

ESCUELA POLITÉCNICA DEL EJÉRCITO

**DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y
ELECTRÓNICA**

**CARRERA DE INGENIERÍA EN
ELECTRÓNICA, AUTOMATIZACIÓN Y
CONTROL**

**PROYECTO DE GRADO PARA LA
OBTENCIÓN DEL TÍTULO EN INGENIERÍA**

**TÍTULO:
CONTROL ADAPTATIVO DE UNA LÁMPARA
HID-MH DE 250W**

**AUTORES:
WILLIAM DAVID CHICAIZA GUANOTASIG
CAROLINA PAULINA BARRIONUEVO
GRIJALVA**

**SANGOLQUÍ - ECUADOR
2013**

ESCUELA POLITÉCNICA DEL EJÉRCITO
DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA
CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA,
AUTOMATIZACIÓN Y CONTROL

DECLARACIÓN DE RESPONSABILIDAD

William David Chicaiza Guanotasig y Carolina Paulina Barrionuevo Grijalva

DECLARAMOS QUE:

El proyecto de grado denominado “CONTROL ADAPTATIVO DE UNA LÁMPARA HID-MH DE 250W”, ha sido desarrollado con base a una investigación exhaustiva, respetando derechos intelectuales de terceros, cuyas fuentes se incorporan en la bibliografía.

Consecuentemente este trabajo es de nuestra autoría.

En virtud de esta declaración, nos responsabilizamos del contenido, veracidad y alcance científico del proyecto de grado en mención.

Sangolquí, _____del 2013

Sr. William Chicaiza

Srita. Carolina Barrionuevo

ESCUELA POLITÉCNICA DEL EJÉRCITO
DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA
CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA,
AUTOMATIZACIÓN Y CONTROL

AUTORIZACIÓN

Nosotros, William David Chicaiza Guanotasig y Carolina Paulina Barrionuevo
Grijalva

DECLARAMOS QUE:

Autorizamos a la Escuela Politécnica del Ejército la publicación, en la biblioteca virtual de la Institución del trabajo “CONTROL ADAPTATIVO DE UNA LÁMPARA HID-MH DE 250W”, cuyo contenido, ideas y criterios son de nuestra exclusiva responsabilidad y autoría.

Sangolquí,del 2013

Sr. William Chicaiza

Srita. Carolina Barrionuevo

CERTIFICACIÓN

Certificamos que el presente proyecto de grado titulado “**CONTROL ADAPTATIVO DE UNA LÁMPARA HID-MH DE 250W**” ha sido desarrollado en su totalidad por el señor WILLIAM DAVID CHICAIZA GUANOTASIG con CI:1716272446 y la señorita CAROLINA PAULINA BARRIONUEVO GRIJALVA con CI: 1718248386 bajo nuestra dirección.

Atentamente,

Sr. Ing. Paúl Ayala
DIRECTOR

Sr. Ing. Rodolfo Gordillo
CODIRECTOR

RESUMEN

El presente documento recopila información del desarrollo de la implementación de un balastro electrónico para lámparas HID-MH de 250W con un controlador adaptativo por el método de *Gain Scheduling*.

Para lograr este objetivo una etapa importante del desarrollo del proyecto es la identificación off-line de la planta que sirvió para conocer los rangos de frecuencia donde la lámpara funcionaba de manera estable y donde se producían resonancias acústicas con ello se identificó la región de trabajo más óptima de la planta y en ésta se realizó el control de la impedancia de la lámpara para hacerla trabajar a máxima potencia sin riesgo de que la misma entre en resonancia acústica.

Dentro del diseño del hardware se presenta el método utilizado para lograr el sensamiento de voltaje y corriente de la lámpara que son las variables necesarias para el control de la misma así como la implementación de un toroide de potencia que sirve como limitador de corriente.

Dentro del diseño de software se presenta el algoritmo utilizado para realizar el control por *Gain Scheduling*.

AGRADECIMIENTOS

A mis queridos padres Reinaldo Chicaiza y Luz María Guanotasig gracias a ustedes por su amor, esfuerzo y apoyo diario he logrado cumplir con una meta más en mi vida.

A mis hermanos y hermanas: Sofía, Paola, Jonathan, Daniel y Nathaly por estar siempre presentes apoyándome día a día.

A mi novia Jenny Suatunce quien siempre estuvo a mi lado brindándome consejos, apoyo, ánimos y comprensión de manera incondicional .

A mi compañera de tesis y amiga Carolina Barrionuevo con quien viví el desarrollo de este proyecto y logramos superar las dificultades que se presentaron en el mismo hasta lograr terminarlo.

A la Escuela Politécnica del Ejército por haber forjado mi formación universitaria en sus aulas y laboratorios.

A los ingenieros Paul Ayala y Rodolfo Gordillo director y codirector de este proyecto respectivamente por sus valiosos aportes y enseñanzas para lograr el objetivo de este proyecto.

A mis amigos: Pablo, Jorge, Geovanny y Javier por todos sus consejos y observaciones, me fueron de gran ayuda muchachos.

A todos ellos mi gratitud.

William Chicaiza

AGRADECIMIENTOS

Agradezco a mi familia por el apoyo constante en todo mi vida estudiantil los cuales me supieron entregar las palabras de aliento para dar siempre mi mayor esfuerzo, a mis amigos que estuvieron a mi lado en todo momento, para ayudarnos mutuamente a cada paso que dábamos, a mi Director y Codirector de tesis que siempre tuvieron las respuestas a todas mis dudas, en donde su guía fue fundamental para llegar a conseguir esta meta, a mi compañero y amigo de tesis quien fue uno de los principales pilares para el desarrollo de la misma del cual agradezco su apoyo y ayuda constante.

Carolina Barrionuevo

DEDICATORIA

Este proyecto va dedicado a mis padres quienes me apoyaron y motivaron en todo momento, contribuyendo incondicionalmente a lograr todas mis metas y objetivos propuestos.

Espero que toda la dedicación y esfuerzo empleado en este proyecto y a lo largo de mi toda vida estudiantil corresponda de alguna manera a todo lo que ellos me han brindado en todos estos años de estudio.

Con mucho amor para ellos.

William Chicaiza

DEDICATORIA

A MIS PADRES, HERMANOS Y SOBRINO.

Carolina Barrionuevo

PRÓLOGO

La iluminación adecuada ya sea en el hogar, centros laborales, centros educativos y espacios de entretenimiento es de gran importancia para el desarrollo de las actividades cotidianas; es por esto que en el campo de la investigación se trabaja en el desarrollo de sistemas de iluminación que mejoren el ambiente visual en el que se desempeñan cada una de estas actividades ahorrando energía de manera eficiente.

El mercado de la iluminación ha ido avanzando cada día más en la creación de productos innovadores y sustentables que contribuyan al logro de este objetivo uno de ellos es el desarrollo de sistemas de iluminación basados en lámparas de alta intensidad de descarga de Halogenuros metálicos (lámparas HID – MH) este tipo de lámparas se utilizaban solamente en aplicaciones industriales y para la iluminación de exteriores pero hoy en día con el desarrollo de nuevas tecnologías en su fabricación se han abierto nuevas opciones para la aplicación de este tipo de lámparas; por ejemplo, en la iluminación en centros comerciales, en aplicaciones automotrices e, incluso, en aplicaciones domésticas.

Este tipo de lámparas requieren de pulsos de voltaje de elevada amplitud para iniciar la descarga, por lo que se requiere de un balastro para limitar la corriente después de que la lámpara enciende y así poder estabilizar la descarga sin embargo el principio de operación de estas lámparas presentan un grave problema y es que la potencia instantánea de la lámpara es variable. Esta modulación de la potencia provoca una contorsión del arco de descarga y se le conoce con el nombre de resonancia acústica. Las resonancias acústicas provocan parpadeo en la luz producida por la lámpara, en casos extremos, la destrucción de la misma. Estas resonancias se producen cuando la frecuencia de excitación coincide con la frecuencia natural del gas de relleno de la lámpara.

Uno de los tópicos que han adquirido gran importancia en el campo de la electrónica de potencia en los últimos años, es el control de los sistemas de iluminación y específicamente el control de las resonancias acústicas por tal motivo es necesario conocer el comportamiento de las lámparas de descarga a través del modelamiento.

El modelamiento es una técnica que permite describir algunos aspectos de la vida real de forma abstracta permitiendo decidir que características se toman en cuenta y cuales se ignoran, logrando generar un modelo adecuado para realizar simulaciones que optimizan el tiempo de diseño de nuevas tecnologías y también para poder determinar la mejor estrategia de control para este tipo de lámparas.

Existen diferentes alternativas para resolver el problema de resonancias acústicas en las lámparas de alta intensidad de descarga. Una de ellas es por medio del control adaptativo, la cual se basa en que el sistema sea capaz de acomodarse a modificaciones no predecibles del medio, sean esos cambios internos o externos al mismo.

Con base en lo anterior, el objetivo principal de este proyecto de tesis es realizar la caracterización e implementación de un controlador adaptativo para una lámpara HID-MH de 250 voltios el mismo que permitirá resolver el problema de resonancias acústicas para así obtener un funcionamiento óptimo de la lámpara y posteriormente se lo pueda emplear en iluminación de exteriores e interiores con el consecuente ahorro energético.

De esta forma, el presente documento se organizó de la siguiente manera:

En el capítulo 1 se presentan los conceptos básicos que se manejan en el campo de la iluminación y se describe el fenómeno de resonancias acústicas en lámparas de alta intensidad de descarga así como el estado del arte y el planteamiento del problema.

En el capítulo 2 se presentan las diferentes definiciones que permitirán realizar el modelamiento de la lámpara.

En el capítulo 3 se presenta lo referente al control adaptativo desde las generalidades hasta los métodos de control existentes para en base a ello escoger el controlador adecuado para la lámpara.

En el capítulo 4 se presenta los pasos realizados para la adquisición de datos de voltaje corriente e impedancia de la lámpara en diferentes frecuencias a fin de determinar el comportamiento del plasma en cada una de ellas y así conocer cual es el rango de frecuencias en la que es óptimo el control así como la obtención del modelamiento que muestra el comportamiento de la lámpara en estado estable con su respectiva simulación para así comparar los datos simulados con los reales.

En el capítulo 5 se presenta el desarrollo detallado de la implementación del balastro electrónico con controlador adaptativo así como también el respectivo análisis de resultados.

Finalmente en el capítulo 6 se presentan las conclusiones obtenidas a partir del desarrollo de este trabajo.

ÍNDICE DE CONTENIDO

| | |
|---|-----------|
| CAPÍTULO 1 | 1 |
| 1. LÁMPARAS DE ALTA INTENSIDAD DE DESCARGA HID | 1 |
| 1.1. CONCEPTOS GENERALES | 1 |
| 1.2. LÁMPARAS DE ALTA INTENSIDAD DE DESCARGA (HID) | 3 |
| 1.3. EL BALASTRO | 8 |
| 1.4. FENÓMENO DE RESONANCIAS ACÚSTICAS | 12 |
| 1.5. FORMULACIÓN DEL PROBLEMA | 15 |
| CAPÍTULO 2 | 16 |
| 2. IDENTIFICACIÓN Y MODELAMIENTO DE SISTEMAS | 16 |
| 2.1. INTRODUCCIÓN | 16 |
| 2.2. IDENTIFICACIÓN DE SISTEMAS | 16 |
| 2.2.1. Proceso de identificación | 16 |
| 2.3. MÉTODOS DE IDENTIFICACIÓN | 18 |
| 2.3.1. Según la aplicación | 18 |
| 2.3.2. Según el criterio de ajuste de los parámetros. | 18 |
| 2.3.3. Según el tipo de modelo obtenido | 18 |
| 2.4. MODELAMIENTO DE SISTEMAS | 19 |
| 2.4.1. Modelo mental | 19 |
| 2.4.2. Modelo verbal | 19 |
| 2.4.3. Modelo físico | 20 |
| 2.4.4. Modelo matemático | 20 |
| 2.4.5. Modelo de caja blanca | 20 |
| 2.4.6. Modelo de caja negra | 20 |
| 2.4.7. Modelo de caja gris | 20 |
| 2.5. MODELADO | 21 |
| 2.5.1. Modelado Teórico | 21 |
| 2.5.2. Modelado por identificación Experimental | 21 |

| | |
|---|-----------|
| CAPÍTULO 3 | 22 |
| 3. GENERALIDADES DEL CONTROL ADAPTATIVO | 22 |
| 3.1. HISTORIA DEL CONTROL ADAPTATIVO | 22 |
| 3.2. CONTROL ADAPTATIVO | 23 |
| 3.2.1. Características del Control adaptativo | 24 |
| 3.2.2. Tipos de Control Adaptativo | 24 |
| 3.2.3. Métodos del Control Adaptativo | 25 |
| 3.2.4. Controlador Self-tuning o Reguladores Autoajustable (STR) | 28 |
| 3.2.5. Controlador por Modelo de Referencia (MRAC) | 30 |
| 3.2.6. La Técnica de Ajuste por Tabla o <i>Gain Scheduling</i> | 32 |
| | |
| CAPÍTULO 4 | 35 |
| 4. IDENTIFICACIÓN Y MODELADO DE LA LÁMPARA HID | 35 |
| 4.1. ADQUISICIÓN EXPERIMENTAL DE DATOS PARA LA IDENTIFICACIÓN DE LA LÁMPARA HID | 35 |
| 4.1.1. Condiciones de Operación | 37 |
| 4.1.2. Procedimiento de Medición | 39 |
| 4.2. RESULTADOS OBTENIDOS | 40 |
| 4.2.1. Primera Toma de Datos | 40 |
| 4.2.2. Segunda toma de datos | 45 |
| 4.2.3. Tercera toma de datos | 45 |
| 4.2.4. Cuarta toma de datos | 47 |
| 4.3. MÉTODO DE IDENTIFICACIÓN UTILIZADO | 49 |
| 4.3.1. Margen de fase y Magnitud | 51 |
| 4.3.2. Simulación de la planta | 53 |
| 4.4. PLANTEAMIENTO DEL CONTROLADOR | 55 |
| 4.4.1. Control por <i>Gain Scheduling</i> | 55 |
| 4.4.2. Simulación del Controlador | 56 |
| 4.4.3. Cálculo de error | 57 |
| | |
| CAPÍTULO 5 | 59 |
| 5. DISEÑO DEL BALASTRO ELECTRÓNICO | 59 |
| 5.1. FUNCIONAMIENTO DEL BANCO DE PRUEBAS | 59 |
| 5.2. ETAPAS DEL BALASTRO ELECTRÓNICO | 61 |
| 5.2.1. Etapa de Potencia | 62 |
| 5.2.2. Etapa de Control de Disparo de Mosfets | 71 |
| 5.2.3. Etapa de Sensamiento | 71 |

| | |
|---|------------|
| 5.2.4. Etapa de Control Adaptativo | 89 |
| 5.2.5. Etapa de Encendido de Placas | 90 |
| 5.3. PROGRAMACIÓN DEL CONTROLADOR | 92 |
| 5.3.1. Lazo de Control | 93 |
| 5.3.2. Funcionamiento del Balastro Electrónico Implementado | 93 |
| 5.4. ANÁLISIS DE RESULTADOS | 98 |
| 5.4.1. Comportamiento de la Lámpara sin Controlador | 100 |
| 5.4.2. Comportamiento de la Lámpara con Controlador | 101 |
| CAPÍTULO 6 | 104 |
| 6. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES | 104 |
| 6.1. CONCLUSIONES | 104 |
| 6.2. RECOMENDACIONES | 105 |
| REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS | 106 |
| ANEXOS | 108 |

CAPÍTULO 1

LÁMPARAS DE ALTA INTENSIDAD DE DESCARGA HID

La utilización de lámparas de alta intensidad de descarga se ha incrementado notablemente en los últimos años; sin embargo, el empleo de balastos electrónicos para este tipo de lámparas se ha visto limitado por el fenómeno de resonancias acústicas que se presenta al operar este tipo de lámparas en alta frecuencia.

En este capítulo se presentan los conceptos básicos que se manejan en el campo de la iluminación, se describe un panorama general sobre el problema de resonancias acústicas en lámparas de alta intensidad de descarga y se presenta el planteamiento del problema.

1.1. CONCEPTOS GENERALES

Desde el punto de vista de la física, la luz se considera como la porción del espectro electromagnético comprendido entre los límites de longitud de onda de 380 a 770 nm, éste recibe el nombre de espectro visible y dentro del cual está comprendido el conjunto de colores que puede ser observado por el ojo humano .¹

La energía radiante de una longitud de onda apropiada hace visible todo aquello desde donde es emitida o reflejada en suficiente cantidad para activar los receptores en el ojo humano.

En esencia, la emisión de luz se debe a las transiciones de electrones de un nivel de energía mayor a uno menor. A través del tiempo el hombre ha desarrollado diferentes formas para generar energía luminosa, las cuales se han clasificado en dos grandes grupos dependiendo de la forma en que los electrones son excitados para lograr estas transiciones entre estados de energía: la incandescencia y la luminiscencia siendo esta última el grupo al cual se desarrollará en este trabajo debido a que es la

empleada por las lámparas de descarga.

Luminiscencia

En este proceso la radiación luminosa emitida se genera por efecto de un agente exterior que excita los átomos del cuerpo químico. La excitación de los átomos se presenta solamente en ciertos niveles de energía y la luz se emite en un número limitado de longitudes de onda, lo que origina un espectro discontinuo. Las radiaciones luminiscentes dependen, esencialmente, de la estructura atómica de los materiales y consiste en una radiación electromagnética visible, cuya intensidad en determinadas longitudes de onda (determinada por las características del material) es mucho mayor que la radiación térmica del mismo cuerpo a la misma temperatura.

Fotoluminiscencia

En este proceso la energía radiante se puede generar por medio de la descarga en un medio gaseoso y se produce por la acción de otras radiaciones de distinta longitud de onda.

Electroluminiscencia

Se produce por la acción de un campo eléctrico en el seno de un gas o material sólido. Cuando la descarga es a través de un gas, se aplica un potencial eléctrico que ioniza al gas y permite el paso de corriente eléctrica a través de él. Los electrones que forman el "arco de descarga" se aceleran a enormes velocidades y al entrar en colisión con los átomos del gas o vapor, alteran momentáneamente la estructura atómica de éste, produciéndose la luz por efecto de la energía desprendida cuando los átomos alterados vuelven a su estado normal. La forma en que realiza la excitación determina la distribución espectral emitida y, por consiguiente, la luz que se genera dependiendo de sus características es por ello que los siguientes conceptos ayudan a comprender las características de la luz que se producen por la luminiscencia.

Flujo luminoso

El flujo luminoso describe la potencia luminosa total emitida por una fuente de luz y se la define como la potencia (W) emitida en forma de radiación luminosa a la que el ojo humano es sensible. Su unidad es el lumen (lm). El flujo luminoso da una idea de la cantidad de luz que emite una fuente de luz en todas las direcciones del espacio.

Lámparas de descarga

El desarrollo de las fuentes de luz no está encaminado sólo a mejorar las características de rendimiento y temperatura de color, sino también a introducir mejoras importantes en la eficacia; además de esto, no solo se busca mejorar estas características, sino también que se mantengan durante la mayor parte de su vida útil. Debido a su gran proliferación y a que han ganado aceptación en un gran número de aplicaciones, la utilización de lámparas de descarga es muy común en estos días. La tendencia en el desarrollo de estos sistemas de iluminación no solo consiste en el ahorro de energía y la reducción de costos eléctricos, sino también está encaminada a proporcionar una mayor satisfacción al usuario. Las lámparas de descarga producen luz aplicando una descarga eléctrica dentro de un gas, por lo que basan su funcionamiento en la electroluminiscencia, aunque también existen algunas que se basan en el efecto fotoluminiscente para generar luz visible. De acuerdo a la sociedad de ingenieros en iluminación las lámparas de descarga se clasifican en dos grandes grupos dependiendo de la presión del gas con que se llena el tubo de descarga. De esta forma existen las lámparas de descarga de baja presión y las lámparas de descarga de alta presión. La descarga a baja presión se presenta cuando la presión en el tubo de descarga es menor a 1 Pa; en tanto que en las lámparas de alta presión el proceso de descarga se realiza a una presión que se incrementa hasta valores superiores a 1.5×10^4 Pa con el objeto de aumentar la eficacia luminosa.²

1.2. LÁMPARAS DE ALTA INTENSIDAD DE DESCARGA (HID)

La estructura general de este tipo de lámparas se conforma de una ampolla exterior, un tubo de descarga, dos electrodos y un casquillo como se muestra en la figura 1.1. La ampolla contiene al tubo de descarga. En los extremos del tubo de descarga se ubican los electrodos. El interior del tubo de descarga contiene el gas de relleno a alta presión (0.98 bar). También, en un extremo de la ampolla se encuentra el casquillo por donde se conecta la lámpara a la fuente de energía eléctrica.³

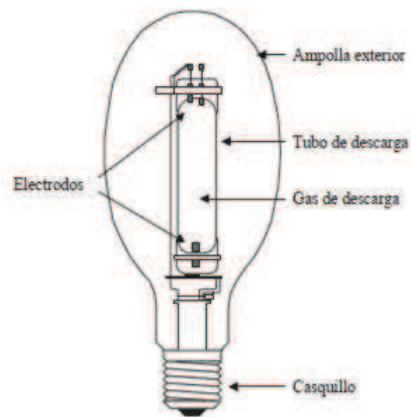


Figura 1.1: Estructura general de la lámpara HID

Las lámparas HID se caracterizan por ser económicas y por su capacidad para producir luz extremadamente brillante, con dimensiones pequeñas. La luz se genera directamente mediante una descarga de arco eléctrico. La descarga eléctrica continua entre los dos electrodos de la lámpara hace que brille el gas durante la descarga.

Clasificación de las lámparas HID

Las lámparas HID se pueden clasificar según el gas de descarga utilizado:

- Vapor de sodio
- Vapor de mercurio
- Halogenuros metálicos

Las propiedades varían de unas a otras y esto las hace adecuadas para aplicaciones específicas.

La lámpara de vapor de sodio a alta presión contiene en el interior del tubo de descarga una amalgama de sodio y mercurio. Además, contiene un gas noble, como el xenón, que tiene la función de facilitar la ignición del arco de descarga. Cuando la lámpara alcanza su temperatura de operación, el mercurio permite incrementar la presión del gas, como consecuencia el nivel de voltaje de la lámpara aumenta y el valor de la corriente disminuye, para una potencia dada. El espectro de luz que produce el sodio se encuentra principalmente en el intervalo de luz visible por lo que no requiere de una cubierta fluorescente.

La lámpara de vapor de mercurio a alta presión contiene en el tubo de descarga vapor de mercurio. Se caracteriza por tener un electrodo de encendido que

tiene como propósito facilitar el proceso de encendido a baja tensión. La luz que emite es de color azul verdoso, es decir, no contiene radiaciones de color rojo. Para mejorar las características cromáticas se cubre el interior de la pared del tubo de descarga con una capa de polvos fluorescentes que emiten luz de color rojo. De la composición de estas sustancias dependerán la cantidad, calidad de la luz y las cualidades cromáticas de la lámpara.

La lámpara de halogenuros metálicos como se puede ver en la figura 1.2 es una lámpara de vapor de mercurio a alta presión a la que se han incorporado halogenuros con el propósito de mejorar su rendimiento. Al añadir halogenuros metálicos se consigue mejorar considerablemente la capacidad de reproducir color. La desventaja es que aumenta considerablemente su tensión de arranque (1500 - 5000 V).⁴

Los haluros metálicos que se utilizan con mayor frecuencia son talio, indio, escandio y disprosio, los cuales pueden mezclarse para obtener los tipos de combinaciones más utilizados en la fabricación de este tipo de lámparas, los cuales son: 1) sodio, talio y ioduros de indio, 2) sodio y ioduros de escandio y 3) disprosio y ioduros de talio. Con la incorporación de estos elementos se puede obtener una eficacia mayor (1.5 a 2 veces) a la obtenida en las lámparas de vapor de mercurio; además de lograr una mejora considerable en el balance de color de la luz generada.



Figura 1.2: Lámparas de halogenuros metálicos.

Para el encendido de este tipo de lámparas es necesario aplicar pulsos de tensión comprendidos entre 1.5 y 5 kV. Debido a que este tipo de lámparas opera a temperaturas más elevadas requieren de hasta 15 minutos para poder enfriarse, por lo que el proceso de re-encendido no se logra de manera inmediata, a menos que se apliquen pulsos de alta tensión de 35 kV como mínimo para lograrlo.

Encendido de lámparas de alta intensidad de descarga

El principio de funcionamiento de las lámparas de descarga se basa en la forma en que ocurre la descarga en los gases. El proceso de encendido de una lámpara de alta intensidad de descarga se puede resumir en las siguientes etapas:

- Ruptura,
- Transición de luminiscencia, a arco
- Transición al arco termoiónico
- Arco termoiónico.⁵

La fase de ruptura es la que inicia el proceso de descarga y para ello es necesario aplicar una tensión elevada a los electrodos de la lámpara con el fin de emitir electrones, los cuales se aceleran por efecto del campo eléctrico aplicado produciendo colisiones elásticas e inelásticas con los átomos y las moléculas del gas de llenado del tubo de descarga.

En las colisiones elásticas entre electrones y átomos se transfiere energía cinética incrementando así la temperatura del gas. Si el electrón tiene una velocidad muy alta al momento de la colisión con el átomo, éste último desprenderá un electrón de la órbita más externa.

Gran parte de la energía del electrón libre se transfiere al electrón desprendido causando que éste se mueva a un nivel energético superior; pero debido a que el núcleo atrae la energía absorbida, ésta se libera en forma de radiación electromagnética. En el caso de que el electrón se desprenda por completo del átomo (colisión inelástica) se forma un ión positivo; el cual puede generar más iones nuevos. Esta ionización es necesaria para que se genere una corriente eléctrica en la descarga. De esta manera, las colisiones elásticas son las que se encargan de aumentar la temperatura en el gas de llenado de la lámpara y las colisiones inelásticas producen la ionización de los átomos generando así radiación electromagnética.

Una vez que se presenta la descarga luminiscente, el proceso de descarga depende de la cantidad de energía presente en los cátodos de la lámpara e inicia el proceso de **transición de luminiscencia a arco**. Durante esta fase, la cual se caracteriza por un voltaje elevado y una corriente en la lámpara baja, se emite una pequeña cantidad de luz y la impedancia de la lámpara permanece en un valor elevado. Los electrodos

se calientan y, eventualmente, el mecanismo de emisión de electrones cambia de una emisión secundaria a un bombardeo de iones para la emisión termoiónica.

Posteriormente se presenta la etapa de **transición al arco termoiónico** en la cual predomina la emisión termoiónica de electrones y se caracteriza por un cambio en las formas de onda de corriente y voltaje; el voltaje y la impedancia de la lámpara disminuyen y la corriente a través de la lámpara se incrementa a medida de que ocurre la emisión termoiónica.

La fase del arco termoiónico, que sigue a la fase de transición de luminiscencia a arco, se caracteriza por una baja impedancia y un voltaje de lámpara bajos. El calentamiento del tubo de descarga provoca que ocurran cambios en la composición del gas. Durante esta fase, que puede durar algunos segundos, se observa un incremento considerable en la emisión de luz.

Finalmente, después de varios minutos de operación, se establece el arco de descarga en alta presión en el que la temperatura de operación y la luz de salida alcanzan un equilibrio.

La figura 1.3 muestra de manera grafica la generacion de luz visible durante el proceso de descarga en la lámpara HID

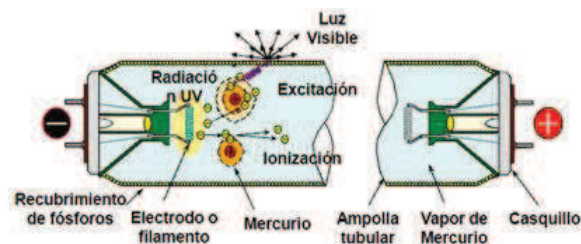


Figura 1.3: Proceso de descarga en lámpara HID.

De esta forma, para lograr el encendido de las lámparas de descarga es necesario satisfacer dos condiciones generales:

- La primera es la aplicación de una tensión elevada para producir el rompimiento de tensión, la cual varía en función del tipo de lámpara y la temperatura del gas de llenado del tubo de descarga.
- La segunda condición consiste en proporcionar la potencia necesaria a la lámpara para llegar a la transición de luminiscencia a arco; es decir, se debe generar la corriente necesaria para estabilizar el arco de descarga de la lámpara.

Proceso de estabilización de la lámpara HID

Una vez aplicados a los electrodos una tensión elevada y una potencia necesaria con el fin de lograr la transición luminiscencia-arco, la lámpara comienza a aumentar el flujo luminoso, en este punto se presenta el fenómeno llamado **impedancia negativa**, esto se presenta porque al incrementar la corriente a través de la lámpara también aumentará la temperatura en el arco de descarga esto último incrementa la concentración de iones y electrones libres, lo que hace que el arco sea más conductivo⁶.

Esta conductividad en el arco aumenta lo suficiente como para que la tensión a través de él disminuya conforme la corriente se incrementa. Debido a este fenómeno la lámpara debe de tener un circuito que limite la corriente que pasa a través de ella, si esto no se lleva a cabo la potencia tenderá a aumentar descontroladamente lo que provocaría la destrucción de la lámpara.

1.3. EL BALASTRO

Es el circuito que tiene por objetivo controlar la corriente a través de la lámpara, y proporcionar la estabilización de la misma (ver figura 1.4).

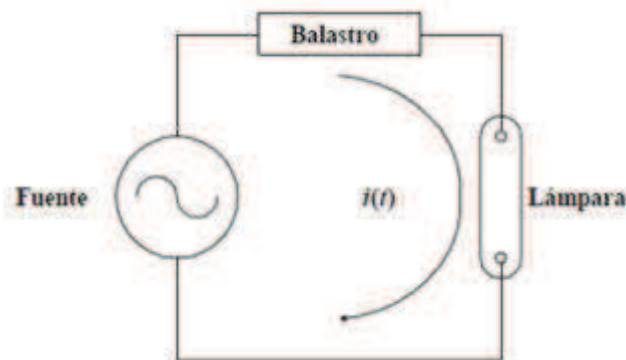


Figura 1.4: El balastro.

Ya que el balastro actúa como un tipo de interface entre la lámpara de descarga y la red de alimentación debe satisfacer ciertos requerimientos.

Con respecto a la lámpara de descarga, el balastro debe asegurar, entre otras cosas, lo siguiente:

- Proporcionar las condiciones apropiadas para el calentamiento, la ignición y la estabilización de la lámpara durante su vida útil.
- Mantener la potencia de lámpara cerca del valor nominal ante fluctuaciones en el voltaje de línea y en el voltaje de lámpara durante su vida útil.
- Incorporar protecciones para cuando se presente el final de la vida útil de la lámpara y cuando la lámpara se dañe o no esté conectada.

Con respecto a la red de alimentación, el balastro debe asegurar, entre otras cosas, lo siguiente:

- Mantener la distorsión de la corriente de alimentación dentro de los límites especificados, con el propósito de mantener un voltaje de alimentación senoidal sin distorsión.
- Cumplir con los requerimientos establecidos por las diferentes normas con respecto a los niveles de factor de potencia y distorsión armónica.⁷

Clasificación de balastros

Debido a que los balastros son vitales para la operación de las lámparas HID, éstos han tenido un importante desarrollo tecnológico. A través de la historia la mayoría de los balastros han sido electromagnéticos, pero en la actualidad los que ofrecen mejor rendimiento y ahorro eléctrico son los balastros electrónicos.

Balastro electromagnético

El balastro electromagnético consiste básicamente de un núcleo de láminas de acero rodeadas por dos bobinas de cobre o aluminio. Este arreglo transforma potencia eléctrica en una forma apropiada para arrancar y regular la corriente en la lámpara HID. El tercer componente principal de la mayoría de los balastros electromagnéticos es el capacitor.

El capacitor en dichos balastros optimiza el factor de potencia, de tal forma que puede utilizar la energía de manera más eficiente. Los balastros electromagnéticos son económicos, simples y confiables; pero tienen diversas desventajas, incluyendo un tamaño y peso considerables, bajo factor de potencia, baja eficiencia, regulación de potencia muy pobre; además, son muy sensibles a variaciones en el voltaje de línea y necesitan un ignitor de alto voltaje por separado para encender la lámpara.

Por otra parte presentan el fenómeno de reencendido en la lámpara cada vez que la corriente de lámpara cruza por cero en cada semiciclo de línea, esto se debe a la baja frecuencia de operación y causa que la vida útil de la lámpara disminuya debido a un desgaste excesivo de los electrodos. En la figura 1.6 se muestran las formas de onda de voltaje y corriente típicas en una lámpara HID operando a baja frecuencia con un balastro electromagnético. La forma de onda del voltaje de lámpara es una señal cuadrada y presenta picos en cada semiciclo de línea debido al reencendido de la lámpara. A diferencia del voltaje de lámpara, la corriente es una señal senoidal.

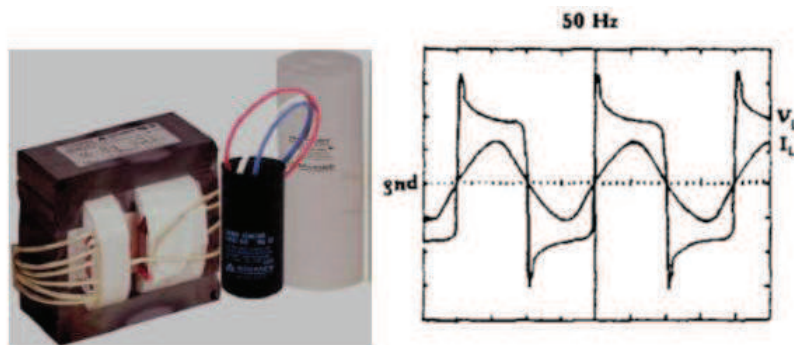


Figura 1.5: Formas de onda de voltaje y corriente en lámparas HID a baja frecuencia.

Balastro Electrónico

La revolución electrónica ha dado lugar a mejoras drásticas en el funcionamiento de los balastos. El balastro electrónico está basado en una tecnología enteramente diferente a la del balastro electromagnético. Enciende y regula las lámparas fluorescentes en altas frecuencias, generalmente mayores a 20kHz., usando componentes electrónicos en vez del tradicional transformador.

Con la operación a alta frecuencia se pueden eliminar los problemas de reencendido, como se aprecia en la figura 1.6, en la que el voltaje y la corriente de lámpara son señales casi senoidales y la lámpara se comporta como una resistencia; mientras que con la operación de pulsos de corriente se puede obtener una mayor temperatura de color que la obtenida con balastos convencionales.

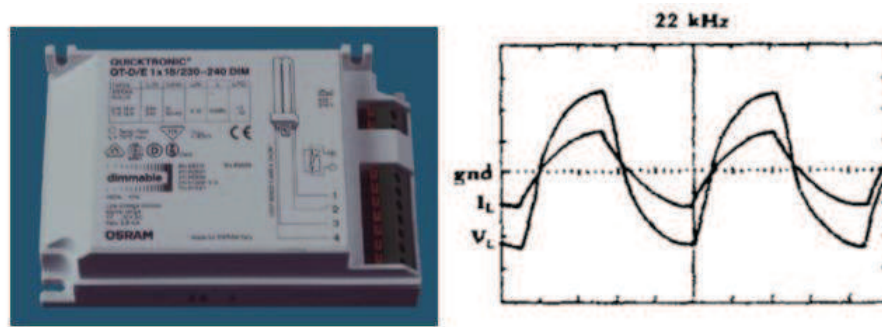


Figura 1.6: Formas de onda de voltaje y corriente en lámparas HID a alta frecuencia.

Un aspecto muy importante en la evolución que han tenido los balastos electrónicos dentro de las lámparas HID, son las ventajas que presentan con respecto a los balastos electromagnéticos tradicionales, tales como la eliminación del parpadeo de la lámpara en el encendido, el ruido audible, la habilidad para ajustar la salida de luz de la lámpara a casi cualquier nivel cuando es usado un control de intensidad luminosa.

Estructura del Balastro Electrónico

Los balastos son dispositivos diseñados para operar las lámparas HID y proveer el voltaje requerido apropiado para el arranque y operación de la lámpara. Los balastos electrónicos están compuestos de grupos de componentes electrónicos que convierten voltaje CA a CD, pasando por un convertidor CD-CD el cual funciona como corrector de factor de potencia. Posteriormente la salida se conecta a un inversor de alta frecuencia que alimenta la lámpara. En la figura 1.7 se muestra en cascada las dos etapas que forman al balastro electrónico.



Figura 1.7: Etapas del balastro electrónico

1.4. FENÓMENO DE RESONANCIAS ACÚSTICAS

Las lámparas HID – MH son eficientes tienen una larga vida útil proveen una luz de buena calidad y son de tamaño reducido sin embargo tienen las desventajas de ser susceptibles al fenómeno de las resonancias acústicas. Este fenómeno se presenta cuando existen modulaciones en la potencia de la lámpara con una determinada frecuencia a la cual se le conoce como frecuencia característica. Las modulaciones provocan la aparición de ondas de presión estacionarias dentro del gas de relleno esto da lugar a un crecimiento exagerado en la longitud del arco provocando un sobre voltaje en el balastro y una posible extinción del mismo así como también al movimiento del arco el cual puede ser violento dependiendo de la magnitud de las ondas estacionarias, Comúnmente esto produce fuertes fluctuaciones en la luz generada por la lámpara así como también en la temperatura esto puede producir que el arco toque la pared del tubo de descarga, provocando la extinción del arco, e incluso, la ruptura del tubo por un sobre calentamiento local⁸.

Características

Las resonancias acústicas se caracterizan principalmente por lo siguiente:

- Varían por la tolerancia en la manufactura de la lámpara.
- Las frecuencias características para un mismo tipo de las lámparas varían aún para un mismo fabricante.
- Naturaleza impredecible y variable.
- Representan el mayor obstáculo para que el funcionamiento de las lámparas de alta intensidad de descarga sea confiable en alta frecuencia.

Tipo de resonancias acústicas

Por la forma en que el arco de descarga se deforma las resonancias acústicas pueden ser de los siguientes tipos (ver figura 1.8):

- Acimutales.
- Transversales.
- Longitudinales.
- Combinaciones entre ellas⁹.

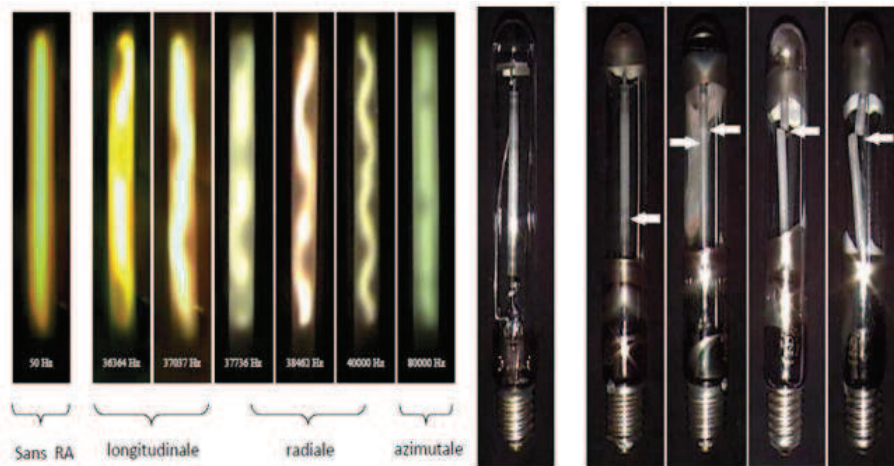


Figura 1.8: Tipos de deformación del arco de descarga debido a la resonancia acústica y consecuencias en las lámparas.

Existen diferentes modos en los que se presentan las resonancias acústicas, además las frecuencias y formas en que se presentan varían de lámpara en lámpara por ejemplo en la figura 1.9, se muestra la distribución de bandas en una lámpara de vapor de sodio de alta presión cuando la frecuencia de una corriente de lámpara senoidal se incrementa de 50Hz a 150kHz.

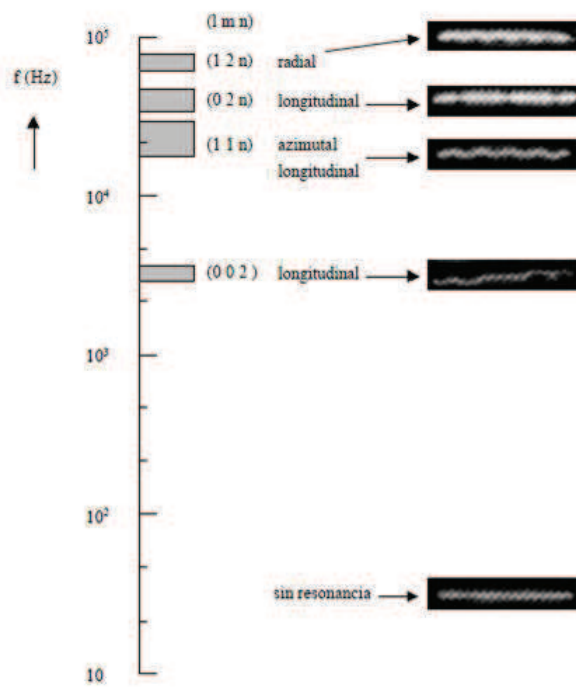


Figura 1.9: Resonancias acústicas en una lampara HID de 250 w.

La figura 1.9 muestra unas trayectorias de descarga distorsionadas pero estables en varias bandas de frecuencia (áreas con sombras).

Fuera de estas bandas la descarga tiene la misma apariencia que al ser operadas a 50 Hz.

La diferencia más notable entre varios tipos de lámparas es que las frecuencias características a las que se presenta el fenómeno de resonancia acústica pueden estar desplazadas a otras bandas de frecuencia debido a la diferencia en las dimensiones del tubo de descarga y de la presión del gas de llenado del mismo.

Por ejemplo en la figura 1.10 se muestra la distribución de las bandas en los tres tipos de lámparas de alta intensidad de descarga. En ella se observa que la lámpara de halogenuros metálicos es más propensa a la aparición de este fenómeno, en caso contrario, para lámparas de vapor de sodio de alta presión aparecen bandas de frecuencias mas angostas en donde pueda generarse este problema¹⁰.

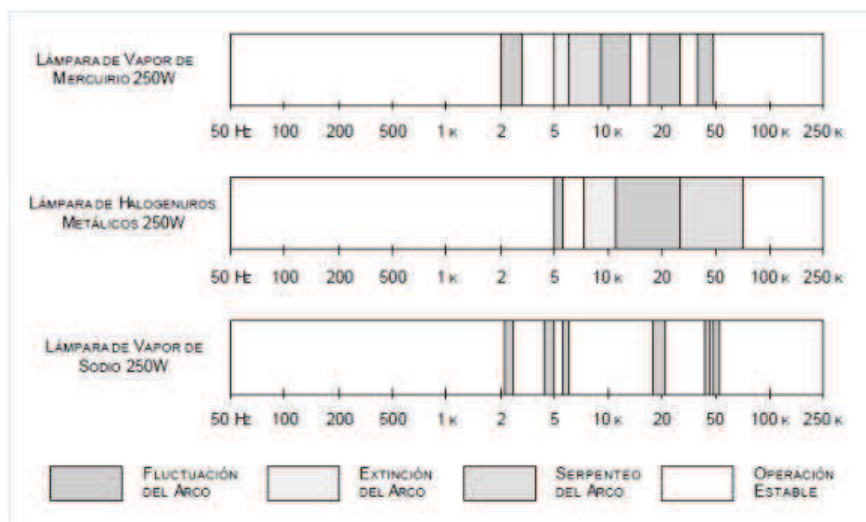


Figura 1.10: Localización de resonancias acústicas en diferentes lámparas de alta intensidad de descarga

En la Figura 1.11 literal a) se puede observar la trayectoria del arco de descarga para una lámpara de halogenuros metálicos durante una operación estable y en b) se pueda apreciar la deformación causada por el efecto de las resonancias acústicas.

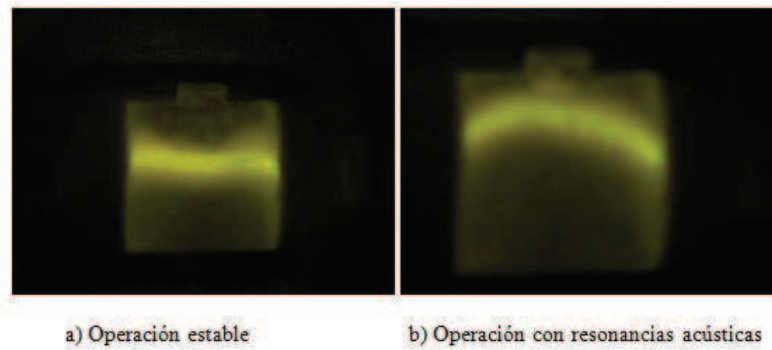


Figura 1.11: Arco de descarga de una lámpara de halogenuros metálicos.

En conclusión los parámetros que determinan las frecuencias características de una lámpara HID dependen, de manera general, de la geometría de la bóveda en la que ocurre la descarga del gas, de la temperatura, presión y del propio gas de llenado; del envejecimiento de la lámpara e, incluso, de la posición en que la lámpara estará funcionando. Debido a esto y, por su naturaleza, el fenómeno de resonancias acústicas en las lámparas HID es impredecible, pues depende en gran medida de las tolerancias en la fabricación y de las condiciones de operación de la lámpara.

1.5. FORMULACIÓN DEL PROBLEMA

Dentro del área de investigación de la facultad de Ingeniería Electrónica en Automatización y Control de la ESPE se está desarrollando el proyecto “Modelo adaptativo para la estabilización de lámparas de descarga de alta intensidad de Halogenuros Metálicos operando en alta frecuencia.” cuyo objetivo es conseguir un balastro electrónico, que permita el funcionamiento óptimo de las lámparas HID-MH y así emplearlo en iluminación de exteriores e interiores consiguiendo un funcionamiento eficiente y logrando a su vez un ahorro energético.

Para ello una de las etapas que ya se encuentra desarrollada hasta el momento tiene como tema “Diseño e implementación de un banco de pruebas para establecer la dinámica de comportamiento de lámparas HID-MH” sin embargo tal como se encuentra el proyecto hasta ahora no se podría realizar un correcto diseño del balastro es por eso que es necesario realizar otra etapa que tenga como objetivo obtener un modelo que describa el de comportamiento de este tipo de lámparas para así finalmente implementar un controlador adaptativo que ayude a solucionar este problema y permita avanzar hacia otras etapas para lograr la culminación del proyecto en general.

CAPÍTULO 2

IDENTIFICACIÓN Y MODELAMIENTO DE SISTEMAS

2.1. INTRODUCCIÓN

La utilización de la identificación y modelamiento de sistemas en el campo de la ingeniería va cada vez más en aumento, por lo que los balastos no son la excepción, realizar modelos para procesos y sistemas requiere un amplio dominio del tema, ya que se necesita realizar análisis y diseños; para ello se debe realizar una correcta descripción del proceso a fin de conocer aspectos del sistema en forma abstracta, para determinar que características del sistema son útiles y cuáles no en el momento del modelamiento.

2.2. IDENTIFICACIÓN DE SISTEMAS

Se puede definir como identificación al método, proceso, algoritmo y teorías que permitan obtener un modelo matemático que reproduzca con suficiente exactitud, las características dinámicas del proceso de estudio, a partir de la recopilación de datos experimentales tanto en la entrada como en la salida. Es necesario tener en cuenta que el modelo obtenido dependerá de los elementos utilizados con anterioridad.

2.2.1. Proceso de identificación

Para realizar una correcta identificación se requiere realizar los siguientes pasos:

Obtención de datos de entrada – salida

Se requiere realizar una excitación del sistema mediante la introducción de una señal de entrada, para poder observar la evolución que tiene este sistema tanto con

datos de entrada y de salida, se deben registrar estos datos durante un intervalo de tiempo.

Tratamiento previo de los datos registrados

Se trata, de ‘preparar’ los datos para facilitar y mejorar el proceso de identificación. Cabe resaltar que por lo general los datos registrados siempre están acompañados de ruido u otro tipo de problemas que deben ser corregidos antes de realizar la identificación, ya que el ingresar estos datos sin prepararlos produciría una identificación mucho más inexacta.

Elección de la estructura del modelo

La elección de una estructura del modelo adecuado es un paso muy importante en el proceso de identificación de sistemas dinámicos. Dependiendo si el modelo es de tipo paramétrico o no paramétrico, el primer paso es determinar la estructura deseada para dicho modelo. Esto se facilita si se aplica conocimientos acerca de leyes físicas que rigen el proceso. Para realizar una correcta elección de la estructura se debe tener un amplio conocimiento del sistema y del set de datos recolectados.

Obtención de los parámetros del modelo

El siguiente paso es seleccionar el modelo en particular de dicha estructura, esto quiere decir se procede a la estimación de los parámetros de la estructura que mejor ajustan la respuesta del modelo a los datos de entrada-salida obtenidos experimentalmente. Una vez determinado esto se necesita asegurar si dicho modelo es el correcto, por lo que el siguiente punto a considerar es la validación del modelo.

Validación del modelo

La validación del modelo es el último paso del proceso de identificación el cual consiste en determinar si el modelo obtenido satisface el grado de exactitud requerido para la aplicación en cuestión.

Reducción del modelo

Un procedimiento que evalúa si el modelo es una descripción simple y apropiada del sistema, consiste en aplicar alguna técnica de reducción en el modelo. Esto es, si el orden del modelo puede ser reducido sin afectar notablemente las propiedades de entrada-salida, entonces se dice que el modelo original era “innecesariamente complejo”¹¹.

Simulación

Es una de las técnicas más utilizadas actualmente, en la que consiste en realizar una simulación del sistema con la entrada actual y comparar la salida con la simulada.

2.3. MÉTODOS DE IDENTIFICACIÓN

Según distintos criterios los métodos de identificación pueden clasificarse en:

2.3.1. Según la aplicación

Métodos de identificación off-line

Para el desarrollo de este método se requiere una toma previa de datos, obtenidos de forma experimental, para posteriormente ajustar el modelo con el conjunto de datos obtenidos, este método es utilizado cuando no se requiere un ajuste continuo del modelo. La utilización de este método es mucho más precisa y la convergencia de los parámetros estimados se asemeja mucho más a la real.

Métodos de identificación on-line

Este tipo de método se utiliza cuando los datos obtenidos necesitan ser actualizados en forma recursiva y en tiempo real. Estos parámetros se van actualizando continuamente a partir de los nuevos datos de entrada-salida obtenidos durante la evolución del proceso.

2.3.2. Según el criterio de ajuste de los parámetros.

Se debe recalcar que hay una gran variedad de métodos matemáticos para realizar ajustes de parámetros de una estructura a un conjunto de datos de entrada y salida. Como el método de los mínimos cuadrados y el método de variables instrumentales.

2.3.3. Según el tipo de modelo obtenido

Métodos no paramétricos

Se basa en la obtención de modelos no paramétricos de los sistemas que están siendo estudiados. La identificación no paramétrica es realizada en el dominio del tiempo (con respuesta al escalón o impulso) y de frecuencia, es relativamente bueno para procesos de estructura no conocida, este método es de análisis complicado. Para

ejecutar la identificación del sistema es necesario realizar un análisis de la respuesta transitoria determinando cantidades y variables importantes, con lo cual se puede describir el comportamiento del sistema, se requiere determinar el efecto de cada una de las variables sobre otras, a fin de encontrar efectos colaterales, es necesario establecer que variables son consideradas como constantes en el tiempo y cuales se describen como estáticas.

Métodos paramétricos

Se basa en la obtención de modelos paramétricos de los sistemas que están siendo estudiados. A diferencia de los métodos no paramétricos estos requieren la elección de una posible estructura del modelo y un número finito de parámetros que relacionan señales de entradas, salidas y perturbaciones. También se requiere una elección de parámetros que ajusten el modelo a los datos experimentales.

2.4. MODELAMIENTO DE SISTEMAS

La determinación de un modelo es de gran importancia, por lo que su concepto debe estar totalmente claro, así se dice que un modelo de un sistema es una herramienta utilizada para satisfacer dudas del sistema sin tener que realizar una evaluación de forma experimental. Un modelo es una simplificación que imita los fenómenos del mundo real, de modo que se puedan comprender las situaciones complejas y hacer predicciones¹².

Existen diferentes tipos de modelos los cuales se describen a continuación:

2.4.1. Modelo mental

Este tipo de modelo se basa en esquemas intuitivos en base a características del sistema, reconocidas por el individuo, ya que principalmente se toma en cuenta experiencias y conocimientos previos del tema.

2.4.2. Modelo verbal

Utilizado para describir el comportamiento de un sistema en forma verbal propiamente cuantitativo.

2.4.3. Modelo físico

Este modelo utiliza representaciones de plantas a pequeña escala, para determinar comportamientos físicos de sistemas reales, al mismo tiempo involucran características geométricas de los componentes, propiedades de los fluidos y materiales, e inclusive datos o correlaciones proporcionadas por el fabricante. En general es costoso de construir y resulta difícil modelar todos los fenómenos involucrados¹³.

2.4.4. Modelo matemático

Este modelo utiliza magnitudes y ecuaciones matemáticas para describir el comportamiento del sistema.

2.4.5. Modelo de caja blanca

Se los obtiene a través de leyes físicas, no son experimentales, reflejan propiedades del sistema real. Se basa principalmente en relaciones exactas entre variables y derivadas sin incertidumbre.

2.4.6. Modelo de caja negra

Se basa en relaciones estadísticamente significativas entre variables. Las ecuaciones que describen un modelo estadístico no son por tanto físicamente o dimensionalmente consistentes ni universales, ya que en rigor sólo son válidas para el contexto espacio temporal en el que se calibraron. Se caracterizan por un alto poder predictivo pero una escasa capacidad explicativa, es decir reproducen el funcionamiento del sistema razonablemente bien pero no permiten saber por que el sistema funciona así.

Están basados en estructuras matemáticas con parámetros libres, los cuales obtienen un valor de experimentos realizados.

2.4.7. Modelo de caja gris

Este modelo es considerado un intermedio de los dos anteriores ya que se trabaja en parte, de un modelo físico (leyes físicas) y por otra se puede realizar ajustes del modelo de forma experimental.

El esfuerzo de modelado debe reflejar el uso que se le pretende dar al modelo. No debe estimarse lo que ya se conoce. Estos modelos también se pueden clasificar en modelos paramétricos y no paramétricos siendo los modelos paramétricos aquellos en donde se pueden realizar modificaciones o ajustes en parámetros del sistema (como el ajuste de la función de transferencia ya sea en el orden o coeficientes de polinomios. En

los modelos no paramétricos, el modelo no posee una serie de parámetros que definen como tal la dinámica del sistema, principalmente están compuestos por información sobre la misma (modelos basados en la respuesta en frecuencia de un sistema).

2.5. MODELADO

Existen dos fuentes de conocimiento de las propiedades de un sistema. La primera se considera como la percepción que se tiene del sistema dado en base a la experiencia. La segunda está basada en la literatura encontrada acerca del tema, dentro de esta se encuentra una recopilación de leyes naturales obtenidas a lo largo de generaciones de estudios proporcionados por científicos. La otra fuente se considera al sistema mismo, donde las observaciones del sistema y los experimentos realizados son la base de toda la descripción de sus propiedades. Por lo tanto se puede determinar que hay dos principios básicos bastante marcados para la construcción de modelos.

2.5.1. Modelado Teórico

A partir de las leyes físicas se puede encontrar la función de transferencia. Estas leyes son normalmente las relaciones entre la entrada y la salida, ecuaciones diferenciales las cuales se pueden transformar en función de transferencia con la ayuda de la ecuación de Laplace.

Un principio es para separar las propiedades de un sistema en subsistemas cuyos comportamientos son conocidos.

2.5.2. Modelado por identificación Experimental

Este modelamiento se basa en datos encontrados a partir de diferentes experimentos prácticos para encontrar la función de transferencia para distintos procesos. Otro principio básico es usar observaciones del sistema para ajustar las propiedades del modelo a aquellas del sistema. Este principio frecuentemente es usado como un complemento del primero. Para sistemas físicos, las leyes de la naturaleza son modelos matemáticos, los cuales se basaron en observaciones de sistemas pequeños. Por lo que las leyes fundamentales de la física están basadas en observaciones de los sistemas¹⁴.

1. Kunusch, C. (2003). 2. Candelaria Martínez, B., Ruiz Rosado, O., Gallardo López, F., Perez Hernandez, P., Martínez Becerra, A., Vargas Villamil, L. (2011). 3. Bordón, R. y. (2005). 4. Hernández, R. F. (2007).

