C/W}$
		(16 lead SOIC)	—	100	
T_J	Junction temperature	—	150	$^\circ\text{C}$	
T_S	Storage temperature	-55	150		
T_L	Lead temperature (soldering, 10 seconds)	—	300		

Recommended Operating Conditions

The input/output logic timing diagram is shown in figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V_S and V_{SS} offset ratings are tested with all supplies biased at 15V differential. Typical ratings at other bias conditions are shown in figures 36 and 37.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V_B	High side floating supply absolute voltage	$V_S + 10$	$V_S + 20$	V
V_S	High side floating supply offset voltage (IR2110)	Note 1	500	
	(IR2113)	Note 1	600	
V_{HO}	High side floating output voltage	V_S	V_B	
V_{CC}	Low side fixed supply voltage	10	20	
V_{LO}	Low side output voltage	0	V_{CC}	
V_{DD}	Logic supply voltage	$V_{SS} + 3$	$V_{SS} + 20$	
V_{SS}	Logic supply offset voltage	-5 (Note 2)	5	
V_{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V_{SS}	V_{DD}	
T_A	Ambient temperature	-40	125	$^\circ\text{C}$

Note 1: Logic operational for V_S of -4 to +500V. Logic state held for V_S of -4V to $-V_{SS}$. (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).

Note 2: When $V_{DD} < 5V$, the minimum V_{SS} offset is limited to $-V_{DD}$.

Dynamic Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS} , V_{DD}) = 15V, C_L = 1000 pF, T_A = 25°C and V_{SS} = COM unless otherwise specified. The dynamic electrical characteristics are measured using the test circuit shown in Figure 3.

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
t_{on}	Turn-on propagation delay	7	—	120	150	ns	$V_S = 0V$
t_{off}	Turn-off propagation delay	8	—	94	125		$V_S = 500V/600V$
t_{sd}	Shutdown propagation delay	9	—	110	140		$V_S = 500V/600V$
t_r	Turn-on rise time	10	—	25	35		
t_f	Turn-off fall time	11	—	17	25		
MT	Delay matching, HS & LS turn-on/off	(IR2110) (IR2113)	—	—	—		10 20

Static Electrical Characteristics

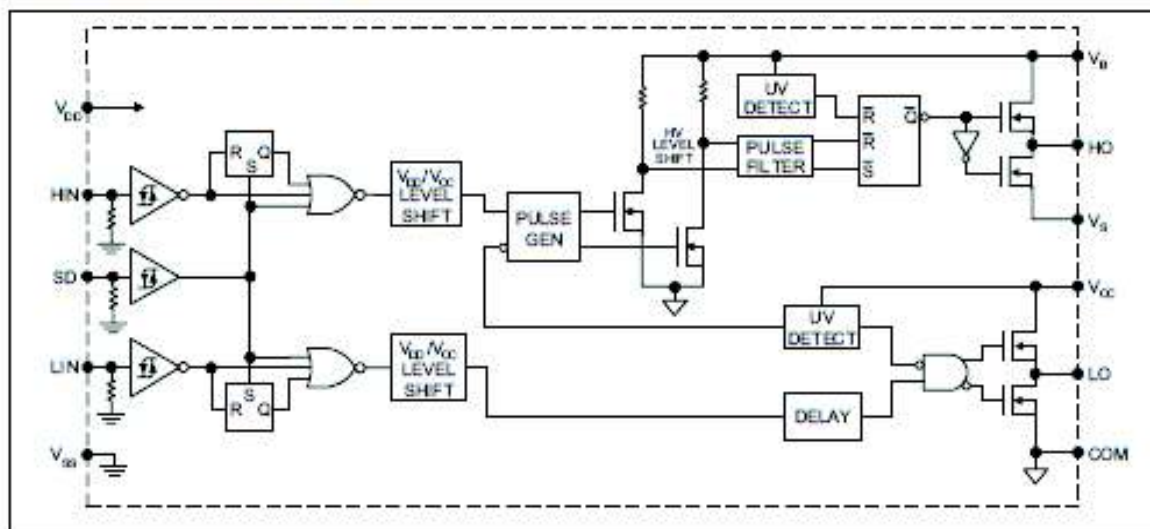
V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS} , V_{DD}) = 15V, T_A = 25°C and V_{SS} = COM unless otherwise specified. The V_{IH} , V_{TH} and I_{IN} parameters are referenced to V_{SS} and are applicable to all three logic input leads: HIN, LIN and SD. The V_O and I_O parameters are referenced to COM and are applicable to the respective output leads: HO or LO.

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V_{IH}	Logic "1" input voltage	12	9.5	—	—	V	
V_{IL}	Logic "0" input voltage	13	—	—	6.0		
V_{OH}	High level output voltage, $V_{BIAS} - V_O$	14	—	—	1.2		$I_O = 0A$
V_{OL}	Low level output voltage, V_O	15	—	—	0.1		$I_O = 0A$
I_{LK}	Offset supply leakage current	16	—	—	50	μA	$V_B = V_S = 500V/600V$
I_{QBS}	Quiescent V_{BS} supply current	17	—	125	230		$V_{IN} = 0V$ or V_{DD}
I_{QCC}	Quiescent V_{CC} supply current	18	—	180	340		$V_{IN} = 0V$ or V_{DD}
I_{QDD}	Quiescent V_{DD} supply current	19	—	15	30		$V_{IN} = 0V$ or V_{DD}
I_{IN+}	Logic "1" input bias current	20	—	20	40		$V_{IN} = V_{DD}$
I_{IN-}	Logic "0" input bias current	21	—	—	1.0		$V_{IN} = 0V$
V_{BSUV+}	V_{BS} supply undervoltage positive going threshold	22	7.5	8.6	9.7	V	
V_{BSUV-}	V_{BS} supply undervoltage negative going threshold	23	7.0	8.2	9.4		
V_{CCUV+}	V_{CC} supply undervoltage positive going threshold	24	7.4	8.5	9.6		
V_{CCUV-}	V_{CC} supply undervoltage negative going threshold	25	7.0	8.2	9.4		
I_{O+}	Output high short circuit pulsed current	26	2.0	2.5	—	A	$V_O = 0V$, $V_{IN} = V_{DD}$ $PW \leq 10 \mu s$
I_{O-}	Output low short circuit pulsed current	27	2.0	2.5	—		$V_O = 15V$, $V_{IN} = 0V$ $PW \leq 10 \mu s$

