



ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

ESCUELA DE INGENIERÍA

**“DISEÑO Y CONTRUCCION DE UN VARIADOR DE VELOCIDAD
CON EL MICROCONTROLADOR 80C196MC”**

**PROYECTO PREVIO A LA OBTENCION DEL TITULO DE
INGENIERO EN ELECTRONICA Y CONTROL**

SILVANA DEL PILAR GAMBOA BENÍTEZ

PAULO ALEXIS QUELAL ANALUISA


DIRECTOR: INGENIERO PABLO RIVERA

Quito, abril 2004

DECLARACIÓN

Nosotros Silvana del Pilar Gamboa Benítez y Paulo Alexis Quelal Analuisa, declaramos bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de nuestra autoría que no ha sido previamente presentada para ningún grado o calificación profesional; y, que hemos consultado las regencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

A través de la presente declaración cedemos nuestros derechos de propiedad intelectual correspondientes a este trabajo, a la Escuela Politécnica Nacional, según lo establecido por la ley de propiedad intelectual por su Reglamento y por la normatividad institucional vigente.



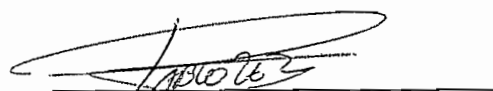
Silvana del Pilar Gamboa Benítez



Paulo Alexis Quelal Analuisa

CERTIFICACION

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por Silvana del Pilar Gamboa Benítez y Paulo Alexis Quelal Analuisa, bajo mi supervisión.

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'Pablo Rivera', is written over a horizontal line.

Ingeniero Pablo Rivera

DIRECTOR DEL PROYECTO

AGRADECIMIENTO

Agradezco a Dios por ser la luz que me guió durante este camino, a Jorge y Carmen, mis padres, por ser mi apoyo y mi fuerza, a Diego y Daniel, mis hermanos por creer en mí, a la Escuela Politécnica Nacional en especial al Ing. Pablo Rivera, mi Director de Tesis, por los conocimientos brindados en forma incondicional y a todas aquellas personas que fueron mi fuerza desde el inicio de mi carrera estudiantil pues no solo es mi triunfo sino de todos quienes me apoyaron y creyeron en mí, y en forma muy especial a mi compañero, amigo y esposo Paulo.

Silvana Gamboa Benítez

AGRADECIMIENTO

A Dios, por darme la luz en los momentos que más lo necesitaba. A mi familia por brindarme su apoyo incondicional, muy especialmente a Isabel, mi madre, por toda una vida de sacrificio. A Silvana, mi esposa, por su apoyo y compañía. A mi director, Ing. Pablo Rivera, por su apoyo incondicional. Y a todas aquellas personas que se preocuparon porque este proyecto salga adelante.

Paulo Quelal Analuisa

CONTENIDO DE CAPITULOS

CONTENIDO DE CAPITULOS	VIII
RESUMEN.....	XI
PRESENTACIÓN.....	XII
CAPÍTULO 1. GENERALIDADES.....	1
1.1 CONTROL DE VELOCIDAD DE UN MOTOR DE INDUCCIÓN.....	1
1.2 CONTROL POR FRECUENCIA.....	1
1.2.1 <i>INVERSOR COMO FUENTE DE VOLTAJE (VSI)</i>	5
1.2.2 <i>TÉCNICAS DE CONTROL</i>	7
1.2.2.1 MODULACIÓN DE AMPLITUD DE PULSO (PAM).....	7
1.2.2.2 MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSO (PWM).....	8
1.2.3 <i>CONTENIDO ARMÓNICO EN LA TÉCNICA SPWM</i>	20
1.3 MICROCONTROLADOR 80C196	24
1.3.1 <i>Control del CPU</i>	26
1.3.2 <i>Archivo de Registros</i>	26
1.3.3 <i>Registro de la Unidad Aritmética-lógica (RALU)</i>	26
1.3.3.1 Ejecución del Código	27
1.3.3.2 Formato de la instrucción.....	27
1.3.4 <i>Unidad de Interfaz de memoria</i>	28
1.3.5 <i>Servicio de interrupción</i>	29
1.3.6 <i>Temporización Interna</i>	29
1.3.7 <i>Puertos I/O</i>	30
1.3.8 <i>Waveform Generator</i>	31
1.3.9 <i>Convertor analógico a digital</i>	31
1.3.10 <i>Watchdog Timer</i>	31
1.3.11 <i>Modos Especiales de Operación</i>	31
1.3.12 <i>Consideraciones Para la Programación</i>	32
1.3.12.1 Modos de Direccionamiento.....	33
1.3.13 <i>Particiones de Memoria</i>	37
1.3.14 <i>Condiciones Mínimas de Hardware</i>	38
1.3.15 <i>Interfaz con la Memoria Externa</i>	39
1.4 MICROCONTROLADOR PIC16F876	40
1.4.1 <i>Interrupciones</i>	43
1.4.1.1 Interrupción Externa.....	43
1.4.1.2 Timer 0.....	43
1.4.1.3 Convertor Análogo – Digital.....	43

1.4.1.4	Interrupción Serial.....	44
CAPÍTULO 2.	DISEÑO DEL VARIADOR DE VELOCIDAD	45
2.1	CIRCUITO DE POTENCIA	45
2.1.1	<i>GENERACION DEL BUS DE DC.....</i>	<i>45</i>
2.1.1.1	Dimensionamiento de los Diodos.....	47
2.1.1.2	Dimensionamiento del filtro capacitivo.....	51
2.1.1.3	Circuito de Carga y Descarga del Capacitor.....	53
2.1.2	<i>PUENTE INVERSOR</i>	<i>62</i>
2.2	CIRCUITO DE CONTROL	65
2.2.1	<i>FUENTES AISLADAS.....</i>	<i>65</i>
2.2.2	<i>INTERFAZ HOMBRE-MAQUINA</i>	<i>68</i>
2.2.2.1	Control por Teclado.....	72
2.2.2.2	Control por Transmisión Serial	73
2.2.2.3	Control por Entradas Digitales	75
2.2.2.4	Control por Entrada Analógica.....	76
2.2.3	<i>CONTROL DEL MOTOR.....</i>	<i>80</i>
2.2.3.1	Generación del Control SPWM.....	80
2.2.3.2	Compensación de Torque.....	83
2.2.3.3	Circuitos Especiales	85
2.2.4	<i>MANEJADOR DE IGBT's.....</i>	<i>93</i>
2.3	MANUAL	101
2.3.1	<i>Descripción de parámetros</i>	<i>101</i>
2.3.2	<i>programacion.....</i>	<i>109</i>
2.3.3	<i>opciones de programacion.....</i>	<i>109</i>
2.3.3.1	Rampas de Aceleración y Deceleración	110
2.3.3.2	JOG	112
2.3.3.3	Multispeed.....	113
2.3.3.4	Ajuste de Torque	114
2.3.3.5	Carga/Salva Parámetros.....	114
2.3.3.6	Detección de Falta de Fase	114
2.3.3.7	Manejo Local/Remoto de Velocidad	114
2.3.3.8	Inversión de Sentido de Giro	115
2.3.3.9	Giro/Paro.....	115
2.3.4	<i>OTRAS OPCIONES DE CONTROL.....</i>	<i>116</i>
2.3.4.1	Entradas Digitales.....	116
2.3.4.2	Salidas Digitales.....	116
CAPÍTULO 3.	PRUEBAS Y ANÁLISIS DE RESULTADOS.....	118
3.1	INTRODUCCION	118
3.2	CARGA Y DESCARGA DEL CAPACITOR.....	118
3.3	CONTROL DEL VARIADOR Y VARIACION DE FRECUENCIA	121

3.4	RAMPAS DE ACELERACIÓN Y DECELERACIÓN	135
3.4.1	<i>RAMPA LINEAL</i>	135
3.4.2	<i>RAMPAS</i>	136
3.5	CAMBIO DE SENTIDO DE GIRO	137
CAPÍTULO 4.	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	138
4.1	CONCLUSIONES	138
4.2	RECOMENDACIONES	141
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS		143
ANEXOS		145

RESUMEN

Existen varios métodos de control de velocidad del motor de inducción, siendo el control por frecuencia uno de los métodos que presenta características ideales para el funcionamiento del motor, volviéndole el más común en aplicaciones industriales.

El control por frecuencia consiste en variar la velocidad sincrónica en forma proporcional al cambio del voltaje aplicado al motor. Con la variación de la frecuencia el flujo mutuo máximo se ve afectado, pues varía inversamente proporcional a la frecuencia. Un trabajo a flujo distinto al nominal conlleva al aumento de pérdidas, por lo que se vuelve necesario mantenerlo constante. Para cumplir con esto en el presente trabajo se desarrolla un control escalar en el que se procura mantener constante la relación entre la magnitud y la frecuencia del voltaje aplicado.

Para el diseño del inversor de frecuencia variable, es necesario disponer de una parte de potencia, la misma que ha sido debidamente dimensionada de acuerdo a la potencia con que se va a trabajar. El módulo de potencia consta de un puente rectificador para la obtención del voltaje DC, que servirá de fuente para el circuito inversor implementado mediante un puente trifásico de IGBT's. El control se realiza aplicando la técnica SPWM, obteniendo pulsos mediante un algoritmo que compara una onda sinusoidal y una portadora triangular por medio del microcontrolador 80C196MC, los pulsos al ser aplicados al circuito de potencia se obtiene una onda variable en voltaje y frecuencia. El control no solo se limita a la generación de pulsos sino también al sensado de variables para garantizar el óptimo funcionamiento del sistema.

Además, se desarrolla un interfaz hombre máquina que permite amplias opciones de control del módulo, así como un fácil manejo por parte del usuario. Tanto este interfaz como el módulo de control del inversor quedan como un sistema abierto, para ser complementado en trabajos posteriores en los que se requiera un control en lazo cerrado. Finalmente, se realizan pruebas para comprobar el correcto funcionamiento del variador.

PRESENTACIÓN

El objetivo primordial del trabajo es realizar un control escalar de velocidad del motor de inducción, desarrollando un módulo de características aplicables en la industria, permitiendo un amplio rango de control de velocidad. También se pretende con el mismo aportar con información a todas aquellas personas que juzguen este trabajo como una ayuda en futuras investigaciones.

Su desarrollo se justifica por la necesidad de un control adecuado de maquinaria industrial orientado al uso eficiente de energía, como también facilitar el desarrollo de la automatización cuando se requiera el uso de motores de inducción. Durante las últimas décadas el empleo de este tipo de motores se ha incrementando por el bajo costo que representan a la industria, de esta manera el desarrollo de su control es fundamental. El prototipo realizado busca dar un paso más en este desarrollo, logrando mejores características en el tipo de control y mayor facilidad en su manejo. El uso de técnicas especiales como la Modulación por Ancho de Pulso Sinusoidal (SPWM) que garantizan un trabajo eficiente del motor disminuyendo el efecto sobre la calidad de energía hacia el medio externo, aspecto que cada día toma mayor importancia.

El prototipo comienza a ser desarrollado en el Proyecto BID 085. Se analiza tanto algoritmos como circuitos de prueba realizados, cambiando aquellos que no contribuían con el objetivo deseado y mejorando aquellos que lo hacían. Realizando así un control escalar de velocidad del motor de inducción utilizando el microcontrolador 80C196MC. El control escalar garantiza un trabajo a flujo constante evitando el incremento de pérdidas por altas corrientes. Además, se puede mantener un alto torque en un amplio rango de velocidad. Todo esto con un reducido número de armónicos introducidos a la red y aquellos que afectan directamente al motor.

CAPÍTULO 1. GENERALIDADES

1.1 CONTROL DE VELOCIDAD DE UN MOTOR DE INDUCCIÓN

El uso del motor de inducción ha incrementado en las últimas décadas debido a su robustez, bajo costo y mayor confiabilidad del mismo. Haciendo necesario que las técnicas de su control vayan mejorando con el fin de abaratar costos y obtener un mayor control de velocidad.

Los métodos de control más conocidos son:

- a) Control por Rotor
 - Control por resistencia rotórica
 - Control por recuperación de la energía de deslizamiento
- b) Control por Estator
 - Control por voltaje
 - Control por frecuencia

Siendo el control por frecuencia el que presenta mejores características para el funcionamiento del motor, volviéndole el más común en aplicaciones industriales.

1.2 CONTROL POR FRECUENCIA

A partir de la expresión de la velocidad sincrónica en un motor de inducción (Ecuación 1.1), se observa que esta se puede variar en forma proporcional al cambio de la frecuencia del voltaje aplicado al motor. Es por esto que el uso de un inversor de frecuencia variable permitirá el control de velocidad del motor.

$$N_s = \frac{120 f}{P} \quad (1.1)$$

$f =$ frecuencia del voltaje aplicado al motor

$P =$ número de polos

Con la variación de la frecuencia el flujo mutuo máximo también se ve afectado, pues varía inversamente proporcional a la frecuencia. Un trabajo a flujo distinto al nominal conlleva al aumento de pérdidas, por lo tanto se vuelve necesario mantenerlo constante. Esto se consigue variando el voltaje en forma proporcional a la frecuencia, tal como se observa en las Ecuaciones 1.2 y 1.3.

$$E = 4.44 \phi_m \cdot f \cdot K_n \quad (1.2)$$

$$V_1 \approx K \cdot \phi_m \cdot f \quad (1.3)$$

De esta forma se procura mantener constante la relación entre la magnitud y la frecuencia del voltaje aplicado.

$$\frac{V_1}{f} = \text{CONSTANTE} \quad (1.4)$$

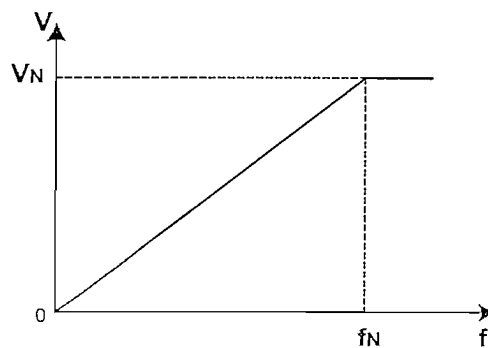


Figura 1.1 Voltaje respecto a la frecuencia aplicado al motor

La característica Torque – Velocidad típica del motor de inducción se muestra en la Figura 1.2, aquí se observan parámetros importantes como el torque en el instante de arranque, torque máximo y el deslizamiento al cual se presenta.

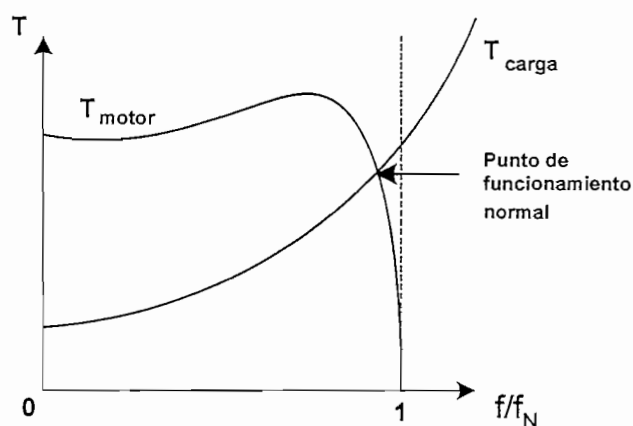


Figura 1.2 Característica Torque – Velocidad para un motor de inducción

Una condición para un buen control del motor es que el cambio del torque desde vacío hasta el torque a plena carga se de en una forma perpendicular al eje de velocidad y paralelo al eje de torque, para todo el rango de variación de velocidad, obteniendo así una regulación de velocidad cercana a cero. Como se ha explicado anteriormente, una variación de la frecuencia implica un cambio de la velocidad sincrónica; como consecuencia la curva de torque se desplaza a lo largo del eje de la velocidad, consiguiendo así características paralelas al eje del torque (Figura 1.3).

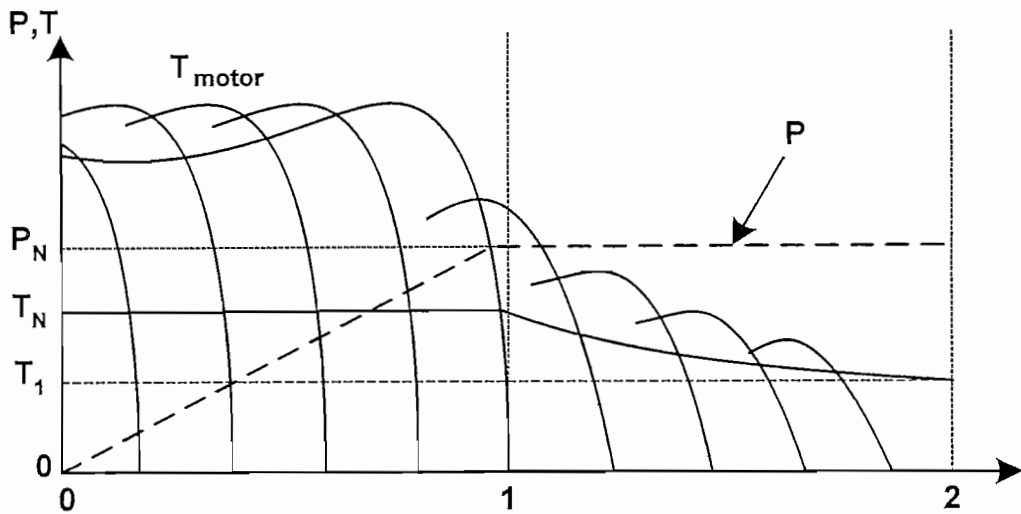


Figura 1.3 Comportamiento del torque al cambio de frecuencia

Cuando se trabaja a bajas velocidades la caída de voltaje en la resistencia estática R_1 se vuelve considerable (Ecuación 1.6), por lo que E_1 y V_1 ya no tienen valores aproximados, por lo tanto el flujo mutuo ϕ tiende a disminuir y con este el torque máximo (Ecuación 1.7).

$$V_1 = E_1 + I_1 \cdot (R_1 + j X_1) \quad (1.5)$$

$$\frac{V_1}{f_1} = \frac{E_1}{f_1} + I_1 \cdot \left(\frac{R_1}{f_1} + j \frac{X_1}{f_1} \right)$$

$$\frac{E_1}{f_1} = \frac{V_1}{f_1} - I_1 \cdot \left(\frac{R_1}{f_1} + j \frac{X_1}{f_1} \right) \quad (1.6)$$

$$T = \frac{P}{8 \pi^2 L_2} \left(\frac{E_1}{f} \right)^2, \quad \text{donde } \frac{E_1}{f} = \phi \quad (1.7)$$

Para poder compensar esta reducción del torque máximo se incrementa la relación V/f aumentando el voltaje aplicado, por lo tanto el crecimiento del

voltaje con respecto a la frecuencia ya no es lineal (Figura 1.4), esto recibe el nombre de la compensación $I \times R$.

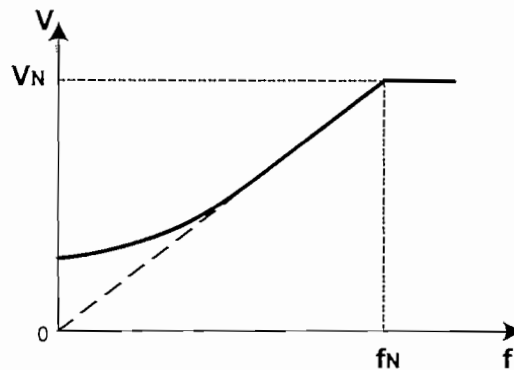


Figura 1.4 Compensación $I \times R$

Debido a estas condiciones requeridas por este control es necesario un medio a través del cual se pueda obtener una onda tanto de voltaje como de frecuencia variable, esto se consigue por medio de un inversor para controlar la frecuencia y con técnica PWM para el voltaje.

1.2.1 INVERSOR COMO FUENTE DE VOLTAJE (VSI)

Un inversor es un conjunto de dispositivos electrónicos configurados de tal modo que a partir de un voltaje continuo se obtenga un voltaje alterno de frecuencia variable. Los inversores pueden ser de dos tipos: Inversor como Fuente de Voltaje (VSI) e Inversor como Fuente de Corriente (CSI). Su configuración general consta de los siguientes componentes:

- Fuente de voltaje continuo.
- Circuito de acoplamiento de voltaje continuo, siendo un capacitor para un VSI, o un inductor en el caso de que el conversor sea un CSI.
- Puente inversor

La fuente de voltaje continuo puede ser fija (batería, rectificador no controlado) o variable (rectificador controlado), comúnmente esta fuente es fija pues el inversor se encarga del control de voltaje y frecuencia. El enlace DC procura que la fuente entregue voltaje o corriente constante al inversor. El puente inversor está conformado por elementos de conmutación, los que al ser controlables permiten entregar a la carga corriente y voltaje alternos a frecuencia variable. El siguiente diagrama muestra la estructura general de un Inversor como fuente de Voltaje.

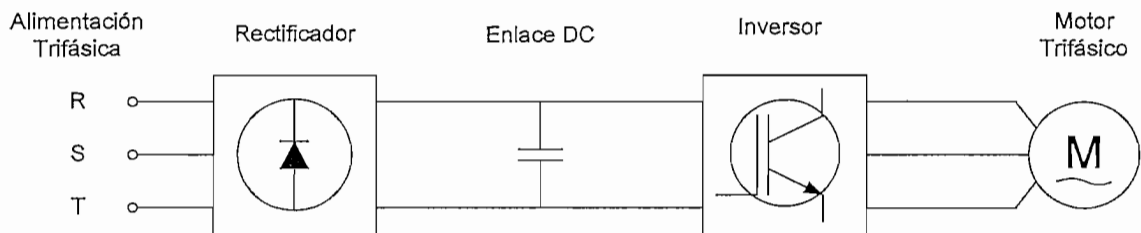


Figura 1.5 Inversor como fuente de voltaje

La configuración de los convertidores depende de la técnica de inversión empleada. El rectificador puede ser controlado o no controlado, controlado en el caso de usar la técnica de Modulación de la Amplitud de Pulso (PAM) y no controlado en la técnica de Modulación de Ancho de Pulso (PWM) [1]. Por otra parte, la configuración del puente inversor cambiará de acuerdo al número de niveles del voltaje de salida.

Dentro del control de motores, los inversores pueden tener diferentes configuraciones dependiendo del tipo del motor: monofásicos o trifásicos. La diferencia entre ellas es el número de brazos del inversor, como se puede ver a continuación.

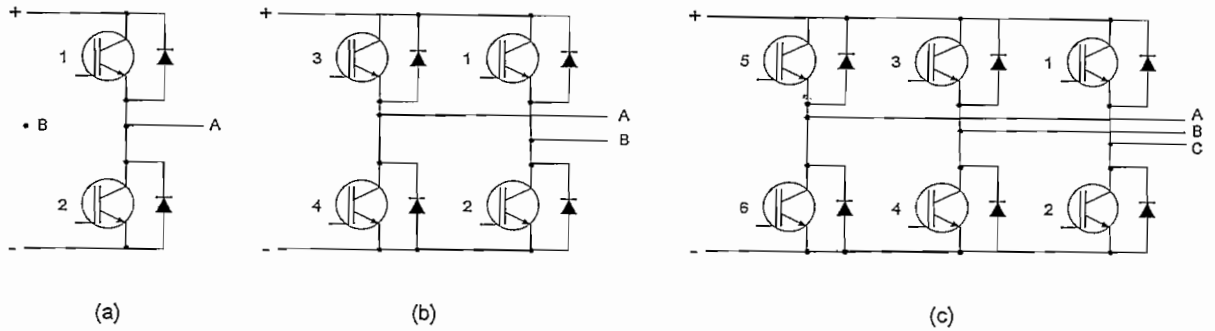


Figura 1.6 Configuraciones del inversor

(a) Inversor Monofásico con fuente de toma central; (b) Inversor Monofásico tipo puente; (c) Inversor Trifásico tipo puente

1.2.2 TÉCNICAS DE CONTROL

De acuerdo al control aplicado a los dispositivos de potencia del inversor las ondas generadas tienen diferentes formas, como por ejemplo el número de niveles. Cada tipo de control busca disminuir el contenido armónico, llegando incluso a eliminar armónicos específicos dependiendo de que tan elaborados sean las técnicas en mención.

De acuerdo a los métodos empleados para la variación de voltaje, las técnicas de control pueden dividirse en dos grupos:

- Modulación de Amplitud de Pulso
- Modulación de Ancho de Pulso

1.2.2.1 MODULACIÓN DE AMPLITUD DE PULSO (PAM)

En el diagrama de bloques de la Figura 1.7 se indica la estructura necesaria de un inversor cuyo control se realiza a través de esta técnica. Como se puede observar la variación del voltaje de salida se obtiene por medio de una fuente DC variable (rectificador controlado). Por otra parte, la variación de la frecuencia se obtiene

mediante el cambio del periodo de conmutación de los interruptores electrónicos que conforman el puente inversor.

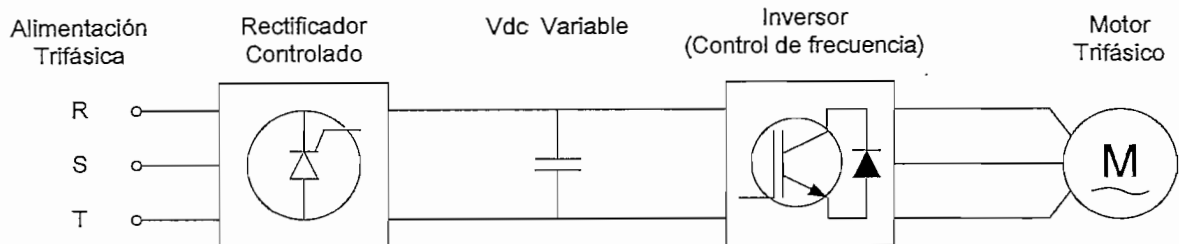


Figura 1.7 Inversor mediante técnica PAM

1.2.2.2 MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSO (PWM)

Al igual que en el caso anterior se hará uso de un diagrama de bloques, Figura 1.8, en la que se indica la estructura propia de un inversor con técnica PWM de control. El rectificador no controlado junto con el filtro capacitivo provee la fuente de voltaje continuo de valor fijo que depende del voltaje alterno de entrada (Ecuación 1.8). En este caso tanto la variación del voltaje como de la frecuencia de salida se obtienen en el puente inversor, mediante la modulación de los pulsos de control aplicados a los elementos de potencia.

Existen varias técnicas de modulación, las que son indicadas a continuación:

- Modulación de Ancho de Pulso de Onda Programada (PWPWM) [2]
- Modulación Regulando la Corriente o Modulación por Histéresis (CRPWM)
- Modulación del Espacio-Vector [3], [4]
- Modulación de Ancho de Pulso Sinusoidal (SPWM)

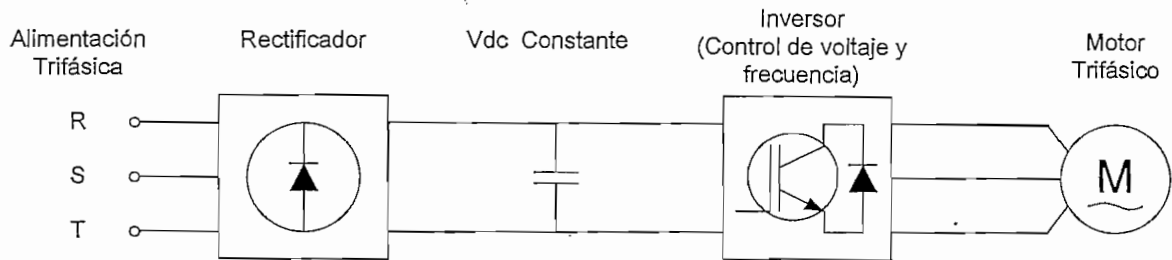


Figura 1.8 Inversor mediante técnica PAM

$$V_{dc} = \sqrt{2} \cdot V_{LL(in)} \quad (1.8)$$

1.2.2.2.1 Modulación de Ancho de Pulso de Onda Programada (PWPWM)

La Modulación de Ancho de Pulso Programada, también conocida como PWM con Eliminación Selectiva de Armónicos (SHE-PWM), elimina armónicos específicos mediante el cálculo de los ángulos donde empiezan y terminan los pulsos que forman la onda. El número de pulsos dependerá de la cantidad de armónicos que se pretende excluir del espectro de frecuencia del voltaje generado. Para ello es necesario contar con N expresiones tanto de la amplitud de los armónicos a eliminar como de la fundamental en función de los ángulos, expresiones obtenidas a partir del análisis de Fourier en la onda del voltaje de salida.

La onda formada por un número impar de pulsos tiene simetría de rotación¹ y al realizar el análisis de Fourier para una función de este tipo se observa que los armónicos de orden par son cero. Al cumplir esta condición, la aplicación del método se reducirá tan solo a la eliminación de los armónicos impares. Por otra parte el número de pulsos que formarán la onda será mayor al número de armónicos que se desee eliminar, cumpliéndose la relación $P = 2H + 3$, donde P es el número de pulsos y H el número de armónicos a eliminar. Conocido el número de pulsos, se determinará el número de ángulos por cuarto de ciclo que

¹ Simetría de Rotación o de Media Onda. Una señal periódica $x(t)$ que cumpla con la condición: $x(t) = -x(t \pm T/2)$ se dice que goza de simetría de rotación. Su característica es que si esta señal se adelanta o se retrasa un semiperiodo se obtiene la misma señal pero cambiada de signo[5]

deben ser calculados así como el número de ecuaciones a resolverse, formando así un sistema con $N-1$ ecuaciones igualadas a cero (eliminación de los armónicos) más la ecuación de la fundamental igualada al valor del voltaje de salida deseado. De lo anteriormente dicho las ecuaciones quedarán conformadas de la forma indicada en la expresión 1.9 [2]

$$H_n = \begin{cases} \frac{4E}{n\pi} \left[(-1)^N \left(1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n\alpha_k) \right) \right] & \text{para } n \text{ impar} \\ 0 & \text{para } n \text{ par} \end{cases} \quad (1.9)$$

$$H_1(\alpha) = ME$$

$$H_k(\alpha) = 0, \quad k \text{ es el orden del armónico a eliminar}$$

M es el índice de modulación y $E=V/2$, V es la fuente de entrada

Por ser una técnica netamente matemática es necesario que sus resultados sean desarrollados en algoritmos aplicables a un elemento inteligente (Microprocesadores, DSP, etc.), el que generará una forma de onda semejante a la mostrada en la Figura 1.9.

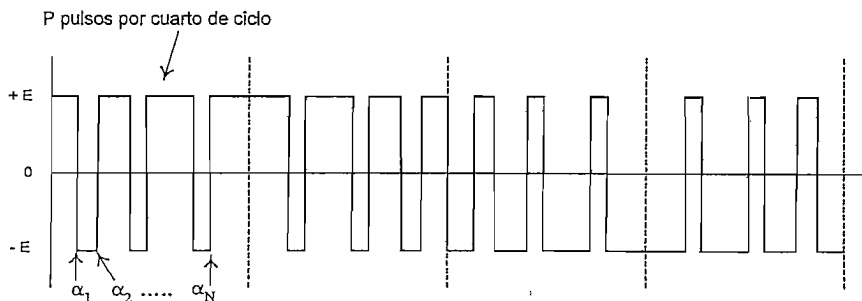


Figura 1.9 Modulación de ancho de pulso programada

1.2.2.2.2 Modulación Regulando la Corriente o Modulación por Histéresis (CRPWM)

Esta técnica usa una configuración de inversor similar al mostrado en la Figura 1.8. Las señales de control aplicadas a los dispositivos de conmutación son el resultado de mantener la corriente entregada por el inversor dentro de una banda de tolerancia llamada banda de histéresis (Figura 1.10). Se puede decir que el conversor actúa como una fuente de corriente, por lo tanto no requieren ninguna información sobre las características de la carga del inversor.

El control hace que la corriente oscile alrededor de una referencia sinusoidal, en la que la banda de histéresis limita dicha oscilación. Cuando se aplica voltaje a la carga, la corriente en la línea asciende y su valor es comparado con el nivel superior; al alcanzar este valor se deja de aplicar el voltaje y la corriente comienza a decrecer. La referencia es ahora el límite inferior, cuando alcanza este valor se vuelve a aplicar el voltaje para que la corriente nuevamente crezca. De esta manera se logra la oscilación de la corriente dentro de la banda, aproximándola al valor de la referencia indicada.

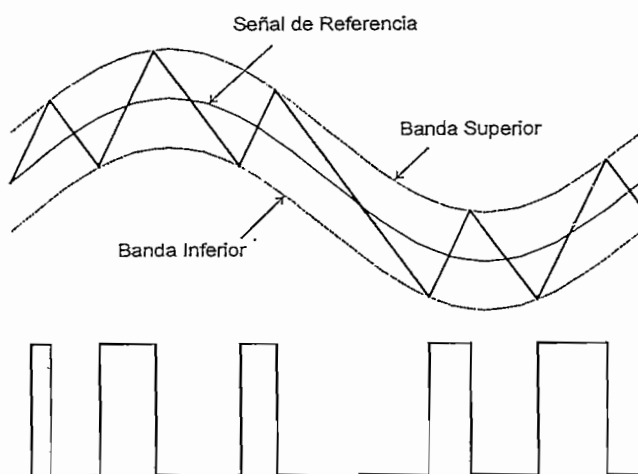


Figura 1.10 Modulación por histéresis

1.2.2.2.3 Modulación del Espacio-Vector

Esta técnica toma el nombre de modulación del espacio – vector porque las señales de control para los elementos de conmutación son obtenidas a través de un análisis en el que los diferentes estados que puede tomar el inversor así como las señales de modulación (voltajes deseados a la salida) del inversor son representados en forma vectorial.