CAPÍTULO 3

GENERALIDADES DEL CONTROL ADAPTATIVO

3.1. HISTORIA DEL CONTROL ADAPTATIVO

El inicio del control adaptativo se da a partir de los años 50, cuando se realizó el diseño de pilotos automáticos para aeronaves para controlar la velocidad y la altitud de los mismos utilizando para ello un esquema llamado *Gain Scheduling* sin embargo su interés en el desarrollo de este tipo de control disminuyó debido a la poca tecnología que existía en esa época. En 1958 Kalman desarrolla el Controlador Auto-sintonizado (STC), el cual se autoajusta para controlar un proceso arbitrario¹⁵.

Ya en los años de 1960 aparecen las teorías de control como son la teoría de estabilidad de Lyapunov establecida como una herramienta para evaluar la robustez del control adaptativo. En 1970 muchas pruebas de estabilidad y robustez fueron implementadas en los esquemas del control adaptativo por modelo de referencia pero se presentaron problemas con la inestabilidad y robustez de los esquemas debido a frecuencias parásitas, ruidos, retardos, etc sin embargo la interacción entre la teoría y la experimentación resulto en un gran desarrollo del control adaptativo es por ello que a partir de los 80 ya se empezó a desarrollar controladores adaptativos comercialmente también se realizaron modificaciones y nuevos diseños, llegando así al control adaptativo robusto.

Finalmente en década de los 90 para dar mayor entendimiento de los sistemas adaptativos aparece el control adaptativo Multimodelo el cual se basa en la investigación en Sistemas no lineales.

El desarrollo del control adaptativo esta hoy en día en constante crecimiento a

tal punto que nuevas ideas tomadas del campo de las ciencias computacionales han permitido investigar nuevas formas de control como las redes neuronales y la lógica difusa.

3.2. CONTROL ADAPTATIVO

El término adaptativo se refiere a la facultad de cambiar el comportamiento o parámetros del control en respuesta a cambios en las circunstancias del sistema controlado.

Existen muchas definiciones de control adaptativo, siendo una de las más aceptadas, que el control adaptativo es un tipo especial de control no lineal en el que el estado del proceso puede ser separado en dos escalas de tiempo que evolucionan a diferente velocidad.

La escala lenta corresponde a los cambios de los parámetros y por consiguiente a la velocidad con la cual los parámetros del regulador son modificados, y la escala rápida corresponde a la dinámica del bucle de realimentación.

El esquema básico del control adaptativo, como se ve en la figura 3.7, está compuesto de un bucle principal de realimentación negativa, en el que actúa al igual que en los sistemas convencionales y de otro bucle en el que se mide un cierto índice de funcionamiento, el cual es comparado con el índice deseado y se procesa el error en un mecanismo de adaptación que ajusta los parámetros del regulador y en algunos casos actúa directamente sobre la señal de control.

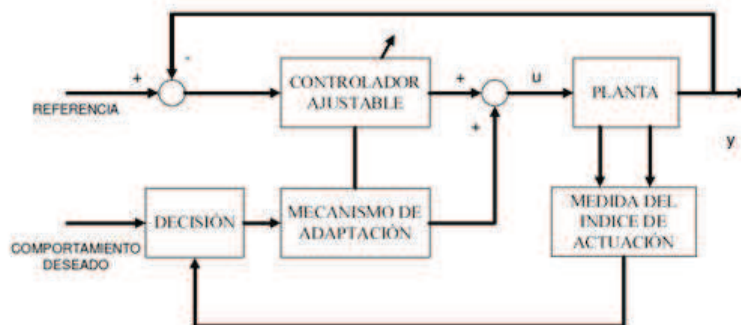


Figura 3.1: Configuración de un controlador adaptativo

Existen otros controladores que proporcionan una cierta capacidad de adaptación pero que no encajan en la definición anterior ya que la adaptación se realiza en

bucle abierto, es decir, para adaptar la ley de control no se usan las medidas de la salida o estado de la planta.

Un ejemplo claro es el denominado Cambio por tabla también conocido como *Gain Scheduling* el cual consiste en la modificación de los parámetros del controlador a partir de una tabla que ha sido calculada previamente para distintos puntos de funcionamiento, en función de una variable auxiliar.

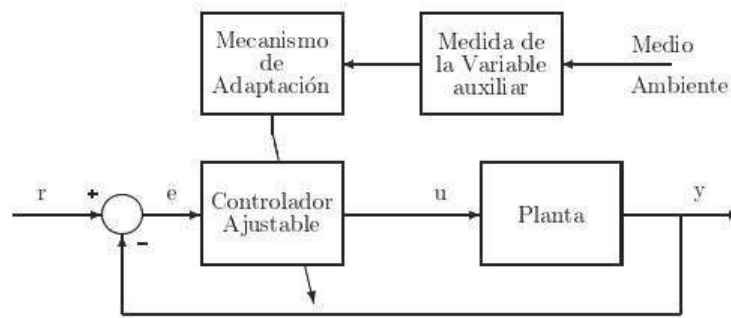


Figura 3.2: Sistema adaptativo en bucle abierto

En la figura 3.2, se presenta esquemáticamente a este tipo de controlador en el cual se puede apreciar que existe una fuerte relación entre la variable auxiliar y la dinámica de los parámetros del sistema. Este tipo de adaptación tiene la ventaja de que el controlador puede ser cambiado muy rápidamente, dependiendo de la rapidez con que la variable auxiliar refleje el cambio de la dinámica del proceso, siendo muy importante la elección de dicha variable.

3.2.1. Características del Control adaptativo

- Mejora el rendimiento con una adaptación en línea.
- Necesita poca información a priori acerca de los parámetros desconocidos.
- Para que el sistema se adapte nuevamente ante perturbaciones, se demora un tiempo considerable.

3.2.2. Tipos de Control Adaptativo

Según sean diseñados los bloques descritos anteriormente, se puede tener uno u otro tipo de control adaptativo, pudiéndose dividir principalmente en dos grupos:

Controladores adaptativos con modelo de referencia (MRAC) y Reguladores autoajustables (STR).

MRAC y STR pueden ser considerados como una aproximación a la solución del problema de control adaptativo. La hipótesis que justifica la aproximación es que para cualquier juego de valores posibles de los parámetros de la planta y las perturbaciones, existe un controlador lineal con una complejidad dada, tal que el conjunto controlador y planta tienen características pre especificadas.

Los controladores adaptativos con modelo de referencia, intentan alcanzar para una señal de entrada definida, un comportamiento en bucle cerrado dado por un modelo de referencia.

Los reguladores adaptativos autoajustables, tratan de alcanzar un control óptimo, sujeto a un tipo de controlador y a obtener información del proceso y sus señales.

Estas dos técnicas han sido desarrolladas separadamente durante varios años, pudiéndose demostrar su equivalencia en muchos casos.

Ventajas de MRAC y STR

La ventaja de MRAC está en su rápida adaptación para una entrada definida y en la simplicidad de tratamiento de la estabilidad utilizando la teoría de estabilidad de sistemas no lineales.

La ventaja de STR está en su adaptación para cualquier caso, teniendo al mismo tiempo una estructura modular, lo que hace posible la programación por bloques, siendo fácil de realizar distintos reguladores.

3.2.3. Métodos del Control Adaptativo

Existen principalmente dos esquemas básico de control adaptativo los cuales se clasifican de acuerdo al tipo de control ya sea en lazo cerrado (STR, MRAC) y en lazo abierto (*Gain Scheduling*).

A estos controladores adaptativos se los puede también clasificar en controladores adaptativos indirectos y directos, siendo los indirectos aquellos en donde los parámetros de la planta se ajustan de acuerdo a los datos de entrada y salida, mientras que en los controladores adaptativos directos son los parámetros del controlador los que se ajustan a los datos de entrada y salida.

Para realizar un correcto diseño de algoritmos de controladores adaptativos existen diferentes métodos; para ello se pueden aplicar diferentes criterios de optimización y en el otro caso se puede prescindir de ellos. Estos criterios se clasifican en:

- Criterio no óptimo: Asignación de polos y ceros (APPC), Controladores de tiempo finito, Controladores PID
- Criterio óptimo: Controladores de mínima varianza (MVR), Controladores predictivos generalizados¹⁶

Método Directo

El método directo se caracteriza por que la identificación de los parámetros del controlador se los obtiene de forma directa sin la intervención de los parámetros de la planta.

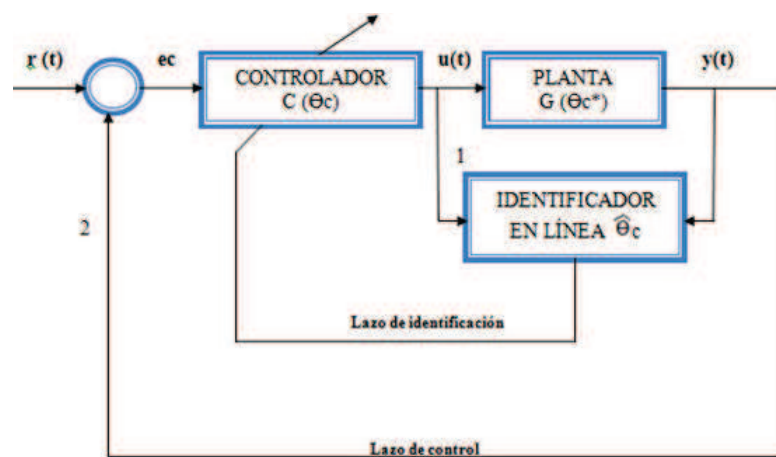


Figura 3.3: Esquema básico de control adaptativo directo

1. Se identifica los parámetros del controlador.
2. Se realiza el control de sistema, aplicación de la ley de control.

Un esquema de este método se muestra en la figura. 3.3 El modelo de la planta $G(\theta_c^*)$ se parametriza en función de θ_c^* , siendo θ_c^* los parámetros desconocidos del controlador, con lo que se tiene el modelo $P_c(\theta_c^*)$ que es el modelo de la planta en función de θ_c^* . El estimador se diseña en base al modelo $P_c(\theta_c^*)$, con lo que procesando la entrada u y la salida y de la planta se puede generar un vector $\theta_c(t)$ que es la estimación de θ_c^* para cada tiempo t . Entonces $\theta_c(t)$ se usa para actualizar directamente los parámetros del controlador. Para el método directo se necesita

escoger una ley de control $C(\theta_c)$ y un método de estimación para generar $\theta_c(t)$. Una limitación de éste método es que no todos los modelos de plantas pueden ser parametrizados en función de los parámetros del controlador¹⁷.

Características de este tipo de control

- Posee mayor procesamiento de datos.
- Es mucho más complejo en comparación con el self-tuning indirecto.
- No se requiere la intervención de los parámetros de la planta.

Método Indirecto

Este método es considerado mucho más simple que el self-tuning directo ya que en este si se realiza una identificación previa de los parámetros de la planta para posteriormente realizar una identificación de los parámetros del controlador.

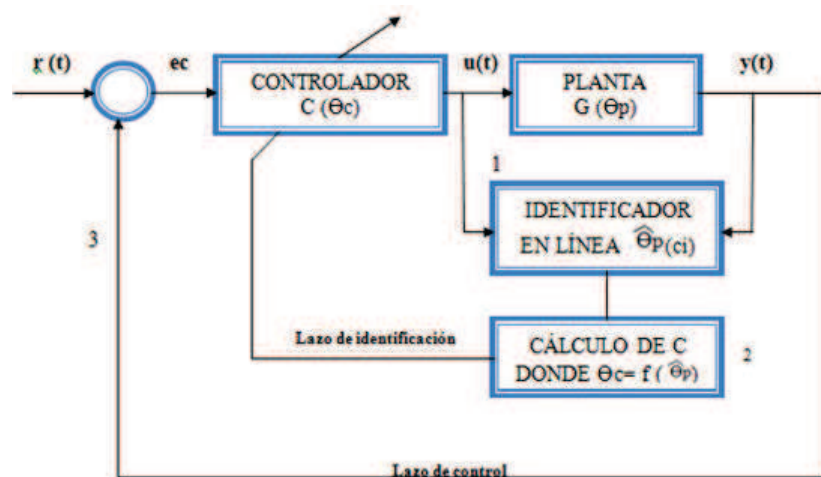


Figura 3.4: Esquema básico de control adaptativo indirecto

1. Se identifican los parámetros de la planta
2. Se calculan los parámetros del controlador
3. Se realiza el control de sistema, aplicación de la ley de control.

Un diagrama general de este método se muestra en la figura. 3.4 En el método indirecto, el modelo de la planta $G(\theta_p)$ está parametrizado en función de un vector de parámetros desconocidos θ_p . Procesando la entrada u y la salida y de la planta se pueden estimar los parámetros θ_p , con lo que se genera un vector de parámetros estimados $\hat{p}(t)$ para cada tiempo t . En base a $\hat{p}(t)$ se tiene un modelo estimado de

la planta representado por $\hat{P}(p(t))$. Utilizando los parámetros estimados $p(t)$ se calculan los parámetros del controlador mediante una función F , donde: $\theta_c(t) = f(p)$. Donde $\theta_c(t)$ son los parámetros del controlador en cada tiempo t .

Para el método indirecto se necesita escoger una ley de control $C(\theta_c)$, un estimador de parámetros para encontrar $p(t)$, y una función para generar los parámetros del controlador $\theta_c(t)$ en base a los parámetros estimados $p(t)$ ¹⁸. [12]

Características de este tipo de control:

- Posee dos lazos bien definidos, el primero es el lazo de identificación y el otro está considerado como el lazo de control.
- Su implementación es muy fácil.
- Se requiere el controlador en función de los parámetros de la planta
- El lazo de identificación es mucho más rápido que el lazo de control.

3.2.4. Controlador Self-tuning o Reguladores Autoajustable (STR)

La figura 3.5 muestra el esquema genérico de este tipo de controlador cuya principal característica es que en función del conocimiento que este posee de la dinámica del sistema es capaz de realizarse un autoajuste, ya que este tipo de controlador se lo maneja en lazo cerrado, el conocimiento que tiene del sistema se va actualizando en tiempo real por lo que el ajuste producido es considerado como uno de los más óptimos.

Los STR se basan en el principio de equivalencia cierta que consiste en suponer que los parámetros del proceso coinciden con los que se obtienen por identificación de manera que se diseña el controlador usando esos parámetros. Como el controlador se recalcula en cada paso, y los parámetros se actualizan también en cada paso, el principio de equivalencia cierta no es una suposición demasiado arriesgada¹⁹.

Este tipo de controlador se lo aplica cuando hay un desconocimiento de la planta, en donde los parámetros de la misma son estimados mediante la utilización de algoritmos recursivos de identificación y los parámetros del regulador se obtienen de la solución del diseño del problema. Para la aplicación de este tipo de control es indispensable el conocimiento del modelo del sistema, donde las variaciones existentes

en este se las controla acoplando un diseño de reguladores con una identificación en línea.

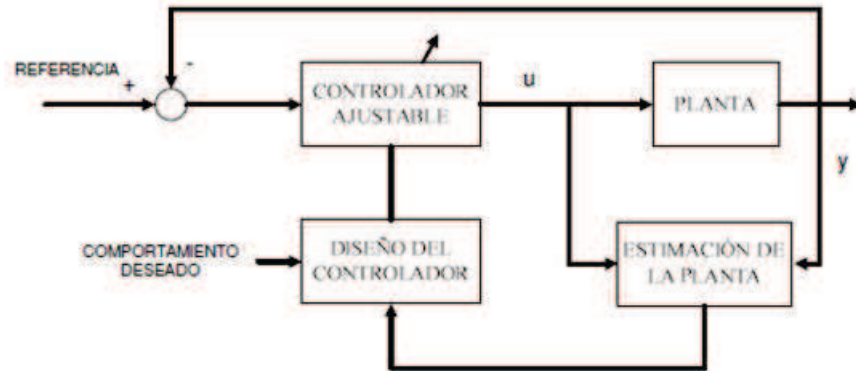


Figura 3.5: Esquema genérico de un self-tuning

Estructura self-tuning:

- Utilización de algoritmos recursivos, por la actualización constante de datos.
- Diseño del regulador mediante mecanismos de adaptación, utilizando modelos actualizados de la misma con lo que se obtendrán mejores valores de los parámetros de sintonía en base al modelo.
- Regulador con parámetros ajustables, puede estar determinado por cualquier tipo de controlador lineal en donde los parámetros se puedan ajustar.

Características

- Por lo general para el STR clásico no se consideran perturbaciones estocásticas por lo que es considerado un proceso determinístico, donde se dice que las perturbaciones que inciden sobre el sistema son conocidas con exactitud de antemano, de tal manera que se puede usar modelos deterministas.
- Si el sistema requiere criterios de modelos estocásticos, normalmente se obtienen los parámetros del regulador mediante la minimización de un cierto índice de funcionamiento (método de mínima varianza (se considera un problema de regulación con referencia nula)).
- El STR es modular por lo que puede ser utilizado con cualquier método identificación.

Estructura implícita y explícita de los STR

Los STR poseen dos tipos de algoritmos los de estructura implícita y explícita. Los algoritmos de estructura explícita identifican directamente los parámetros de la planta y con ellos diseñan el controlador y los de estructura implícita estiman el controlador directamente sin la intervención de los parámetros de la planta.

Pasos a ser cumplidos por el algoritmo de estructura explícita

1. Estimación de los parámetros de la planta.
2. Calculo de los parámetros del controlador.
3. Calculo de la señal de control y amplificación de la misma.

Pasos a ser cumplidos por el algoritmo de estructura implícita

Este se caracteriza por la reparametrización del modelo de la planta y el controlador en base a los parámetros del controlador No pasa por la fase de diseño del controlador sino que este se identifica, de manera que cumpla con las especificaciones de diseño.

1. Se estiman los parámetros del modelo reparametrizado.
2. Cálculo de la señal de control y amplificación de la misma.

Ventaja y desventajas

Ambos tipos tienen ventajas e inconvenientes. En el caso de los de estructura explícita, la carga computacional suele ser mayor pero a cambio, se obtiene un modelo de la planta que puede ser utilizado para otras tareas diferentes de la de control, por ejemplo para simulación o supervisión. También se puede tener un banco de controladores seleccionables en función del modelo obtenido. En el caso de los de estructura implícita se necesitan menos cálculos, pero la identificación es más difícil (pueden aparecer problemas de convergencia con más facilidad). Por otra parte no siempre es posible obtener el modelo reparametrizado²⁰.

3.2.5. Controlador por Modelo de Referencia (MRAC)

La principal característica de este tipo de control como se puede apreciar en la figura 3.6 es que el lazo de control debe seguir el mismo comportamiento del modelo de referencia. El mecanismo de adaptación es el encargado de ajustar los parámetros de

control para que la diferencia entre el modelo de referencia y la salida de la planta sea lo más pequeña posible de tal forma que a medida que se produzcan las interacciones independientemente del valor de diferencia inicial que se obtenga este tienda a cero de manera progresiva. El modelo de referencia debe estar en paralelo a proceso.

El mecanismo de adaptación a más de utilizar la salida del sistema y el modelo puede utilizar toda la información existente de la misma ya sea el valor de la entrada, de referencia y si fuese posible también las variables de estado.

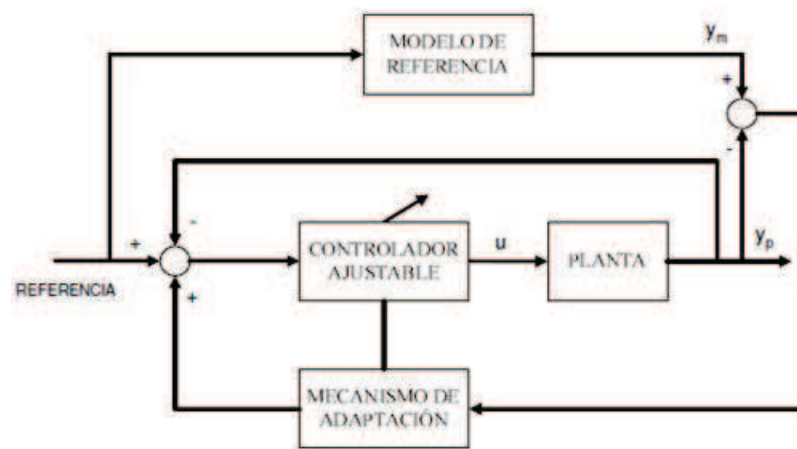


Figura 3.6: Esquema de control adaptativo por MRAC

En el caso de conocer los parámetros de la planta se debe asegurar que la respuesta del lazo de control sea la misma que la del modelo de referencia, cuando se desconocen los parámetros de la planta se debe realizar un proceso de estimación de los mismos como se indica en la figura 3.4 para ello se puede utilizar el método directo o indirecto, estos parámetros se calculan tomando en cuenta que el error entre la salida del controlador y el modelo de referencia tienda a cero.

Para poder realizar un diseño de MRAC se requiere conocer a más del modelo de referencia el controlador y la ley de adaptación:

Modelo de referencia

Nos da una referencia del comportamiento deseado del sistema en bucle cerrado, se debe antes de escoger el comportamiento en bucle cerrado pensar si el controlador es capaz de lograr ese comportamiento. No es recomendable escoger un modelo con una dinámica rápida al compararla con el desempeño de la planta en bucle abierto. No es normal escoger una dinámica mucho más rápida en bucle cerrado que abierto ya que provocara problemas de convergencia.

Controlador

Se puede utilizar casi cualquier tipo de controlador lineal como PI, PID. La señal de control debe ser una función lineal de los parámetros, suponiendo que el modelo es fijo también se necesita escoger un controlador ajustable que permita reproducir el modelo.

Ley de adaptación

Para la aplicación de la ley de adaptación existen algunos métodos mencionados en textos bibliográficos como son el método de hiperestabilidad y la estrategia basada en la teoría de estabilidad de Lyapunov las cuales aseguran la estabilidad de bucle cerrado del sistema, pero la más mencionada se caracteriza por el enfoque de sensibilidad o regla de MIT.

Ley de MIT

Se basa en un índice de actuación, usualmente cuadrático, que mide la bondad de la adaptación en base a las discrepancias entre las salidas del modelo y la planta a lo largo de un intervalo de tiempo²¹.

3.2.6. La Técnica de Ajuste por Tabla o *Gain Scheduling*

Es una técnica de control adaptativo no lineal utilizada para encontrar variables auxiliares que correlacionen bien los cambios que se producen en la dinámica de un proceso, con el fin de reducir los efectos de las variaciones de sus parámetros, esto es posible ya que los parámetros cambiarán en función de estas variables auxiliares²².

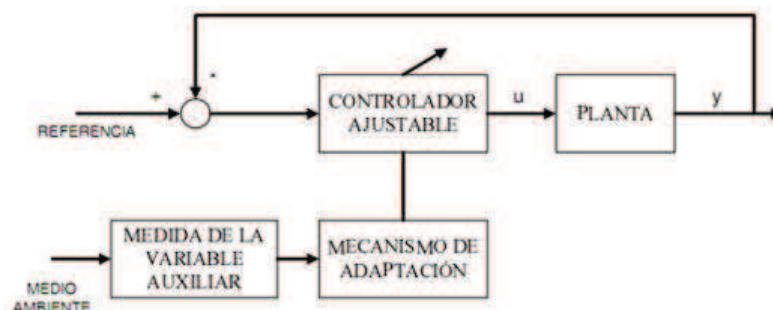


Figura 3.7: Configuración de un controlador adaptativo por *Gain Scheduling*

Como se observa en la figura 3.7 el ajuste de los parámetros no se realiza en función del comportamiento del sistema, sino que se utilizan los valores de una

variable auxiliar para decidir cuáles son los mejores valores de los parámetros del regulador. Por lo que se lo considera como una adaptación en bucle abierto. En este esquema, los parámetros del controlador que se usan en cada instante vienen determinados por una tabla pre calculada para varios puntos de funcionamiento o valores de la variable auxiliar²³.

Características

- Los parámetros de control se pueden adaptar a la misma velocidad a la que cambia la dinámica del sistema.
- La construcción de la tabla puede ser muy complicada sino se conoce a profundidad la dinámica del sistema.
- Puesto que no existe estimación de los parámetros, la limitación depende de que tan rápido responden las variables auxiliares a los cambios del proceso.
- Permite primar determinadas acciones de control, dependiendo del punto de trabajo del proceso. Se podrían aplicar diferentes controladores lineales (con objeto de regular diferentes variables) a una planta lineal, lo que podría considerarse una conmutación de controladores.

Aplicaciones

Debido a su sencillez y efectividad cuando están bien diseñados esta técnica puede ser utilizada para diferentes aplicaciones como son:

- Linealización de características de actuadores no lineales. La característica no lineal de un actuador se puede aproximar por un modelo linealizado por partes, de manera que en función del punto de operación del actuador se escogerán unos valores u otros para el controlador.
- Control de la mezcla aire combustible motores de combustión. En este caso se utilizan como variables para decidir el ajuste del controlador la velocidad del motor y la cantidad de aire que entra. Usando dichas variables se busca en una tabla en la que se obtienen los valores de los parámetros del controlador. La variable de control es el tiempo de apertura de la válvula de inyección de combustible.
- Control de vuelo de aeronaves. En este caso, se puede encontrar una relación entre los parámetros óptimos del controlador, la altura y velocidad.

- Control de la dirección de barcos. En este caso la dinámica considerada para el control de la dirección depende de la velocidad del barco y de ciertas variables relacionadas con el tiempo atmosférico, como la fuerza y dirección del viento²⁴.

Diseño de controladores con *Gain Scheduling*

Para la realización de este tipo de controladores se deben seguir los siguientes pasos:

1. **Determinación las variables auxiliares.** Estas variables deben reflejar las condiciones de operación de la planta por lo que se debe tener un conocimiento físico del sistema, esto se obtiene monitorizando las variables apropiadas en tiempo real y así se obtendrá una buena información de la dinámica del proceso²⁵.
2. **Cálculo de los parámetros del controlador en diferentes puntos de operación.** En esta etapa se divide el rango de operación del sistema en un número determinado de tramos, o zonas para así poder sintonizar el controlador en cada condición de operación.
3. **Evaluación de la estabilidad y comportamiento del sistema.** Esta tarea se realiza por simulación, puesto que es necesario prestar especial atención a las transiciones entre diferentes condiciones de operación para incrementar o disminuir el número de zonas si es necesario²⁶.

Como conclusión, la técnica de *Gain Scheduling* se puede usar con éxito cuando las no linealidades que se pretendan compensar se conocen bien a priori. Por otra parte como la adaptación es en bucle abierto, es necesario conocer bien tanto la dinámica del proceso como la de las perturbaciones.

1. Astrom. 2-11. García, L. (2010). 3-4. Guamán Novillo, Ana Verónica y Vásquez Rodríguez, J. F. (2006). 5-6-7-9-10. Bordón, R. y. (2005). 8. Rubio, Francisco Rodríguez Sánchez, M. J. L. (1996). 12. Alepuz Menéndez, S. S. (2004).

CAPÍTULO 4

IDENTIFICACIÓN Y MODELADO DE LA LÁMPARA HID

La identificación de la lámpara HID es uno de los pasos más importantes de este proyecto de tesis, ya que en base a esta se pueden determinar a que frecuencias la lámpara permanece estable, así como también a que frecuencias se presentan deformaciones del plasma y resonancias acústicas y así realizar un correcto modelamiento que represente el comportamiento de la lámpara para finalmente elegir el método de control adaptativo.

4.1. ADQUISICIÓN EXPERIMENTAL DE DATOS PARA LA IDENTIFICACIÓN DE LA LÁMPARA HID

Para realizar la identificación que permita determinar el comportamiento de la lámpara HID es necesario hacerla funcionar en diferentes frecuencias y tomar los datos de voltaje, corriente y estado del plasma de la misma en cada cambio de frecuencia. Para ello se utilizó una planta de pruebas (figura 4.1) realizada en una tesis anterior[15], la cual está equipada de sensores de corriente, voltaje, temperatura, intensidad luminosa y una cámara que permite observar el estado del plasma.

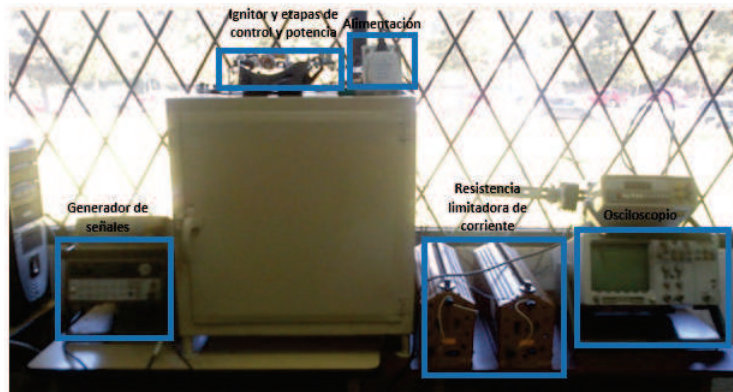


Figura 4.1: Vista frontal del banco de pruebas

La planta de pruebas cuyo diagrama esquemático se puede apreciar en la figura 4.2 puede realizar la toma de datos automáticamente hacia el computador, lo cual se ha preferido evitar, por cuanto, la lámpara requiere un tiempo de estabilización, que depende directamente de la frecuencia a la cual es sometida, además se debe tomar en cuenta que, cuando la lámpara entra en resonancia no es muy prudente que permanezca en este estado por mucho tiempo para evitar daños en la misma. En las frecuencias en donde no se posee un estado de resonancia, se ha planteado como tiempo mínimo de estabilización 2.5 minutos, se habla de un tiempo mínimo ya que esto dependerá de que tan rápido se logre estabilizar la lámpara a determinadas frecuencias.

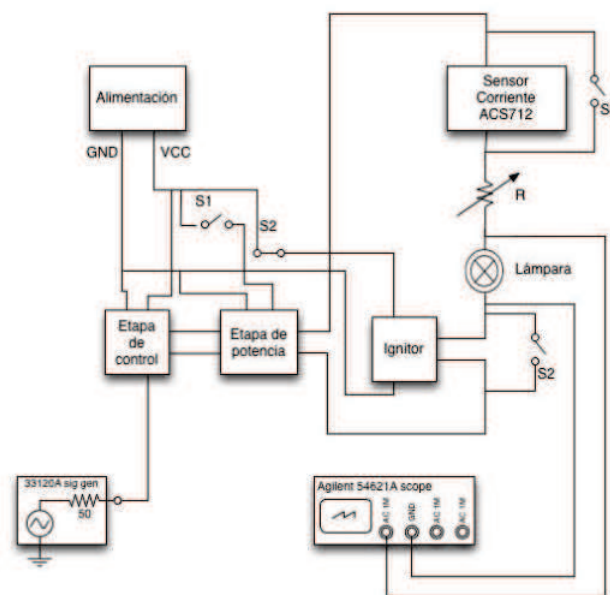


Figura 4.2: Diagrama esquemático del banco de pruebas

El tiempo de estabilización también dependerá de los cambios de una frecuencia

a otra, si se los realiza de forma paulatina en pasos de hasta unos 500Hz el tiempo de estabilización aun puede permanecer dentro de este valor, pero si por lo contrario se realizan cambios bruscos en la frecuencia como de 1kHz en adelante el tiempo en el que se logra estabilizar la lámpara sera mucho mayor a los 2.5 minutos, permaneciendo en un rango de hasta 5min o más.

Otro factor que se debe tomar en cuenta a la hora de extraer los parámetros es la forma del plasma, para ello se utiliza gafas especiales que permiten observar el mismo sin provocar daños en los ojos, si bien es cierto que a medida que la frecuencia aumenta la intensidad luminosa disminuye, no se debe dejar de lado la utilización de esta gafas ya que aun en intensidades mínimas el visualizar el plasma por mucho tiempo provoca molestias visuales(ver figura 4.3).

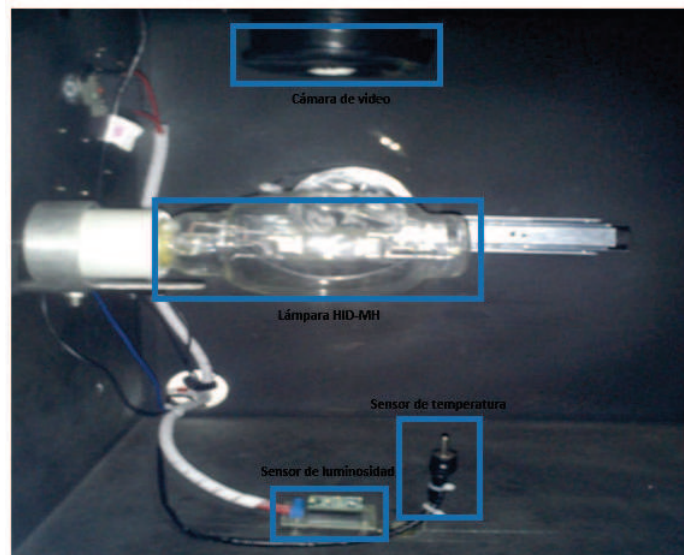


Figura 4.3: Vista del interior de la planta de pruebas

4.1.1. Condiciones de Operación

Para poder arrancar el sistema se debe tomar en cuenta las siguientes indicaciones, es muy importante seguir estos pasos en el orden indicado para evitar problemas en la toma de datos.

Lámparas a ser utilizadas Las lámparas que se utilizaron para este proyecto fueron la Sylvania modelo MH/U YM 224 ED 40 y la Philips C1F MH/U obteniéndose los siguientes comportamientos:

- **Comportamiento en una lámpara Sylvania modelo MH/U YM 224 ED 40**

- Se estableció una frecuencia de estabilización de la lámpara , tomando como punto de partida una frecuencia baja, en este caso se lo realizó a los 100 Hz, donde se observó que el voltaje se estabilizó a 122V en un tiempo de 6.35 min.

- **Comportamiento en una lámpara Philips C1F MH/U**

- Se estableció la frecuencia de 10kHz como frecuencia de estabilización ya que esta lámpara al someterla a pruebas es mucho mas robusta que la Sylvania, donde se observó que el voltaje se estabiliza a 124V en un tiempo de 3min, a diferencia de la Syvania esta lámpara no presenta mayor problema al momento de cambiar bruscamente de frecuencias, si bien es cierto que aún requiere de un tiempo mayor de estabilización, cuando hay cambios bruscos esta lámpara no entra con facilidad en resonancia por lo que no tiende a apagarse con facilidad. Esto se debe a que las lámparas Philips poseen la capacidad de compensar su voltaje y corriente en función de la frecuencia establecida para mantener en lo posible en plasma estable, lo cual se detallará más adelante.

Para que la lámpara funcione adecuadamente se debe configurar al generador de señales con los siguientes parámetros:

- Voltaje: 2.5vpp
- Offset: +1.25 vdc
- Tipo de onda: cuadrada.

Para que el banco de pruebas empiece a operar se debe energizar primero el circuito de control y a continuación el circuito de potencia que se muestran en las figuras 4.4 y 4.5 con ello la lámpara HID se encenderá. En caso que el banco de pruebas se haya apagado para volver a encender la lámpara es necesario que ésta se haya enfriado por completo, esto se refiere a que se necesita esperar un tiempo de aproximadamente 10min antes de volver a encenderse.



Figura 4.4: Interruptores encendido del sistema.

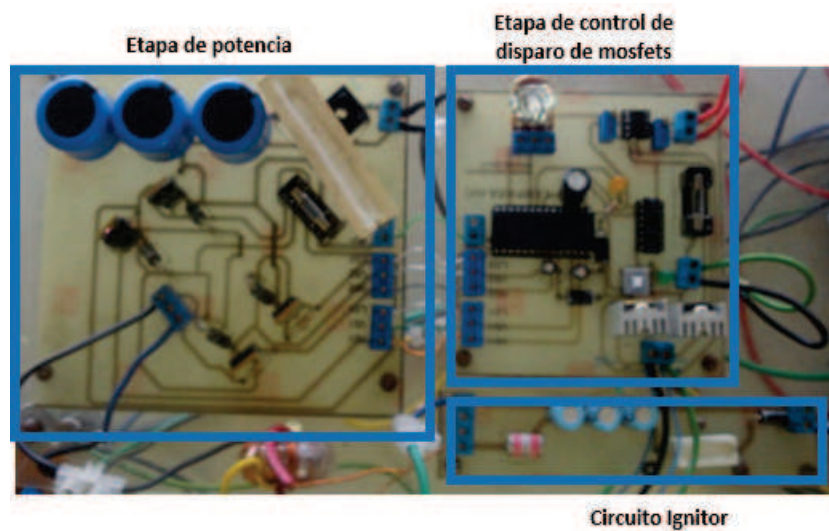


Figura 4.5: Circuitos de control y potencia

4.1.2. Procedimiento de Medición

El procedimiento de medición se refiere a los pasos que se siguieron para poder obtener los datos que permitan conocer las características de la lámpara por lo que en la figura 4.6 se muestra el diagrama de flujo que ilustra el procedimiento de medición.

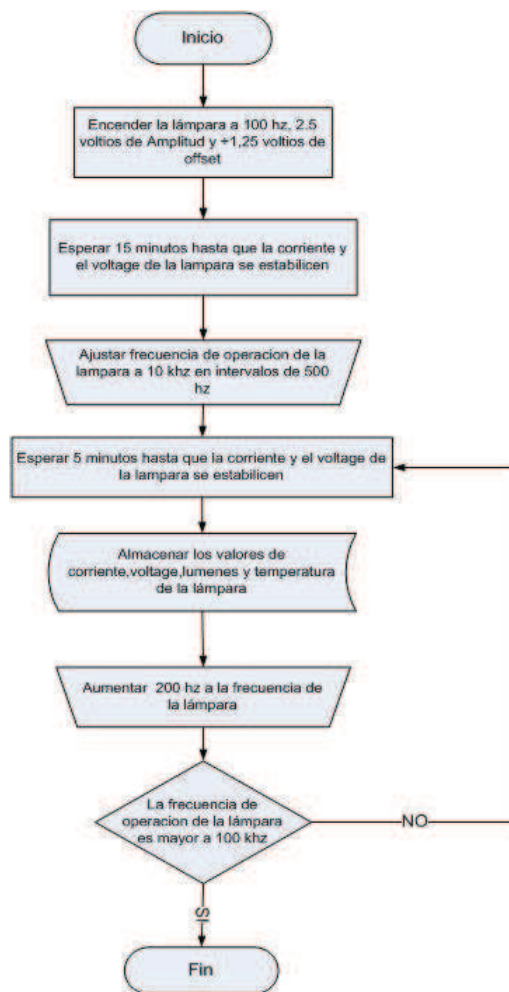


Figura 4.6: Procedimiento de medición.

4.2. RESULTADOS OBTENIDOS

4.2.1. Primera Toma de Datos

Una vez que los datos fueron tomados se pudo obtener la figura 4.7 que muestra las curvas de corriente, voltaje, impedancia y potencia en función de la frecuencia.

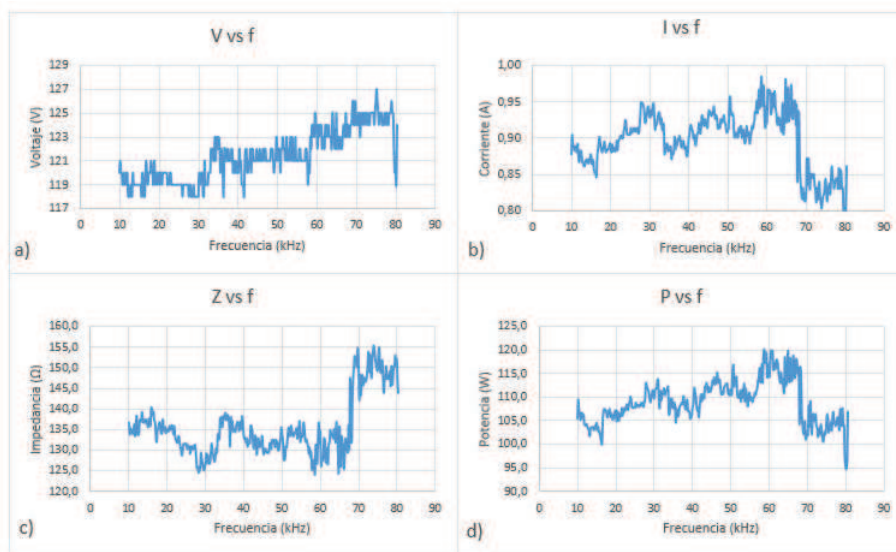


Figura 4.7: Gráficas de a) voltaje, b) corriente, c) impedancia, d) potencia de la lámpara obtenidas en la primera toma de datos de 10kHz a 100kHz en pasos de 200Hz con una resistencia limitadora de 140Ω

Observaciones

Las mediciones realizadas en esta primera toma de datos permitieron apreciar lo siguiente:

- La figura 4.9 muestra que en el rango de 10 a 15,8 kHz los valores de corriente y voltaje no se estabilizaron lo que produjo pequeñas oscilaciones del plasma así como también deformaciones en el mismo.

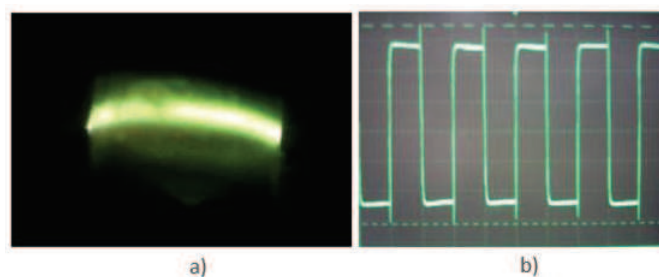


Figura 4.8: a) estado del plasma y b) señal de voltaje de la lámpara en el rango 10 a 15,8kHz

- En el rango de 16kHz a 30,6 kHz el plasma se estabilizó rápidamente y los valores de la corriente y voltaje ya no presentaba variaciones la figura 4.9 muestra el estado del plasma y la forma de onda del voltaje en ese rango de frecuencia.

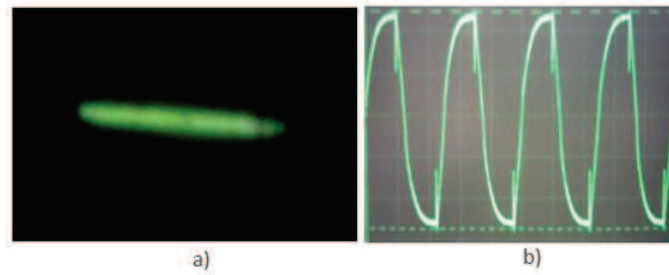


Figura 4.9: a) estado del plasma y b) señal de voltaje de la lámpara en el rango 16 a 30,6kHz

- La figura 4.10 muestra que en el rango de 30,8 a 45,8kHz los valores de corriente y voltaje volvieron a presentar variaciones aunque a diferencia del primer rango empezó a presentar una ligera deformación del plasma .

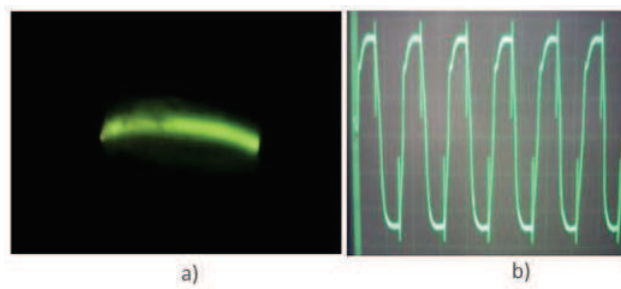


Figura 4.10: a) estado del plasma y b) señal de voltaje de la lámpara en el rango 30,8 a 45,8kHz

- El fenómeno de la resonancia acústica se presentó a partir de los 46 kHz hasta los 80 kHz esto produjo deformaciones y movimientos del plasma muy significativas y peligrosas para la lámpara que a su vez dio como resultado que la lámpara se apagó a esa frecuencia y no se pudo llegar hasta los 100kHz
- La figura 4.11 muestra el estado del plasma y del voltaje unos segundos antes de apagarse.

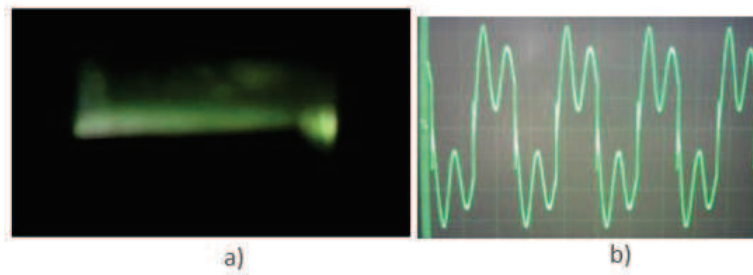


Figura 4.11: a) estado del plasma y b) señal de voltaje de la lámpara en el rango 46 a 90,4kHz (resonancia acústica)

Las gráficas mostradas anteriormente permitieron evidenciar las deformaciones que sufre la forma de onda de voltaje de la lámpara al aumentar la frecuencia de operación, al principio se pensó que este tipo de deformaciones se debían a la resistencia limitadora que se encuentra en serie con la lámpara o al efecto de ruido eléctrico que podrían producir los cables que conectan la parte de control con la parte de potencia del balastro. Por tal motivo se procedió a verificar si la señal de voltaje del balastro presentaba las mismas deformaciones al variar la frecuencia reemplazando la lámpara por un cortocircuito.

Las formas de onda resultantes se pueden apreciar en la figura 4.12.

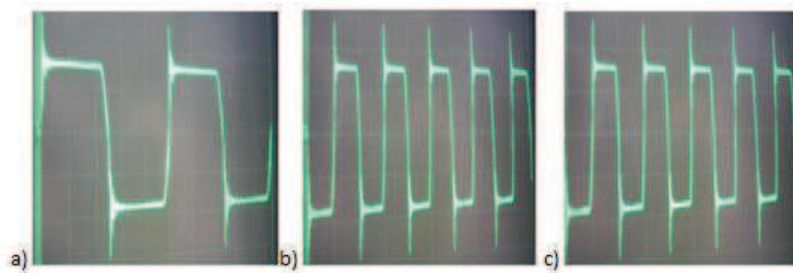


Figura 4.12: Estado de la señal de voltaje de la resistencia limitadora a a) 30kHz, b) 70kHz, c) 100kHz

Como se puede apreciar las formas de onda no sufren las mismas deformaciones que se producen cuando la lámpara es colocada esto permite descartar la posibilidad de que las deformaciones de la señal sea producto de la resistencia limitadora o de los cables de conexión. A pesar que la señal no presentaba deformaciones se presentaron sobrepicos que aumentaban a medida que la frecuencia de operación también lo hacia este fenómeno puede ser producido por efecto de la respuesta en frecuencia de los mosfets del balastro electrónico o bien producido por efecto del *tiempo muerto* el

cual se caracteriza por ser más significativo conforme la frecuencia de operación se incrementa. Durante los tiempos muertos la lámpara deja de conducir corriente por un instante; para posteriormente volver conducir. Cada vez que vuelve a circular corriente a través de la lámpara, después de un tiempo muerto, se presenta un pico de voltaje en las terminales de la lámpara²⁷.

Este pico de voltaje afecta directamente el valor RMS de corriente y voltaje. Por lo que conforme aumenta la frecuencia de operación, también aumenta la presencia de estos picos de voltaje como se puede apreciar en la figura 4.13.



Figura 4.13: Efecto del tiempo muerto en la señal de voltaje al incrementar la frecuencia de operación.

La figura 4.14 muestra como varía la intensidad luminosa del plasma conforme aumenta la frecuencia.

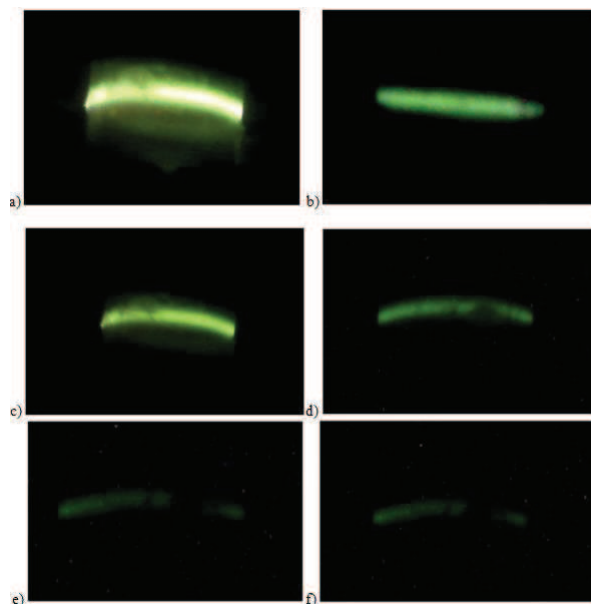


Figura 4.14: Estado de la intensidad luminosa del plasma a a) 10kHz, b) 20kHz, c) 30kHz, d) 40kHz, e) 90kHz, f) 100kHz

4.2.2. Segunda toma de datos

Con el fin de validar si el comportamiento de la lampara no varia al variar la frecuencia en intervalos mas grandes se realizó nuevamente las mediciones pero esta vez se lo hizo en intervalos de 1kHz obteniendo los siguientes resultados como muestra la figura 4.15.

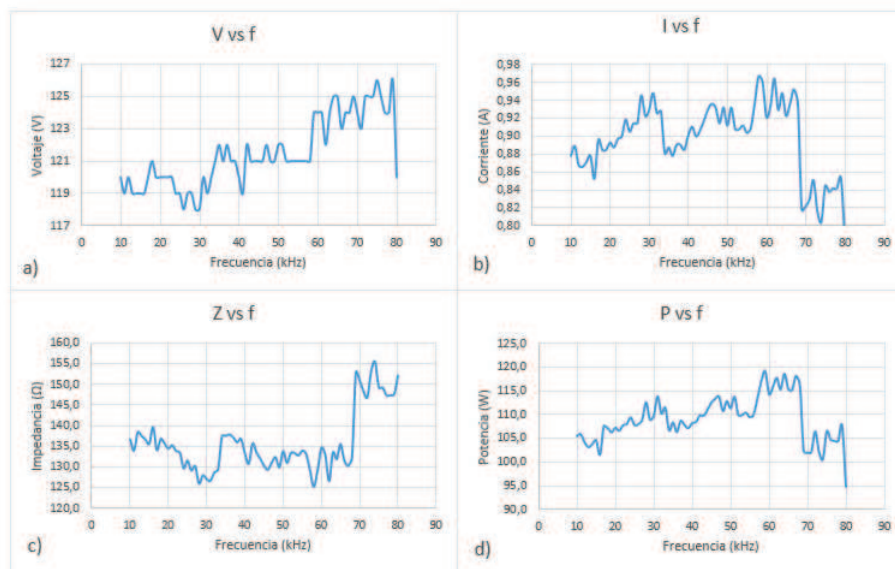


Figura 4.15: Gráficas de a) voltaje, b) corriente, c) impedancia, d) potencia de la lámpara obtenidas en la segunda toma de datos de 10kHz a 100kHz en pasos de 1kHz con una resistencia limitadora de 140Ω

Observaciones

Las mediciones realizadas permitieron comprobar que el comportamiento del plasma así como la forma de onda del voltaje fueron muy similares a los de la primera toma de datos llegando incluso a apagarse en los 80 kHz cuando la resonancia acústica era mas fuerte por lo que se pudo comprobar que la lámpara sin importar el intervalo de incremento de frecuencia la misma iba a tener el mismo comportamiento.

4.2.3. Tercera toma de datos

Puesto que durante la primera y segunda toma de datos no se lograba obtener que la lámpara trabaje a potencia máxima (250W) y también para comprobar si la variación del plasma, resonancia y posterior apagado de la lampara en 80kHz obedecía al alto valor de la resistencia limitadora de corriente que se encuentra en serie con la lampara se procedió a nuevamente volver a tomar datos reduciendo la resistencia

limitadora de 148Ω a 100Ω obteniendo los siguientes resultados como se muestra en la figura 4.16.

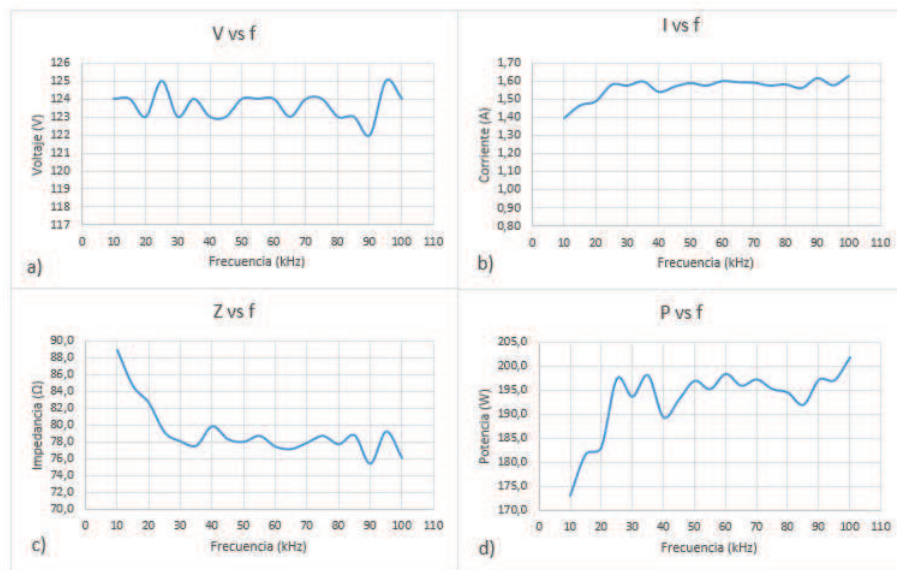


Figura 4.16: Gráficas de a) voltaje, b) corriente, c) impedancia, d) potencia de la lámpara obtenidas en la tercera toma de datos de 10kHz a 100kHz en pasos de 5kHz con una resistencia limitadora de 100Ω

Observaciones

Estos resultados permitieron comprobar que al variar la frecuencia en intervalos altos se pudo apreciar un estado estable en el plasma así como una potencia cercana a la nominal (250W) entre los 20 y 30 kHz además aunque la lámpara entro en resonancia a partir de los 46kHz se pudo tomar datos hasta los 100 kHz sin que la misma llegue a apagarse obteniéndose los siguientes resultados.

- En el rango de 80 kHz a 90 kHz la lámpara deajo de estar en resonancia sin embargo variaciones y deformaciones del plasma, voltaje y corriente así como también una momentánea estabilización del mismo se hicieron presentes en este rango como se puede apreciar en la figura 4.17.

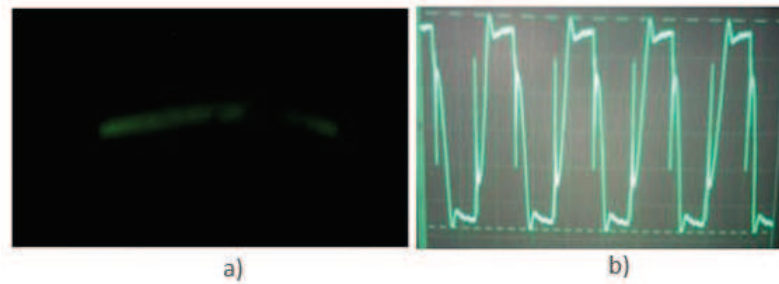


Figura 4.17: a) estado del plasma y b) señal de voltaje de la lámpara en el rango 80,6 a 90kHz

- Finalmente en el rango de 90 kHz a 100 kHz el plasma volvió a estabilizarse así como también la corriente y voltaje tal como lo muestra la figura 4.18.

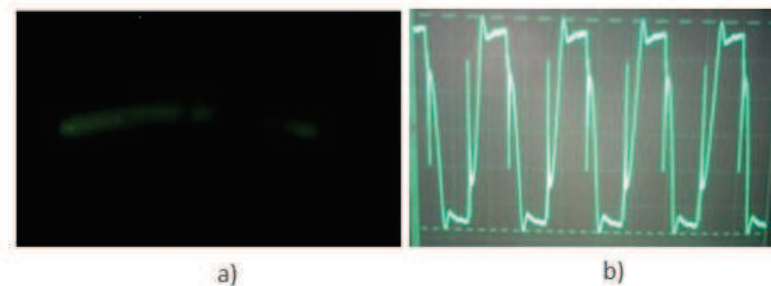


Figura 4.18: a) estado del plasma y b) señal de voltaje de la lámpara en el rango 90 a 100kHz

La variación brusca de la frecuencia de operación provoca cambios en los valores de voltaje y corriente de la lámpara que hace que el plasma no se estabilice y también provoca resonancias acústicas momentáneas. Esto se debe al tiempo muerto explicado anteriormente. Para evitar estos efectos es necesario dar cambios de frecuencias en intervalos controlados de manera que la lámpara pueda estabilizarse más rápido y por ende los picos de voltaje producidos por el tiempo muerto no afecten a la lámpara, con lo que se conseguirá un control más eficiente cuando se proceda a realizar el control.