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International
IR Rectifier

Functional Block Diagram







Lead Definitions

Symbol	Description
V _{DD}	Logic supply
HIN	Logic input for high side gate driver output (HO), in phase
SD	Logic input for shutdown
LIN	Logic input for low side gate driver output (LO), in phase
V _{SS}	Logic ground
V _B	High side floating supply
HO	High side gate drive output
V _S	High side floating supply return
V _{CC}	Low side supply
LO	Low side gate drive output
COM	Low side return

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

Lead Assignments

 <p style="text-align: center;">14 Lead PDIP IR2110/IR2113</p>	 <p style="text-align: center;">16 Lead SOIC (Wide Body) R2110S/IR2113S</p>
 <p style="text-align: center;">14 Lead PDIP w/o lead 4 IR2110-1/IR2113-1</p>	 <p style="text-align: center;">14 Lead PDIP w/o leads 4 & 5 IR2110-2/IR2113-2</p>
Part Number	

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International
IR Rectifier

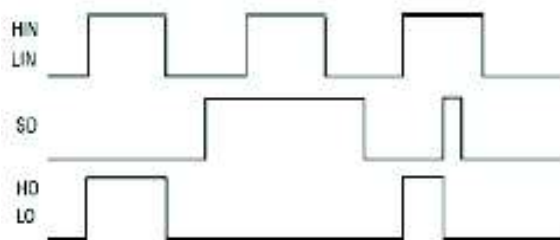


Figure 1. Input/Output Timing Diagram

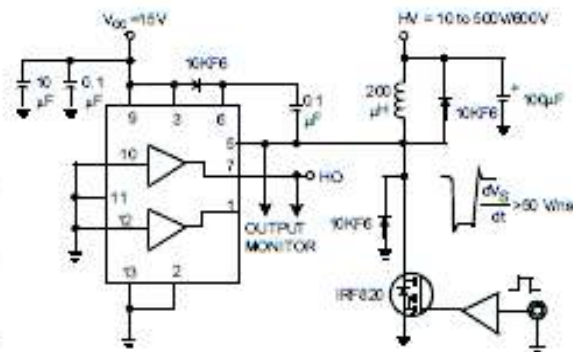


Figure 2. Floating Supply Voltage Transient Test Circuit

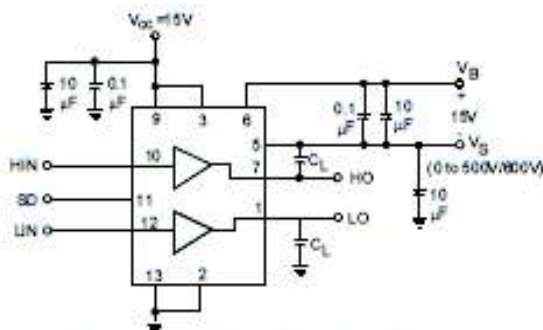


Figure 3. Switching Time Test Circuit

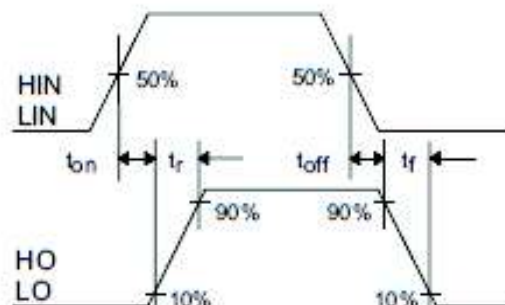


Figure 4. Switching Time Waveform Definition

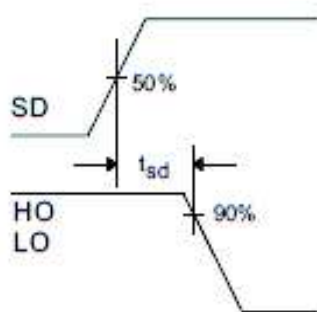


Figure 5. Shutdown Waveform Definitions

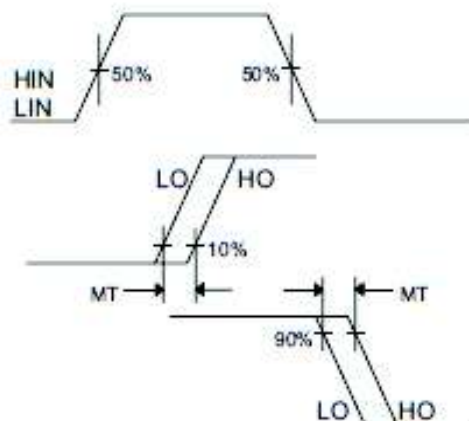


Figure 6. Delay Matching Waveform Definitions

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

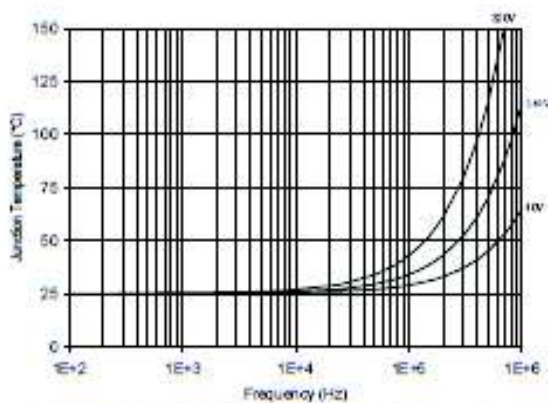
International
IR Rectifier

Figure 29. IR2110/IR2113 T_J vs. Frequency
(IRFBC30) R_{GATE} = 22Ω, V_{CC} = 15V

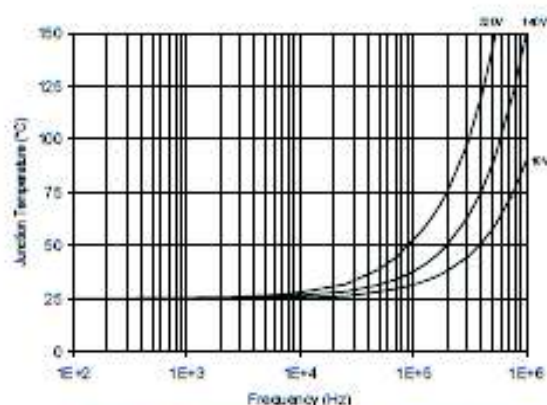


Figure 30. IR2110/IR2113 T_J vs. Frequency
(IRFBC40) R_{GATE} = 15Ω, V_{CC} = 15V