Para el desarrollo del método, se hace necesario la representación de las tres señales de modulación (Figura 1.11(a)) mediante un único vector llamado vector referencia V^* , el cual es el resultado de aplicar una transformada de variable compleja a las señales indicadas (Ecuación 1.10), obteniendo un fasor que gira alrededor del plano de referencia.

$$V^* = \frac{2}{3}(v_a^* + \alpha v_b^* + \alpha^2 v_c^*) = V_{1m}^* \varepsilon^{j\omega t} \quad \text{donde } \alpha = \varepsilon^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (1.10)$$

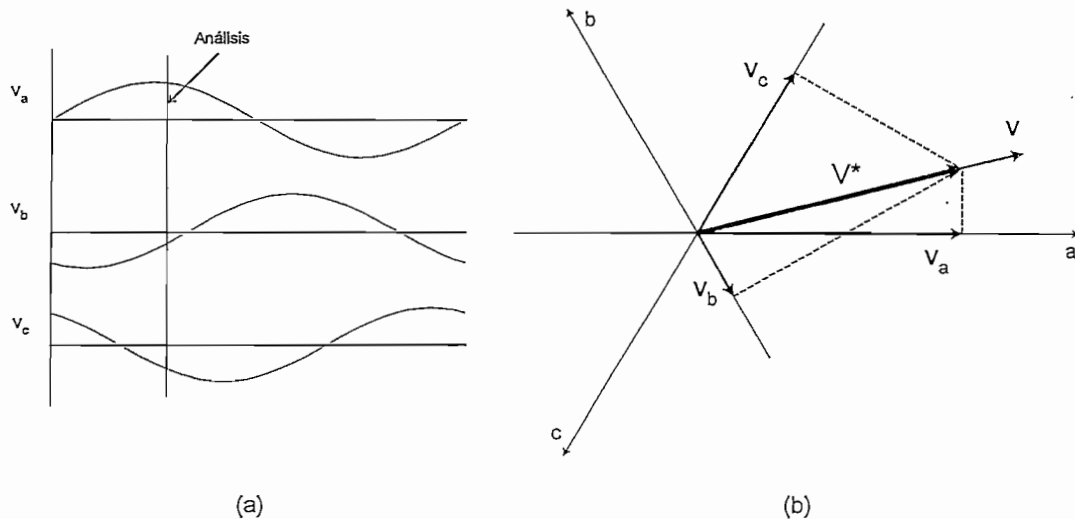


Figura 1.11 Representación vectorial de las modulantes trifásicas

Por otra parte, la configuración de un inversor de dos niveles tiene ocho posibles combinaciones dependiendo de la condición de sus elementos de conmutación.

Cada combinación es representada por un vector, dos de estos llamados nulos pues generan un voltaje cero en la carga. Los restantes seis vectores desplazados $\pi/3$ entre sí, determinan un hexágono que es la representación del funcionamiento del convertidor sin modulación (Figura 1.12).

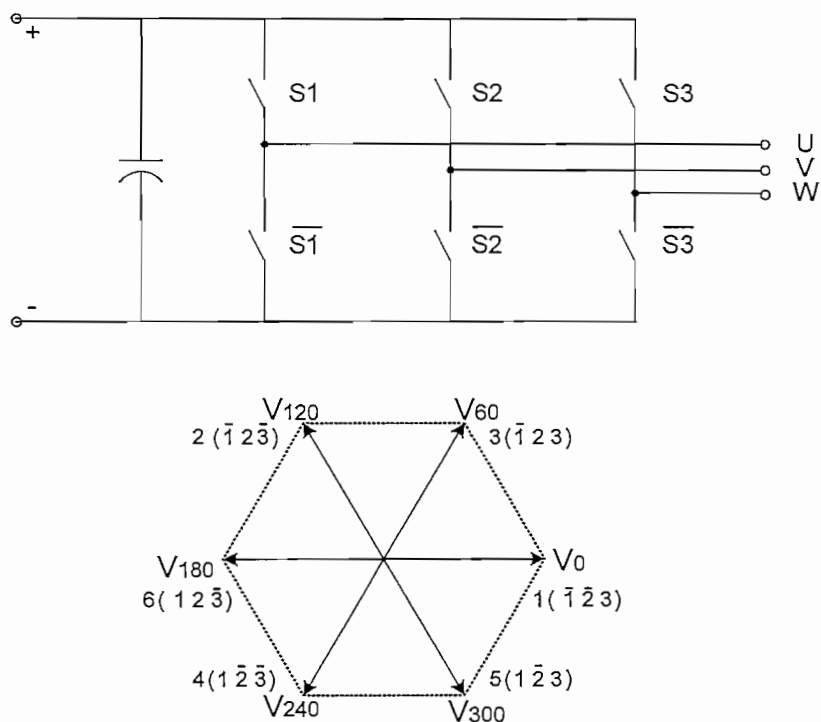


Figura 1.12 Representación vectorial del estado de los elementos de conmutación

Cuando el vector de referencia gira en el interior del hexágono, su ubicación dentro del mismo entrega los estados del inversor con sus respectivos tiempos dentro de un periodo de conmutación, dichos estados pueden determinarse por las siguientes relaciones:

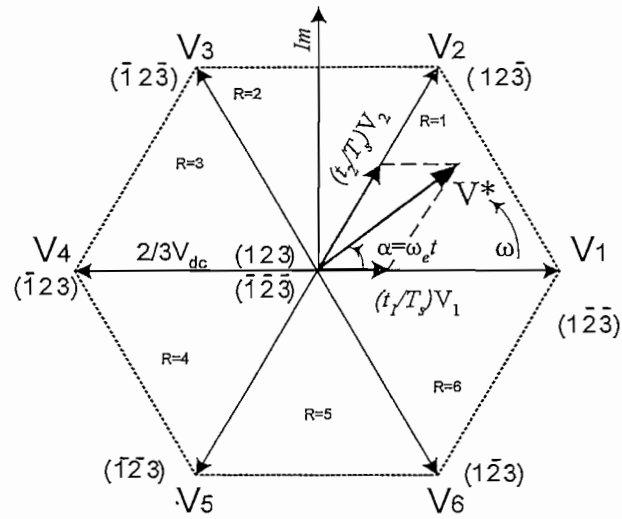


Figura 1.13 Vector referencia dentro del hexágono vectorial

$$\frac{1}{T_s} (t_1 \cdot \vec{V}_1 + t_2 \cdot \vec{V}_2) = \vec{V}^*$$

$$t_0 = T_s - t_2 - t_1$$

$$\vec{V}_1 = \frac{2}{3} \cdot V_{dc} \cdot e^{j \cdot (n-1) \frac{\pi}{3}}$$

$$n = 1, 2, 3 \dots 6$$

$$|\vec{V}^*| = V^*$$

$$\begin{aligned} \bar{V}^* &= V^* \cdot e^{j\alpha} \cdot e^{j(n-1)\frac{\pi}{3}} \\ \frac{2}{3} \cdot \frac{V_{dc}}{T_s} \cdot \left(t_2 \cdot e^{j\frac{n\pi}{3}} + t_1 \cdot e^{j(n-1)\frac{\pi}{3}} \right) &= V^* \cdot e^{j\alpha} \cdot e^{j(n-1)\frac{\pi}{3}} \\ t_2 \cdot e^{j\frac{n\pi}{3}} + t_1 \cdot e^{j(n-1)\frac{\pi}{3}} &= \frac{3}{2} \cdot \frac{V^*}{V_{dc}} \cdot T_s \cdot e^{j\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right)} \\ t_1 &= \sqrt{3} \cdot T_s \cdot \frac{V^*}{V_{dc}} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \\ t_2 &= \sqrt{3} \cdot T_s \cdot \frac{V^*}{V_{dc}} \cdot \sin(\alpha) \end{aligned} \tag{1.11}$$

Las últimas dos expresiones proporcionan los tiempos de los estados dentro de cada periodo de conmutación, además son la base para el desarrollo de algoritmos aplicables en sistemas microprocesados.

1.2.2.2.4 Modulación de Ancho de Pulso Sinusoidal (SPWM)

En este método la modulación del ancho de los pulsos se obtienen por la comparación de dos ondas de distinta frecuencia (Figura 1.14). La modulante es la onda de menor frecuencia y la portadora, la de mayor frecuencia. La modulante define la frecuencia de la onda de voltaje generado así como la forma de onda de corriente en la carga, en cambio, la portadora determina la frecuencia de conmutación. En este caso se usa una modulante sinusoidal y una portadora de alta frecuencia para conseguir una corriente lo más aproximada a dicha forma, de esta manera garantizar el correcto funcionamiento del motor.

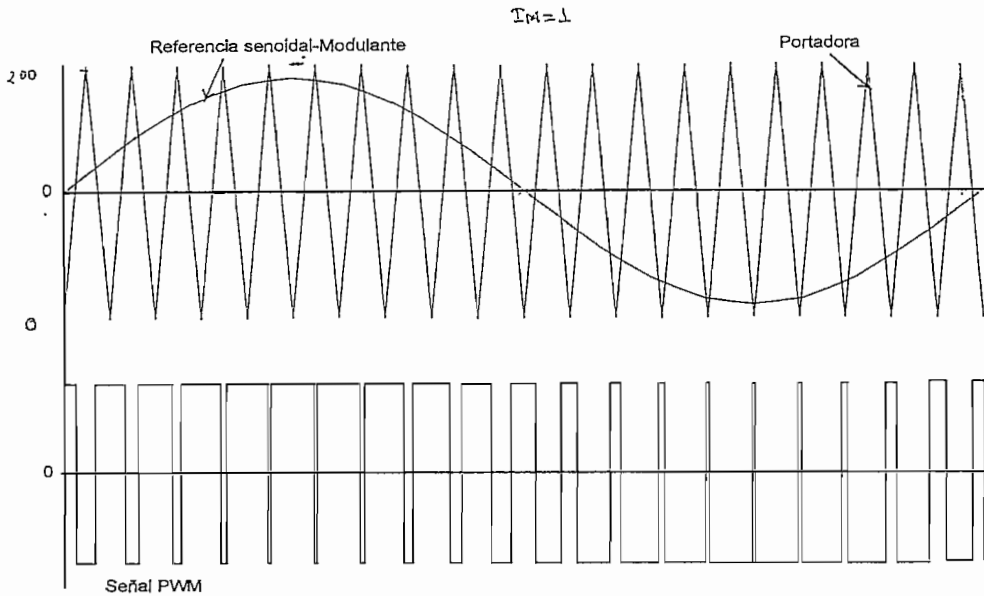


Figura 1.14 Modulación del ancho de pulso sinusoidal

Al trabajar con formas de onda de distinta amplitud y frecuencia es importante definir parámetros que establecen la relación entre las mismas, estas relaciones son usadas en el análisis de las ondas generadas por el inversor.

- Índice de modulación, I_M : relación entre la amplitud de la modulante con respecto a la amplitud de la portadora.

$$I_M = \frac{A_m}{A_p} \quad (1.12)$$

- Radio de frecuencia, M_f : es la relación entre la frecuencia de la portadora con respecto a la frecuencia de la modulante.

$$M_f = \frac{f_p}{f_m} \quad (1.13)$$

Para poder cumplir la condición de flujo constante en el control de velocidad por variación de frecuencia, el valor RMS fundamental y la frecuencia del voltaje de

salida se puede controlar al variar el Índice de Modulación y la frecuencia de la modulante respectivamente.

El voltaje fundamental RMS de salida varía en forma lineal con respecto al índice de modulación mientras sea menor que uno, cuando este índice supera la unidad, sobremodulación, el incremento de voltaje deja de ser lineal obteniendo un voltaje menor al esperado (Figura 1.15) [6].

Si el radio de frecuencia (M_f) permanece constante a lo largo de la variación de frecuencia del voltaje generado se dice que el método aplicado es sincrónico, de no ocurrir esto el método es asincrónico.

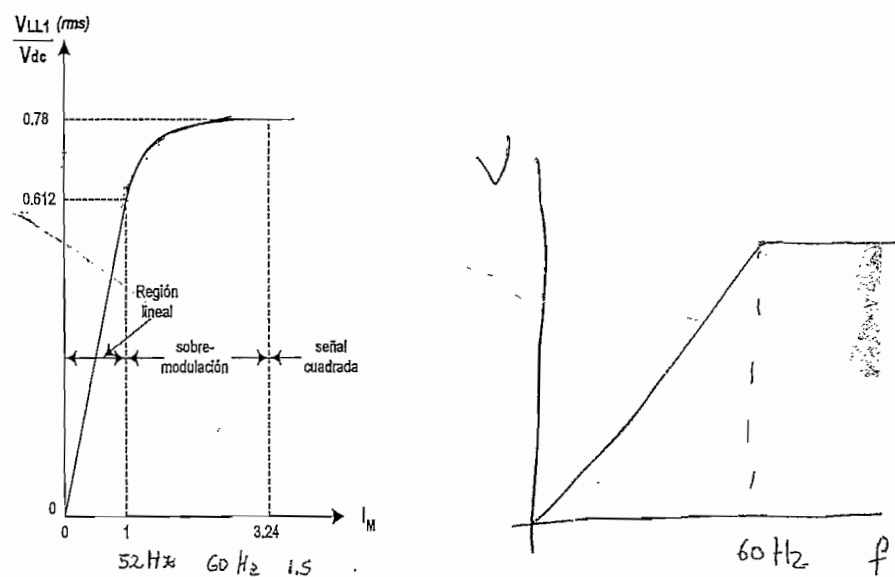


Figura 1.15 Variación el voltaje con respecto al índice de modulación

Para generar un sistema trifásico se utiliza tres modulantes sinusoidales desplazadas $2\pi/3$ [rad] entre sí, que al ser comparadas con una sola portadora entregan las señales de control que son usadas en los elementos de conmutación superiores del puente, mientras que el complemento correspondiente es aplicado a los elementos inferiores de conmutación. Como resultado se obtiene en cada fase (con respecto al neutro de la fuente de DC) un voltaje de dos niveles con una

componente continua, esta componente DC se anula al formar el voltaje entre fases resultando una onda de tres niveles.

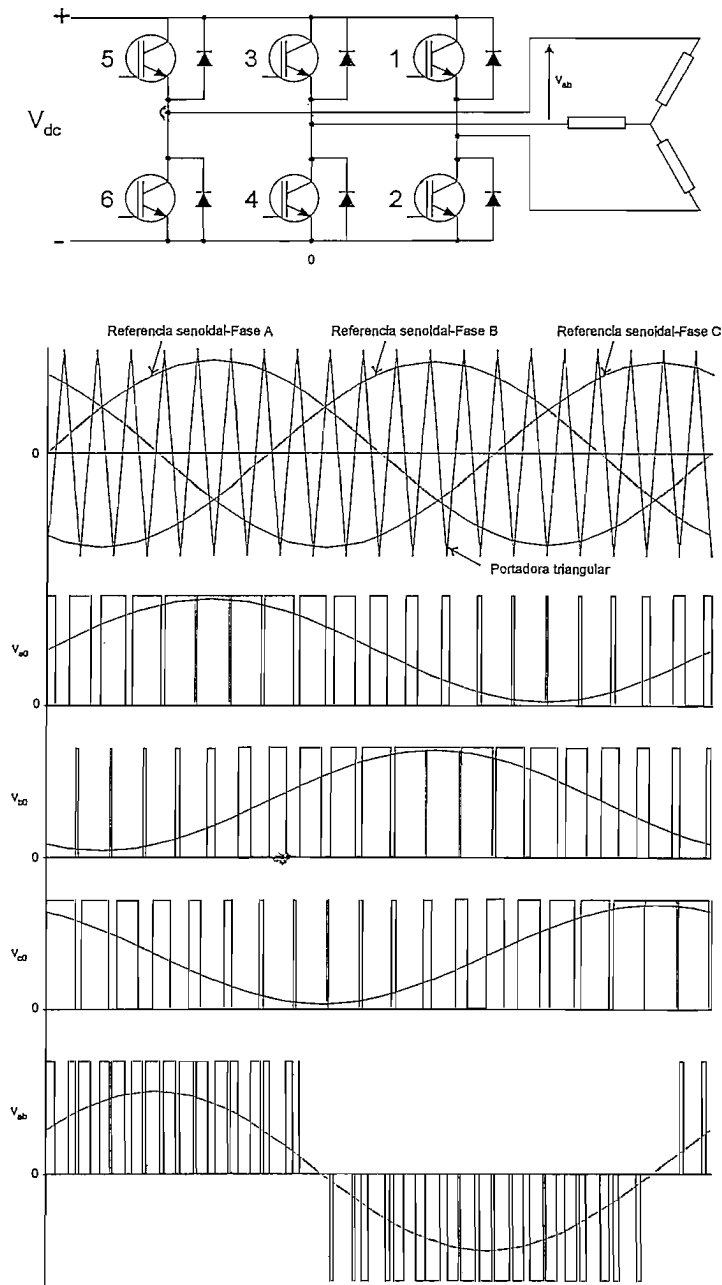


Figura 1.16 Formas de onda para un inversor trifásico

Los voltajes generados entre fase y neutro se caracterizan por ser de valor RMS constante e igual $V_{dc}/2$. Esto no significa falta de control sobre el voltaje aplicado al motor, pues la amplitud de la componente fundamental varía con respecto al índice de modulación (Ecuación 1.14). Por lo tanto el voltaje entre fases que se aplica al motor varía al aplicar este método (Ecuaciones 1.15 1.16) [6].

$$\left(\hat{V}_{a0}\right)_1 = I_M \cdot \frac{V_{dc}}{2} \quad (1.14)$$

$$V_{ab1} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} \cdot I_M \cdot V_{dc} \quad (I_M \leq 1.0) \quad (1.15)$$

$$V_{ab} = \sqrt{\frac{2 \cdot I_M}{\pi}} \cdot V_{dc} \quad (I_M \leq 1.0) \quad (1.16)$$

Reemplazando la expresión 1.8 en 1.15, para un índice de modulación igual a uno, encontramos una relación entre el voltaje de entrada y el de salida, obteniendo así el rendimiento de esta técnica (Ecuación 1.17).

$$\begin{aligned} V_{LL(out)} = V_{ab} &= \frac{\sqrt{3}}{2} V_{LL(in)} \quad (I_M = 1) \\ &= 0.866 \cdot V_{LL(in)} \end{aligned} \quad (1.17)$$

Algunas consideraciones que se deben tener en cuenta con respecto a la frecuencia de conmutación se indican a continuación. La cantidad de conmutaciones está dada por el radio de frecuencia, siempre que el índice de modulación sea menor que uno. Un rango de frecuencia de la portadora de 2–15 [KHz] conlleva a trabajar con un radio de frecuencia superior a 10, reduciendo el contenido armónico en bajas frecuencia y aunque lo aumenta en frecuencias más altas permite una mejor reproducción de la onda de referencia. El uso de altas frecuencias de conmutación facilita el filtrado de los armónicos que se generan; pero crean problemas como interferencia electromagnética o avería del aislamiento del bobinado del estator del motor al que se le aplica la forma de onda.

La modulación sinusoidal genera corrientes aproximadamente sinusoidales en la máquina (bajo rizado de corriente), como ventaja de ello existe menor contenido armónico y por lo tanto la disipación de calor disminuye. Además, baja el esfuerzo de torsión pendular (traqueteo) y no existen variaciones significativas de corriente incluso a bajas velocidades.

1.2.3 CONTENIDO ARMÓNICO EN LA TÉCNICA SPWM

Los armónicos son generados tanto por la carga como por la fuente. Los armónicos de las cargas son generados por operaciones no lineales de dispositivos tales como convertidores de potencia, hornos de arco (soldadora), dispositivos encendedores por descarga de gas (tubos de rayos catódicos, fluorescentes). Los armónicos de la carga pueden causar sobrecalentamiento del núcleo magnético de transformadores y motores. Los armónicos de las fuentes son generados por ondas de voltaje no sinusoidales. Los armónicos tanto de voltaje como de corriente implican: pérdidas de potencia, interferencias electromagnéticas (EMI), torques pulsatorios en la máquina de AC [2].

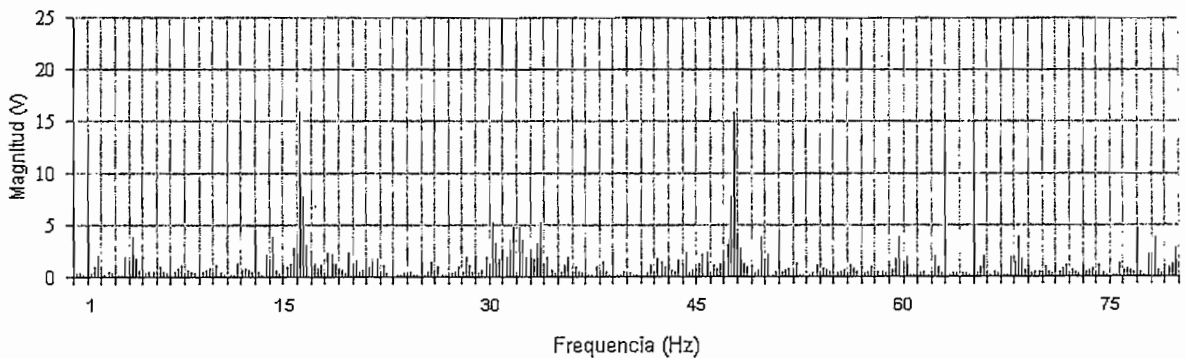
Una de las formas comunes de medir el contenido armónico de una onda es a través del Distorsión Armónica Total (THD, por sus siglas en Inglés Total Harmonics Distortion).

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} H_{(n)}^2}}{H_1} \quad (1.18)$$

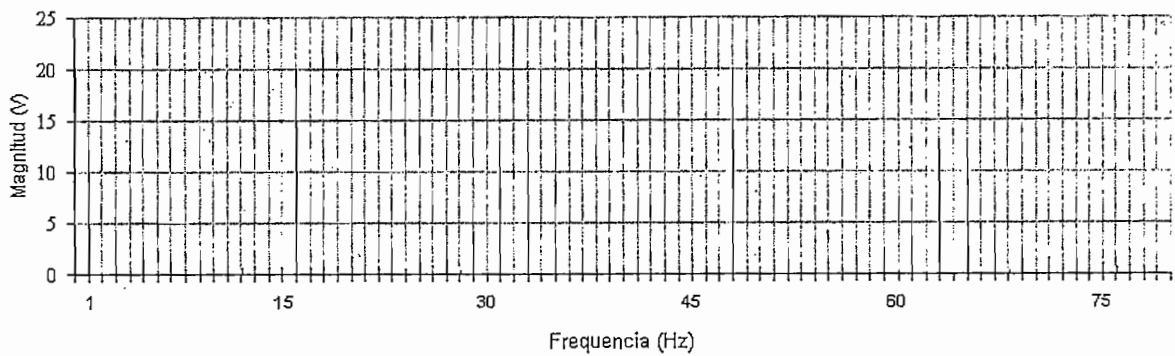
En esta técnica se trabaja con voltajes no sinusoidales, por ello el contenido armónico es alto. Entonces es necesario aplicar métodos para la eliminación de armónicos y simplificar la etapa de filtrado.

Una forma simple de eliminar armónicos es el uso de un radio de frecuencia entero, quedando solo los armónicos múltiplos de la frecuencia fundamental, Figura 1.17 (a) y 1.17 (b). Para garantizar la eliminación de los armónicos de

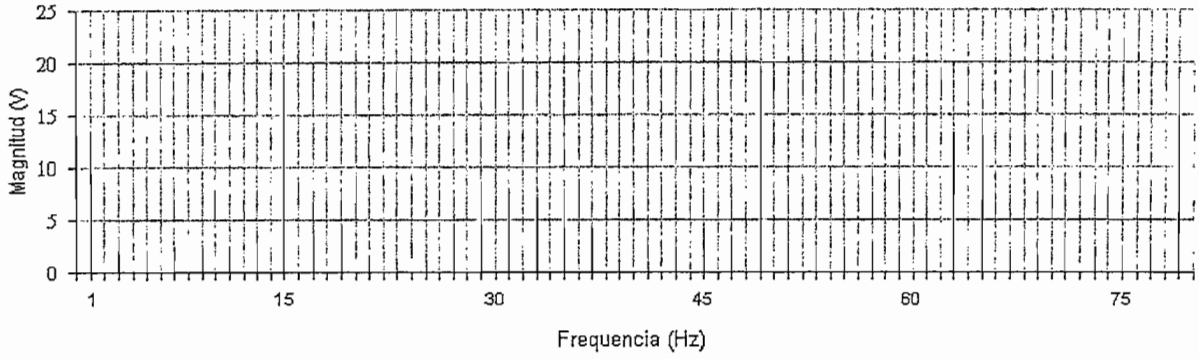
orden par es necesario que el radio sea impar, Figura 1.17 (c). Por otra parte, el ángulo de desfase (ϕ) entre la modulante y la portadora determina la amplitud de ciertos armónicos, un desfase aceptable se da cuando el máximo de la modulante coincide con el mínimo de la portadora, Figura 1.17 (d). Para un sistema trifásico es aconsejable que el radio de frecuencia sea múltiplo de tres, con lo que los armónicos predominantes serán múltiplos de este y por lo tanto se eliminarán en el voltaje de línea; además garantiza que cada una de las fases se compare con una forma de onda similar generando voltajes simétricos Figura 1.18.



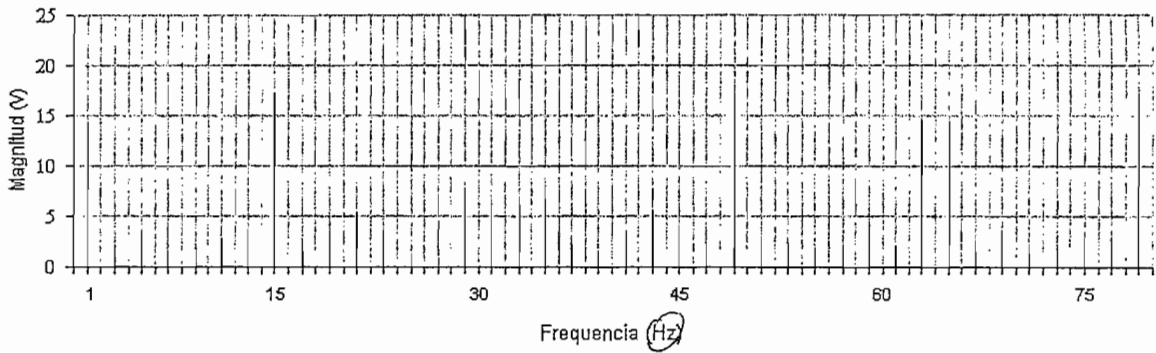
$$(a) \quad M_f = 16.33; \quad I_M = 0.7; \quad \phi = \text{indeterminado}$$



$$(b) \quad M_f = 16; \quad I_M = 0.7; \quad \phi = 11.25^\circ$$



$$(c) \quad M_f = 15; \quad I_M = 0.7; \quad \phi = 18^\circ$$



$$(d) \quad M_f = 15; \quad I_M = 0.7; \quad \phi = 0^\circ$$

Figura 1.17 Técnicas de eliminación de armónicos

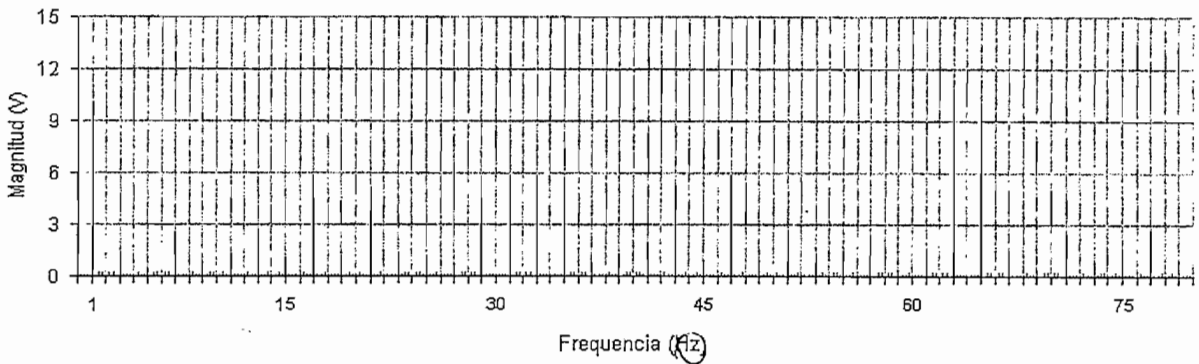


Figura 1.18 Contenido armónico para un M_f múltiplo de tres

El contenido armónico es bajo y se hace más fácil la tarea del filtro de salida, además el THD se puede mejorar en forma perceptible al variar el I_M ; pero continúa siendo necesario el filtro para reducir el THD a valores aceptables. Sin embargo existen otras técnicas más elaboradas que disminuyen en forma

significativa el THD, llegando incluso a prescindir del filtro de salida, por ejemplo los inversores multinivel donde la distorsión armónica es inversamente proporcional al número de niveles utilizado en el inversor [2].

1.3 MICROCONTROLADOR 80C196

El microcontrolador 80C196MC posee las características necesarias para realizar un buen control sobre motores de inducción. Por su configuración reduce el tiempo requerido para la ejecución de instrucciones e incluso de subrutinas. Este se caracteriza por una alta velocidad en el desarrollo de cálculos. Además realiza rápidas operaciones de entrada y salida de datos en los puertos. También, dispone de características tales como el Waveform Generator que desarrollan un grupo de acciones sin requerir de constantes intervenciones del CPU. Los modos especiales de atención a interrupciones, Peripheral Transaction Server (PTS), atienden una interrupción a través de hardware codificado, reduciendo el número de veces la atención por software. El microcontrolador 80C196MC demuestra gran eficiencia en aplicaciones de control donde la prioridad es la alta velocidad, justificando así su uso en el presente trabajo.

Se realiza a continuación un breve análisis de la familia 8XC196MC [7]. En la Figura 1.19 se resumen las principales características de la Familia 8XC196MC, tales como número de pines, capacidad de memoria, entradas/salidas especiales:

Features of the 8XC196Mx Product Family

Device	Pins	OTPROM/ ROM Bytes (Nota 1)	Register RAM Bytes (Nota 2)	I/O Pins	EPA Pins	SIO Ports (Nota 3)	PWM Channels (Nota 4)	A/D Channels	External Interrupt Pins
8XC196MC	84	16 K	488	53	8	0	8	13	1
8XC196MC	80	16 K	488	53	8	0	8	13	1
8XC196MC	64	16 K	488	49	7	0	7	12	1

NOTAS:

1. La memoria no volátil es opcional. El segundo carácter del nombre del dispositivo indica la presencia y el tipo de memoria no volátil. 80C196Mx = ninguna; 83C196Mx = ROM; 87C196Mx = OTPROM.
2. Los registros especiales (SFRs) y el Stack Pointer se encuentran localizados en 24 bytes de la RAM.
3. El 8xC196MC no tiene puerto I/O serial, pero tiene modos especiales (PTS) que permiten una comunicación serial síncrona o asíncrona.
4. En el número de canales se incluyen las salidas PWM y del Waveform Generator.

Figura 1.19 Características de la Familia 8XC196MC

La Figura 1.20 muestra los bloques principales dentro del microcontrolador. El centro del microcontrolador (Figura 1.21) consiste en la unidad central de proceso (CPU) y controlador de memoria. La CPU contiene el archivo de registro y el registro de la unidad aritmética-lógica (RALU). Un bus interno de 16-bits conecta la CPU al controlador de memoria y al controlador de interrupción. Una extensión de este bus conecta la CPU a los módulos periféricos interiores. Además, un bus interno de 8-bits transfiere bytes de instrucción del controlador de memoria al registro de instrucciones en el RALU.

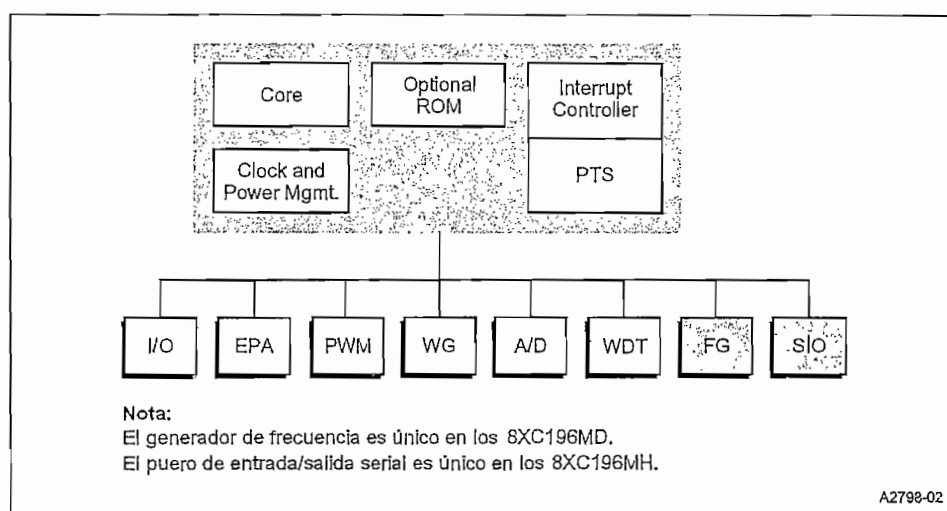


Figura 1.20 Diagrama de bloques 8XC196MC

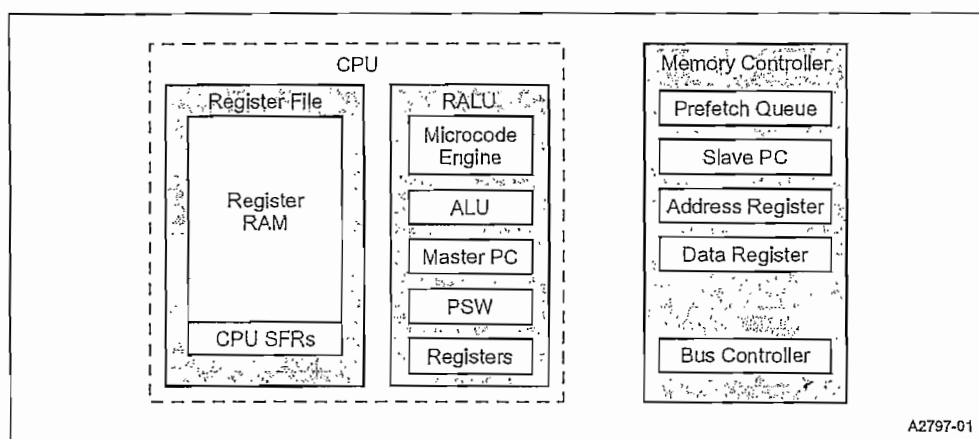


Diagrama de Bloques del Centro

Figura 1.21 Diagrama de bloques central del 8XC196MC

1.3.1 CONTROL DEL CPU

El CPU se controla por el Microcode Engine que proporciona instrucciones para el funcionamiento del RALU las que pueden ser bytes, words, o double-words tomados ya sea desde los 256 registros (bytes) más bajos o a través de una ventana que accesa directamente los registros más superiores. El CPU trae los 4-bytes de instrucciones desde "Prefetch Queue", ubicado en el "Memory Controller", hacia el registro de instrucciones del RALU. El Microcode Engine decodifica las instrucciones y entonces genera la sucesión de eventos que necesita la función deseada.