4.2.4. Cuarta toma de datos

Los resultados obtenidos en las tres primeras toma de datos permitieron evidenciar que en el rango de 20 a 30kHz el plasma de la lámpara tenía un comportamiento muy estable así como también se registraron los valores mas bajos de impedancia y los valores mas altos de potencia en ese mismo rango lo que llevo a realizar una

última toma de datos en este rango de frecuencia donde nuevamente se redujo la resistencia limitadora de corriente de 100Ω a 86Ω para alcanzar la máxima potencia de la lámpara obteniéndose los siguientes resultados como se puede apreciar en la figura 4.19.

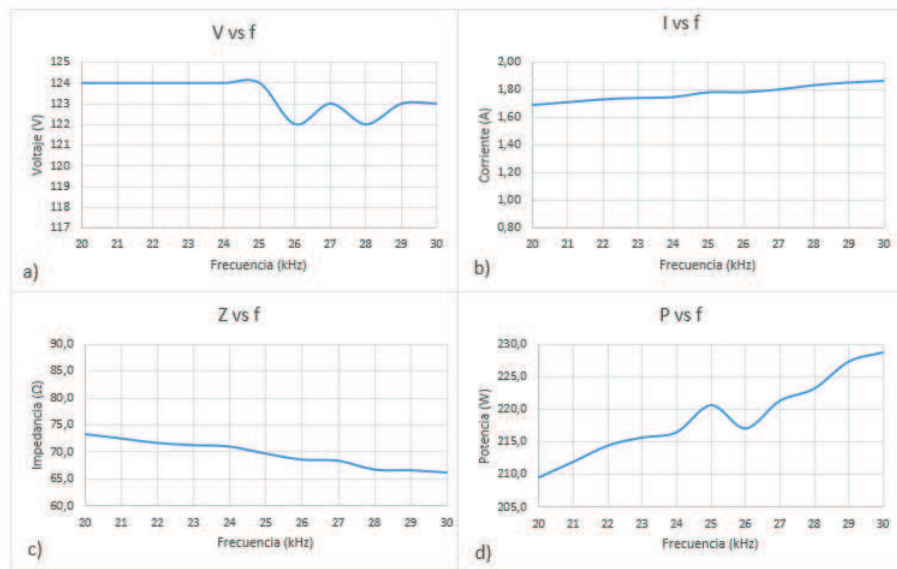


Figura 4.19: Gráficas de a) voltaje, b) corriente, c) impedancia, d) potencia de la lámpara obtenidas en la cuarta toma de datos de 20kHz a 30kHz en pasos de 1kHz con una resistencia limitadora de 86Ω

Estos datos han permitido apreciar una tendencia lineal de la impedancia y potencia de la lámpara así como también un comportamiento similar a las tres tomas de datos anteriores concluyendo que este rango de frecuencias es el más estable y el más apto para realizar un modelamiento y control óptimo de la lámpara evitando que la misma entre en resonancia acústica.

Como se mencionó en el capítulo 1 este tipo de lámparas tiene un comportamiento muy inestable debido al plasma que posee en su interior y este es el justificativo de que la forma de onda del voltaje de la lámpara tenga distinta forma en distintos intervalos de frecuencia.

En cuanto a la intensidad luminosa de la lámpara se pudo apreciar que esta disminuía a medida que la frecuencia de operación aumentaba como puede verse en la figura 4.20 con la cual se puede concluir que una dimerización de este tipo de lámpara si puede ser posible.

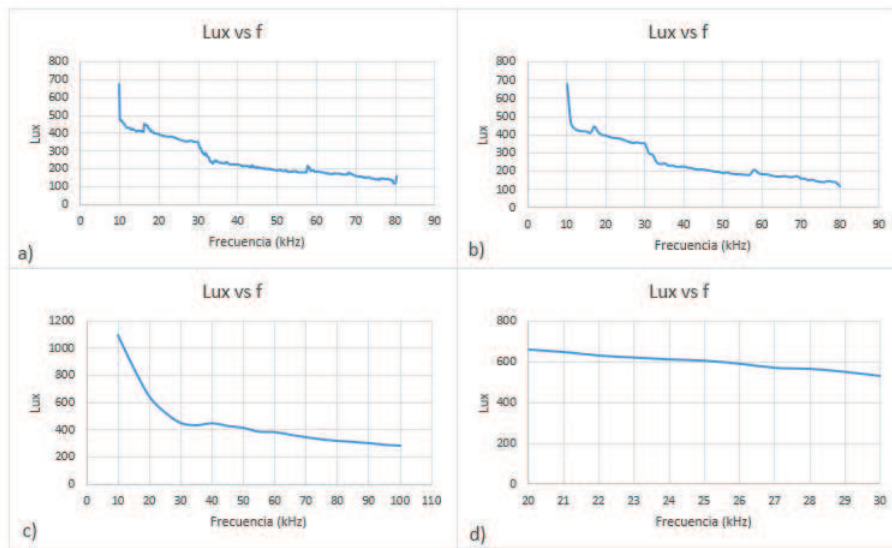


Figura 4.20: Variación de la intensidad luminosa de la lámpara en a) primera toma de datos, b) segunda toma de datos, c) tercera toma de datos, d) cuarta toma de datos.

4.3. MÉTODO DE IDENTIFICACIÓN UTILIZADO

Puesto que se ha podido comprobar que el comportamiento de la lámpara ha sido muy similar en las 4 tomas de datos se puede concluir que el tipo de identificación off-line es el método adecuado para este caso ya que al tomar los datos de forma experimental por 4 ocasiones los resultados obtenidos tanto en voltaje, corriente, impedancia y potencia de la lámpara así como del estado del plasma han sido muy similares por lo que no requiere de contante actualización para su identificación.

Para realizar la identificación de la lámpara se utilizó la herramienta Ident de Matlab® la misma que permitirá obtener una función de transferencia que describa el comportamiento de la lámpara. Para ello previamente se almacenaron los valores de la frecuencia e impedancia de trabajo de la lámpara en forma de vector para poder trabajar con dichos datos.

La identificación se lo realizó en el dominio del tiempo, ya que si bien es cierto los valores de la impedancia de la lámpara fueron tomadas una vez que el plasma de la misma se estabilizó, los datos obtenidos pueden estar en un estado estable pero el sistema como tal posee un comportamiento de transición en el tiempo, lo cual se verá reflejado en el modelo a ser determinado.

Utilizando la opción Import Data de la herramienta Ident como se muestra en la figura 4.21 se cargaron los datos de la frecuencia (frec) y la impedancia (imp) como entrada y salida respectivamente.

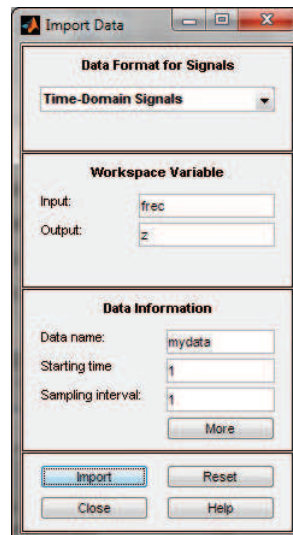


Figura 4.21: Ventana para importar datos experimentales

Una vez importados los datos y realizando una estimación paramétrica lineal que permita un ajuste aproximado se realizaron diferentes pruebas para encontrar la mejor estimación obteniéndose 5 modelos con una buena aproximación, las mismas que pueden verse en las figuras 4.22 y 4.23.

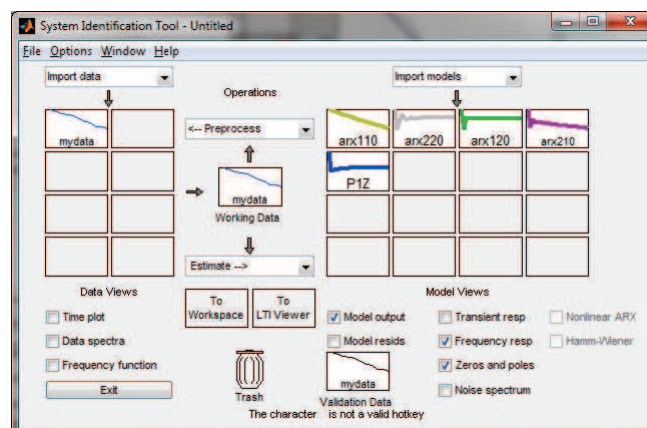


Figura 4.22: Funciones de transferencia obtenidas

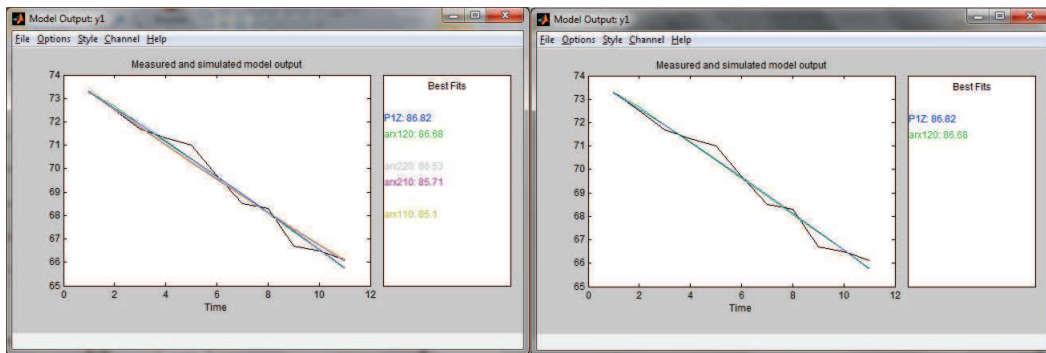


Figura 4.23: Gráfica de ajuste de las funciones de transferencia obtenidas

Después de realizar las gráficas de ajuste de funciones de transferencia se pudo concluir que la mejor respuesta se produce con el modelo siguiente:

$$G(S) = \frac{as + b}{cs + d} \tag{4.1}$$

4.3.1. Margen de fase y Magnitud

El modelo obtenido de la planta es una ecuación con un polo y un cero el cual es de fase no mínima por lo que su velocidad de respuesta es lenta, para observar el margen de fase y magnitud se procede a realizar la siguiente gráfica

$$G(S) = \frac{as + b}{cs + d} \tag{4.2}$$

$$G(S) = \frac{a(s + b/a)}{c(s + d/c)} \tag{4.3}$$

$$G(jw) = \frac{a(jw + b/a)}{c(jw + d/c)} \tag{4.4}$$

MAGNITUD

Tabla 4.1: Magnitud

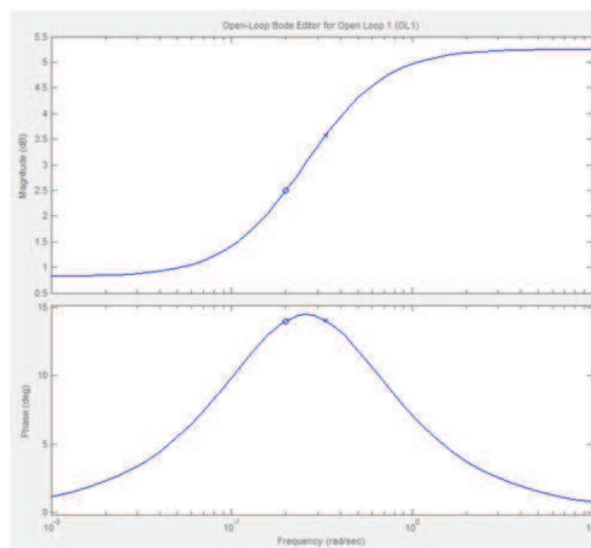
| Elemento | Frecuencia de corte | Cambio de pendiente | Pendiente acumulada |
|------------|---|---------------------|---------------------|
| $K=a/c$ | Pendiente de 20 db/dec que pasa por a/c a $w=b/a$ | 0 db/dec | |
| $(jw+b/a)$ | $Wc=b/a$ | 20 db/dec | 20 db/dec |
| $(jw+d/c)$ | $Wc2=d/c$ | -20 db/dec | 0 db/dec |

FASE

Tabla 4.2: Margen de fase

| | | | |
|------------|---------------|-----------------------|-----------------------|
| $K=a/c$ | | 0°dec | |
| $(jw+b/a)$ | $0.1wc=0.1$ | 45°dec | 45°dec |
| $(jw+d/c)$ | $0.1wc^2=0.1$ | -45°dec | -45°dec |

GRÁFICA

**Figura 4.24: Margen de fase y Magnitud**

Mediante estos diagramas se puede observar el comportamiento de la planta desde $w=0$ hasta $w=\alpha$

Puesto que los datos obtenidos se los tomó cuando la lámpara se encontraba con un comportamiento estable se puede comparar el modelo con las gráficas obtenidas en la figura 4.19 y establecer que efectivamente el comportamiento que se logra visualizar y en el cual se trabajará es del rango en donde esta tiene características lineales, como se puede observar en la figura 4.25.

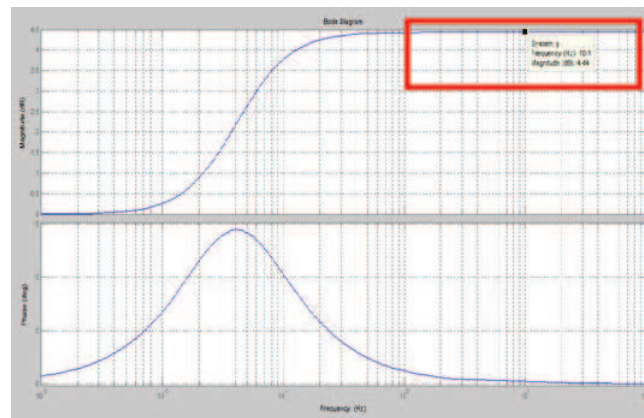


Figura 4.25: Trabajo el estado estable

Por lo tanto los valores de impedancia obtenidos del comportamiento de la planta pertenecen a la constante K presente en el modelo, donde el controlador al observar una variación en la impedancia busca compensarla al cambiar la constante del sistema.

4.3.2. Simulación de la planta

Una vez seleccionada la función de transferencia se utilizó la herramienta Simulink de Matlab[®]. Cabe resaltar que para simular la variación de frecuencia se utilizó la función de transferencia de un oscilador controlado por voltaje (VCO) que permite generar una frecuencia proporcional al voltaje de entrada cuya ganancia K_v está dada por:

$$K_v(s) = \frac{K_v}{s} \quad (4.5)$$

Siendo:

K_v = ganancia VCO en (hertz/V/seg).

Para determinar el parámetro de ganancia K_v se debe encontrar la pendiente de la gráfica V vs F mostrada en la figura en donde previamente se debe determinar los rangos de frecuencia y voltaje de trabajo. Para esta simulación el VCO a utilizarse trabaja de 0 a 10 voltios y genera un rango de frecuencias que va de 10 a 100 kHz con ello se podrá asegurar la linealidad del VCO en el rango de frecuencias de trabajo como se muestra en la figura 4.26.

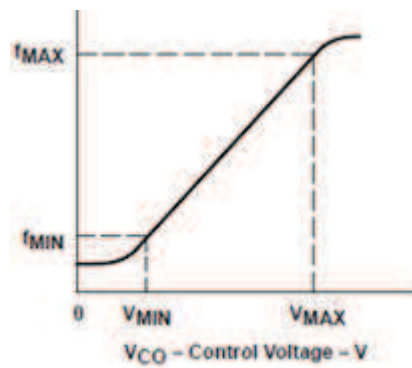


Figura 4.26: Grafica F vs V de un VCO

$$K_V = \frac{f_{MAX} - f_{MIN}}{V_{MAX} - V_{MIN}} \quad (4.6)$$

Así la ganancia obtenida es $K_V=9000$ por lo que su función de transferencia es:

$$\frac{9000}{S} \quad (4.7)$$

Hecho esto se lo puede utilizar en serie con la función de transferencia de la lámpara y con ello se obtiene el sistema en lazo abierto. tal como lo muestra la figura 4.28.

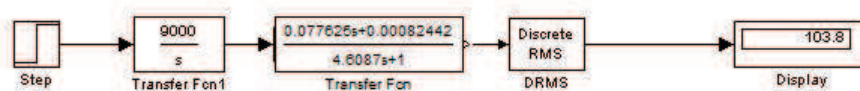


Figura 4.27: Sistema en lazo abierto de la lámpara en estado estable

El uso del módulo Discrete RMS fue debido a que para la correcta simulación del sistema en estado estable se requería solamente la muestra del primer valor en un instante de tiempo solo así se consigue simular la planta en estado estable ya que de no hacerlo de esa manera mostraría otros valores que no corresponden al valor real de la salida.

4.4. PLANTEAMIENTO DEL CONTROLADOR

Para realizar un correcto diseño del controlador, se tomó en cuenta principalmente el tipo de entrada y la respuesta obtenida mediante la adquisición de datos, uno de los mayores impedimentos para escoger el método adecuado de sintonización del mismo, es que no se obtuvo una planta con respuesta en el tiempo sino en frecuencia, Por lo que una de las opciones a considerar fue transformar la respuesta en frecuencia en el tiempo utilizando para ello la transformada de Fourier inversa, con lo que no se obtuvo un buen resultado, si bien es cierto se determinaron valores en la parte real, al agregar la fase del sistema no se logró un resultado adecuado para usarlo en el modelado del mismo. Teniendo en cuenta que no se puede utilizar técnicas de sintonización clásicas por lo expuesto anteriormente se utilizará un método de control adaptativo en base a ajuste por tabla , mejor conocido como *Gain Scheduling* o de ganancia variable.

4.4.1. Control por *Gain Scheduling*

Puede observarse que en este caso, el ajuste de los parámetros no se realiza en función del comportamiento del sistema, sino que se utilizan los valores de una variable auxiliar para decidir cuáles son los mejores valores de los parámetros del regulador. De ahí se dice que la adaptación es en bucle abierto.

Los parámetros del controlador que se usan en cada instante vienen determinados por una tabla pre calculada para varios puntos de funcionamiento o valores de la variable auxiliar²⁸.

Parámetros a considerar

Una vez determinado el tipo de control a ser aplicado, se establecieron los parámetros iniciales del mismo, así se tiene que la variable a ser controlada es la impedancia de la lámpara, otro de los parámetros importantes y determinantes en el control de la planta es el tiempo ya, que los datos recolectados se lo hicieron en el momento en que la lámpara se estabilizaba en cada una de las frecuencias, por lo que para realizar una correcta simulación del control, el tiempo de simulación debe ser casi mínimo para que el resultado se asemeje al real.

Los parámetros de entrada del controlador así como las condiciones de funcionamiento fueron realizados en un programa de Matlab y se muestra en detalle en el

anexo 2.7.1.

4.4.2. Simulación del Controlador

Puesto que el sistema no tiene un comportamiento dinámico, sabiendo que los datos obtenidos se basan en el comportamiento de la lámpara en los puntos de estabilización de la misma, se determinó un tiempo de simulación acorde con la naturaleza de la planta. Tiempo de simulación de 0.000192 La primera prueba a la que se sometió el controlador es ingresando impedancias como *set point*, cuyos valores se encuentren pre establecidos en la tabla de ajuste de ganancias como se puede observar en la figuras 4.28 y 4.29.



Figura 4.28: Sistema en lazo cerrado de la lámpara con *set point* de 73.3 Ω

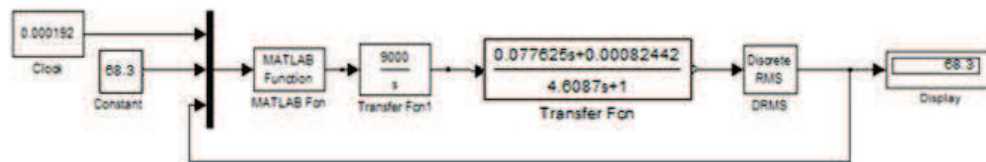


Figura 4.29: Sistema en lazo cerrado de la lámpara con *set point* de 68.3 Ω

A continuación se procederá al ingreso de impedancias que no se encuentren en la tabla de ajuste de ganancias como se puede ver en las figuras 4.30 y 4.31 respectivamente, con lo que se comprobará si el sistema logra adaptar la referencia ingresada al valor más cercano de la tabla de ajuste de ganancia.

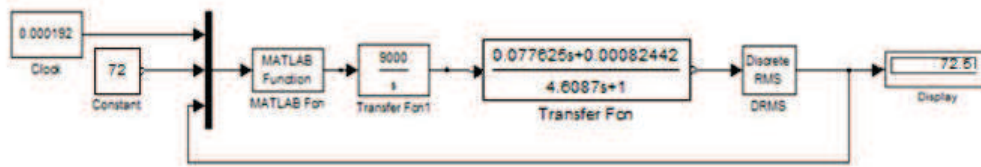


Figura 4.30: Sistema en lazo cerrado de la lámpara con *set point* de 72Ω

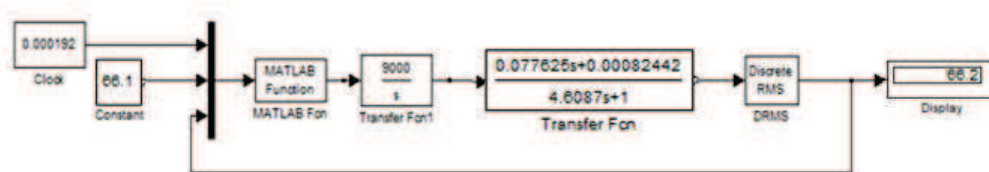


Figura 4.31: Sistema en lazo cerrado de la lámpara con *set point* de 66.2Ω

Los resultados obtenidos han permitido comprobar así que el controlador trabaja correctamente.

4.4.3. Cálculo de error

Calcular el error porcentual, medio, absoluto es importante para poder determinar de manera cuantitativa la precisión del modelo, es por eso que para cada dato, de la medición experimental, se le resta el correspondiente valor obtenido de simular el modelo en las mismas condiciones. A esta diferencia se le calcula el valor absoluto. Por lo que el error absoluto por medición es:

$$|\Delta X| = |X_E - X_S| \quad (4.8)$$

Donde:

X_E : Es el valor obtenido experimentalmente

X_S : Es el valor obtenido por simulación.

Los valores de simulación obtenidos con la planta de la figura 5.7 permitieron hacer el cálculo del error absoluto con el rango de frecuencias de trabajo como se muestran en la tabla 4.3.

Tabla 4.3: Error Simulado Vs Experimental.

| Frecuencia | Impedancia (Experimental) | Impedancia (Simulada) | Error |
|------------|------------------------------|--------------------------|-------|
| 20 | 73.3 | 73.20 | 0.14% |
| 21 | 72.5 | 72.40 | 0.14% |
| 22 | 71.7 | 71.60 | 0.14% |
| 23 | 71.3 | 71.20 | 0.14% |
| 24 | 71.0 | 70.90 | 0.14% |
| 25 | 69.7 | 69.80 | 0.14% |
| 26 | 68.5 | 68.40 | 0.15% |
| 27 | 68.3 | 68.21 | 0.13% |
| 28 | 66.7 | 66.69 | 0.01% |
| 29 | 66.5 | 66.41 | 0.14% |
| 30 | 66.1 | 66.01 | 0.14% |

Los datos de error mostrados comprueban que son bajos y por ende la función de transferencia seleccionada si se ajusta a los requerimientos de este proyecto para el diseño e implementación del controlador.

CAPÍTULO 5

DISEÑO DEL BALASTRO ELECTRÓNICO

Uno de los puntos claves que se considerarán en este capítulo tiene que ver con la descripción del funcionamiento de las placas de potencia y control diseñadas en una etapa previa a la presente tesis, las cuales se las han modificado para adaptarlas de mejor manera a las placas de sensamiento y de control.

Se describirán los diferentes procedimientos y diseños para obtener la placa de sensamiento y la placa del controlador, con lo cual se podrán determinar las características de la lámpara de una forma mucho más rápida y precisa, a fin de realizar en base al sensamiento el control de la misma y la optimización del sistema, se procederá a explicar la técnica principal de control a ser utilizada la cual es el *Gain Scheduling* que se basa principalmente en conseguir el funcionamiento deseado del sistema en relación a sus características previamente establecidas en tablas de valores en donde el controlador no realiza una identificación recursiva, sino que está determinada desde el inicio de funcionamiento del mismo.

Para poder realizar el control del sistema se deben diseñar métodos de sensamiento de señal tanto para valores de corriente como de voltaje, los cuales se utilizarán para extraer por simple deducción otros parámetros como potencia e impedancia.

5.1. FUNCIONAMIENTO DEL BANCO DE PRUEBAS

Este sistema elaborado en una tesis anterior cuyo esquema se muestra en la figura 5.1 constituyó una de las principales bases del diseño del balastro electrónico, del cual se modificaron algunos detalles que serán descritos posteriormente. Las placas utilizadas de este banco de prueba fueron las etapas de control de mósfet y la etapa

de potencia.

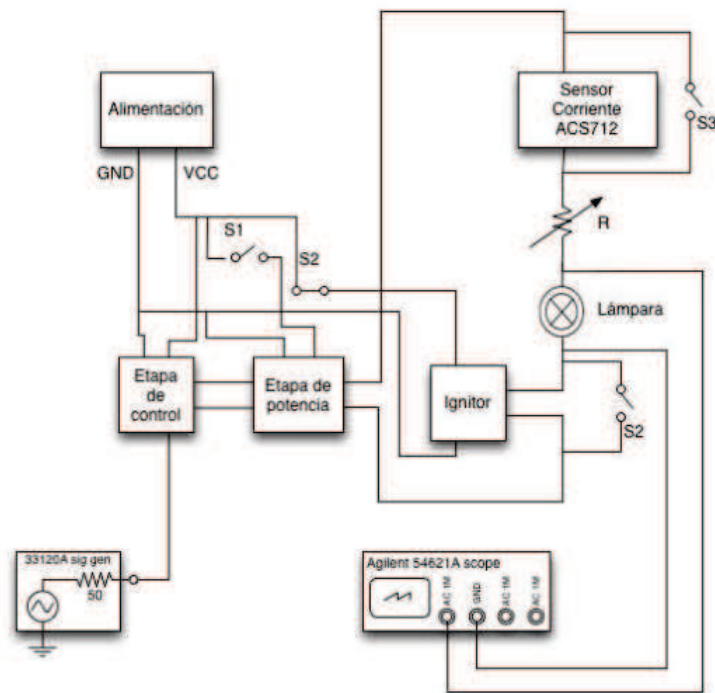


Figura 5.1: Esquema Banco de Pruebas Lámpara HID 250W

Este banco de pruebas consta de:

1. Una etapa de alimentación, que incluye las fuentes AC y DC necesarias para alimentar la circuitería.
2. Una etapa de ignición que provee los pulsos de tensión necesarios para “arrancar” la lámpara.
3. Una etapa de control, que dispara los semiconductores de potencia (mosfet) del inversor DC/AC que se empleó en configuración puente H.
4. Una etapa de potencia, constituida por el convertor AC/DC que alimenta el bus de DC del puente H; y el puente H en sí como inversor DC/AC que alimenta a la lámpara.
5. Una etapa de sensamiento que permite recabar información de los sensores de corriente, intensidad luminosa y temperatura.
6. Una etapa de instrumentación.

Como se ha indicado, las etapas a ser utilizadas son las de potencia y control de disparo de mosfets por lo que se enfocará una mayor explicación del funcionamiento técnico de estos circuitos.

Dentro de la etapa de control, se empleó el driver IR2130 para manejar el disparo de los mosfets colocándolo en la configuración adecuada para 4 llaves semiconductoras. Para eliminar la posibilidad de corrientes de realimentación que podrían afectar el funcionamiento del circuito, la señal de mando proveniente del generador de señales ingresa al driver a través de un optoacoplador, el mismo que se escogió considerando el ancho de banda previsto para el funcionamiento del banco de pruebas.

Para la etapa de potencia, se emplean 4 mosfets en disposición puente H que se alimenta de un bus de DC de 317 voltios. Este bus de DC se obtiene mediante la rectificación por un puente completo y el respectivo filtro pasa bajos de la alimentación de la red pública previa la elevación de la misma por medio de un transformador con relación de 2:1 en serie a la lámpara se encuentra conectada una resistencia R que cumple como función el limitar la corriente que ingresa a la misma, la cual para efectos de prueba se la puede variar consiguiendo con esto determinar el comportamiento de la lámpara en diferentes rangos de potencias²⁹.

5.2. ETAPAS DEL BALASTRO ELECTRÓNICO

Para crear el prototipo del balastro electrónico se debe tomar en cuenta que este debe encenderse con un solo interruptor y que cada etapa se conectará por medio de buses, también se agregó a las diferentes etapas pines de prueba a fin que poder monitorear el comportamiento de cada uno de los circuitos de forma independiente.

El balastro electrónico consta de las siguientes etapas como se puede apreciar en la figura 5.2

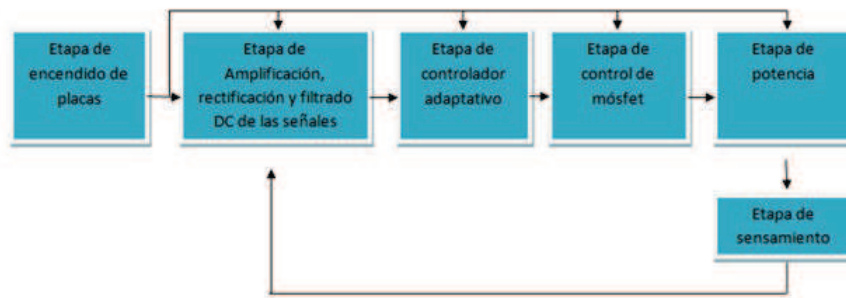


Figura 5.2: Diagrama Esquemático del balastro electrónico

Este balastro está diseñado de manera que sea modular es decir que puede funcionar sin las etapas de controlador y sensamiento pudiéndose encender también con un generador de señales como el banco de pruebas de la tesis anterior³⁰.

5.2.1. Etapa de Potencia

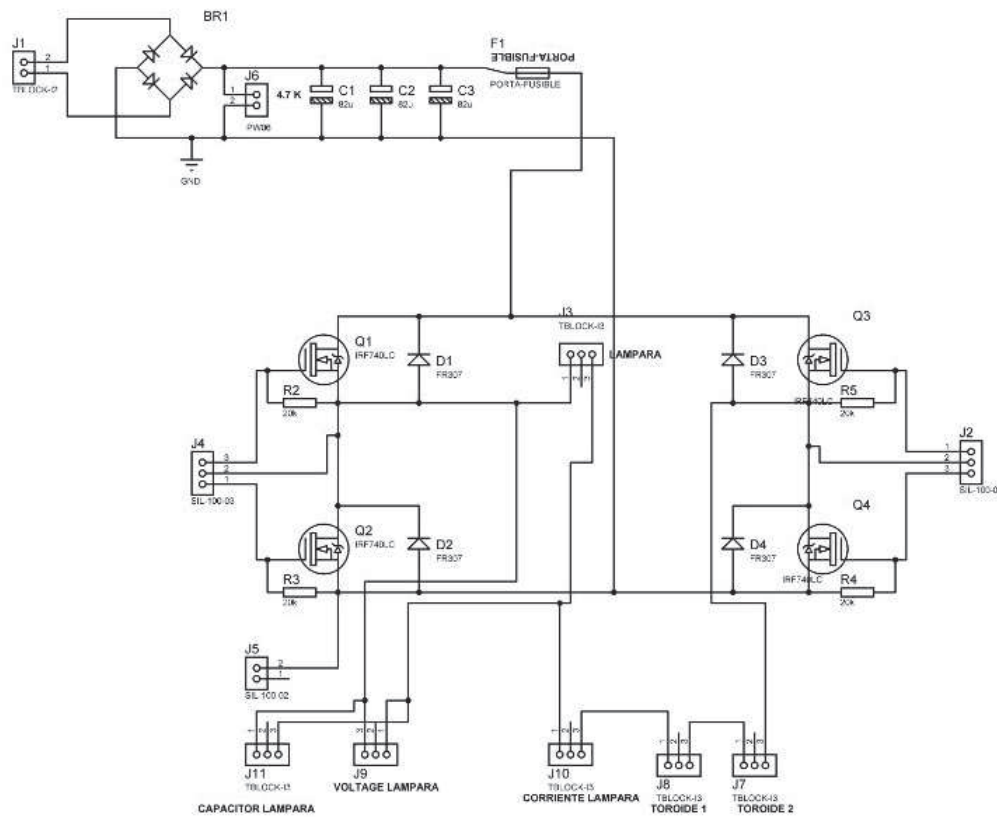


Figura 5.3: Placa de potencia

Para la etapa de potencia, como se mencionó se emplean 4 mosfets IRF740 en disposición puente H que se alimentan de un bus de DC de 317 voltios. Este bus de DC se obtiene mediante la rectificación por un puente completo y el respectivo filtro pasa bajos de la alimentación de la red pública previa la elevación de la misma por medio de un transformador con relación de 2:1.

Debido a que se requiere optimizar y reducir el balastro se buscó reemplazar el reóstato de 140Ω que limitaba la corriente en la lámpara HID por una bobina toroidal la cual debe garantizar una potencia máxima en la lámpara, debido a sus características esta tiende a variar su impedancia en base a los cambios de frecuencia en donde la mayor impedancia se obtiene en altas frecuencias y la menor impedancia en bajas frecuencias. Basados en la toma de datos realizada en el capítulo 4 se determinó que la máxima potencia obtenida sin afectar el rendimiento de la lámpara se obtiene a los 100Ω con lo que también se garantiza que la corriente no sobrepase la nominal de la lámpara.

Núcleo Toroidal



Figura 5.4: Núcleos toroidales

Los núcleos toroidales son elementos de materiales como ferrita y hierro pulverizado los cuales al utilizarlos en el diseño de bobinas se convierten en componentes pasivos de dos terminales que generan un flujo magnético cuando se hacen circular por ellas una corriente eléctrica. La principal característica en este tipo de bobinas es que el flujo generado no se dispersa hacia el exterior ya que por su forma se crea un flujo magnético cerrado, dotándolas de un gran rendimiento y precisión.

Diseño del Toroide Limitador de Corriente

Para realizar un correcto diseño del toroide se deben considerar principalmente tres aspectos con los cuales se garantizará el comportamiento del mismo, el primero tiene que ver con el tipo de material del núcleo a ser utilizado, en que frecuencia se requiere trabajar y la corriente a la cual va a ser sometida la bobina, una vez considerado esto se proceden a realizar los cálculos pertinentes.

Tomando en cuenta que las frecuencias a la cuales va a trabajar la lámpara está en el orden de los kHz, (para ser precisos en un rango de 20kHz a 30kHz debido a los resultados obtenidos en el capítulo 4), se requiere escoger un núcleo que no se sature ni pierda su capacidad de permeabilidad en frecuencias inferiores a los 100kHz (ya que la mayoría de toroides tienen un buen funcionamiento en frecuencias por encima de los MHz) A la hora de elegir un toroide se debe conocer el tipo de material de fabricación del mismo, lo que se encuentra determinado por su color.

Una vez definido que tipo de núcleo se va a utilizar se requiere determinar el material del mismo, ya que los núcleos toroidales de altas frecuencias se fabrican con dos materiales fundamentales: ferrita y hierro pulverizado. Cabe resaltar que el valor de la inductancia depende fielmente del material empleado en el núcleo y del número de espiras. En general no hay reglas claras y rápidas que indiquen el uso específico de los núcleos de hierro pulverizado o de ferrita en los diseños para altas frecuencia³¹. pero si se pueden establecer algunos parámetros que ayuden a determinar con más exactitud el material del mismo.

Los núcleos de hierro pulverizado pueden funcionar con mayor potencia de radiofrecuencia que los núcleos de ferrita del mismo tamaño sin sufrir daño o entrar en saturación. Por ejemplo, si los núcleos de ferrita se sobreexcitan con una potencia elevada, tienden a mantener el magnetismo permanente, lo que arruina el núcleo ya que se modifica su permeabilidad permanente. En cambio, si se sobreexcitan los núcleos de hierro pulverizado, la permeabilidad volverá eventualmente a su valor inicial (μ_i).

En aplicaciones de potencia son más adecuados los núcleos de hierro pulverizado que los de ferrita. En general los núcleos de hierro pulverizado tienden a proporcionar inductores de alto factor de calidad, mayor que en los de ferrita, debido a que tienen pérdidas internas mucho menores³².

Tipo de toroide en base a su frecuencia

Como se explicó anteriormente el material del toroide para trabajar en frecuencias de 20kHz a 30kHz debe ser de hierro pulverizado. Por lo general al tipo de material se encuentra asignado a un número, el que se utilizará para determinar el índice AL(que es la inductancia que se obtiene, en milihenrios, al bobinar sobre un núcleo cien espiras), el cual varía con el tamaño y el tipo de mezcla de núcleo.

$$AL = \frac{(100\sqrt{\text{INDUCTANCIA}})}{N} \quad (5.1)$$

En este caso no hace falta obtener ese número ya que este valor está determinado en el datasheet del toroide el cual es :

$$AL = \frac{138nH}{N^2} \quad (5.2)$$

Teniendo en cuenta todos los puntos aquí expuesto se procederá al diseño del toroide.

Tipo de material del toroide

Se utilizó un núcleo de hierro pulverizado por sus características para trabajar en altas frecuencias.

Modelo Arnold MS-226060-2



Figura 5.5: Toroide MS-225

Características Técnicas

Tabla 5.1: Características técnicas

| Tipo de ferrita | Factor de inductancia AL | Max. frecuencia |
|-----------------|--------------------------|-----------------|
| Toroïdal | 138nH | 500kHz |

Se establece las dimensiones del toroide a ser utilizado:

- Diámetro Exterior=58mm
- Diámetro Interior=26mm
- Altura=16mm

Por lo general al obtener las dimensiones se procede con esta información a determinar qué tipo de núcleo es, mediante la utilización de una tabla, sin embargo esta

información ya se encuentra definida en el datasheet, por lo que se realiza directamente el cálculo del número de vueltas y calibre del cable para garantizar la impedancia ($Z=100\Omega$), en la cual se trabaja a máxima potencia.

Sabiendo que

$$AL = \frac{138nH}{N^2} \quad (5.3)$$

$$Z = 100\Omega = \omega L \quad (5.4)$$

Donde

$$100\Omega = 2\pi fL \quad (5.5)$$

Si $f=15\text{kHz}$ (se toma una frecuencia intermedia dentro del rango de trabajo para garantizar que la impedancia se mantenga dentro de un valor tolerable para la lámpara)

$$L = \frac{100}{2\pi * 15kHz} \quad (5.6)$$

$$L = 1mH \quad (5.7)$$

Para determinar el número de vueltas necesarias se aplican

$$L = AL(n^2) \quad (5.8)$$

$$1mH = 1 * [10]^6 nH = 138(n^2) \quad (5.9)$$

$$n = 85vueltas// \quad (5.10)$$

Debido a que los cálculos realizados son aplicados a ondas senoidales procederemos a determinar el trabajo del mismo sobre una onda cuadrada.

Datos:

Voltaje lámpara=120V

Voltaje Fuente= 317V

Serie de Fourier para onda cuadrada:

$$V = \frac{4A}{\pi} (\text{sen}(wt) + \frac{1}{3}\text{sen}(3wt) + \frac{1}{5}\text{sen}(5wt)) \quad (5.11)$$

Valor absoluto de voltaje para los tres primeros armónicos

Tabla 5.2: Voltajes en tres armónicos

| Armónico | V fuente | V lámpara |
|----------|-----------|-----------|
| Primero | Vf1=403,6 | VL1=152,9 |
| Tercero | Vf2=134,5 | VL2=50,5 |
| Quinto | Vf3=80,72 | VL30,6 |

Si:

$$VT = ZT * IT \quad (5.12)$$

$$IT = \frac{VT}{ZT} \quad (5.13)$$

Se asume $IT = 1,7A$

$$ZT = \frac{403,6}{1,7} = 237,4\Omega$$

$$VT = VL * VB \quad (5.14)$$

Primer Armónico

$$403,6\angle 0^\circ = 152,9\angle 0^\circ + VB$$

$$VB = 250,7^\circ$$

División de tensión

$$VB = \frac{ZB}{ZB + ZL} * VT = 250V \quad (5.15)$$

$$ZB + ZL = ZT \quad (5.16)$$

$$\frac{ZB}{ZB + ZL} = 0.62 \quad (5.17)$$

$$ZB = 147,5$$

Si

$$ZB = 2\pi fL \quad (5.18)$$

Frecuencia primer armónico

$$f = 25kHz$$

$$L = \frac{ZB}{2\pi f} = \frac{147,5}{2\pi * 25kHz} \quad (5.19)$$

$$L = 939,5\mu H //$$

Tercer Armónico

$$VT = VL * VB \quad (5.20)$$

$$134,5\angle 0^\circ = 50,9\angle 0^\circ + VB$$

División de tensión

$$VB = \frac{ZB}{ZB + ZL} * VT = 83.6V \quad (5.21)$$

Como:

$$L = 939,5\mu H$$

Frecuencia tercer armónico

$$f = 75kHz$$

$$ZB = 2\pi fL \quad (5.22)$$

$$Z_B = 2\pi * 75kHz * 939,5\mu H = 442,5$$

$$Z_B + Z_L = Z_T \quad (5.23)$$

$$\frac{Z_B}{Z_B + Z_L} = 0,62 \quad (5.24)$$

$$Z_T = \frac{Z_B}{0,62} = \frac{442,5}{0,62} = 713,71$$

$$I_T = \frac{135,5}{731,71} = 0,19A//$$

Quinto Armónico

$$V_T = V_L * V_B \quad (5.25)$$

$$80,72\angle 0^\circ = 30,6\angle 0^\circ + V_B$$

$$V_B = 50,12$$

División de tensión

$$V_B = \frac{Z_B}{Z_B + Z_L} * V_T = 50,12V \quad (5.26)$$

Como:

$$L = 939,5\mu H$$

Frecuencia quinto armónico

$$f = 125kHz$$

$$Z_B = 2\pi fL \quad (5.27)$$

$$Z_B = 2\pi * 125kHz * 939,5\mu H = 734,4$$

$$Z_B + Z_L = Z_T \quad (5.28)$$

$$\frac{Z_B}{Z_B + Z_L} = 0,62 \quad (5.29)$$

$$Z_T = \frac{Z_B}{0,62} = 1,2K\Omega$$

$$IT = \frac{80,72}{1,2K\Omega} = 0,067A//$$

Para demostrar que el toroide esta correctamente diseñado se debe comprobar que la suma de las corriente producidas en cada armónico de como resultado un valor de corriente $< 2A$.

$$IT = 1,7 + 0,19 + 0,067 = 1,96A//$$

Ya que la sumatoria de corrientes no sobrepasa la esperada y que el valor del inductor es igual que el calculado en base al material, donde $L=1mH$ se puede deducir que la inductancia obtenida es la adecuada para garantizar que la bobina toroidal funcione correctamente.

Calibre del cable :

$$A_{cu} = \frac{I_{rms}}{J} \quad (5.30)$$

donde:

$$J = \frac{400A}{cm^2}$$

$$A_{cu} = \frac{4}{\frac{400A}{cm^2}} = 0,88mm^2 = Cable18AWG//$$

5.2.2. Etapa de Control de Disparo de Mosfets

Como se explicó el driver IR2130 se lo utiliza para manejar el disparo de los mosfets colocándolo en la configuración adecuada para 4 llaves semiconductoras. Para eliminar la posibilidad de corrientes de realimentación que podrían afectar el funcionamiento del circuito, la señal de mando proveniente del microcontrolador ingresa al driver a través de un opto acoplador, el mismo que se escogió considerando el ancho de banda previsto para el funcionamiento del balastro electrónico.

A más de esto se realizaron pequeñas adecuaciones al colocar pines de prueba para la polarización del opto acoplador y para los brazos altos y bajos de IR2130, donde la nomenclatura H1,H2(brazos en alto) y L1,L2(brazos en bajo), los cuales son de mucha utilidad al momento de detectar errores provenientes de estos elementos los cuales afectan directamente en el comportamiento de la placa de potencia.

5.2.3. Etapa de Sensamiento

La etapa de sensamiento se divide en:

- Etapa de sensamiento de Corriente
- Etapa de sensamiento de voltaje

Lo primero que se debe considerar al momento del diseño de cada una de estas etapas de sensamiento es el acople de tierras, ya que se va a trabajar con diferentes tierras en un mismo circuito por lo que para evitar problemas futuros y daños considerables en el balastro electrónico, se procede a aislar por completo el circuito de sensamiento, esto se lo hace mediante la utilización de sensores transformadores de corriente (CST206) , que utilizan el efecto hall para detectar la corriente que circula por el conductor.

Sensor de Corriente CST206



Figura 5.6: CST206

Estos sensores se utilizan para detectar la corriente que pasa a través de un conductor, son muy fiables y funcionan eficazmente sobre rangos de frecuencia de 20 kHz-200 kHz. Los dos modelos existentes están disponibles con una opción de derivación central.

Especificaciones eléctricas a 25°C

Tabla 5.3: Especificaciones eléctricas

| Sección/figura | Tipo/Nº | REF | Código de activación | Min. Ind. 14mH | DCR Max. Ohms | Pri. Amps |
|----------------|-----------|-------------|----------------------|----------------|---------------|----------------------------|
| CST206 | 1A | 2000 | 100 | 14.0 | 0.580 | 110.0 RMS |

Para realizar una correcta elección del sensor se debe tomar muy en cuenta su frecuencia de trabajo. El CST206 trabaja en el rango de frecuencias de 20kHz a 200kHz, si embargo se debe considerar que esta frecuencia está dada para una onda senoidal y no para una onda cuadrada, por lo que se requiere aplicar la serie de Fourier para determinar cuál es la frecuencia real de trabajo del sensor al aplicarle una onda cuadrada.

”La serie (o series) de Fourier es una serie de términos, que puede usarse para representar una forma de onda periódica no senoidal. Según la forma de onda, podría requerirse una gran cantidad de estos términos para aproximar la forma de onda lo más fielmente posible para efectos del análisis del circuito.

$$F(t) = A_0 + A_1 * \text{sen}(wt) + A_2 * \text{sen}(2wt) + A_3 * \text{sen}(3wt) \dots + \quad (5.31)$$

$$A_n * \text{sen}(nwt) + B_1 * \text{cos}(wt) + B_2 * \text{cos}(2wt) + B_3 * \text{cos}(3wt) \dots + B_n * \text{cos}(nwt)$$

Como se muestra en la ecuación 5.31, la serie de Fourier se compone de tres partes básicas. La primera es el término de A_0 , el cual es el valor promedio de la forma de onda durante un ciclo completo. La segunda es una serie de términos seno. No hay restricciones en cuanto a los valores relativos de las amplitudes de estos términos seno, pero la frecuencia de cada uno será un múltiplo entero de la frecuencia del primer término seno de la serie. La tercera parte es una serie de términos coseno. De nuevo, no hay restricciones en los valores relativos de las amplitudes de estos

términos coseno, pero cada uno tendrá una frecuencia que es un múltiplo entero de la frecuencia del primer término coseno de la serie.

Para una forma de onda particular, es muy posible que todos los términos seno o coseno sean cero. Las características de este tipo pueden determinarse con sólo examinar la forma de onda no senoidal y su posición en el eje horizontal. El primer término de la serie de seno y coseno se llama componente fundamental. Representa el término de frecuencia mínima requerido para representar una forma de onda particular, y también tiene la misma frecuencia que la forma de onda que se está representando. Por consiguiente, debe haber un término fundamental en cualquier representación de la serie de Fourier. Los demás términos con frecuencias de mayor grado (múltiplos enteros del componente fundamental) se llaman términos armónicos. El segundo armónico es un término cuya frecuencia es igual a dos veces la fundamental; el tercer armónico será aquel cuya frecuencia sea igual a tres veces la fundamental, y así sucesivamente. Para determinar el valor de cualquier armónico de una señal solo se multiplica el número del armónico por la frecuencia fundamental y se obtiene la frecuencia de ese armónico”

$$fn = fo * an \quad (5.32)$$

fn= frecuencia armónico

fo= frecuencia fundamental

an=número de armónico³³

Frecuencia real de trabajo es de:

$$Fr = fn1 + fn3 + fn5. \quad (5.33)$$

Fr = Frecuenciadetrabajoenondacuadrada

$$fn1 = 40kHz * 1$$

$$fn3 = 40kHz * 3$$

$$fn5 = 40kHz * 5.$$

Fr=40+120+200=340kHz se pasa del rango de trabajo del sensor por lo que el

rango máximo de frecuencia para una onda cuadrada es de 160kHz .

Conexión del Sensor CST206

Una vez encontrada la frecuencia de trabajo del sensor , se procede a garantizar los parámetros de funcionamiento del mismo, así se colocó una resistencia baja (20Ω) en paralelo a la salida del sensor, especificada en el datasheet la cual ayuda a la correcta lectura de valores entregados por los sensores.

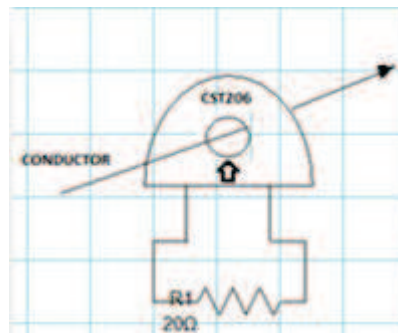


Figura 5.7: conexión sensor CST206

Este tipo de sensor posee una identificación del sentido de ingreso del conductor como se observa en la figura 5.7, ya que esto influye en el correcto funcionamiento del mismo.

Sensamiento de Corriente

Para sensar la corriente basta con pasar el cable conductor de la lámpara a través del sensor como se muestra en la figura 5.16.

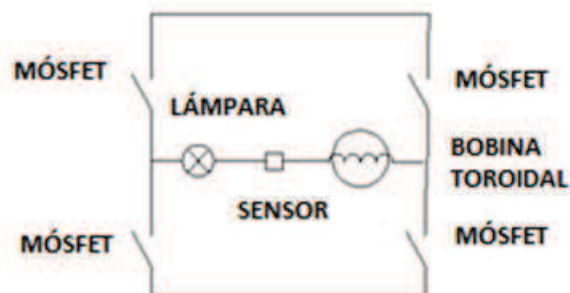


Figura 5.8: Conexión del sensor CST206 para el sensamiento de corriente.

Se puede utilizar directamente la señal de salida del sensor para la calibración del mismo. Solo se requiere la colocación de una resistencia en paralelo a la salida del sensor como se especifica en el datasheet. Puesto que los valores que entrega el sensor están en el orden de los mili voltios, se requiere amplificar, rectificar y filtrar, para obtener una señal DC proporcional a la corriente de la lámpara y así pueda ser utilizada por la etapa de control adaptativo.

Acondicionamiento de Señal

Para calibrar el sensor de corriente lo más exacto posible, se procedió a tomar varios datos de corriente considerando así las entregadas por el sensor y las obtenidas directamente de la lámpara, las tomas se realizaron dentro de un rango de 10kHz a 24kHz, en intervalos de 1kHz, cabe resaltar que mientras más datos se tomen la calibración será mucho más exacta .

Se realizaron tres recolecciones de datos en distintos intervalos consiguiendo el mismo resultado en cada toma. Puesto que el voltaje entregado por el sensor esta en el orden de los mili voltios para obtener una señal adecuada para el controlador y que varíe linealmente en relación al valor de la corriente sensada se debe encontrar un valor de ganancia que al multiplicar por la máxima señal sensada no supere los 5 voltios y con esto no dañe la entrada adc del controlador. Así se determinó que para el máximo valor sensado con una ganancia de 16.7 se obtiene un valor 4.20V valor suficiente para no afectar el controlador como se puede apreciar en la tabla 5.4.

Tabla 5.4: Corriente Vs Voltaje

| Frecuencias [khz] | Corriente lámpara[A] | Voltaje Sensor [mV] | Amplificación (Voltaje del sensor * Ganancia) [V] |
|-------------------|----------------------|---------------------|---|
| 10 | 1.57 | 206 | 3.29 |
| 11 | 1.69 | 221 | 3.53 |
| 12 | 1.72 | 224 | 3.59 |
| 13 | 1.73 | 226 | 3.62 |
| 14 | 1.74 | 227 | 3.63 |
| 15 | 1.75 | 228 | 3.65 |
| 16 | 1.77 | 231 | 3.70 |
| 17 | 1.78 | 232 | 3.71 |
| 18 | 1.82 | 238 | 3.81 |
| 19 | 1.83 | 239 | 3.82 |
| 20 | 1.85 | 242 | 3.87 |
| 21 | 1.86 | 243 | 3.88 |
| 22 | 1.92 | 250 | 4.00 |
| 23 | 1.93 | 251 | 4.02 |
| 24 | 2.01 | 263 | 4.20 |

Una vez que se obtienen los datos ya depurados y amplificados, se obtiene la ecuación que representa el comportamiento del sensor como se muestra en la figura 5.9.

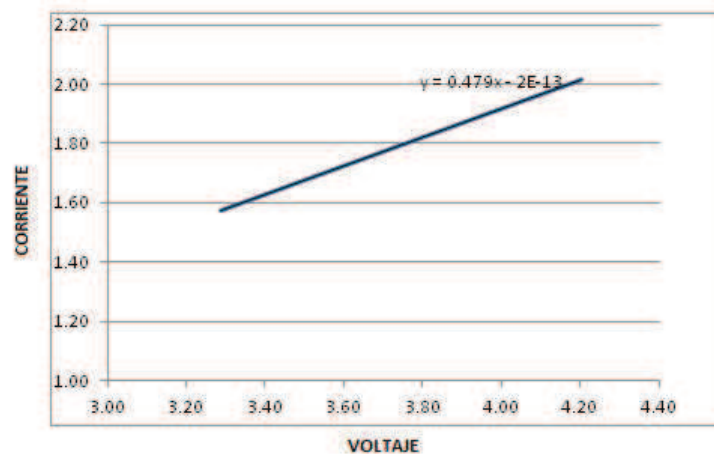


Figura 5.9: Ecuación característica del sensor. voltaje del sensor vs corriente de la lámpara

Se puede concluir que el sensor posee una característica completamente lineal.

Etapa de Amplificación de la Señal de Corriente Sensada

Para realizar esta tarea se utilizó el amplificador operacional TL082, ya que al trabajar con frecuencias mayores a los 60Hz los amplificadores operacionales 741 comúnmente utilizados no tienen buena respuesta en frecuencia, lo que no ocurre con el TL082 ya que este posee una respuesta de hasta 1MHz lo que es completamente favorable, a la hora de trabajar con altas frecuencias.

Amplificador Operacional TL082



Figura 5.10: Amplificador operacional TL082

La figura 5.10 muestra al amplificador operacional TL082, el mismo que es de alta velocidad J-FET de entrada dual que incorporan amplificadores operacionales bien adaptado, de alto voltaje J-FET. La magnitud de la tensión de entrada no debe sobrepasar la magnitud de la tensión de alimentación o 15 voltios, lo que sea menor.

Amplificador no Inversor

Las resistencias necesarias para amplificar la señal de salida del sensor a 16.7 unidades se determinan mediante la fórmula del amplificador operacional en configuración amplificador no inversor.

Sabiendo:

$$G = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{5v}{300mv} = 16.7 \quad (5.34)$$

$$\frac{R_f}{R_i} + 1 = 16.7 \quad (5.35)$$

Por lo tanto

$$Si : R_i = 2.2k\Omega (asumida)$$

$$R_F = (16.7 - 1) * 2.2K\Omega = 32.3K\Omega//$$

Por lo que el amplificador no inversor queda establecido como se muestra en la figura 5.11.

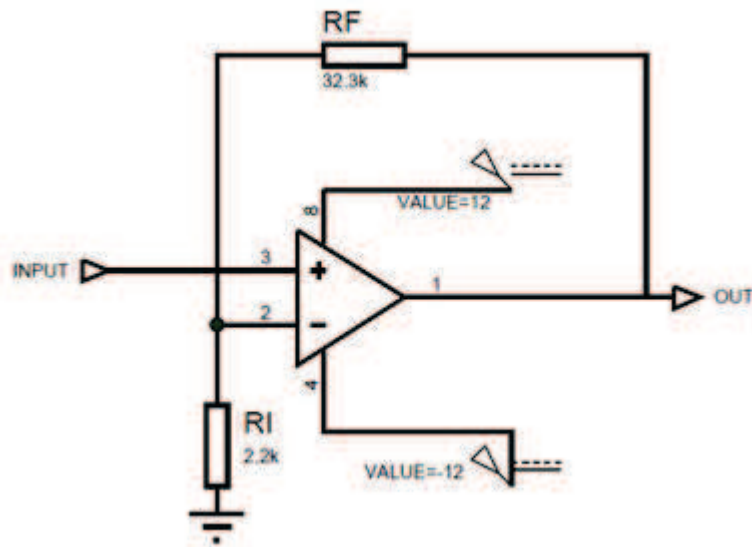


Figura 5.11: Amplificador no inversor

Etapa de rectificación y filtrado

Rectificación

Se realizó la rectificación de media onda de la señal amplificada tal como se muestra en la figura 5.12 para lo cual se requirió utilizar el diodo 1N4148 el cual se caracteriza por poseer una respuesta en frecuencia de hasta 1MHZ, lo que es de gran valor ya que, como se ha mencionado, se trabajó con rangos de frecuencias mayores a los 60Hz que por lo general trabajan la gran mayoría de elementos electrónicos.