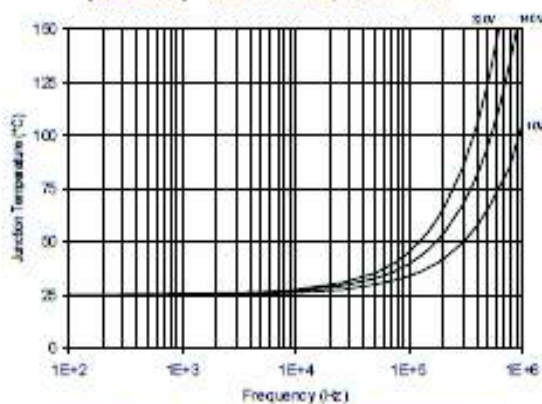


Figure 31. IR2110/IR2113 T_J vs. Frequency
(IRFPE50) R_{GATE} = 10Ω, V_{CC} = 15V

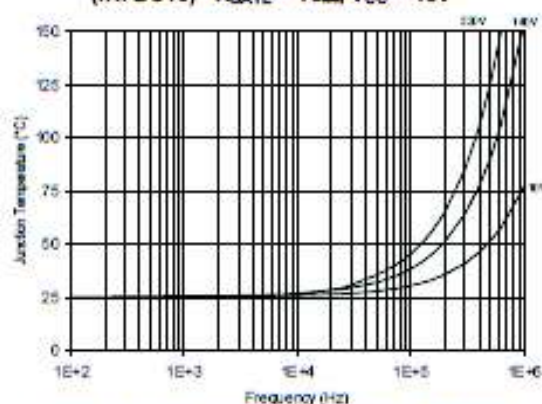


Figure 32. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency
(IRFBC20) R_{GATE} = 33Ω, V_{CC} = 15V

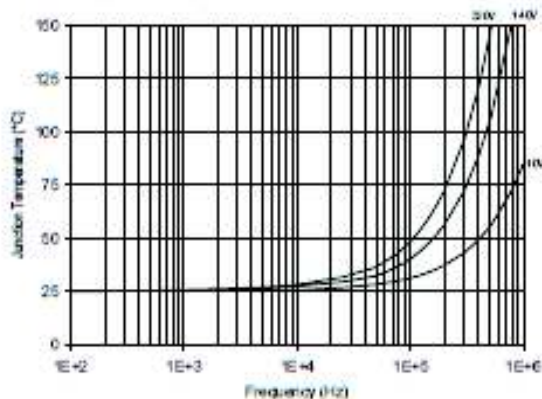


Figure 33. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency
(IRFBC30) R_{GATE} = 22Ω, V_{CC} = 15V

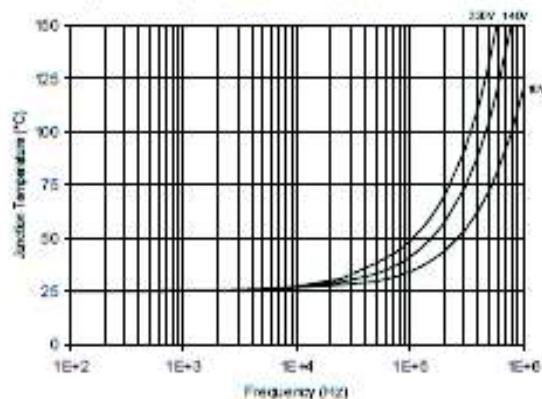
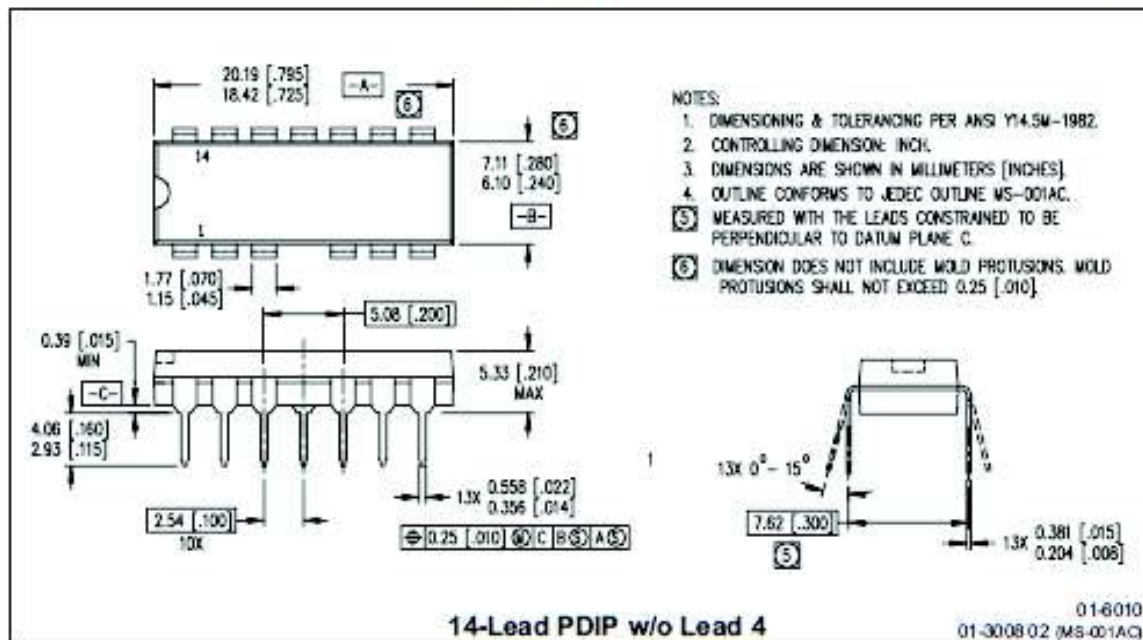
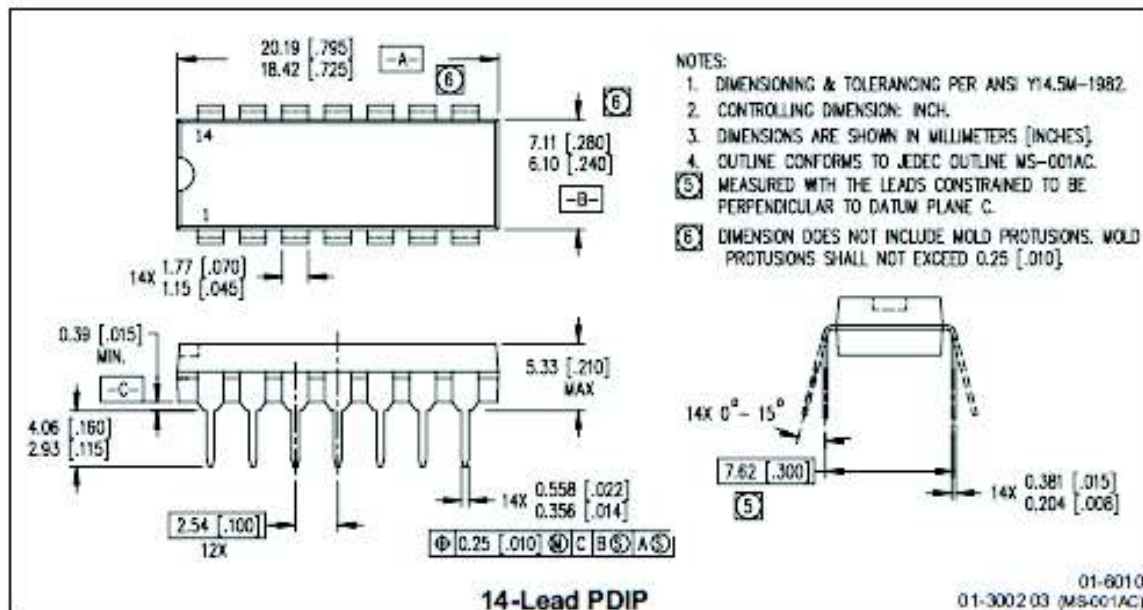