1.3.2 ARCHIVO DE REGISTROS

El archivo de registros es dividido en un archivo superior y otro inferior. En el inferior, los 24 más bajo se asignan los registros de funciones especiales del CPU (SFRs) y el Stack Pointer, mientras el resto está disponible como registros de RAM de uso general. El archivo superior sólo contiene registros de uso general. Los registros de la RAM pueden accederse como bytes, words, o double-words.

El RALU accede tanto al registro superior como al inferior en forma diferente. El archivo más bajo del registro siempre es accesible en forma directa por medio del Direccionamiento Directo. El archivo superior sólo es accesible en forma directa cuando el Windowing se habilita. Windowing es un técnica que proyecta bloques del archivo superior en una ventana en el archivo más bajo.

1.3.3 REGISTRO DE LA UNIDAD ARITMÉTICA-LÓGICA (RALU)

El RALU contiene el Microcode Engine, la unidad aritmética-lógica de 16-bits (ALU), el contador de programa master (Master PC), Processor Status Word (PSW), y varios registros. Los registros en el RALU son: un registro de instrucciones, un registro de constantes, un registro para selección de bits, un contador de lazo, y tres registros temporales (los registros upper-word, lower-word, y second-operand).

El PSW contiene un bit (PSW.1) que activa o desactiva globalmente el servicio de todas las Maskable Interrupts, un bit (PSW.2) que activa o desactiva el Peripheral

Transaction Server (PTS), utilizado para establecer comunicación con el medio exterior , y seis banderas que reflejan el estado del programa.

Todos los registros, exceptuando el registro para selección de bits (3-bit) y el contador de lazo (6-bits), están formados por 16 o 17 bits (16 bits más un bit para el signo). Algunos de estos registros pueden reducir el trabajo del ALU realizando un funcionamiento más simple.

El RALU usa el upper-word junto con el lower-word para las instrucciones de 32-bits y como registros temporales para varias instrucciones. Estos registros tienen su propia lógica de cambio y se usan para funcionamientos que requieren cambios lógicos, incluyendo normalización, multiplicación, y división. El contador de lazo de seis-bits cuenta los cambios repetitivos. El registro second-operand guarda el segundo operando en instrucciones de dos operandos, como el multiplicador durante la multiplicación y el divisor durante la división. Durante los funcionamientos de la substracción, el rendimiento de este registro se complementa antes de que pase al ALU.

El RALU acelera los cálculos guardando las constantes (por ejemplo, 0, 1, y 2) en el registro de las constantes para que ellos estén prontamente disponibles al complementar, incrementar, o decrementar bytes o words. Además, el registro de las constantes genera las máscaras de un solo bit, basado en el registro para selección de bits, para las instrucciones de bit test.

1.3.3.1 Ejecución del Código

El RALU realiza la mayoría de los cálculos para el microcontrolador, pero no usa un acumulador. En cambio opera directamente en el archivo de registros más bajo que proporciona 256 acumuladores. Los datos al no fluir a través de un solo acumulador el código del microcontrolador se ejecuta más rápida y eficazmente.

1.3.3.2 Formato de la instrucción

Los microcontroladores MCS 96 combinan un grupo grande de registros de uso general con un formato de instrucción de tres operandos. Este formato le permite

a una sola instrucción especificar dos registros fuente y un registro separado de destino. Por ejemplo, la instrucción siguiente multiplica dos variables de 16-bits y guarda el resultado de 32-bits en una tercera variable.

```
MUL RESULT,FACTOR_1,FACTOR_2      ;multiplica FACTOR_1 y FACTOR_2
                                   ;y coloca la respuesta en RESULT
                                   ; (RESULT)←(FACTOR_1 × FACTOR_2)
```

1.3.4 UNIDAD DE INTERFAZ DE MEMORIA

El RALU se comunica con toda la memoria, excepto con el archivo de registros y SFR's periféricos, a través del controlador de memoria (se comunica con el archivo de registros superior a través del controlador de memoria excepto cuando se usa el Windowing). El controlador de memoria contiene los Prefetch Queue, el contador de programa Slave (Slave PC), registros de direcciones y datos, y el controlador del bus.

El controlador del bus maneja el bus de memoria que consiste en un bus de memoria interno y un bus externo de direcciones/datos. El controlador del bus recibe los requerimientos de acceso a la memoria desde el RALU o del Prefetch Queue; los requerimientos del Queue (cola) siempre tienen la prioridad. Esta cola es transparente al RALU y al software del programador.

NOTA

Al usar un analizador lógico para poner a punto el código, las instrucciones son precargadas en el Prefetch Queue y no son necesariamente ejecutadas inmediatamente después de que ellos se traen.

Cuando el controlador del bus recibe un pedido del Queue, saca el código desde la dirección contenida en el Slave PC. El Slave PC aumenta la velocidad de ejecución porque el próximo byte de instrucción está inmediatamente disponible y el procesador no necesita esperar por el Master PC para enviar la dirección al controlador de memoria. Si un salto, interrupción, llamada a subrutina, o el retorno de ella cambia la secuencia de direccionamiento, el Master PC carga la nueva

dirección en el Slave PC, entonces el CPU vacía el Queue (cola) y continúa procesando.

1.3.5 SERVICIO DE INTERRUPCIÓN

El sistema de manejo flexible de interrupciones del microcontrolador tiene dos componentes principales: el controlador de interrupción programable y el Peripheral Transaction Server (PTS). El controlador de interrupción programable tiene un diseño de prioridad por hardware que puede modificarse mediante software. Las interrupciones que pasan por el controlador de interrupciones son atendidas por subrutinas de atención a la interrupción que son proporcionadas por el programador.

El Peripheral Transaction Server (PTS), se puede configurar la mayoría de las interrupciones (excepto NMI, Trap, y Unimplemented Opcode) para ser atendidas por el PTS en lugar del controlador de interrupciones.

El PTS puede transferir bytes o words, individualmente o en bloques, entre localidades de memoria, maneja las múltiples conversiones analógico-digitales (A/D), y puede generar señales con modulación de ancho de pulso (PWM). El 8XC196MC tiene modos adicionales que permiten la comunicación serial sincrónica o asincrónica. Las interrupciones del PTS tienen una prioridad más alta que las interrupciones normales y puede suspender las rutinas de atención a interrupción temporalmente.

1.3.6 TEMPORIZACIÓN INTERNA

La frecuencia de entrada (proporcionada por un oscilador o un cristal) es dividida para dos mediante un circuito divisor de frecuencia. Así se generan dos señales internas no traslapadas (PH1 y PH2) cuyos flancos ascendentes son usados para generar dos señales de reloj (Figura 1.22), una de ellas para el CPU y otra para los periféricos, esto con el objeto de reducir el consumo de energía.

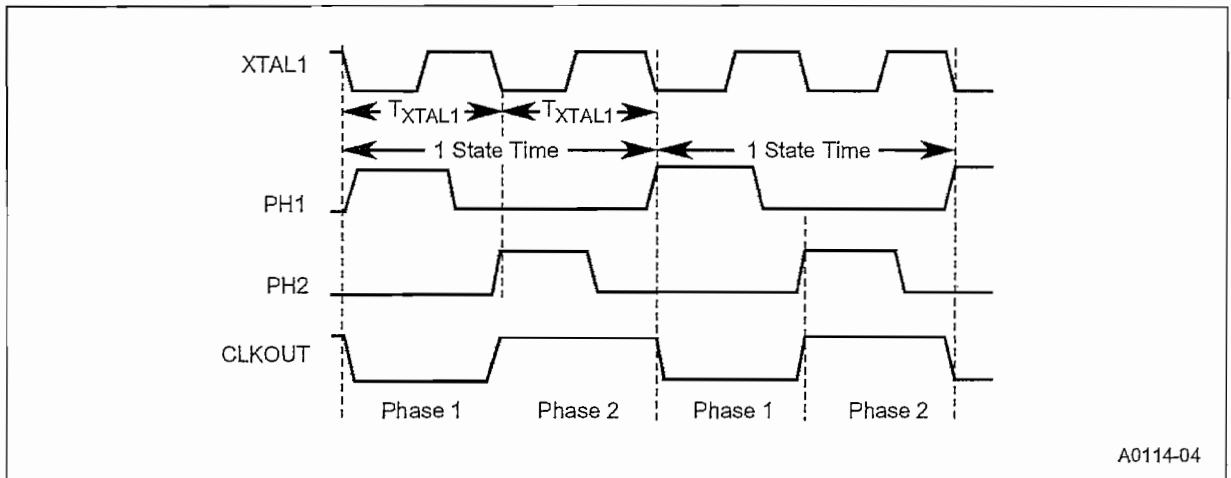


Figura 1.22 Fases del reloj interno

La combinación de los periodos de la fase 1 y la fase 2 forman la unidad básica de tiempo conocida como State Time o State. Las siguientes formulas permiten obtener el periodo de PH1 y PH2, la duración de un State Time, y la duración del periodo de reloj (T_{XTAL1}).

$$PH1 [MHz] = \frac{F_{XTAL}}{2} = PH2 \quad State\ Time [\mu s] = \frac{2}{F_{XTAL}} \quad T_{XTAL1} = \frac{1}{F_{XTAL}} \quad (1.19)$$

1.3.7 PUERTOS I/O

El microcontrolador 80C196MC tiene siete puertos I/O, puertos 0–6. Posee entradas analógicas en los puertos 0 y 1 para los conversores Analógico-Digital (A/D). El puerto normalizado 2 es bidireccional que posee los pines del EPA y los timers. Los puertos 3, 4, y 5 son puertos de I/O bidireccionales, que pueden ser usados como buses de datos y direcciones para memorias externas. Los puertos 3 y 4 actúan como bus externo de direcciones y datos, mientras el puerto 5 proporciona las señales de control del bus. El puerto normalizado 6 es solo de salida, proporcionando pines para las señales con modulación de ancho de pulso (PWM) y las señales del Waveform Generator.

1.3.8 WAVEFORM GENERATOR

El Waveform Generator simplifica la tarea de generación de ondas con modulación de ancho de pulso (PWM) sincronizadas. El Waveform Generator es ideal para aplicaciones de control de movimiento ya sea para el motor trifásico de inducción, motores DC trifásicos sin escobillas, o motores de pasos de 4 fases. El Waveform Generator puede generar tres pares de salidas independientes complementadas, que comparten un mismo período de portadora, tiempo muerto y el modo en el que operan. Una vez se inicializa, el Waveform Generator opera sin la intervención de CPU, a menos que sea necesario cambiar la relación de trabajo.

1.3.9 CONVERTOR ANALÓGICO A DIGITAL

El conversor analógico-digital (A/D) convierte un voltaje de la entrada analógico a un equivalente digital. La resolución puede ser de 8 ó 10 bits; los tiempos de captura y conversión son programables. La conversión puede realizarse con respecto a una tierra analógica y un voltaje de referencia, y los resultados pueden usarse para calcular la ganancia y los errores de zero-offset. El circuito de compensación interno de zero-offset habilita el ajuste automático del error. El conversor A/D tiene el modo de threshold-detection que puede usarse para generar una interrupción cuando el voltaje de entrada alcanza un valor programado sin importar la dirección de cruce. El modo A/D scan del PTS facilita la conversión automática y el almacenamiento de resultados.

1.3.10 WATCHDOG TIMER

El Watchdog Timer es un temporizador interno de 16-bits que inicializa el microcontrolador si existen fallas del software que no permiten una operación apropiada.

1.3.11 MODOS ESPECIALES DE OPERACIÓN

El microcontrolador adicionalmente a su modo de operación normal posee los modos especiales de operación, dos de estos son el modo Idle y el modo

Powerdown, los mismos que reducen el consumo de energía del microcontrolador.

En el modo Idle, el CPU deja de ejecutar las instrucciones, pero los relojes periféricos permanecen activos. El consumo de energía se reduce aproximadamente un 40% del consumo normal. Un reset por hardware o alguna fuente de interrupción sacarán el microcontrolador de este modo.

En el modo Powerdown, todos los relojes internos están forzados al nivel lógico cero y el oscilador interno es detenido. El archivo de registro y algunos periféricos retienen su información si V_{cc} es mantenido. El consumo de energía esta alrededor de los μW .

1.3.12 CONSIDERACIONES PARA LA PROGRAMACIÓN

El set de instrucción admite una variedad de tipos de operandos que probablemente serán útiles en aplicaciones de control (Figura 1.23).

Operand Type	No. of Bits	Signed	Possible Values	Addressing Restrictions
BIT	1	No	True (1) or False (0)	As components of bytes
BYTE	8	No	0 through 2^8-1 (0 through 255)	None
SHORT-INTEGER	8	Yes	-2^7 through $+2^7-1$ (-128 through +127)	None
WORD	16	No	0 through $2^{16}-1$ (0 through 65,535)	Even byte address
INTEGER	16	Yes	-2^{15} through $+2^{15}-1$ (-32,768 through +32,767)	Even byte address
DOUBLE-WORD (Note 1)	32	No	0 through $2^{32}-1$ (0 through 4,294,967,295)	An address in the lower register file that is evenly divisible by four (Note 2)
LONG-INTEGER (Note 1)	32	Yes	-2^{31} through $+2^{31}-1$ (-2,147,483,648 through +2,147,483,647)	An address in the lower register file that is evenly divisible by four (Note 2)

Figura 1.23 Definición del tipo de operando

En la Figura 1.24 se muestra la tabla que lista los nombres de los tipo de operando equivalentes tanto para el Lenguaje C como para Lenguaje Assembler.

1.3.12.1.3 Direccionamiento Indirecto

El Direccionamiento Indirecto accede a un operando obteniendo su dirección desde un WORD register en el archivo de registros más bajos. Se especifica el registro que contiene la dirección encerrándolo en corchetes ([]). La dirección indirecta puede referir alguna localidad en el espacio de dirección, incluyendo el archivo de registros. El registro que contiene la dirección indirecta debe seguir los lineamientos de un Word y la dirección indirecta debe ajustarse a las reglas del tipo de operando. Una instrucción puede contener solo una referencia indirecta; el resto de parámetros deben ser una referencia directa. Las siguientes instrucciones usan direccionamiento indirecto:

```
LD    AX, [BX]           ; AX ← MEM_WORD(BX)
ADDB  AL, BL, [CX]      ; AL ← BL + MEM_BYTE(CX)
POP   [AX]              ; MEM_WORD(AX) ← MEM_WORD(SP)
; SP ← SP + 2
```

1.3.12.1.4 Direccionamiento Indirecto con Autoincremento

Se puede elegir el incremento automático de la dirección indirecta después de un acceso común. Para especificar el auto incremento se debe adicionar el signo de suma (+) al final de la referencia indirecta. En este caso, la instrucción automáticamente incrementa la dirección indirecta (por uno si el destino es un registro de 8 bits o por dos si este es de 16 bits). Cuando el programa es compilado, el compilador automáticamente coloca el bit menos significativo del registro de la dirección indirecta. Las siguientes instrucciones usan direccionamiento indirecto con auto incremento:

```
LD    AX, [BX]+         ; AX ← MEM_WORD(BX)
; BX ← BX + 2
ADDB  AL, BL, [CX]+     ; AL ← BL + MEM_BYTE(CX)
; CX ← CX + 1
PUSH  [AX]+             ; SP ← SP - 2
; MEM_WORD(SP) ← MEM_WORD(AX)
; AX ← AX + 2
```

1.3.12.1.5 Direccionamiento Indirecto con el Stack Pointer

Se puede usar el Direccionamiento Indirecto para que acceda a la parte superior del stack usando el stack pointer como un WORD register en una referencia indirecta. Las siguientes instrucciones usan direccionamiento indirecto con el stack pointer:

```
PUSH [SP]           ; duplicate top of stack
; SP ← SP + 2
```

1.3.12.1.6 Direccionamiento Indexado

El Direccionamiento Indexado calcula una dirección por la adición de un número de localidades (offset) a una dirección base. Existen tres variaciones de Direccionamiento Indexado: short-indexed, long-indexed y zero-indexed.

El modo de direccionamiento short- y long-indexed son usados para acceder a un elemento específico dentro de una estructura. El modo short-indexed puede acceder hasta 255 localidades, long-indexed puede acceder hasta 65,535 bytes y zero-indexed puede acceder una única localidad. Una instrucción puede contener una referencia indexada; el resto de parámetros deben ser una referencia directa.

1.3.12.1.7 Direccionamiento Short-indexed

En una instrucción short-indexed, se especifica el offset como una constante de 8-bits y la dirección base como un registro de dirección indirecta (WORD). Las siguientes instrucciones usan direccionamiento Short-indexed:

```
LD    AX,12H[BX]      ; AX ← MEM_WORD(BX + 12H)
MULB AX,BL,3[CX]     ; AX ← BL × MEM_BYTE(CX + 3)
```

Puede también usarse el stack pointer en una instrucción short-indexed para que acceda a una localidad particular dentro del stack, como se muestra en la siguiente instrucción.

```
LD AX,2[SP]
```

1.3.12.1.8 Direccionamiento Long-indexed

En una instrucción long-indexed, se especifica la dirección base como una variable de 16-bits y el offset como un registro de dirección indirecta (WORD). Las siguientes instrucciones usan direccionamiento Long-indexed:

```
LD    AX, TABLE[BX]           ; AX ← MEM_WORD(TABLE + BX)
AND   AX, BX, TABLE[CX]      ; AX ← BX AND MEM_WORD(TABLE + CX)
ST    AX, TABLE[BX]         ; MEM_WORD(TABLE + BX) ← AX
ADDB  AL, BL, LOOKUP[CX]      ; AL ← BL + MEM_BYTE(LOOKUP + CX)
```

1.3.12.1.9 Direccionamiento Zero-indexed

En una instrucción zero-indexed, se especifica la dirección base como una variable de 16-bits; el offset es cero, y puede ser especificado de tres formas: [0], [ZERO_REG] o ninguno. Cada una de las siguientes instrucciones carga AX con el contenido de la variable THISVAR.

```
LD AX, THISVAR[0]
LD AX, THISVAR[ZERO_REG]
LD AX, THISVAR
```

Las siguientes instrucciones también usan el direccionamiento Zero-indexed:

```
ADD AX, 1234H[ZERO_REG]      ; AX ← AX + MEM_WORD(1234H)
POP 5678H[ZERO_REG]         ; MEM_WORD(5678H) ← MEM_WORD(SP)
; SP ← SP + 2
```

1.3.13 PARTICIONES DE MEMORIA

La Figura 1.26 muestra el cuadro general del mapa de memoria del microcontrolador 80C196MC:

Device and Hex Address Range		Description	Addressing Modes
MC, MD	MH		
FFFF 6000	FFFF A000	External device (memory or I/O) connected to the address/data bus	Indirect or indexed
5FFF 2080	9FFF 2080	Program memory (internal nonvolatile or external memory)	Indirect or indexed
207F 2000	207F 2000	Special-purpose memory (internal nonvolatile or external memory)	Indirect or indexed
1FFF 1FE0	1FFF 1FE0	Memory-mapped SFRs	Indirect or indexed
1FDF 1F00	1FDF 1F00	Peripheral SFRs	Indirect, indexed, or windowed direct
1EFF 0200	1EFF 0300	External device (memory or I/O) connected to the address/data bus	Indirect or indexed
01FF 0100	02FF 0100	Upper register file (general-purpose register RAM)	Indirect, indexed, or windowed direct
00FF 0000	00FF 0000	Lower register file (general-purpose register RAM, stack pointer, and CPU SFRs)	Direct, Indirect, or indexed

Figura 1.26 Mapa de memoria

NOTA

Es recomendable escribir FFH (código de la instrucción de RESET) en las localidades de memoria de programa no utilizadas. Esto inicializa el microcontrolador si el programa empieza a ejecutar parte de la memoria no usada.

1.3.14 CONDICIONES MÍNIMAS DE HARDWARE

Las condiciones mínimas de hardware requeridas para un correcto funcionamiento del microcontrolador, son: polarización, cristal u oscilador, circuito de reset, etc. La Figura 1.27 muestra estas consideraciones.

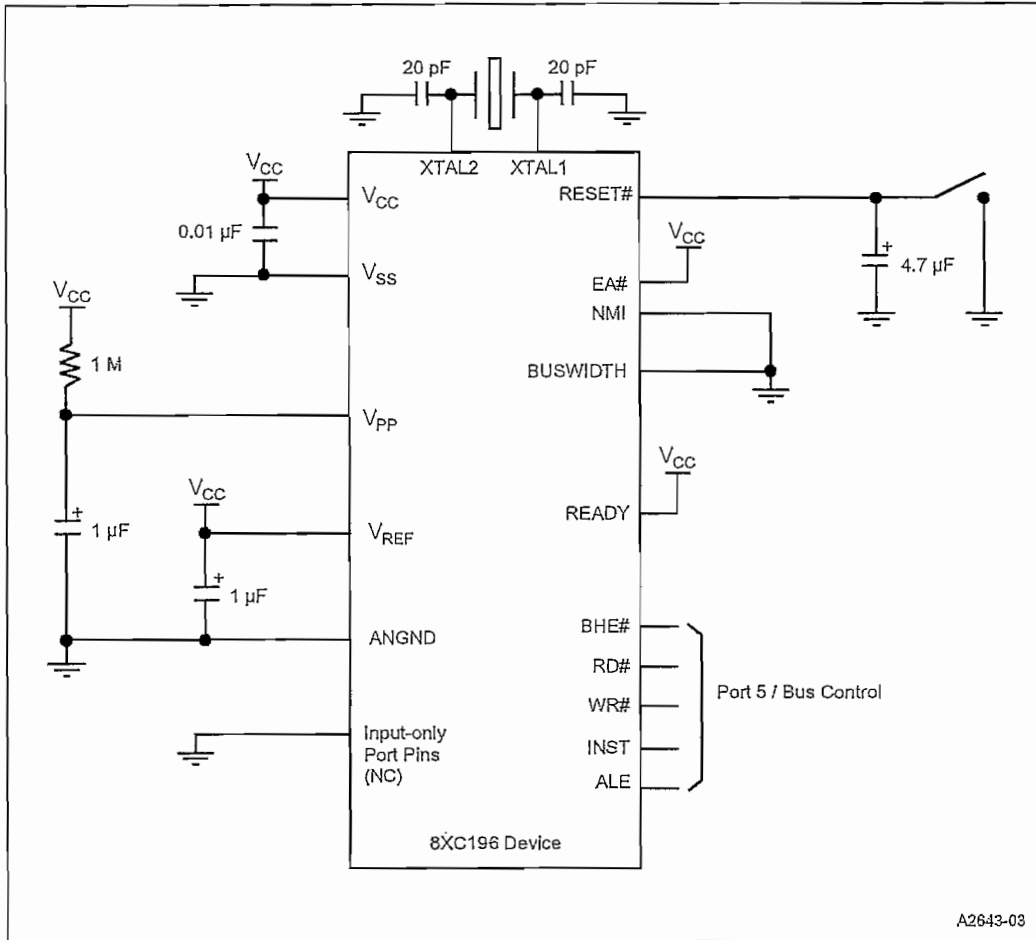


Figura 1.27 Conexiones mínimas de hardware

1.3.15 INTERFAZ CON LA MEMORIA EXTERNA

El microcontrolador puede establecer comunicación con una variedad de dispositivos de memoria externos. Este puede trabajar con buses de datos de 8-bits o 16-bits fijos o un bus dinámico de 8 /16-bits. El micro posee control interno de estados de espera para los dispositivos externos de memoria lentos; y algunos modos de control de bus. Estas características proporcionan mucha flexibilidad en el interfaz con los sistemas de memoria externos.

1.4 MICROCONTROLADOR PIC16F876

El desarrollo de un Interfaz Hombre Máquina (HMI) requiere el uso de varios elementos que deben ser manipulados sin ningún inconveniente por un modelo de microcontrolador. Entonces se tiene en cuenta cual de ellos presenta una respuesta más óptima.

Por la arquitectura Harvard del PIC que permite al CPU trabajar simultáneamente con la memoria de programa y de datos, es decir, puede estar accediendo a los datos para completar la ejecución de una instrucción y al mismo tiempo estar leyendo la próxima instrucción a ejecutar. También, al tener dos buses independientes el tamaño de las instrucciones no esta relacionado con el de los datos, y por lo tanto puede ser optimizado para que cualquier instrucción ocupe una sola posición de memoria de programa, logrando así mayor velocidad y menor longitud de programa. Además, contar con varios elementos incorporados en el microcontrolador tales como A/D, salidas PWM, disponibilidad de Memoria de Datos EEPROM de 256 x 8 bytes, Watch Dog Timer (WDT) interno con oscilador propio independiente [8]. Estas características facilitan el desarrollo de hardware reducido y software para una aplicación general como es la de un HMI.

El Microcontrolador PIC16F876 presenta las siguientes características que los vuelve de fácil aplicación. Alto rendimiento del CPU tipo RISC, manejando un reducido set de 35 instrucciones ejecutadas en un solo ciclo de máquina, excepto las que requieran saltos de programa. La frecuencia máxima de reloj permisible es de 20 [MHz], a la cual el ciclo de instrucción es de 200 [ns]. Posee una Memoria de Programa de 8K x 14 words (Flash), Memoria de Datos de 368 x 8 bytes (RAM), Memoria de Datos de 256 x 8 bytes (EEPROM). Watch Dog Timer (WDT) interno con oscilador independiente. Tecnología CMOS FLASH/EEPROM de alta velocidad y bajo consumo de potencia. Opción de trabajo en Modo SLEEP, reduciendo aún más el consumo de energía. Acceso a la Memoria de Programa tanto para lectura como para escritura. Amplio rango de voltaje de operación 2.0 [V] a 5.0 [V]. Alta capacidad de manejo de corriente: 25 [mA]. Puede trabajar en medios Comerciales, Industriales y Extendidos de temperatura. Además de otras características importantes como: manejo de hasta 14 fuentes

de interrupción, diseño completamente estático, ocho niveles de pila, protección de código programable, etc.

En la Figura 1.28 se muestra el diagrama de bloques de la arquitectura interna del PIC 16F876, en el que se puede identificar todos los elementos que lo integran, así también la forma como interactúan a través de los buses internos:

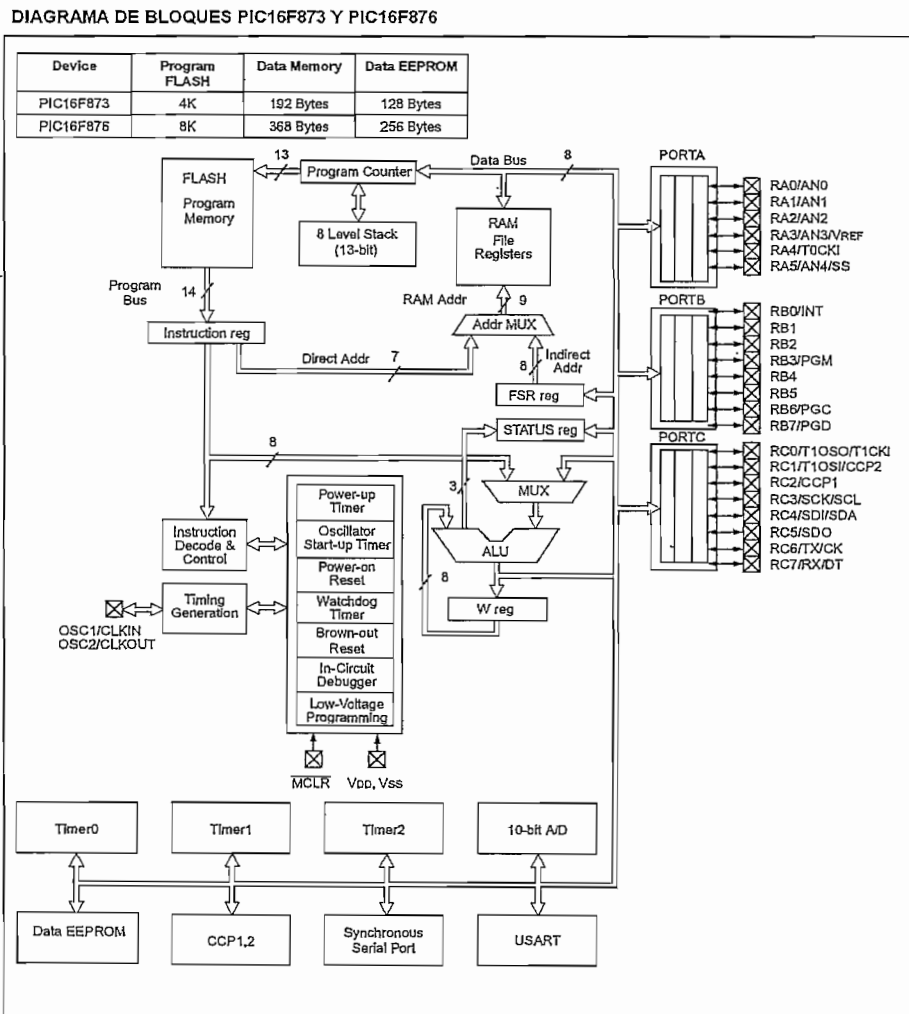


Figura 1.28 Diagrama de bloques del PIC16F873 y PIC16F876

En el PIC 16F876 se puede definir tres bloques de memoria: la Memoria de Programa, la Memoria de Datos RAM y la Memoria de Datos EEPROM. A continuación se detalla la Memoria de Programa en forma gráfica, Figura 1.29.

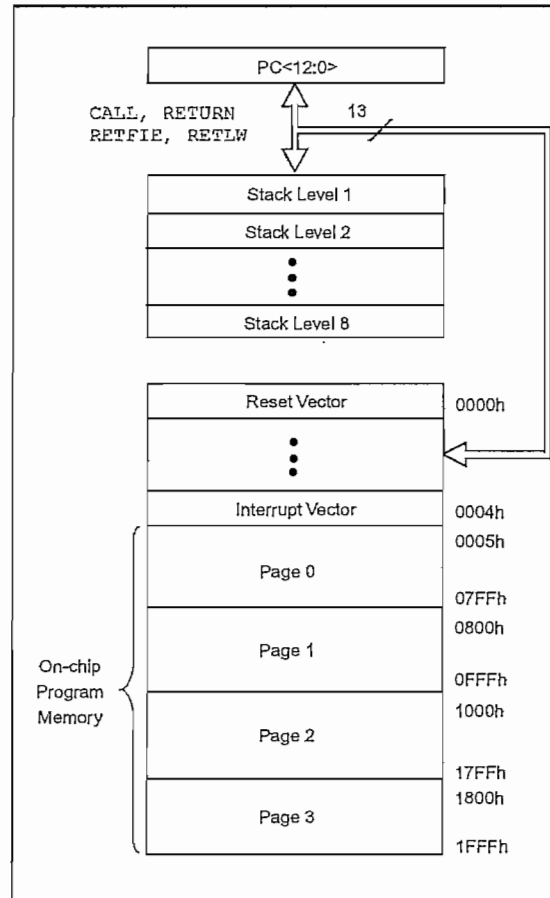


Figura 1.29 Mapa de memoria de Programa y Stack

La Memoria de Datos esta dividida en múltiples bancos, cada uno contiene los Registros de Uso General y los Registros de Funciones Especiales (FSR, por su nombre en Inglés). Cada banco tiene un tamaño de 7FH (128 bytes) y pueden seleccionarse mediante los bits RP1 (STATUS<6>) y RP2 (STATUS<5>) como lo muestra la Figura 1.30.

RP1:RP0 (STATUS<6:5>)	BANCO
00	0
01	1
10	2
11	3

Figura 1.30 División de la memoria de datos en Bancos

1.4.1 INTERRUPCIONES

Cuando cualquiera de las 14 interrupciones ocurre el procesador se dirige a un mismo vector de interrupción, si la habilitación general de las interrupciones está activada y de esta manera ejecutar la subrutina de atención a la interrupción. Del grupo de interrupciones las más usadas son expuestas a continuación.

1.4.1.1 Interrupción Externa

Producida por un cambio de estado en el pin RB0/INT, si INTEDG (OPTIN_REG<6>) está en alto se produce interrupción por flanco positivo, caso contrario se produce interrupción por flanco negativo. Cuando ocurre una transición válida en el pin RB0/INT, la bandera INTF (INTCON<1>) se activa. Esta interrupción puede ser deshabilitada al borrar el bit INTE (INTCON<4>). La bandera INTF debe ser borrada por software en la Rutina de Atención a la Interrupción antes de habilitar nuevamente la interrupción. La interrupción externa puede sacar al procesador del Modo SLEEP, si la interrupción es habilitada antes de entrar a este modo.

1.4.1.2 Timer 0

Un desborde (FFh → 00h) en el registro TMR0 colocará en alto la bandera T0IF (INTCON <2>). La interrupción puede ser habilitada si el bit T0IE (INTCON <5>) esta en alto, o deshabilitada si esta en bajo.

Timer 1. - Un desborde (FFh → 00h) en el registro TMR1 colocará en alto la bandera T1IF (PIR1 <0>). La interrupción puede ser habilitada si el bit TMR1IE (PIE1 <0>) esta en alto, o deshabilitada si esta en bajo.

1.4.1.3 Conversor Análogo – Digital

El módulo del conversor análogo – digital, de 10-bits de resolución, tiene cinco entradas multiplexadas. Cuando la conversión concluya la bandera ADIF (PIR1<6>) se activa y si el bit ADIE (PIE1<6>) se encuentra en uno lógico se genera la interrupción correspondiente.

1.4.1.4 Interrupción Serial

Para la comunicación serial del microprocesador con dispositivos externos dispone de dos módulos: Master Synchronous Serial Port (MSSP) y Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter (USART), la explicación se restringe al segundo por ser el empleado en el desarrollo de esta Tesis.

El USART puede configurarse como un sistema asíncrono de comunicación full duplex capaz de comunicarse con dispositivos periféricos como terminales CRT y computadoras personales, o puede configurarse como un sistema síncrono half duplex, ya sea como Master o Slave, que puede comunicarse con dispositivos periféricos como circuitos integrados A/D o D/A, EEPROMs seriales, etc. Para configurar los pines RC6/TX/CK y RC7/RX/DT en el modo de transmisión serial es necesario activar los bits SPEN (RCSTA<7>) y TRISC<7:6>. Cuando el USART realiza la comunicación con varios procesadores usa 9-bits para la detección de direcciones.

CAPÍTULO 2. DISEÑO DEL VARIADOR DE VELOCIDAD

2.1 CIRCUITO DE POTENCIA

El análisis del circuito de potencia requerido se realiza a lo largo de esta sección, de acuerdo a los resultados obtenidos se concluye que se puede hacer uso de un módulo de potencia ya disponible², cuyas características también serán descritas.