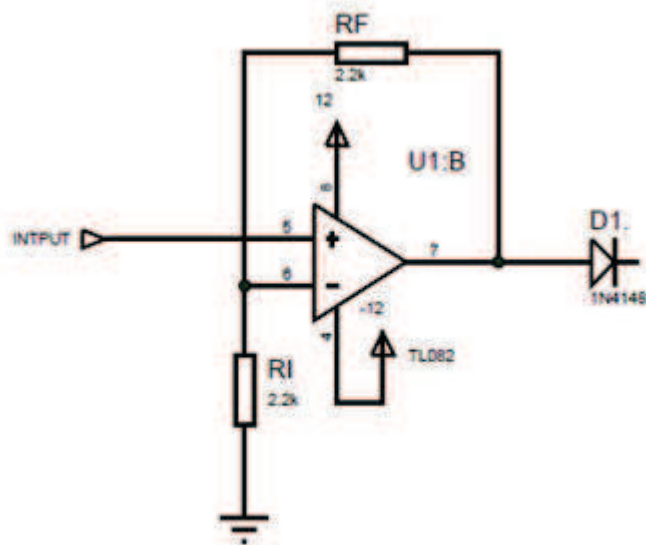


Figura 5.12: Rectificación de media onda

Filtrado

Al realizar la rectificación de media onda la señal obtenida no es completamente DC, se procede a eliminar los rizados existentes en ella con la ayuda de un filtro RC configuración en paralelo donde se coloca la resistencia al final para respetar las masas o tierras comunes de los elementos que se alimentarán con esta señal como se muestra en la figura 5.13 .

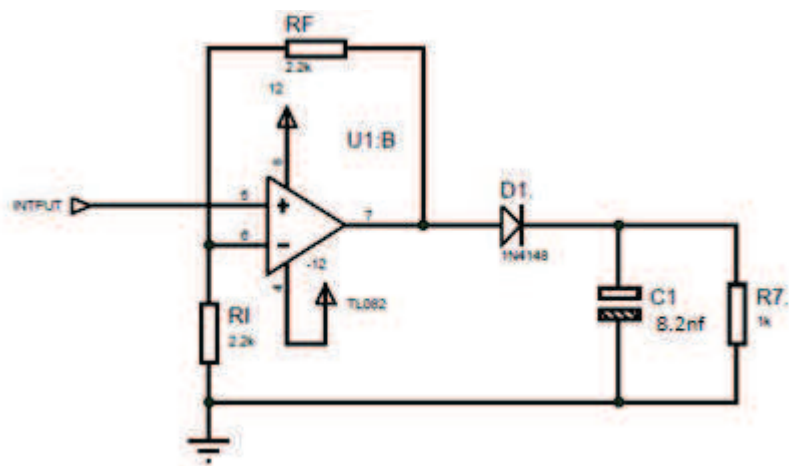


Figura 5.13: Filtrado

Cálculo de filtro Pasa Bajos

Para el correcto diseño del mismo, se procede a establecer dos parámetros a considerar:

- Frecuencia de corte (Fc).
- Valor de resistencia en paralelo a C1 (R7).

$$R7 = 1K\Omega$$

$$Fc = 40kHz$$

$$R7 = Xc = \frac{1}{WC} = \frac{1}{2\pi fC} \quad (5.36)$$

$$C = \frac{1}{2\pi RF} \quad (5.37)$$

$$C = \frac{1}{2\pi * 1000 * 40000}$$

$$C = 4 * 10^{-9}$$

$$C = 4nf//$$

Cálculo de respuesta en frecuencia

Se sabe que:

$$out = \frac{1}{xc} = \frac{1}{wc} = \frac{1}{sc} \quad (5.38)$$

$$in = \frac{1}{sc} + R \quad (5.39)$$

Donde:

$$G(s) = \frac{out}{in} = \frac{\frac{1}{sc}}{\frac{1}{sc} + R} = \frac{1}{Rcs + 1} = \frac{\frac{1}{Rc}}{s + \frac{1}{Rc}} \quad (5.40)$$

$$G(s) = \frac{\frac{1}{Rc}}{j\omega + \frac{1}{Rc}} = \frac{\frac{1}{Rc} - j\omega}{\frac{1}{Rc} - j\omega} = \frac{\left(\frac{1}{Rc} \left(\frac{1}{Rc} - j\omega\right)\right)}{\left(\frac{1}{Rc}\right)^2 + \omega^2} \quad (5.41)$$

$$G(s) = \frac{\frac{1}{Rc}}{j\omega + \frac{1}{Rc}} = \frac{\frac{1}{Rc} - j\omega}{\frac{1}{Rc} - j\omega} = \frac{\left(\frac{1}{Rc} \left(\frac{1}{Rc} - j\omega\right)\right)}{\left(\frac{1}{Rc}\right)^2 + \omega^2} \quad (5.42)$$

$$G(s) = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{Rc}\right)^2 + \left(\frac{\omega}{Rc}\right)^2}} = \frac{\frac{1}{1k*4nf}}{\sqrt{\left(\frac{1}{1k*4nf}\right)^2 + \left(\frac{40kHz}{1k*4nf}\right)^2}} = 0.000025 \quad (5.43)$$

La ganancia es nula ya que el filtro pasa bajos no realiza ninguna función de amplificación en el circuito.

Diagrama De Bode

En base al diagrama mostrado en la figura 5.18 se puede comprobar que la frecuencia de corte se encontrará lo suficientemente alejada del punto de operación del sistema.

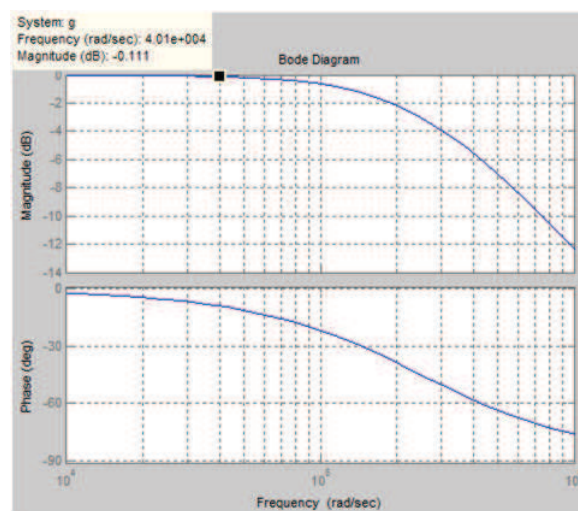


Figura 5.14: Diagrama bode filtro pasa bajos

Como se puede observar la frecuencia de corte del sistema se encuentra en los 40kHz por lo que es suficiente para satisfacer el filtro en el rango de frecuencias indicado.

Comportamiento del capacitor sobre una onda cuadrada

El circuito se encuentra alimentado por una onda cuadrada, lo que hace que la tensión de salida sobre el capacitor se observe como una onda triangular, como se muestra en la figura 5.15 esto es producido ya que el capacitor recién empieza a cargarse cuando se invierte la polaridad de la onda generada lo que provoca su descarga y comienzo de la carga en sentido contrario, este proceso se repite continuamente.

Como resultado se obtiene una señal de pequeña amplitud comparada con la entrada lo cual para efectos de filtraje hace que la señal se observe completamente DC.

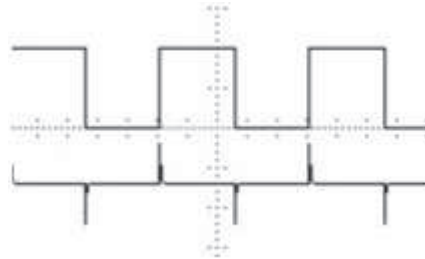


Figura 5.15: Comportamiento del capacitor con entrada cuadrada

La amplitud de la señal obtenida del capacitor tiende a variar con la frecuencia dependiendo si esta es menor o mayor que la frecuencia de corte, este fenómeno no afecta ya que de por si la señal que se tiene antes de filtrarla es casi DC.

Sensamiento de Voltaje

El sensor CST206 realiza mediciones de corriente mas no de voltaje, por lo que no se puede hacer una relación directa del voltaje del sensor con el voltaje obtenido de la lámpara . Para sensar el voltaje de la lámpara se procedió a colocar una resistencia con valor conocido, en paralelo a la lámpara con el fin de sensar la corriente que atraviesa por la resistencia y con ello determinar por simple ley de Ohm el valor real de voltaje de la lámpara tal como se muestra en la figura 5.16.

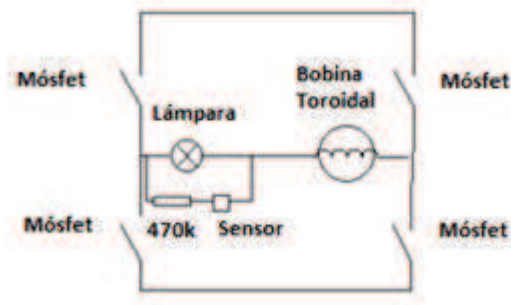


Figura 5.16: Conexión del sensor CST206 para el sensamiento de voltaje

Sabiendo que la lámpara posee una impedancia por debajo de los 200Ω , para no afectar las características de la misma se debe colocar una resistencia en paralelo lo suficientemente grande para que no haya una variación en su impedancia y también para que el valor de corriente entregado por ella no sea muy pequeña para ser detectado por el sensor, así se determinó que una resistencia de $470k\Omega$ es lo considerablemente grande como para no producir efectos negativos en el funcionamiento de la lámpara. Se colocó resistencias altas ($1M\Omega$ y $150K\Omega$) en los terminales de salida del sensor por efectos de acoplamiento de impedancias, ya que al sensar corrientes por debajo de 1 amperio el sensor no realizaba correctamente las mediciones.

Acondicionamiento de Señal

Para obtener una señal adecuada para el controlador y que varíe linealmente en relación al valor de la corriente sensada se debe encontrar un valor de ganancia que al multiplicar por la máxima señal sensada no supere los 5 voltios y con esto no dañe la entrada adc del controlador, así se determinó que para el máximo valor sensado con una ganancia de 3.8 se obtiene una valor suficiente para no afectar el controlador como se puede apreciar en la tabla 5.5.

Para acondicionar la señal del sensor lo más exacto posible, se procedió a tomar varios datos simultáneos de los voltajes obtenidos del sensor CST206, después de pasar por la etapa de amplificación vs voltajes de la lámpara (obtenidos mediante la ayuda del osciloscopio) en diferentes frecuencias en un rango de 10kHz a 24kHz en potencia máxima, solo se utilizó aquellos datos cuya tendencia estaban en el mismo rango, también se aislaron aquellos demasiado alejados de la tendencia, cabe resaltar que se hicieron varias tomas de datos, ya que mientras más valores se recopile más exacto se vuelve la calibración.

Resultados

Se realizó tres recolecciones de datos en distintos intervalos consiguiendo el mismo resultado en cada toma.

Tabla 5.5: Corriente Vs Voltaje

| Frecuencia [KHZ] | voltaje lamp[V] | Corriente Resistencia 470kΩ [mA] | voltaje Sensor[mV] | voltaje amp(voltaje sensor*Ganancia)[V] |
|------------------|-----------------|----------------------------------|--------------------|---|
| 10 | 127.8 | 0.271915 | 644 | 2.32 |
| 11 | 130 | 0.276596 | 640 | 2.76 |
| 12 | 128 | 0.27234 | 746 | 2.82 |
| 13 | 132 | 0.280851 | 800 | 2.85 |
| 14 | 129.8 | 0.27617 | 806 | 2.96 |
| 15 | 127 | 0.270213 | 696 | 2.92 |
| 16 | 124.8 | 0.265532 | 780 | 3.01 |
| 17 | 127.4 | 0.271064 | 747 | 3.01 |
| 18 | 125.6 | 0.267234 | 672 | 3.03 |
| 19 | 127.8 | 0.271915 | 748 | 3.02 |
| 20 | 126.8 | 0.269787 | 796 | 3 |
| 21 | 127.2 | 0.270638 | 794 | 2.98 |
| 22 | 124.4 | 0.000264681 | 836 | 2.91 |
| 23 | 124.2 | 0.000264255 | 895 | 2.93 |
| 24 | 124.4 | 0.000264681 | 749 | 2.9 |
| 25 | 125.8 | 0.00026766 | 852 | 2.92 |
| 26 | 124.2 | 0.000264255 | 717 | 2.91 |
| 27 | 125.6 | 0.000267234 | 758 | 2.94 |
| 28 | 127 | 0.000270213 | 808 | 2.83 |
| 29 | 127 | 0.000270213 | 806 | 2.9 |
| 30 | 125.2 | 0.000266383 | 723 | 2.9 |

Una vez que se obtienen los datos ya depurados, se procede a obtener la ecuación que represente el comportamiento del sensor, el cual como se puede observar en la figura 5.17 posee características bastante lineales.

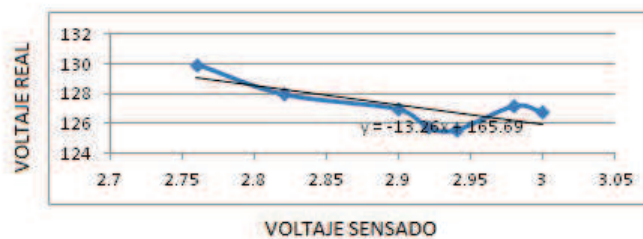


Figura 5.17: Ecuación característica para el sensamiento de voltaje de la lámpara vs voltaje del sensor.

Cabe resaltar que la gráfica de la ecuación característica del sensor de voltaje, no es tan lineal como la obtenida por el sensor de corriente, debido a que los valores de voltaje varían uno cuantos voltios en un mismo valor de frecuencia en un rango de $\pm 5V$ a $\pm 10V$, por ende, no se puede tener una relación completamente lineal, también se debe considerar que el sensor está midiendo corrientes en el orden de los mili amperios lo que hace aun mas inexacta la medición, sin embargo y bajo estas consideraciones se realizó una calibración que cumpla con la mayor exactitud posible con la entrega de datos lo más cercanos a la realidad.

Etapa de Amplificación

En esta etapa al igual que la etapa de sensamiento de corriente se utilizó para la amplificación el integrado TL082 por sus características de trabajo en frecuencias de hasta 1MHZ.

Amplificador no Inversor

Para que el voltaje de sensamiento sea proporcional a los rangos de medición del controlador se requiere una ganancia de 3.8, la cual es determina con la ayuda de los valores obtenidos en la tabla 5.5.

Sabiendo:

$$G = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{5v}{1.31v} = 3.8 \quad (5.44)$$

$$\frac{R_f}{R_i} + 1 = 3.8 \quad (5.45)$$

Por lo tanto

$$Si : R_i = 2.2k\Omega (asumida)$$

$$R_f = (3.8 - 1) * 2.2K\Omega = 4K\Omega //$$

Etapa de Rectificación y Filtrado

Rectificación

Se realizó la rectificación de media onda de la señal amplificada para lo cual se requirió utilizar el diodo 1N4148 es cual se caracteriza por poseer una respuesta en frecuencia de hasta 1MHZ, lo que es de gran valor ya que, como se ha mencionado,

se trabajó con rangos de frecuencias de 10kHz a 100kHz en pruebas y de 10kHz a 30kHz en trabajo.

Filtrado

Al igual que en el sensamiento de corriente, al realizar la rectificación de media onda la señal obtenida no es completamente DC, se procede a eliminar los rizados existentes en ella con la ayuda de un filtro RC configuración en paralelo.

Cálculo de filtro Pasa Bajos

Para el correcto diseño del mismo, se procede a establecer dos parámetros a considerar:

- Frecuencia de corte (F_c).
- Valor de resistencia en paralelo a C1 ($R7$).

$$R7 = 1K\Omega$$

$$F_c = 40kHz$$

$$R7 = X_c = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C} \quad (5.46)$$

$$C = \frac{1}{2\pi R F} \quad (5.47)$$

$$C = \frac{1}{2\pi * 1000 * 40000}$$

$$C = 4 * 10^{-9}$$

$$C = 4nf //$$

Cálculo de respuesta en frecuencia

Se sabe que:

$$out = \frac{1}{xc} = \frac{1}{wc} = \frac{1}{sc} \quad (5.48)$$

$$in = \frac{1}{sc} + R \quad (5.49)$$

Donde:

$$G(s) = \frac{out}{in} = \frac{\frac{1}{sc}}{\frac{1}{sc} + R} = \frac{1}{Rcs + 1} = \frac{\frac{1}{Rc}}{s + \frac{1}{Rc}} \quad (5.50)$$

$$G(s) = \frac{\frac{1}{Rc}}{jw + \frac{1}{Rc}} = \frac{\frac{1}{Rc} - jw}{\frac{1}{Rc} - jw} = \frac{\left(\frac{1}{Rc} \left(\frac{1}{Rc} - jw\right)\right)}{\left(\frac{1}{Rc}\right)^2 + w^2} \quad (5.51)$$

$$G(s) = \frac{\frac{1}{Rc}}{jw + \frac{1}{Rc}} = \frac{\frac{1}{Rc} - jw}{\frac{1}{Rc} - jw} = \frac{\left(\frac{1}{Rc} \left(\frac{1}{Rc} - jw\right)\right)}{\left(\frac{1}{Rc}\right)^2 + w^2} \quad (5.52)$$

$$G(s) = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{Rc}\right)^2 + \left(\frac{w}{Rc}\right)^2}} = \frac{\frac{1}{1k*4nf}}{\sqrt{\left(\frac{1}{1k*4nf}\right)^2 + \left(\frac{40kHz}{1k*4nf}\right)^2}} = 0.000025 \quad (5.53)$$

La ganancia es nula ya que el filtro pasa bajos no realiza ninguna función de amplificación en el circuito.

Diagrama De Bode

En base al diagrama mostrado en la figura 5.18 podemos comprobar que la frecuencia de corte se encuentra en los 40kHz por lo que es suficiente para satisfacer el filtro en el rango de frecuencias indicado.

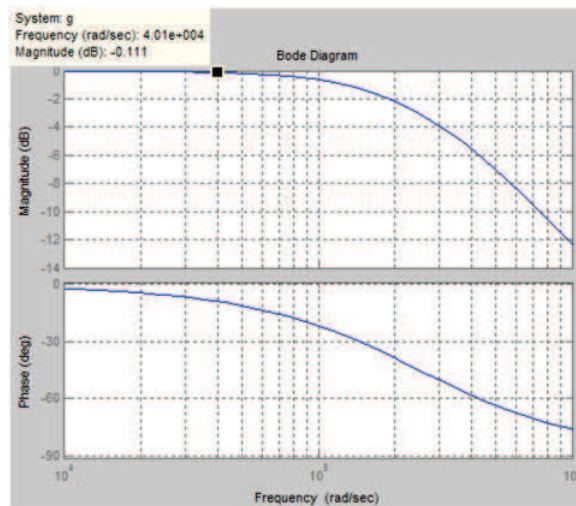


Figura 5.18: Diagrama bode filtro pasa bajos

Regulador de Voltaje Positivo a Negativo ICL7660

Unos de los problemas obtenidos al momento del diseño de la placa de ensamblaje es la utilización por parte de los amplificadores operaciones, de voltajes negativos para su polarización, ya que estos se los obtenía de una fuente de alimentación externa al circuito, lo que se requiere eliminar ya que se debe conseguir que trabaje sin ningún factor externo, por lo que se colocó el regulador ICL7660 el cual transforma voltajes positivos a negativos en un rango de 1.5V a 12V lo cual es suficiente para el correcto funcionamiento de los amplificadores TL082.



Figura 5.19: Regulador de voltaje positivo a negativo

Para que este elemento funcione correctamente se necesita colocar entre los pines 2(Cap+) y 3(Cap-) un capacitor electrolítico de 10 μ F, que según las especificaciones del datasheet cumple con la función de carga del depósito, también se vuelve indispensable la colocación de un capacitor de 100nF cerámico en el pin 7 (OSC) a tierra del circuito para suprimir transientes externos, por último se requiere colocar un capacitor electrolítico de 10 μ F entre los pines 5(Vout) y 3(Gnd) y una resistencia de 1M Ω en paralelo a éste para asegurar la generación del voltaje negativo a la salida del integrado (pin 5).

Esta configuración se muestra en la figura 5.20.

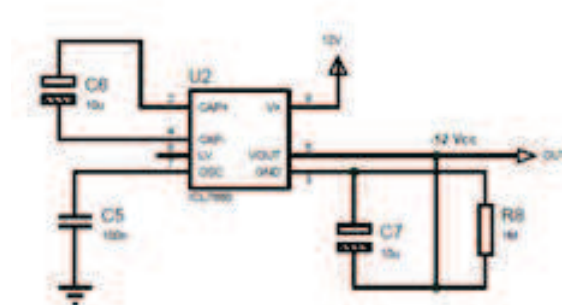


Figura 5.20: Conexión para el funcionamiento del ICL7660

5.2.4. Etapa de Control Adaptativo

Microcontrolador PIC 16F877A

Esta etapa se encuentra principalmente conformada por el micro controlador 16F877A en el cual se realizan procesamientos de datos tanto de corriente y voltaje, generación de frecuencias variables en un rango establecido por el programa de 20kHz a 30kHz y realiza en base a esto el control de impedancia de la lámpara.

Para la elección de un micro controlador apto para todos los procesos a ser realizados se debe considerar principalmente el espacio de memoria disponible y la cantidad de procesos implícitos en el control ya que si su capacidad no es la indicada se debe proceder a la utilización de un DSPIC o elementos de mayor capacidad de almacenamiento.

Otro punto a considerar al momento de la elección del microcontrolador es la velocidad de procesamiento, que para esta aplicación no es un punto primordial ya que como se ha explicado el capítulos anteriores se requiere que la lámpara se encuentre en un estado estable para el sensado de datos y control de la misma por lo que se deja de lado este punto. Se colocó a esta placa salidas acopladas a un LCD con la finalidad de realizar cuando sea necesario un control visual de los datos de voltaje, corriente ,impedancia y frecuencia.



Figura 5.21: Microcontrolador PIC 16F877A

Diseño de Filtro Simple

Otro aspecto importante a ser considerado es la introducción de un filtro en la alimentación del PIC, ya que la lámpara genera ondas electromagnéticas que se introducen en esta, ocasionando un comportamiento erróneo en el micro controlador, para colocar el filtro adecuado se procedió a la medición de la impedancia de la placa de control la cual es de $10M\Omega$ con ello se realizó el diseño del filtro.

$$V = V_m - \frac{I}{4 * F * C} \quad (5.54)$$

$$Frecuenciadecorte = 20kHz$$

$$I = 0.5mA$$

$$5V = 4.5V - \frac{0.000000625}{C}$$

$$C = 0.0000000125nF$$

$$C = 1.2nF //$$

5.2.5. Etapa de Encendido de Placas

En un inicio para la activación de la placa de control y potencia se requería activar dos interruptores independientes para cada una de las placas ,se buscó optimizar el circuito lo que llevó a la colocación de un relé para la activación de la placa de potencia donde la etapa de control adaptativo entrega al relé una señal de activación

la cuál después de 5 segundos permitirá el paso de los 250V necesarios para alimentar la placa de potencia. Con lo que se redujo a un solo interruptor en encendido de la lámpara HID. Esta placa cumple con la función de recibir la señal de alimentación de 24V y 250V los cuales distribuye a todo el circuito.

Relé Omron G2R 1E DC12



Figura 5.22: Relé OMRON- G2R 1E DC12

Este tipo de relé posee doble bobina de enclavamiento, Plug-in y terminales de conexión rápida disponibles. Alta sensibilidad (360 mW) y alta capacidad (16 A), circuito magnético de alta estabilidad para la resistencia y la retención excelente resistencia a vibraciones y golpes. Seguridad, diseño orientado a asegurar la resistencia a sobretensiones de alta: 10.000 Vmin. entre bobina y contactos.

Tabla 5.6: Características técnicas del relé

| CARGA | RESISTIVA | INDUCTIVA |
|-----------------------------|------------------|------------------|
| RANGO | 10 A at 250 VAC | 7.5 A at 250 VAC |
| CORRIENTE MAX OPERACIÓN | 10 A | 10 A |
| VOTAJE MAX OPERACIÓN | 380 VAC, 125 VDC | 380 VAC, 125 VDC |
| CAPACIDAD MAX DE COMUTACIÓN | 2,500 VA, 300 W | 1,875 VA, 150 W |
| MIN CARGA ADMISIBLE | 100 mA, 5 VDC | 100 mA, 5 VDC |

Diagrama de Conexión

La figura 5.23 muestra el diagrama de conexión para la activación de la etapa de potencia por medio del relé

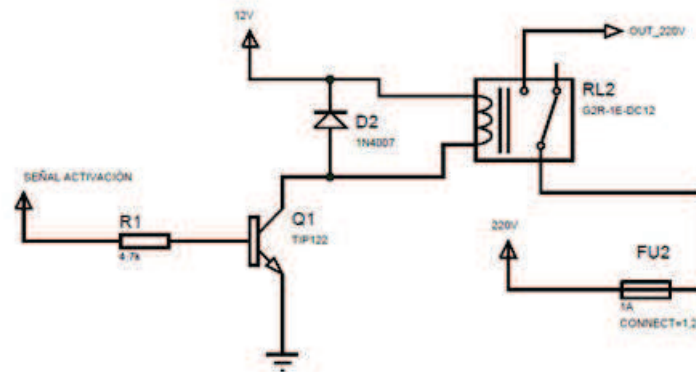


Figura 5.23: Circuito activador de relé

5.3. PROGRAMACIÓN DEL CONTROLADOR

Como ya se especificó en el capítulo 5 el método de control a ser utilizado es el *Gain Scheduling*. Este método posee la característica de realizar control en base a una tabla de datos previamente establecidos, por lo que se considera un método de control adecuado en donde no se requiere hacer una identificación continua de las características del sistema en el transcurso del tiempo para controlarlo, sino que ya se conoce con anterioridad que comportamiento va a tener la planta bajo cualquier tipo de circunstancias.

En el caso de la lámpara HID este tipo de control adaptativo se adecuaba perfectamente a las características del sistema ya que, muchos de los métodos de control adaptativo están diseñados para un tipo de control en base a su evolución en el tiempo, como se sabe en el caso de la lámpara HID no se la puede por el momento trabajar en base a su evolución en el tiempo ya que esta requiere un tiempo de estabilización previa antes de un cambio de estado, por lo que se necesita realizar el control de la misma en un estado estacionario lo que dificulta escoger cualquier tipo de control clásico.

Al utilizar este método de control adaptativo no solo se garantiza un comportamiento adecuado de la lámpara HID sino que también se reducen procesos innecesarios en el controlador haciendo que se pueda realizar el control sin problemas con el microcontrolador PIC 17F877A.

5.3.1. Lazo de Control

El lazo de control se encuentra representado en la figura 5.24 donde el *set point* o referencia esta dado por la impedancia a la que se quiere mantener el sistema para garantizar máxima potencia en la lámpara, a medida que se produce una perturbación en la impedancia, la frecuencia se adapta de manera que encuentre una impedancia adecuada para dar seguimiento a la de referencia, consiguiendo de esta forma un comportamiento adecuado de la lámpara.

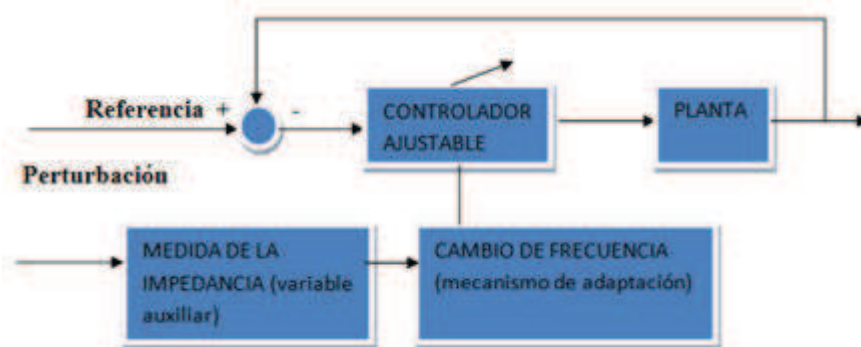


Figura 5.24: Lazo de Control

El diagrama de flujo del controlador se puede apreciar en el anexo A1.2 mientras que el programa utilizado para la programación del PIC es *mikroBasic*[®] y su algoritmo se puede apreciar en el anexo A2.2.

5.3.2. Funcionamiento del Balastro Electrónico Implementado

El balastro electrónico implementado se puede apreciar en la figura 5.25.

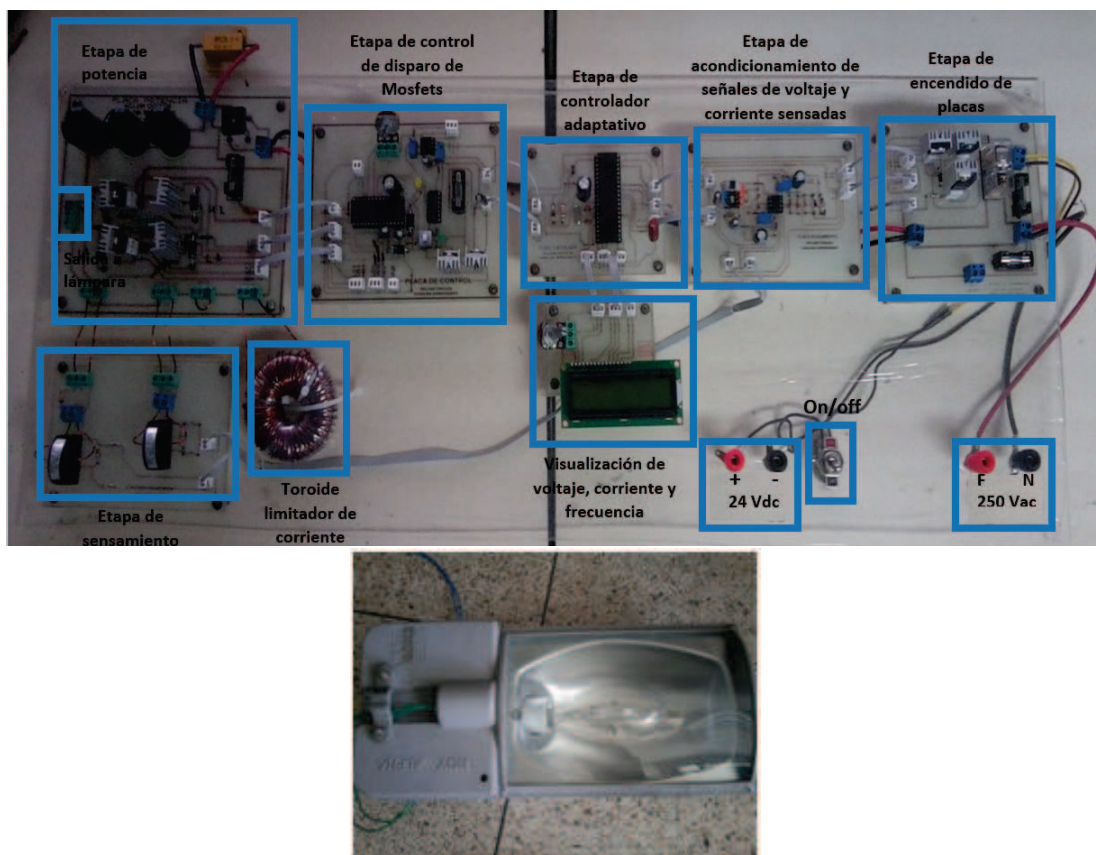


Figura 5.25: Balastro Electrónico con controlador adaptativo terminado

Proceso de encendido

Para encender el balastro electrónico se usa un interruptor on-off el cual energiza todas las etapas del balastro a excepción de la etapa de potencia. Luego de 5 segundos la etapa de control adaptativo genera una señal que activa el relé que esta ubicado en la etapa de encendido de placas para energizar la etapa de potencia lo que dará como resultado que la lámpara HID se encienda.

La etapa de control adaptativo establece una frecuencia inicial de 35kHz para tener una impedancia alta en el toroide limitador de corriente y así evitar que picos de corriente producidos durante el proceso de encendido de la lámpara HID produzca daños en el balastro y en la lámpara.

Durante el encendido de la lámpara se muestra a través del LCD (ver figura 5.27) la frecuencia a la cual la lampara se encuentra funcionando.



Figura 5.26: Mensaje que muestra el LCD mientras se estabiliza la lámpara a una frecuencia inicial de 35kHz.

En caso que la lámpara no se encienda, el controlador apagará la etapa de potencia por 3 segundos y lo volverá a encender durante 8 segundos para intentar prender la lámpara (ver figura 5.27), este proceso lo realizará por 3 ocasiones si la lámpara se enciende durante este proceso el LCD volverá a mostrar el mensaje que se aprecia en la figura 5.27 y continuará con el proceso de estabilización.



Figura 5.27: Mensaje que muestra el LCD en caso que la lámpara no se haya encendido

De no encenderse la lámpara luego de los tres intentos el controlador apagará definitivamente la etapa de potencia y mostrará en el LCD (ver figura 5.28) un mensaje para informar al usuario que cambie de lámpara o que revise si la misma se encuentra correctamente colocada para ello el usuario debe apagar completamente el balastro y volver a encenderlo cuando se haya cambiado de lámpara.

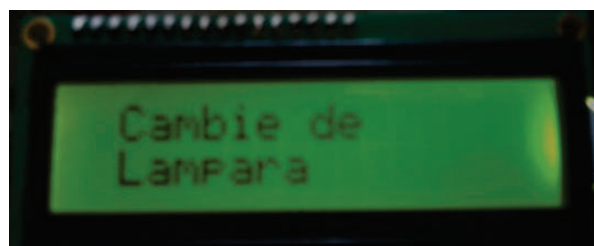


Figura 5.28: Mensaje que muestra el LCD en caso que la lámpara no se haya encendido luego de tres intentos

Proceso de estabilización

Una vez encendida la lámpara durante el proceso de estabilización el controlador disminuye la frecuencia de trabajo de la lámpara paulatinamente hasta llegar a la frecuencia de 25kHz de la siguiente manera:

La lámpara permanece encendida a una frecuencia inicial de 35 kHz durante 5 minutos luego el controlador procede a la disminución de frecuencias en rangos de 1kHz con tiempos de estabilización entre frecuencias de 1 minuto hasta llegar a los 30kHz.

A partir de los 30kHz se disminuye la frecuencia en rangos de 1kHz cada 30 segundos hasta llega a la frecuencia media de operación de 25kHz en la que el controlador empieza a realizar el control de impedancia de la lámpara.

El tiempo que tarda el balastro en estabilizar la lámpara es de 12 minutos y medio, lo cual es conveniente debido a las características inestables del plasma durante la estabilización de la lámpara y también por los problemas de resonancias que se producen ante cambios bruscos de frecuencia. Ya que la aplicación de este balastro esta destinada para ambientes exteriores el tiempo de estabilización no presenta mayor inconveniente al momento de utilizarlo en un entorno real.



Figura 5.29: Circuito funcionando

Proceso de control

El proceso de identificación de la lámpara realizado en el capítulo 4 permitió comprobar que a una impedancia comprendida entre 63Ω y 65Ω se obtiene el

máximo rendimiento de la lámpara a una potencia nominal es por eso que se ha establecido a estos valores como el *set point* de la siguiente forma:

$$63\Omega \leq SP \leq 65\Omega$$

Si la impedancia de la lámpara esta fuera de este rango el controlador aumenta o disminuye la frecuencia hasta llegar a aquella en donde la impedancia de la lámpara se encuentre dentro del *set point* indicado.

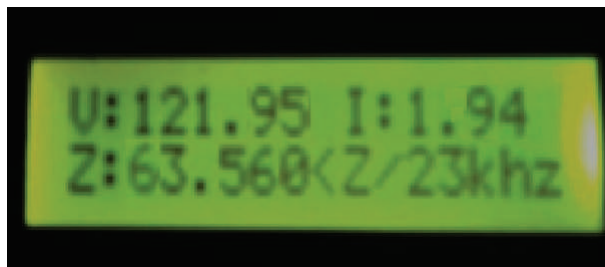


Figura 5.30: Indicador de sensamiento y control a 23kHz

La tabla *Gain Sheduling* diseñada para realizar el controlador se puede apreciar en la tabla 5.7.

Tabla 5.7: Tabla *Gain Sheduling*

| FRECUENCIA (kHz) | Punto de Operación (P.O.) | Variable Auxiliar (Z _{AUX}) |
|---------------------|------------------------------|--|
| 20 | 63Ω : 65Ω | 63 Ω |
| 21 | 63Ω : 65Ω | 63.2 Ω |
| 22 | 63Ω : 65Ω | 63.4 Ω |
| 23 | 63Ω : 65Ω | 63.6 Ω |
| 24 | 63Ω : 65Ω | 63.8 Ω |
| 25 | 63Ω : 65Ω | 63.9 Ω |
| 26 | 63Ω : 65Ω | 64 Ω |
| 27 | 63Ω : 65Ω | 64.2 Ω |
| 28 | 63Ω : 65Ω | 64.6 Ω |
| 29 | 63Ω : 65Ω | 64.8 Ω |
| 30 | 63Ω : 65Ω | 65 Ω |

Como se describió en el capítulo 3 esta tabla consta de la variable auxiliar que es el valor de la impedancia real de la lámpara que esta siendo monitoreada gracias a los sensores de voltaje y corriente.

El punto de operación es el *set point* de controlador el mismo que garantizará que la lámpara trabaje a potencia nominal de manera constante y será modificado a convenir cada vez que haya un cambio en el trabajo habitual de la lámpara.

Ya que se debe garantizar que la impedancia aumente conforme aumenta la frecuencia a este rango se lo modificara en forma ascendente.

5.4. ANÁLISIS DE RESULTADOS

Debido a que el correcto funcionamiento de la lámpara se garantiza al entregarle una señal de voltaje y corriente adecuada, se procederá al análisis de la señal procedente de la lámpara y de la bobina toroidal la que regula la cantidad de corriente ingresada por medio del cambio de su impedancia, haciendo que esta se mantenga en parámetros ideales de funcionamiento en un rango de frecuencias variables, con la característica principal de evitar que esta no entre en resonancia al cambio de frecuencias.

Como se explicó anteriormente el circuito se encenderá con una frecuencia de 35 kHz esto debido a que al aumentar la frecuencia de trabajo, aumenta la impedancia del toroide lo que a su vez hace que disminuya la corriente de sobre pico que se produce en el encendido del circuito, evitando con ello problemas en la lámpara.

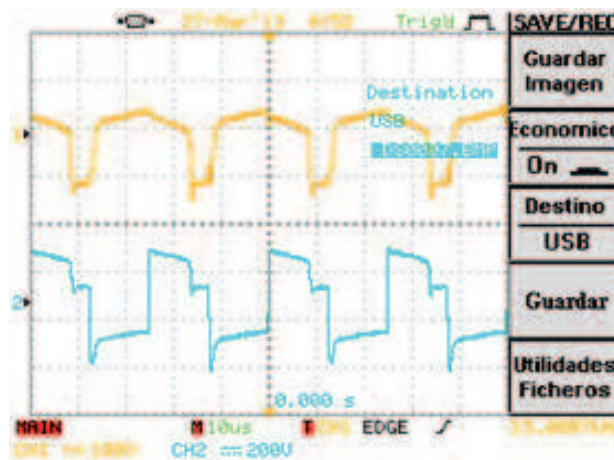


Figura 5.31: Forma de la señales de voltaje (amarillo) y corriente (azul) a 35kHz durante el proceso de estabilización

Como se puede observar en la figura 5.31 la señal de color azul, que es la generada por la bobina presenta una pequeña deformación en su periodo lo cual es producido por la alta frecuencia a la que está trabajando ya que la proximidad entre las espiras bajo estas características da lugar a capacidad distribuida y a capacidades parásitas que se presentan entre la bobina y otros elementos de circuitos próximos donde al trabajar en altas frecuencia el circuito equivalente de la bobina se lo puede considerar como se muestra en la figura 5.32.

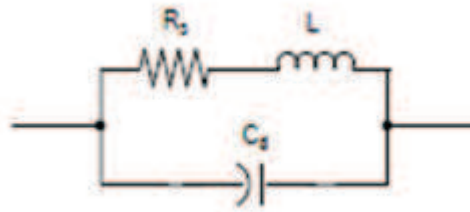


Figura 5.32: Circuito equivalente a una bobina real

Debido a la capacidad distribuida la bobina se comporta de manera no ideal como se puede observa en la figura 5.33.

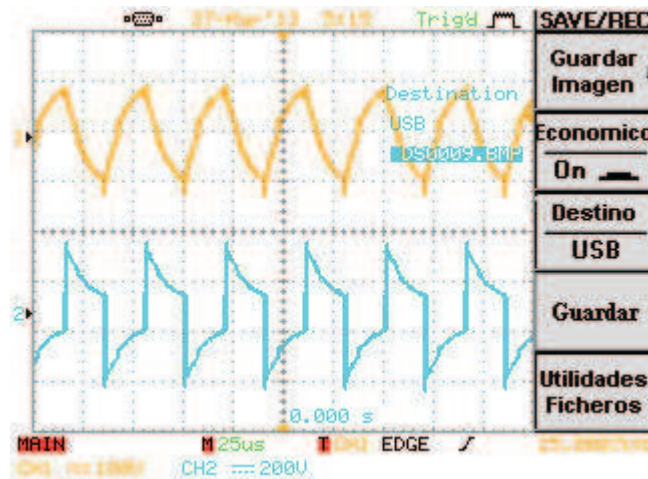


Figura 5.33: Forma de la señales de voltaje (amarillo) y corriente (azul) a 25kHz

Debido a que en general no se encuentran bobinas de potencia comerciales que trabajen en altas frecuencias estas se las debe fabricar en base a las frecuencias en las que van a trabajar ya que a medida que entra en las frecuencias de resonancia, estas trabajan de forma muy inestable., esto se puede observar en la figura 5.34 donde al entrar en frecuencia de resonancia de la bobina la señal se desfasa y presenta ruido haciendo en este caso que la lámpara presente resonancia en el plasma y por consecuencia se apague.

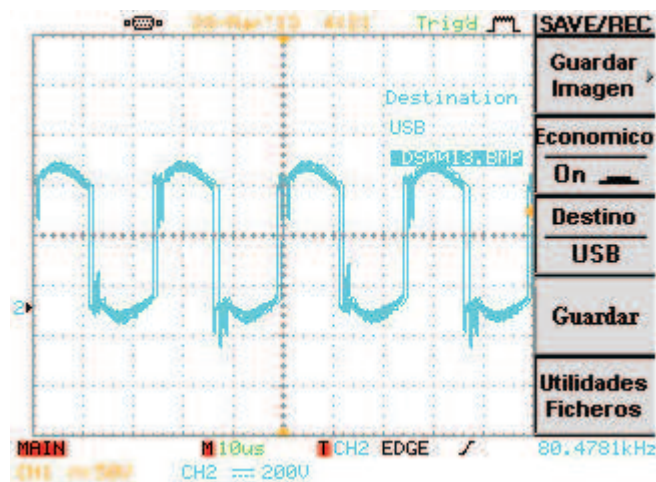


Figura 5.34: Voltaje de la lámpara

La bobina se comporta de esta forma debido a que a mayores frecuencias mayor será la pérdida magnética por efectos de la histéresis, por ende mientras mayor sea el volumen del circuito magnético mayores serán las pérdidas ya que se tendrá una mayor área encerrada por el ciclo de histéresis.[18]

Una vez que se realizó el análisis del efecto del toroide limitador de corriente sobre la lámpara HID, se procederá a determinar los cambios en la salida de la lámpara producidos por la intervención del controlador, para ello se comparará la salida sin y con el controlador.

5.4.1. Comportamiento de la Lámpara sin Controlador

Una de las principales características de comportamiento de la lámpara al trabajar con una resistencia limitadora de corriente fija conectada en serie a la misma es que a medida que aumenta la frecuencia la corriente también aumenta lo que no sucede al reemplazar la resistencia con el toroide ya que su impedancia aumenta o disminuye al aumentar o disminuir la frecuencia respectivamente. Esto hace que la corriente del sistema varíe de forma inversamente proporcional a la variación de frecuencia.

Como se puede apreciar en la figura 5.35 obtenida en el capítulo 4 la impedancia disminuye de 75 a 65 ohms mientras que la potencia aumenta de 210 a 230W conforme aumenta la frecuencia.

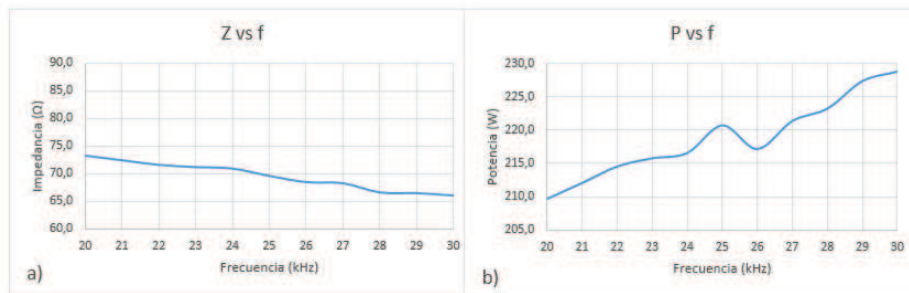


Figura 5.35: Comportamiento de la a) la impedancia y b) la potencia de la lámpara sin controlador en el rango de 20 a 30 kHz conectado en serie a una resistencia limitadora de corriente fija.

5.4.2. Comportamiento de la Lámpara con Controlador

Mediante la implementación del controlador se pudo conseguir que la frecuencia de trabajo del balastro varíe en función del valor de la impedancia que fue establecida como *set point* (63 - 65 ohms) de forma que se pueda conseguir la máxima potencia de la lámpara en el rango de 20 a 30 kHz manteniendo al sistema en un estado estable, evitando a la vez cambios bruscos de voltaje, corriente y potencia, lo que garantiza el correcto funcionamiento de la lámpara HID .

Para comprobar que el controlador se encuentra realizando correctamente su trabajo se procedió a tomar los datos con una tarjeta de adquisición GAGUE OCTOPUS de 250 Megasampling/segundo el mismo que mostró el comportamiento de la lámpara mientras se estabilizaba (sin control) hasta que empezaba a controlar en 23kHz, 25kHz y 27kHz y con ello se pudo verificar que durante la estabilización que se produce al hacer un cambio de frecuencia la impedancia de la lámpara tenía valores que estaba fuera del rango del *set point* pero enseguida el controlador trata de ajustar el valor de la impedancia al valor del *set point*. Si no logra alcanzar la impedancia deseada el controlador cambia de frecuencia hasta que la impedancia de la lámpara este en el valor deseado como se puede apreciar en la figura 5.36.

Se puede comprobar que el controlador mantiene la impedancia dentro de un rango establecido y que su potencia es completamente constante.

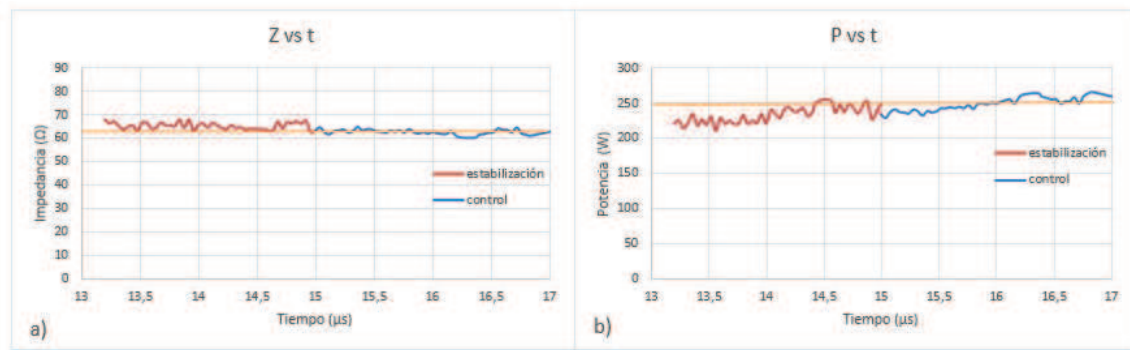


Figura 5.36: Comportamiento de a) la impedancia y b) la potencia de la lámpara a 23 kHz

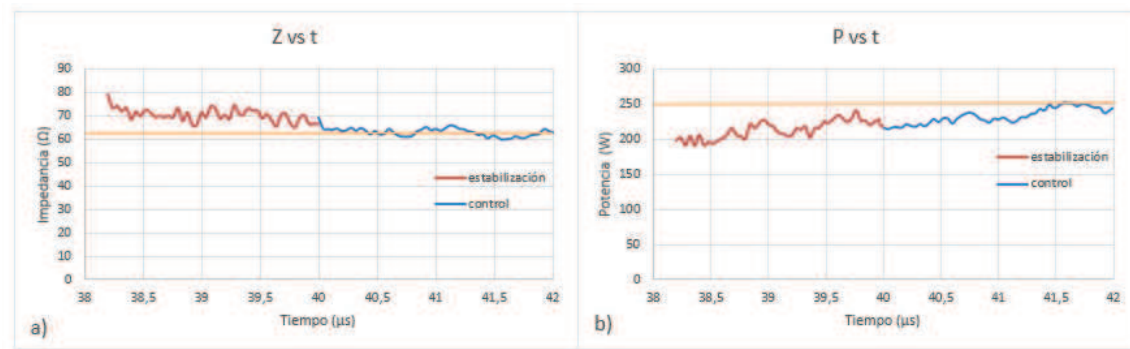


Figura 5.37: Comportamiento de a) la impedancia y b) la potencia de la lámpara a 25 kHz

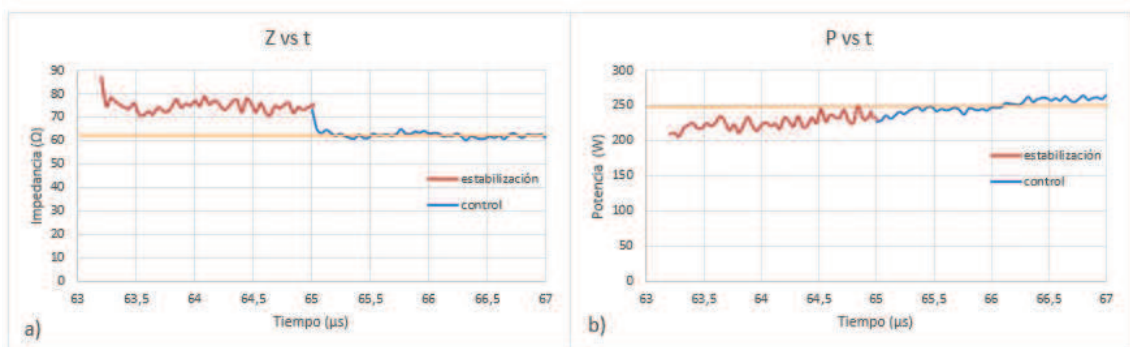


Figura 5.38: Comportamiento de a) la impedancia y b) la potencia de la lámpara a 27 kHz

Una de las características primordiales del efecto del controlador es el producir una compensación de voltaje y corriente para mantener la impedancia dentro del rango requerido como se puede verificar en la figura 5.39, cuando la corriente aumenta el voltaje disminuye y viceversa.

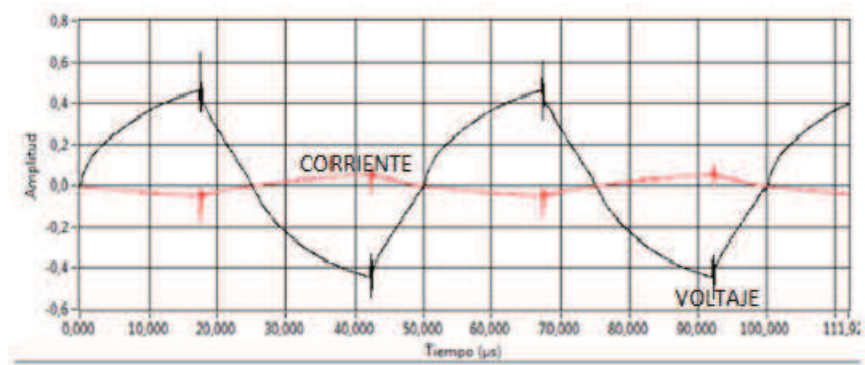


Figura 5.39: Compensación de voltaje y corriente

CAPÍTULO 6

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

6.1. CONCLUSIONES

- Mediante el presente proyecto se ha logrado satisfactoriamente el control adaptativo de una lámpara HID-MH para que la misma trabaje a una potencia nominal de 250W de manera constante.
- Por medio de la identificación del sistema se pudo concluir que la impedancia de la resistencia limitadora de corriente del balastro debe ser 88Ω para garantizar el máximo rendimiento de la lámpara y que las señales de voltaje y corriente obtenidas de la lámpara permitieron comprobar que la misma tiene un comportamiento netamente resistivo.
- En base a las diferentes pruebas realizadas durante la identificación de la lámpara se pudo conocer el comportamiento de la misma en varios rangos de frecuencia corroborando que a medida que la lámpara envejece esta presenta un cambio negativo en su comportamiento, entrando con mayor frecuencia en zonas de resonancia, donde en un inicio no las presentaba, cabe resaltar que este comportamiento varía de una marca de lámpara a otra e inclusive entre lámparas de la misma marca esto es debido a que el estado de resonancia en las que entran las lámparas HID tiene que ver en especial con la impedancia de la misma y por ende con su corriente.
- El método de control adaptativo *Gain Scheduling* es el más adecuado para este proyecto ya que al no poder realizar una identificación del sistema en tiempo real debido al comportamiento inestable que tiene el plasma de la lámpara este método de control logra controlar el sistema en función de una tabla, en donde el comportamiento de la planta fue previamente definido durante el proceso de identificación.

- Al momento del diseño de las placas que forman parte del balastro electrónico se debe tomar especial atención en sus características de potencia y respuesta en frecuencia ya que en la mayoría de casos esto se vuelve un limitante bastante común a la hora de encontrar elementos adecuados.
- Se tomó mucho a consideración la señal de entrada en la planta, ya que, como se sabe la gran mayoría de dispositivos y diseños se encuentran realizadas para sistemas con alimentación de tipo senoidal, lo que se convirtió en un problema muchas veces a la hora de escoger los elementos adecuados, otros de los puntos clave a la hora de considerar elementos fue su respuesta en frecuencia y potencia.
- No se ha conseguido determinar la corriente mínima para mantener en funcionamiento la lámpara, una vez que se encuentra estabilizada, se realizaron pruebas en las cuales se colocaron cuatro reóstatos de 140Ω cada uno en serie y se aumentó la frecuencia hasta unos 100kHz haciendo que la corriente se encuentre en el orden de los mili amperios, si bien es cierto la intensidad luminosa disminuye hasta observarse apagada, al aumentar la corriente los lúmenes empiezan nuevamente a aumentarse simulando el efecto de dimerización, lo que arroja como resultado que aun en corrientes de mili amperios esta lámpara se mantiene encendida.