Figure 34. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency
(IRFBC40) R_{GATE} = 15Ω, V_{CC} = 15V

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International
IR Rectifier

Case Outlines



ANEXO D.12 ACS712-5A



ACS712

*Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor
with 2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor*

Features and Benefits

- Low-noise analog signal path
- Device bandwidth is set via the new FILTER pin
- 5 μ s output rise time in response to step input current
- 80 kHz bandwidth
- Total output error 1.5% at $T_A = 25^\circ\text{C}$
- Small footprint, low-profile SOIC8 package
- 1.2 m Ω internal conductor resistance
- 2.1 kV_{RMS} minimum isolation voltage from pins 1-4 to pins 5-8
- 5.0 V, single supply operation
- 66 to 185 mV/A output sensitivity
- Output voltage proportional to AC or DC currents
- Factory-trimmed for accuracy
- Extremely stable output offset voltage
- Nearly zero magnetic hysteresis
- Ratiometric output from supply voltage



TUV America
Certificate Number:
USV 06 05 54214 010

**Package: 8 Lead SOIC (suffix LC)**

Approximate Scale 1:1 

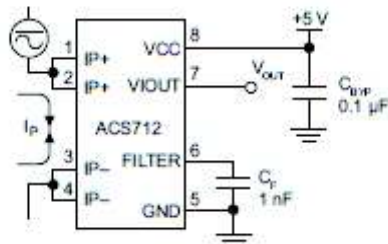
Description

The Allegro[®] ACS712 provides economical and precise solutions for AC or DC current sensing in industrial, commercial, and communications systems. The device package allows for easy implementation by the customer. Typical applications include motor control, load detection and management, switched-mode power supplies, and overcurrent fault protection.

The device consists of a precise, low-offset, linear Hall sensor circuit with a copper conduction path located near the surface of the die. Applied current flowing through this copper conduction path generates a magnetic field which is sensed by the integrated Hall IC and converted into a proportional voltage. Device accuracy is optimized through the close proximity of the magnetic signal to the Hall transducer. A precise, proportional voltage is provided by the low-offset, chopper-stabilized BiCMOS Hall IC, which is programmed for accuracy after packaging.

The output of the device has a positive slope ($>V_{OUT(Q)}$) when an increasing current flows through the primary copper conduction path (from pins 1 and 2, to pins 3 and 4), which is the path used for current sensing. The internal resistance of this conductive path is 1.2 m Ω typical, providing low power

Continued on the next page...

Typical Application

Application 1. The ACS712 outputs an analog signal, V_{OUT} , that varies linearly with the uni- or bi-directional AC or DC primary sensed current, I_p , within the range specified. C_f is recommended for noise management, with values that depend on the application.

ACS712

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with 2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

Description (continued)

loss. The thickness of the copper conductor allows survival of the device at up to 5× overcurrent conditions. The terminals of the conductive path are electrically isolated from the sensor leads (pins 5 through 8). This allows the ACS712 current sensor to be used in applications requiring electrical isolation without the use of opto-isolators or other costly isolation techniques.

The ACS712 is provided in a small, surface mount SOIC8 package. The leadframe is plated with 100% matte tin, which is compatible with standard lead(Pb) free printed circuit board assembly processes. Internally, the device is Pb-free, except for flip-chip high-temperature Pb-based solder balls, currently exempt from RoHS. The device is fully calibrated prior to shipment from the factory.

Selection Guide

Part Number	Packing*	T _A (°C)	Optimized Range, I _p (A)	Sensitivity, Sens (Typ) (mV/A)
ACS712ELCTR-05B-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	-40 to 85	±5	185
ACS712ELCTR-20A-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	-40 to 85	±20	100
ACS712ELCTR-30A-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	-40 to 85	±30	66

*Contact Allegro for additional packing options.