El circuito de potencia puede analizarse en dos partes, la primera correspondiente a la etapa AC-DC del inversor en la que se obtiene la fuente V_{dc} , a lo que llamaremos como bus de DC, y la segunda es la del puente inversor utilizando IGBT's como elementos electrónicos de conmutación.

2.1.1 GENERACION DEL BUS DE DC

Para la generación del bus de DC se usa un convertor trifásico AC/DC no controlado de seis pulsos cuya configuración es la siguiente:

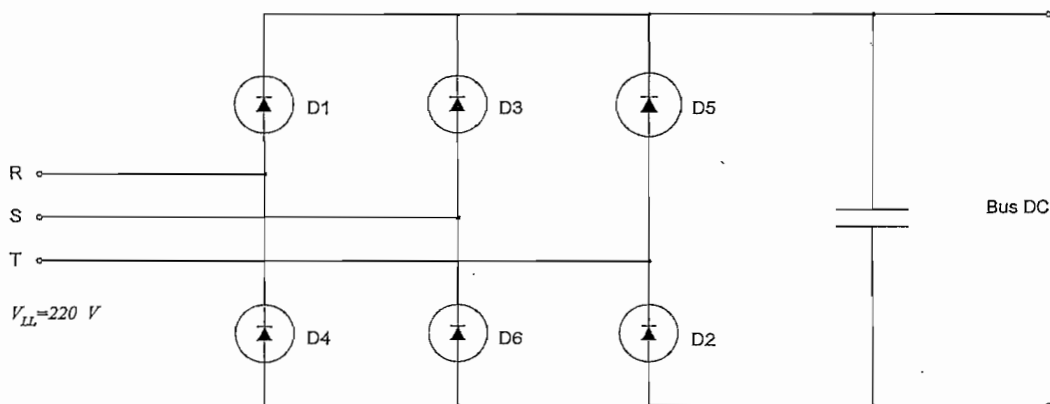


Figura 2.1 Puente Rectificador con filtro capacitivo

Configuración en la que el voltaje de DC se lo obtiene por la rectificación de un voltaje trifásico a través de seis diodos (Figura 2.2). Este voltaje es luego filtrado

² Módulo de potencia desarrollado en el Proyecto PBID-085

por un capacitor (Figura 2.3), como consecuencia el voltaje pico de la onda de DC generada se obtiene de la Ecuación 1.8:

$$\begin{aligned} V_{dc} &= \sqrt{2} \cdot 220 [V] \\ &= 311.13 [V] \end{aligned} \quad (2.1)$$

El rizado del voltaje generado depende del capacitor del filtro, cuyo correspondiente análisis y dimensionamiento es realizado más adelante.

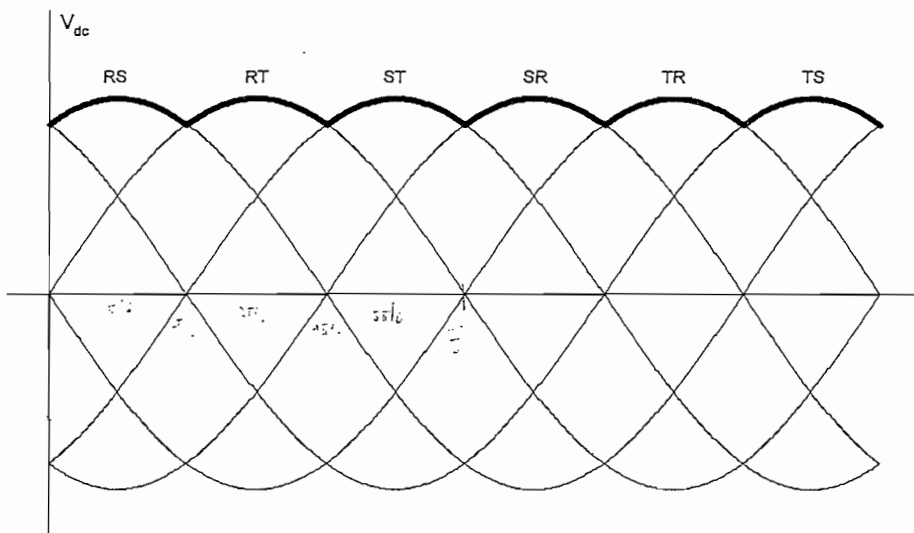


Figura 2.2 Rizado de Voltaje para un rectificador de seis pulsos

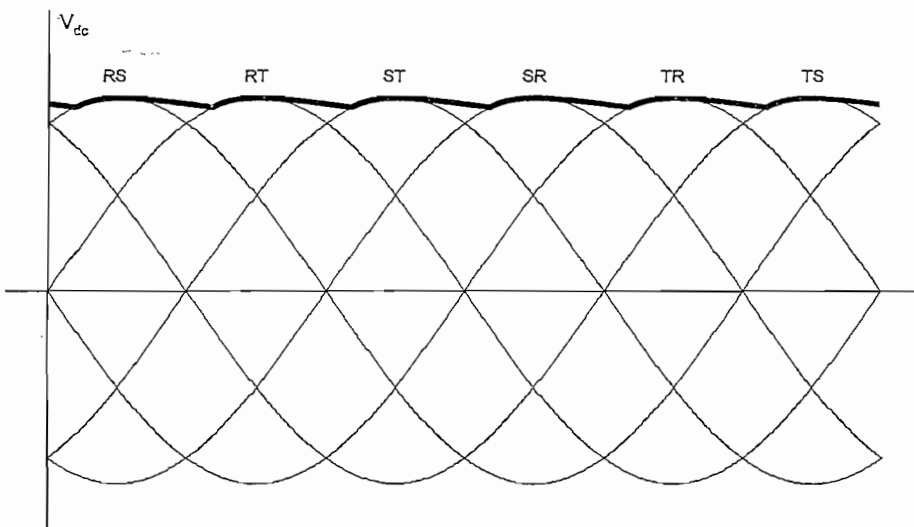


Figura 2.3 Rizado e voltaje para un rectificador de seis pulsos con filtro

2.1.1.1 Dimensionamiento de los Diodos

Para el dimensionamiento de los mismos se toma en cuenta las características de la configuración dada en la Figura 2.1 así como la potencia máxima que deberá entregar el conversor. Los diodos quedarán completamente dimensionados conociendo los siguientes valores:

- Corriente DC.
- Corriente nominal RMS.
- Corriente pico.
- Voltaje Pico inverso.

La potencia máxima en la salida será de 2 [HP] (1.49 [KW]), considerando el rendimiento del conversor 80%, resultado de la configuración del conversor (Ecuación 1.17) más un 6% por las pérdidas en los elementos, se producirá un consumo de corriente DC dado en la Ecuación 2.2.

$$I_{dc} = \frac{P}{V_{dc} \cdot \text{Rendimiento}} \quad (2.2)$$

$$\begin{aligned} I_{dc} &= \frac{1.49 \times 10^3 [W]}{311 [V] \cdot 0.80} \\ &= 5.99 [A] \end{aligned}$$

Puesto que cada uno de los diodos conducen 120° (sin filtro capacitivo), se calcula la corriente RMS en la Ecuación 2.3.

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\frac{2\pi}{3}} I_{dc} dt} \quad (2.3)$$

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{3}} \cdot I_{dc}$$

$$= 3.46 [A]$$

Al utilizar un filtro capacitivo la corriente que circula por los diodos es pulsatoria Figura 2.4. El pico máximo de la corriente se producirá cuando el convertidor trabaje a plena carga; bajo esta condición, el valor del capacitor que se calculará para un cierto rizado determinará el valor de dicho pico de corriente.

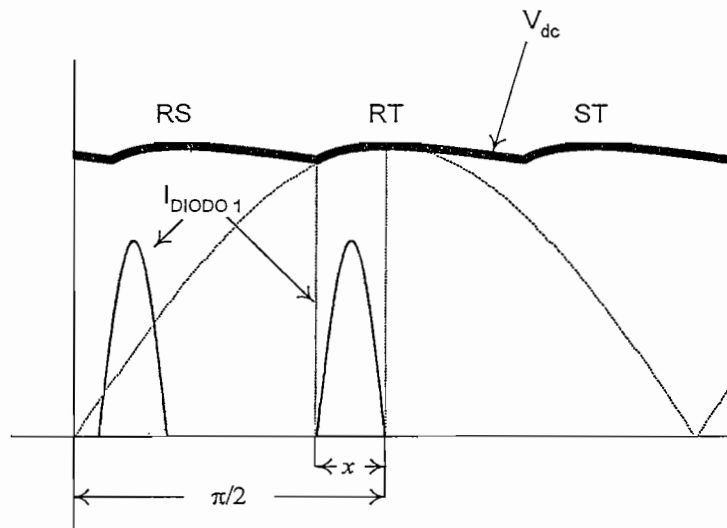


Figura 2.4 Corriente pulsatoria en el puente de diodos

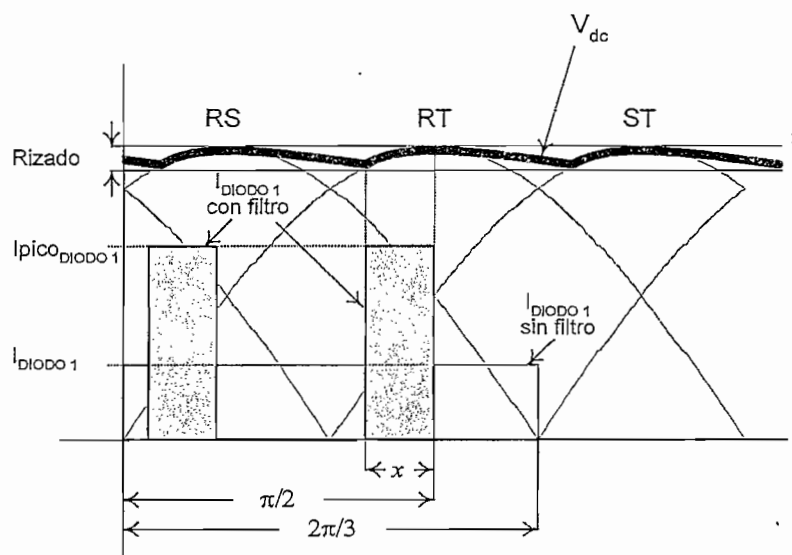


Figura 2.5 Aproximación de la corriente pulsatoria en el puente de diodos

El requerimiento de la fuente es que permanezca en conducción continua y corriente constante, para ello el dimensionamiento debe considerar que la cantidad de energía que debe entregar el diodo al capacitor sea la misma que la que entregaría sin filtro. La forma de onda de la corriente se aproximará a un par de rectángulos cuya área deberá ser igual a la corriente que circularía por los diodos sin el filtro (Figura 2.5). De acuerdo a los parámetros de esta figura y siguiendo el procedimiento que a continuación se detalla se llega a la Ecuación 2.4, en la que se calcula la corriente pico que soporta los diodos [9].

$$x = \frac{\pi}{2} - \arcsin(V_{pico} - Rizado \cdot V_{pico}) \quad (0 \leq Rizado \leq 1)$$

$$x = \frac{\pi}{2} - \arcsin(1 - Rizado)$$

$$I_{Diodo\ 1} \cdot \frac{2\pi}{3} = 2 \cdot I_{pico\ Diodo1} \cdot x$$

$$I_{Diodo\ 1} \cdot \frac{2\pi}{3} = 2 \cdot I_{pico\ Diodo1} \cdot \left(\frac{\pi}{2} - \arcsin(1 - Rizado) \right)$$

$$I_{pico\ Diodo\ 1} = \frac{I_{Diodo1} \cdot \frac{2\pi}{3}}{\pi - 2 \cdot \arcsin(1 - Rizado)} \quad (2.4)$$

$$\begin{aligned} I_{pico\ Diodo\ 1} &= \frac{5.99 \cdot \frac{2\pi}{3}}{\pi - 2 \cdot \arcsin(1 - 0.02)} \\ &= 31.31 [A] \end{aligned}$$

Finamente, el voltaje pico inverso aplicado a cada diodo es igual al voltaje de salida de la fuente de DC:

$$V_{pico\ inverso} = 311 [V]$$

De acuerdo a los valores calculados, los diodos del rectificador no controlado deberán cumplir las siguientes especificaciones:

$$\begin{aligned}
 I_{DC} &> 3.46 \text{ [A]} \\
 I_{RMS} &> 3.46 \text{ [A]} \\
 I_{pulsante} &> 31.31 \text{ [A]} \\
 V_{pico\ inverso} &> 311 \text{ [V]}
 \end{aligned}$$

El puente rectificador trifásico utilizado está construido en base a tres puentes monofásicos MB354G cuyas características se detallan más adelante, los diodos se colocan en paralelo (Figura 2.6), duplicando su capacidad por cada ramal.

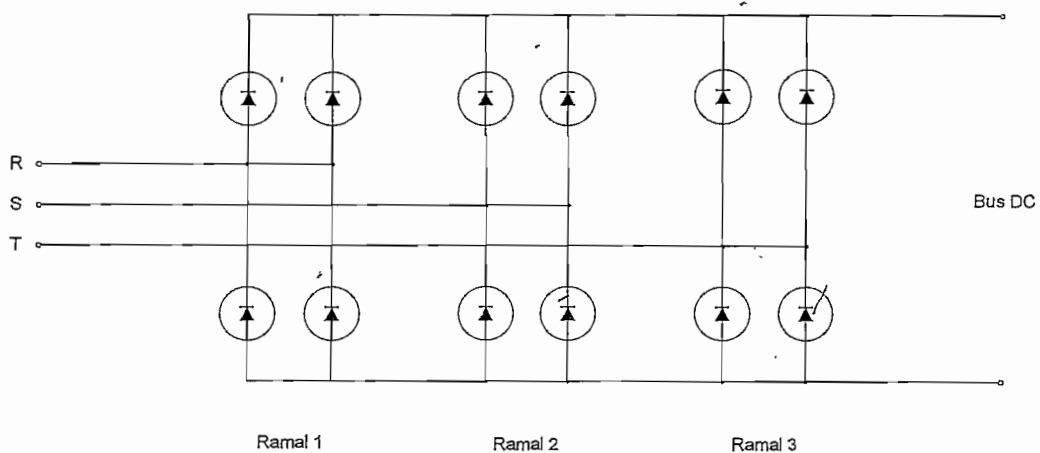


Figura 2.6 Puente rectificador implementado

MB354G:

$$\begin{aligned}
 I_{dc\ máx} &= 35 \text{ [A]} \\
 I_{máx} &= 400 \text{ [A]} \quad , \text{ por un tiempo de } 8.33 \text{ [ms]} \\
 I_{inversa\ máx} &= 10 \text{ [A]} \\
 V_{pico\ inverso} &= 400 \text{ [V]} \\
 V_{directo} &= 1.1 \text{ [V]}
 \end{aligned}$$

2.1.1.2 Dimensionamiento del filtro capacitivo

El rizado deseado y la corriente nominal que se debe entregar a la carga determinan el valor del capacitor. La expresión para determinar el filtro capacitivo requerido se da en la Ecuación 2.5 [9]. Reemplazando los valores de I_{dc} y V_{dc} calculados en la sección 2.111, para un rizado del 2% encontramos el valor del capacitor a utilizarse.

$$C = \frac{I_{dc} \cdot [\text{sen}^{-1}(1 - \text{Rizado}) - \pi/6]}{V_{dc} \cdot \text{rizado} \cdot 2\pi f} \quad (2.5)$$

$$\begin{aligned} C &= \frac{4.99 [A] \cdot [\text{sen}^{-1}(1 - 0.02) - \pi/6]}{311 [V] \cdot 0.02 \cdot 2\pi \cdot 60 [Hz]} \\ &= 1802 [\mu F] \end{aligned}$$

Para el presente caso se usan 4 capacitores de $2200 [\mu F]$ a $200 [V]$, los mismos que son conectados como muestra la Figura 2.7. Esta conexión da como resultado una capacitancia equivalente de $2200 [\mu F]$, superior a los $1802 [\mu F]$ calculados. Al colocar dos capacitores en serie, es necesario conectar resistencias en paralelo, con el propósito de distribuir correctamente el voltaje; estas resistencias actúan como divisor de voltaje, de esta forma los capacitores estarán soportando un voltaje igual a la mitad del Bus DC, es decir $115 [V]$, para lo cual están correctamente dimensionados.

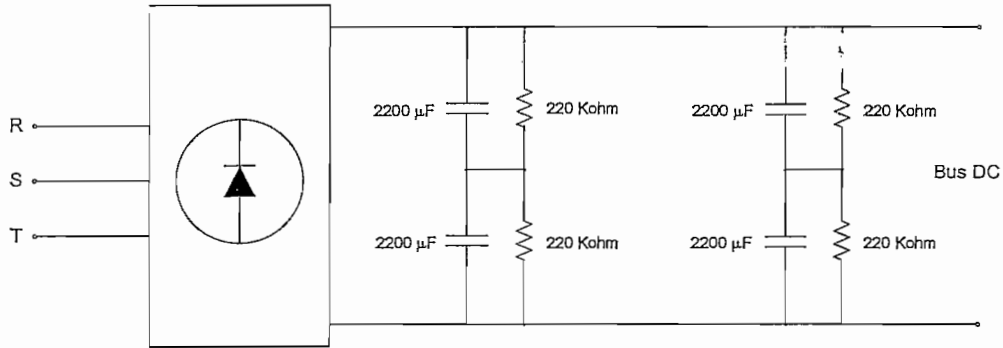


Figura 2.7 Filtro capacitivo implementado

La presencia de las resistencias no deberá influir en el comportamiento del filtro, es por esto que la disipación de potencia en estos elementos deberá ser mínima. Si se desea que la potencia disipada sea menor que medio Vatio, se deberá escoger resistencias mayores que $48.36 [K\Omega]$ (Ecuación 2.6).

$$R = \frac{V^2}{P} \quad (2.6)$$

$$\begin{aligned} R &= \frac{\left(\frac{311 [V]}{2}\right)^2}{0.5 [W]} \\ &= 48.36 [K\Omega] \end{aligned}$$

Para una resistencia de $220 [K\Omega]$ se calcula una disipación de potencia menor que medio Vatio, por lo tanto las resistencias utilizadas son de $220 K\Omega \quad 1/2 [W]$.

$$\begin{aligned} P &= \frac{V^2}{R} \\ &= \frac{(311 [V]/2)^2}{220 \times 10^3 [\Omega]} = 60.64 [mW] \end{aligned}$$

2.1.1.3 Circuito de Carga y Descarga del Capacitor

En el instante de encendido del módulo, el capacitor se encuentra descargado, esto provocará un crecimiento enorme de la corriente, lo que puede causar daños a los componentes del puente rectificador e incluso al filtro. Con el fin de evitar este inconveniente se utiliza un circuito de carga del capacitor, el mismo que funcionará hasta que el voltaje en el Bus de DC haya llegado a un nivel de voltaje aceptable.

De igual manera, se debe considerar el momento de la desenergización del módulo, pues el capacitor no debe conservar su carga aún fuera de funcionamiento, por lo que se utiliza un circuito de descarga para este propósito.

La Figura 2.8 muestra el esquema de precarga y descarga del capacitor. El circuito de carga está formado por el capacitor del filtro ($2200\mu F$), una resistencia adicional que limita la corriente en carga (R_{carga}), y un relé que cortocircuitará la resistencia cuando la carga se haya completado. Cuando se apague el módulo el relé volverá a su posición inicial, y comenzará la descarga a través de la resistencia de descarga (R_{descarga}) que está conectada a un LED para visualizar este periodo. Las resistencias R_1 y R_{sensor} actúan como divisor de voltaje (Ecuación 2.7), el voltaje sobre R_{sensor} será utilizado por el control para determinar el momento que debe conmutar el relé en la precarga, así como el constante monitoreo de que el bus se mantenga en un voltaje adecuado.

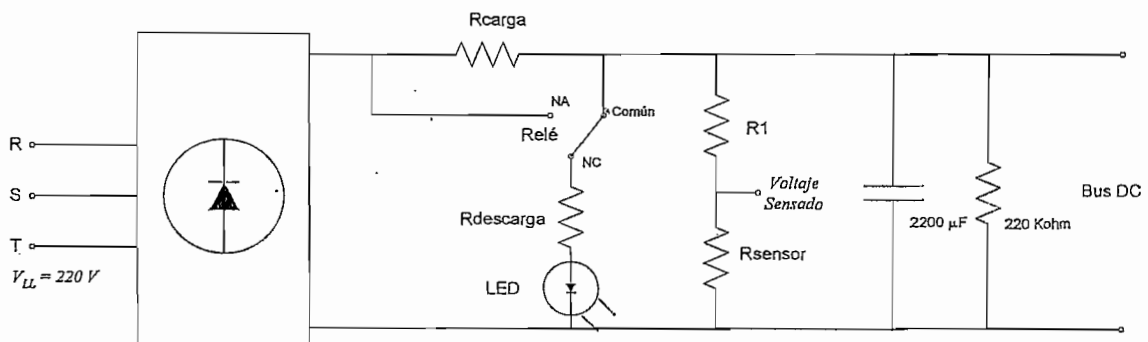


Figura 2.8 Circuito de precarga y descarga el capacitor

El capacitor se descarga a través de las resistencias mostradas en la Figura 2.9, es por esto que en primera instancia se determinará el valor de R_1 y R_{sensor} , para luego dimensionar la resistencia R_{descarga} considerando que a los dos minutos el capacitor se haya descargado a un voltaje aceptable.

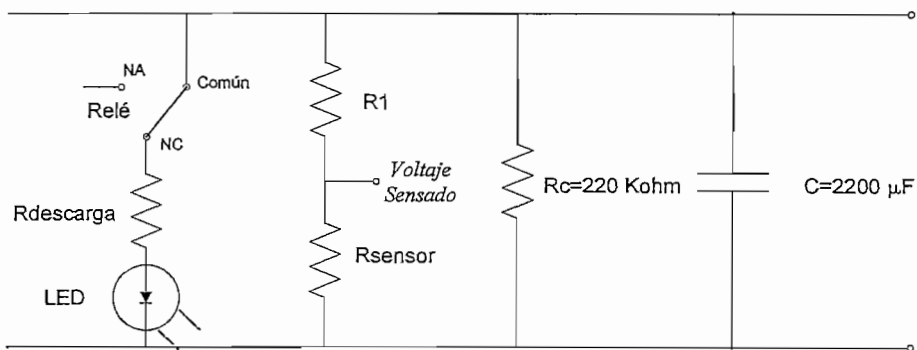


Figura 2.9 Circuito de descarga del capacitor

El circuito de control, que más adelante será detallado, utiliza un amplificador aislado como protección, de esta manera independiza sus elementos del circuito de potencia. Este amplificador requiere un voltaje de entrada recomendado³ entre $-200 [mV]$ y $200 [mV]$, por lo tanto el voltaje sentido deberá estar entre este rango. Como protección se considera que para $V_{dc} = 311 [V]$ se tenga un 60% de los $200 [mV]$ recomendados, es decir $120 [mV]$, de esta manera se encuentra una relación para R_1 y R_{sensor} (Ecuación 2.8). Asumiendo una resistencia $R_1 = 1 [M\Omega]$, obtenemos una resistencia $R_{\text{sensor}} = 386 [\Omega]$, que normalizando queda $R_{\text{sensor}} = 390 [\Omega]$.

³ Referirse a las hojas técnicas del HCPL-7800, ANEXOS

$$V_{\text{sensado}} = \frac{R_{\text{sensor}}}{R_1 + R_{\text{sensor}}} \cdot V_{dc} \quad (2.7)$$

$$\frac{R_{\text{sensor}}}{R_1 + R_{\text{sensor}}} = \frac{120 \times 10^{-3} [\text{V}]}{311 [\text{V}]} = 385.9 \times 10^{-6}$$

$$R_{\text{sensor}} = 386 \times 10^{-6} R_1 \quad (2.8)$$

La potencia de disipación de R_1 y R_{sensor} se calcula a partir de la Ecuación 2.9, de los resultados obtenidos se utiliza resistencias de un cuarto de Vatio.

$$P = I^2 \cdot R \quad (2.9)$$

$$\begin{aligned} P_{R_1} &= \left(\frac{311 [\text{V}]}{1 \times 10^6 [\Omega] + 390 [\Omega]} \right)^2 \cdot 1 \times 10^6 [\Omega] \\ &= 96.65 \times 10^{-3} [\text{W}] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_{R_{\text{sensor}}} &= \left(\frac{311 [\text{V}]}{1 \times 10^6 [\Omega] + 390 [\Omega]} \right)^2 \cdot 390 [\Omega] \\ &= 37.69 \times 10^{-6} [\text{W}] \end{aligned}$$

Del circuito mostrado en la Figura 2.9 se determina una resistencia equivalente R_d' (Ecuación 2.10), la misma que descarga el voltaje presente en el capacitor. Desarrollando matemáticamente el circuito formado por el capacitor de filtro C y la resistencia R_d' se llega a la Ecuación 2.11 que para los valores de $V_C = V_{dc}$ a $t = 0 [s]$ y $V_C = 0.1 \cdot V_{dc}$ a $t = 120 [s]$ se obtiene el valor de R_d' y de la Ecuación 2.10 se calcula R_{descarga} .

$$Rd' = \frac{R_{descarga} \cdot (R_1 + R_{sensor}) \cdot R_c}{(R_1 + R_{sensor}) \cdot R_c + R_{descarga} \cdot R_c + R_{descarga} \cdot (R_1 + R_{sensor})} \quad (2.10)$$

$$V_C = V_0 \cdot e^{-\frac{t}{R_d' \cdot C}} \quad (2.11)$$

$$V_C = V_0 \cdot e^{-\frac{t}{R_d' \cdot C}} \Big|_{t=0}$$

$$V_0 = 311 [V]$$

$$Rd' = \frac{t}{C \cdot \ln\left(\frac{V_0}{V_C}\right)} \Big|_{t=120 [s]}$$

$$Rd' = \frac{120 [s]}{2200 [\mu F] \cdot \ln\left(\frac{311 [V]}{0.10 \cdot 311 [V]}\right)}$$

$$Rd' = 23.69 [K\Omega]$$

$$23.69 \times 10^3 [\Omega] = \frac{R_{descarga} \cdot (1 \times 10^6 + 390) \cdot 220 \times 10^3}{(1 \times 10^6 + 390) \cdot 220 \times 10^3 + R_{descarga} \cdot 220 \times 10^3 + R_{descarga} \cdot (1 \times 10^6 + 390)}$$

$$23.69 \times 10^3 [\Omega] = \frac{R_{descarga} \cdot 220.1 \times 10^9}{220.1 \times 10^9 + 1220 \times 10^6 \cdot R_{descarga}}$$

$$R_{descarga} = 27.27 [K\Omega]$$

Se escoge un valor normalizado de 22 [KΩ] para $R_{descarga}$, cumpliendo así los requerimientos impuestos. Esta resistencia está en serie con un LED, dando una corriente máxima de 14.14 [mA] a través de este elemento, la misma que es menor a la corriente nominal del LED.

La potencia que disipa la resistencia $R_{descarga}$ se calcula mediante la Ecuación 2.12, obteniendo un valor de 1 [W] desde el inicio de la descarga hasta un tiempo igual a dos veces la constante de tiempo RC, tiempo en el que la curva de

potencia se ha estabilizado, por lo tanto se utiliza una resistencia de $22 [K\Omega]$ $2 [W]$, considerando que la potencia inicial que se disipa es grande.

$$P = \frac{1}{T} \int v_C \cdot i \, dt \quad (2.12)$$

$$P = \frac{V_0^2 \cdot C}{2T} \left(1 - e^{-\frac{2t}{RC}} \right)$$

$$P = \frac{V_0^2 \cdot C}{2 \cdot 2RC} \left(1 - e^{-\frac{2 \cdot 2RC}{RC}} \right)$$

$$P = \frac{(311 [V])^2}{4 \cdot 22 \times 10^3 [\Omega]} (1 - e^{-4}) = 1.002 [W]$$

El periodo de carga del capacitor se analizará mediante el circuito equivalente que se muestra en la Figura 2.10. Donde E es el voltaje continuo a la salida del rectificador de 6 pulsos (Ecuación 2.13). R_d' toma el valor de $19.61 [K\Omega]$ (Ecuación 2.10), formando un divisor de voltaje con R_{carga} , de esta manera el capacitor se carga a un voltaje menor que V_{dc} , considerando que es necesario que este voltaje sea lo más alto posible, para que al actuar el relé se de un salto de voltaje pequeño, se calcula R_{carga} de tal forma que el capacitor llegue a un voltaje de $280 [V]$ (Ecuación 2.14) en la precarga.

$$E = \frac{\sqrt{2}V_{LL}}{\pi/p} \cdot \sin(\pi/p) \quad , \text{ donde } p \text{ es el número de pulsos} \quad (2.13)$$

$$E = \frac{\sqrt{2} \cdot 220 [V]}{\pi/6} \cdot \sin(\pi/6) = 297 [V]$$

$$V_C = \frac{R_d'}{R_d' + R_{carga}} \cdot E \quad (2.14)$$

$$R_{carga} = \frac{R_d' \cdot E - R_d' \cdot V_C}{V_C}$$

$$R_{carga} = R_d' \cdot \left(\frac{E}{V_C} - 1 \right)$$

$$\begin{aligned} R_{carga} &= 19.61 \times 10^3 \cdot \left(\frac{397}{280} - 1 \right) [\Omega] \\ &= 1189 [\Omega] \end{aligned}$$

Para determinar la potencia que disipa la resistencia R_{carga} es necesario conocer el voltaje que cae sobre el elemento, esto lo obtenemos del circuito simplificado mostrado en la Figura 2.10. La ecuación de voltaje (Ecuación 2.15) resulta ser la misma que la calculada para $R_{descarga}$, por lo tanto, la potencia en R_{carga} se calcula aplicando la Ecuación 2.12, considerando un tiempo de dos veces la constante de tiempo del circuito. De los resultados obtenidos se utiliza un conjunto de cuatro resistencias de $1000 [\Omega]$ $10 [W]$, que conectados como lo indica el Diagrama 2.1 del circuito de carga y descarga disipan una potencia máxima de $40 [W]$.

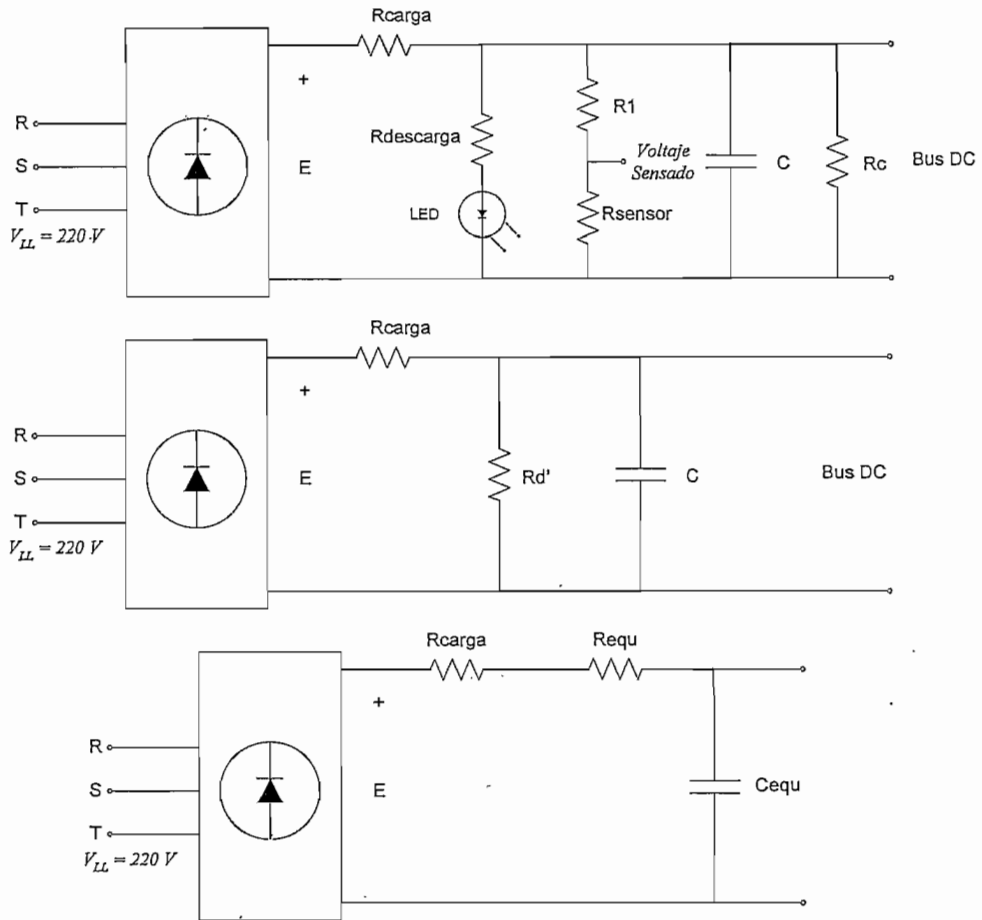


Figura 2.10 Circuito de carga del capacitor

$$\text{Sea } X = R_{equ} - j \frac{1}{X_{equ}}$$

$$X = \frac{R_d' \left(-j \frac{1}{X_c} \right)}{R_d' - j \frac{1}{X_c}}$$

$$X = \frac{R_d'}{(X_c \cdot R_d')^2 + 1} - j \frac{X_c \cdot R_d'^2}{(X_c \cdot R_d')^2 + 1} = R_{equ} - j \frac{1}{X_{equ}}$$

$$R_{equ} = \frac{R_d'}{(X_c \cdot R_d')^2 + 1}$$

$$X_{equ} = \frac{X_c \cdot R_d'^2}{(X_c \cdot R_d')^2 + 1} = 2\pi \cdot f \cdot C_{equ}$$

$$R_{equ} = 74.14 \times 10^{-6} [\Omega]$$

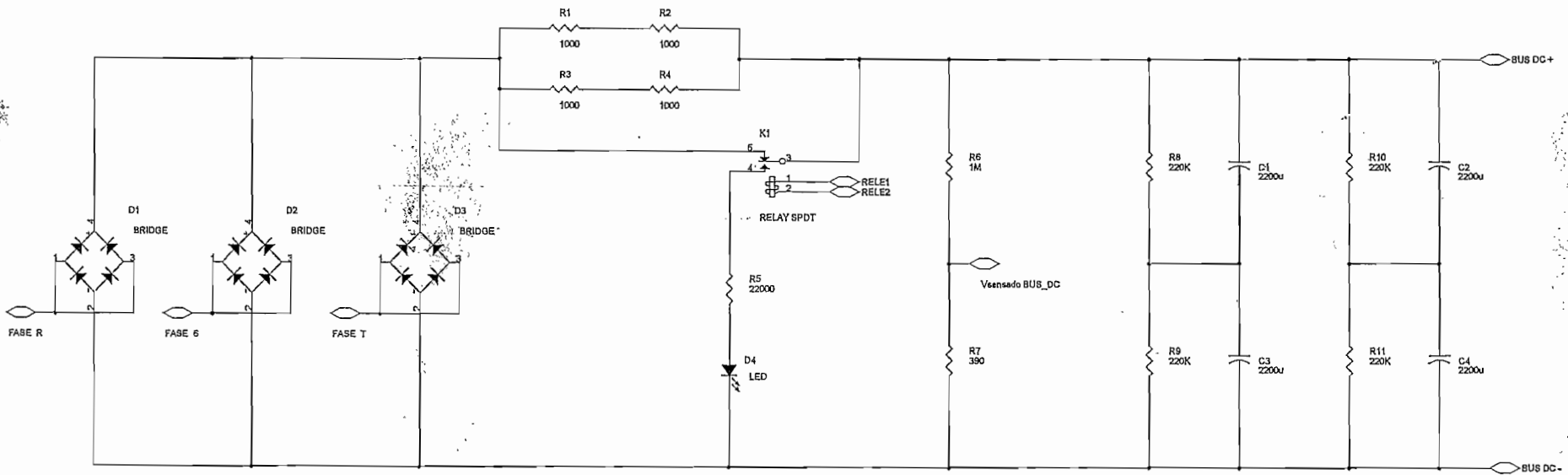
$$C_{equ} = 3198 \times 10^{-6} [\mu F]$$

$$V_{Requ} = \frac{R_{carga}}{R_{equ} + R_{carga}} \cdot E \cdot e^{-\frac{t}{(Requ+Rcarga) \cdot C}} \quad \text{donde } R_{equ} \rightarrow 0$$

$$V_{Requ} = E \cdot e^{-\frac{t}{Rcarga \cdot C}} \quad (2.15)$$

$$P = \frac{E^2 \cdot C_{equ}}{2 \cdot 2 \cdot R_{carga} \cdot C_{equ}} \left(1 - e^{-\frac{2 \cdot 2 \cdot Rcarga \cdot C_{equ}}{Rcarga \cdot C_{equ}}} \right)$$

$$P = \frac{(297 [V])^2}{4 \cdot 1000 [\Omega]} (1 - e^{-4}) = 21.65 [W]$$



SILVANA GAMBOA		PAULO QUELAL	
Title			
GENERACION DEL BUS DC			
Size	Document Number	Rev	
A3	DIAGRAMA 2.1	01	

2.1.2 PUENTE INVERSOR

El módulo de salida del variador de velocidad es un puente trifásico formado por seis elementos electrónicos de conmutación (Figura 2.12). La fuente de alimentación es suministrada por el Bus de DC, el control manejará la conmutación de estos elementos de tal forma de entregar un voltaje alterno a la carga. Se escoge IGBT's (Insulated Gate Bipolar Transistor), como elemento de conmutación, por las siguientes características principales [10] [9].