6.2. RECOMENDACIONES

- Se recomienda para futuros proyectos el optimizar el toroide limitador de corriente, tratando de disminuir en lo posible el espacio utilizado por la misma, en base a cambio del núcleo, material, diámetro, o calibre del cable.
- Implementar un sistema con el cual se pueda controlar el plasma de la lámpara para que el control sea mucho más exacto, en base a la obtención del modelo de la misma.
- Adaptar una etapa de sensamiento de lúmenes con el fin de ahorrar energía y obtener la dimerización de la lámpara.
- Contar con una sola fuente para energizar las etapas de control y potencia.
- Contar con un sistema de ventilación para protección en altas temperaturas.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Alepuz Menéndez, S. S. (2004). Aportación al control del convertidor CC/CA de Tres niveles.
- Antonczak, A. J., & Abramski, K. M. (2000). In Phase locked loops for laser coherent systems (Vol. 2, pp. 229–232).
- Astrom, K. J., & Wittenmark, B. (2008). Adaptive control. Dover Publications.
- Bordón, R. y. (2005). Apuntes de ingeniería electrónica.
- Boylestad, R. L. (2011). Introducción al análisis de circuitos. Pearson Educación.
- Candelaria Martinez, B., Ruiz Rosado, O., Gallardo López, F., Perez Hernandez, P., Martinez Becerra, A., & Vargas Villamil, L. (2011). Aplicación de modelos de simulación en el estudio y planificación de la agricultura, una revisión (Vol. 14). Universidad Autónoma de Yucatán, Facultad de Medicina Veterinaria.
- Chhun, L. (2010). *Modes d’Alimentation* limentation et de Commande des lampes sodium haute pression en vue déviter les résonances acoustiques. Institut National Polytechnique de Toulouse.
- Douriet, E. D. E. (2005). Caracterización de lámparas de alta intensidad de descarga alimentadas con formas de onda cuadradas. Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico CENIDET.
- Gallo Gutiérrez, Cristina Nataly y Santamaría Barrera, N. D. (2012). Artículo Científico-Diseño e Implementación de un Banco de Pruebas para Lámparas de Descarga de Alta Intensidad de Halogenuros Metálicos Operando en Alta Frecuencia.
- García, L. (2010). Sistemas de control avanzado. Politécnica de Colombia JIC.
- Gómez, J. C. (2004). Estrategias de Control en Lámparas de Alta Presión para la Eliminación de Resonancias Acústicas. Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico CENIDET.
- Guamán Novillo, Ana Verónica y Vásquez Rodríguez, J. F. (2006). Diseño e implementación de un Prototipo de un Sistema de Control Adaptativo para una

- Planta de Temperatura.
- Gutierrez, R. (2005). Modelos y Modelización.
- Harper, G. E. (2000). Curso de transformadores y motores de inducción. Editorial Limusa SA De CV.
- Hernández, R. F. (2007). Modelado Dinámico de Lámparas de Alta Intensidad de Descarga. Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico CENIDET.
- Kunusch, C. (2003). Identificación de Sistemas Dinámicos, 28.
- Márquez, M. B. (2003). Aplicación de un Microcontrolador para la Eliminación de Resonancias Acústicas en Lámparas de Alta Presión Mediante la Implementación de Técnicas de Modulación en Frecuencia. Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico CENIDET.
- Rubio, Francisco Rodríguez Sánchez, M. J. L. (1996). Control adaptativo y robusto (Vol. 9). Universidad de Sevilla.
- Tapia, J. A. A. (2011). Balastro Electrónico para Lámparas de Alta Intensidad de Descarga Alimentadas con Formas de Ondas Cuasi-Cuadradas. Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico CENIDET.
- Vives, A. A. (2000). Sistemas Electrónicos de Comunicaciones (Vol. 825). Ed. Univ. Politécnica. Valencia.

ANEXOS

ANEXO A1
Diagramas de Flujo

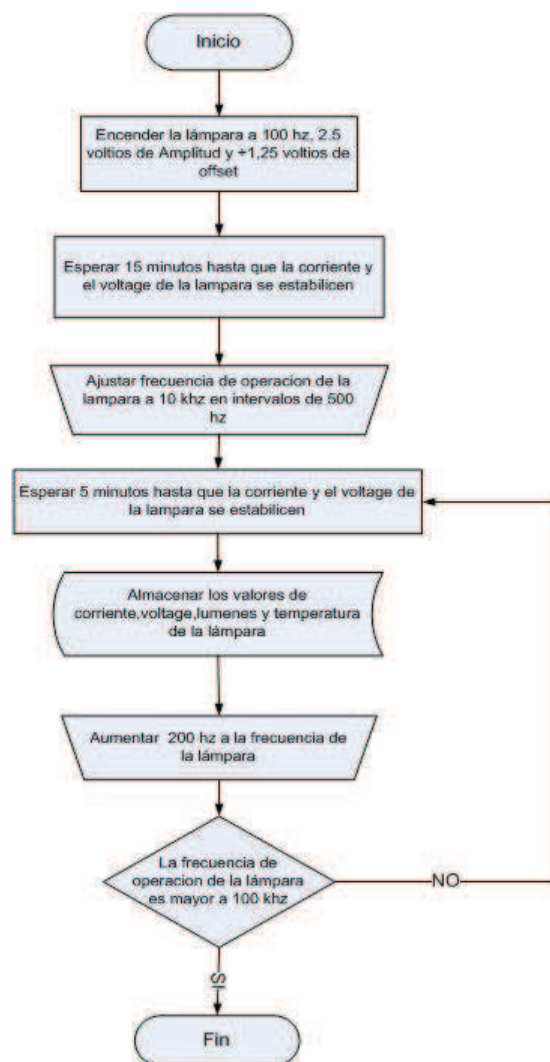


Figura A1.1 : Procedimiento de medición.

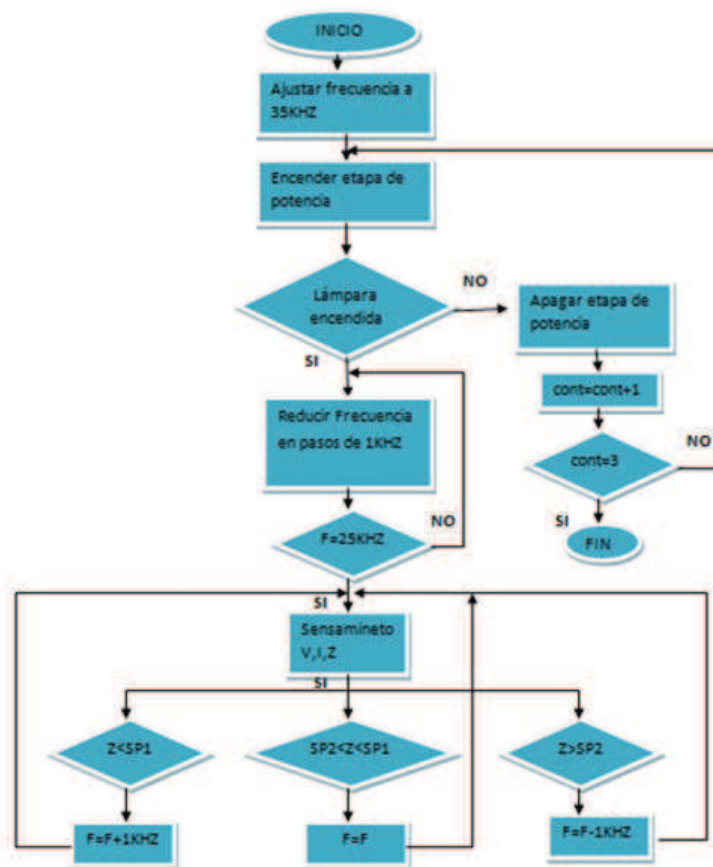


Figura A1.2 : Diagrama de flujo de controlador

ANEXO A2
Algoritmos del Controlador

Algoritmo A2.1 Control por ajuste de ganancia simulado

Control por ajuste de ganancia

```
function m=gains1(x)
global mk1 yk1 yk2 mk auxin1
```

Parámetros de entrada al controlador

```
t=x(1); tiempo
sp=x(2);referencia
yk=x(3); retroalimentación del sistema(salida)
```

Ajuste de tabla (*Gain scheduling*)

```
wk=20:1:30; rango de frecuencias (comportamiento lineal de la planta)
auxin1=[73.3 72.5 71.7 71.3 71.0 69.7 68.5 68.3 66.7 66.5 66.1 ]; impedancias obtenidas en
cada rango de frecuencias
spp=floor(sp);
auxin2=floor(auxin1);
```

Condiciones de funcionamiento

```
if t==0;
wk=20:1:30;
mk1=0;
yk1=0;
yk2=0;
mk=0.01;
end
if t>0;
for i=1:1:length(wk)
if spp==auxin2(i)
mk=wk(i);
end
end
end
mk1=mk;
m=mk1;
end
```

Algoritmo A2.2 Algoritmo para el control de la lámpara hid por *gain scheduling*

DECLARACIÓN DE VARIABLES

```
dim txt as String[5]
dim txt1 as String[5]
dim txt2 as String[5]
dim txt3 as String[5]
dim voltaje as float
dim voltaje2 as float
dim LI as float
dim X as float
dim Y as float
dim corriente as float
dim corriente2 as float
dim impedancia as float
dim potencia as float
dim FI as float
dim V as float
dim I as float
dim LV as float
dim j as integer
dim g as float
dim aux as integer
dim aux1 as integer
dim k as integer
dim kk as integer
dim kkk as integer
dim bandera as integer
LCD_RS as sbit at RD4_bit
LCD_EN as sbit at RD5_bit
LCD_D4 as sbit at RD0_bit
LCD_D5 as sbit at RD1_bit
LCD_D6 as sbit at RD2_bit
LCD_D7 as sbit at RD3_bit
LCD_RS_Direction as sbit at TRISD4_bit
LCD_EN_Direction as sbit at TRISD5_bit
LCD_D4_Direction as sbit at TRISD0_bit
LCD_D5_Direction as sbit at TRISD1_bit
LCD_D6_Direction as sbit at TRISD2_bit
LCD_D7_Direction as sbit at TRISD3_bit
dim current_duty as byte
```

SUBROUTINAS DE SENSAMIENTO Y VISUALIZACIÓN EN LCD DE VOLTAJE

Sensamiento de voltaje

```
sub procedure voltajet()  
LV=adc_read(0)  
voltaje=(5.0/1023)*LV  
voltaje2=-13.3*voltaje +165.7 V=voltaje2 end sub
```

Visualización en LCD de voltaje sentido

```
sub procedure showvoltajet()  
floattostr(voltaje2,txt)  
LCD_out(1,1,"V:")  
LCD_Chr(1,3,txt[0])  
for j=1 to 5 LCD_Chr_Cp(txt[j])  
next j  
end sub
```

Sensamiento de corriente

```
sub procedure corrientet()  
LI=adc_read(1)  
corriente=(5.0/1023)*LI  
corriente2=0.479*corriente + 0.3 I=corriente2  
end sub
```

Visualización en LCD de corriente sensada

```
sub procedure showcorrientet()  
floattostr(corriente2,txt2)  
LCD_out(1,10,"I:")  
LCD_Chr(1,12,txt2[0])  
for j=1 to 3 LCD_Chr_Cp(txt2[j])  
next j  
end sub
```

Cálculo de de impedancia de la lámpara

```
sub procedure impedanciat()  
impedancia=V/I  
Y=impedancia  
end sub
```

Visualización en LCD de la impedancia calculada

```
sub procedure showimpedanciat()  
floattostr(impedancia,txt1)  
LCD_out(2,1,"Z:")  
LCD_Chr(2,3,txt1[0])  
for j=1 to 5 LCD_Chr.Cp(txt1[j])  
next j  
end sub
```

Subrutina para estabilizar lámpara

```
sub procedure controlar()  
LCD_Out(1,3,"ESTABILIZANDO")  
PWM2_Init(35000)  
' PWM2_Start()  
PWM2_Set_Duty(127)  
LCD_Out(2,6,"F:35khz")  
delay_ms(300000)  
PWM2_Init(34000)  
' PWM2_Start()  
PWM2_Set_Duty(127)  
LCD_Out(2,6,"F:34khz")  
delay_ms(60000)  
PWM2_Init(33000)  
'PWM2_Start()  
PWM2_Set_Duty(127)  
LCD_Out(2,6,"F:33khz")  
delay_ms(60000)  
PWM2_Init(32000)  
' PWM2_Start()  
PWM2_Set_Duty(127)  
LCD_Out(2,6,"F:32khz")  
delay_ms(60000)  
PWM2_Init(31000)  
'PWM2_Start()  
PWM2_Set_Duty(127)  
LCD_Out(2,6,"F:31khz")  
delay_ms(30000)  
PWM2_Init(30000)  
' PWM2_Start()  
PWM2_Set_Duty(127)
```

```
LCD_Out(2,6,"F:30khz")
delay_ms(30000)
PWM2_Init(29000)
'PWM2_Start()
PWM2_Set_Duty(127)
LCD_Out(2,6,"F:29khz")
delay_ms(30000)
PWM2_Init(28000)
' PWM2_Start()
PWM2_Set_Duty(127)
LCD_Out(2,6,"F:28khz")
delay_ms(30000)
PWM2_Init(27000)
' PWM2_Start()
PWM2_Set_Duty(127)
LCD_Out(2,6,"F:27khz")
delay_ms(30000)
PWM2_Init(26000)
'PWM2_Start()
PWM2_Set_Duty(127)
LCD_Out(2,6,"F:26khz")
delay_ms(30000)
PWM2_Init(25000)
'PWM2_Start()
PWM2_Set_Duty(127)
LCD_Out(2,6,"F:25khz")
delay_ms(30000)
bandera=1
Lcd_Cmd(_LCD_CLEAR)
end sub
```

PROGRAMA PRINCIPAL

```
main:
TRISA=$FF
PORTA= $00
ADCON1=$00
TRISD=$00
PORTD=$FF
TRISC=$00
PORTC=$00
TRISB=$00
```

```
PORTB=$00
PORTB.1=0
Lcd_Init()
Lcd_Cmd(_LCD_CURSOR_OFF)
PWM2_Init(40000)
PWM2_Start()
PWM2_Set_Duty(127)
LCD_Out(1,4,"Controlador")
LCD_Out(2,2,"Lampara HID-MH")
delay_ms(5000)
PORTB.1=1
delay_ms(5000)
Lcd_Cmd(_LCD_CLEAR)
voltajet
corrientet
impedanciat
```

CONDICIÓN DE ENCENDIDO DE LA LÁMPARA

```
if voltaje2 >= 140 then
  Lcd_Cmd(_LCD_CLEAR)
  LCD_Out(1,4,"Encendiendo")
  for k=1 to 3
    PORTB.1=1
    delay_ms(8000)
    voltajet
    if V < 140 then
      break
    PORTB.1=1
    controlar
  end if
  PORTB.1=0
  delay_ms(3000)
next k
end if
if k=3 then
  PORTB.1=0
  Lcd_Cmd(_LCD_CLEAR)
  LCD_Out(1,2,"Cambie de")
  LCD_Out(2,2,"Lampara")
  delay_ms(100000)
end if
if V < 140 then
  PORTB.1=1
  controlar
end if
while true
  if PORTB.1=1 then
    Lcd_Cmd(_LCD_CLEAR)
    voltajet
    corrientet
```

impedanciat

CONDICIONES DE CONTROL EN BASE A UN *SET POINT* PREESTABLECIDO

IMPEDANCIA MAYOR AL RANGO

```
if Y > 65 then
for kkk=1 to 6
voltajet
corrientet
impedanciat
showvoltajet
showcorrientet
showimpedanciat
aux1=kkk
if aux1=1 then
PWM2_Init(24000)
PWM2_Set_Duty(127)
LCD_Out(2,9,"<Z/24kHz")
impedanciat
if Y < 65 then
break
end if
end if
if aux1=2 then
PWM2_Init(23000)
PWM2_Set_Duty(127)
LCD_Out(2,9,"<Z/23kHz")
impedanciat
if Y < 65 then
break
end if
end if
if aux1=3 then
PWM2_Init(22000)
PWM2_Set_Duty(127)
LCD_Out(2,9,"<Z/22kHz")
impedanciat
if Y < 65 then
break
end if
end if
if aux1=4 then
PWM2_Init(21000)
PWM2_Set_Duty(127)
LCD_Out(2,9,"<Z/21kHz")
impedanciat
if Y < 65 then
```

```
break
end if
end if
if aux1=5 then
PWM2_Init(20000)
PWM2_Set_Duty(127)
LCD_Out(2,9," <Z/20kHz")
impedanciat
if Y < 65 then
break
end if
end if
if aux1=6 then
PWM2_Init(25000)
PWM2_Set_Duty(127)
LCD_Out(2,9," <Z/25kHz")
impedanciat
if Y < 65 then
break
end if
end if
delay_ms(120000)
next kkk
end if
```

IMPEDANCIA MENOR AL RANGO

```
if Y < 63 then
for kk=1 to 6
voltajet
corrientet
impedanciat
showvoltajet
showcorrientet
showimpedanciat
aux=kk
if aux=1 then
PWM2_Init(26000)
PWM2_Set_Duty(127)
LCD_Out(2,9," >Z/26kHz")
impedanciat
if Y > 63 then
break
end if
end if
if aux=2 then
PWM2_Init(27000)
PWM2_Set_Duty(127)
LCD_Out(2,9," >Z/27kHz")
```

```
impedanciat
if Y > 63 then
break
end if
end if
if aux=3 then
PWM2_Init(28000)
PWM2_Set_Duty(127)
LCD_Out(2,9,">Z/28kHz")
impedanciat
if Y > 63 then
break
end if
end if
if aux=4 then
PWM2_Init(29000)
PWM2_Set_Duty(127)
LCD_Out(2,9,">Z/29kHz")
impedanciat
if Y > 63 then
break
end if
end if
if aux=5 then
PWM2_Init(30000)
PWM2_Set_Duty(127)
LCD_Out(2,9,">Z/30kHz")
impedanciat
if Y > 63 then
break
end if
end if
if aux=6 then
PWM2_Init(25000)
PWM2_Set_Duty(127)
LCD_Out(2,9,">Z/25kHz")
impedanciat
if Y > 63 then
break
end if
end if
delay_ms(120000)
next kk
end if
```

IMPEDANCIA EN EL *SET POINT* ESTABLECIDO

```
voltajet
corrientet
```

```
impedanciat
showvoltajet
showcorrientet
showimpedanciat
impedanciat
delay_ms(3000)
end if
wend
end.
```

ANEXO A3
Circuitos Esquemáticos y
Ruteados del Balastro Electrónico

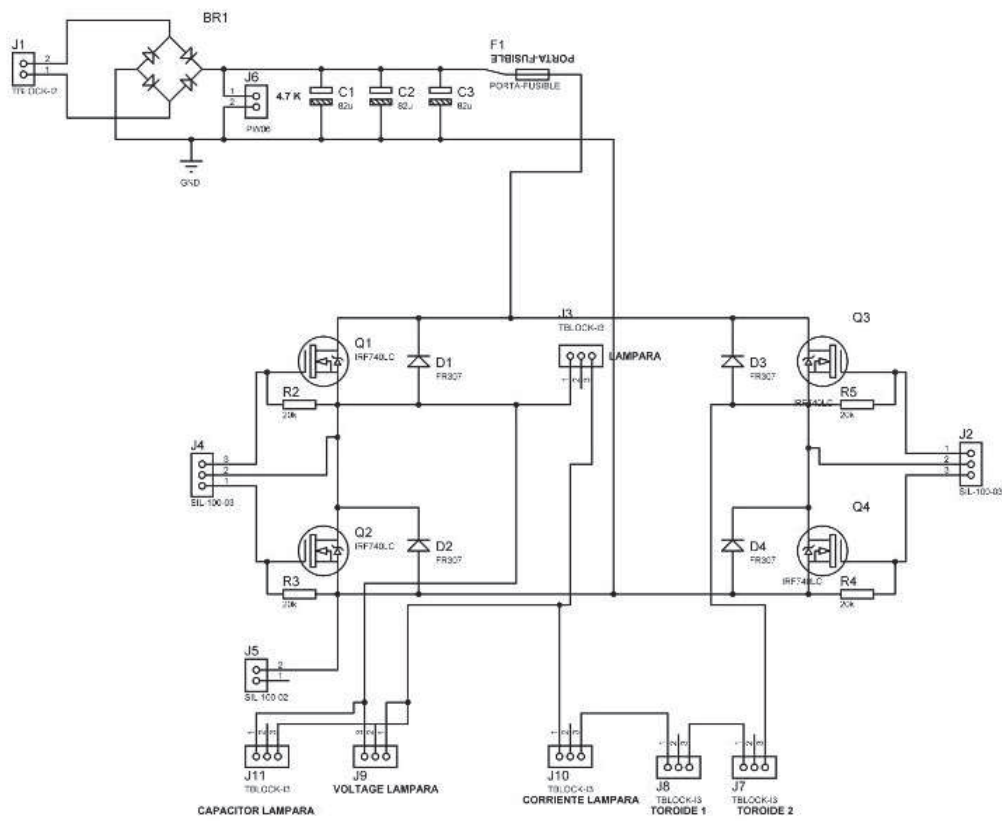


Figura A3.1 : Etapa de potencia

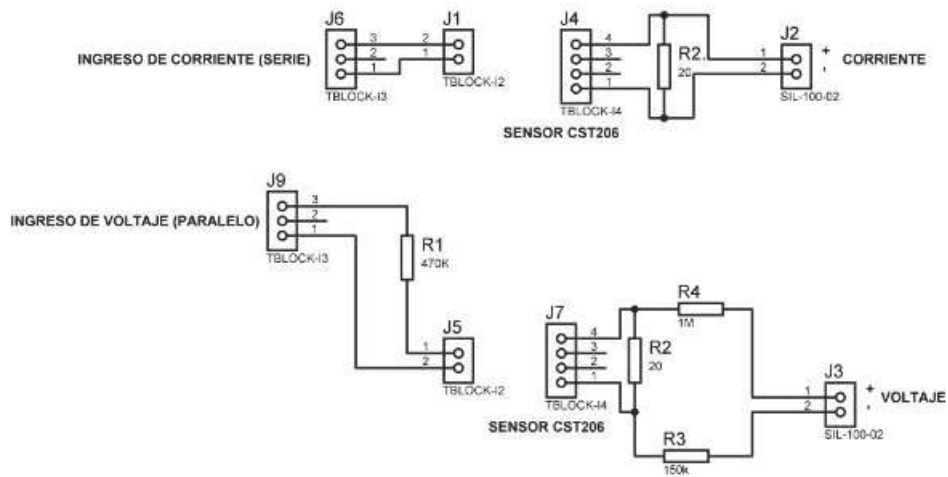


Figura A3.4 : Etapa de sensamiento

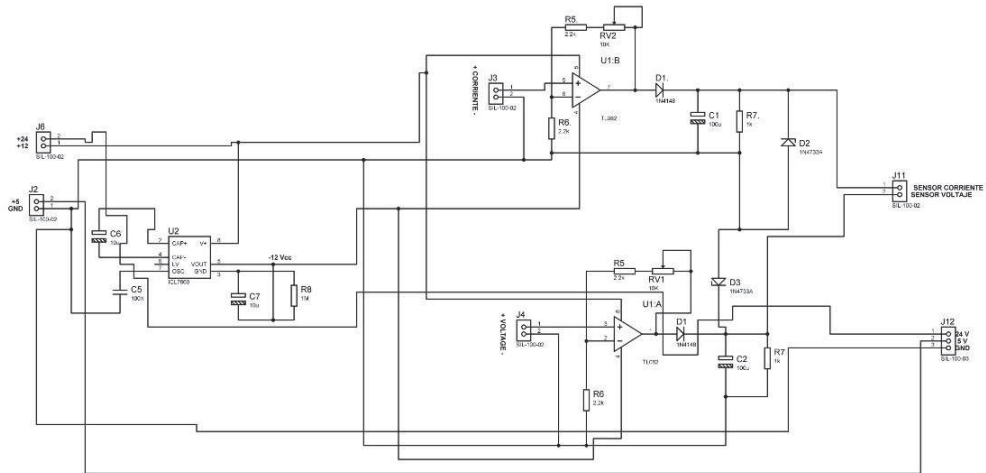


Figura A3.5 : Etapa de acondicionamiento de señal sensada

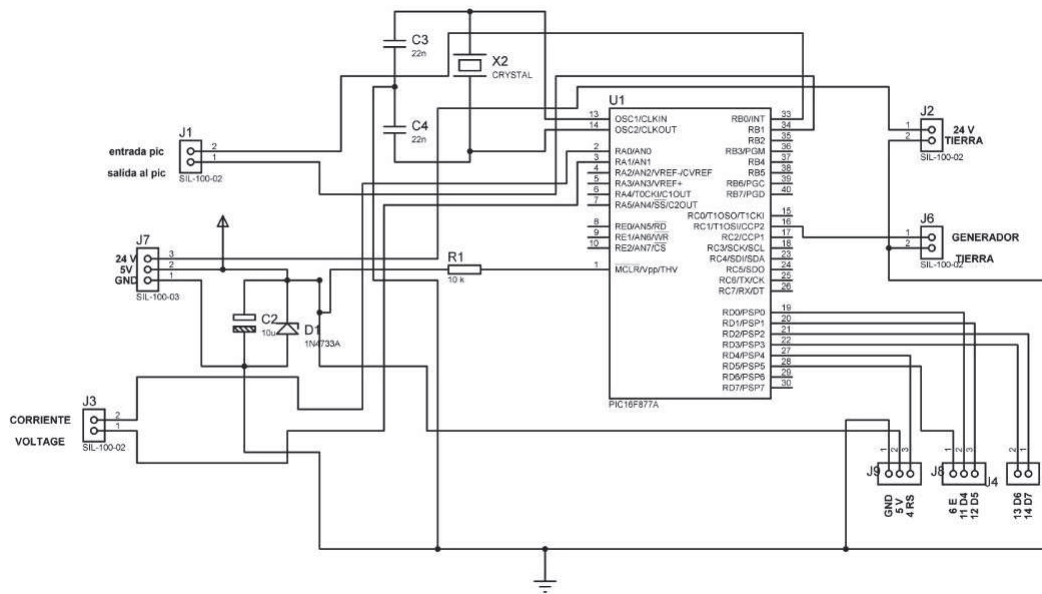


Figura A3.6 : Etapa de controlador adaptativo

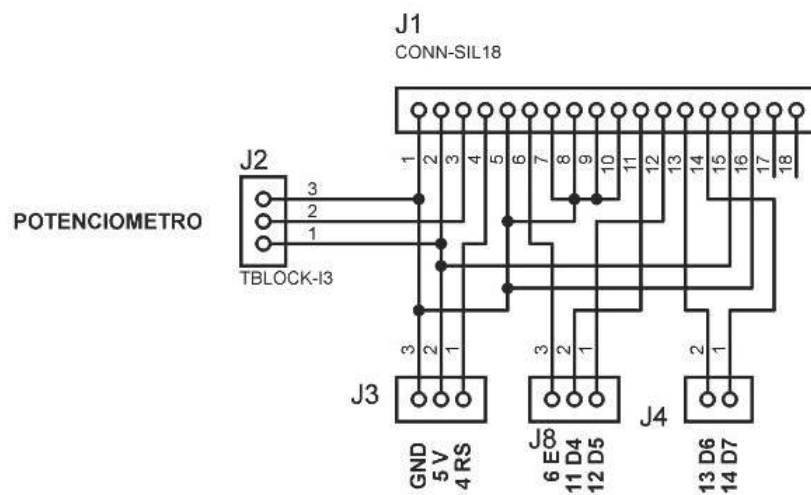


Figura A3.7 : Placa de visualización por LCD

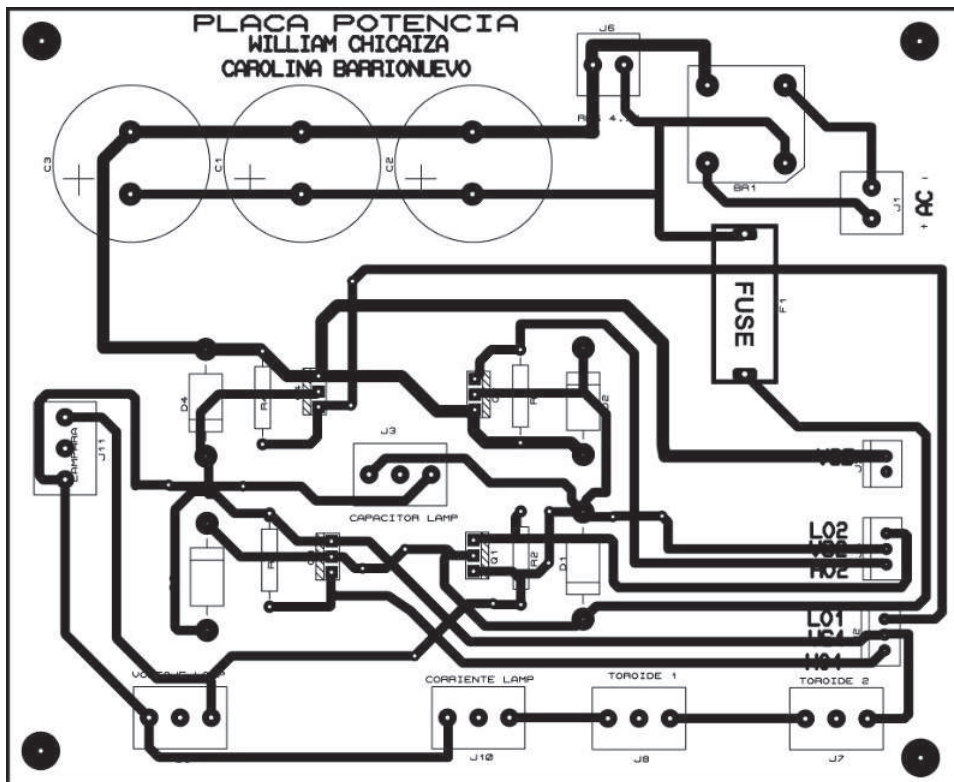


Figura A3.8 : Ruteado placa de potencia

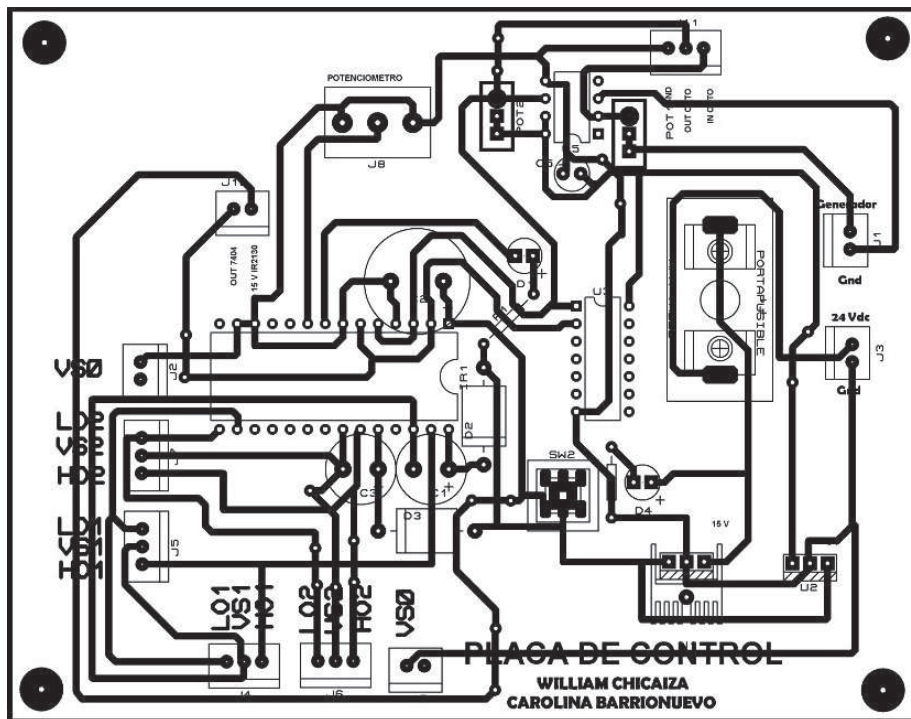


Figura A3.9 : Ruteado placa de control de mosfets

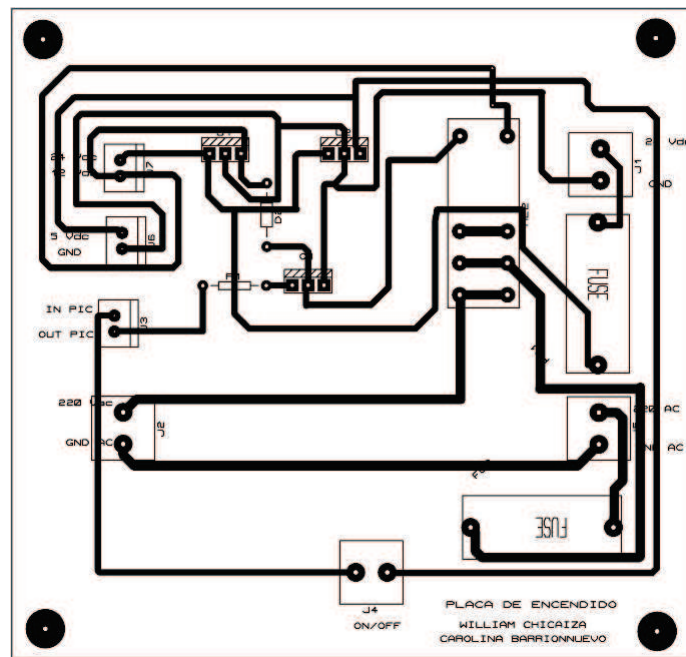


Figura A3.10 : Ruteado placa de encendido general

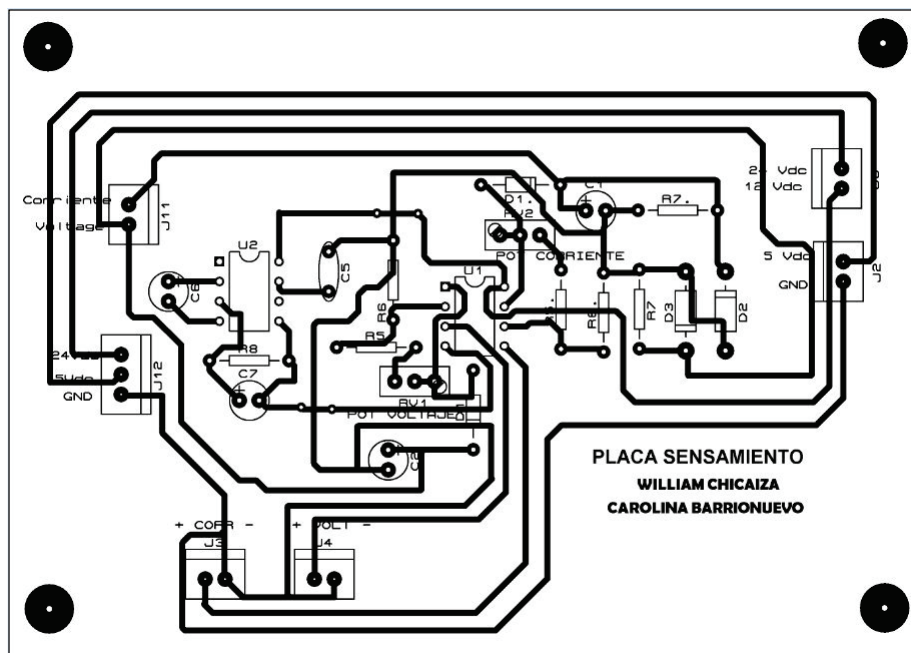


Figura A3.11 : Ruteado placa de acondicionamiento de señal sensada

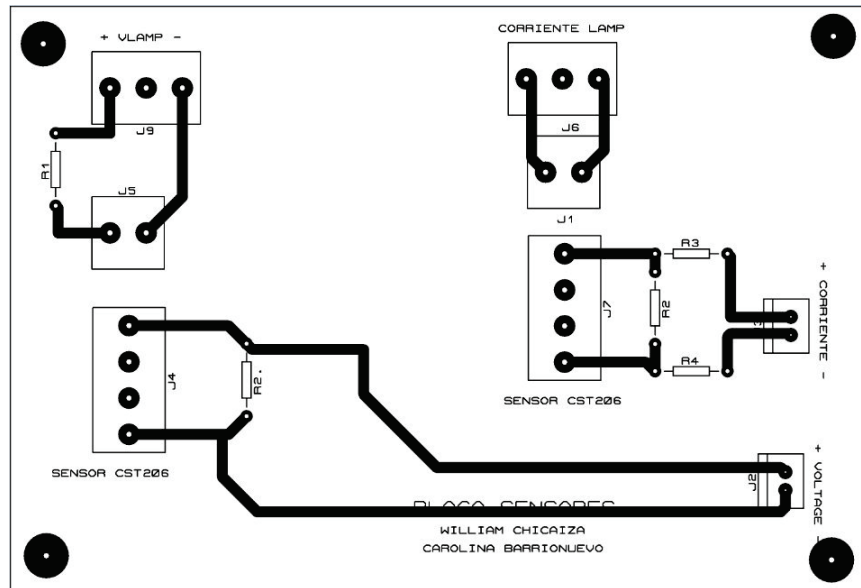


Figura A3.12 : Ruteado placa de sensamiento

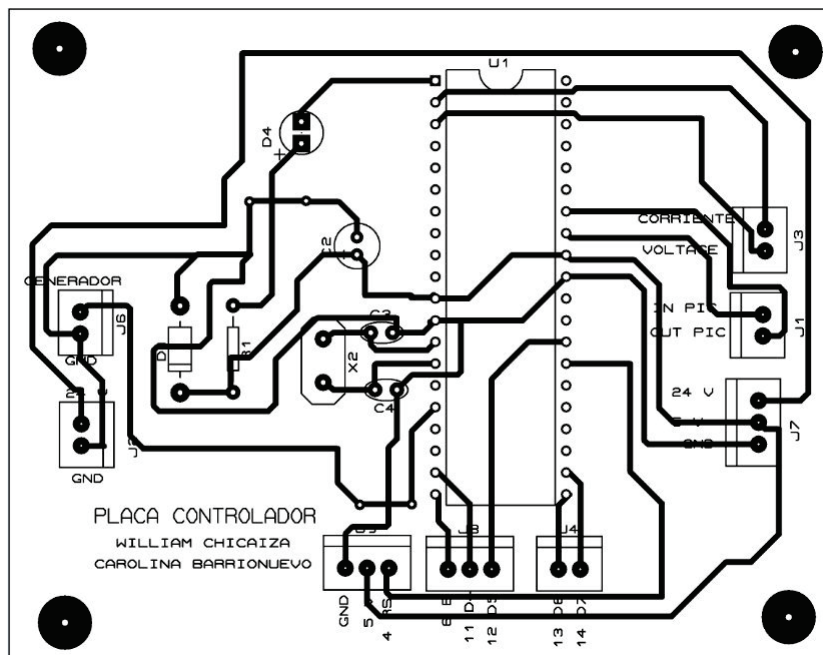


Figura A3.13 : Ruteado placa controlador adaptativo

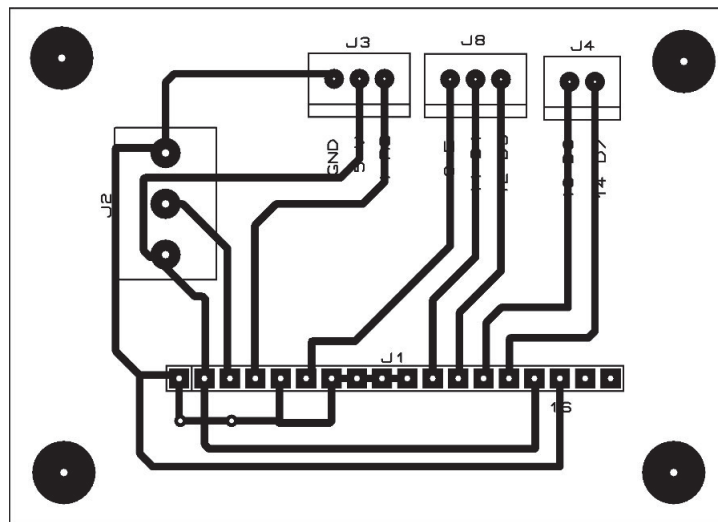


Figura A3.14 : Ruteado placa de LCD

ANEXO A4
Hojas Técnicas Diodos
Rectificadores



FR301 THRU FR307

FAST RECOVERY RECTIFIER

Reverse Voltage - 50 to 1000 Volts

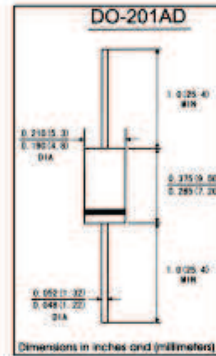
Forward Current - 3.0Amperes

FEATURES

- . Fast switching
- . Low leakage
- . Low forward voltage drop
- . High current capability
- . High current surge
- . High reliability

MECHANICAL DATA

- . Case: JEDEC DO-201AD molded plastic body
- . Terminals: Plated axial leads,solderable per MIL-STD-750,method 2028
- . Polarity: Color band denotes cathode end
- . Mounting Position: Any
- . Weight: 0.041 ounce, 1.18 gram



MAXIMUM RATINGS AND ELECTRICAL CHARACTERISTICS

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

| | Symbols | FR301 | FR302 | FR303 | FR304 | FR305 | FR306 | FR307 | Units |
|--|---------|-------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| Maximum repetitive peak reverse voltage | VRRM | 50 | 100 | 200 | 400 | 600 | 800 | 1000 | Volts |
| Maximum RMS voltage | VRMS | 35 | 70 | 140 | 280 | 420 | 560 | 700 | Volts |
| Maximum DC blocking voltage | VDC | 50 | 100 | 200 | 400 | 600 | 800 | 100 | Volts |
| Maximum average forward rectified current 0.375"(9.5mm)lead length at TA=75°C | I(AV) | 3.0 | | | | | | | Amps |
| Peak forward surge current 8.3ms sing-wave superimposed on rated load (JEDEC method) | IFSM | 200 | | | | | | | Amps |
| Maximum instantaneous forward voltage at 3.0 A | VF | 1.3 | | | | | | | Volts |
| Maximum DC Reverse Current at rated DC blocking voltage | IR | 10 | | | | | | | μA |
| | | 150 | | | | | | | |
| Maximum reverse recovery time(Note 1) | Trr | 150 | | | 250 | 500 | | ns | |
| Typical junction Capacitance(Note 2) | Cj | 65 | | | | | | | pF |
| Operating and storage temperature range | Tj TSTG | -65 to +150 | | | | | | | °C |

Notes: 1. Test conditions:IF=0.5A,IR=1.0A,Irr=0.25A.
 2. Measured at 1MHz and applied reverse voltage of 4.0V Volts.



FR301 THRU FR307

FAST RECOVERY RECTIFIER

Reverse Voltage - 50 to 1000 Volts

Forward Current - 3.0Amperes

RATINGS AND CHARACTERISTIC CURVES FR301 THRU FR307

FIG.1-TYPICAL FORWARD CURRENT DERATING CURVE

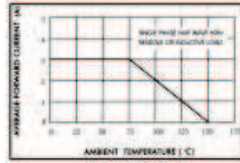


FIG.2-MAXIMUM NON-REPETITIVE FORWARD SURGE CURRENT

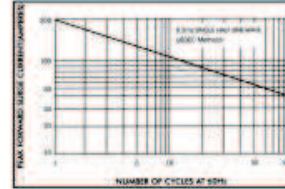


FIG.3-TYPICAL INSTANTANEOUS FORWARD CHARACTERISTICS

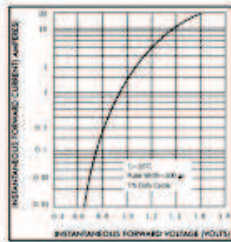


FIG.4-TYPICAL JUNCTION CAPACITANCE

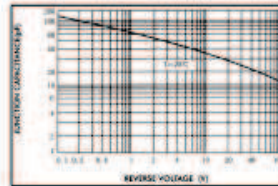
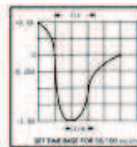


FIG.5-TEST CIRCUIT DIAGRAM AND REVERSE RECOVERY TIME CHARACTERISTIC





1N4001 - 1N4007

Features

- Low forward voltage drop.
- High surge current capability.



DO-41
COLOR BAND DENOTES CATHODE

General Purpose Rectifiers (Glass Passivated)

Absolute Maximum Ratings* $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

| Symbol | Parameter | Value | | | | | | | Units |
|-----------|--|-------------|------|------|------|------|------|------|------------------|
| | | 4001 | 4002 | 4003 | 4004 | 4005 | 4006 | 4007 | |
| V_{RRM} | Peak Repetitive Reverse Voltage | 50 | 100 | 200 | 400 | 600 | 800 | 1000 | V |
| I_{TAV} | Average Rectified Forward Current, 375 μ s lead length @ $T_A = 75^\circ\text{C}$ | 1.0 | | | | | | | A |
| I_{FSM} | Non-repetitive Peak Forward Surge Current 8.3 ms Single Half-Sine-Wave | 30 | | | | | | | A |
| T_{stg} | Storage Temperature Range | -55 to +175 | | | | | | | $^\circ\text{C}$ |
| T_J | Operating Junction Temperature | -55 to +175 | | | | | | | $^\circ\text{C}$ |

*These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

Thermal Characteristics

| Symbol | Parameter | Value | Units |
|-----------------|---|-------|--------------------|
| P_D | Power Dissipation | 3.0 | W |
| $R_{\theta JA}$ | Thermal Resistance, Junction to Ambient | 50 | $^\circ\text{C/W}$ |

Electrical Characteristics $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

| Symbol | Parameter | Device | | | | | | | Units |
|----------|---|--------|------|------|------|------|------|------|---------------|
| | | 4001 | 4002 | 4003 | 4004 | 4005 | 4006 | 4007 | |
| V_F | Forward Voltage @ 1.0 A | 1.1 | | | | | | | V |
| I_R | Maximum Full Load Reverse Current, Full Cycle $T_A = 75^\circ\text{C}$ | 30 | | | | | | | μA |
| I_{R1} | Reverse Current @ rated V_R , $T_A = 25^\circ\text{C}$ | 5.0 | | | | | | | μA |
| I_{R2} | Reverse Current @ rated V_R , $T_A = 100^\circ\text{C}$ | 500 | | | | | | | μA |
| C_T | Total Capacitance $V_R = 4.0\text{ V}$, $f = 1.0\text{ MHz}$ | 15 | | | | | | | pF |

General Purpose Rectifiers (Glass Passivated)
(continued)

Typical Characteristics

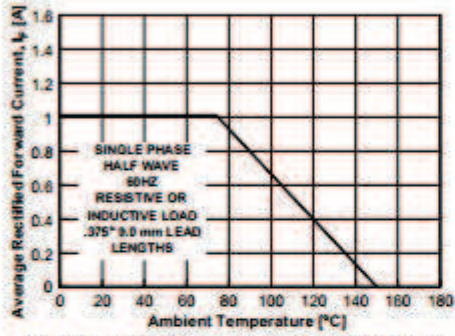


Figure 1. Forward Current Derating Curve

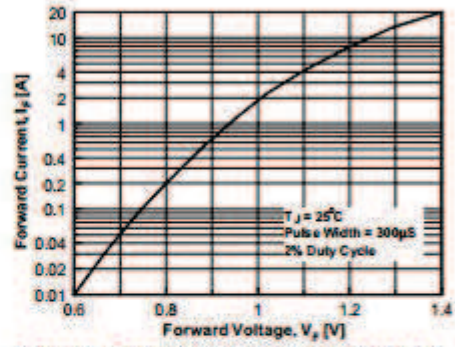


Figure 2. Forward Voltage Characteristics

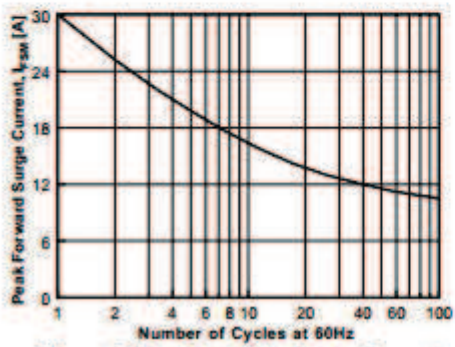


Figure 3. Non-Repetitive Surge Current

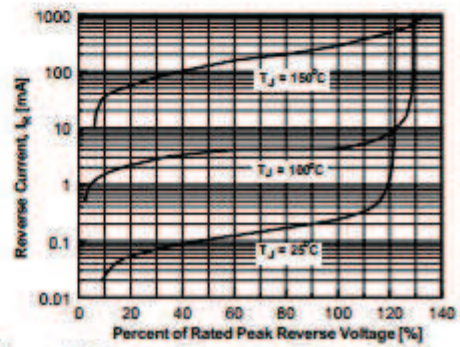


Figure 4. Reverse Current vs Reverse Voltage

TRADEMARKS

The following are registered and unregistered trademarks Fairchild Semiconductor owns or is authorized to use and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

| | | | | |
|-----------------------------------|---------------------|------------------------------|-----------------------|------|
| ACE _x ™ | FAST [®] | OPTOLOGIC™ | SMART START™ | VCX™ |
| Bottomless™ | FAST _r ™ | OPTOPLANAR™ | STAR*POWER™ | |
| CoolFET™ | FRFET™ | PACMAN™ | Stealth™ | |
| CROSSVOLT™ | GlobalOptoisolator™ | POP™ | SuperSOT™-3 | |
| DenseTrench™ | GTO™ | Power247™ | SuperSOT™-6 | |
| DOME™ | HiSeC™ | PowerTrench [®] | SuperSOT™-8 | |
| EcoSPARK™ | ISOPLANAR™ | QFET™ | SyncFET™ | |
| E ² C _{MOS} ™ | LittleFET™ | QS™ | TinyLogic™ | |
| EnSigna™ | MicroFET™ | QT Optoelectronics™ | TruTranslation™ | |
| FACT™ | MicroPak™ | Quiet Series™ | UHC™ | |
| FACT Quiet Series™ | MICROWIRE™ | SILENT SWITCHER [®] | UltraFET [®] | |

STAR*POWER is used under license

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS**Definition of Terms**

| Datasheet Identification | Product Status | Definition |
|--------------------------|------------------------|---|
| Advance Information | Formative or In Design | This datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice. |
| Preliminary | First Production | This datasheet contains preliminary data, and supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design. |
| No Identification Needed | Full Production | This datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design. |
| Obsolete | Not In Production | This datasheet contains specifications on a product that has been discontinued by Fairchild semiconductor. The datasheet is printed for reference information only. |

DISCRETE SEMICONDUCTORS

DATA SHEET



1N4148; 1N4448
High-speed diodes

Product specification
Supersedes data of 1999 May 25

2002 Jan 23

Philips
Semiconductors



PHILIPS

High-speed diodes

1N4148; 1N4448

FEATURES

- Hermetically sealed leaded glass SOD27 (DO-35) package
- High switching speed: max. 4 ns
- General application
- Continuous reverse voltage: max. 75 V
- Repetitive peak reverse voltage: max. 100 V
- Repetitive peak forward current: max. 450 mA.

APPLICATIONS

- High-speed switching.

DESCRIPTION

The 1N4148 and 1N4448 are high-speed switching diodes fabricated in planar technology, and encapsulated in hermetically sealed leaded glass SOD27 (DO-35) packages.



The diodes are type branded.

Fig.1 Simplified outline (SOD27; DO-35) and symbol.

LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 60134).

| SYMBOL | PARAMETER | CONDITIONS | MIN. | MAX. | UNIT |
|-----------|-------------------------------------|---|------|------|------|
| V_{RRM} | repetitive peak reverse voltage | | – | 100 | V |
| V_R | continuous reverse voltage | | – | 75 | V |
| I_F | continuous forward current | see Fig.2; note 1 | – | 200 | mA |
| I_{FRM} | repetitive peak forward current | | – | 450 | mA |
| I_{FSM} | non-repetitive peak forward current | square wave; $T_j = 25\text{ °C}$ prior to surge; see Fig.4 | | | |
| | | $t = 1\ \mu\text{s}$ | – | 4 | A |
| | | $t = 1\ \text{ms}$ | – | 1 | A |
| | | $t = 1\ \text{s}$ | – | 0.5 | A |
| P_{tot} | total power dissipation | $T_{amb} = 25\text{ °C}$; note 1 | – | 500 | mW |
| T_{stg} | storage temperature | | –65 | +200 | °C |
| T_j | junction temperature | | – | 200 | °C |

Note

1. Device mounted on an FR4 printed circuit-board; lead length 10 mm.

Philips Semiconductors

Product specification

High-speed diodes

1N4148; 1N4448

ELECTRICAL CHARACTERISTICS $T_j = 25\text{ °C}$ unless otherwise specified.

| SYMBOL | PARAMETER | CONDITIONS | MIN. | MAX. | UNIT |
|----------|--------------------------|---|------|------|---------------|
| V_F | forward voltage | see Fig.3 | | | |
| | 1N4148 | $I_F = 10\text{ mA}$ | – | 1 | V |
| | 1N4448 | $I_F = 5\text{ mA}$ | 0.62 | 0.72 | V |
| | | $I_F = 100\text{ mA}$ | – | 1 | V |
| I_R | reverse current | $V_R = 20\text{ V}$; see Fig.5 | | 25 | nA |
| | | $V_R = 20\text{ V}$; $T_j = 150\text{ °C}$; see Fig.5 | – | 50 | μA |
| I_R | reverse current; 1N4448 | $V_R = 20\text{ V}$; $T_j = 100\text{ °C}$; see Fig.5 | – | 3 | μA |
| C_D | diode capacitance | $f = 1\text{ MHz}$; $V_R = 0$; see Fig.6 | – | 4 | pF |
| t_{rr} | reverse recovery time | when switched from $I_F = 10\text{ mA}$ to $I_R = 60\text{ mA}$; $R_L = 100\ \Omega$; measured at $I_R = 1\text{ mA}$; see Fig.7 | – | 4 | ns |
| V_{Fr} | forward recovery voltage | when switched from $I_F = 50\text{ mA}$; $t_r = 20\text{ ns}$; see Fig.8 | – | 2.5 | V |

THERMAL CHARACTERISTICS

| SYMBOL | PARAMETER | CONDITIONS | VALUE | UNIT |
|----------------|---|---------------------------|-------|------|
| $R_{th\ j-tp}$ | thermal resistance from junction to tie-point | lead length 10 mm | 240 | K/W |
| $R_{th\ j-a}$ | thermal resistance from junction to ambient | lead length 10 mm; note 1 | 350 | K/W |

Note

1. Device mounted on a printed circuit-board without metallization pad.

1.0W Zener Diode

COMCHIP
www.comchiptech.com

1N4728A thru 1N4764A

Nominal Zener Voltage: 3.3 to 100V

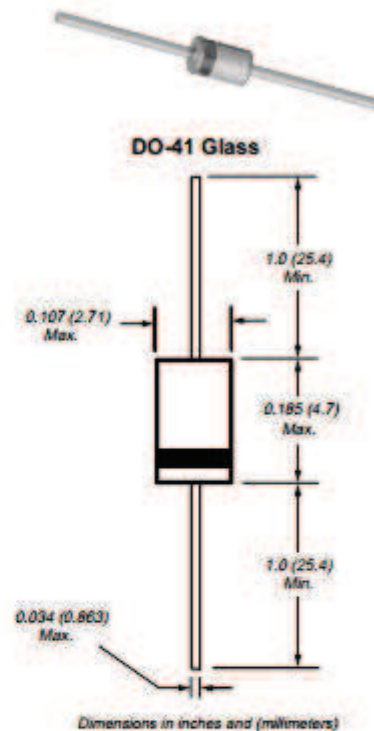
Power Dissipation: 1.0W

Features

- 1.0 Watt Power Dissipation
- 3.3V - 100V Nominal Zener Voltage
- Standard V_z Tolerance is 5%

Mechanical Data

- Case: DO-41, Glass
- Terminals: Solderable per MIL-STD-202, Method 208
- Polarity: Cathode Band
- Approx. Weight: 0.35 grams



Maximum Ratings $\text{@ } T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

| Characteristic | Symbol | Value | Unit |
|--|-----------------|-------------|------------|
| Zener Current (see Table page 2) | I_z | P_d / V_z | mA |
| Power Dissipation Derate Above 50°C (Note 1) | P_d | 1.0 6.67 | W mW/°C |
| Thermal Resistance - Junction to Ambient Air | $R_{\theta JA}$ | 175 | °C/W |
| Forward Voltage $\text{@ } I_F = 200 \text{ mA}$ | V_F | 1.2 | V |
| Operating and Storage Temperature Range | T_j, T_{STG} | -65 to +200 | °C |

1.0W Zener Diode



Electrical Characteristics @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

| Type Number | Nominal Zener Voltage (Note 2) | Test Current | Maximum Zener Impedance (Note 3) | | | Maximum Reverse Leakage Current | | Max Surge Current 8.3ms | Temperature Coefficient @ I_{ZT} |
|-------------|--------------------------------|--------------|----------------------------------|-------------------|----------|---------------------------------|---------|-------------------------|------------------------------------|
| | $V_Z @ I_{ZT}$ | I_{ZT} | $Z_{ZT} @ I_{ZT}$ | $Z_{ZK} @ I_{ZK}$ | I_{ZK} | I_R | @ V_R | I_{ZS} | |
| | (V) | (mA) | (Ω) | (Ω) | (mA) | (μA) | (V) | (mA) | |
| 1N4728A | 3.3 | 76 | 10 | 400 | 1.0 | 100 | 1.0 | 1380 | -0.08 to -0.05 |
| 1N4729A | 3.6 | 69 | 10 | 400 | 1.0 | 100 | 1.0 | 1260 | -0.05 to -0.05 |
| 1N4730A | 3.9 | 64 | 9.0 | 400 | 1.0 | 50 | 1.0 | 1190 | -0.07 to -0.02 |
| 1N4731A | 4.3 | 58 | 9.0 | 400 | 1.0 | 10 | 1.0 | 1070 | -0.07 to -0.01 |
| 1N4732A | 4.7 | 53 | 8.0 | 500 | 1.0 | 10 | 1.0 | 970 | -0.03 to +0.04 |
| 1N4733A | 5.1 | 49 | 7.0 | 550 | 1.0 | 10 | 1.0 | 890 | -0.01 to +0.04 |
| 1N4734A | 5.6 | 45 | 5.0 | 600 | 1.0 | 10 | 2.0 | 810 | 0 to +0.045 |
| 1N4735A | 6.2 | 41 | 2.0 | 700 | 1.0 | 10 | 3.0 | 730 | +0.01 to +0.055 |
| 1N4736A | 6.8 | 37 | 3.5 | 700 | 1.0 | 10 | 4.0 | 660 | +0.015 to +0.06 |
| 1N4737A | 7.5 | 34 | 4.0 | 700 | 0.5 | 10 | 5.0 | 605 | +0.02 to +0.065 |
| 1N4738A | 8.2 | 31 | 4.5 | 700 | 0.5 | 10 | 6.0 | 550 | 0.03 to 0.07 |
| 1N4739A | 9.1 | 28 | 5.0 | 700 | 0.5 | 10 | 7.0 | 500 | 0.035 to 0.075 |
| 1N4740A | 10 | 25 | 7.0 | 700 | 0.25 | 10 | 7.6 | 454 | 0.04 to 0.08 |
| 1N4741A | 11 | 23 | 8.0 | 700 | 0.25 | 5.0 | 8.4 | 414 | 0.045 to 0.08 |
| 1N4742A | 12 | 21 | 9.0 | 700 | 0.25 | 5.0 | 9.1 | 380 | 0.045 to 0.085 |
| 1N4743A | 13 | 19 | 10 | 700 | 0.25 | 5.0 | 9.9 | 344 | 0.05 to 0.085 |
| 1N4744A | 15 | 17 | 14 | 700 | 0.25 | 5.0 | 11.4 | 304 | 0.055 to 0.09 |
| 1N4745A | 16 | 15.5 | 16 | 700 | 0.25 | 5.0 | 12.2 | 285 | 0.055 to 0.09 |
| 1N4746A | 18 | 14 | 20 | 750 | 0.25 | 5.0 | 13.7 | 250 | 0.06 to 0.09 |
| 1N4747A | 20 | 12.5 | 22 | 750 | 0.25 | 5.0 | 15.2 | 225 | 0.06 to 0.09 |
| 1N4748A | 22 | 11.5 | 23 | 750 | 0.25 | 5.0 | 16.7 | 205 | 0.06 to 0.095 |
| 1N4749A | 24 | 10.5 | 25 | 750 | 0.25 | 5.0 | 18.2 | 190 | 0.06 to 0.095 |
| 1N4750A | 27 | 9.5 | 35 | 750 | 0.25 | 5.0 | 20.6 | 170 | 0.06 to 0.095 |
| 1N4751A | 30 | 8.5 | 40 | 1000 | 0.25 | 5.0 | 22.8 | 150 | 0.06 to 0.095 |
| 1N4752A | 33 | 7.5 | 45 | 1000 | 0.25 | 5.0 | 25.1 | 135 | 0.06 to 0.095 |
| 1N4753A | 36 | 7.0 | 50 | 1000 | 0.25 | 5.0 | 27.4 | 125 | 0.06 to 0.095 |
| 1N4754A | 39 | 6.5 | 60 | 1000 | 0.25 | 5.0 | 29.7 | 115 | 0.06 to 0.095 |
| 1N4755A | 43 | 6.0 | 70 | 1500 | 0.25 | 5.0 | 32.7 | 110 | 0.06 to 0.095 |
| 1N4756A | 47 | 5.5 | 80 | 1500 | 0.25 | 5.0 | 35.8 | 95 | 0.06 to 0.095 |
| 1N4757A | 51 | 5.0 | 95 | 1500 | 0.25 | 5.0 | 38.8 | 90 | 0.06 to 0.095 |
| 1N4758A | 56 | 4.5 | 110 | 2000 | 0.25 | 5.0 | 42.6 | 80 | 0.06 to 0.095 |
| 1N4759A | 62 | 4.0 | 125 | 2000 | 0.25 | 5.0 | 47.1 | 70 | 0.06 to 0.095 |
| 1N4760A | 68 | 3.7 | 150 | 2000 | 0.25 | 5.0 | 51.7 | 65 | 0.06 to 0.095 |
| 1N4761A | 75 | 3.3 | 175 | 2000 | 0.25 | 5.0 | 56.0 | 60 | 0.06 to 0.095 |
| 1N4762A | 82 | 3.0 | 200 | 3000 | 0.25 | 5.0 | 62.2 | 55 | — |
| 1N4763A | 91 | 2.8 | 250 | 3000 | 0.25 | 5.0 | 69.2 | 50 | — |
| 1N4764A | 100 | 2.5 | 350 | 3000 | 0.25 | 5.0 | 76.0 | 45 | — |

1.0W Zener Diode



Ratings and Characteristic Curves (TA = 25°C unless otherwise noted)

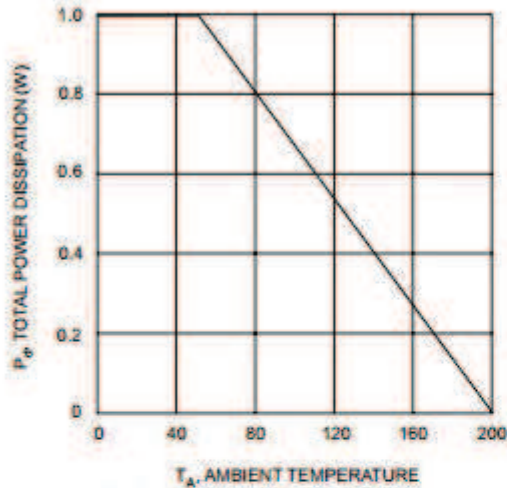


Fig. 1 Power Dissipation vs Ambient Temperature

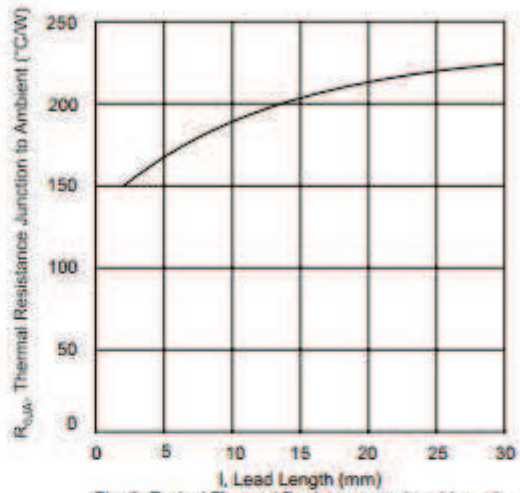


Fig. 2 Typical Thermal Resistance vs. Lead Length

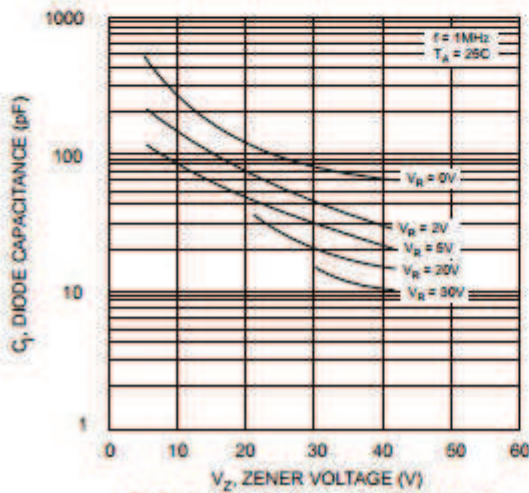


Fig. 3. Junction Capacitance vs Zener Voltage

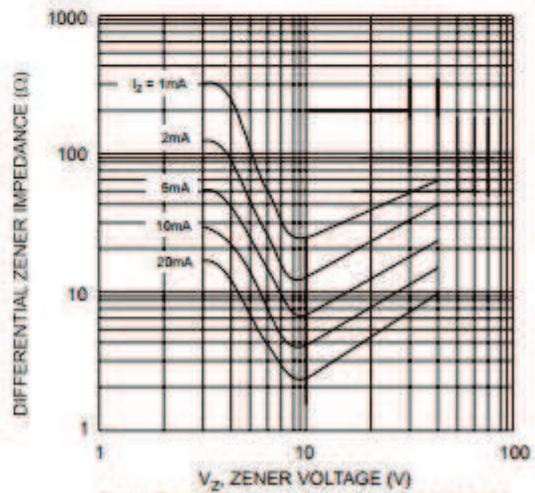


Fig. 4 Typical Zener Impedance vs. Zener Voltage

ANEXO A5

Hojas Técnicas Mosfet IFR740

FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR®

IRF740

Data Sheet

January 2002

10A, 400V, 0.550 Ohm, N-Channel Power MOSFET

This N-Channel enhancement mode silicon gate power field effect transistor is an advanced power MOSFET designed, tested, and guaranteed to withstand a specified level of energy in the breakdown avalanche mode of operation. All of these power MOSFETs are designed for applications such as switching regulators, switching converters, motor drivers, relay drivers, and drivers for high power bipolar switching transistors requiring high speed and low gate drive power. They can be operated directly from integrated circuits.

Formerly developmental type TA17424.

Ordering Information

| PART NUMBER | PACKAGE | BRAND |
|-------------|----------|--------|
| IRF740 | TO-220AB | IRF740 |

NOTE: When ordering, include the entire part number.

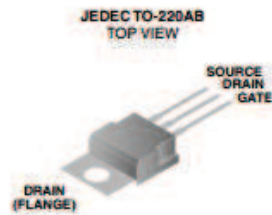
Features

- 10A, 400V
- $r_{DS(ON)} = 0.550\Omega$
- Single Pulse Avalanche Energy Rated
- SOA is Power Dissipation Limited
- Nanosecond Switching Speeds
- Linear Transfer Characteristics
- High Input Impedance
- Related Literature
 - TB334 "Guidelines for Soldering Surface Mount Components to PC Boards"

Symbol



Packaging



IRF740

Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^{\circ}\text{C}$, Unless Otherwise Specified

| | IRF740 | UNITS |
|--|----------------|----------------------------|
| Drain to Source Voltage (Note 1) | 400 | V |
| Drain to Gate Voltage ($R_{GS} = 20\text{k}\Omega$) (Note 1) | 400 | V |
| Continuous Drain Current | 10 | A |
| $T_C = 100^{\circ}\text{C}$ | 5.3 | A |
| Pulsed Drain Current (Note 3) | 40 | A |
| Gate to Source Voltage | ± 20 | V |
| Maximum Power Dissipation | 125 | W |
| Linear Derating Factor | 1.0 | W°C |
| Single Pulse Avalanche Energy Rating (Note 4) | 520 | mJ |
| Operating and Storage Temperature | -55 to 150 | $^{\circ}\text{C}$ |
| Maximum Temperature for Soldering | | |
| Leads at 0.063in (1.6mm) from Case for 10s | 300 | $^{\circ}\text{C}$ |
| Package Body for 10s, See Techbrief 334 | 260 | $^{\circ}\text{C}$ |

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTE:

- $T_J = 25^{\circ}\text{C}$ to 125°C .

Electrical Specifications $T_C = 25^{\circ}\text{C}$, Unless Otherwise Specified

| PARAMETER | SYMBOL | TEST CONDITIONS | MIN | TYP | MAX | UNITS | |
|--|--------------|---|---|------|-------|---------------|----|
| Drain to Source Breakdown Voltage | BV_{DSS} | $V_{GS} = 0\text{V}$, $I_D = 250\mu\text{A}$ (Figure 10) | 400 | - | - | V | |
| Gate to Threshold Voltage | $V_{GS(TH)}$ | $V_{GS} = V_{DS}$, $I_D = 250\mu\text{A}$ | 2.0 | - | 4.0 | V | |
| Zero Gate Voltage Drain Current | I_{DSS} | $V_{DS} = \text{Rated } BV_{DSS}$, $V_{GS} = 0\text{V}$ $V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}$, $V_{GS} = 0\text{V}$, $T_J = 125^{\circ}\text{C}$ | - | - | 25 | μA | |
| On-State Drain Current (Note 2) | $I_{D(ON)}$ | $V_{DS} > I_{D(ON)} \times r_{DS(ON)MAX}$, $V_{GS} = 10\text{V}$ | 10 | - | - | A | |
| Gate to Source Leakage Current | I_{GSS} | $V_{GS} = \pm 20\text{V}$ | - | - | 1500 | nA | |
| Drain to Source On Resistance (Note 2) | $r_{DS(ON)}$ | $V_{GS} = 10\text{V}$, $I_D = 5.2\text{A}$ (Figures 8, 9) | - | 0.47 | 0.550 | Ω | |
| Forward Transconductance (Note 2) | g_s | $V_{DS} \geq 50\text{V}$, $I_D = 5.2\text{A}$ (Figure 12) | 5.8 | 8.9 | - | S | |
| Turn-On Delay Time | $t_{D(ON)}$ | $V_{DD} = 200\text{V}$, $I_D = 10\text{A}$, $R_G = 9.1\Omega$, $R_L = 20\Omega$, $V_{GS} = 10\text{V}$ | - | 15 | 21 | ns | |
| Rise Time | t_r | MOSFET Switching Times are Essentially Independent of Operating Temperature | - | 25 | 41 | ns | |
| Turn-Off Delay Time | $t_{D(OFF)}$ | | - | 52 | 75 | ns | |
| Fall Time | t_f | | - | 25 | 36 | ns | |
| Total Gate Charge (Gate to Source + Gate to Drain) | $Q_g(TOT)$ | $V_{GS} = 10\text{V}$, $I_D = 10\text{A}$, $V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}$ $I_{G(REF)} = 1.5\text{mA}$ (Figure 14) | - | 41 | 63 | nC | |
| Gate to Source Charge | Q_{gs} | Gate Charge is Essentially Independent of Operating Temperature | - | 6.5 | - | nC | |
| Gate to Drain "Miller" Charge | Q_{gd} | | - | 23 | - | nC | |
| Input Capacitance | C_{iss} | $V_{GS} = 0\text{V}$, $V_{DS} = 25\text{V}$, $f = 1.0\text{MHz}$ (Figure 11) | - | 1250 | - | pF | |
| Output Capacitance | C_{oss} | | - | 300 | - | pF | |
| Reverse-Transfer Capacitance | C_{rss} | | - | 80 | - | pF | |
| Internal Drain Inductance | L_D | Measured From the Contact Screw on Tab to Center of Die | Modified MOSFET Symbol Showing the Internal Devices Inductances | - | 3.5 | - | nH |
| | | Measured From the Drain Lead, 6mm (0.25in) From Package to Center of Die | | - | 4.5 | - | nH |
| Internal Source Inductance | L_S | Measured From the Source Lead, 6mm (0.25in) From Header to Source Bonding Pad | - | 7.5 | - | nH | |



IRF740

Source to Drain Diode Specifications

| PARAMETER | SYMBOL | TEST CONDITIONS | MIN | TYP | MAX | UNITS |
|--|-----------|---|-----|-----|-----|---------------|
| Continuous Source to Drain Current | I_{SD} | Modified MOSFET | - | - | 10 | A |
| Pulse Source to Drain Current (Note 3) | I_{SDM} | Symbol Showing the Integral Reverse P-N Junction Diode | - | - | 40 | A |
| Source to Drain Diode Voltage (Note 2) | V_{SD} | $T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 10\text{A}$, $V_{GS} = 0\text{V}$ (Figure 13) | - | - | 2.0 | V |
| Reverse Recovery Time | t_{rr} | $T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 10\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$ | 170 | 390 | 790 | ns |
| Reverse Recovered Charge | Q_{RR} | $T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 10\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$ | 1.6 | 4.5 | 8.2 | μC |



NOTES:

2. Pulse Test: Pulse width $\leq 300\mu\text{s}$, duty cycle $\leq 2\%$.
3. Repetitive Rating: Pulse width limited by Max junction temperature. See Transient Thermal Impedance curve (Figure 3).
4. $V_{DD} = 50\text{V}$, starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 9.1\mu\text{H}$, $R_G = 25\Omega$, peak $I_{AS} = 10\text{A}$.

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified

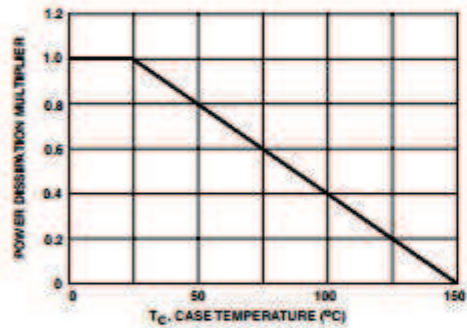


FIGURE 1. NORMALIZED POWER DISSIPATION vs CASE TEMPERATURE

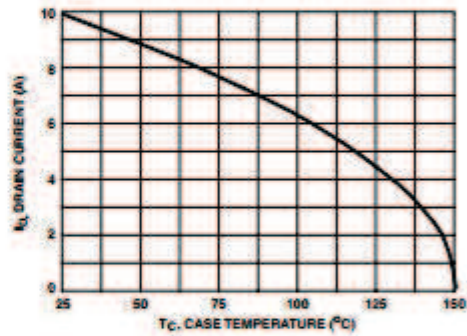


FIGURE 2. MAXIMUM CONTINUOUS DRAIN CURRENT vs CASE TEMPERATURE

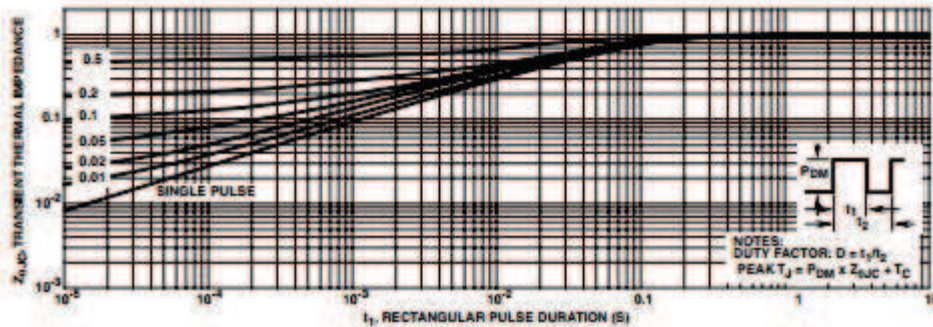


FIGURE 3. NORMALIZED MAXIMUM TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE

IRF740

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

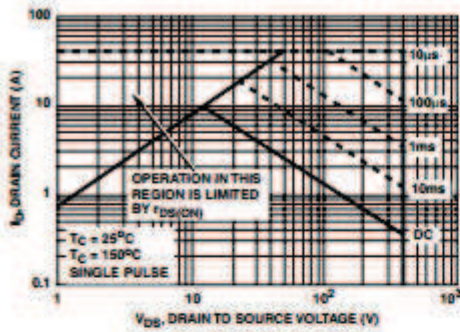


FIGURE 4. FORWARD BIAS SAFE OPERATING AREA

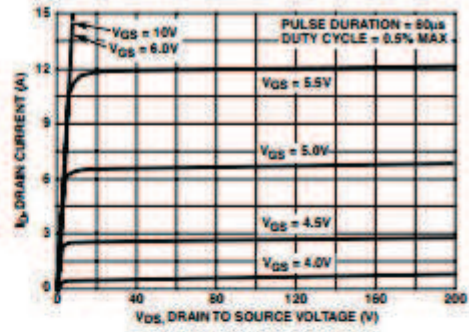


FIGURE 5. OUTPUT CHARACTERISTICS

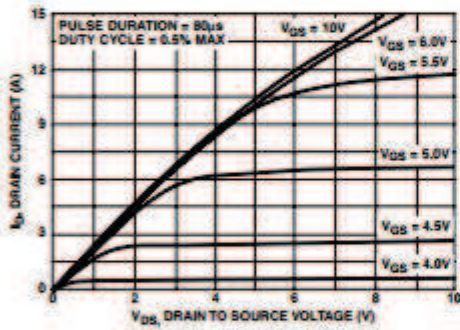


FIGURE 6. SATURATION CHARACTERISTICS

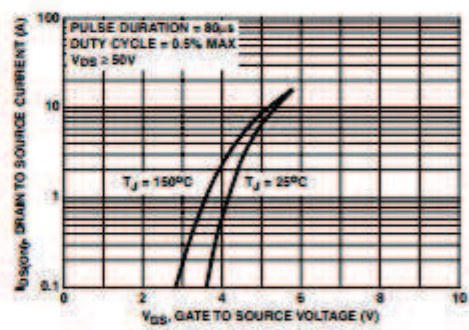


FIGURE 7. TRANSFER CHARACTERISTICS

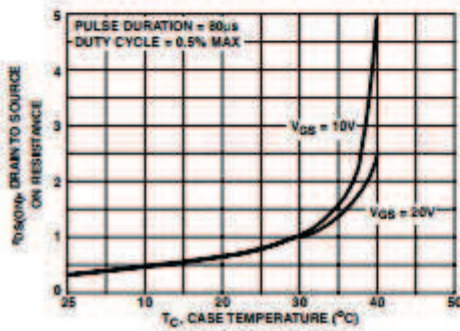


FIGURE 8. DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs GATE VOLTAGE AND DRAIN CURRENT

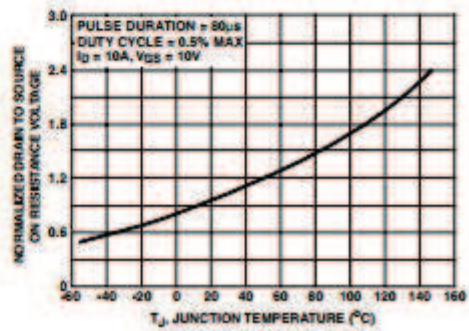


FIGURE 9. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs JUNCTION TEMPERATURE

IRF740

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

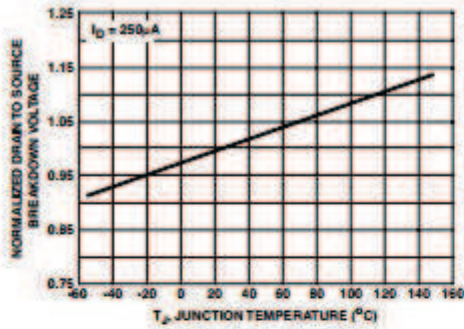


FIGURE 10. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE BREAKDOWN VOLTAGE vs JUNCTION TEMPERATURE

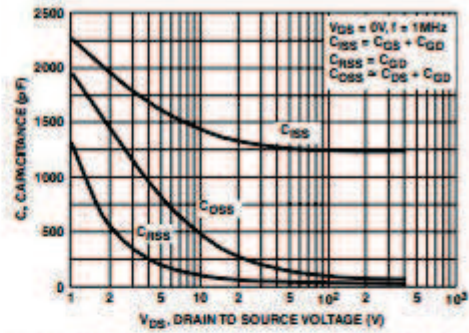


FIGURE 11. CAPACITANCE vs DRAIN TO SOURCE VOLTAGE

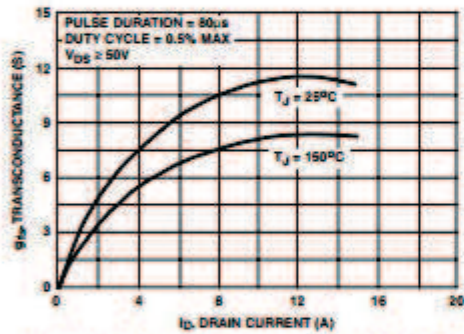


FIGURE 12. TRANSCONDUCTANCE vs DRAIN CURRENT

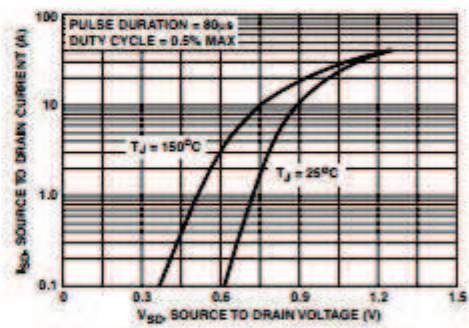


FIGURE 13. SOURCE TO DRAIN DIODE VOLTAGE

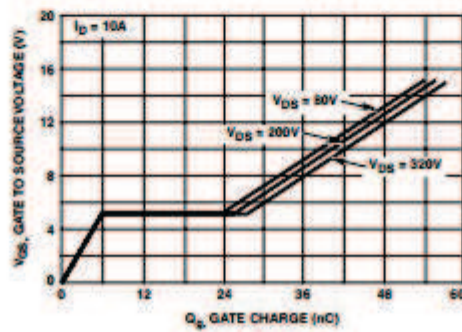
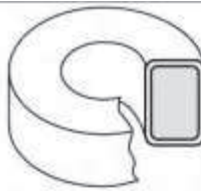


FIGURE 14. GATE TO SOURCE VOLTAGE vs GATE CHARGE

ANEXO A6
Hojas Técnicas Núcleo Toroidal
ARNOLD MS-226060



Dimensions

| | Outside Diameter | Inside Diameter | Height |
|----------------|------------------|-----------------|---------------|
| Before Coating | 2.250 in | 1.039 in | 0.600 in |
| Nominal | 57.15 mm | 26.39 mm | 15.24 mm |
| After Coating | 2.285 in Max. | 1.007 in Min. | 0.635 in Max. |
| (Blue Epoxy) | 58.04 mm Max. | 25.58 mm Min. | 16.13 mm Max. |

Physical Specifications

| Effective Cross Sectional Area of Magnetic Path, A_e (Reference) | Effective Magnetic Path Length, l_e (Reference) | Effective Core Volume, V_e (Reference) | Minimum Window Area (Reference) | Approximate Weight of Finished 125 μ Core | Approximate Mean Length of Turn for Full Winding (Half of I.D. Remaining) |
|--|---|---|--|---|---|
| 0.3545 in ² 2.2871 cm ² | 4.924 in 12.506 cm | 1.745 in ³ 28.603 cm ³ | 0.7964 in ² 5.1383 cm ² | MPP 236.000g HF 216.000g SM55 172.000g | 3.23 in 8.20 cm |

Electrical Specifications

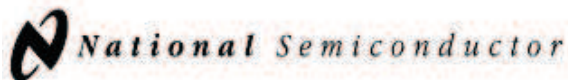
| Nominal Permeability | Inductance Factor, mH +/- 8% for 1000 turns | Approximate Ratio of DC Resistance to Inductance for Full Winding (Half of I.D. Remaining), Ω /mH | Part Numbers | | | |
|----------------------|---|--|-----------------|----------------|-------------|-------------|
| | | | Molypermalloy | HI-FLUX | SUPER-M55 | |
| 14 μ | 32 | 0.19 | NEW MP-226014-2 | OLD A-710032-2 | HF-226014-2 | MS-226014-2 |
| 26 μ | 60 | 0.10 | MP-226026-2 | A-711060-2 | HF-226026-2 | MS-226026-2 |
| 60 μ | 138 | 0.043 | MP-226060-2 | A-712138-2 | HF-226060-2 | MS-226060-2 |
| 75 μ | 172 | 0.035 | — | — | — | MS-226075-2 |
| 90 μ | 207 | 0.029 | — | — | — | MS-226090-2 |
| 125 μ | 287 | 0.021 | MP-226125-2 | A-713287-2 | HF-226125-2 | MS-226125-2 |
| 147 μ | 338 | 0.018 | MP-226147-2 | A-714338-2 | HF-226147-2 | — |
| 160 μ | 368 | 0.016 | MP-226160-2 | A-716368-2 | HF-226160-2 | — |
| 173 μ | 398 | 0.015 | MP-226173-2 | A-717398-2 | — | — |
| 200 μ | 460 | 0.013 | MP-226200-2 | A-718460-2 | — | — |

Heavy Film Magnet Wire Winding Data (Approximate)

| AWG | mm | Full Winding (Half of I.D. Remaining) | | Single Layer Winding | | |
|-----|-------|---------------------------------------|---------------------|----------------------|---------------------|-------------|
| | | Turns | R_{dc} , Ω | Turns | R_{dc} , Ω | l_w , ft. |
| 10 | 2.500 | 42 | 0.0113 | 24 | 0.00560 | 5.61 |
| 11 | 2.240 | 48 | 0.0163 | 27 | 0.00788 | 6.25 |
| 12 | 2.000 | 77 | 0.0330 | 31 | 0.0111 | 6.97 |
| 13 | 1.800 | 97 | 0.0522 | 35 | 0.0156 | 7.77 |
| 14 | 1.600 | 121 | 0.0821 | 39 | 0.0217 | 8.60 |
| 15 | 1.400 | 151 | 0.129 | 44 | 0.0305 | 9.60 |
| 16 | 1.250 | 189 | 0.205 | 49 | 0.0430 | 10.7 |
| 17 | 1.120 | 236 | 0.321 | 56 | 0.0602 | 11.9 |
| 18 | 1.000 | 295 | 0.507 | 62 | 0.0848 | 13.3 |
| 19 | 0.900 | 368 | 0.797 | 70 | 0.119 | 14.8 |
| 20 | 0.800 | 458 | 1.25 | 78 | 0.167 | 16.5 |
| 21 | 0.710 | 570 | 1.96 | 88 | 0.234 | 18.4 |
| 22 | 0.630 | 714 | 3.11 | 98 | 0.332 | 20.5 |
| 23 | 0.560 | 884 | 4.83 | 110 | 0.461 | 22.7 |
| 24 | 0.500 | 1102 | 7.62 | 123 | 0.649 | 25.3 |
| 25 | 0.450 | 1370 | 11.9 | 137 | 0.914 | 28.2 |
| 26 | 0.400 | 1710 | 18.9 | 154 | 1.29 | 31.5 |
| 27 | 0.355 | 2115 | 29.2 | 171 | 1.79 | 34.9 |

| AWG | mm | Full Winding (Half of I.D. Remaining) | | Single Layer Winding | | |
|-----|-------|---------------------------------------|---------------------|----------------------|---------------------|-------------|
| | | Turns | R_{dc} , Ω | Turns | R_{dc} , Ω | l_w , ft. |
| 28 | 0.315 | 2643 | 46.5 | 191 | 2.54 | 38.9 |
| 29 | 0.280 | 3242 | 70.9 | 211 | 3.49 | 42.9 |
| 30 | 0.250 | 4073 | 114.0 | 236 | 4.97 | 47.9 |
| 31 | 0.224 | 5067 | 179.0 | 261 | 6.91 | 52.8 |
| 32 | 0.200 | 6202 | 270.0 | 288 | 9.42 | 58.1 |

ANEXO A7
Hojas Técnicas Reguladores de
Voltaje



May 2000

LM78XX Series Voltage Regulators

General Description

The LM78XX series of three terminal regulators is available with several fixed output voltages making them useful in a wide range of applications. One of these is local on card regulation, eliminating the distribution problems associated with single point regulation. The voltages available allow these regulators to be used in logic systems, instrumentation, HiFi, and other solid state electronic equipment. Although designed primarily as fixed voltage regulators these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

The LM78XX series is available in an aluminum TO-3 package which will allow over 1.0A load current if adequate heat sinking is provided. Current limiting is included to limit the peak output current to a safe value. Safe area protection for the output transistor is provided to limit internal power dissipation. If internal power dissipation becomes too high for the heat sinking provided, the thermal shutdown circuit takes over preventing the IC from overheating.

Considerable effort was expended to make the LM78XX series of regulators easy to use and minimize the number of external components. It is not necessary to bypass the out-

put, although this does improve transient response. Input bypassing is needed only if the regulator is located far from the filter capacitor of the power supply.

For output voltage other than 5V, 12V and 15V the LM117 series provides an output voltage range from 1.2V to 57V.

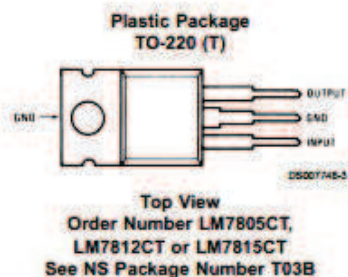
Features

- Output current in excess of 1A
- Internal thermal overload protection
- No external components required
- Output transistor safe area protection
- Internal short circuit current limit
- Available in the aluminum TO-3 package

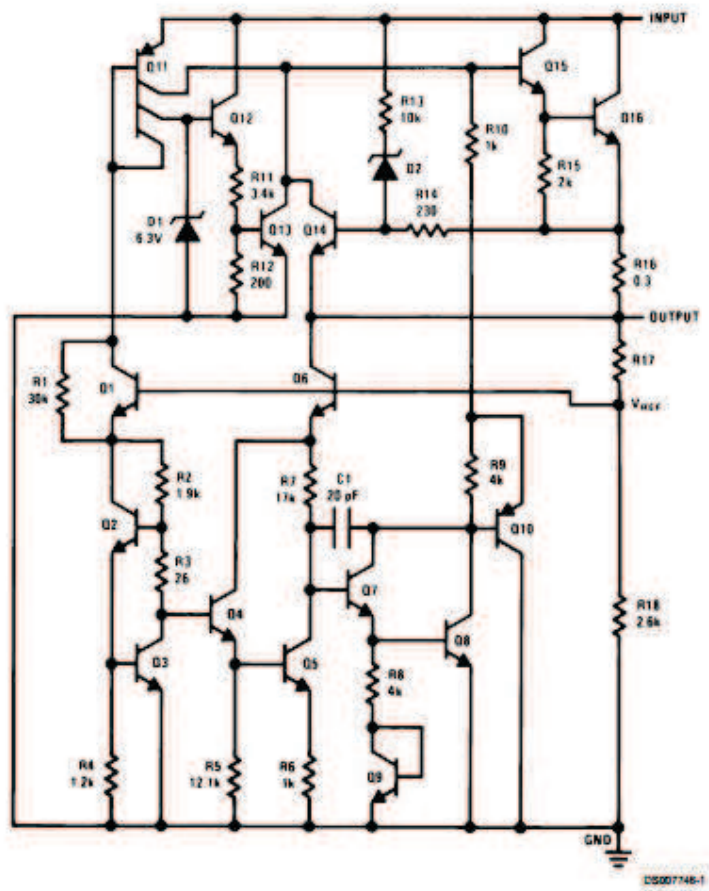
Voltage Range

| | |
|---------|-----|
| LM7805C | 5V |
| LM7812C | 12V |
| LM7815C | 15V |

Connection Diagrams



Schematic



Absolute Maximum Ratings (Note 3)

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

Input Voltage

(V_O = 5V, 12V and 15V)

35V

Internal Power Dissipation (Note 1)

Internally Limited

Operating Temperature Range (T_A)

0°C to +70°C

Maximum Junction Temperature

(K Package)

150°C

(T Package)

150°C

Storage Temperature Range

-65°C to +150°C

Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)

TO-3 Package K

300°C

TO-220 Package T

230°C

Electrical Characteristics LM78XXC (Note 2)0°C ≤ T_J ≤ 125°C unless otherwise noted.

| Output Voltage | | | 5V | | | 12V | | | 15V | | | Units | |
|--|--------------------------|---|--|------------------------------|------------------------------|---------------------------------------|-------------------------------|-------------------------------|--|---------------------------------|------|-------|----|
| Input Voltage (unless otherwise noted) | | | 10V | | | 19V | | | 23V | | | | |
| Symbol | Parameter | Conditions | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | | |
| V _O | Output Voltage | T _J = 25°C, 5 mA ≤ I _O ≤ 1A | 4.8 | 5 | 5.2 | 11.5 | 12 | 12.5 | 14.4 | 15 | 15.6 | V | |
| | | P _{DI} ≤ 15W, 5 mA ≤ I _O ≤ 1A V _{MIN} ≤ V _{IN} ≤ V _{MAX} | 4.75 (7.5 ≤ V _{IN} ≤ 20) | 5.25 | | 11.4 (14.5 ≤ V _{IN} ≤ 27) | 12.6 | | 14.25 (17.5 ≤ V _{IN} ≤ 30) | 15.75 | | V | |
| ΔV _O | Line Regulation | I _O = 500 mA T _J = 25°C | ΔV _{IN} | | 3 | 50 | 4 | 120 | 4 | 150 | mV | | |
| | | | 0°C ≤ T _J ≤ +125°C ΔV _{IN} | | | 50 | | 120 | | 150 | mV | | |
| | | | | (7 ≤ V _{IN} ≤ 25) | | (14.5 ≤ V _{IN} ≤ 30) | | (17.5 ≤ V _{IN} ≤ 30) | | V | | | |
| | | | | (8 ≤ V _{IN} ≤ 20) | | (15 ≤ V _{IN} ≤ 27) | | (18.5 ≤ V _{IN} ≤ 30) | | V | | | |
| ΔV _O | Load Regulation | T _J = 25°C | I _O ≤ 1A | | | 50 | | 120 | | 150 | mV | | |
| | | | ΔV _{IN} | | (7.5 ≤ V _{IN} ≤ 20) | | (14.8 ≤ V _{IN} ≤ 27) | | (17.7 ≤ V _{IN} ≤ 30) | | V | | |
| | | | | | 25 | | 60 | | 75 | mV | | | |
| | | | | (8 ≤ V _{IN} ≤ 12) | | (16 ≤ V _{IN} ≤ 22) | | (20 ≤ V _{IN} ≤ 26) | | V | | | |
| ΔV _O | Load Regulation | T _J = 25°C | 5 mA ≤ I _O ≤ 1.5A 250 mA ≤ I _O ≤ 750 mA | | 10 | 50 | 12 | 120 | 12 | 150 | mV | | |
| | | | 5 mA ≤ I _O ≤ 1A, 0°C ≤ T _J ≤ +125°C | | | 50 | | 120 | | 150 | mV | | |
| I _O | Quiescent Current | I _O ≤ 1A | T _J = 25°C | | | 8 | | 8 | | 8 | mA | | |
| | | | 0°C ≤ T _J ≤ +125°C | | | 8.5 | | 8.5 | | 8.5 | mA | | |
| ΔI _O | Quiescent Current Change | 5 mA ≤ I _O ≤ 1A | | | | 0.5 | | 0.5 | | 0.5 | | mA | |
| | | T _J = 25°C, I _O ≤ 1A V _{MIN} ≤ V _{IN} ≤ V _{MAX} | | | | 1.0 | | 1.0 | | 1.0 | | mA | |
| | | | | (7.5 ≤ V _{IN} ≤ 20) | | (14.8 ≤ V _{IN} ≤ 27) | | (17.9 ≤ V _{IN} ≤ 30) | | V | | | |
| ΔI _O | Quiescent Current Change | I _O ≤ 500 mA, 0°C ≤ T _J ≤ +125°C V _{MIN} ≤ V _{IN} ≤ V _{MAX} | | | | 1.0 | | 1.0 | | 1.0 | | mA | |
| | | | | (7 ≤ V _{IN} ≤ 25) | | (14.5 ≤ V _{IN} ≤ 30) | | (17.5 ≤ V _{IN} ≤ 30) | | V | | | |
| | | | | | | | | | | | | | |
| V _N | Output Noise Voltage | T _A = 25°C, 10 Hz ≤ f ≤ 100 kHz | | 40 | | 75 | | 90 | | μV | | | |
| ΔV _{IN} ΔV _{OUT} | Ripple Rejection | f = 120 Hz | I _O ≤ 1A, T _J = 25°C or I _O ≤ 500 mA 0°C ≤ T _J ≤ +125°C | | 62 | | 80 | | 55 | | 72 | | dB |
| | | | | | 62 | | 55 | | 54 | | 70 | | dB |
| | | V _{MIN} ≤ V _{IN} ≤ V _{MAX} | | | | (8 ≤ V _{IN} ≤ 18) | | (15 ≤ V _{IN} ≤ 25) | | (18.5 ≤ V _{IN} ≤ 28.5) | | V | |
| R _O | Dropout Voltage | T _J = 25°C, I _{OUT} = 1A | | 2.0 | | 2.0 | | 2.0 | | 2.0 | | V | |
| | | Output Resistance f = 1 kHz | | | | 8 | | 18 | | 19 | | mΩ | |

Electrical Characteristics LM78XXC (Note 2) (Continued)0°C ≤ T_J ≤ 125°C unless otherwise noted.

| Output Voltage | | | 5V | | | 12V | | | 15V | | | Units |
|--|--|--|-----|-----|-----|------|-----|-----|------|-----|-----|-------|
| Input Voltage (unless otherwise noted) | | | 10V | | | 19V | | | 23V | | | |
| Symbol | Parameter | Conditions | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | |
| | Short-Circuit Current | T _J = 25°C | 2.1 | | | 1.5 | | | 1.2 | | | A |
| | Peak Output Current | T _J = 25°C | 2.4 | | | 2.4 | | | 2.4 | | | A |
| | Average TC of V _{OUT} | 0°C ≤ T _J ≤ +125°C, I _O = 5 mA | 0.6 | | | 1.5 | | | 1.8 | | | mV/°C |
| V _{IN} | Input Voltage Required to Maintain Line Regulation | T _J = 25°C, I _O ≤ 1A | 7.5 | | | 14.6 | | | 17.7 | | | V |

Note 1: Thermal resistance of the TO-3 package (K, KC) is typically 4°C/W junction to case and 35°C/W case to ambient. Thermal resistance of the TO-220 package (T) is typically 4°C/W junction to case and 50°C/W case to ambient.

Note 2: All characteristics are measured with capacitor across the input of 0.22 μF, and a capacitor across the output of 0.1 μF. All characteristics except noise voltage and ripple rejection ratio are measured using pulse techniques (t_w ≤ 10 ms, duty cycle ≤ 5%). Output voltage changes due to changes in internal temperature must be taken into account separately.

Note 3: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. For guaranteed specifications and the test conditions, see Electrical Characteristics.

ANEXO A8
Hojas Técnicas Optoacoplador
6N137



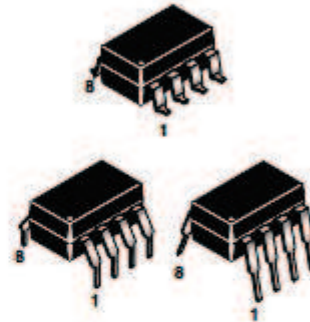
HIGH SPEED-10 MBit/s LOGIC GATE OPTOCOUPLEDERS

SINGLE-CHANNEL
6N137
HCPL-2601
HCPL-2611

DUAL-CHANNEL
HCPL-2630
HCPL-2631

DESCRIPTION

The 6N137, HCPL-2601/2611 single-channel and HCPL-2630/2631 dual-channel optocouplers consist of a 850 nm AlGaAs LED, optically coupled to a very high speed integrated photodetector logic gate with a strobable output. This output features an open collector, thereby permitting wired OR outputs. The coupled parameters are guaranteed over the temperature range of -40°C to +85°C. A maximum input signal of 5 mA will provide a minimum output sink current of 13 mA (fan out of 8). An internal noise shield provides superior common mode rejection of typically 10 kV/μs. The HCPL-2601 and HCPL-2631 has a minimum CMR of 5 kV/μs. The HCPL-2611 has a minimum CMR of 10 kV/μs.

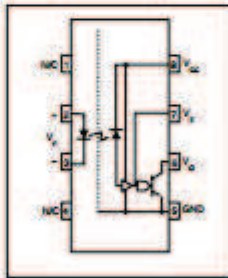


FEATURES

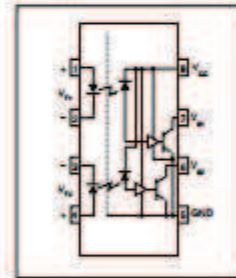
- Very high speed-10 MBit/s
- Superior CMR-10 kV/μs
- Double working voltage-480V
- Fan-out of 8 over -40°C to +85°C
- Logic gate output
- Storable output
- Wired OR-open collector
- U.L. recognized (File # E90700)

APPLICATIONS

- Ground loop elimination
- LSTTL to TTL, LSTTL or 5-volt CMOS
- Line receiver, data transmission
- Data multiplexing
- Switching power supplies
- Pulse transformer replacement
- Computer-peripheral interface



6N137
 HCPL-2601
 HCPL-2611



HCPL-2630
 HCPL-2631

TRUTH TABLE
 (Positive Logic)

| Input | Enable | Output |
|-------|--------|--------|
| H | H | L |
| L | H | H |
| H | L | H |
| L | L | H |
| H | NC | L |
| L | NC | H |



HIGH SPEED-10 MBit/s LOGIC GATE OPTOCOUPLEDERS

SINGLE-CHANNEL
6N137
HCPL-2601
HCPL-2611

DUAL-CHANNEL
HCPL-2630
HCPL-2631

| ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (No derating required up to 85°C) | | | |
|--|----------------------------|----------------|-------|
| Parameter | Symbol | Value | Units |
| Storage Temperature | T_{STG} | -55 to +125 | °C |
| Operating Temperature | T_{OPR} | -40 to +85 | °C |
| Lead Solder Temperature | T_{SOL} | 260 for 10 sec | °C |
| EMITTER | | | |
| DC/Average Forward Current | I_F | 50 | mA |
| Input Current | | 30 | |
| Enable Input Voltage | V_E | 5.5 | V |
| Not to exceed V_{CC} by more than 500 mV | | | |
| Reverse Input Voltage | V_R | 5.0 | V |
| Power Dissipation | P_I | 100 | mW |
| | | 45 | |
| DETECTOR | | | |
| Supply Voltage | V_{CC} (1 minute max) | 7.0 | V |
| Output Current | I_O | 50 | mA |
| | | 50 | |
| Output Voltage | V_O | 7.0 | V |
| Collector Output Power Dissipation | P_O | 85 | mW |
| | | 60 | |

| RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS | | | | |
|----------------------------------|----------|------|----------|-------|
| Parameter | Symbol | Min | Max | Units |
| Input Current, Low Level | I_{FL} | 0 | 250 | μA |
| Input Current, High Level | I_{FH} | *6.3 | 15 | mA |
| Supply Voltage, Output | V_{CC} | 4.5 | 5.5 | V |
| Enable Voltage, Low Level | V_{EL} | 0 | 0.8 | V |
| Enable Voltage, High Level | V_{EH} | 2.0 | V_{CC} | V |
| Low Level Supply Current | I_A | -40 | +85 | °C |
| Fan Out (TTL load) | N | | 8 | |

* 6.3 mA is a guard banded value which allows for at least 20 % CTR degradation. Initial input current threshold value is 5.0 mA or less.



HIGH SPEED-10 MBit/s LOGIC GATE OPTOCOUPLEDERS

SINGLE-CHANNEL
6N137
HCPL-2601
HCPL-2611

DUAL-CHANNEL
HCPL-2630
HCPL-2631

| ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = -40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$ Unless otherwise specified.) | | | | | | |
|---|---|-------------------------|--------|--------|------|------------------|
| INDIVIDUAL COMPONENT CHARACTERISTICS | | | | | | |
| Parameter | Test Conditions | Symbol | Min | Typ** | Max | Unit |
| EMITTER | | | | | | |
| Input Forward Voltage | ($I_F = 10\text{ mA}$) ($T_A = 25^\circ\text{C}$) | V_F | | 1.4 | 1.8 | V |
| Input Reverse Breakdown Voltage | ($I_R = 10\ \mu\text{A}$) | B_{VR} | 5.0 | | | V |
| Input Capacitance | ($V_F = 0$, $f = 1\text{ MHz}$) | C_{IN} | | 60 | | pF |
| Input Diode Temperature Coefficient | ($I_F = 10\text{ mA}$) | $\Delta V_F/\Delta T_A$ | | -1.4 | | mV/°C |
| DETECTOR | | | | | | |
| High Level Supply Current | Single Channel Dual Channel ($V_{CC} = 5.5\text{ V}$, $I_F = 0\text{ mA}$) ($V_E = 0.5\text{ V}$) | I_{COH} | | 7 | 10 | mA |
| Low Level Supply Current | Single Channel Dual Channel ($V_{CC} = 5.5\text{ V}$, $I_F = 10\text{ mA}$) ($V_E = 0.5\text{ V}$) | I_{COL} | | 9 | 13 | mA |
| Low Level Enable Current | ($V_{CC} = 5.5\text{ V}$, $V_E = 0.5\text{ V}$) | I_{EL} | | -0.8 | -1.6 | mA |
| High Level Enable Current | ($V_{CC} = 5.5\text{ V}$, $V_E = 2.0\text{ V}$) | I_{EH} | | -0.6 | -1.6 | mA |
| High Level Enable Voltage | ($V_{CC} = 5.5\text{ V}$, $I_F = 10\text{ mA}$) | V_{EH} | 2.0 | | | V |
| Low Level Enable Voltage | ($V_{CC} = 5.5\text{ V}$, $I_F = 10\text{ mA}$) (Note 3) | V_{EL} | | | 0.8 | V |
| SWITCHING CHARACTERISTICS ($T_A = -40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$, $V_{CC} = 5\text{ V}$, $I_F = 7.5\text{ mA}$ Unless otherwise specified.) | | | | | | |
| AC Characteristics | Test Conditions | Symbol | Min | Typ** | Max | Unit |
| Propagation Delay Time to Output High Level | (Note 4) ($T_A = 25^\circ\text{C}$) ($R_L = 350\ \Omega$, $C_L = 15\text{ pF}$) (Fig. 12) | T_{PLH} | 20 | 45 | 75 | ns |
| Propagation Delay Time to Output Low Level | (Note 5) ($T_A = 25^\circ\text{C}$) ($R_L = 350\ \Omega$, $C_L = 15\text{ pF}$) (Fig. 12) | T_{PHL} | 25 | 45 | 75 | ns |
| Pulse Width Distortion | ($R_L = 350\ \Omega$, $C_L = 15\text{ pF}$) (Fig. 12) | $ T_{PHL} - T_{PLH} $ | | 3 | 35 | ns |
| Output Rise Time (10-90%) | ($R_L = 350\ \Omega$, $C_L = 15\text{ pF}$) (Note 6) (Fig. 12) | t_r | | 50 | | ns |
| Output Fall Time (90-10%) | ($R_L = 350\ \Omega$, $C_L = 15\text{ pF}$) (Note 7) (Fig. 12) | t_f | | 12 | | ns |
| Enable Propagation Delay Time to Output High Level | ($I_F = 7.5\text{ mA}$, $V_{EH} = 3.5\text{ V}$) ($R_L = 350\ \Omega$, $C_L = 15\text{ pF}$) (Note 8) (Fig. 13) | t_{ELH} | | 20 | | ns |
| Enable Propagation Delay Time to Output Low Level | ($I_F = 7.5\text{ mA}$, $V_{EH} = 3.5\text{ V}$) ($R_L = 350\ \Omega$, $C_L = 15\text{ pF}$) (Note 9) (Fig. 13) | t_{EHL} | | 20 | | ns |
| Common Mode Transient Immunity (at Output High Level) | ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $ V_{CM} = 50\text{ V}$, (Peak) ($I_F = 0\text{ mA}$, $V_{OH}(\text{Min.}) = 2.0\text{ V}$) 6N137, HCPL-2630 ($R_L = 350\ \Omega$) (Note 10) HCPL-2601, HCPL-2631 (Fig. 14) HCPL-2611 $ V_{CM} = 400\text{ V}$ | $ CM_{TH} $ | | 10,000 | | V/ μs |
| | | | 5000 | 10,000 | | |
| | | | 10,000 | 15,000 | | |



HIGH SPEED-10 MBit/s LOGIC GATE OPTOCOUPLEDERS

SINGLE-CHANNEL
6N137
HCPL-2601
HCPL-2611

DUAL-CHANNEL
HCPL-2630
HCPL-2631

| TRANSFER CHARACTERISTICS ($T_A = -40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$ Unless otherwise specified.) | | | | | | |
|--|--|----------|-----|-------|-----|---------------|
| DC Characteristics | Test Conditions | Symbol | Min | Typ** | Max | Unit |
| High Level Output Current | ($V_{CC} = 5.5\text{ V}$, $V_O = 5.5\text{ V}$) ($I_F = 250\ \mu\text{A}$, $V_E = 2.0\text{ V}$) (Note 2) | I_{OH} | | | 100 | μA |
| Low Level Output Current | ($V_{CC} = 5.5\text{ V}$, $I_F = 5\text{ mA}$) ($V_E = 2.0\text{ V}$, $I_{OL} = 13\text{ mA}$) (Note 2) | I_{OL} | | .35 | 0.6 | V |
| Input Threshold Current | ($V_{CC} = 5.5\text{ V}$, $V_O = 0.6\text{ V}$, $V_E = 2.0\text{ V}$, $I_{OL} = 13\text{ mA}$) | I_{FT} | | 3 | 5 | mA |

| ISOLATION CHARACTERISTICS ($T_A = -40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$ Unless otherwise specified.) | | | | | | |
|---|--|-----------|------|-----------|------|---------------|
| Characteristics | Test Conditions | Symbol | Min | Typ** | Max | Unit |
| Input-Output Insulation Leakage Current | (Relative humidity = 45%) ($T_A = 25^\circ\text{C}$, $t = 5\text{ s}$) ($V_{I/O} = 3000\text{ VDC}$) (Note 12) | $I_{I/O}$ | | | 1.0* | μA |
| Withstand Insulation Test Voltage | (RH < 50%, $T_A = 25^\circ\text{C}$) (Note 12) ($t = 1\text{ min.}$) | V_{ISO} | 2500 | | | V_{RMS} |
| Resistance (Input to Output) | ($V_{I/O} = 500\text{ V}$) (Note 12) | $R_{I/O}$ | | 10^{12} | | Ω |
| Capacitance (Input to Output) | ($f = 1\text{ MHz}$) (Note 12) | $C_{I/O}$ | | 0.6 | | pF |

** All typical values are at $V_{CC} = 5\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

NOTES

- The V_{CC} supply to each optoisolator must be bypassed by a $0.1\ \mu\text{F}$ capacitor or larger. This can be either a ceramic or solid tantalum capacitor with good high frequency characteristic and should be connected as close as possible to the package V_{CC} and GND pins of each device.
- Each channel.
- Enable Input - No pull up resistor required as the device has an internal pull up resistor.
- t_{PLH} - Propagation delay is measured from the 3.75 mA level on the HIGH to LOW transition of the input current pulse to the 1.5 V level on the LOW to HIGH transition of the output voltage pulse.
- t_{PHL} - Propagation delay is measured from the 3.75 mA level on the LOW to HIGH transition of the input current pulse to the 1.5 V level on the HIGH to LOW transition of the output voltage pulse.
- t_r - Rise time is measured from the 90% to the 10% levels on the LOW to HIGH transition of the output pulse.
- t_f - Fall time is measured from the 10% to the 90% levels on the HIGH to LOW transition of the output pulse.
- t_{ELH} - Enable input propagation delay is measured from the 1.5 V level on the HIGH to LOW transition of the input voltage pulse to the 1.5 V level on the LOW to HIGH transition of the output voltage pulse.
- t_{EHL} - Enable input propagation delay is measured from the 1.5 V level on the LOW to HIGH transition of the input voltage pulse to the 1.5 V level on the HIGH to LOW transition of the output voltage pulse.
- CM_{LH} - The maximum tolerable rate of rise of the common mode voltage to ensure the output will remain in the high state (i.e., $V_{OUT} > 2.0\text{ V}$). Measured in volts per microsecond (V/ μs).
- CM_{L} - The maximum tolerable rate of rise of the common mode voltage to ensure the output will remain in the low output state

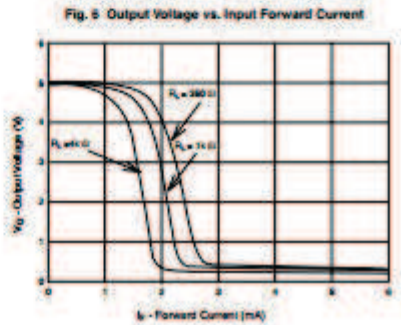
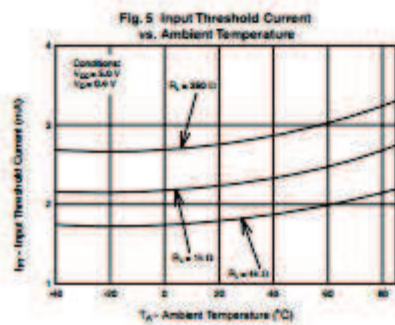
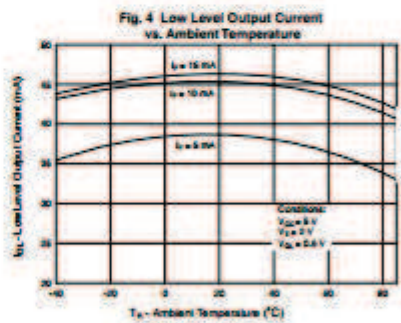
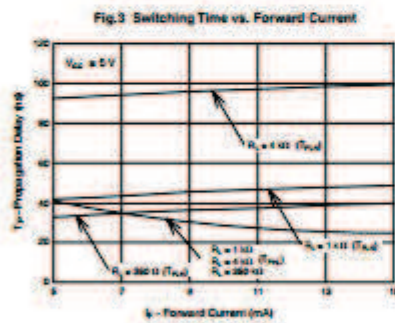
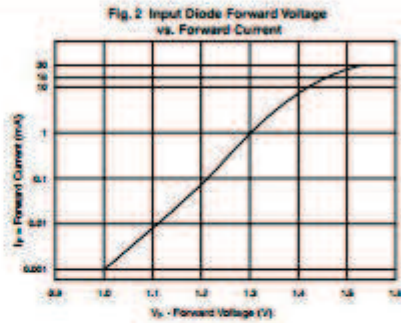
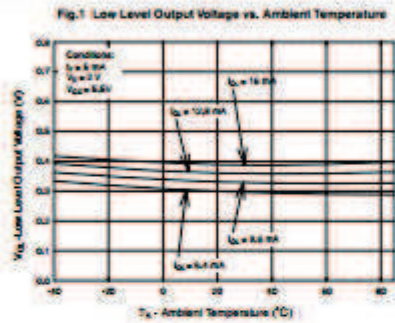


HIGH SPEED-10 Mbit/s LOGIC GATE OPTOCOUPLEDERS

SINGLE-CHANNEL
6N137
HCPL-2601
HCPL-2611

DUAL-CHANNEL
HCPL-2630
HCPL-2631

TYPICAL PERFORMANCE CURVES





HIGH SPEED-10 MBit/s LOGIC GATE OPTOCOUPLEDERS

SINGLE-CHANNEL
6N137
HCPL-2601
HCPL-2611

DUAL-CHANNEL
HCPL-2630
HCPL-2631

Fig. 7 Pulse Width Distortion vs. Temperature

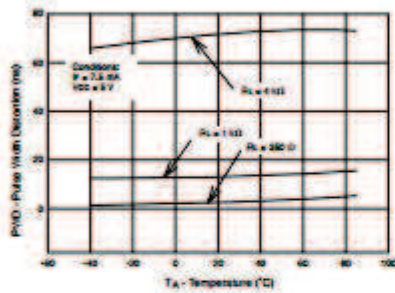


Fig. 8 Rise and Fall Time vs. Temperature

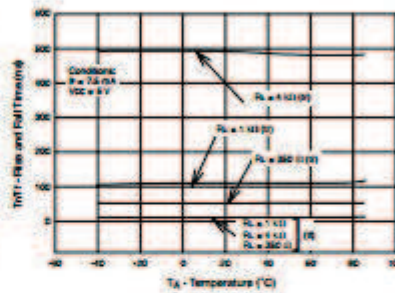


Fig. 9 Enable Propagation Delay vs. Temperature

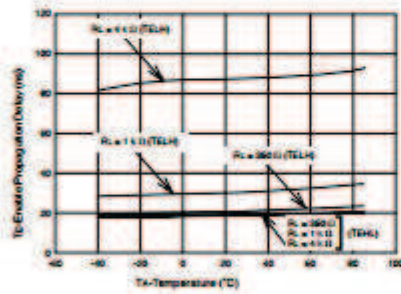


Fig. 10 Switching Time vs. Temperature

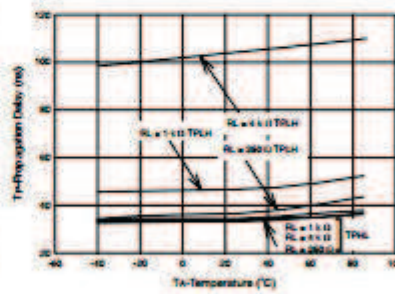
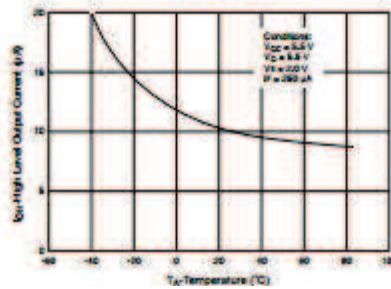


Fig. 11 High Level Output Current vs. Temperature



ANEXO A9

Hojas Técnicas Inversor 7404



August 1986
Revised March 2000

DM74LS04 Hex Inverting Gates

General Description

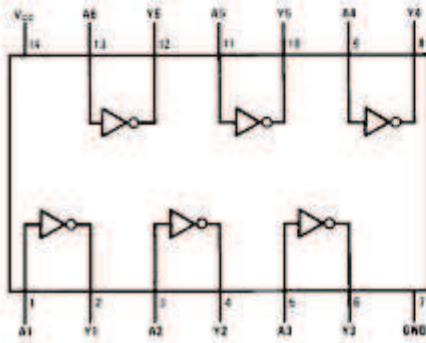
This device contains six independent gates each of which performs the logic INVERT function.