Absolute Maximum Ratings

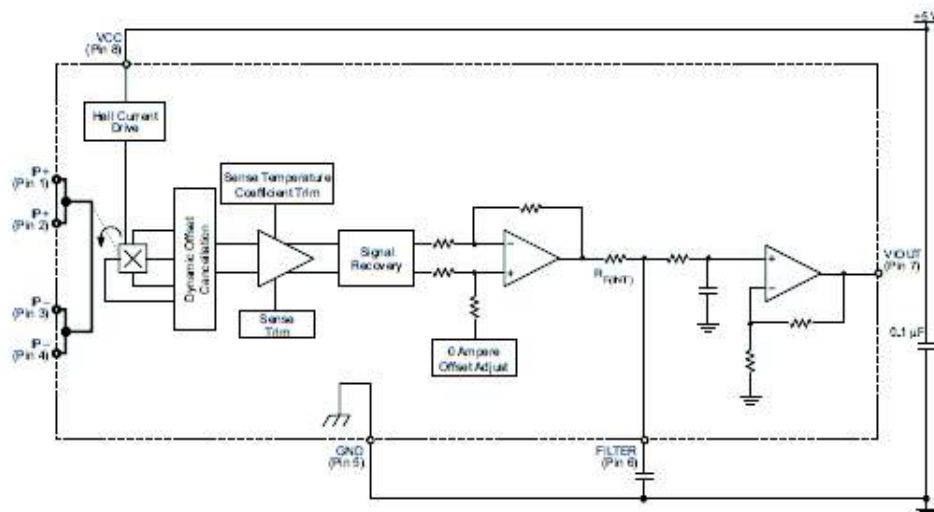
Characteristic	Symbol	Notes	Rating	Units
Supply Voltage	V _{CC}		8	V
Reverse Supply Voltage	V _{RCC}		-0.1	V
Output Voltage	V _{IOUT}		8	V
Reverse Output Voltage	V _{RIOUT}		-0.1	V
Reinforced Isolation Voltage	V _{ISO}	Pins 1-4 and 5-8; 60 Hz, 1 minute, T _A =25°C	2100	V
		Voltage applied to leadframe (Ip+ pins), based on IEC 60950	184	V _{peak}
Basic Isolation Voltage	V _{ISO(peak)}	Pins 1-4 and 5-8; 60 Hz, 1 minute, T _A =25°C	1500	V
		Voltage applied to leadframe (Ip+ pins), based on IEC 60950	354	V _{peak}
Output Current Source	I _{OUT(source)}		3	mA
Output Current Sink	I _{OUT(sink)}		10	mA
Overcurrent Transient Tolerance	I _p	1 pulse, 100 ms	100	A
Nominal Operating Ambient Temperature	T _A	Range E	-40 to 85	°C
Maximum Junction Temperature	T _{J(max)}		165	°C
Storage Temperature	T _{stg}		-65 to 170	°C

Parameter	Specification
Fire and Electric Shock	CAN/CSA-C22.2 No. 60950-1-03 UL 60950-1:2003 EN 60950-1:2001

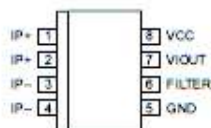
ACS712

*Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with
2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor*

Functional Block Diagram



Pin-out Diagram



Terminal List Table

Number	Name	Description
1 and 2	IP+	Terminals for current being sensed; fused internally
3 and 4	IP-	Terminals for current being sensed; fused internally
5	GND	Signal ground terminal
6	FILTER	Terminal for external capacitor that sets bandwidth
7	VOUT	Analog output signal
8	VCC	Device power supply terminal

ACS712

*Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with
2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor*

COMMON OPERATING CHARACTERISTICS¹ over full range of T_A , $C_F = 1$ nF, and $V_{CC} = 5$ V, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
ELECTRICAL CHARACTERISTICS						
Supply Voltage	V_{CC}		4.5	5.0	5.5	V
Supply Current	I_{CC}	$V_{CC} = 5.0$ V, output open	–	10	13	mA
Output Capacitance Load	C_{LOAD}	VIOUT to GND	–	–	10	nF
Output Resistive Load	R_{LOAD}	VIOUT to GND	4.7	–	–	k Ω
Primary Conductor Resistance	$R_{PRIMARY}$	$T_A = 25^\circ\text{C}$	–	1.2	–	m Ω
Rise Time	t_r	$I_P = I_P(\text{max})$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $C_{OUT} = \text{open}$	–	5	–	μs
Frequency Bandwidth	f	–3 dB, $T_A = 25^\circ\text{C}$; I_P is 10 A peak-to-peak	–	80	–	kHz
Nonlinearity	E_{LIN}	Over full range of I_P	–	1.5	–	%
Symmetry	E_{SYM}	Over full range of I_P	98	100	102	%
Zero Current Output Voltage	$V_{IOUT(0)}$	Bidirectional; $I_P = 0$ A, $T_A = 25^\circ\text{C}$	–	$V_{CC} \times 0.5$	–	V
Power-On Time	t_{PO}	Output reaches 90% of steady-state level, $T_J = 25^\circ\text{C}$, 20 A present on leadframe	–	35	–	μs
Magnetic Coupling ²			–	12	–	G/A
Internal Filter Resistance ³	$R_{F(NT)}$			1.7		k Ω

¹Device may be operated at higher primary current levels, I_P , and ambient, T_A , and internal leadframe temperatures, T_A , provided that the Maximum Junction Temperature, $T_J(\text{max})$, is not exceeded.

²1G = 0.1 mT.

³ $R_{F(NT)}$ forms an RC circuit via the FILTER pin.

COMMON THERMAL CHARACTERISTICS¹

			Min.	Typ.	Max.	Units
Operating Internal Leadframe Temperature	T_A	E range	–40	–	85	$^\circ\text{C}$
					Value	Units
Junction-to-Lead Thermal Resistance ²	$R_{\theta JL}$	Mounted on the Allegro ASEK 712 evaluation board			5	$^\circ\text{C/W}$
Junction-to-Ambient Thermal Resistance	$R_{\theta JA}$	Mounted on the Allegro 85-0322 evaluation board, includes the power consumed by the board			23	$^\circ\text{C/W}$

¹Additional thermal information is available on the Allegro website.

²The Allegro evaluation board has 1500 mm² of 2 oz. copper on each side, connected to pins 1 and 2, and to pins 3 and 4, with thermal vias connecting the layers. Performance values include the power consumed by the PCB. Further details on the board are available from the Frequently Asked Questions document on our website. Further information about board design and thermal performance also can be found in the Applications Information section of this datasheet.