- Son elementos controlados por voltaje.
- Presentan elevada impedancia de entrada y una baja impedancia de salida típicamente menores que $10 [m\Omega]$.
- Tienen áreas de operación segura muy amplias.
- No presentan el fenómeno de avalancha térmica por poseer un coeficiente positivo de temperatura, aumentando este coeficiente a medida que la temperatura se incrementa, evitando así, la tendencia al incremento de corriente.
- Disipan menor calor que otros semiconductores bajo similares características.
- Son más rápidos que los BJT's pero no tan rápidos como los MOSFET's.
- Poseen densidades de corriente más altas que los MOSFET's.

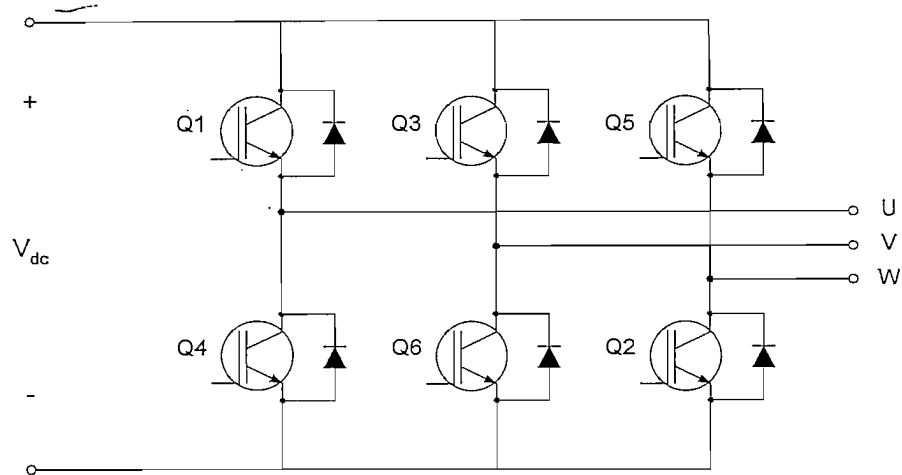


Figura 2.11 Puente Inversor

Para el dimensionamiento de los IGBT's se tiene en cuenta corriente, voltaje y frecuencia de conmutación [8]. En el presente módulo se prevé trabajar con una potencia de hasta 2 [HP] y factor de potencia aproximado de 0.85, de acuerdo a esto se determina la corriente nominal por fase (Ecuación 2.16).

$$I_{rms} = \frac{S}{\sqrt{3} \cdot V_{rms}} = \frac{P}{\sqrt{3} \cdot V_{rms} \cdot fp} \quad (2.16)$$

$$I_{rms} = \frac{1.49 \times 10^3 [\text{W}]}{\sqrt{3} \cdot 220 [\text{V}] \cdot 0.85} = 4.61 [\text{A}]$$

Se considera también que la corriente máxima que suministra el bus de DC es 6 [A] (Ecuación 2.2), determinando así la corriente pulsante en los elementos del puente inversor. El voltaje que soporta cada elemento cuando está abierto es de 311 [V]. Por lo tanto los requerimientos mínimos del IGBT deben ser:

$$\begin{aligned} I_{rms} &> 4.6 [\text{A}] \\ I_{pulsante} &> 6 [\text{A}] \\ V &> 311 [\text{V}] \end{aligned}$$

Si se considera la posibilidad de arrancar a voltaje nominal, o bien de usar una compensación de torque tal que se aplique un voltaje equivalente a la mitad del nominal a una frecuencia mínima, se escoge un elemento de potencia que exceda por lo menos en ocho veces los parámetros mencionados anteriormente. En el puente inversor se trabaja con los IGBT's cuya numeración es IRG4PC40UD y sus características son:

I_C	40 [A] @ 25 [°C] y 20 [A] @ 100 [°C]
$I_{pulsante}$	160 [A]
V_{CE}	600 [V]
I_{diodo}	15 [A]
$P_{dissipación}$	160 [W] @ 25 [°C] y 65 [W] @ 100 [°C]

Como elementos de protección del puente inversor se colocan capacitores de desacople de $1 [\mu F]$ 250 [V] en paralelo a cada ramal, para evitar dv/dt peligrosos, por ejemplo cuando se acciona el relé del circuito de precarga o en la conmutación de los propios IGBT's. Los capacitores de desacople son apropiados para aplicaciones de baja y media potencia [15]. Se recomienda el uso de capacitores de películas de polipropileno para trabajar a altas frecuencias, pues poseen menor inductancia interna y menores pérdidas a voltajes y frecuencias altas que los capacitores convencionales [15], [6].

2.2 CIRCUITO DE CONTROL

El circuito de control es la parte inteligente del sistema, está encargado de generar los pulsos que controlan el puente inversor, comunicarse con el exterior permitiendo un fácil control y de proteger al variador de posibles fallas. Para cumplir e forma eficiente este objetivo se encarga la tarea a dos microcontroladores, dividiendo la tarea de acuerdo a las características que ellos presentan. El PIC16F876 se encargará del Interfaz Hombre Máquina, permitiendo varias alternativas de control que dependerán de la aplicación, así como la correcta visualización del estado del convertor. El 80C196MC controlará el puente inversor, así como la detección de fallas que puedan ocurrir. Alrededor de los microcontroladores se encuentran varios circuitos que hacen que su tarea se desarrolle en forma más sencilla. La descripción del control se realiza analizando los siguientes temas.

- Fuentes Aisladas
- Interfaz Hombre-Máquina
- Control del Motor
- Manejador de IGBT's

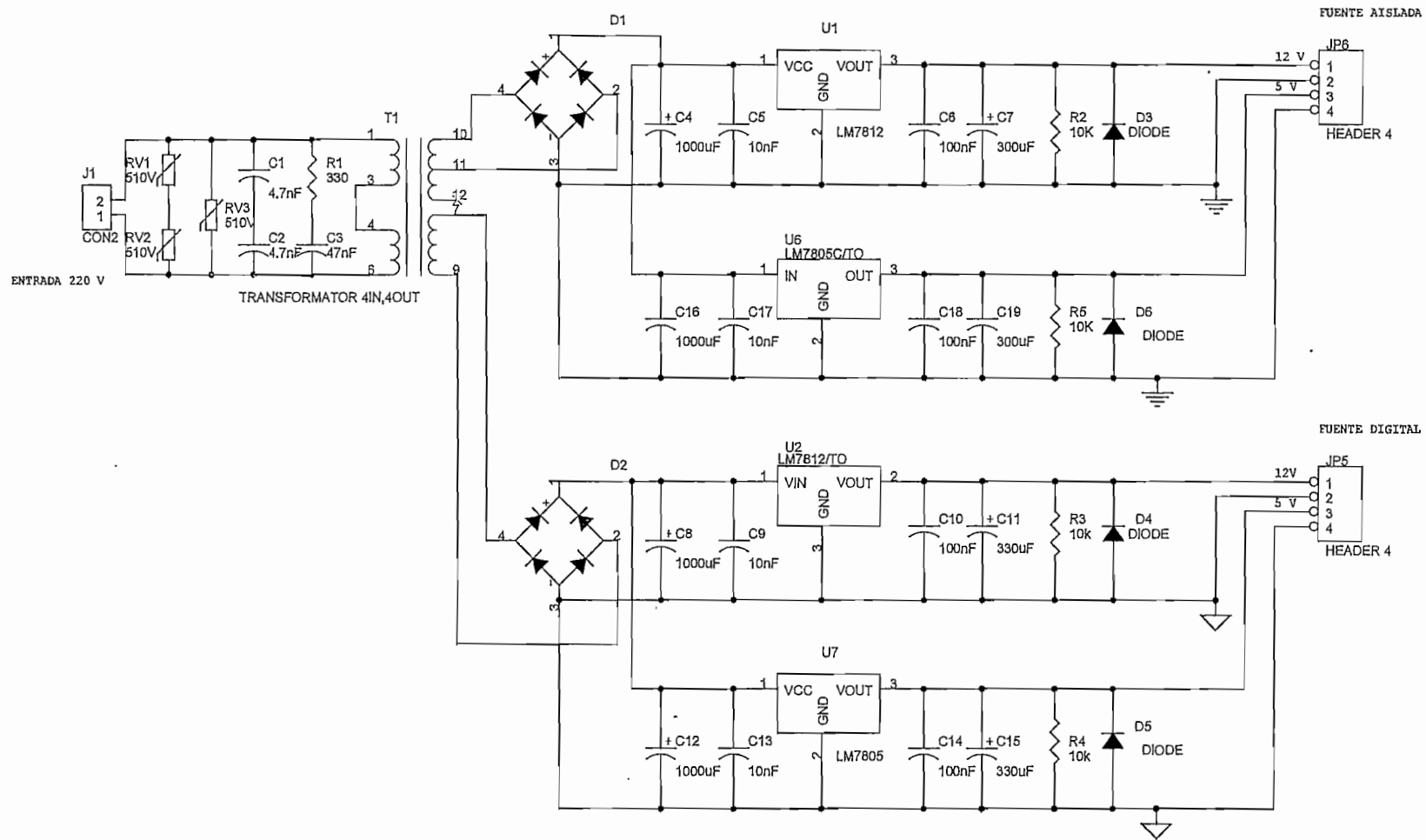
2.2.1 FUENTES AISLADAS

El circuito de control, requiere ser alimentado por fuentes de valores 5 y 12[V]. Se diseña dos fuentes aisladas que suministren ambos voltajes, las cuales alimentan a dos circuitos diferentes (Diagrama 2.2); dentro del primero se encuentran los microprocesadores y circuitos de medición los que manejan bajas cantidades de corriente. En el segundo circuito se encuentra el manejador de disparo de los IGBT's y los relés, los que a pesar de manejar corrientes bajas están relacionados en forma cercana con el sistema de potencia y una falla en este causaría graves daños al control, de allí la necesidad de aislar los circuitos mencionados.

Las fuentes se alimentan de dos líneas de la red trifásica, utilizando un transformador con dos primarios y dos secundarios. Los bobinados primarios se unen en serie para permitir la entrada de $220 [V]$. Varistores de $510 [V]$ protegen de sobrevoltajes, y una red RC brindan protección contra dv/dt .

Los secundarios van hacia los puentes rectificadores, y a la salida de estos se utiliza reguladores de voltaje para obtener los niveles requeridos, obteniendo así dos fuentes aisladas que brindan cada una cinco y doce voltios. Adicionalmente se utiliza una resistencia de $10 [K\Omega]$ y un diodo, la primera para asegurar la descarga de los capacitores y los diodos como protección de voltajes negativos.

Los elementos que forman la fuente, como transformador, puente rectificador, reguladores de voltaje, en condiciones normales de operación pueden brindar una corriente de un amperio, lo que está por encima de lo que la carga necesita, pues se estima que los circuitos requerirán una corriente media de $800 [mA]$.



SILVANA GAMBOA		PAULO QUELAL	
Title			
FUENTES AISLADAS			
Size	Document Number		Rev
A4	DIAGRAMA 2.2		01
Date:	Tuesday, April 13, 2004	Sheet	1 of 1

2.2.2 INTERFAZ HOMBRE-MAQUINA

El módulo del Interfaz Hombre Máquina es el interprete del usuario al sistema y viceversa, es la parte del control que recoge, procesa, y envía toda la información desde y hasta los periféricos; además procesa todas las señales de entrada y entrega instrucciones concretas al 80C196MC. El mayor número de cambios del sistema programados por el usuario son ingresados previamente por los elementos del HMI, de igual forma cualquier cambio registrado en el variador es informado al usuario a través del mismo. Este esquema de trabajo responde a la necesidad de volver más confiable el trabajo del 80C196MC, asignándole la tarea específica del control del motor.

El elemento central de este módulo es el microcontrolador PIC16F876 de 28 pines, 8 Kbytes de memoria ROM, 1024 bytes de memoria RAM, 256 bytes de memoria EEPROM, cuyas características se describieron anteriormente. El microcontrolador interactúa con varios periféricos (Figura 2.12) para cumplir con el propósito descrito en el párrafo anterior.

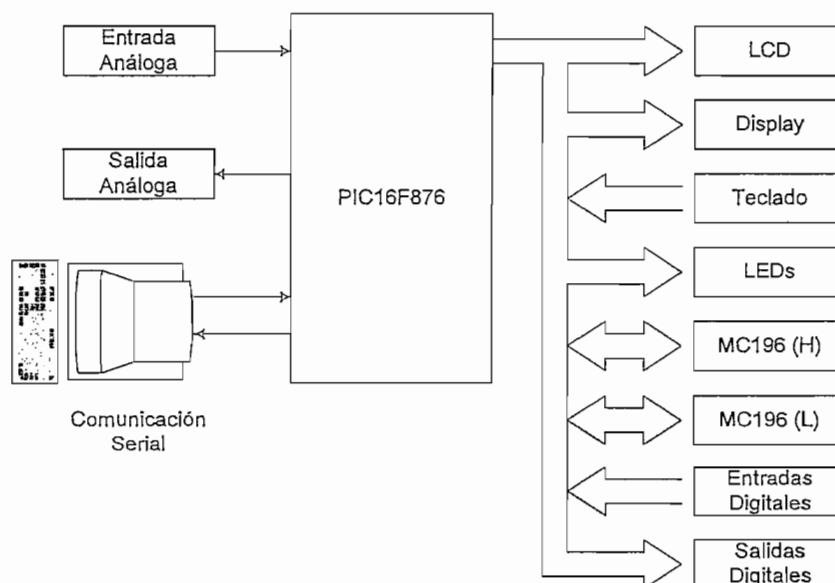


Figura 2.12 Diagrama de Bloques del Interfaz Hombre – Máquina

La Tarjeta del Interfaz Hombre-Máquina está formada por los elementos necesarios para que el usuario disponga de la información general del variador, así como el ingreso de los parámetros de funcionamiento y las diferentes formas de control de velocidad.

En esta tarjeta se dispone como dispositivos de salida:

- Display alfanumérico de 2 filas 16 caracteres cada una.
- Cuatro displays a 7 segmentos.
- Cuatro LEDs indicadores.
- Tres relés, denominados como salidas digitales.
- Una salida análoga.

Como elementos de entrada:

- Ocho pulsantes.
- Seis entradas digitales.
- Una entrada analógica.

La mayor parte de estos periféricos comparten un bus de ocho líneas mediante la utilización de los circuitos integrados 74LS244 (buffers) y 74LS373 (lachs). Los buffers se emplean para aquellos periféricos de entrada (teclado y entradas digitales). Los lachs para aquellos que son de salida (displays, Leds, salidas digitales), y utilizados en forma especial para la comunicación bidireccional entre los microcontroladores utilizados en el módulo de control (Figura 2.13). Para la selección del periférico con el que se va a trabajar se hace uso de un elemento auxiliar, decodificador 74LS138, controlado por tres pines del PIC así como de un pin adicional (RA1) el que diferencia la habilitación de un periférico de entrada o de salida; la combinación de las salidas del decodificador como la de este pin mediante la utilización de compuertas lógicas se logra habilitar correctamente el

periférico deseado (Diagrama 2.4). El resto de periféricos van conectados directamente al microcontrolador, haciendo uso de las características especiales que este posee.

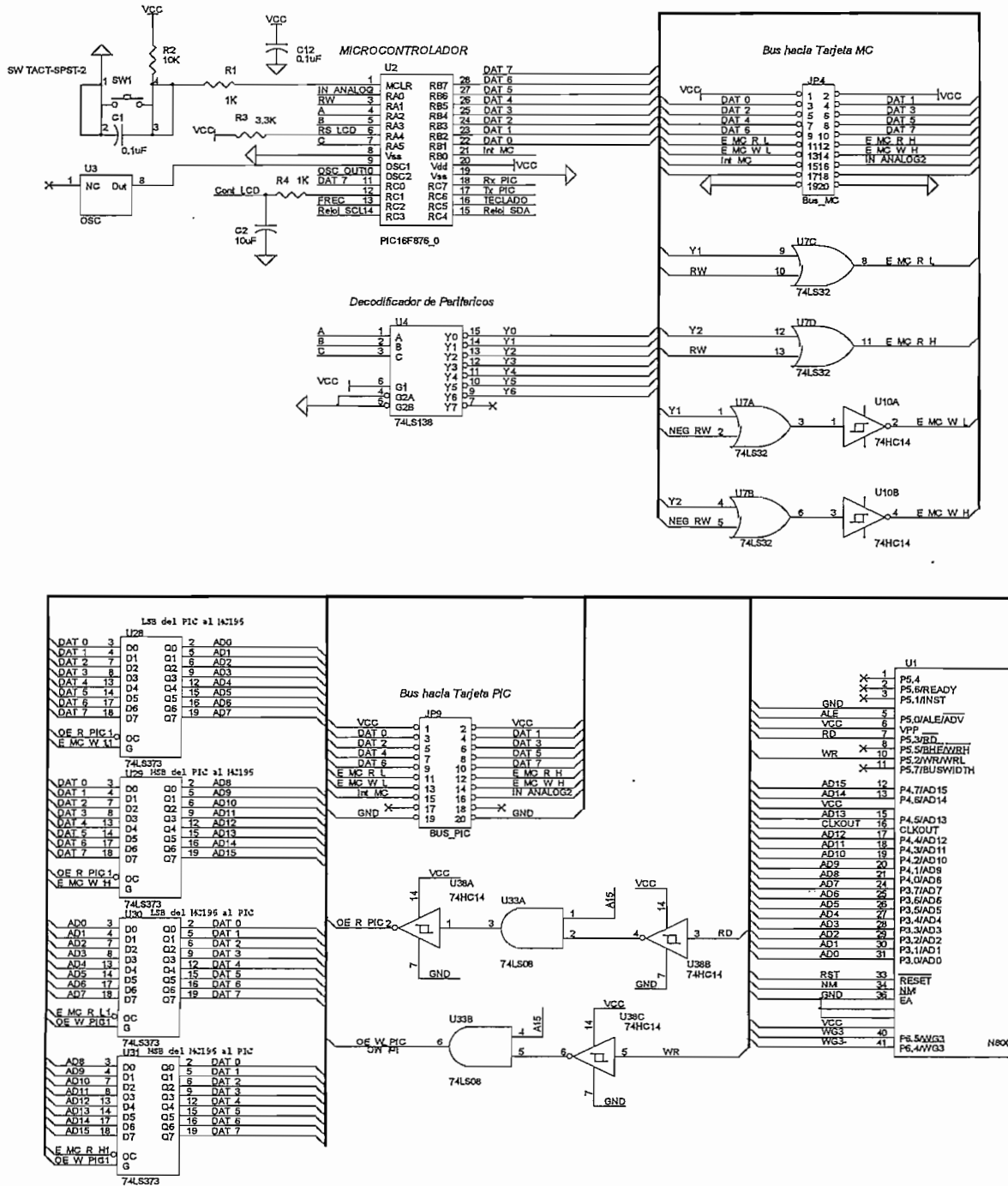


Figura 2.13 Comunicación entre los microcontroladores PIC16F876 y 80C196M

Los periféricos podemos diferenciarlos como pasivos unos y como inteligentes otros. Pasivos aquellos que dependen del PIC para su funcionamiento (displays, teclado, leds, etc.); mientras que los inteligentes, concretamente el LCD, el microcontrolador 80C196MC y el computador, los que poseen características de independencia, cuyo trato como periférico necesita de un protocolo para una correcta comunicación.

Para el manejo del LCD se sigue el procedimiento de comunicación recomendado en el manual del mismo, en el que se hace necesaria una previa inicialización del mismo para establecer su funcionamiento, en este caso la configuración para instrucciones y datos de 8 bits es la más conveniente, trabajando así de forma similar al resto de periféricos. Para escritura y lectura de datos se utiliza las instrucciones que indica el manual, necesitando líneas adicionales de control, con el fin de determinar si lo que se está escribiendo o leyendo son datos o instrucciones.

El protocolo de comunicación entre los microcontroladores, PIC16F876 y 80C196MC, debe considerar la diferencia del bus de comunicación, pues el primero trabaja con 8 bits y el segundo lo hace con 16. El PIC maneja todos los elementos como periféricos con la ayuda de latches, por lo que el bus de 16 bits del microcontrolador MC196 se divide en dos de 8 bits, uno de ellos corresponde a los menos significativos y el segundo a los más significativos (Figura 2.13). Cuando el MC196 envía al PIC un dato, este queda lachado, y el PIC lo recoge habilitando primero los más significativos y luego los menos significativos tratándolos como periféricos de lectura. Para la escritura, el PIC escribe la información de 16 bits en dos grupos como ya se indicó, esta operación se la debe hacer de la forma más rápida para evitar una lectura incorrecta del MC, esto se tomó en cuenta al escoger el cristal con el que trabaja el PIC, pues debe ejecutar instrucciones al doble de velocidad que el MC196. Con el protocolo de comunicación se busca garantizar la correcta transferencia de información, de todos los periféricos el MC tiene la prioridad, pues al enviar un dato se produce una interrupción (Interrupción Externa), que será atendida por el PIC y este ejecutará las instrucciones necesarias para satisfacer los requerimientos del

MC196. Todo dato enviado al MC será contestado por este y verificado por el PIC para eliminar en lo posible errores de comunicación.

Como el PIC está dedicado a la tarea del Interfaz Hombre Máquina, y gracias a sus características se pudo desarrollar varios tipos de control, que se serán descritos más adelante. Pudiendo inclusive utilizarse dos de ellos para alternar el control de parámetros como la velocidad del motor, sentido de giro, encendido y apagado entre otros, llamándoles a los controles como Local al uno y Remoto al otro. Mediante programación se determina que control funciona como local y cual como remoto.

2.2.2.1 Control por Teclado

Se diseña una tarjeta (Ilustración 1) en la que se encuentran el LCD, displays y LED's como elementos de visualización, y un conjunto de ocho teclas para ingresar información al PIC (Diagrama 2.3).

Las funciones que puede desempeñar este tipo de control son la de programación de los diferentes tipos de parámetros, encendido y apagado del variador, función JOG⁴, selección de sentido de giro, selección Local – Remoto, variación de velocidad.

Mediante programación se puede determinar si el teclado se encuentra habilitado como local o remoto para sus diferentes opciones, y entrará en funcionamiento cuando se habilite el modo de control para el que esté funcionando. Por ejemplo si se desea cambiar el sentido de giro, y se ha programado que al estar en modo remoto se pueda utilizar esta opción por teclado, se deberá previamente cambiar a modo remoto para poder cambiar el giro pulsando la tecla correspondiente. El mismo procedimiento se debe seguir para cada una de las opciones descritas en el párrafo anterior.

⁴ La función JOG da un pulso de voltaje al motor, usualmente para reconocer el sentido de giro de este.

2.2.2.2 Control por Transmisión Serial

El control también se puede realizar a través de un computador, que se comunica con el variador por medio de un interfaz de comunicación serial RS232. Se puede trabajar con treinta variadores distintos conectados al mismo computador. Con la finalidad de aislar el computador del variador, se implementa el circuito de la Figura 2.14 en la que se convierten los voltajes correspondientes al RS-232 a niveles TTL mediante optoacopladores garantizando que el computador no sufra daño en caso de fallas en el variador.

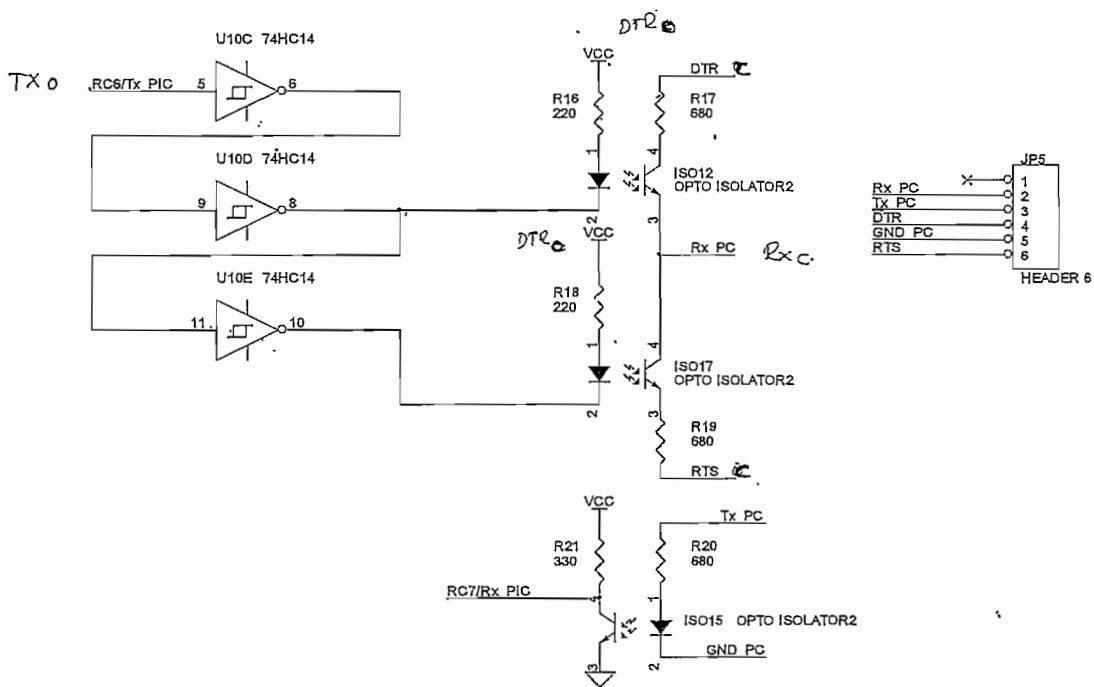


Figura 2.14 Interfaz aislada RS232 – TTL

El circuito implementado usa como fuentes de $-12[V]$ y $12[V]$ los voltajes de las líneas DTR y RTS del mismo puerto serial, tal como se puede ver en el circuito, de esta manera no es necesario la implementación de otras fuentes para dichos niveles. La línea DTR tiene un nivel cero lógico ($12[V]$) cuando se encuentra habilitado, mientras que RTS tiene un nivel de uno lógico ($-12[V]$) cuando está deshabilitado, esto deberá estar correctamente configurado en el programa utilizado en el computador.

En lo referente al computador, se desarrolla un software en Visual Basic cuya pantalla amigable (Figura 2.15) es de fácil manejo y dispone de las opciones necesarias para el total control del módulo así como los ajustes de velocidad de transmisión y la dirección del variador que se desea trabajar. Las funciones que puede desempeñar este tipo de control son la de programación de los diferentes tipos de parámetros, encendido y apagado del variador, función JOG, selección de sentido de giro, selección Local – Remoto, variación de velocidad. Excepto la programación todas las opciones están restringidas a los modos Local Remoto que se programen previamente.

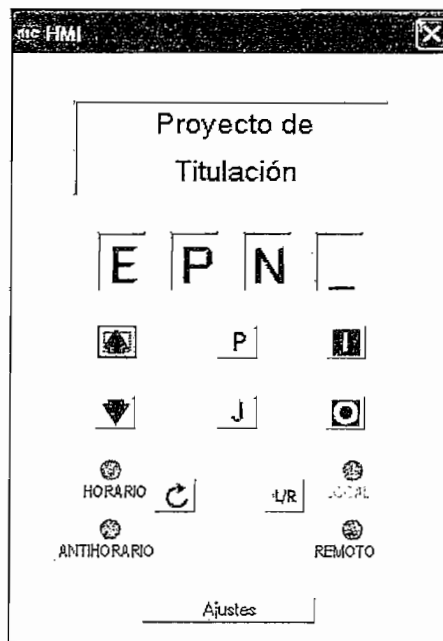


Figura 2.15 Ventana del programa para el control por transmisión serial

Tanto el computador como el PIC deben trabajar bajo los mismos parámetros, ya sea de velocidad de transmisión así como la cantidad de bits por trama. Se desarrolla un protocolo en el que se efectúa una inicialización, en donde el computador envía un código de inicio junto con la dirección del variador con el que desea trabajar y el PIC que corresponde al variador seleccionado da como respuesta al computador todos los datos necesarios para iniciar el control. Se trabaja aplicando el bit de paridad para así garantizar la correcta comunicación.

Finalmente se envía un fin de comunicación cuando se desee terminar el control o cambiar el control a otro variador.

2.2.2.3 Control por Entradas Digitales

Las entradas digitales son contactos normalmente abiertos, su conmutación determina una acción del variador, tales funciones son programadas previamente. Su aplicación es llevar el control hacia un tablero, o bien las estradas podrían ser accionadas por un equipo externo como un PLC.

Los controles disponibles mediante este medio son sentido de giro, función JOG, cambio Local – Remoto, variación de velocidad, habilitación general. La función JOG posee dos variantes que son JOG+ y JOG- las cuales pueden accionarse cuando el motor esté en movimiento y lo que hacen es subir o bajar la velocidad dependiendo del caso (Figura 2.16). La variación de velocidad tiene dos alternativas, se lo puede hacer de forma discreta mediante el multispeed o en forma continua mediante el potenciómetro digital. El multispeed da 8 posibles velocidades las cuales van cambiando de acuerdo a la variación de tres de las entradas digitales, como indica la Figura 2.17. El potenciómetro electrónico acelera o decelera la velocidad del motor dependiendo del estado de dos de las entradas digitales, como se muestra en la Figura 2.18.