Ordering Code:

| Order Number | Package Number | Package Description |
|--------------|----------------|---|
| DM74LS04M | M14A | 14-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-120, 0.150 Narrow |
| DM74LS04SJ | M14D | 14-Lead Small Outline Package (SOP), EIAJ TYPE II, 5.3mm Wide |
| DM74LS04N | N14A | 14-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300 Wide |

Devices also available in Tape and Reel. Specify by appending the suffix letter "X" to the ordering code.

Connection Diagram



Function Table

$$Y = \bar{A}$$

| Input | Output |
|-------|--------|
| A | Y |
| L | H |
| H | L |

H = HIGH Logic Level
L = LOW Logic Level

Absolute Maximum Ratings(Note 1)

| | |
|--------------------------------------|-----------------|
| Supply Voltage | TV |
| Input Voltage | TV |
| Operating Free Air Temperature Range | 0°C to +70°C |
| Storage Temperature Range | -65°C to +150°C |

Note 1: The "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. The device should not be operated at these limits. The parametric values defined in the Electrical Characteristics tables are not guaranteed at the absolute maximum ratings. The "Recommended Operating Conditions" table will define the conditions for actual device operation.

Recommended Operating Conditions

| Symbol | Parameter | Min | Nom | Max | Units |
|----------|--------------------------------|------|-----|------|-------|
| V_{CC} | Supply Voltage | 4.75 | 5 | 5.25 | V |
| V_{IH} | HIGH Level Input Voltage | 2 | | | V |
| V_{IL} | LOW Level Input Voltage | | | 0.8 | V |
| I_{OH} | HIGH Level Output Current | | | -0.4 | mA |
| I_{OL} | LOW Level Output Current | | | 8 | mA |
| T_A | Free Air Operating Temperature | 0 | | 70 | °C |

Electrical Characteristics

over recommended operating free air temperature range (unless otherwise noted)

| Symbol | Parameter | Conditions | Min | Typ (Note 2) | Max | Units |
|-----------|-----------------------------------|---|-----|-----------------|-------|---------------|
| V_I | Input Clamp Voltage | $V_{CC} = \text{Min}, I_I = -16 \text{ mA}$ | | | -1.5 | V |
| V_{OH} | HIGH Level Output Voltage | $V_{CC} = \text{Min}, I_{OH} = \text{Max}, V_{IL} = \text{Max}$ | 2.7 | 3.4 | | V |
| V_{OL} | LOW Level Output Voltage | $V_{CC} = \text{Min}, I_{OL} = \text{Max}, V_{IH} = \text{Min}$ | | 0.35 | 0.5 | V |
| | | $I_{OL} = 4 \text{ mA}, V_{CC} = \text{Min}$ | | 0.25 | 0.4 | |
| I_I | Input Current @ Max Input Voltage | $V_{CC} = \text{Max}, V_I = 7V$ | | | 0.1 | mA |
| I_{IH} | HIGH Level Input Current | $V_{CC} = \text{Max}, V_I = 2.7V$ | | | 20 | μA |
| I_{IL} | LOW Level Input Current | $V_{CC} = \text{Max}, V_I = 0.4V$ | | | -0.36 | mA |
| I_{OS} | Short Circuit Output Current | $V_{CC} = \text{Max}$ (Note 3) | -20 | | -100 | mA |
| I_{CCH} | Supply Current with Outputs HIGH | $V_{CC} = \text{Max}$ | | 1.2 | 2.4 | mA |
| I_{CCL} | Supply Current with Outputs LOW | $V_{CC} = \text{Max}$ | | 3.6 | 6.6 | mA |

Note 2: All typicals are at $V_{CC} = 5V, T_A = 25^\circ\text{C}$.

Note 3: Not more than one output should be shorted at a time, and the duration should not exceed one second.

Switching Characteristics

at $V_{CC} = 5V$ and $T_A = 25^\circ\text{C}$

| Symbol | Parameter | $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ | | | | Units |
|-----------|--|---------------------------|-----|-----------------------|-----|-------|
| | | $C_L = 15 \text{ pF}$ | | $C_L = 50 \text{ pF}$ | | |
| | | Min | Max | Min | Max | |
| t_{PLH} | Propagation Delay Time LOW-to-HIGH Level Output | 3 | 10 | 4 | 15 | ns |
| t_{PHL} | Propagation Delay Time HIGH-to-LOW Level Output | 3 | 10 | 4 | 15 | ns |

ANEXO A10
Hojas Técnicas Driver IR2130

IR2130/IR2132(J)(S) & (PbF)

3-PHASE BRIDGE DRIVER

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +600V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for all channels
- Over-current shutdown turns off all six drivers
- Independent half-bridge drivers
- Matched propagation delay for all channels
- 2.5V logic compatible
- Outputs out of phase with inputs
- Cross-conduction prevention logic
- Also available LEAD-FREE

Description

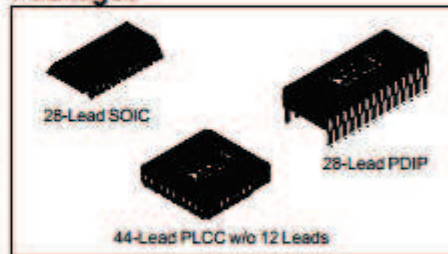
The IR2130/IR2132(J)(S) is a high voltage, high speed power MOSFET and IGBT driver with three independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC technology enables ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with CMOS or LSTTL outputs, down to 2.5V logic. A ground-referenced operational amplifier provides analog feedback of bridge current via an external current sense resistor. A current trip function which terminates all six outputs is also derived from this resistor.

An open drain FAULT signal indicates if an over-current or undervoltage shutdown has occurred. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use at high frequencies. The floating channels can be used to drive N-channel power MOSFETs or IGBTs in the high side configuration which operate up to 600 volts.

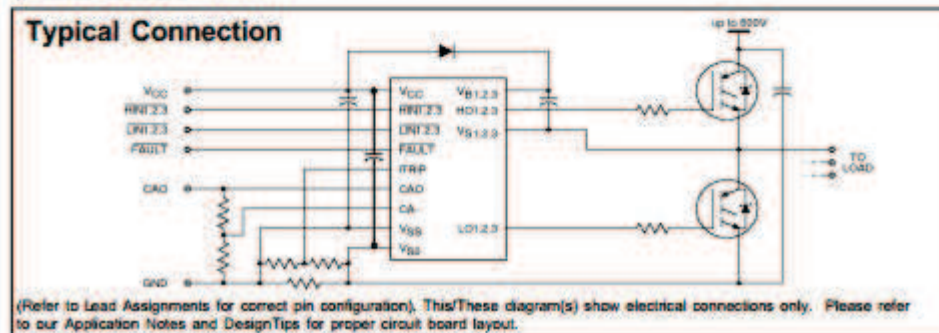
Product Summary

| | |
|----------------------------|--|
| V_{OFFSET} | 600V max. |
| $I_{\text{O}+/-}$ | 200 mA / 420 mA |
| V_{OUT} | 10 - 20V |
| $t_{\text{on/off}}$ (typ.) | 675 & 425 ns |
| Deadtime (typ.) | 2.5 μs (IR2130) 0.8 μs (IR2132) |

Packages



Typical Connection



IR2130/IR2132(J)(S) & (PbF)

International
IGR 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 V_{SD} . The Thermal Resistance and Power Dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions. Additional information is shown in Figures 50 through 53.

| Symbol | Definition | Min. | Max. | Units | |
|---------------|--|--------------------|--|-------|------|
| $V_{B1,2,3}$ | High Side Floating Supply Voltage | -0.3 | 625 | V | |
| $V_{S1,2,3}$ | High Side Floating Offset Voltage | $V_{B1,2,3} - 25$ | $V_{S1,2,3} + 0.3$ | | |
| $V_{HO1,2,3}$ | High Side Floating Output Voltage | $V_{S1,2,3} - 0.3$ | $V_{B1,2,3} + 0.3$ | | |
| V_{CC} | Low Side and Logic Fixed Supply Voltage | -0.3 | 25 | | |
| V_{SS} | Logic Ground | $V_{CC} - 25$ | $V_{CC} + 0.3$ | | |
| $V_{LO1,2,3}$ | Low Side Output Voltage | -0.3 | $V_{CC} + 0.3$ | | |
| V_{IN} | Logic Input Voltage (HIN1,2,3, LIN1,2,3 & ITRIP) | $V_{SS} - 0.3$ | ($V_{SS} + 15$) or ($V_{CC} + 0.3$) whichever is lower | | |
| V_{FLT} | FAULT Output Voltage | $V_{SS} - 0.3$ | $V_{CC} + 0.3$ | | |
| V_{CAO} | Operational Amplifier Output Voltage | $V_{SS} - 0.3$ | $V_{CC} + 0.3$ | | |
| V_{CA-} | Operational Amplifier Inverting Input Voltage | $V_{SS} - 0.3$ | $V_{CC} + 0.3$ | | |
| dV_S/dt | Allowable Offset Supply Voltage Transient | — | 50 | | V/ns |
| P_D | Package Power Dissipation @ $T_A \leq +25^\circ\text{C}$ | (28 Lead DIP) | — | 1.5 | W |
| | | (28 Lead SOIC) | — | 1.6 | |
| | | (44 Lead PLCC) | — | 2.0 | |
| R_{thJA} | Thermal Resistance, Junction to Ambient | (28 Lead DIP) | — | 83 | °CW |
| | | (28 Lead SOIC) | — | 78 | |
| | | (44 Lead PLCC) | — | 63 | |
| T_J | Junction Temperature | — | 150 | °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. All voltage parameters are absolute voltages referenced to V_{SD} . The V_S offset rating is tested with all supplies biased at 15V differential. Typical ratings at other bias conditions are shown in Figure 54.

| Symbol | Definition | Min. | Max. | Units |
|---------------|--|-------------------|-------------------|-------|
| $V_{B1,2,3}$ | High Side Floating Supply Voltage | $V_{S1,2,3} + 10$ | $V_{S1,2,3} + 20$ | V |
| $V_{S1,2,3}$ | High Side Floating Offset Voltage | Note 1 | 600 | |
| $V_{HO1,2,3}$ | High Side Floating Output Voltage | $V_{S1,2,3}$ | $V_{B1,2,3}$ | |
| V_{CC} | Low Side and Logic Fixed Supply Voltage | 10 | 20 | |
| V_{SS} | Logic Ground | -5 | 5 | |
| $V_{LO1,2,3}$ | Low Side Output Voltage | 0 | V_{CC} | |
| V_{IN} | Logic Input Voltage (HIN1,2,3, LIN1,2,3 & ITRIP) | V_{SS} | $V_{SS} + 5$ | |
| V_{FLT} | FAULT Output Voltage | V_{SS} | V_{CC} | |
| V_{CAO} | Operational Amplifier Output Voltage | V_{SS} | $V_{SS} + 5$ | |
| V_{CA-} | Operational Amplifier Inverting Input Voltage | V_{SS} | $V_{SS} + 5$ | |
| T_A | Ambient Temperature | -40 | 125 | |

Note 1: Logic operational for V_S of ($V_{SD} - 5V$) to ($V_{SD} + 600V$). Logic state held for V_S of ($V_{SD} - 5V$) to ($V_{SD} - V_{SS}$). (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).

Note 2: All input pins, CA- and CAO pins are internally clamped with a 5.2V zener diode.

IR2130/IR2132(J)(S) & (PbF)**Dynamic Electrical Characteristics**

V_{BIAS} (V_{CC} , $V_{BS1,2,3}$) = 15V, $V_{SO,1,2,3}$ = V_{SS} , C_L = 1000 μ F and T_A = 25°C unless otherwise specified. The dynamic electrical characteristics are defined in Figures 3 through 5.

| Symbol | Definition | Figure | Min. | Typ. | Max. | Units | Test Conditions |
|-----------|--------------------------------------|--------|------|------|------|------------|--|
| t_{on} | Turn-On Propagation Delay | 11 | 500 | 675 | 850 | ns | $V_{IN} = 0 \text{ \& } 5V$ $V_{S1,2,3} = 0 \text{ to } 600V$ |
| t_{off} | Turn-Off Propagation Delay | 12 | 300 | 425 | 550 | | |
| t_r | Turn-On Rise Time | 13 | — | 80 | 125 | | |
| t_f | Turn-Off Fall Time | 14 | — | 35 | 55 | | |
| t_{trp} | ITRIP to Output Shutdown Prop. Delay | 15 | 400 | 660 | 920 | | |
| t_{br} | ITRIP Blanking Time | — | — | 400 | — | | |
| t_{fr} | ITRIP to FAULT Indication Delay | 16 | 335 | 590 | 845 | | |
| t_{fil} | Input Filter Time (All Six Inputs) | — | — | 310 | — | | |
| t_{clr} | LIN1,2,3 to FAULT Clear Time | 17 | 6.0 | 9.0 | 12.0 | | |
| t_{DT} | Deadtime (IR2130) | 18 | 1.3 | 2.5 | 3.7 | | |
| | (IR2132) | 18 | 0.4 | 0.8 | 1.2 | | |
| SR+ | Operational Amplifier Slew Rate (+) | 19 | 4.4 | 6.2 | — | V/ μ s | |
| SR- | Operational Amplifier Slew Rate (-) | 20 | 2.4 | 3.2 | — | | |

NOTE: For high side PWM, HIN pulse width must be $\geq 1.5\mu$ sec

Static Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC} , $V_{BS1,2,3}$) = 15V, $V_{SO,1,2,3}$ = V_{SS} and T_A = 25°C unless otherwise specified. The V_{IN} , V_{TH} and I_{IN} parameters are referenced to V_{SS} and are applicable to all six logic input leads: HIN1,2,3 & LIN1,2,3. The V_O and I_O parameters are referenced to $V_{SO,1,2,3}$ and are applicable to the respective output leads: HO1,2,3 or LO1,2,3.

| Symbol | Definition | Figure | Min. | Typ. | Max. | Units | Test Conditions |
|--------------|---|--------|------|------|------|-------|------------------------------|
| V_{IH} | Logic "0" Input Voltage (OUT = LO) | 21 | 2.2 | — | — | V | |
| V_{IL} | Logic "1" Input Voltage (OUT = HI) | 22 | — | — | 0.8 | | |
| V_{ITRIP+} | ITRIP Input Positive Going Threshold | 23 | 400 | 490 | 580 | mV | |
| V_{OH} | High Level Output Voltage, $V_{BIAS} - V_O$ | 24 | — | — | 100 | | $V_{IN} = 0V$, $I_O = 0A$ |
| V_{OL} | Low Level Output Voltage, V_O | 25 | — | — | 100 | | $V_{IN} = 5V$, $I_O = 0A$ |
| I_{LK} | Offset Supply Leakage Current | 26 | — | — | 50 | | $V_E = V_S = 600V$ |
| I_{QSS} | Quiescent V_{SS} Supply Current | 27 | — | 15 | 30 | | $V_{IN} = 0V \text{ or } 5V$ |
| I_{QCC} | Quiescent V_{CC} Supply Current | 28 | — | 3.0 | 4.0 | | $V_{IN} = 0V \text{ or } 5V$ |
| I_{IN+} | Logic "1" Input Bias Current (OUT = HI) | 29 | — | 450 | 650 | | $V_{IN} = 0V$ |
| I_{IN-} | Logic "0" Input Bias Current (OUT = LO) | 30 | — | 225 | 400 | | $V_{IN} = 5V$ |
| I_{ITRIP+} | "High" ITRIP Bias Current | 31 | — | 75 | 150 | | ITRIP = 5V |
| I_{ITRIP-} | "Low" ITRIP Bias Current | 32 | — | — | 100 | | ITRIP = 0V |
| V_{BSUV+} | V_{BS} Supply Undervoltage Positive Going Threshold | 33 | 7.5 | 8.35 | 9.2 | V | |
| V_{BSUV-} | V_{BS} Supply Undervoltage Negative Going Threshold | 34 | 7.1 | 7.95 | 8.8 | | |
| V_{CCUV+} | V_{CC} Supply Undervoltage Positive Going Threshold | 35 | 8.3 | 9.0 | 9.7 | | |
| V_{CCUV-} | V_{CC} Supply Undervoltage Negative Going Threshold | 36 | 8.0 | 8.7 | 9.4 | | |
| $R_{ON,FLT}$ | FAULT Low On-Resistance | 37 | — | 55 | 75 | | Ω |

IR2130/IR2132(J)(S) & (PbF)

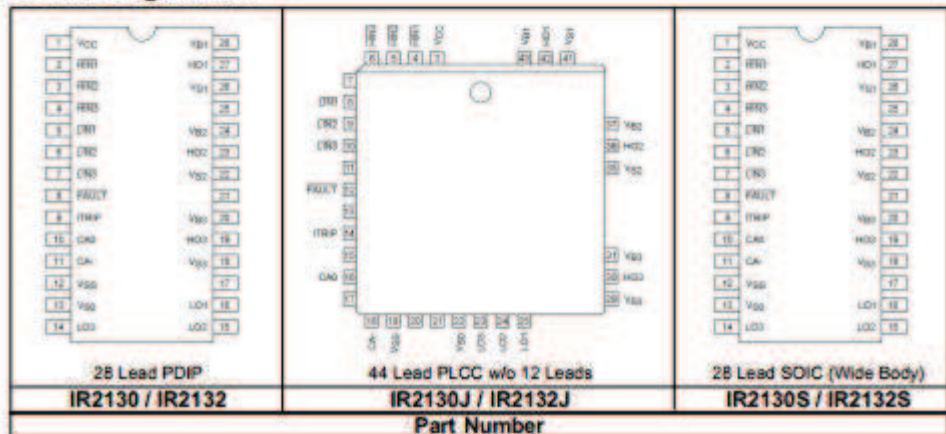


Static Electrical Characteristics – Continued

V_{IAS} (V_{CC} , $V_{BS1,2,3}$) = 15V, $V_{S0,1,2,3}$ = V_{SS} and T_A = 25°C unless otherwise specified. The V_{IN} , V_{TH} and I_{IN} parameters are referenced to V_{SS} and are applicable to all six logic input leads: $H_{IN1,2,3}$ & $L_{IN1,2,3}$. The V_O and I_O parameters are referenced to $V_{S0,1,2,3}$ and are applicable to the respective output leads: $H_{O1,2,3}$ or $L_{O1,2,3}$.

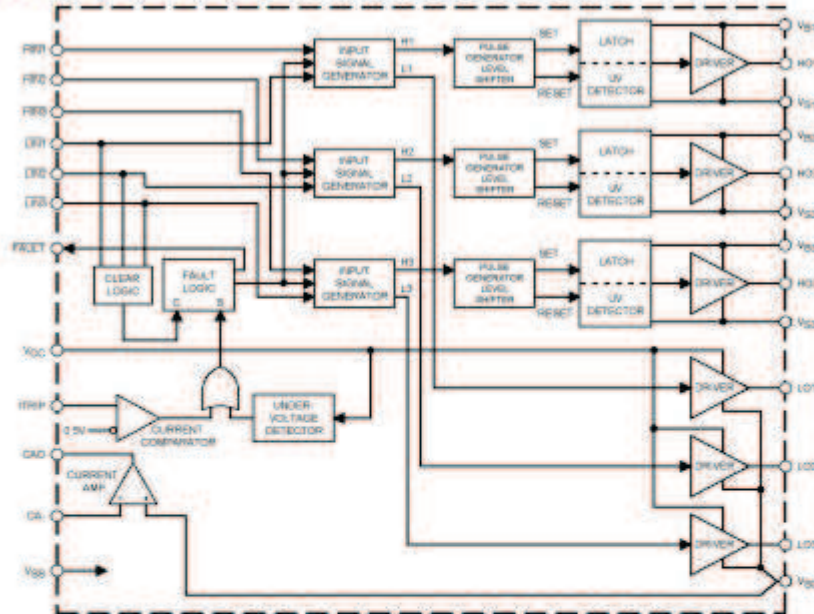
| Symbol | Definition | Figure | Min. | Typ. | Max. | Units | Test Conditions |
|--------------|---|--------|------|------|------|-------|---|
| I_{OH} | Output High Short Circuit Pulsed Current | 38 | 200 | 250 | — | mA | $V_O = 0V$, $V_{IN} = 0V$ $PW \leq 10 \mu s$ |
| I_{OL} | Output Low Short Circuit Pulsed Current | 39 | 420 | 500 | — | | $V_O = 15V$, $V_{IN} = 5V$ $PW \leq 10 \mu s$ |
| V_{OS} | Operational Amplifier Input Offset Voltage | 40 | — | — | 30 | mV | $V_{S0} = V_{CA} = 0.2V$ |
| I_{CA} | CA- Input Bias Current | 41 | — | — | 4.0 | nA | $V_{CA} = 2.5V$ |
| CMRR | Op. Amp. Common Mode Rejection Ratio | 42 | 60 | 80 | — | dB | $V_{S0} = V_{CA} = 0.1V \& 5V$ |
| PSRR | Op. Amp. Power Supply Rejection Ratio | 43 | 55 | 75 | — | | $V_{S0} = V_{CA} = 0.2V$ $V_{CC} = 10V \& 20V$ |
| V_{OHAMP} | Op. Amp. High Level Output Voltage | 44 | 5.0 | 5.2 | 5.4 | V | $V_{CA} = 0V$, $V_{S0} = 1V$ |
| V_{OLAMP} | Op. Amp. Low Level Output Voltage | 45 | — | — | 20 | mV | $V_{CA} = 1V$, $V_{S0} = 0V$ |
| I_{SRCAMP} | Op. Amp. Output Source Current | 46 | 2.3 | 4.0 | — | mA | $V_{CA} = 0V$, $V_{S0} = 1V$ $V_{CAD} = 4V$ |
| I_{SRAMP} | Op. Amp. Output Sink Current | 47 | 1.0 | 2.1 | — | | $V_{CA} = 1V$, $V_{S0} = 0V$ $V_{CAD} = 2V$ |
| I_{OHAMP} | Operational Amplifier Output High Short Circuit Current | 48 | — | 4.5 | 6.5 | mA | $V_{CA} = 0V$, $V_{S0} = 5V$ $V_{CAD} = 0V$ |
| I_{OLAMP} | Operational Amplifier Output Low Short Circuit Current | 49 | — | 3.2 | 5.2 | | $V_{CA} = 5V$, $V_{S0} = 0V$ $V_{CAD} = 5V$ |

Lead Assignments



IR2130/IR2132(J)(S) & (PbF)

Functional Block Diagram



Lead Definitions

| Symbol | Description |
|----------|--|
| HIN1,2,3 | Logic inputs for high side gate driver outputs (HO1,2,3), out of phase |
| LIN1,2,3 | Logic inputs for low side gate driver output (LO1,2,3), out of phase |
| FAULT | Indicates over-current or undervoltage lockout (low side) has occurred, negative logic |
| VCC | Low side and logic fixed supply |
| ITRIP | Input for over-current shutdown |
| CAO | Output of current amplifier |
| CA- | Negative input of current amplifier |
| VSS | Logic ground |
| Vb1,2,3 | High side floating supplies |
| HO1,2,3 | High side gate drive outputs |
| Vs1,2,3 | High side floating supply returns |
| LO1,2,3 | Low side gate drive outputs |
| Vs0 | Low side return and positive input of current amplifier |

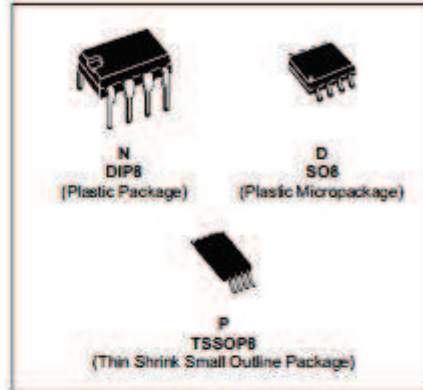
ANEXO A11
Hojas Técnicas Amplificador
Operacional TL082



TL082 TL082A - TL082B

GENERAL PURPOSE J-FET DUAL OPERATIONAL AMPLIFIER

- WIDE COMMON-MODE (UP TO V_{CC}^+) AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGE
- LOW INPUT BIAS AND OFFSET CURRENT
- OUTPUT SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- HIGH INPUT IMPEDANCE J-FET INPUT STAGE
- INTERNAL FREQUENCY COMPENSATION
- LATCH UP FREE OPERATION
- HIGH SLEW RATE : $16V/\mu s$ (typ)



DESCRIPTION

The TL082, TL082A and TL082B are high speed J-FET input dual operational amplifiers incorporating well matched, high voltage J-FET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit.

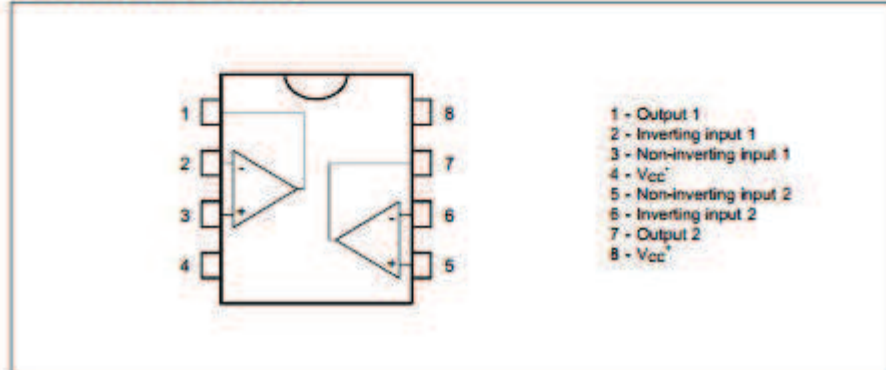
The devices feature high slew rates, low input bias and offset current, and low offset voltage temperature coefficient.

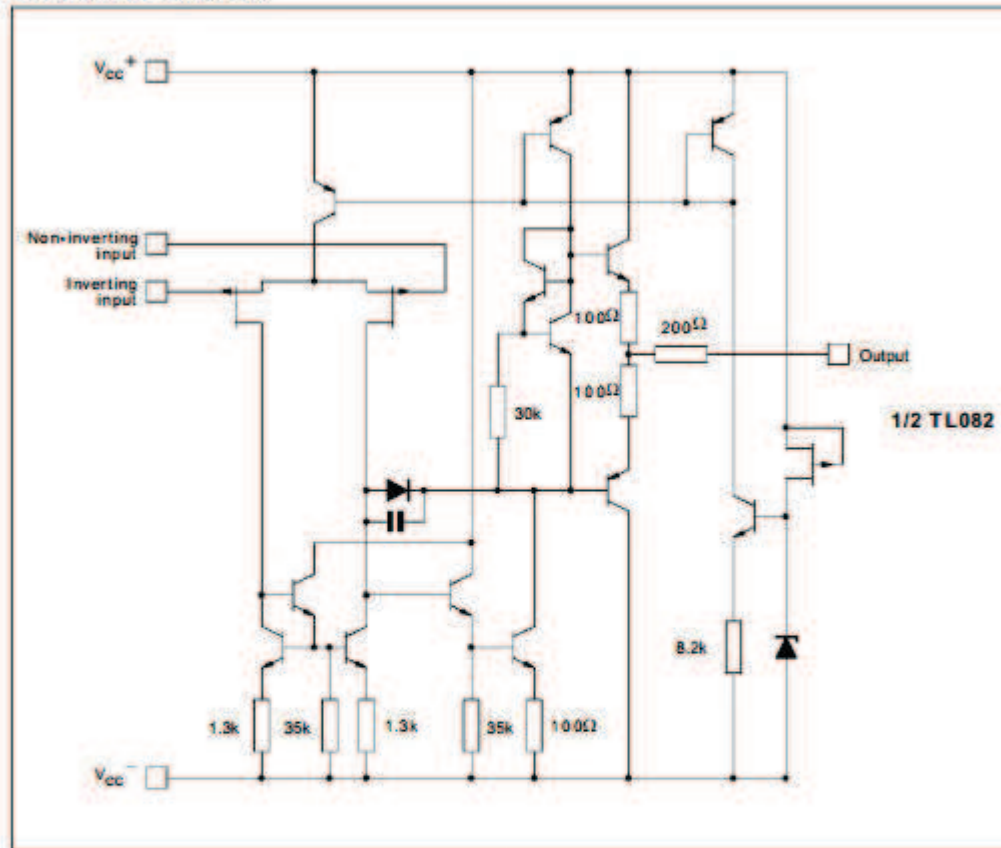
ORDER CODES

| Part Number | Temperature Range | Package | | |
|----------------|-------------------|---------|---|---|
| | | N | D | P |
| TL082M/A/M/BM | -55°C, +125°C | * | * | * |
| TL082I/A/I/B | -40°C, +105°C | * | * | * |
| TL082C/A/C/B/C | 0°C, +70°C | * | * | * |

Examples : TL082CD, TL082IN

PIN CONNECTIONS (top view)



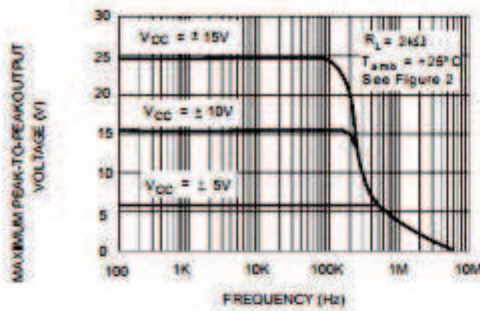
TL082 - TL082A - TL082B**SCHEMATIC DIAGRAM****ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS**

| Symbol | Parameter | Value | Unit | |
|-------------------|--|--|-------------------------------------|----|
| V _{CC} | Supply Voltage - (note 1) | ±18 | V | |
| V _I | Input Voltage - (note 3) | ±15 | V | |
| V _{id} | Differential Input Voltage - (note 2) | ±30 | V | |
| P _{tot} | Power Dissipation | 680 | mW | |
| | Output Short-circuit Duration - (note 4) | Infinite | | |
| T _{oper} | Operating Free Air Temperature Range | TL082C,AC,BC TL082I,AI,BI TL082M,AM,8M | 0 to 70 -40 to 105 -55 to 125 | °C |
| T _{stg} | Storage Temperature Range | | -65 to 150 | °C |

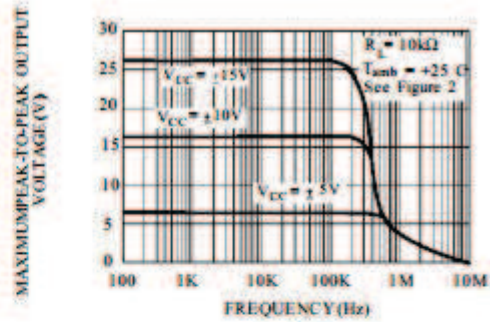
ELECTRICAL CHARACTERISTICS $V_{CC} = \pm 15V$, $T_{amb} = 25^{\circ}C$ (unless otherwise specified)

| Symbol | Parameter | TL082I,M,AC,AI, AM,BC,BI,BM | | | TL082C | | | Unit |
|-----------------|---|--------------------------------|----------------------|------------------------------|----------|----------------------|--------------|------------------------|
| | | Min. | Typ. | Max. | Min. | Typ. | Max. | |
| V_{io} | Input Offset Voltage ($R_S = 50\Omega$) $T_{amb} = 25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$ | | 3 3 1 | 10 6 3 13 7 5 | | 3 | 10 13 | mV |
| DV_{io} | Input Offset Voltage Drift | | 10 | | | 10 | | $\mu V/^{\circ}C$ |
| I_{io} | Input Offset Current * $T_{amb} = 25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$ | | 5 | 100 4 | | 5 | 100 4 | pA nA |
| I_{ib} | Input Bias Current * $T_{amb} = 25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$ | | 20 | 200 20 | | 20 | 400 20 | pA nA |
| A_{vd} | Large Signal Voltage Gain ($R_L = 2k\Omega$, $V_O = \pm 10V$) $T_{amb} = 25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$ | 50 25 | 200 | | 25 15 | 200 | | V/mV |
| SVR | Supply Voltage Rejection Ratio ($R_S = 50\Omega$) $T_{amb} = 25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$ | 80 80 | 86 | | 70 70 | 86 | | dB |
| I_{cc} | Supply Current, per Amp, no Load $T_{amb} = 25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$ | | 1.4 | 2.5 2.5 | | 1.4 | 2.5 2.5 | mA |
| V_{cm} | Input Common Mode Voltage Range | ± 11 | $+15$ -12 | | ± 11 | $+15$ -12 | | V |
| CMR | Common Mode Rejection Ratio ($R_S = 50\Omega$) $T_{amb} = 25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$ | 80 80 | 86 | | 70 70 | 86 | | dB |
| I_{os} | Output Short-circuit Current $T_{amb} = 25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$ | 10 10 | 40 | 60 60 | 10 10 | 40 | 60 60 | mA |
| $\pm V_{opp}$ | Output Voltage Swing $T_{amb} = 25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$ | | 10 12 10 12 | 12 13.5 | | 10 12 10 12 | 12 13.5 | V |
| SR | Slew Rate ($V_{in} = 10V$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, $T_{amb} = 25^{\circ}C$, unity gain) | | 8 | 16 | | 8 | 16 | V/ μs |
| t_r | Rise Time ($V_{in} = 20mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, $T_{amb} = 25^{\circ}C$, unity gain) | | 0.1 | | | 0.1 | | μs |
| K_{OV} | Overshoot ($V_{in} = 20mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, $T_{amb} = 25^{\circ}C$, unity gain) | | 10 | | | 10 | | % |
| GBP | Gain Bandwidth Product ($f = 100kHz$, $T_{amb} = 25^{\circ}C$, $V_{in} = 10mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$) | 2.5 | 4 | | 2.5 | 4 | | MHz |
| R_i | Input Resistance | | 10^{12} | | | 10^{12} | | Ω |
| THD | Total Harmonic Distortion ($f = 1kHz$, $A_V = 20dB$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, $T_{amb} = 25^{\circ}C$, $V_O = 2V_{PP}$) | | 0.01 | | | 0.01 | | % |
| e_n | Equivalent Input Noise Voltage ($f = 1kHz$, $R_s = 100\Omega$) | | 15 | | | 15 | | $\frac{nV}{\sqrt{Hz}}$ |
| ϕ_m | Phase Margin | | 45 | | | 45 | | Degrees |
| V_{O1}/V_{O2} | Channel Separation ($A_V = 100$) | | 120 | | | 120 | | dB |

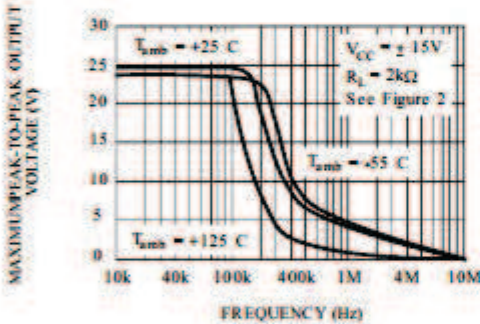
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS FREQUENCY



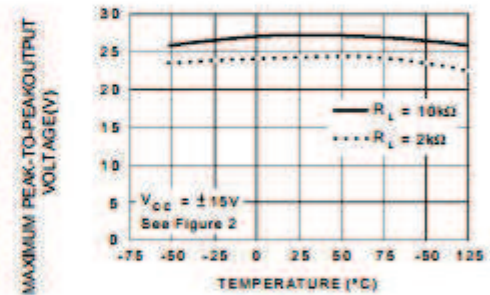
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS FREQUENCY



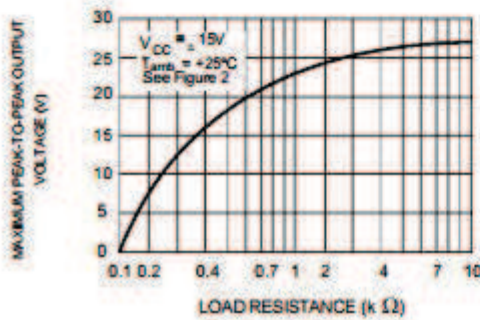
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS FREQUENCY



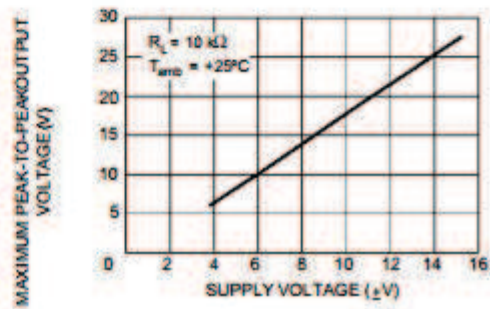
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS FREE AIR TEMP.



MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS LOAD RESISTANCE



MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS SUPPLY VOLTAGE



ANEXO A12

Hojas Técnicas Conversor de Voltaje Negativo ICL7660

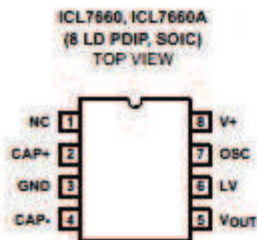
intersil.**ICL7660, ICL7660A****Data Sheet****October 10, 2005****FN3072.7****CMOS Voltage Converters**

The Intersil ICL7660 and ICL7660A are monolithic CMOS power supply circuits which offer unique performance advantages over previously available devices. The ICL7660 performs supply voltage conversions from positive to negative for an input range of +1.5V to +10.0V resulting in complementary output voltages of -1.5V to -10.0V and the ICL7660A does the same conversions with an input range of +1.5V to +12.0V resulting in complementary output voltages of -1.5V to -12.0V. Only 2 noncritical external capacitors are needed for the charge pump and charge reservoir functions. The ICL7660 and ICL7660A can also be connected to function as voltage doublers and will generate output voltages up to +18.6V with a +10V input.

Contained on the chip are a series DC supply regulator, RC oscillator, voltage level translator, and four output power MOS switches. A unique logic element senses the most negative voltage in the device and ensures that the output N-Channel switch source-substrate junctions are not forward biased. This assures latchup free operation.

The oscillator, when unloaded, oscillates at a nominal frequency of 10kHz for an input supply voltage of 5.0V. This frequency can be lowered by the addition of an external capacitor to the "OSC" terminal, or the oscillator may be overdriven by an external clock.

The "LV" terminal may be tied to GROUND to bypass the internal series regulator and improve low voltage (LV) operation. At medium to high voltages (+3.5V to +10.0V for the ICL7660 and +3.5V to +12.0V for the ICL7660A), the LV pin is left floating to prevent device latchup.

Pinouts**Features**

- Simple Conversion of +5V Logic Supply to $\pm 5V$ Supplies
- Simple Voltage Multiplication ($V_{OUT} = (-) nV_{IN}$)
- Typical Open Circuit Voltage Conversion Efficiency 99.9%
- Typical Power Efficiency 98%
- Wide Operating Voltage Range
 - ICL7660 1.5V to 10.0V
 - ICL7660A 1.5V to 12.0V
- ICL7660A 100% Tested at 3V
- Easy to Use - Requires Only 2 External Non-Critical Passive Components
- No External Diode Over Full Temp. and Voltage Range
- Pb-Free Plus Anneal Available (RoHS Compliant)

Applications

- On Board Negative Supply for Dynamic RAMs
- Localized μ Processor (8080 Type) Negative Supplies
- Inexpensive Negative Supplies
- Data Acquisition Systems

ICL7660, ICL7660A**Ordering Information**

| PART NUMBER | | TEMP. RANGE (°C) | PACKAGE | PKG. DWG. # |
|---------------------------|-----------|------------------|-------------------------|-------------|
| ICL7660CBA* | 7660CBA | 0 to 70 | 8 Ld SOIC (N) | M6.15 |
| ICL7660CBAZ* (See Note) | 7660CBAZ | 0 to 70 | 8 Ld SOIC (N) (Pb-free) | M6.15 |
| ICL7660CBAZA* (See Note) | 7660CBAZ | 0 to 70 | 8 Ld SOIC (N) (Pb-free) | M6.15 |
| ICL7660CPA | 7660CPA | 0 to 70 | 8 Ld PDIP | E8.3 |
| ICL7660CPAZ (See Note) | 7660CPAZ | 0 to 70 | 8 Ld PDIP** (Pb-free) | E8.3 |
| ICL7660ACBA* | 7660ACBA | 0 to 70 | 8 Ld SOIC (N) | M6.15 |
| ICL7660ACBAZA* (See Note) | 7660ACBAZ | 0 to 70 | 8 Ld SOIC (N) (Pb-free) | M6.15 |
| ICL7660ACPA | 7660ACPA | 0 to 70 | 8 Ld PDIP | E8.3 |
| ICL7660ACPAZ (See Note) | 7660ACPAZ | 0 to 70 | 8 Ld PDIP** (Pb-free) | E8.3 |
| ICL7660AIBA* | 7660AIBA | -40 to 85 | 8 Ld SOIC (N) | M6.15 |
| ICL7660AIBAZA* (See Note) | 7660AIBAZ | -40 to 85 | 8 Ld SOIC (N) (Pb-free) | M6.15 |

*Add "-T" suffix to part number for tape and reel packaging.

**Pb-free PDIPs can be used for through hole wave solder processing only. They are not intended for use in Reflow solder processing applications.

NOTE: Intersil Pb-free plus anneal products employ special Pb-free material sets; molding compounds/die attach materials and 100% matte tin plate termination finish, which are RoHS compliant and compatible with both SnPb and Pb-free soldering operations. Intersil Pb-free products are MSL classified at Pb-free peak reflow temperatures that meet or exceed the Pb-free requirements of IPC/JEDEC J STD-020.

ICL7660, ICL7660A**Absolute Maximum Ratings**

| | |
|--|---|
| Supply Voltage | +10.5V |
| ICL7660 | +10.5V |
| ICL7660A | +13.0V |
| LV and OSC Input Voltage | -0.3V to (V+ +0.3V) for V+ < 5.5V (Note 2) |
| (Note 2) | (V+ -5.5V) to (V+ +0.3V) for V+ > 5.5V |
| Current into LV (Note 2) | 20µA for V+ > 3.5V |
| Output Short Duration (V _{SUPPLY} ≤ 5.5V) | Continuous |

Operating Conditions

| | |
|---------------------|---------------|
| Temperature Range | 0°C to 70°C |
| ICL7660C, ICL7660AC | 0°C to 70°C |
| ICL7660AJ | -40°C to 85°C |

Thermal Information

| | | |
|---|----------------------------------|----------------------|
| Thermal Resistance (Typical, Note 1) | θ_{JA} (°C/W) | θ_{JC} (°C/W) |
| PDIP Package* | 110 | N/A |
| SOIC Package | 160 | N/A |
| Maximum Storage Temperature Range | -65°C to 150°C | |
| Maximum Lead Temperature (Soldering, 10s) | 300°C (SOIC - Lead Tips Only) | |

*Pb-free PDIPs can be used for through hole wave solder processing only. They are not intended for use in Reflow solder processing applications.

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTE:

1. θ_{JA} is measured with the component mounted on an evaluation PC board in free air.

Electrical Specifications ICL7660 and ICL7660A, V+ = 5V, T_A = 25°C, C_{OSC} = 0, Test Circuit Figure 11
 Unless Otherwise Specified

| PARAMETER | SYMBOL | TEST CONDITIONS | ICL7660 | | | ICL7660A | | | UNITS |
|--|---------------------|---|---------|------|------|----------|------|-----|-------|
| | | | MIN | TYP | MAX | MIN | TYP | MAX | |
| Supply Current | I+ | R _L = ∞ | - | 170 | 500 | - | 80 | 165 | µA |
| Supply Voltage Range - Lo | V _L * | MIN ≤ T _A ≤ MAX, R _L = 10kΩ, LV to GND | 1.5 | - | 3.5 | 1.5 | - | 3.5 | V |
| Supply Voltage Range - Hi | V _H * | MIN ≤ T _A ≤ MAX, R _L = 10kΩ, LV to Open | 3.0 | - | 10.0 | 3 | - | 12 | V |
| Output Source Resistance | R _{OUT} | I _{OUT} = 20mA, T _A = 25°C | - | 55 | 100 | - | 60 | 100 | Ω |
| | | I _{OUT} = 20mA, 0°C ≤ T _A ≤ 70°C | - | - | 120 | - | - | 120 | Ω |
| | | I _{OUT} = 20mA, -55°C ≤ T _A ≤ 125°C | - | - | 150 | - | - | - | Ω |
| | | I _{OUT} = 20mA, -40°C ≤ T _A ≤ 85°C | - | - | - | - | - | 120 | Ω |
| | | V+ = 2V, I _{OUT} = 3mA, LV to GND 0°C ≤ T _A ≤ 70°C | - | - | 300 | - | - | 300 | Ω |
| | | V+ = 2V, I _{OUT} = 3mA, LV to GND, -55°C ≤ T _A ≤ 125°C | - | - | 400 | - | - | - | Ω |
| Oscillator Frequency | f _{OSC} | | - | 10 | - | - | 10 | - | kHz |
| Power Efficiency | P _{EF} | R _L = 5kΩ | 95 | 98 | - | 96 | 98 | - | % |
| Voltage Conversion Efficiency | V _{OUT} EF | R _L = ∞ | 97 | 99.9 | - | 99 | 99.9 | - | % |
| Oscillator Impedance | Z _{OSC} | V+ = 2V | - | 1.0 | - | - | 1 | - | MΩ |
| | | V = 5V | - | 100 | - | - | - | - | kΩ |
| ICL7660A, V+ = 3V, T_A = 25°C, OSC = Free running, Test Circuit Figure 11, Unless Otherwise Specified | | | | | | | | | |
| Supply Current (Note 3) | I+ | V+ = 3V, R _L = ∞, 25°C | - | - | - | - | 26 | 100 | µA |
| | | 0°C < T _A < 70°C | - | - | - | - | - | 125 | µA |
| | | -40°C < T _A < 85°C | - | - | - | - | - | 125 | µA |
| Output Source Resistance | R _{OUT} | V+ = 3V, I _{OUT} = 10mA | - | - | - | - | 97 | 150 | Ω |
| | | 0°C < T _A < 70°C | - | - | - | - | - | 200 | Ω |
| | | -40°C < T _A < 85°C | - | - | - | - | - | 200 | Ω |

ICL7660, ICL7660A

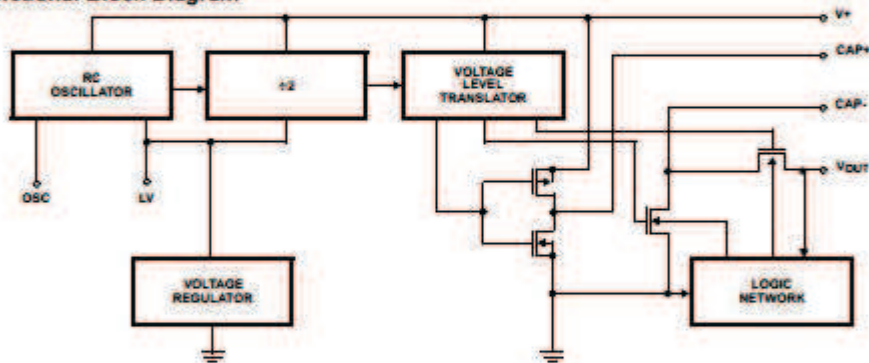
Electrical Specifications ICL7660 and ICL7660A, $V^+ = 5V$, $T_A = 25^\circ C$, $C_{OSC} = 0$, Test Circuit Figure 11
Unless Otherwise Specified (Continued)

| PARAMETER | SYMBOL | TEST CONDITIONS | ICL7660 | | | ICL7660A | | | UNITS |
|-------------------------------|---------------|----------------------------|---------|-----|-----|----------|-----|-----|-------|
| | | | MIN | TYP | MAX | MIN | TYP | MAX | |
| Voltage Conversion Efficiency | $V_{OUT/EFF}$ | $V^+ = 3V, R_L = \infty$ | * | * | * | 99 | * | * | % |
| | | $T_{MIN} < T_A < T_{MAX}$ | * | * | * | 99 | * | * | % |
| Power Efficiency | P_{EFF} | $V^+ = 3V, R_L = 5k\Omega$ | * | * | * | 96 | * | * | % |
| | | $T_{MIN} < T_A < T_{MAX}$ | * | * | * | 95 | * | * | % |

NOTES:

- Connecting any input terminal to voltages greater than V^+ or less than GND may cause destructive latchup. It is recommended that no inputs from sources operating from external supplies be applied prior to "power up" of the ICL7660, ICL7660A.
- Derate linearly above $50^\circ C$ by $5.5mW/^\circ C$.
- In the test circuit, there is no external capacitor applied to pin 7. However, when the device is plugged into a test socket, there is usually a very small but finite stray capacitance present, of the order of 5pF.
- The Intersil ICL7660A can operate without an external diode over the full temperature and voltage range. This device will function in existing designs which incorporate an external diode with no degradation in overall circuit performance.

Functional Block Diagram



Typical Performance Curves (Test Circuit of Figure 11)

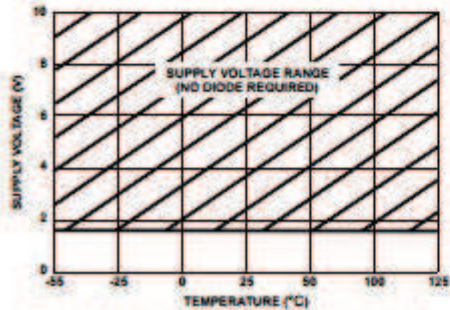


FIGURE 1. OPERATING VOLTAGE AS A FUNCTION OF TEMPERATURE

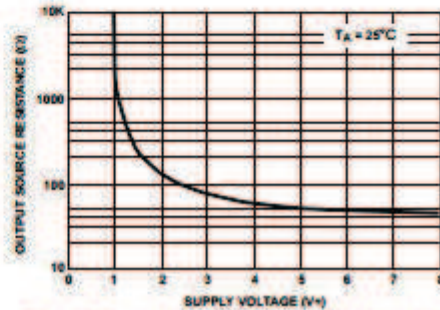


FIGURE 2. OUTPUT SOURCE RESISTANCE AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE

ICL7660, ICL7660A

Typical Performance Curves (Test Circuit of Figure 11) (Continued)

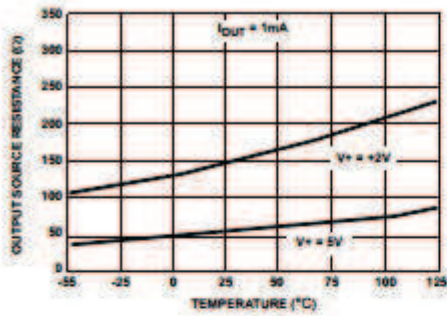


FIGURE 3. OUTPUT SOURCE RESISTANCE AS A FUNCTION OF TEMPERATURE

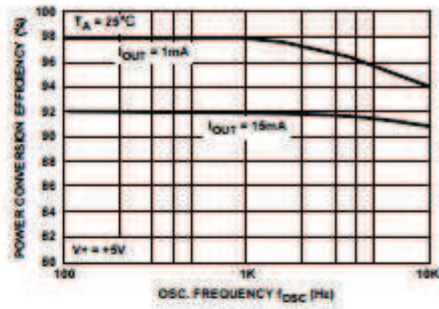


FIGURE 4. POWER CONVERSION EFFICIENCY AS A FUNCTION OF OSC. FREQUENCY

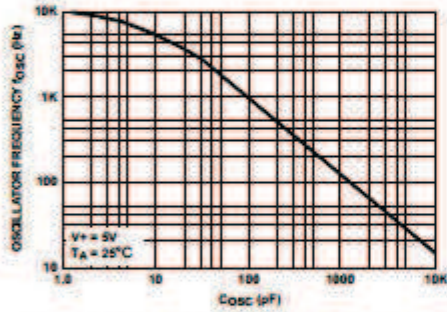


FIGURE 5. FREQUENCY OF OSCILLATION AS A FUNCTION OF EXTERNAL OSC. CAPACITANCE

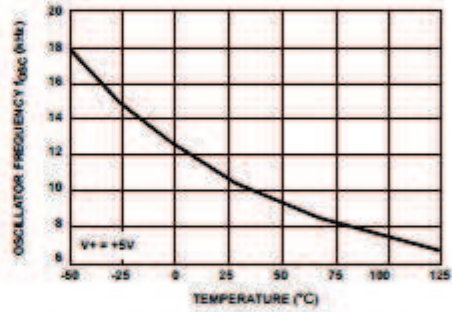


FIGURE 6. UNLOADED OSCILLATOR FREQUENCY AS A FUNCTION OF TEMPERATURE

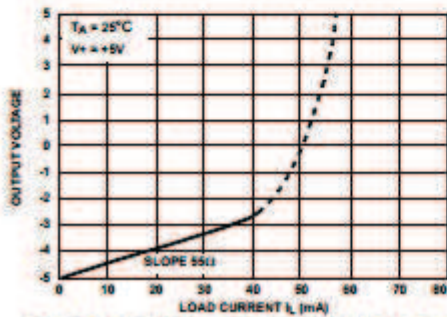


FIGURE 7. OUTPUT VOLTAGE AS A FUNCTION OF OUTPUT CURRENT

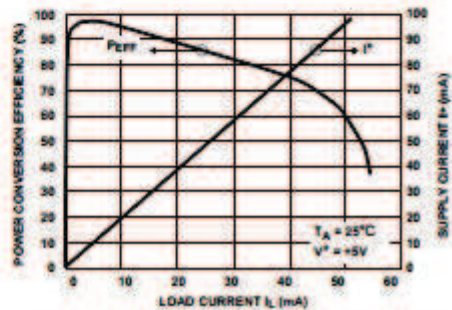


FIGURE 8. SUPPLY CURRENT AND POWER CONVERSION EFFICIENCY AS A FUNCTION OF LOAD CURRENT

ANEXO A13
Hojas Técnicas Sensor de
Corriente CST-206

TRIAD

MAGNETICS

Current Sense Transformers

CST206-3T

Description:

Designed for switching power supply applications, Triad current sense transformers are used to detect the current passing through a conductor. These transformers are very reliable and operate over the frequency range of 20 kHz-200 kHz.