ACS712

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with
2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor**x05B PERFORMANCE CHARACTERISTICS** $T_A = -40^{\circ}\text{C}$ to 85°C ¹, $C_F = 1\text{ nF}$, and $V_{CC} = 5\text{ V}$, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Optimized Accuracy Range	I_P		-5	-	5	A
Sensitivity	Sens	Over full range of I_P , $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	180	185	190	mV/A
Noise	$V_{\text{NOISE(PP)}}$	Peak-to-peak, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$, 185 mV/A programmed Sensitivity, $C_F = 47\text{ nF}$, $C_{\text{OUT}} = \text{open}$, 2 kHz bandwidth	-	21	-	mV
Zero Current Output Slope	$\Delta I_{\text{OUT(O)}}$	$T_A = -40^{\circ}\text{C}$ to 25°C	-	-0.26	-	mV/ $^{\circ}\text{C}$
		$T_A = 25^{\circ}\text{C}$ to 150°C	-	-0.08	-	mV/ $^{\circ}\text{C}$
Sensitivity Slope	ΔSens	$T_A = -40^{\circ}\text{C}$ to 25°C	-	0.054	-	mV/A/ $^{\circ}\text{C}$
		$T_A = 25^{\circ}\text{C}$ to 150°C	-	-0.008	-	mV/A/ $^{\circ}\text{C}$
Total Output Error ²	E_{TOT}	$I_P = \pm 5\text{ A}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	-	± 1.5	-	%

¹Device may be operated at higher primary current levels, I_P , and ambient temperatures, T_A , provided that the Maximum Junction Temperature, $T_{J(\text{max})}$, is not exceeded.

²Percentage of I_P with $I_P = 5\text{ A}$. Output filtered.

x20A PERFORMANCE CHARACTERISTICS $T_A = -40^{\circ}\text{C}$ to 85°C ¹, $C_F = 1\text{ nF}$, and $V_{CC} = 5\text{ V}$, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Optimized Accuracy Range	I_P		-20	-	20	A
Sensitivity	Sens	Over full range of I_P , $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	96	100	104	mV/A
Noise	$V_{\text{NOISE(PP)}}$	Peak-to-peak, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$, 100 mV/A programmed Sensitivity, $C_F = 47\text{ nF}$, $C_{\text{OUT}} = \text{open}$, 2 kHz bandwidth	-	11	-	mV
Zero Current Output Slope	$\Delta I_{\text{OUT(O)}}$	$T_A = -40^{\circ}\text{C}$ to 25°C	-	-0.34	-	mV/ $^{\circ}\text{C}$
		$T_A = 25^{\circ}\text{C}$ to 150°C	-	-0.07	-	mV/ $^{\circ}\text{C}$
Sensitivity Slope	ΔSens	$T_A = -40^{\circ}\text{C}$ to 25°C	-	0.017	-	mV/A/ $^{\circ}\text{C}$
		$T_A = 25^{\circ}\text{C}$ to 150°C	-	-0.004	-	mV/A/ $^{\circ}\text{C}$
Total Output Error ²	E_{TOT}	$I_P = \pm 20\text{ A}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	-	± 1.5	-	%

¹Device may be operated at higher primary current levels, I_P , and ambient temperatures, T_A , provided that the Maximum Junction Temperature, $T_{J(\text{max})}$, is not exceeded.

²Percentage of I_P with $I_P = 20\text{ A}$. Output filtered.

x30A PERFORMANCE CHARACTERISTICS $T_A = -40^{\circ}\text{C}$ to 85°C ¹, $C_F = 1\text{ nF}$, and $V_{CC} = 5\text{ V}$, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Optimized Accuracy Range	I_P		-30	-	30	A
Sensitivity	Sens	Over full range of I_P , $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	64	66	68	mV/A
Noise	$V_{\text{NOISE(PP)}}$	Peak-to-peak, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$, 66 mV/A programmed Sensitivity, $C_F = 47\text{ nF}$, $C_{\text{OUT}} = \text{open}$, 2 kHz bandwidth	-	7	-	mV
Zero Current Output Slope	$\Delta I_{\text{OUT(O)}}$	$T_A = -40^{\circ}\text{C}$ to 25°C	-	-0.35	-	mV/ $^{\circ}\text{C}$
		$T_A = 25^{\circ}\text{C}$ to 150°C	-	-0.08	-	mV/ $^{\circ}\text{C}$
Sensitivity Slope	ΔSens	$T_A = -40^{\circ}\text{C}$ to 25°C	-	0.007	-	mV/A/ $^{\circ}\text{C}$
		$T_A = 25^{\circ}\text{C}$ to 150°C	-	-0.002	-	mV/A/ $^{\circ}\text{C}$
Total Output Error ²	E_{TOT}	$I_P = \pm 30\text{ A}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	-	± 1.5	-	%