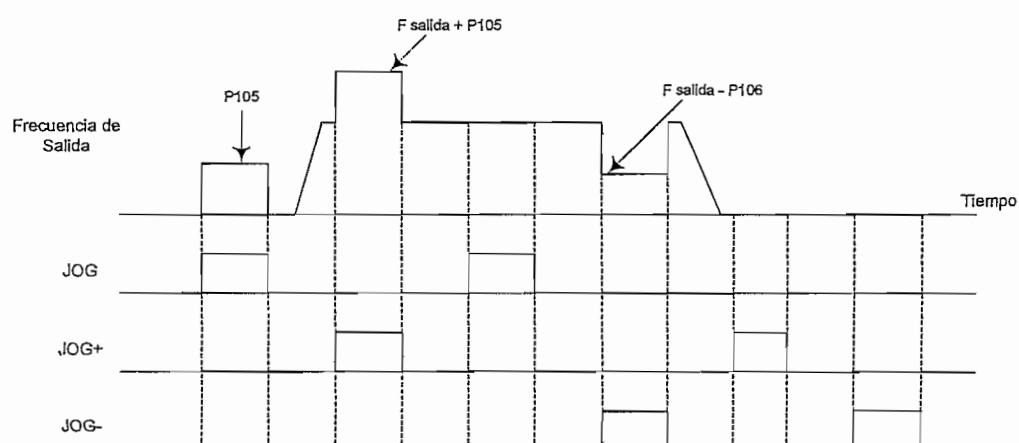


Figura 2.16 Diagrama de tiempo para la función JOG

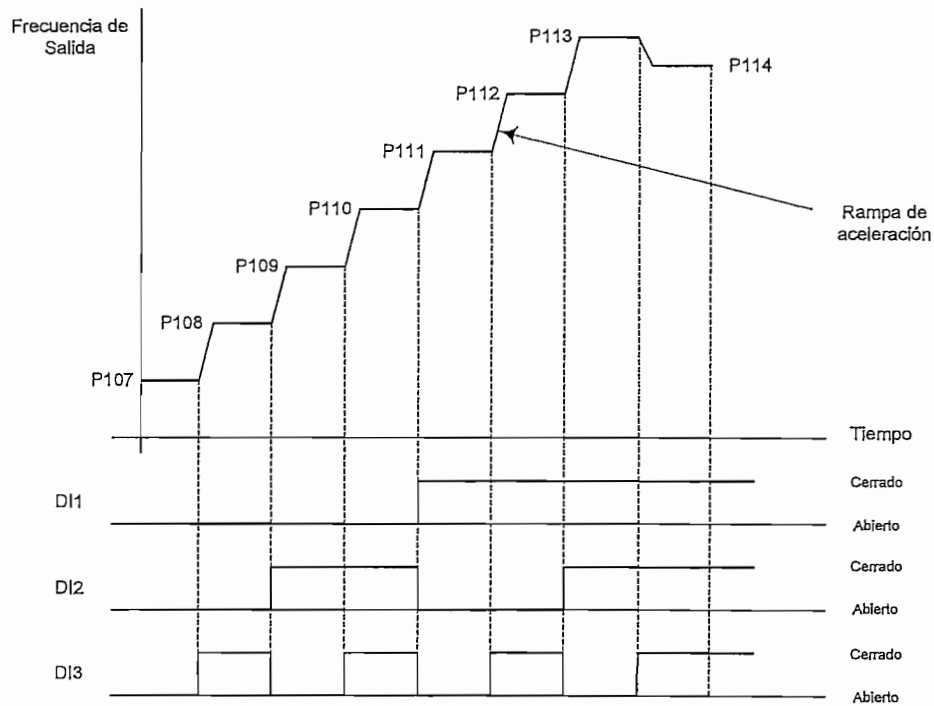


Figura 2.17 Diagrama de tiempo para la función Multispeed

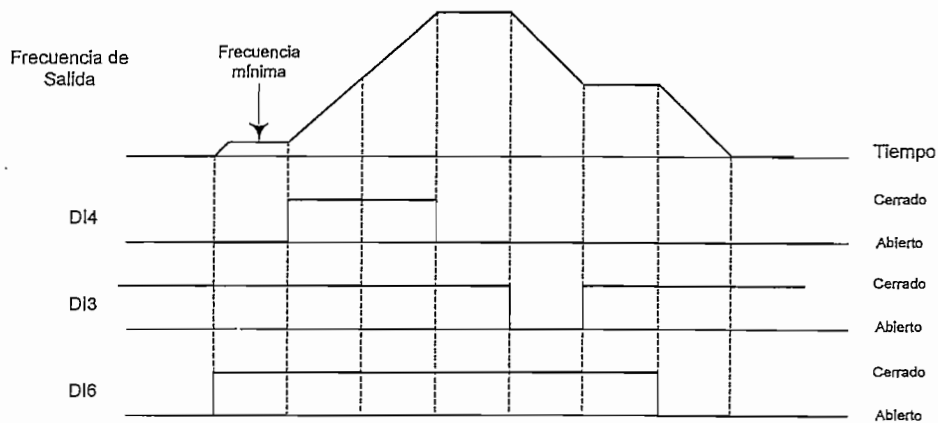


Figura 2.18 Diagrama de tiempo para la función Potenciómetro Electrónico

2.2.2.4 Control por Entrada Analógica

Se aprovecha la disponibilidad de los conversores AD del PIC con la finalidad de variar la velocidad del motor. Se implementa el circuito indicado en la Figura 2.19, el que presenta la opción del control de frecuencia a través de una señal analógica que puede ser voltaje de 0 a 10 [V], o corriente de 0 a 20 [mA], la selección entre

ellas se hace mediante un jumper (JP2 en la Figura 2.20). Se dispone de una fuente de $10[V]$ para poder colocar un potenciómetro y obtener la señal analógica variable.

Cuando la entrada es voltaje, la señal variable de 0 a $10[V]$ es reducida a una señal de 0 a $5[V]$; cuando la señal es corriente, se convierte la señal de 0 a $20[mA]$ a otra de 0 a $5[V]$. De esta manera el PIC recibe siempre una señal variable de 0 a $5[V]$ y el software implementado se encarga de que la frecuencia varíe en forma proporcional a la entrada analógica desde la velocidad mínima hasta la máxima programada.

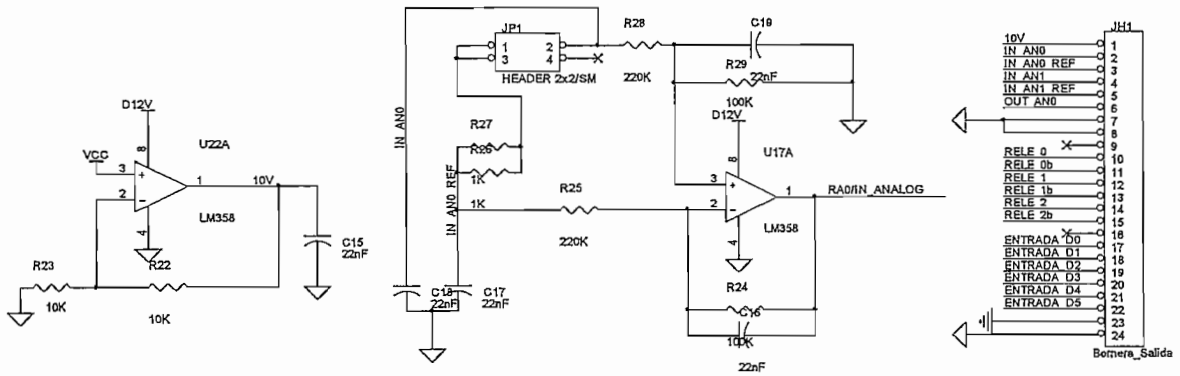


Figura 2.19 Acondicionamiento de la entrada analógica del PIC16F876

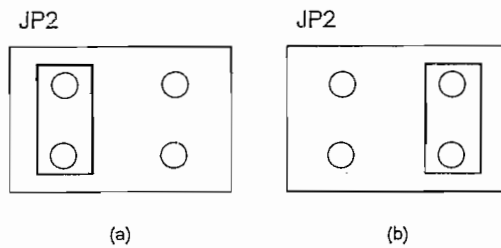
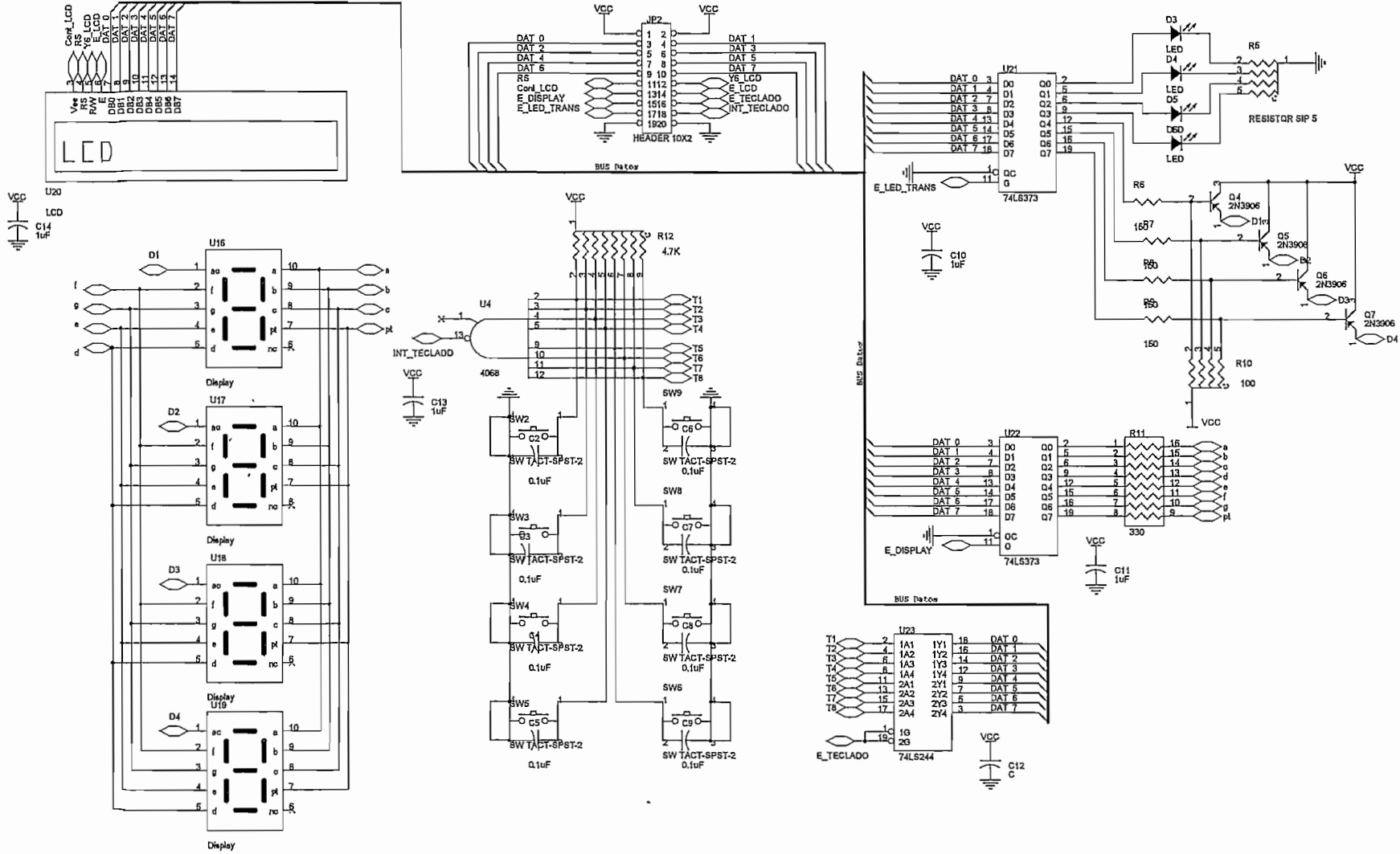


Figura 2.20 Jumper para la selección de entrada de voltaje o de corriente

(a) Entrada analógica por corriente, (b) Entrada analógica por voltaje



2.2.3 CONTROL DEL MOTOR

Se le da este nombre al módulo donde se encuentra el microcontrolador INTEL 80C196MC (MC = Motor-Control Systems), por ser el encargado de la operación del motor, haciendo referencia con esto a la precarga del Bus de DC, generación del control SPWM, variación de la velocidad del motor, sentido de giro, giro - paro, rampa de aceleración, compensación de torque, detección de posibles fallas que el mismo presente.

Este módulo sensa las variables que intervienen directamente en el proceso tales como corriente y voltaje en el bus de DC, temperatura del motor, temperatura del disipador, el objetivo es mantener actualizado los valores en el indicador del HMI e identificar que las variables de temperatura estén dentro del rango correcto. Este procedimiento no altera el normal funcionamiento del Generador de Funciones, debido a la opción Peripheral Transaction Server, disponible en el microcontrolador; que al configurarlo para los convertidores AD lee todos los convertidores y genera una sola interrupción el momento que finaliza con este trabajo.

2.2.3.1 Generación del Control SPWM

La generación del control SPWM se realiza en forma automática a través de la programación de los registros del Generador de Funciones (Waveform Generator), el que proporciona tres pares independientes de salidas complementadas de PWM a través del puerto seis, que comparten una misma portadora, tiempo muerto y modo de operación, permitiendo su uso en el manejo de inversores trifásicos como en este caso para manejar un motor de inducción.

En la *Figura 2.21* se ilustra la generación de la portadora que es una onda triangular centrada cuya amplitud y periodo (Ecuación 2.17) dependen del registro WG_RELOAD, la triangular se forma mediante el incremento y decremento constante del registro WG_COUNTER (contador del Generador de Señales), cuando este llega a ser igual a WG_RELOAD se genera una interrupción en el programa. El estado de las salidas: WG1/WG1#, WG2/WG2#, WG3/WG3#

dependen del valor que se da los registros WG_COMP_x ($x=1,2,3$), pues cuando el registro $WG_COUNTER$ llega a ser igual al valor de WG_COMP ocurren los correspondientes cambios en las salidas tomando en cuenta el tiempo muerto, programado en $1.25 [\mu s]$, como se muestra en la Figura 2.22.

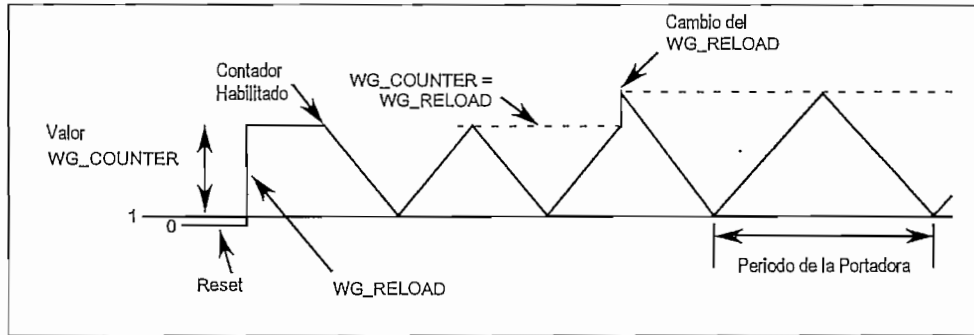


Figura 2.21 Generación de la portadora

$$T_{portadora} = \frac{4 \times WG_RELOAD}{F_{XTAL}} \quad (2.17)$$

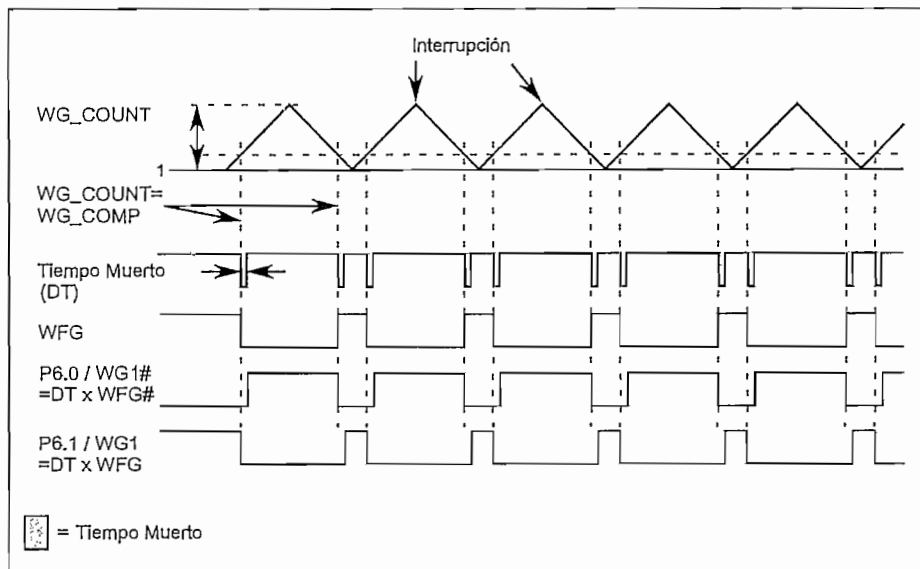


Figura 2.22 Generación de los pulsos PWM

Para la generación del SPWM se tabula la modulante senoidal en un número constante de puntos. Estos valores serán cargados en los registros WG_COMP x ($x=1,2,3$) considerando el desfase que debe tener cada onda senoidal ($2\pi/3$ [rad]) para formar el sistema trifásico en la salida; se aprovecha la interrupción que se produce en el Generador de Señales, para actualizar dichos valores. De esta manera se obtiene un control sincrónico pues la modulante se forma con un número constante de triangulares.

El número de puntos que forman la onda senoidal determina el radio de frecuencia M_f ; como se explicó en el capítulo anterior, M_f debe ser impar con el objetivo de reducir los armónicos y múltiplo de tres para obtener ondas trifásicas simétricas; para conseguir una forma de onda senoidal lo más definida posible se utilizó 105 puntos, lo que da un $M_f=105$, lo suficientemente grande como para alejar los armónicos que produce la portadora. Se tabuló la modulante de tal forma que su máximo coincida con el mínimo de la portadora para reducir la amplitud de ciertos armónicos, como ya se explicó con anterioridad. La Figura 2.23 muestra lo explicado para una senoidal formada por 15 puntos.

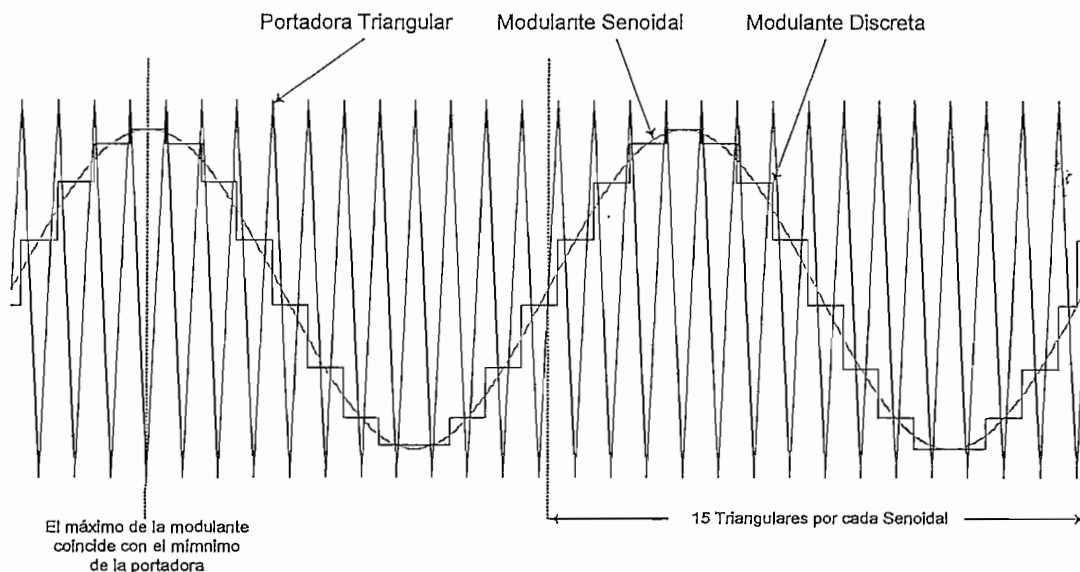


Figura 2.23 Generación de la modulante senoidal

El control escalar necesita obtener en la salida un voltaje cuya fundamental sea variable tanto en amplitud como en frecuencia. Variando el índice de modulación I_m , por ejemplo manteniendo constante la modulante y modificando la amplitud de la portadora, obtenemos el cambio de la amplitud en la fundamental de salida; mientras que al variar el periodo de la modulante y de la portadora (modo sincrónico), obtenemos la frecuencia variable en la salida.

Como se indicó anteriormente, la amplitud de la portadora y el periodo varían en forma proporcional al valor contenido en el registro WG_RELOAD, siendo este registro el que se modifica para alcanzar el objetivo del control escalar cuando se trabaja en la región lineal indicada en la Figura 1.15.

Debido a la configuración del conversor, cuando se pretende trabajar a una frecuencia de $60 [Hz]$ a un índice de modulación igual a uno, es imposible trabajar con $220 [V]$ entre líneas a la salida del inversor. El máximo voltaje que se alcanzará es de $190.52 [V]$, para mantener la relación V/f constante se debe llegar a este voltaje a los $52 [Hz]$ (Ecuación 2.18). Por esto se hace necesario trabajar en la región de sobremodulación desde los $52 [Hz]$ hasta los $60 [Hz]$, llegando aproximadamente a un índice de modulación constante de 1.5 desde los $60 [Hz]$ en adelante.

$$\frac{V}{f} = cte \quad (2.18)$$

$$\frac{220 [V]}{60 [Hz]} = \frac{190.52 [V]}{f}$$

$$f = 51.96 [Hz]$$

2.2.3.2 Compensación de Torque

Cuando se trabaja a bajas velocidades el torque tiende a disminuir, pues las pérdidas en el motor se vuelven significantes. Para motores que necesitan vencer un torque alto de carga en el arranque es necesario realizar una compensación en este sentido.

La compensación se efectuará en el voltaje, pues aumentando este y manteniendo fija la frecuencia se obtiene un incremento en el torque máximo. Se da la opción de escoger nueve posibilidades de compensación, aumentando gradualmente el voltaje en cada una de ellas, como se indica en la Tabla 1. La compensación se da desde los 3 [Hz] (frecuencia mínima) hasta los 30 [Hz] (Figura 2.24), frecuencia en la que se trabaja aproximadamente con la mitad del voltaje nominal.

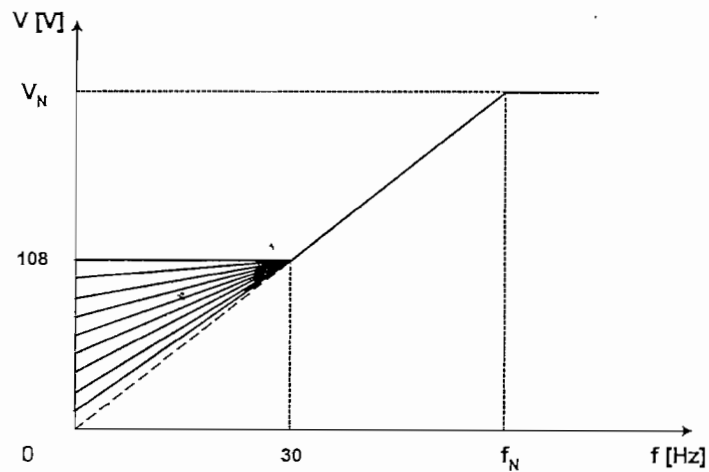


Figura 2.24 Compensación de Torque

Tabla 1 Voltaje Inicial para las diferentes compensaciones

Compensación $I \times R$	Voltaje Inicial [V]
0	0
1	12
2	24
3	36
4	48
5	60
6	72
7	84
8	96
9	108

2.2.3.3 Circuitos Especiales

El microcontrolador tiene a su alrededor varios circuitos que ayudan en la tarea del acondicionamiento de las variables que se desean sensar. Entre ellos están: falta de fase en la entrada, sensado del bus de DC, temperatura del motor y del disipador, cortocircuito a tierra. Su objetivo es mantener actualizado los valores de estas variables para cuando se requiera mostrar a través de los indicadores del HMI. En las variables más críticas se diseña el circuito de tal manera de obtener señales discretas al momento de una falla, las mismas que se unen mediante diodos y obtener una única señal conectada al pin de interrupción externa; para identificar cual fue el origen de la falla estas señales también van hacia el puerto del microcontrolador (Figura 2.25).

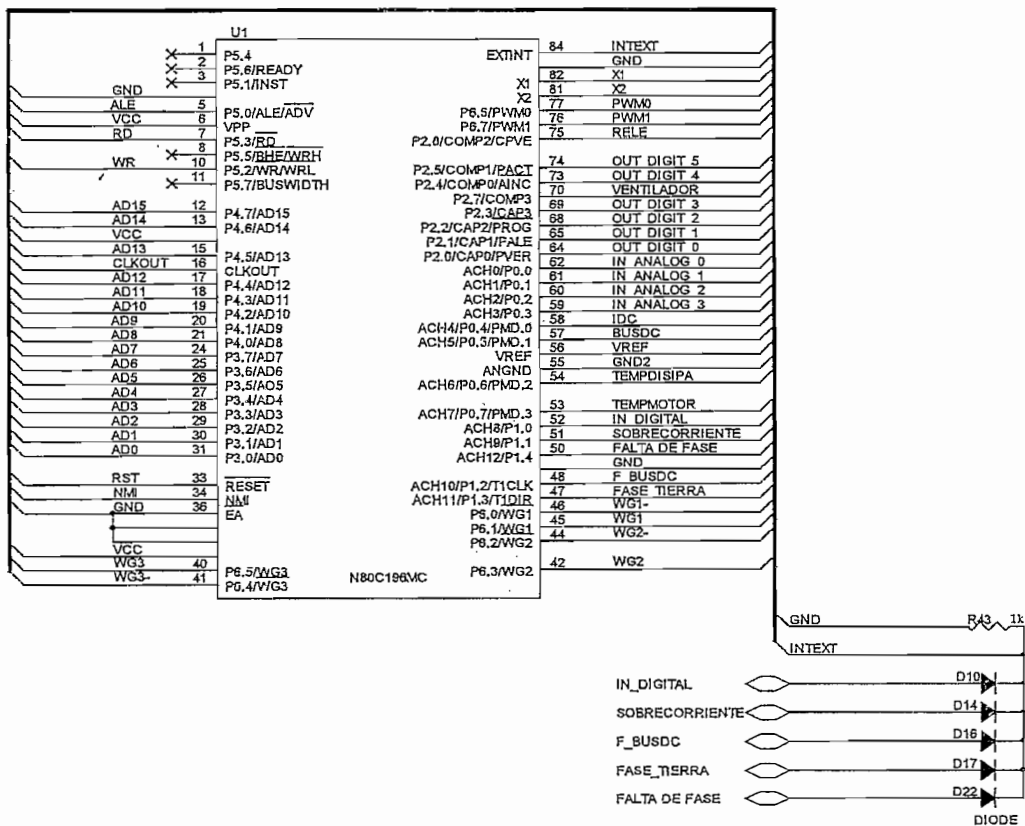


Figura 2.25 Interrupción externa aplicada para fallas

200 [mV], este elemento tiene una ganancia aproximadamente de ocho. La señal sensada entra a una etapa de amplificación para obtener un voltaje de 3.54 [V] equivalente a los 311 [V], que luego entra a un canal del convertor análogo digital y a un comparador, en el primer caso para realizar la precarga y tener actualizado el valor del voltaje en el bus de DC y en el segundo caso para indicar falla cuando el voltaje sea menor al 87% del máximo.

En la precarga el microcontrolador toma muestras cada segundo y cuando el bus de DC ha llegado a un nivel de voltaje aceptable de 270 [V] cierra el relé controlado por un pin del pòrtico dos, en este momento sensa nuevamente el voltaje para asegurar el término de la precarga. Al concluir la precarga el 80C196MC envía una señal al PIC para que pueda concluir con la inicialización del módulo.

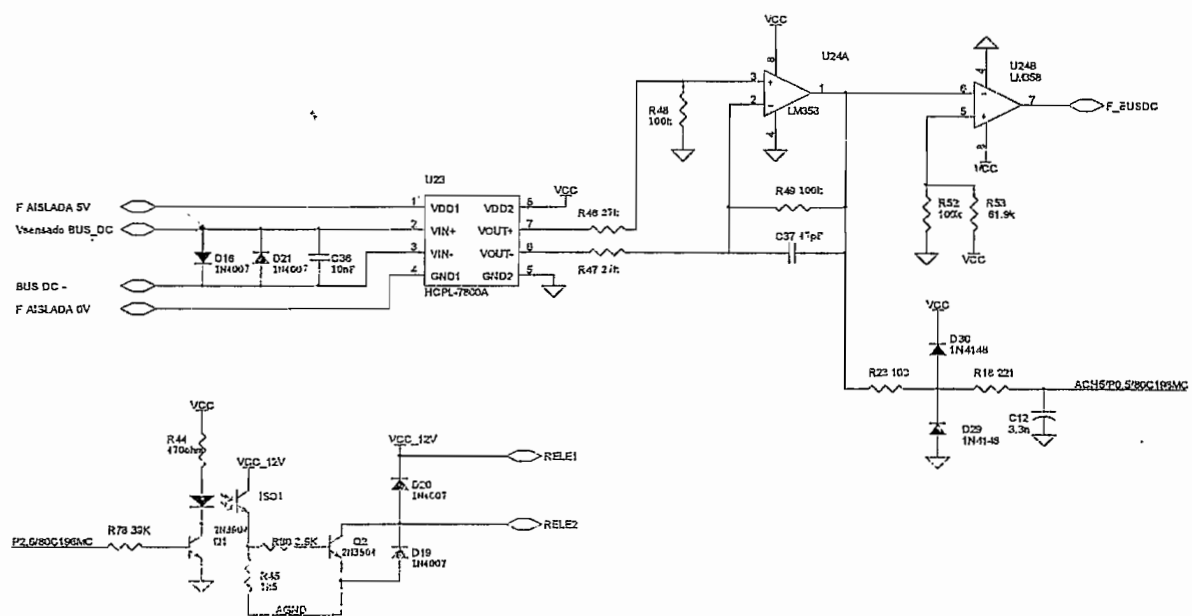


Figura 2.27 Acondicionamiento del sentido el voltaje en el Bus de DC

2.2.3.3.3 Temperatura

Se han implementado dos circuitos de acondicionamiento para el sensor de temperatura LM35. Este sensor proporciona una variación de voltaje lineal y

2.2.3.3.1 Falta de Fase en la Entrada

Consiste en una rectificación de tres pulsos mediante los diodos de optoacopladores. Cuando están presentes las tres fases los diodos conducen durante $2\pi/3$ [rad] cada periodo, haciendo que sus respectivos transistores se encuentren saturados; ayudados de un capacitor se mantiene el voltaje durante el tiempo que no conducen hasta que se inicie un nuevo ciclo en el conducirán nuevamente. Cuando una fase falte el transistor del opto correspondiente entrará en estado de corte y el capacitor se descargará. Como resultado tenemos voltajes lógicos cuando la fase está o no presente, mediante el arreglo de compuertas lógicas se obtiene un cero lógico cuando no existe falla. Los diodos en la entrada de los optoacopladores evitan un voltaje pico inverso grande. La detección de falta de fase se puede habilitar o deshabilitar mediante la programación del variador.

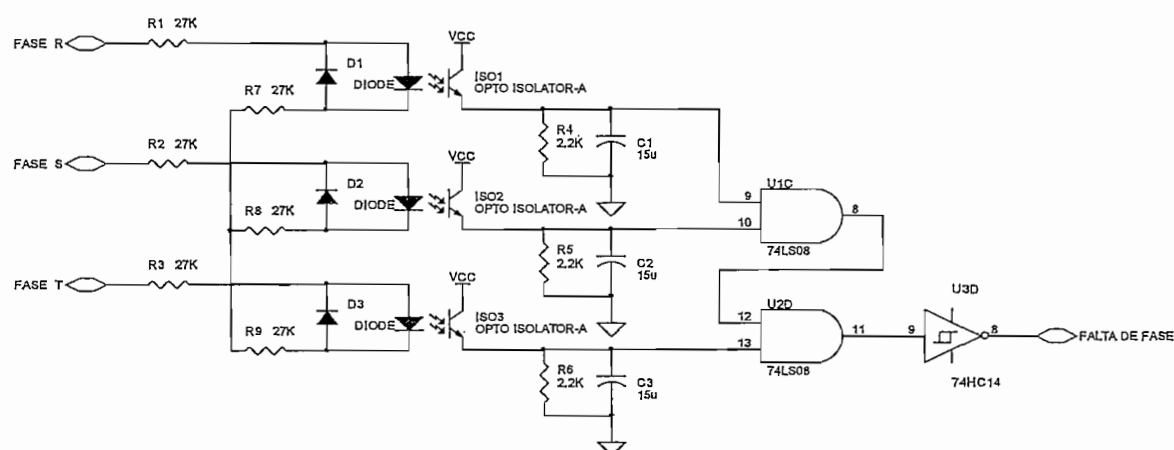


Figura 2.26 Circuito para detectar falta de fase en la entrada

2.2.3.3.2 Voltaje del Bus de DC

A través de un divisor de voltaje en paralelo a la entrada del bus de DC se obtiene un voltaje proporcional al mismo. Se utiliza un amplificador aislado para separar el circuito de control del de potencia, como protección se coloca a la entrada del amplificador diodos en inverso paralelo pues no admite voltajes mayores que

proporcional a la temperatura en grados Celsius a un factor de $+10 [mV/^{\circ}C]$; tiene una precisión de $0.5 [^{\circ}C]$ (a $+25 [^{\circ}C]$); trabaja en un rango de $-55 [^{\circ}C]$ a $150 [^{\circ}C]$. Estas características son suficientes para llevar un control ya sea en el motor como en el disipador el variador. El acondicionamiento⁵ entrega un voltaje de $5 [V]$ a $150 [^{\circ}C]$ que ingresa a un canal del microcontrolador, el que verifica que las temperaturas se encuentren dentro de los rangos correctos, estos son $40 [^{\circ}C]$ para el motor y $50 [^{\circ}C]$ para el disipador.

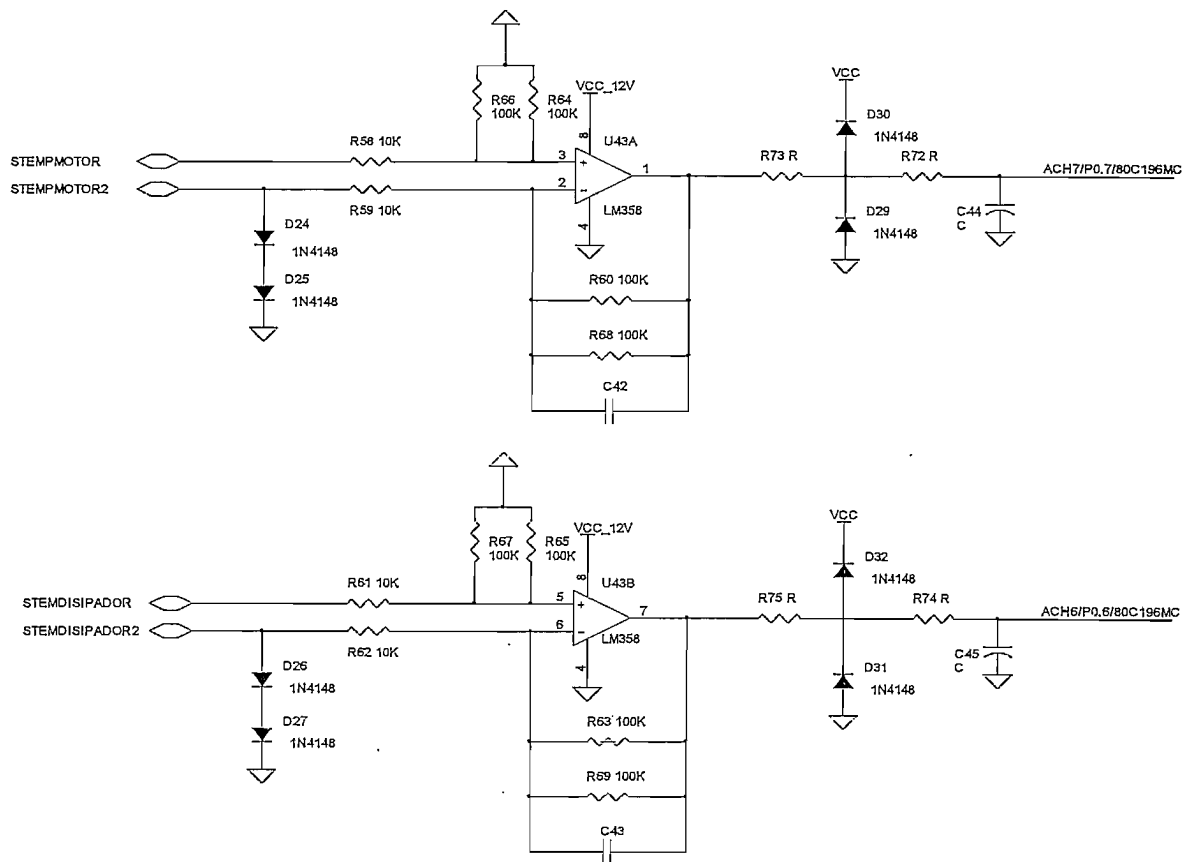


Figura 2.28 Acondicionamiento de los sensores de temperatura LM35

⁵ Figura 7 de las hojas de datos del sensor LM35 (ANEXOS)

2.2.3.3.4 Cortocircuito a Tierra

Mediante un sensor de corriente de efecto hall se obtiene la suma de las corrientes de cada fase de salida, dando como resultado un valor total de cero Amperios cuando no existe falla. Se ha implementado un circuito que detecta el desbalance de la suma de las corrientes, entregando un pulso de 5 [V] a la salida de dicho circuito al ocurrir una falla, esta señal entra a uno de los diodos que generan la interrupción externa y a un pin del puerto uno del MC196 para poder identificarla.