Electrical Specifications (@25C)

| ET V μ SEC REF 20kHz | Turns Count | Min. Ind. mH | DCR Max. Ω | PrL Amps |
|-----------------------------|----------------|-----------------|-------------------|----------|
| .600 | 300 CT | 130.0 | 12.40 | 70.0 RMS |

Safety:

These current sense transformers are constructed of UL rated 130°C materials.

Dimensions:

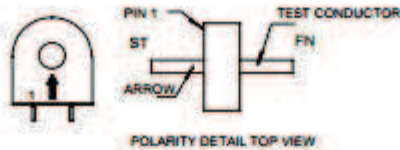
| A | B | C | D | E | F | G | H | I |
|------|-------|------|------|------|------|-------|------|-----------|
| Min | Max | Ref | Ref | Ref | Max | Max | Ref | Dia. Pins |
| .360 | 1.225 | .700 | .127 | .500 | .400 | 1.075 | .250 | .045 |

Units: In inches

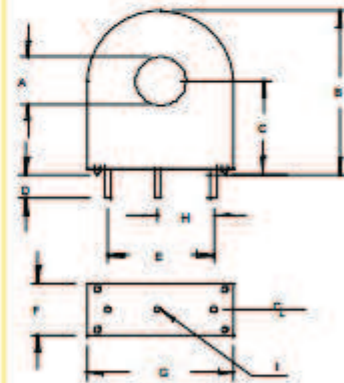
Technical Notes:

1. Derate ET product by 32% for 50 kHz, 52% for 100 kHz and 50% for unidirectional operation.
2. Rated primary current renders approximately 40°C temp. rise.
3. Maximum recommended terminating resistance of 1 ohm per turn.
4. Primary is inserted through hole in casting.

1. START OF TEST CONDUCTOR TO HAVE THE SAME POLARITY AS PIN 1
2. DECAL ARROW ON CASE TO INDICATE POLARITY



RoHS Compliance: As of manufacturing date February 2005, all standard products meet the requirements of 2002/95/EC, known as the RoHS initiative.



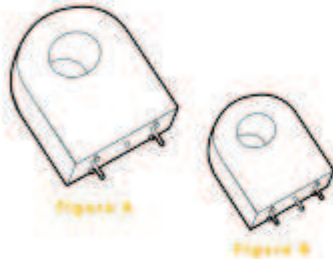
Current Sense Transformers

High Frequency

CST206/306 Description

Designed for switching power supply applications, Triad current sense transformers are used to detect the current passing through a conductor.

These transformers are very reliable and operate effectively over the frequency range of 20 kHz-200 kHz. They are constructed of UL rated 130°C materials. Both models are available with a center tap option.



| Section/ Figure | Type No. | ET Vp/SEC RBF 2.0 kHz | Turns Count | Min. Ind. mH | DCR Max. Ohms | Prt. Amps |
|--------------------|-------------|--------------------------|----------------|-----------------|---------------|-----------|
| A | CST206-1A | 2000 | 100 | 14.0 | .590 | 110.0 RMS |
| B | CST206-1T | 2000 | 100 CT | 14.0 | .590 | 110.0 RMS |
| A | CST206-2A | 4000 | 200 | 56.0 | 3.500 | 80.0 RMS |
| B | CST206-2T | 4000 | 200 CT | 56.0 | 3.500 | 80.0 RMS |
| A | CST206-3A | 6000 | 300 | 190.0 | 12.400 | 70.0 RMS |
| B | CST206-3T | 6000 | 300 CT | 190.0 | 12.400 | 70.0 RMS |
| B | CST306-1A | 500 | 50 | 3.5 | .540 | 55.0 RMS |
| A | CST306-1T | 500 | 50 CT | 3.5 | .590 | 55.0 RMS |
| B | CST306-2A | 1000 | 100 | 14.0 | 1.550 | 25.0 RMS |
| A | CST306-2T | 1000 | 100 CT | 14.0 | 1.550 | 25.0 RMS |
| B | CST306-3A | 2000 | 200 | 55.0 | 3.750 | 25.0 RMS |
| A | CST306-3T | 2000 | 200 CT | 55.0 | 3.750 | 25.0 RMS |

Outline Dimensions

Technical Notes

- Derate ET product by 32% for 50 kHz, 52% for 100 Hz and 50% for unidirectional operation.
- Rated primary current renders approximately 40°C temperature rise.
- CST206 models have maximum recommended terminating resistance of 1 ohm per turn.
- Primary is inserted through hole in casing.
- 3 pin or center tapped (CT) models are designed with a T suffix.



CSE5 Description

Designed to monitor current at 250 kHz and above. These transformers have a primary current rating of 10 Amps.

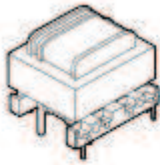
| Part No. | Turns N1:N2 @ 100kHz | Secondary Inductance µH Min. | Secondary DCR mΩ Max |
|-------------|----------------------------|------------------------------------|----------------------------|
| CSE5-100201 | 1:20 | 80 | 550 |
| CSE5-100301 | 1:30 | 180 | 870 |
| CSE5-100401 | 1:40 | 320 | 1140 |
| CSE5-100501 | 1:50 | 500 | 1580 |
| CSE5-100601 | 1:60 | 720 | 1750 |
| CSE5-100701 | 1:70 | 960 | 4750 |
| CSE5-101001 | 1:100 | 2000 | 5590 |
| CSE5-101251 | 1:125 | 3000 | 8590 |

Outline Dimensions

Technical Notes
(mm)

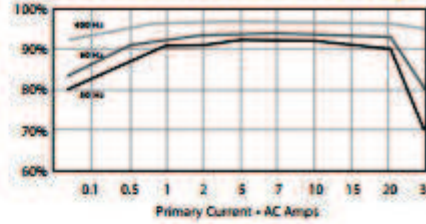
Current Sense Transformers

Low Frequency



CST187L Description
 Designed to monitor current in low frequency applications. This Triad part may be used to monitor current from .1 to 30 amperes at frequencies from 50 Hz to 400 Hz.

CST187L Performance Graph



Outline Dimensions

Technical Notes

- Turns ratio: Primary to sense 1:500
- Suggested burden resistor: 60 ohms
- Typical output: 110 mV / Amp.
- Primary DCR: 250 μ ohms maximum.
- Sense DCR: 23 ohms maximum.
- Constructed with UL recognized materials (Class B, 130°C).
- Hi-pot: 2,500 volts wdg-wdg.
- Potted version available with a dielectric strength of 4,000 volts wdg-wdg.



CST Series Description

Triad current sense transformers are used to detect the current passing through a conductor. These transformers are very reliable and operate effectively between 50-60 Hz. They are constructed of UL rated 130°C materials.

Specifications

| Part No. | Ip Amps | Turns Ratio | Terminating Resistor | | DCR (Ohms) Nominal | Volts/Amp @ rated Ip for various loads | | | | Net Weight (grams) REF | Case Dimensions – mm | | | | | |
|----------|---------|-------------|----------------------|--------|--------------------|--|--------|--------|--------|------------------------|----------------------|-------|-------|-------|-------|-------|
| | | | Ohms | Watt | | 100 | 500 | 2K | 5K | | A | B | C | D | E | F |
| CST-1005 | 5 | 1000:1 | 100 | 0.0025 | 40.00 | 0.0958 | 0.4100 | 1.3694 | 1.8402 | 20.0 | 23.50 | 24.80 | 12.00 | 15.00 | 7.50 | 8.50 |
| CST-1010 | 10 | 1000:1 | 100 | 0.0100 | 40.00 | 0.0969 | 0.4565 | 0.9686 | 1.1912 | 20.0 | 23.50 | 24.80 | 12.00 | 15.00 | 7.50 | 8.50 |
| CST-1015 | 15 | 1000:1 | 100 | 0.0250 | 40.00 | 0.0971 | 0.4429 | 0.7508 | 0.9439 | 20.0 | 23.50 | 24.80 | 12.00 | 15.00 | 7.50 | 8.50 |
| CST-1020 | 20 | 1000:1 | 100 | 0.0400 | 40.00 | 0.0977 | 0.3945 | 0.6174 | 0.7662 | 20.0 | 23.50 | 24.80 | 12.00 | 12.00 | 7.50 | 8.50 |
| CST-1025 | 25 | 1000:1 | 100 | 0.0650 | 46.00 | 0.0976 | 0.4364 | 0.7496 | 0.9664 | 30.0 | 30.20 | 30.20 | 14.50 | 20.52 | 10.16 | 11.40 |
| CST-1030 | 30 | 1000:1 | 100 | 0.0900 | 46.00 | 0.0977 | 0.4160 | 0.6710 | 0.8750 | 30.0 | 30.20 | 30.20 | 14.50 | 20.52 | 10.16 | 11.40 |

Ip: Primary Current

Outline Dimensions

Technical Notes

- Pin length: 5 ± 0.1mm
- Pin diameter: 0.8 ± 0.1mm
- Pin 3 normally for mechanical support only

ANEXO A14
Hojas Técnicas Relé de Potencia
OMROM G2R



Power PCB Relay

G2R

- Creepage distance of 8.0 mm (0.31 in) min. between coil and contact
- Dual-winding latching type available
- Plug-in and quick-connect terminals available
- High sensitivity (360 mW) and high capacity (16 A) types available
- Highly stable magnetic circuit for latching endurance and excellent resistance to vibration and shock
- Continuous coil rating
- Safety-oriented design assuring high surge resistance: 10,000 V min. between coil and contacts



Ordering Information

To Order: Select the part number and add the desired coil voltage rating (e.g., G2R•14•DC12).

■ **NON-LATCHING**

1-Pole = PCB types

| Type | Contact material | Contact form | Construction | Part number |
|------------------|------------------|--------------|--------------|-------------|
| General purpose | AgCdO | SPDT | Semi-sealed | G2R•1 |
| | | | Sealed | G2R•14 |
| | | SPST•NO | Semi-sealed | G2R•1A |
| | | | Sealed | G2R•1A4 |
| High capacity | | SPDT | Semi-sealed | G2R•1-E |
| | | | Sealed | G2R•1A-E |
| High sensitivity | | SPDT | Sealed | G2R•1-H |
| | | | | G2R•14-H |
| | SPST•NO | | Semi-sealed | G2R•1A-H |
| | | | Sealed | G2R•1A4-H |

1-Pole = Plug-In/Quick-connect types

| Type | Contact material | Contact form | Terminal | Part number |
|---|------------------|---------------|----------|-------------|
| General purpose | AgCdO | SPDT | Plug-in | G2R•1-S |
| LED indicator | | | | G2R•1-SN |
| Surge suppression diode | | | | G2R•1-SD |
| LED indicator and surge suppression diode | | | | G2R•1-SND |
| Upper-mount Bracket | SPDT | Quick Connect | G2R•1-T | |
| | | | SPST•NO | G2R•1A-T |

- Note:
1. AgInSn and gold plated contacts available.
 2. Bifurcated button available.
 3. For individual product agency approvals consult factory.
 4. Class B coil insulation available.

G2R **OMRON** **G2R**

■ **NON-LATCHING (continued)**

2-Pole = PCB types

| Type | Contact material | Contact form | Construction | Part number |
|------------------|------------------|--------------|--------------|-------------|
| General Purpose | AgCdO | DPDT | Semi-sealed | G2R-2 |
| | | | Sealed | G2R-24 |
| | | DPST-NO | Semi-sealed | G2R-2A |
| | | | Sealed | G2R-2A4 |
| High Sensitivity | AgCdO | DPDT | Semi-sealed | G2R-24H |
| | | | Sealed | G2R-24-H |
| | | DPST-NO | Semi-sealed | G2R-2A-H |
| | | | Sealed | G2R-2A4-H |

2-Pole = Plug-in/Quick-connect types

| Type | Contact material | Contact form | Terminal | Part number |
|---|------------------|--------------|----------|-------------|
| General purpose | AgCdO | DPDT | Plug-in | G2R-2-S |
| LED indicator | | | | G2R-2-SN |
| Surge suppression diode | | | | G2R-2-SD |
| LED indicator and surge suppression diode | | | | G2R-2-SND |

- Note: 1. AgInSn and gold plated contacts available.
 2. Bifurcated button available.
 3. For individual product agency approvals consult factory.
 4. Class B coil insulation available.

■ **LATCHING**

| Type | Contact form | Construction | Part number |
|--------------------|--------------|--------------|-------------|
| Dual coil latching | SPDT | Semi-sealed | G2RK-1 |
| | SPST-NO | | G2RK-1A |
| | DPDT | | G2RK-2 |
| | DPST-NO | | G2RK-2A |

■ **ACCESSORIES**

Track mounted sockets/tracks

| Relay | Part number | |
|--------------------|-------------|---|
| | Socket | Mounting track |
| G2R-1-S□□ (1-pole) | P2RF-05-E | PFP-100N or |
| G2R-2-S□□ (2-pole) | P2RF-06-E | PFP-50N and PFP-M end plate PFP-S (optional spacer) |

Back connecting sockets/plate

| Relay | Terminal | Part number | |
|--------------------|----------|-------------|-----------------------|
| | | Socket | Socket mounting plate |
| G2R-1-S□□ (1-pole) | Solder | P2R-05A | P2R-P |
| | PC | P2R-05P | |
| G2R-2-S□□ (2-pole) | Solder | P2R-06A | |
| | PC | P2R-06P | |

G2R

OMRON

G2R

Specifications

■ CONTACT DATA

Non-latching general purpose, plug-in, plug-in operation indicator self-contained, plug-in diode self-contained, and upper-mount bracket

| Load | 1-pole type | | 2-pole type | |
|-------------------------|-----------------------------------|---|---------------------------------|---|
| | Resistive load (p.f. = 1) | Inductive load (p.f. = 0.4) (L/R = 7 ms) | Resistive load (p.f. = 1) | Inductive load (p.f. = 0.4) (L/R = 7 ms) |
| Rated load | 10 A at 250 VAC 10 A at 30 VDC | 7.5 A at 250 VAC 5 A at 30 VDC | 5 A at 250 VAC 5 A at 30 VDC | 2 A at 250 VAC 3 A at 30 VDC |
| Contact material | AgCdO | | | |
| Carry current | 10 A | | 5 A | |
| Max. operating voltage | 380 VAC, 125 VDC | | | |
| Max. operating current | 10 A | | 5 A | |
| Max. switching capacity | 2,500 VA, 300 W | 1,875 VA, 150 W | 1,250 VA, 150 W | 500 VA, 90 W |
| Min. permissible load | 100 mA, 5 VDC | | 10 mA, 5 VDC | |

Non-latching high capacity 1-pole type

| Load | Resistive load (p.f. = 1) | Inductive load (p.f. = 0.4) (L/R = 7 ms) |
|-------------------------|-----------------------------------|---|
| Rated load | 16 A at 250 VAC 16 A at 30 VDC | 8 A at 250 VAC 8 A at 30 VDC |
| Contact material | AgCdO | |
| Carry current | 16 A | |
| Max. operating voltage | 380 VAC, 125 VDC | |
| Max. operating current | 16 A | |
| Max. switching capacity | 4,000 VA, 480 W | 2,000 VA, 240 W |
| Min. permissible load | 100 mA, 5 VDC | |

Non-latching high-sensitivity

| Load | 1-pole type | | 2-pole type | |
|-------------------------|---------------------------------|---|---------------------------------|---|
| | Resistive load (p.f. = 1) | Inductive load (p.f. = 0.4) (L/R = 7 ms) | Resistive load (p.f. = 1) | Inductive load (p.f. = 0.4) (L/R = 7 ms) |
| Rated load | 5 A at 250 VAC 5 A at 30 VDC | 2 A at 250 VAC 3 A at 30 VDC | 3 A at 250 VAC 3 A at 30 VDC | 1 A at 250 VAC 1.50 A at 30 VDC |
| Contact material | AgCdO | | | |
| Carry current | 5 A | | 3 A | |
| Max. operating voltage | 380 VAC, 125 VDC | | | |
| Max. operating current | 5 A | | 3 A | |
| Max. switching capacity | 1,250 VA, 150 W | 500 VA, 90 W | 750 VA, 90 W | 250 VA, 45 W |
| Min. permissible load | 100 mA, 5 VDC | | 10 mA, 5 VDC | |

Latching

| Load | 1-pole type | | 2-pole type | |
|-------------------------|---------------------------------|---|---------------------------------|---|
| | Resistive load (p.f. = 1) | Inductive load (p.f. = 0.4) (L/R = 7 ms) | Resistive load (p.f. = 1) | Inductive load (p.f. = 0.4) (L/R = 7 ms) |
| Rated load | 5 A at 250 VAC 5 A at 30 VDC | 3.50 A at 250 VAC 2.50 A at 30 VDC | 3 A at 250 VAC 3 A at 30 VDC | 1.50 A at 250 VAC 2 A at 30 VDC |
| Contact material | AgCdO | | | |
| Carry current | 5 A | | 3 A | |
| Max. operating voltage | 380 VAC, 125 VDC | | | |
| Max. operating current | 5 A | | 3 A | |
| Max. switching capacity | 1,250 VA, 150 W | 875 VA, 75 W | 750 VA, 90 W | 375 VA, 60 W |

G2R **OMRON** **G2R**

■ **COIL DATA**

Non-latching DC coil

| Rated voltage (VDC) | Rated current (mA) | Coil resistance (Ω) | Coil inductance (ref. value) (H) | | Pick-up voltage % of rated voltage | Dropout voltage 15% min. | Maximum voltage 110% max. at 70°C (158°F) | Power consumption (mW) Approx. 530 |
|---------------------|--------------------|---------------------|----------------------------------|-------------|---------------------------------------|-----------------------------|--|---------------------------------------|
| | | | Armature OFF | Armature ON | | | | |
| 3 | 176 | 17 | 0.07 | 0.14 | 70% max. | 15% min. | 110% max. at 70°C (158°F) | Approx. 530 |
| 5 | 106 | 47 | 0.20 | 0.39 | | | | |
| 6 | 88.20 | 68 | 0.28 | 0.55 | | | | |
| 12 | 43.60 | 275 | 1.15 | 2.29 | | | | |
| 24 | 21.80 | 1,100 | 4.27 | 8.55 | | | | |
| 48 | 11.50 | 4,170 | 13.88 | 22.71 | | | | |
| 100 | 5.30 | 18,880 | 67.20 | 93.20 | | | | |
| 110 | 4.80 | 22,900 | 81.50 | 110.60 | | | | |

Non-latching AC coil

| Rated voltage (VDC) | Rated current (mA) | Coil resistance (Ω) | Coil inductance (ref. value) (H) | | Pick-up voltage % of rated voltage | Dropout voltage 30% min. | Maximum voltage 110% max. at 70°C (158°F) | Power consumption (mW) Approx. 0.9 |
|---------------------|--------------------|---------------------|----------------------------------|-------------|---------------------------------------|-----------------------------|--|---------------------------------------|
| | | | Armature OFF | Armature ON | | | | |
| 6 | 150 | 16 | 0.05 | 0.10 | 80% max. | 30% min. | 110% max. at 70°C (158°F) | Approx. 0.9 |
| 12 | 75 | 65 | 0.19 | 0.39 | | | | |
| 24 | 37.50 | 260 | 0.81 | 1.55 | | | | |
| 50 | 18 | 1,130 | 3.25 | 6.73 | | | | |
| 110 | 10.60 | 4,600 | 13.34 | 26.84 | | | | |
| 120 | 7.50 | 6,500 | 21 | 42 | | | | |
| 220 | 5.30 | 22,000 | 51.30 | 102 | | | | |
| 240 | 3.80 | 30,000 | 85.50 | 131 | | | | |

Non-latching high-sensitivity DC coil

| Rated voltage (VDC) | Rated current (mA) | Coil resistance (Ω) | Coil inductance (ref. value) (H) | | Pick-up voltage % of rated voltage | Dropout voltage 15% min. | Maximum voltage 110% max. at 70°C (158°F) | Power consumption (mW) Approx. 360 |
|---------------------|--------------------|---------------------|----------------------------------|-------------|---------------------------------------|-----------------------------|--|---------------------------------------|
| | | | Armature OFF | Armature ON | | | | |
| 3 | 120 | 25 | 0.13 | 0.26 | 70% max. | 15% min. | 110% max. at 70°C (158°F) | Approx. 360 |
| 5 | 71.40 | 70 | 0.37 | 0.75 | | | | |
| 6 | 60 | 100 | 0.53 | 1.07 | | | | |
| 12 | 30 | 400 | 2.14 | 4.27 | | | | |
| 24 | 15 | 1,600 | 7.80 | 15.60 | | | | |
| 48 | 7.50 | 6,400 | 31.20 | 62.40 | | | | |

G2R **OMRON** **G2R**

■ COIL DATA (continued)

Latching dual coil type • Set coil

| Rated voltage (VDC) | Rated current (mA) | Coil resistance (Ω) | Coil inductance (ref. value) (H) | | Set pick-up voltage % of rated voltage | Reset dropout voltage % of rated voltage | Maximum voltage at 70°C (158°F) | Power consumption (mW) |
|---------------------|--------------------|---------------------|----------------------------------|-------------|---|---|------------------------------------|------------------------|
| | | | Armature OFF | Armature ON | | | | |
| 3 | 227 | 10.80 | 0.026 | 0.052 | 70% max. | 70% max. | 110% max. at 70°C (158°F) | Approx. 850 |
| 5 | 167 | 30 | 0.073 | 0.146 | | | | |
| 6 | 138 | 43.50 | 0.104 | 0.208 | | | | |
| 12 | 70.80 | 170 | 0.42 | 0.83 | | | | |
| 24 | 34.80 | 664 | 1.74 | 3.43 | | | | |

Latching dual coil type • Reset coil

| Rated voltage (VDC) | Rated current (mA) | Coil resistance (Ω) | Coil inductance (ref. value) (H) | | Set pick-up voltage % of rated voltage | Reset dropout voltage % of rated voltage | Maximum voltage at 70°C (158°F) | Power consumption (mW) |
|---------------------|--------------------|---------------------|----------------------------------|-------------|---|---|------------------------------------|------------------------|
| | | | Armature OFF | Armature ON | | | | |
| 3 | 200 | 15 | 0.001 | 0.002 | 70% max. | 70% max. | 110% max. at 70°C (158°F) | Approx. 600 |
| 5 | 119 | 42 | 0.003 | 0.006 | | | | |
| 6 | 100 | 60 | 0.005 | 0.009 | | | | |
| 12 | 50 | 240 | 0.018 | 0.036 | | | | |
| 24 | 25 | 960 | 0.079 | 0.148 | | | | |

Note: 1. The rated current and coil resistance are measured at a coil temperature of 23°C (73°F) with a tolerance of ±10%.
2. The operating characteristics are measured at a coil temperature of 23°C (73°F).

■ CHARACTERISTICS

| | | Non-latching | Latching |
|-----------------------|------------------------|---|--|
| Contact resistance | | one-pole: 30 mΩ max.; 2-pole: 50 mΩ max. | |
| Operate (set) time | | 15 ms max. | 20 ms max. |
| Release (reset) time | | AC: 10 ms max.; DC: 5 ms max. | 29 ms max. |
| Bounce time | Operate | — | Mean value approx. 3 ms |
| | Release | — | Mean value approx. 8 ms |
| Operating frequency | Mechanical | 18,000 operations/hour | |
| | Electrical | 1,800 operations/hour (under rated load) | |
| Insulation resistance | | 1,000 MΩ min. (at 500 VDC) | |
| Dielectric strength | | 5,000 VAC, 50/60 Hz for 1 minute between coil and contacts | |
| | | 1,000 VAC, 50/60 Hz for 1 minute across contacts of same pole | |
| | | 3,000 VAC, 50/60 Hz for 1 minute between contact sets, 2-pole non-latching | |
| | | 1,000 VAC, 50/60 Hz for 1 minute between set and reset coils of dual coil latching | |
| Vibration | Mechanical durability | 10 to 55 Hz; 1.50 mm (0.06 in) double amplitude | |
| | Malfunction durability | 10 to 55 Hz; 1.50 mm (0.06 in) double amplitude | |
| Shock | Mechanical durability | 1,000 m/s ² (approx. 100 G) | |
| | Malfunction durability | 200 m/s ² (approx. 20 G) when energized 100 m/s ² (approx. 10 G) when de-energized | 500 m/s ² (approx. 50 G) at set 100 m/s ² (approx. 10 G) at reset |
| Ambient temperature | | +40 to 70°C (+40° to 158°F) | |
| Humidity | | 35% to 85% RH | |
| Service life | Mechanical | AC: 10,000,000 operations min. DC: 20,000,000 operations min. (at 18,000 operations/hour) | 10,000,000 operations min. (at 18,000 operations/hour) |
| | Electrical | See "Characteristic Data" | |
| Weight | | Approx. 17 g (0.60 oz) | Approx. 17 g (0.60 oz) |

ANEXO A15

Hojas Técnicas Transistor de Potencia TIP 122



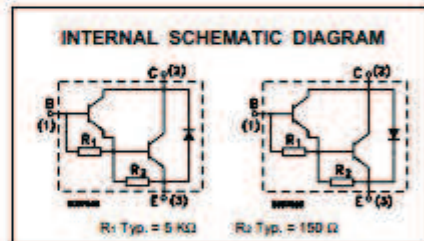
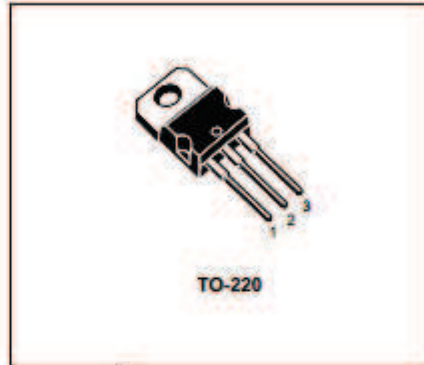
TIP120/121/122 TIP125/126/127

COMPLEMENTARY SILICON POWER DARLINGTON TRANSISTORS

- STMicroelectronics PREFERRED SALESTYPES

DESCRIPTION

The TIP120, TIP121 and TIP122 are silicon Epitaxial-Base NPN power transistors in monolithic Darlington configuration mounted in Jedec TO-220 plastic package. They are intended for use in power linear and switching applications. The complementary PNP types are TIP125, TIP126 and TIP127, respectively.



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

| Symbol | Parameter | Value | | | | Unit |
|------------------|--|-------|--------|------------|--------|------|
| | | NPN | TIP120 | TIP121 | TIP122 | |
| | | PNP | TIP125 | TIP126 | TIP127 | |
| V _{CB0} | Collector-Base Voltage (I _E = 0) | | 60 | 80 | 100 | V |
| V _{CE0} | Collector-Emitter Voltage (I _B = 0) | | 60 | 80 | 100 | V |
| V _{EB0} | Emitter-Base Voltage (I _C = 0) | | | 5 | | V |
| I _C | Collector Current | | | 5 | | A |
| I _{CM} | Collector Peak Current | | | 8 | | A |
| I _B | Base Current | | | 0.1 | | A |
| P _{Tot} | Total Dissipation at T _{case} \leq 25 °C T _{amb} \leq 25 °C | | | 65 | | W |
| | | | | 2 | | W |
| T _{stg} | Storage Temperature | | | -65 to 150 | | °C |
| T _J | Max. Operating Junction Temperature | | | 150 | | °C |

* For PNP types voltage and current values are negative.

TIP120/TIP121/TIP122/TIP125/TIP126/TIP127**THERMAL DATA**

| | | | | |
|------------------|-------------------------------------|-----|------|----------------------|
| $R_{th(j-case)}$ | Thermal Resistance Junction-case | Max | 1.92 | $^{\circ}\text{C/W}$ |
| $R_{th(j-amb)}$ | Thermal Resistance Junction-ambient | Max | 62.5 | $^{\circ}\text{C/W}$ |

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_{case} = 25^{\circ}\text{C}$ unless otherwise specified)

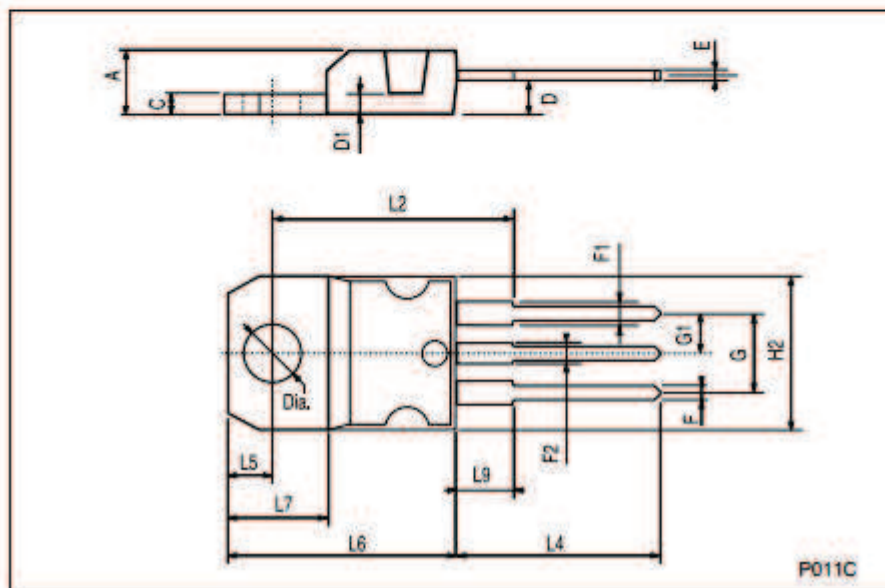
| Symbol | Parameter | Test Conditions | Min. | Typ. | Max. | Unit |
|-----------------|--|--|-----------------|------|-------------------|----------------|
| I_{CBO} | Collector Cut-off Current ($I_B = 0$) | for TIP120/125 $V_{CE} = 30\text{ V}$ for TIP121/126 $V_{CE} = 40\text{ V}$ for TIP122/127 $V_{CE} = 50\text{ V}$ | | | 0.5 0.5 0.5 | mA mA mA |
| I_{CBO} | Collector Cut-off Current ($I_B = 0$) | for TIP120/125 $V_{CE} = 60\text{ V}$ for TIP121/126 $V_{CE} = 80\text{ V}$ for TIP122/127 $V_{CE} = 100\text{ V}$ | | | 0.2 0.2 0.2 | mA mA mA |
| I_{EBO} | Emitter Cut-off Current ($I_C = 0$) | $V_{EB} = 5\text{ V}$ | | | 2 | mA |
| $V_{CE(sat)}^*$ | Collector-Emitter Sustaining Voltage ($I_B = 0$) | $I_C = 30\text{ mA}$ for TIP120/125 for TIP121/126 for TIP122/127 | 60 80 100 | | | V V V |
| $V_{CE(sat)}^*$ | Collector-Emitter Saturation Voltage | $I_C = 3\text{ A}$ $I_B = 12\text{ mA}$ $I_C = 5\text{ A}$ $I_B = 20\text{ mA}$ | | | 2 4 | V V |
| $V_{BE(on)}^*$ | Base-Emitter Voltage | $I_C = 3\text{ A}$ $V_{CE} = 3\text{ V}$ | | | 2.5 | V |
| h_{FE}^* | DC Current Gain | $I_C = 0.5\text{ A}$ $V_{CE} = 3\text{ V}$ $I_C = 3\text{ A}$ $V_{CE} = 3\text{ V}$ | 1000 1000 | | | |

* Pulsed: Pulse duration = 300 μs , duty cycle < 2 %
For PNP types voltage and current values are negative.

TIP120/TIP121/TIP122/TIP125/TIP126/TIP127

TO-220 MECHANICAL DATA

| DIM. | mm | | | inch | | |
|------|-------|------|-------|-------|-------|-------|
| | MIN. | TYP. | MAX. | MIN. | TYP. | MAX. |
| A | 4.40 | | 4.60 | 0.173 | | 0.181 |
| C | 1.23 | | 1.32 | 0.048 | | 0.051 |
| D | 2.40 | | 2.72 | 0.094 | | 0.107 |
| D1 | | 1.27 | | | 0.050 | |
| E | 0.49 | | 0.70 | 0.019 | | 0.027 |
| F | 0.61 | | 0.88 | 0.024 | | 0.034 |
| F1 | 1.14 | | 1.70 | 0.044 | | 0.067 |
| F2 | 1.14 | | 1.70 | 0.044 | | 0.067 |
| G | 4.95 | | 5.15 | 0.194 | | 0.203 |
| G1 | 2.4 | | 2.7 | 0.094 | | 0.106 |
| H2 | 10.0 | | 10.40 | 0.393 | | 0.409 |
| L2 | | 16.4 | | | 0.645 | |
| L4 | 13.0 | | 14.0 | 0.511 | | 0.551 |
| L5 | 2.65 | | 2.95 | 0.104 | | 0.116 |
| L6 | 15.25 | | 15.75 | 0.600 | | 0.620 |
| L7 | 6.2 | | 6.6 | 0.244 | | 0.260 |
| L9 | 3.5 | | 3.93 | 0.137 | | 0.154 |
| DIA. | 3.75 | | 3.85 | 0.147 | | 0.151 |



ANEXO A16
Hojas Técnicas
MICROCONTROLADOR PIC
16F877A



PIC16F7X7
Data Sheet

28/40/44-Pin, 8-Bit CMOS Flash
Microcontrollers with 10-Bit A/D
and nanoWatt Technology



PIC16F7X7

28/40/44-Pin, 8-Bit CMOS Flash Microcontrollers with 10-Bit A/D and nanoWatt Technology

Low-Power Features:

- Power Managed modes:
 - Primary Run (XT, RC oscillator, 76 μ A, 1 MHz, 2V)
 - RC_RUN (7 μ A, 31.25 kHz, 2V)
 - SEC_RUN (9 μ A, 32 kHz, 2V)
 - Sleep (0.1 μ A, 2V)
- Timer1 Oscillator (1.8 μ A, 32 kHz, 2V)
- Watchdog Timer (0.7 μ A, 2V)
- Two-Speed Oscillator Start-up

Oscillators:

- Three Crystal modes:
 - LP, XT, HS (up to 20 MHz)
- Two External RC modes
- One External Clock mode:
 - ECIO (up to 20 MHz)
- Internal Oscillator Block:
 - 8 user-selectable frequencies (31 kHz, 125 kHz, 250 kHz, 500 kHz, 1 MHz, 2 MHz, 4 MHz, 8 MHz)

Analog Features:

- 10-bit, up to 14-channel Analog-to-Digital Converter:
 - Programmable Acquisition Time
 - Conversion available during Sleep mode
- Dual Analog Comparators
- Programmable Low Current Brown-out Reset (BOR) Circuitry and Programmable Low-Voltage Detect (LVD)

Peripheral Features:

- High Sink/Source Current: 25 mA
- Two 8-bit Timers with Prescaler
- Timer1/RTC module:
 - 16-bit timer/counter with prescaler
 - Can be incremented during Sleep via external 32 kHz watch crystal
- Master Synchronous Serial Port (MSSP) with 3-wire SPI™ and I²C™ (Master and Slave) modes
- Addressable Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter (AUSART)
- Three Capture, Compare, PWM modules:
 - Capture is 16-bit, max. resolution is 12.5 ns
 - Compare is 16-bit, max. resolution is 200 ns
 - PWM max. resolution is 10 bits
- Parallel Slave Port (PSP) – 40/44-pin devices only

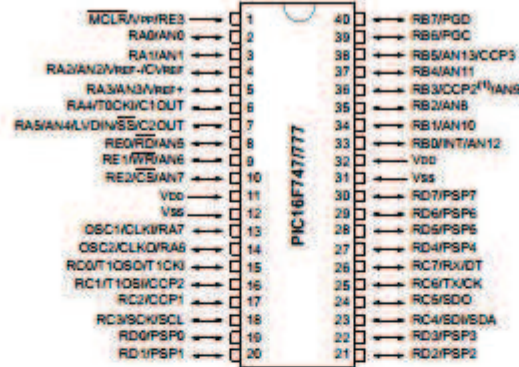
Special Microcontroller Features:

- Fail-Safe Clock Monitor for protecting critical applications against crystal failure
- Two-Speed Start-up mode for immediate code execution
- Power-on Reset (POR), Power-up Timer (PWRT) and Oscillator Start-up Timer (OST)
- Programmable Code Protection
- Processor Read Access to Program Memory
- Power Saving Sleep mode
- In-Circuit Serial Programming™ (ICSP™) via two pins
- MPLAB® In-Circuit Debug (ICD) via two pins
- MCLR pin function replaceable with Input only pin

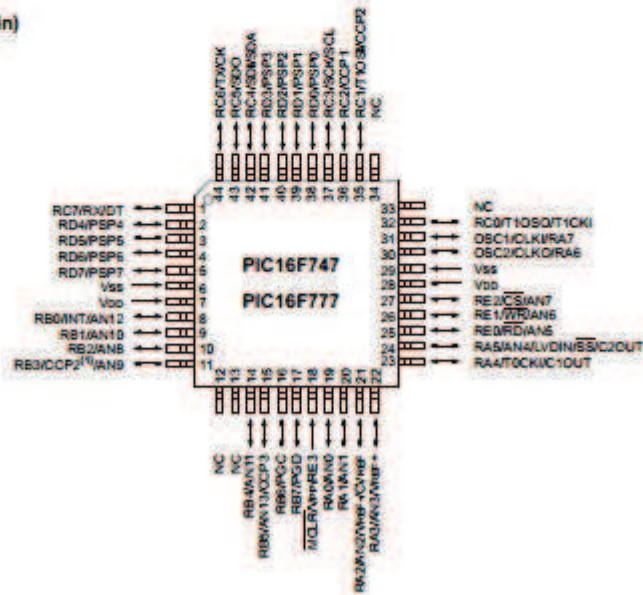
| Device | Program Memory (# Single-Word Instructions) | Data SRAM (Bytes) | I/O | Interrupts | 10-bit A/D (ch) | Comparators | CCP (PWM) | MSSP | | AUSART | Timers 8/16-bit |
|-----------|---|-------------------|-----|------------|-----------------|-------------|-----------|------|---------------------------|--------|-----------------|
| | | | | | | | | SPI | I ² C (Master) | | |
| PIC16F737 | 4096 | 368 | 25 | 16 | 11 | 2 | 3 | Yes | Yes | Yes | 2/1 |
| PIC16F747 | 4096 | 368 | 36 | 17 | 14 | 2 | 3 | Yes | Yes | Yes | 2/1 |
| PIC16F767 | 8192 | 368 | 25 | 16 | 11 | 2 | 3 | Yes | Yes | Yes | 2/1 |
| PIC16F777 | 8192 | 368 | 36 | 17 | 14 | 2 | 3 | Yes | Yes | Yes | 2/1 |

Pin Diagrams (Continued)

PDIP (40-pin)



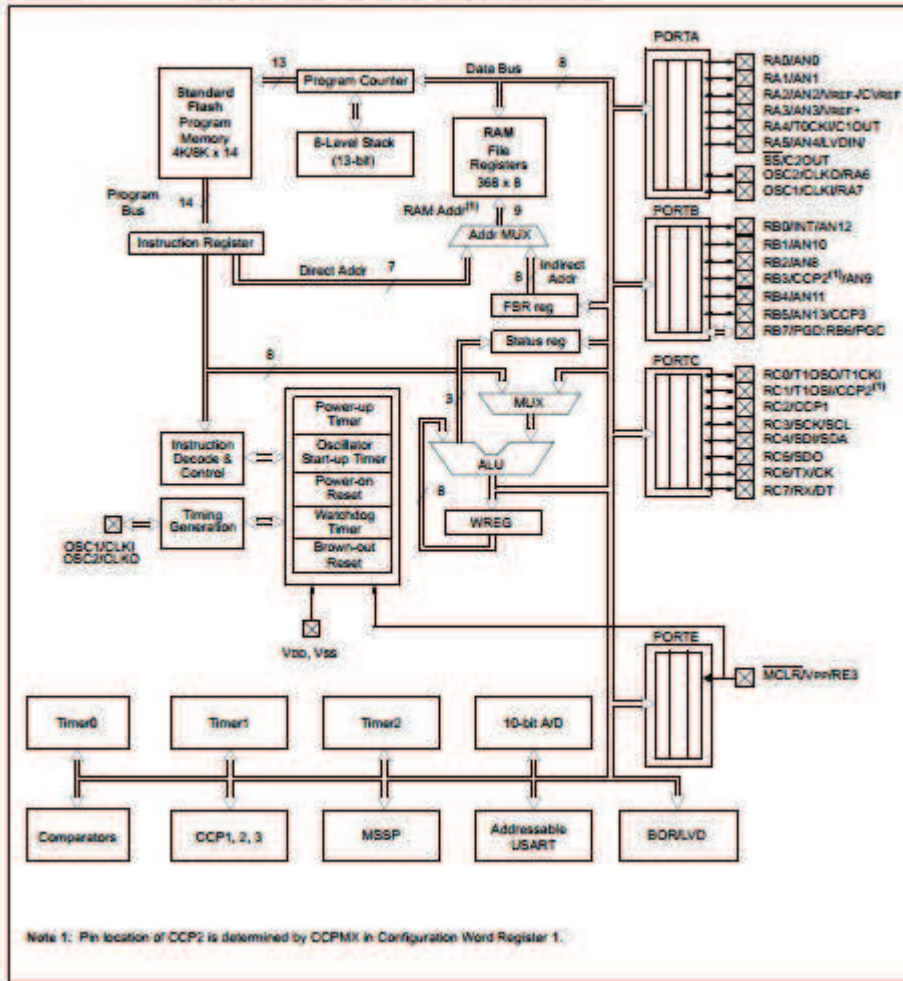
TQFP (44-pin)



Note 1: RB3 is the alternate pin for the CCP2 pin multiplexing.

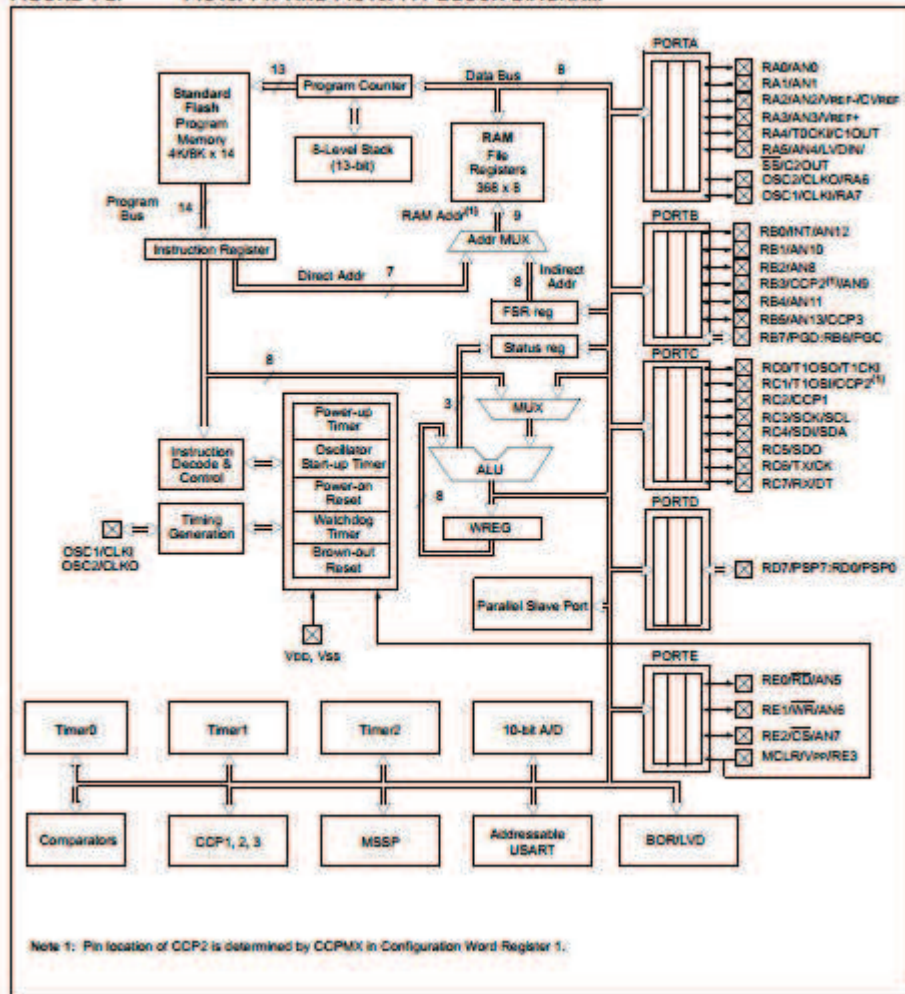
PIC16F7X7

FIGURE 1-1: PIC16F737 AND PIC16F767 BLOCK DIAGRAM



PIC16F7X7

FIGURE 1-2: PIC16F747 AND PIC16F777 BLOCK DIAGRAM



ÍNDICE DE FIGURAS

| | |
|---|----|
| 1.1. Estructura general de la lámpara HID | 4 |
| 1.2. Lámparas de halogenuros metálicos. | 5 |
| 1.3. Proceso de descarga en lámpara HID. | 7 |
| 1.4. El balastro. | 8 |
| 1.5. Formas de onda de voltaje y corriente en lámparas HID a baja frecuencia. | 10 |
| 1.6. Formas de onda de voltaje y corriente en lámparas HID a alta frecuencia. | 11 |
| 1.7. Etapas del balastro electrónico | 11 |
| 1.8. Tipos de deformación del arco de descarga debido a la resonancia acústica y consecuencias en las lámparas. | 13 |
| 1.9. Resonancias acústicas en una lámpara HID de 250 w. | 13 |
| 1.10. Localización de resonancias acústicas en diferentes lámparas de alta intensidad de descarga | 14 |
| 1.11. Arco de descarga de una lámpara de halogenuros metálicos. | 15 |
| 3.1. Configuración de un controlador adaptativo | 23 |
| 3.2. Sistema adaptativo en bucle abierto | 24 |
| 3.3. Esquema básico de control adaptativo directo | 26 |
| 3.4. Esquema básico de control adaptativo indirecto | 27 |
| 3.5. Esquema genérico de un self-tuning | 29 |
| 3.6. Esquema de control adaptativo por MRAC | 31 |
| 3.7. Configuración de un controlador adaptativo por <i>Gain Scheduling</i> | 32 |
| 4.1. Vista frontal del banco de pruebas | 36 |
| 4.2. Diagrama esquemático del banco de pruebas | 36 |
| 4.3. Vista del interior de la planta de pruebas | 37 |
| 4.4. Interruptores encendido del sistema. | 39 |
| 4.5. Circuitos de control y potencia | 39 |
| 4.6. Procedimiento de medición. | 40 |

| | |
|--|----|
| 4.7. Gráficas de a) voltaje, b) corriente, c) impedancia, d) potencia de la lámpara obtenidas en la primera toma de datos de 10kHz a 100kHz en pasos de 200Hz con una resistencia limitadora de 140Ω | 41 |
| 4.8. a) estado del plasma y b) señal de voltaje de la lámpara en el rango 10 a 15,8kHz | 41 |
| 4.9. a) estado del plasma y b) señal de voltaje de la lámpara en el rango 16 a 30,6kHz | 42 |
| 4.10. a) estado del plasma y b) señal de voltaje de la lámpara en el rango 30,8 a 45,8kHz | 42 |
| 4.11. a) estado del plasma y b) señal de voltaje de la lámpara en el rango 46 a 90,4kHz (resonancia acústica) | 43 |
| 4.12. Estado de la señal de voltaje de la resistencia limitadora a a) 30kHz, b) 70kHz, c) 100kHz | 43 |
| 4.13. Efecto del tiempo muerto en la señal de voltaje al incrementar la frecuencia de operación. | 44 |
| 4.14. Estado de la intensidad luminosa del plasma a a) 10kHz, b) 20kHz, c) 30kHz, d) 40kHz, e) 90kHz, f) 100kHz | 44 |
| 4.15. Gráficas de a) voltaje, b) corriente, c) impedancia, d) potencia de la lámpara obtenidas en la segunda toma de datos de 10kHz a 100kHz en pasos de 1kHz con una resistencia limitadora de 140Ω | 45 |
| 4.16. Gráficas de a) voltaje, b) corriente, c) impedancia, d) potencia de la lámpara obtenidas en la tercera toma de datos de 10kHz a 100kHz en pasos de 5kHz con una resistencia limitadora de 100Ω | 46 |
| 4.17. a) estado del plasma y b) señal de voltaje de la lámpara en el rango 80,6 a 90kHz | 47 |
| 4.18. a) estado del plasma y b) señal de voltaje de la lámpara en el rango 90 a 100kHz | 47 |
| 4.19. Gráficas de a) voltaje, b) corriente, c) impedancia, d) potencia de la lámpara obtenidas en la cuarta toma de datos de 20kHz a 30kHz en pasos de 1kHz con una resistencia limitadora de 86Ω | 48 |
| 4.20. Variación de la intensidad luminosa de la lámpara en a) primera toma de datos, b) segunda toma de datos, c) tercera toma de datos, d) cuarta toma de datos. | 49 |
| 4.21. Ventana para importar datos experimentales | 50 |
| 4.22. Funciones de transferencia obtenidas | 50 |
| 4.23. Gráfica de ajuste de las funciones de transferencia obtenidas | 51 |
| 4.24. Margen de fase y Magnitud | 52 |
| 4.25. Trabajo el estado estable | 53 |

| | |
|--|----|
| 4.26. Grafica F vs V de un VCO | 54 |
| 4.27. Sistema en lazo abierto de la lámpara en estado estable | 54 |
| 4.28. Sistema en lazo cerrado de la lámpara con <i>set point</i> de 73.3 Ω | 56 |
| 4.29. Sistema en lazo cerrado de la lámpara con <i>set point</i> de 68.3 Ω | 56 |
| 4.30. Sistema en lazo cerrado de la lámpara con <i>set point</i> de 72 Ω | 57 |
| 4.31. Sistema en lazo cerrado de la lámpara con <i>set point</i> de 66.2 Ω | 57 |
| | |
| 5.1. Esquema Banco de Pruebas Lámpara HID 250W | 60 |
| 5.2. Diagrama Esquemático del balastro electrónico | 62 |
| 5.3. Placa de potencia | 62 |
| 5.4. Núcleos toroidales | 63 |
| 5.5. Toroide MS-225 | 65 |
| 5.6. CST206 | 71 |
| 5.7. conexión sensor CST206 | 74 |
| 5.8. Conexión del sensor CST206 para el sensamiento de corriente. | 74 |
| 5.9. Ecuación característica del sensor. voltaje del sensor vs corriente de la lámpara | 76 |
| 5.10. Amplificador operacional TL082 | 77 |
| 5.11. Amplificador no inversor | 78 |
| 5.12. Rectificación de media onda | 79 |
| 5.13. Filtrado | 79 |
| 5.14. Diagrama bode filtro pasa bajos | 81 |
| 5.15. Comportamiento del capacitor con entrada cuadrada | 82 |
| 5.16. Conexión del sensor CST206 para el sensamiento de voltaje | 83 |
| 5.17. Ecuación característica para el sensamiento de voltaje voltaje de la lámpara vs voltaje del sensor. | 84 |
| 5.18. Diagrama bode filtro pasa bajos | 88 |
| 5.19. Regulador de voltaje positivo a negativo | 88 |
| 5.20. Conexión para el funcionamiento del ICL7660 | 89 |
| 5.21. Microcontrolador PIC 16F877A | 90 |
| 5.22. Relé OMRON- G2R 1E DC12 | 91 |
| 5.23. Circuito activador de relé | 92 |
| 5.24. Lazo de Control | 93 |
| 5.25. Balastro Electrónico con controlador adaptativo terminado | 94 |
| 5.26. Mensaje que muestra el LCD mientras se estabiliza la lámpara a una frecuencia inicial de 35kHz. | 95 |
| 5.27. Mensaje que muestra el LCD en caso que la lámpara no se haya encendido | 95 |

| | |
|--|-----|
| 5.28. Mensaje que muestra el LCD en caso que la lámpara no se haya encendido luego de tres intentos | 95 |
| 5.29. Circuito funcionando | 96 |
| 5.30. Indicador de sensamiento y control a 23kHz | 97 |
| 5.31. Forma de la señales de voltaje (amarillo) y corriente (azul) a 35kHz durante el proceso de estabilización | 98 |
| 5.32. Circuito equivalente a una bobina real | 99 |
| 5.33. Forma de la señales de voltaje (amarillo) y corriente (azul) a 25kHz | 99 |
| 5.34. Voltaje de la lámpara | 100 |
| 5.35. Comportamiento de la a) la impedancia y b) la potencia de la lámpara sin controlador en el rango de 20 a 30 kHz conectado en serie a una resistencia limitadora de corriente fija. | 101 |
| 5.36. Comportamiento de a) la impedancia y b) la potencia de la lámpara a 23 kHz | 102 |
| 5.37. Comportamiento de a) la impedancia y b) la potencia de la lámpara a 25 kHz | 102 |
| 5.38. Comportamiento de a) la impedancia y b) la potencia de la lámpara a 27 kHz | 102 |
| 5.39. Compensación de voltaje y corriente | 103 |
| | |
| A1.1 Procedimiento de medición. | 110 |
| A1.2 Diagrama de flujo de controlador | 111 |
| A3.1 Etapa de potencia | 124 |
| A3.2 Etapa de control de mosfets | 125 |
| A3.3 Etapa de encendido de placas | 125 |
| A3.4 Etapa de sensamiento | 126 |
| A3.5 Etapa de acondicionamiento de señal sensada | 126 |
| A3.6 Etapa de controlador adaptativo | 127 |
| A3.7 Placa de visualización por LCD | 127 |
| A3.8 Ruteado placa de potencia | 128 |
| A3.9 Ruteado placa de control de mosfets | 128 |
| A3.10 Ruteado placa de encendido general | 129 |
| A3.11 Ruteado placa de acondicionamiento de señal sensada | 129 |
| A3.12 Ruteado placa de sensamiento | 130 |
| A3.13 Ruteado placa controlador adaptativo | 130 |
| A3.14 Ruteado placa de LCD | 131 |

ÍNDICE DE TABLAS

| | |
|---|----|
| 4.1. Magnitud | 51 |
| 4.2. Márgen de fase | 52 |
| 4.3. Error Simulado Vs Experimental. | 58 |
| 5.1. Características técnicas | 65 |
| 5.2. Voltajes en tres armónicos | 67 |
| 5.3. Especificaciones eléctricas | 72 |
| 5.4. Corriente Vs Voltaje | 76 |
| 5.5. Corriente Vs Voltaje | 84 |
| 5.6. Características técnicas del relé | 91 |
| 5.7. Tabla <i>Gain Scheduling</i> | 97 |

Índice de algoritmos

| | |
|---|-----|
| A2.1.Control por ajuste de ganancia simulado | 113 |
| A2.2.Algoritmo para el control de la lámpara hid por <i>gain scheduling</i> | 114 |

ACTA DE ENTREGA

El presente proyecto fue entregado en el Departamento de Eléctrica y Electrónica, y reposa en la Escuela Politécnica del Ejército desde:

Sangolquí, _____ del 2013

Elaborado por:

Sr. William Chicaiza
171627244-6

Srita. Carolina Barrionuevo
171824838-6

Autoridad:

Ing. Luis Orozco
Coordinador de Ingeniería en Electrónica,
Automatización y Control