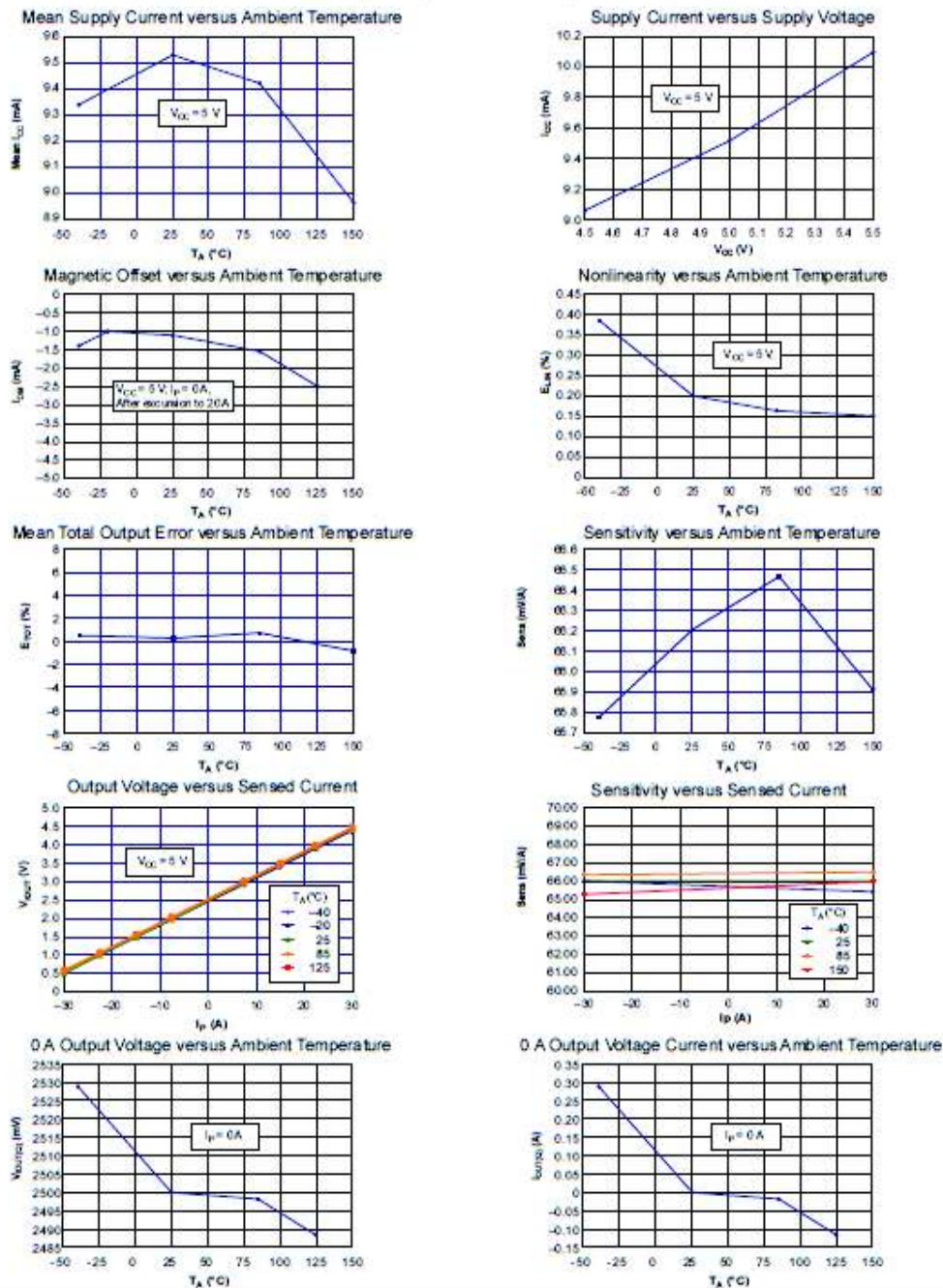
¹Device may be operated at higher primary current levels, I_P , and ambient temperatures, T_A , provided that the Maximum Junction Temperature, $T_{J(\text{max})}$, is not exceeded.

²Percentage of I_P , with $I_P = 30\text{ A}$. Output filtered.

ACS712

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with
2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

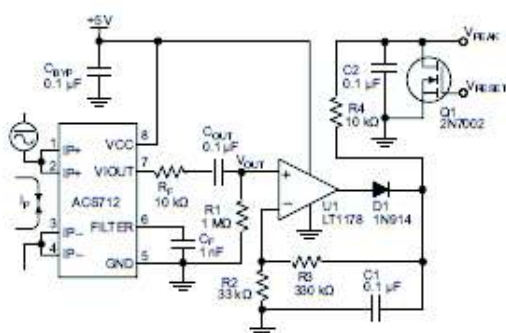
Characteristic Performance

 $I_p = 30$ A, unless otherwise specified

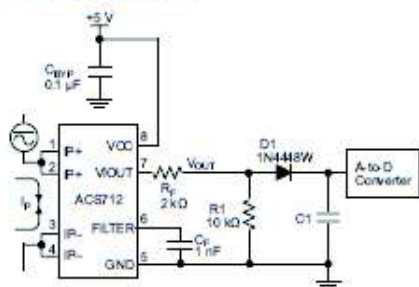
ACS712

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with
2.1 kV RMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

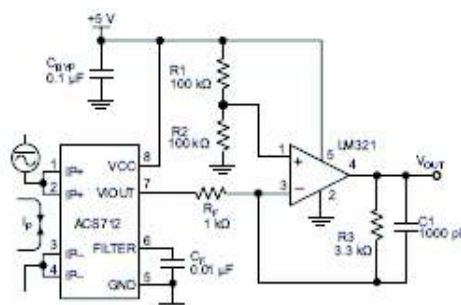
Typical Applications



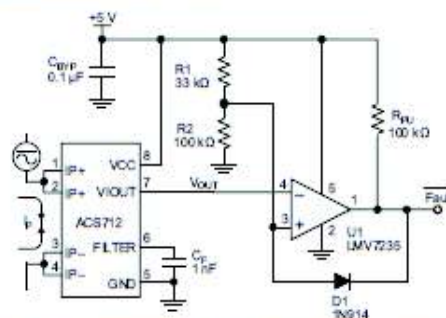
Application 2. Peak Detecting Circuit



Application 4. Rectified Output. 3.3 V scaling and rectification application for A-to-D converters. Replaces current transformer solutions with simpler ACS circuit. C1 is a function of the load resistance and filtering desired. R1 can be omitted if the full range is desired.



Application 3. This configuration increases gain to 610 mV/A (tested using the ACS712ELC-05A).



Application 5. 10 A Overcurrent Fault Latch. Fault threshold set by R1 and R2. This circuit latches an overcurrent fault and holds it until the 5 V rail is powered down.

ACS712

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with 2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

Improving Sensing System Accuracy Using the FILTER Pin

In low-frequency sensing applications, it is often advantageous to add a simple RC filter to the output of the sensor. Such a low-pass filter improves the signal-to-noise ratio, and therefore the resolution, of the sensor output signal. However, the addition of an RC filter to the output of a sensor IC can result in undesirable sensor output attenuation — even for dc signals.