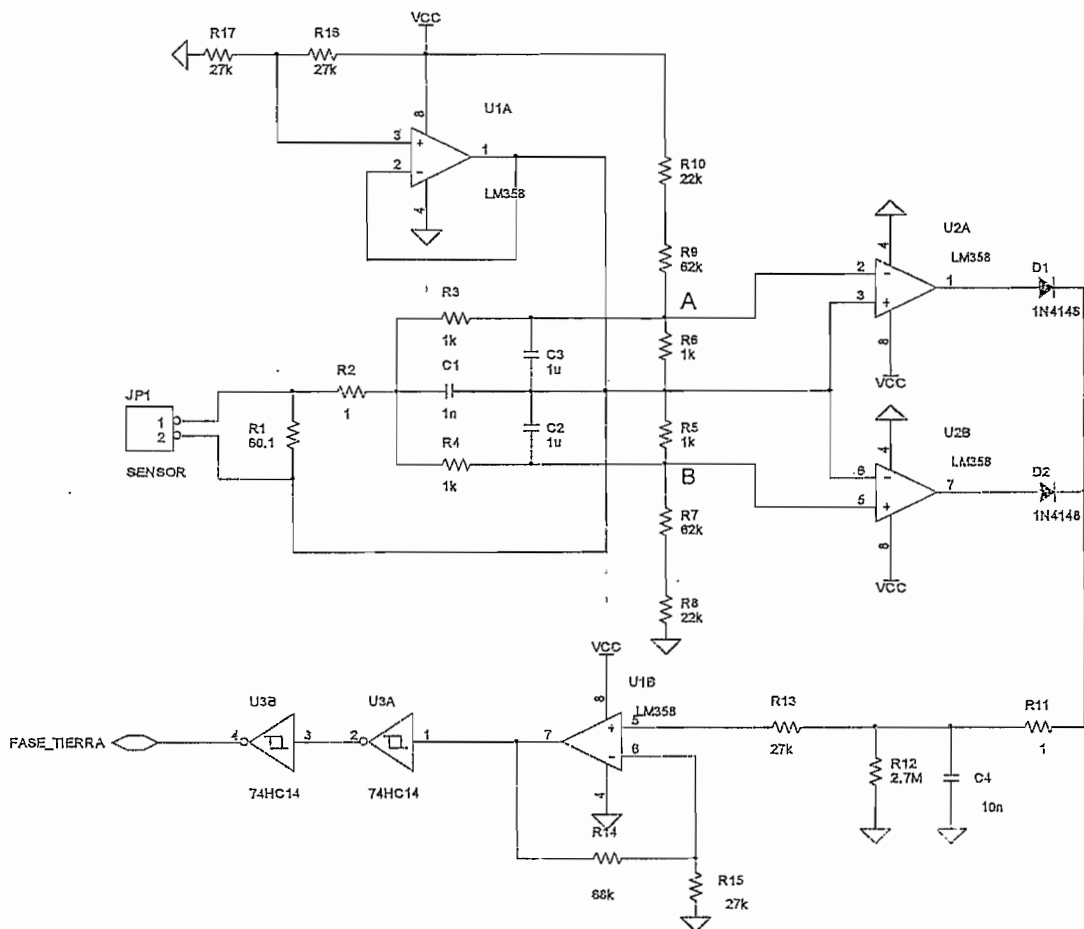


Figura 2.29 Circuito para detectar falla en las fases de salida al motor

El circuito detecta el transitorio de corriente que se produce cuando una de las fases de salida se pierde, pues cuando se llega al nuevo estado estable la suma de corrientes vuelve a ser cero. Este transitorio puede ser positivo o negativo, por lo que se desplaza la referencia del circuito a $2.5 [V]$ mediante el operacional U1A.

El conjunto de resistencias R5 - R10 mantienen un voltaje constante de $29.59 [mV]$. Los amplificadores operacionales U2A y U2B trabajan como comparadores, cuando el sensor tiene un voltaje de cero voltios existe una entrada diferencial de $-14.79 [mV]$ en dichos amplificadores, entregando a sus salidas un nivel bajo.

Cuando el sensor detecta un voltaje diferente de cero el voltaje diferencial a la entrada de los amplificadores cambia, pero manteniendo constante el voltaje AB; si el voltaje en el sensor supera los $29.59 [mV]$ ya sea positivo o negativo una de las entradas diferenciales se hará positiva, lo que hará que la salida del amplificador correspondiente se sature hacia cinco voltios, dando de esta manera la señal de falla. Como el transitorio ocurre en un tiempo muy pequeño, se hace necesario retener la señal, esto se consigue mediante el filtro formado por R11 y C4 y amplificando la señal mediante U1B. Las compuertas nos brindan los estados lógicos que entrarán a la tarjeta de control.

2.2.3.3.5 Sobrecorriente en el Bus de DC

De la tarjeta del Manejador de IGBT's se dispone de un voltaje proporcional a la corriente del bus de DC, esta señal es amplificada para obtener $5 [V]$ a $20 [A]$ en dicho Bus. El voltaje final entra a uno de los canales del conversor AD del microcontrolador y también es comparada con un voltaje proporcional a $20 [A]$ para obtener la señal discreta en caso de falla.

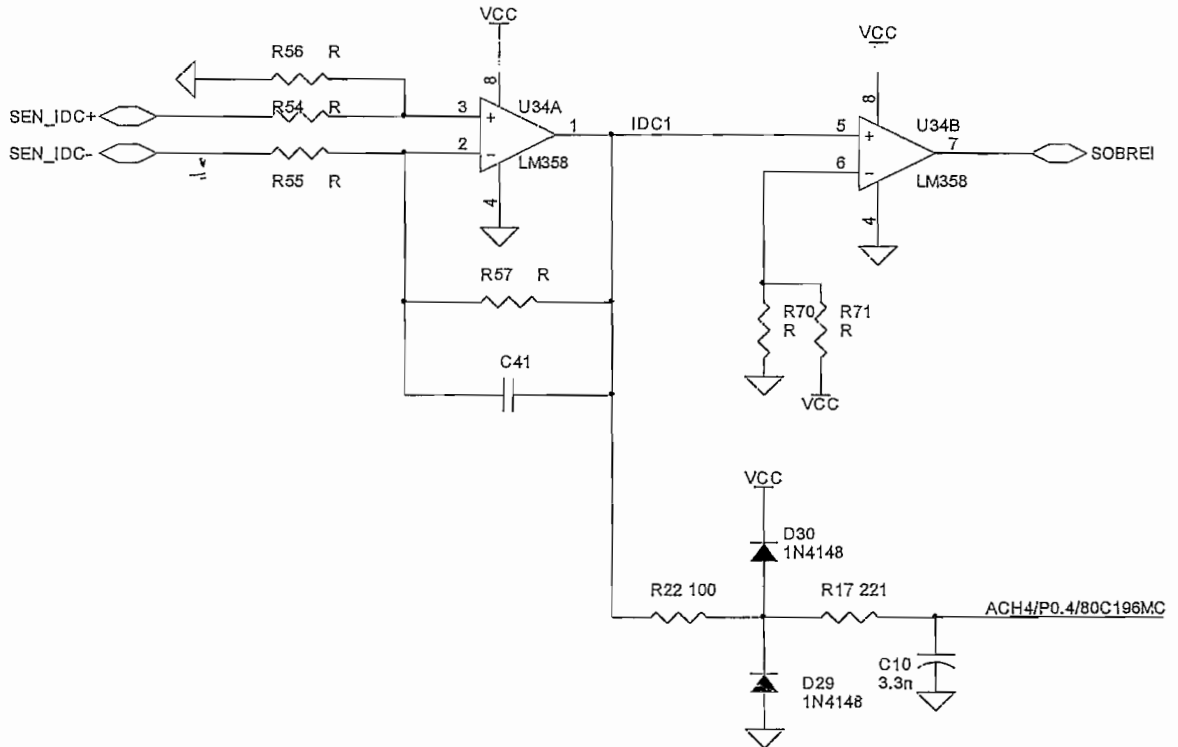
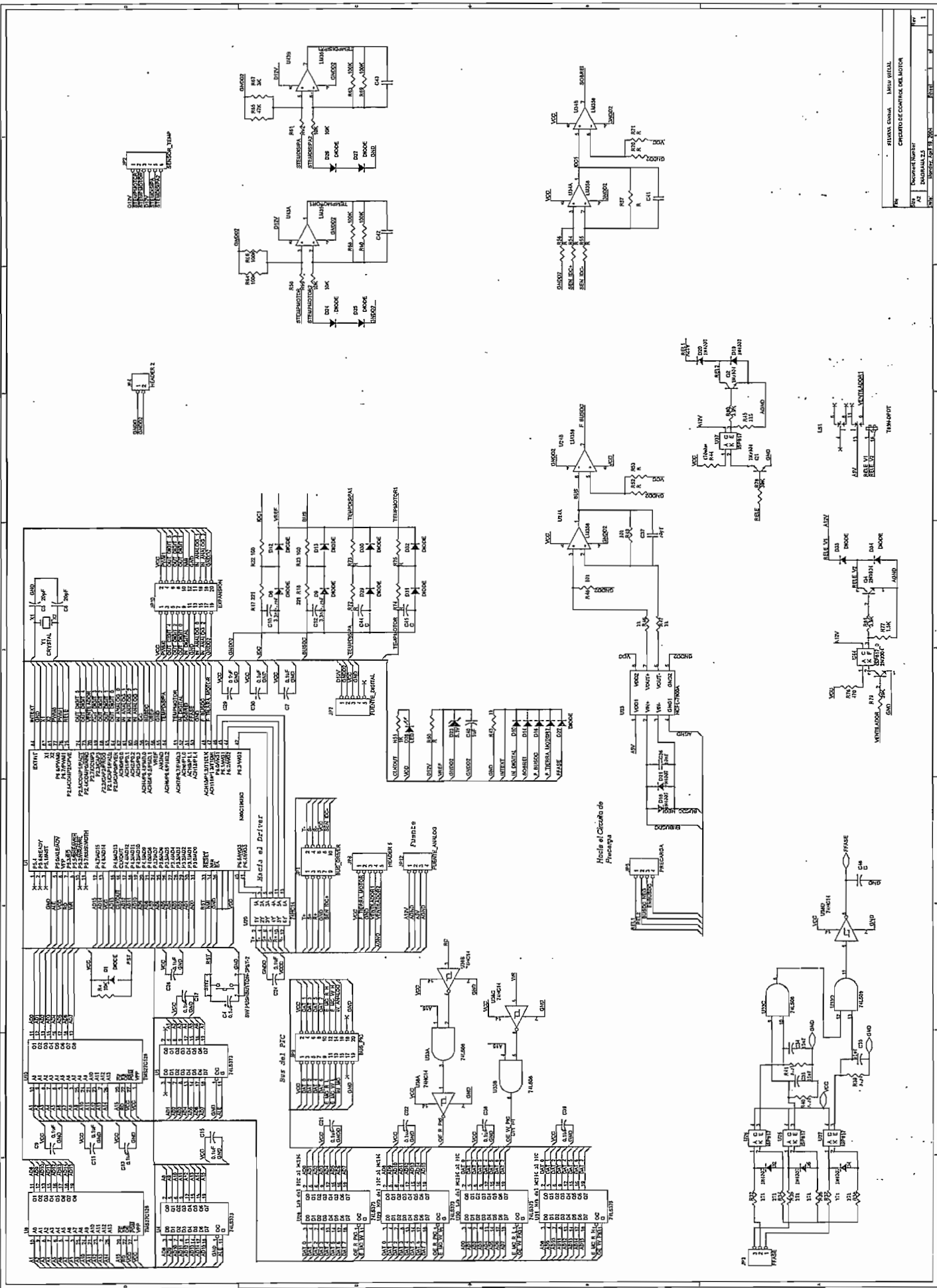


Figura 2.30 Acondicionamiento de la señal de corriente en el Bus de DC



REV	1	1	1
FECHA	15/03/2003	15/03/2003	15/03/2003
PROYECTO	CONTROL DE MOTOR	CONTROL DE MOTOR	CONTROL DE MOTOR
INSTRUMENTOS	PROYECTOR	PROYECTOR	PROYECTOR

FECHA	15/03/2003	15/03/2003	15/03/2003
PROYECTO	CONTROL DE MOTOR	CONTROL DE MOTOR	CONTROL DE MOTOR
INSTRUMENTOS	PROYECTOR	PROYECTOR	PROYECTOR
REV	1	1	1

2.2.4 MANEJADOR DE IGBT'S

La tarjeta del manejador para puentes trifásicos de IGBT's (3-Phase Bridge Driver), Diagrama 2.6, tiene el objeto de obtener las señales de control con referencias independientes para ser aplicadas a la etapa de potencia. Por la estructura del puente inversor son necesarias cuatro referencias independientes, una para los IGBT's inferiores de cada ramal, y tres independientes para los superiores, con lo que se hace necesario cuatro referencias, las mismas que podrían lograrse con cuatro fuentes independientes, o en su lugar hacer uso de un manejador de IGBT's que con una sola fuente proporciona a su salida las seis señales de control con las referencias necesarias.

Entre las características del manejador IR2133 se pueden indicar que es un manejador de IGBT's o MOSFET's de potencia que dispone de tres canales de salida altos con referencia independiente cada uno y tres canales de salidas bajos con una misma referencia para aplicaciones trifásicas. Un amplificador operacional independiente permite una realimentación análoga de la corriente del puente inversor a través de un sensor resistivo externo (resistencia de $0.05 [\Omega]$ en serie en el retorno del bus DC, de bajo valor para evitar altas pérdidas). Evita que dos semiconductores de una misma rama se activen mediante la generación de un tiempo muerto durante la conmutación entre los elementos del mismo ramal. En caso de existir fallas como sobrecorriente o bajo voltaje de alimentación el manejador inhibe las salidas y proporciona una señal de falla a través de un nivel bajo de voltaje en el pin FAULT. Las condiciones de falla pueden ser reseteadas a través del pin FLT-CLR.

Los pines del IR2133 son los siguientes:

HIN1,2,3: Entradas lógicas para los elementos superiores.

LIN1,2,3: Entradas lógicas para los elementos inferiores.

FAULT: Indica falla de sobrecorriente o bajo voltaje, su lógica es negativa.

VCC: Voltaje de polarización.

ITRIP: Entrada para determinar sobrecorriente, al detectar un voltaje superior a $0.5 [V]$.

FLT-CLR: Entrada para la señal de reset del manejador.

SD: Entrada para una señal externa de shut down.

CAO: Salida del amplificador de corriente.

CA-: Entrada negativa del amplificador de corriente.

CA+: Entrada positiva del amplificador de corriente.

VSS: Tierra lógica.

COM: Referencia de los elementos inferiores del puente.

VB1,2,3: Voltaje flotante de alimentación de los elementos superiores del puente.

HO1,2,3: Salida del manejador para los elementos superiores.

VS1,2,3: Referencia del voltaje flotante de los elementos superiores.

LO1,2,3: Salida del manejador para los elementos inferiores.

La tarjeta del manejador de IGBT's está directamente conectada al módulo de potencia. Es importante, en caso de falla esta tarjeta, aislarla con respecto a la tarjeta de control donde se generan las señales del SPWM, para ello se usan optoacopladores de respuesta rápida HCPL-2630 ($10 [Mbit/s]$ ⁶).

Mediante programación se consigue que el 80C196MC entregue los pulsos del control SPWM con lógica invertida, para que en el recorrido hacia las compuertas de los IGBT's lleguen en forma correcta los tiempos muertos programados (Figura 2.31). Previo al ingreso de la señal del PWM a la tarjeta del manejador se

⁶ Referirse a las hojas de datos (ANEXOS)

invierten las señales mediante una compuerta rápida 74HC14, su función es proveer la corriente necesaria a los leds de los optoacopladores ($7.4 [mA]$) pues el microcontrolador no la podría entregar. Como el manejador actúa como un inversor, se hace necesario invertir previamente las señales PWM mediante la compuerta 74HC14.

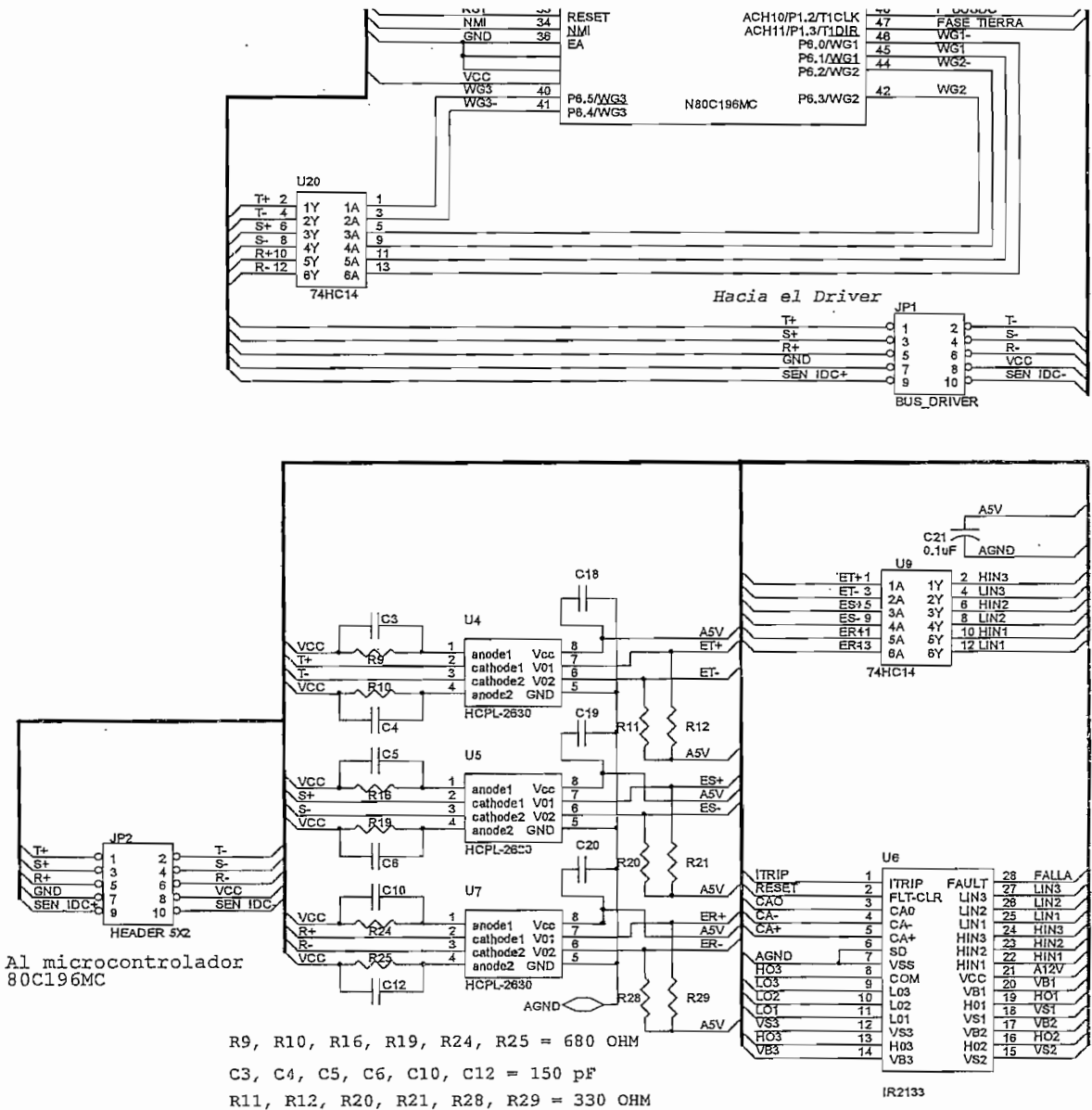


Figura 2.31 Generación del control SPWM

La señal acondicionada del sensor de corriente se utiliza para la detección de sobrecorriente. Mediante un potenciómetro y un capacitor se calibra el voltaje que ingresa al pin ITRIP, que para una corriente mayor de $10 [A]$ en el retorno del bus de DC ingrese a dicho pin un voltaje mayor a $500 [mV]$ requeridos para indicar falla. La resistencia de sensado ($0.05 [\Omega]$) deberá poder disipar una potencia mayor de $5 [W]$ en el instante de falla, por esta razón se escoge la resistencia MP930 cuya capacidad de disipación es de $30 [W] @ 100^\circ C^7$.

También para la señal del sensor de corriente que va a la tarjeta de control del motor se usa el amplificador aislado HCPL-7800, al que ingresa la señal previamente amplificada en el amplificador incluido en manejador IR2133, conservando el aislamiento mencionado anteriormente.

La configuración usada en el sensor de corriente se puede ver en la Figura 2.32

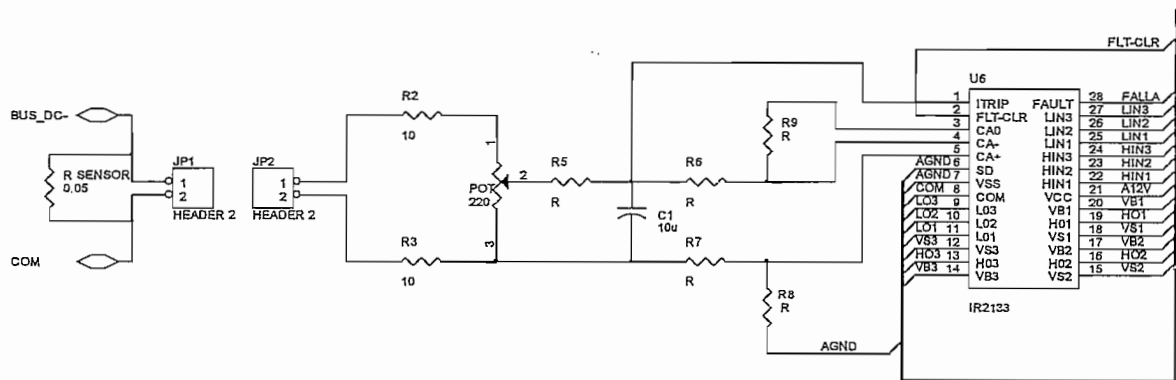


Figura 2.32 Acondicionamiento del sensado de corriente en el Bus de DC

Debido a que el manejador usa una sola fuente se hace necesario elementos adicionales para formar las fuentes flotantes, por lo que la configuración recomendada con los correspondientes valores de los elementos se muestran en la Figura 2.33

⁷ Referirse a las hojas técnicas (ANEXOS)

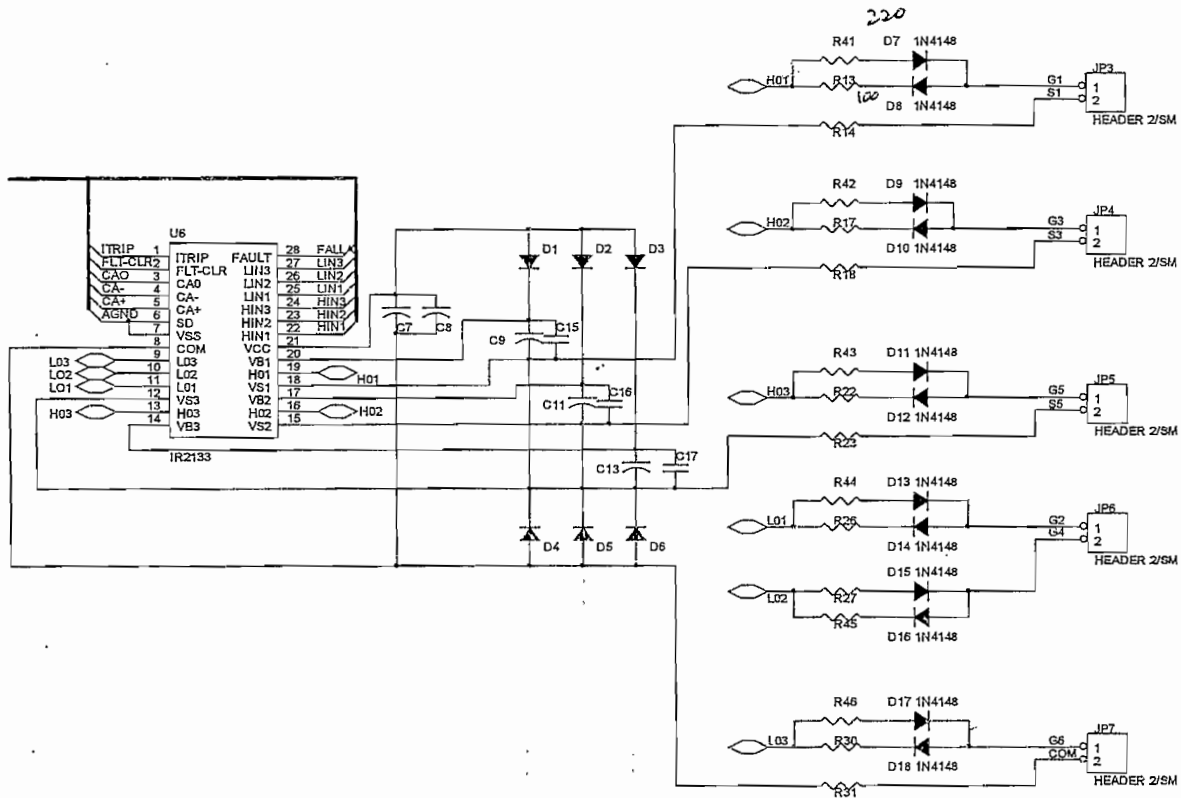


Figura 2.33 Circuito para el control de los IGBT's

Los capacitores C9, C11, C13, llamados Bootstrap Capacitors, tienen valores de $10 [\mu F]$. Aplicando la Ecuación 2.19 se obtiene un valor de capacitancia mínima requerida. Con el objetivo de evitar una disminución del voltaje en el capacitor al producirse una sobrecarga en este circuito, se escoge como mínimo un valor de 15 veces mayor al resultado obtenido [12], los valores necesarios para el cálculo se obtienen de las hojas de datos tanto del IGBT IRG4PC40UD como del manejador IR2133⁸.

$$C > \frac{2 \left[2Q_g + \frac{I_{qbs}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{cbs}}{f} \right]}{V_{CC} - V_f - V_{ls}} \quad (2.19)$$

⁸ Referirse a las hojas de datos (ANEXOS)

Q_g = Carga del gate en el lado alto del FET

I_{cbs} = Corriente de fuga en el capacitor bootstrap

Q_{ls} = Nivel de cambio de carga requerida por ciclo = $5nC$ (500V/600V IC's)

f = Frecuencia de operación

V_f = Caída de voltaje a través del diodo bootstrap en conducción

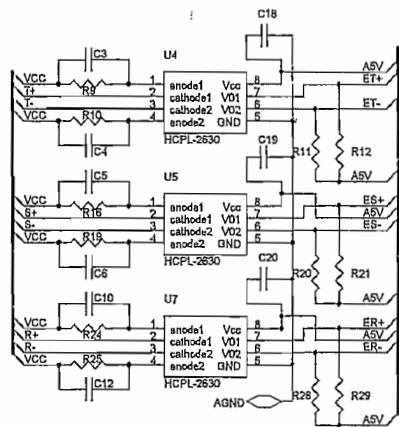
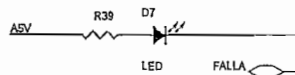
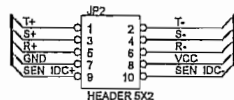
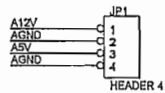
V_{LS} = Caída de voltaje a través del lado bajo del FET

De acuerdo a recomendaciones del fabricante [12], los capacitores C15, C16 y C17 de $0.1[\mu F]$ deben ser colocados junto con los capacitores bootstrap lo más cerca posible al integrado, los diodos D1, D2 y D3 que deben ser rápidos y soportar voltajes mayores a los del bus de DC. Tanto los capacitores como los diodos que proporcionan las referencias desplazadas.

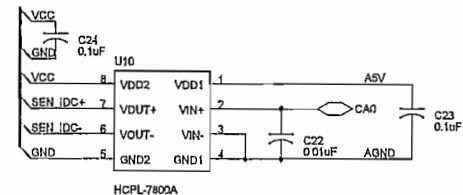
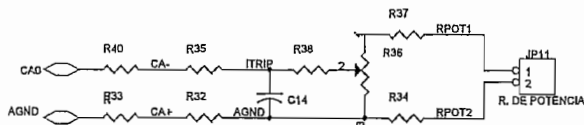
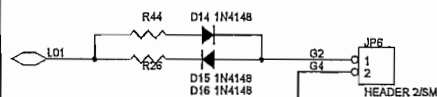
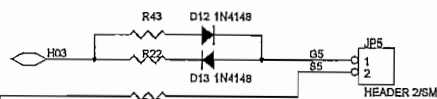
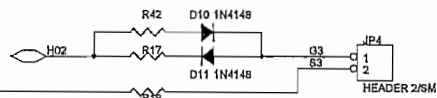
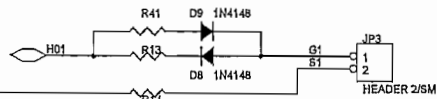
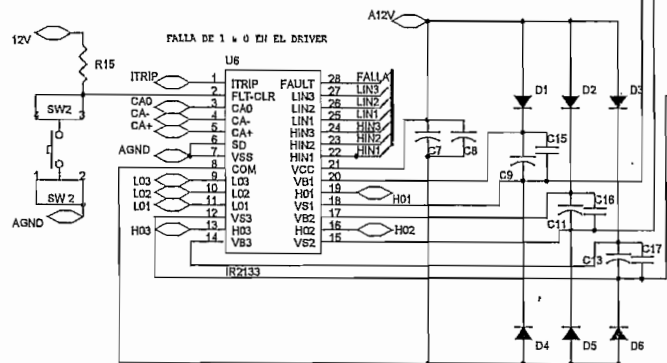
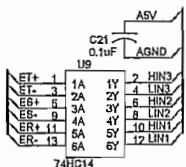
Para modificar ciertas características del IGBT como el tiempo de encendido y apagado, corriente de falla y tiempo en el que soporta esta corriente, pico de la corriente de recuperación inversa de los diodos en paralelo, se recomienda colocar una resistencia entre las salidas del manejador y la compuerta correspondiente. En este caso se usa dos resistencias en paralelo, una para el encendido y otra para el apagado, su acción lo determina los diodos rápidos 1N4148 que se encuentran en serie con las resistencias; mediante pruebas de laboratorio se determinó que los valores a utilizarse son de $220[\Omega]$ para el encendido ($R43$) y $100[\Omega]$ para el apagado ($R22$). Se adiciona un capacitor de $0.0047[\mu F]$ entre compuerta - emisor de cada uno de los elementos de potencia, para atenuar los transitorios que se producen en la compuerta debido a los cambios rápidos del voltaje entre colector - emisor de los IGBT's, estas perturbaciones son consecuencia de la carga y descarga de la capacitancia parásita entre colector y compuerta (Efecto Miller [10], [6]) así como de las inductancias presentes en el lazo de DC.

Se consideran los picos negativos que retornan al manejador en el apagado de los IGBT's, para lo que se colocan los diodos rápidos D4, D5 y D6 y las

resistencias R14, R18 y R23 de $3.3[\Omega]$ entre los pines de voltaje de desplazamiento y el emisor de cada uno de los IGBT's superiores del puente.



R9, R10, R16, R19, R21, R25 = 680 Ω
 R11, R12, R20, R21, R28, R29 = 330 Ω
 C4, C5, C6, C10, C12 = 150 pF



2.3 MANUAL

2.3.1 DESCRIPCIÓN DE PARÁMETROS

Para el seteo y correcto funcionamiento del variador de acuerdo a la aplicación, es necesaria la programación de parámetros, los mismos que se describen a continuación.