Signal attenuation, ΔV_{ATT} , is a result of the resistive divider effect between the resistance of the external filter, R_F (see Application 6), and the input impedance and resistance of the customer interface circuit, R_{INTFC} . The transfer function of this resistive divider is given by:

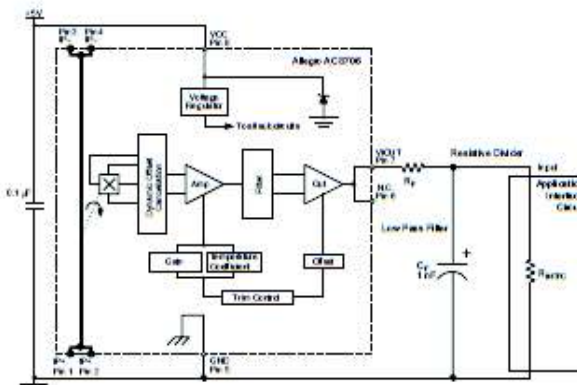
$$\Delta V_{ATT} = V_{IOUT} \left(\frac{R_{INTFC}}{R_F + R_{INTFC}} \right)$$

Even if R_F and R_{INTFC} are designed to match, the two individual resistance values will most likely drift by different amounts over

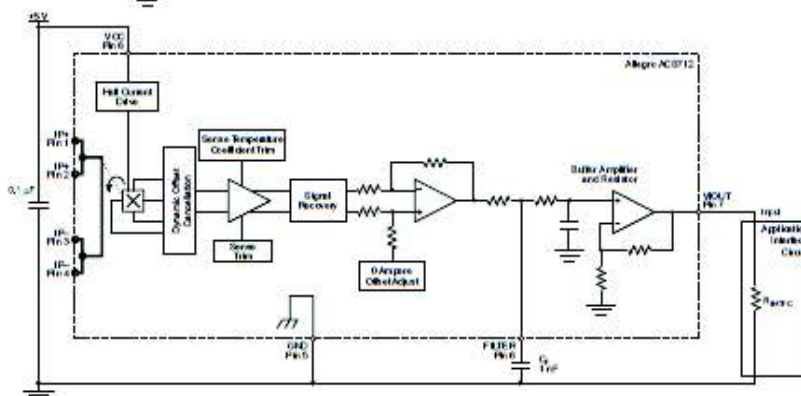
temperature. Therefore, signal attenuation will vary as a function of temperature. Note that, in many cases, the input impedance, R_{INTFC} , of a typical analog-to-digital converter (ADC) can be as low as 10 k Ω .

The ACS712 contains an internal resistor, a FILTER pin connection to the printed circuit board, and an internal buffer amplifier. With this circuit architecture, users can implement a simple RC filter via the addition of a capacitor, C_F (see Application 7) from the FILTER pin to ground. The buffer amplifier inside of the ACS712 (located after the internal resistor and FILTER pin connection) eliminates the attenuation caused by the resistive divider effect described in the equation for ΔV_{ATT} . Therefore, the ACS712 device is ideal for use in high-accuracy applications that cannot afford the signal attenuation associated with the use of an external RC low-pass filter.

Application 6. When a low pass filter is constructed externally to a standard Hall effect device, a resistive divider may exist between the filter resistor, R_F , and the resistance of the customer interface circuit, R_{INTFC} . This resistive divider will cause excessive attenuation, as given by the transfer function for ΔV_{ATT} .



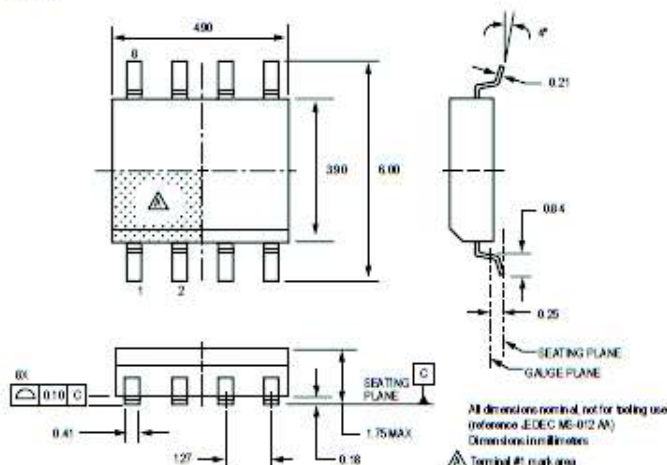
Application 7. Using the FILTER pin provided on the ACS712 eliminates the attenuation effects of the resistor divider between R_F and R_{INTFC} , shown in Application 6.



ACS712

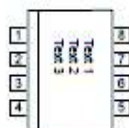
*Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with
2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor*

Package LC, 8-pin SOIC



Package Branding

Two alternative patterns are used



ACS712T RLCPPP YYWWA	ACS	Allegro Current Sensor	ACS712T RLCPPP L.L YYWW	ACS	Allegro Current Sensor
	712	Device family number		712	Device family number
	T	Indicator of 100% matte tin leadframe plating		T	Indicator of 100% matte tin leadframe plating
	R	Operating ambient temperature range code		R	Operating ambient temperature range code
	LC	Package type designator		LC	Package type designator
	PPP	Primary sensed current		PPP	Primary sensed current
	YY	Date code: Calendar year (last two digits)		L.L	Lot code
	WW	Date code: Calendar week		YY	Date code: Calendar year (last two digits)
	A	Date code: Shift code		WW	Date code: Calendar week

Copyright ©2006, 2007, Allegro MicroSystems, Inc.

The products described herein are manufactured under one or more of the following U.S. patents: 5,045,920; 5,264,783; 5,442,283; 5,389,889; 5,581,179; 5,517,112; 5,619,137; 5,621,319; 5,650,719; 5,686,894; 5,694,038; 5,729,130; 5,917,320; and other patents pending.

Allegro MicroSystems, Inc. reserves the right to make, from time to time, such departures from the detail specifications as may be required to permit improvements in the performance, reliability, or manufacturability of its products. Before placing an order, the user is cautioned to verify that the information being relied upon is current.

Allegro's products are not to be used in life support devices or systems, if a failure of an Allegro product can reasonably be expected to cause the failure of that life support device or system, or to affect the safety or effectiveness of that device or system.

The information included herein is believed to be accurate and reliable. However, Allegro MicroSystems, Inc. assumes no responsibility for its use; nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use.

For the latest version of this document, visit our website:

www.allegromicro.com