Tabla 2 PARAMETROS 000: Visualización

PARAMETRO	RANGO	DEFAULT	DESCRIPCIÓN
P000 [-]	0-255	000	Clave
P001 [Hz]	0-P116	60	*Referencia de frecuencia
P002 [rpm]	0-P116	---	*Velocidad del motor
P003 [A]	0-20	---	Corriente del motor
P004 [-]	P,T,S,E	---	Estado
P005 [Hz]	0-200	---	Frecuencia del motor
P006 [V]	0-220	---	Voltaje de salida
P008 [HP]	0-2	---	*Potencia
P009 [-]	0-7 H	---	Entradas digitales
P010 [-]	0-220	---	Salidas digitales
P011 [-]	E0-E41	---	Ultimo error
P012 [-]	E0-E41	---	Segundo error
P013 [-]	E0-E41	---	Tercero error
P014 [-]	E0-E41	---	Cuarto error
P015 [%]	0-100	---	Corriente DC porcentual
P016 [%]	0-100	---	Voltaje DC porcentual
P017 [%]	0-100	---	Temperatura disipador porcentual
P018 [%]	0-100	---	Temperatura motor porcentual
P019 [%]	0-100	---	IN análoga1 porcentual
P020 [%]	0-100	---	IN análoga2 porcentual

P021 [A]	0-20	---	Corriente DC
P022 [V]	0-311	---	Voltaje DC
P023 [°C]	0-100	---	Temperatura disipador
P024 [°C]	0-100	---	Temperatura motor
P025 [P215]	0-100	---	IN análoga1
P026 [V]	0-5	---	IN análoga2
P027 [-]	1	1	Software
P028 [h]	0-65534	---	*Tiempo energizado
P029 [h]	0-6553	---	*Tiempo funcionando

* Parámetros disponibles para ser utilizados posteriormente

Tabla 3 PARAMETROS 100: Regulación

PARAMETRO	RANGO	DEFAULT	DESCRIPCIÓN
P100 [h]	0-999	5	Tiempo de aceleración
P101 [h]	0-999	10	Tiempo de deceleración
P102 [-]	0-2	0	Rampa S 0 = Inactiva 1 = 50% 2 = 100%
P103 [-]	0,1	1	Salvar velocidad 0 = Inactivo 1 = Activo
P104 [Hz]	P115-P116	3	Velocidad por teclado
P105 [Hz]	0-P116	8	Velocidad para JOG+
P106 [Hz]	0-P116	8	Velocidad para JOG-
P107 [Hz]	P115-P116	3	Referencia1 Multispeed
P108 [Hz]	P115-P116	12	Referencia2 Multispeed
P109 [Hz]	P115-P116	21	Referencia3 Multispeed
P110 [Hz]	P115-P116	30	Referencia4 Multispeed

P111 [Hz]	P115-P116	40	Referencia5 Multispeed
P112 [Hz]	P115-P116	50	Referencia6 Multispeed
P113 [Hz]	P115-P116	60	Referencia7 Multispeed
P114 [Hz]	P115-P116	55	Referencia8 Multispeed
P115 [Hz]	0-(P116-1)	3	Velocidad mínima
P116 [Hz]	0-(P115+1)	60	Velocidad máxima
P117 [-]	0-9	1	Ajuste de torque
P118 [s]	0-10	0	*Tiempo de acomodamiento
P119 [Hz]	0-10	3	*Velocidad de acomodamiento
P120 [%]	0-100	100	*Tensión de salida máxima
P121 [%]	0-100	50	*Tensión de salida intermedia
P122 [%]	0-100	8	*Tensión de salida 3 Hz
P123 [Hz]	P115(>90)- P116	60	*Velocidad de inicio de debilitamiento de Ø
P124 [°C]	90-P123	30	*Velocidad intermedia
P125 [A]	P126- 2xP233	1.1xP301	Corriente de sobrecarga del motor a velocidad nominal
P126 [A]	P127-P125	0.9xP301	Corriente de sobrecarga del motor al 50% de la velocidad nominal
P127 [A]	0.2xP233- P126	0.5xP301	Corriente de sobrecarga del motor al 5% de la velocidad nominal
P128 [%]	0-180	100	Corriente máxima de salida

* Parámetros disponibles para ser utilizados posteriormente

Tabla 4 PARAMETROS 200: Configuración

PARAMÉTRRO	RANGO	DEFAULT	DESCRIPCIÓN
P200 [-]	0-255	5	Clave activa Si P200=000 No existe restricción Si P200≠000 Existe restricción

P201 [-]	0,1	0	*Tipo de control 0 = V/F 60 Hz 1 = V/F ajustable
P202 [-]	0,1	0	Carga/Salva parámetros 0 = Memoria 1 = Default
P203 [-]	0-4	0	Selección del parámetro de lectura 0 = P002 1 = P003 2 = P004 3 = P005 4 = P006
P204 [s]	0-255	0	Tiempo de autoreset
P205 [-]	0,1	1	Detección de falta de fase 0 = Inactivo 1 = Activo
P206 [-]	0-2	0	*Copia HMI 0 = Inactivo 1 = Copiar HMI al computador 2 = Copiar HMI desde computador
P207 [-]	0-1024	127	Contraste LCD
P208 [-]	0-6	2	Selección LOCAL/REMOTO 0 = Siempre local 1 = Siempre remoto 2 = Tecla del HMI default LOCAL 3 = Tecla del HMI default REMOTO 4 = Serial default LOCAL 5 = Serial default REMOTO 6 = Entradas digitales MULTISPEED
P209 [-]	0-3	0	Selección situación local,

Mediante un analizador industrial POWERMETRIX 330 se toman las gráficas del sistema trifásico (Figura 3.11). En ellas se puede observar el voltaje y corriente generados; el diagrama fasorial, en el que se puede ver claramente el desfase entre los voltajes línea a línea y las corrientes que se encuentran atrasadas con respecto a los primeros. Se presenta también el contenido armónico de la corriente para 52 [Hz], frecuencia a la que se trabaja con un índice de modulación igual a uno y por ende con la mejor onda de voltaje y corriente respecto al resto de frecuencias, obteniendo como resultado un THD menor al 5%. En lo que se refiere al voltaje, el instrumento en mención tiene dificultades en medir el contenido armónico pues trabaja con ondas a 60 [Hz]. Para este caso se utilizó el analizador FLUKE, aunque de menor precisión trabaja con mayores rangos de frecuencia obteniendo un THD menor a uno para la forma de onda de voltaje a esta frecuencia.

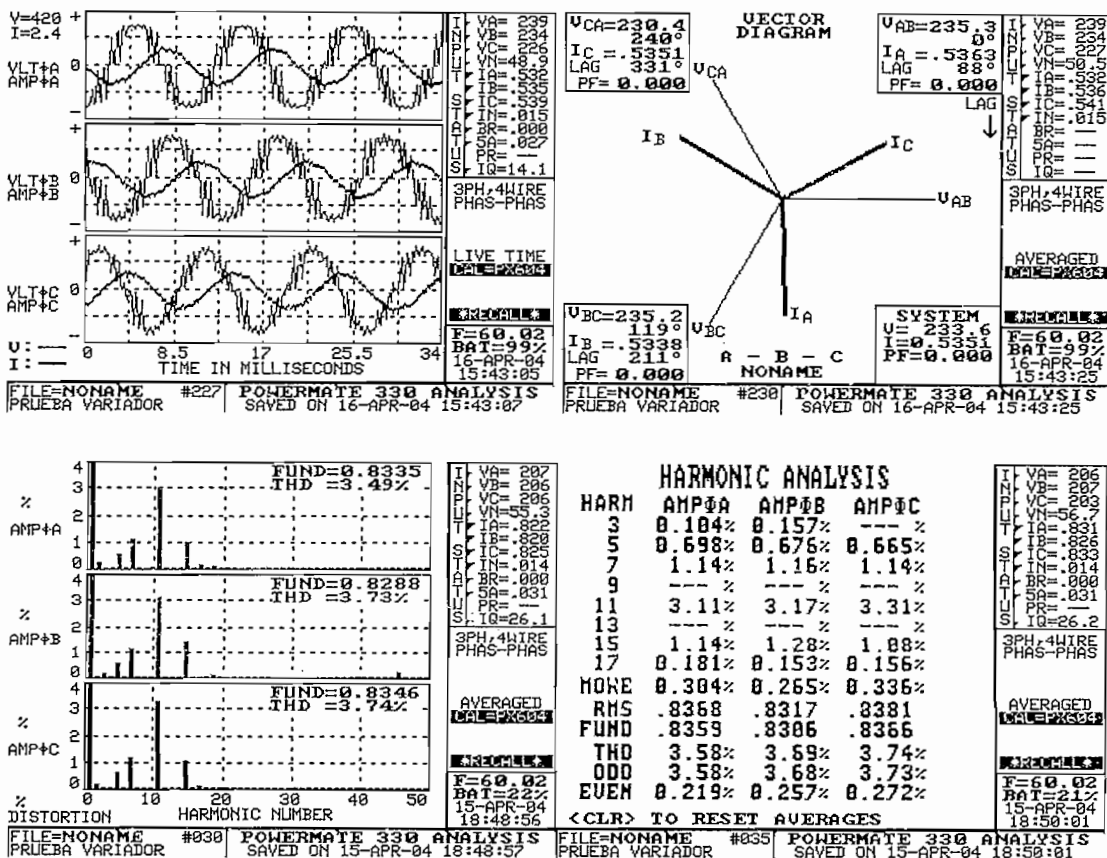


Figura 3.11 Análisis del voltaje y corriente trifásicos para 52 [Hz]

Se realiza el mismo análisis para las formas de onda de voltaje y corriente cuando el inversor trabaja a 60 [Hz]. Como resultado se obtiene un incremento del contenido armónico tanto en la onda de voltaje como en la corriente, esto se debe a que a esta frecuencia se encuentra en la región de sobremodulación, la forma de onda de voltaje se vuelve más cuasicuadrada y como consecuencia la corriente pierde levemente su forma senoidal (Figura 3.12).

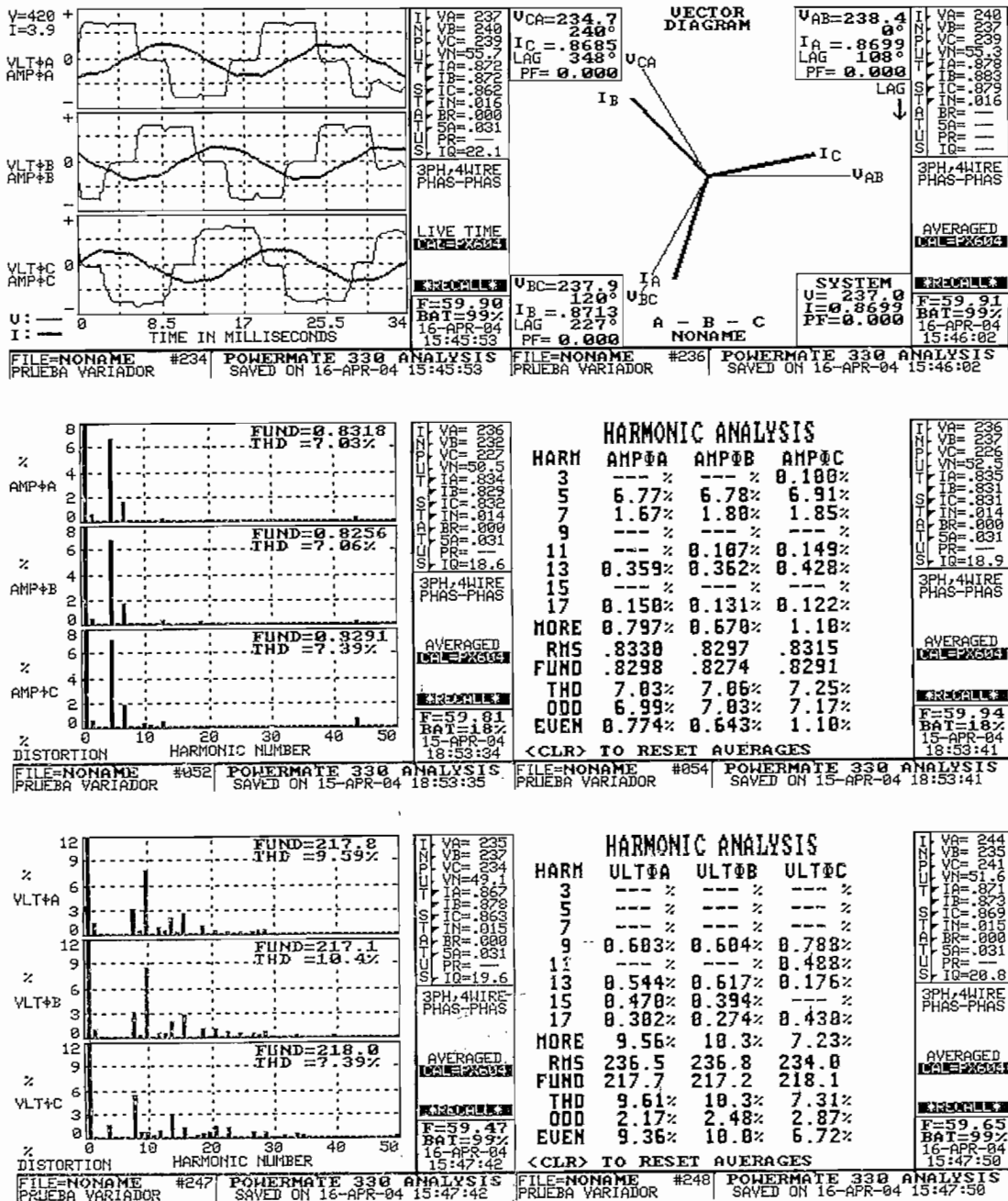


Figura 3.12 Análisis del voltaje y corriente trifásicos para 60 [Hz]

Para frecuencias mayores se utiliza el analizador FLUKE, obteniendo un THD para el voltaje de 3.5% y para la corriente de 8.7% medidos a una frecuencia de 100 [Hz]. Un THD de voltaje menor que el que se obtuvo para la frecuencia de 60 [Hz], esto se debe a que este analizador captura menor cantidad de armónicos que el POWERMETRIX 330, siendo los armónicos de alta frecuencia los que se pierden. En cuanto a la corriente, se ve un incremento en el contenido armónico, debido a que mientras mayor sea la frecuencia más pulsos de menor ancho se pierden, dando como consecuencia una corriente más distorsionada.

3.4 RAMPAS DE ACELERACIÓN Y DECELERACIÓN

Con la finalidad de evitar una alta corriente en el arranque es recomendable el uso de rampas de aceleración, en las que se procura un crecimiento adecuado de la frecuencia del motor de acuerdo al caso específico en el que se use el variador, es así que en el caso de este módulo existen tres tipos de rampas: la rampa lineal, la rampa tipo S al 50% y rampa S al 100%, ya indicada en apartados anteriores.

Para desarrollar las pruebas correspondientes a este caso se hace uso de un motor que dispone de un tacómetro como sensor de velocidad. El tacómetro brinda un voltaje que es medido mediante el osciloscopio, y en el que se puede observar el comportamiento de la velocidad.

3.4.1 RAMPA LINEAL

En el caso de la rampa lineal se entiende que la variación de la frecuencia del motor aumenta en forma proporcional al tiempo, esto puede observarse en la Figura 3.13, en la que se muestra a través del voltaje del tacómetro como la velocidad crece en forma lineal durante el tiempo indicado como tiempo de aceleración, alcanzado al final de este la velocidad deseada.

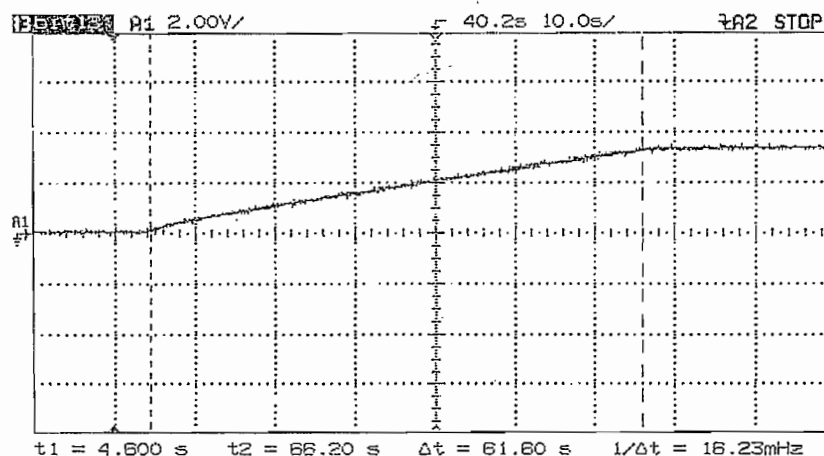


Figura 3.13 Rampa lineal

3.4.2 RAMPA S

Al igual que en la rampa lineal en la rampa tipo S la velocidad crece durante el tiempo indicado como tiempo de aceleración hasta la velocidad deseada, con la diferencia que si se observa la característica de velocidad con respecto al tiempo esta describe un semiciclo cosenoidal consiguiendo un incremento o decremento suave de velocidad como se indica en la Figura 3.13, en esta se observa la deceleración mediante la rampa S al 100%.

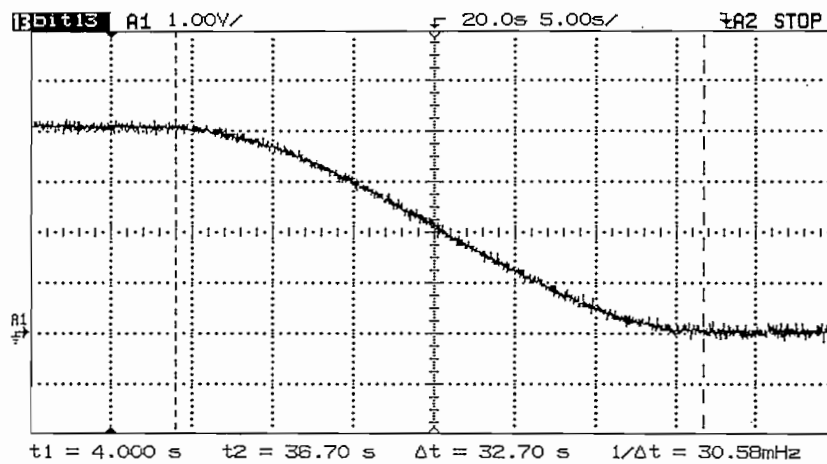


Figura 3.14 Rampa S 100%

El caso intermedio entre una rampa lineal y una rampa S es la rampa S al 50%, la que inicia con un crecimiento suave durante el 25% del tiempo inicial luego crece en forma lineal hasta llegar al 75% del tiempo tomando nuevamente la forma de una rampa tipo S de suave crecimiento de velocidad, la Figura 3.15 ilustra la forma que describe esta rampa aplicada a la deceleración de la velocidad del motor.

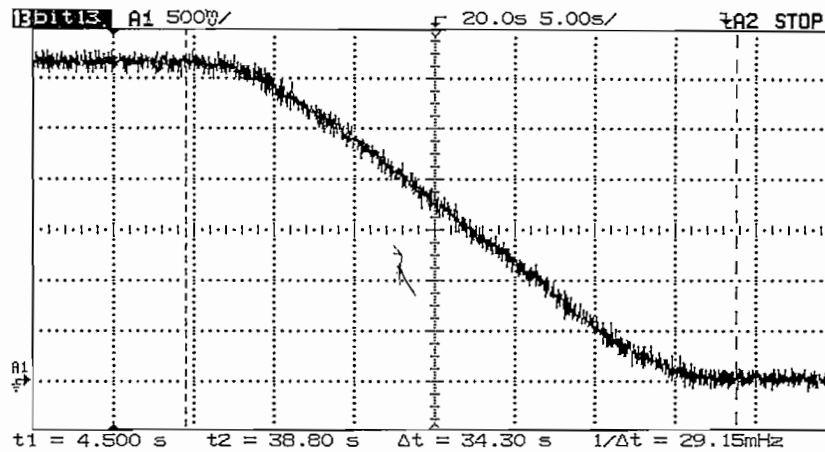


Figura 3.15 Rampa S 50%

3.5 CAMBIO DE SENTIDO DE GIRO

Mediante la señal entregada por el tacómetro se toma la característica que describe la velocidad del motor cuando se acciona el cambio de giro. Como se explica en apartados anteriores se realiza primero una rampa de deceleración hasta llegar a la velocidad cero, mediante programación se invierten dos de las fases que se generan en el control, consiguiendo así la inversión de giro.

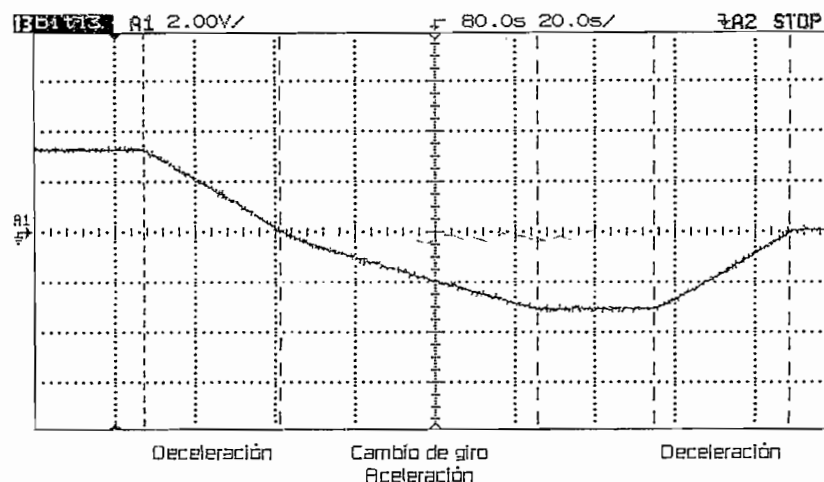


Figura 3.16 Características del cambio de giro

CAPÍTULO 4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

4.1 CONCLUSIONES

- El objetivo planteado al inicio de este trabajo se ha cumplido, ya que se ha obtenido un variador de velocidad para motores de inducción que dispone de las características requeridas a nivel industrial.
- Se ha obtenido a la salida del variador señales de voltaje y de corriente con un bajo contenido armónico todo esto debido a la ventaja de disponer de un microcontrolador desarrollado para generar el PWM.
- Se ha probado sin problema las frecuencias en un rango comprendido entre los 3.0 [Hz] hasta los 120.0 [Hz]. Al realizar el algoritmo con la relación de frecuencia de 105 se ha trabajado con una frecuencia de conmutación entre los 315 [Hz] y los 12.6 [KHz] manteniéndose así bajo la frecuencia máxima recomendable que son los 15 [KHz] [9].
- Uno de los aspectos más complejos del desarrollo de este trabajo fue las perturbaciones que presenta las compuertas de los IGBT's en el momento de las conmutaciones y la solución de las mismas, debido a que estas se producen por las características propias del elemento siendo inevitable su presencia, para esto fue necesario el trabajo con las resistencias tanto en la compuerta como en el emisor del IGBT que si bien no las eliminan completamente al menos modifican las características del elemento y disminuyen a un rango aceptable dichas perturbaciones.
- El fenómeno de latch-up, comportamiento de IGBT como tiristor, es más probable que se presente cuando se trabaja a altas frecuencias de conmutación, pues se hace necesario una conmutación más rápida de los IGBT's incrementándose los dv/dt así como la amplitud de las perturbaciones en la compuerta.

- Los capacitores de desacople colocados en paralelo a cada ramal del inversor ayudan a eliminar transitorios de voltaje en el bus de DC los que si podrían causar severos daños a los IGBT's durante la conmutación de los mismos ayudando a mejorar las formas de onda de estos y al mismo tiempo se contribuye a disminuir las perturbaciones en la compuerta al atenuar el dv/dt en la conmutación de los IGBT's.
- Por el desarrollo de un algoritmo de trabajo en el que la relación de frecuencias es un número entero e impar se puede observar que el mayor contenido armónico es impar, también, teniendo en cuenta que el sistema con el que se trabaja es trifásico caso en el que los armónicos múltiplos de tres son eliminados se ha elegido una relación constante y múltiplo de 3 con el fin de aprovechar esta situación y disponer de la menor cantidad de armónicos de estos valores.
- El desarrollo de un algoritmo con modo sincrónico, relación de frecuencias constante, favorece a que la forma de onda de voltaje tenga el mismo número de pulsos a lo largo de la mayor parte del rango de frecuencia de trabajo desde los $3.0 [Hz]$ hasta los $52.0 [Hz]$, consiguiendo así que la corriente también mantenga su forma senoidal en todo este rango, sobre los $52.0 [Hz]$ el número de pulsos disminuye provocando una pequeña distorsión en la corriente, lo que se traduce en el aumento del THD en la forma de onda.
- Al utilizar un microcontrolador independiente para el HMI se tiene como ventaja que se puede desarrollar algunos modos de control del variador, es así que no solo se dispone del teclado sino que además de entradas digitales, análogas, y la opción de comunicación serial, de este modo se busca facilitar el uso presentando varias opciones de control que dependiendo de la programación puede ser locales y/o remotas lo que permite el trabajo desde dos distintas estaciones.
- El HMI desarrollado para este caso puede ser de aplicación general, es decir no está limitado al trabajo con este variador sino por su estructura puede ser

utilizado en otros módulos siempre y cuando se respete el protocolo de comunicación con el que ha sido desarrollado.

- El sistema es un sistema abierto a cambios de tal manera que puedan ampliarse las opciones de control, por ejemplo por sus entradas análogas se puede realimentar la velocidad del motor lo que podría permitir un trabajo en lazo cerrado siendo necesario complementar el algoritmo implementado con la opción que se adicione.
- De trabajos anteriores se concluye que los microcontroladores de aplicación general no son eficientes en el trabajo realizado en un variador de velocidad, es por ello que se opta por el trabajo con un microcontrolador dedicado específicamente al control de motores lo que ha permitido un trabajo más eficiente e incluso del desarrollo de dos tareas al mismo tiempo, permitiendo que el sistema sea más rápido y preciso.

4.2 RECOMENDACIONES

- Debido al filtro capacitivo se tienen picos de corriente a la entrada del variador, puente rectificador, por lo que es recomendable el uso de una inductancia en el enlace del Bus de DC que evite estos cambios bruscos de corriente.
- Por las características del microcontrolador 80C196MC de rapidez y capacidad de desarrollo de complejas operaciones matemáticas no es descartable la posibilidad del uso del mismo hardware y el desarrollo de un nuevo algoritmo que permita la realización de un control vectorial.
- Para disminuir la sensibilidad del circuito de disparo de los IGBT's a los dv/dt e interferencias electromagnéticas producidos por las rápidas conmutaciones, es necesario seguir correctamente las recomendaciones de diseño de las tarjetas electrónicas dado por los fabricantes ya sea en la ubicación de elementos como en el ruteado de las pistas.
- Para el montaje del módulo es recomendable seguir normas que eviten posibles problemas por interferencias electromagnéticas, es recomendable por ello el uso de una capa metálica que aisle el circuito de control y el de potencia para evitar este tipo de perturbaciones que aparecen por la alta frecuencia de conmutación.
- Previo al montaje es recomendable también, tener la mínima distancia posible de los cables que llevan señales de control, teniendo especial cuidado en las señales van a las compuertas de los IGBT's, para de este modo evitar interferencias electromagnéticas y la introducción de ruido indeseado.
- Es posible trabajar a frecuencias mayores a los $120 [Hz]$ en el voltaje aplicado al motor, siendo necesario una modificación previa en el algoritmo con el propósito de disminuir la relación de frecuencia M_f , para evitar pérdidas de pulsos conforme se aumente la frecuencia, y poder mantener la

condición de que el voltaje de salida se mantenga constante a partir de los $60 [Hz]$.

- Luego de las pruebas se pudo comprobar que el capacitor del bus de DC tarda al menos tres minutos en descargarse, por lo que es recomendable que no se desmonte el equipo si aún no ha transcurrido ese tiempo para así evitar daños al usuario o al equipo.
- Es necesario llevar a cabo trabajos posteriores que estén dedicados exclusivamente al circuito de potencia así como al disparo de los elementos de conmutación, para realizar un mejor estudio de los problemas que se presentan en este circuito, en lo que se refiere a las perturbaciones en las compuertas así como al ruido producido por interferencias electromagnéticas.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] MICROELECTRONICS FOR INDUSTRIALISTS, Control de Motores de Inducción, Universidad de Paderborn, Alemania, 2001
- [2] LAI, Jason, BOROJEVIC, Dusan, HUANG, Alex, Optimized Harmonic Stepped-Waveform for Multilevel Inverter, Siriroj Sirisukprasert, Blackburgs Virginia, 1999
- [3] HAVA, Ahmet, SUL, Seung-Ki, Dynamic Overmodulation Characteristics of Triangle Intersection PWM Methods, IEEE Industry Applications Society, Annual Meeting Volume 2, New Orleans Louisiana, 1997
- [4] POMILIO, J. A., Electrónica de Potencia, UNICAMP, Brasil, 2001
- [5] ROSERO, Patricio, Teoría de Sistemas Lineales, EPN, Quito Ecuador, 1999
- [6] MOHAN, Ned, UNDELAND Tore M., ROBBINS William P., POWER ELECTRONICS: Converters, Applications, and Design, John Wiley & Sons, Inc, Republic of Singapore, 1989
- [7] INTEL CORPORATION, 8XC196MC, 8XC196MD, 8XC196MH Microcontroller User's Manual, USA, October 1995
- [8] MICROCHIP TECHNOLOGY INCORPORATED, PIC16F87X Data Sheet, USA, 2001
- [9] ESPINOZA, Karel, Inversor Trifásico con IGBT's Aplicando Técnica PWM, EPN, Quito Ecuador, 2000
- [10] INTERNATIONAL RECTIFIER, IGBT Design Guide – Insulated Gate Bipolar Transistor, International Rectifier, California USA
- [11] RASHID, Muhammad H., ELECTRONICA DE POTENCIA Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones, Segunda Edición, Traducido por Ing. Sánchez García Gabriel, Prentice may Hispanoamericana, S. A., México, 1993

- [12] INTERNATIONAL RECTIFIER, Motor Drive Control IC - Designer's Manual, International Rectifier, California USA
- [13] RIVERA, Pablo, Control de Máquinas Eléctricas, EPN, 2000
- [14] SCHILDT, Herbert, TURBO C/C++ The Complete Reference, Second Edition, McGraw-Hill, Berkeley California, 1992
- [15] ZHANG, Yi, SOBHANI, Saed, CHOKHAWALA, Rahul, Snubber Considerations for IGBT Applications, International Rectifier Corporations, Technical Papers.
- [16] NATIONAL SEMICONDUCTOR, Linear Applications Handbook, National Semiconductors, 1994
- [17] OPTREX CORPORATION, LCD Liquid Crystal Display, Japan, 1998

IMÁGENES DEL EQUIPO

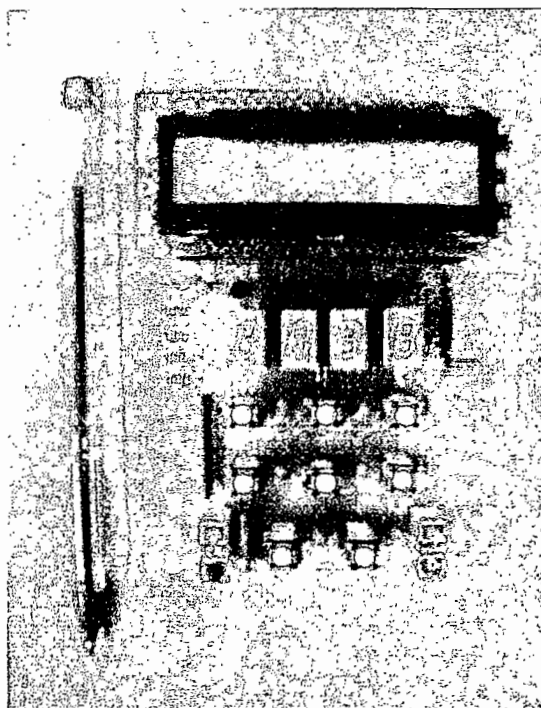


Imagen 1 Tarjeta del Interfaz Hombre Máquina. Vista Frontal

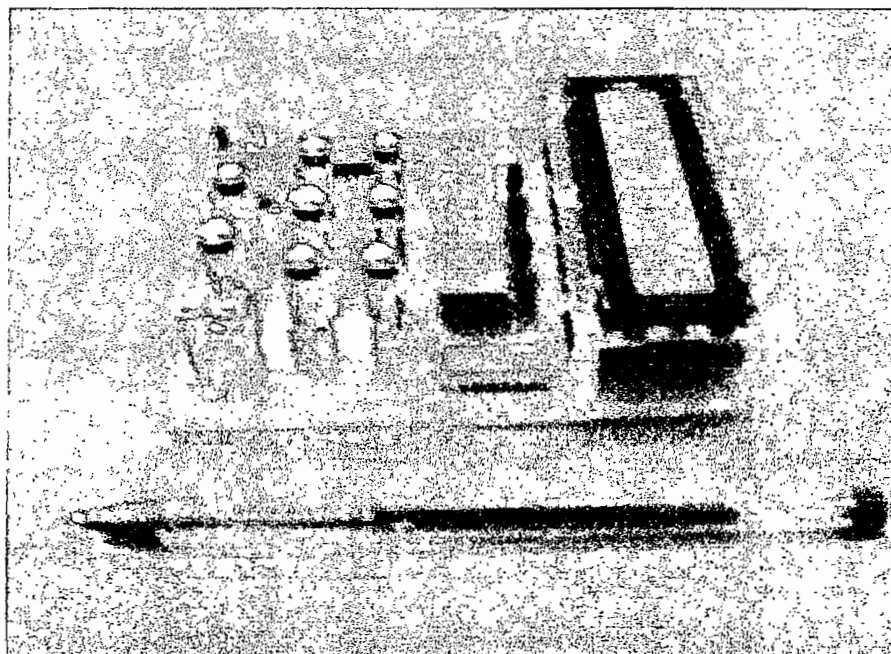


Imagen 2 Tarjeta del Interfaz Hombre Máquina. Vista Lateral

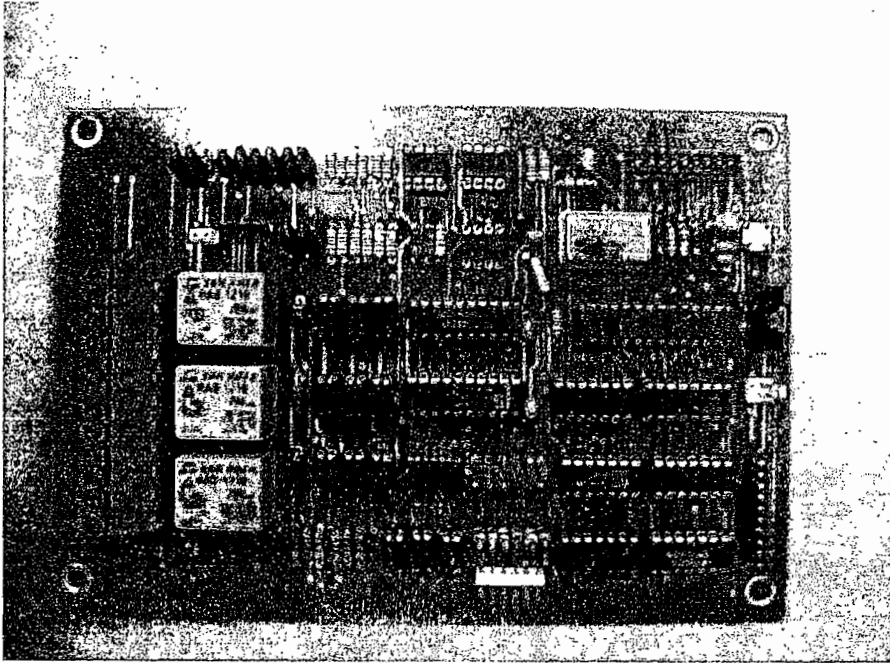


Imagen 3 Tarjeta de control del Interfaz Hombre Máquina. Vista Frontal

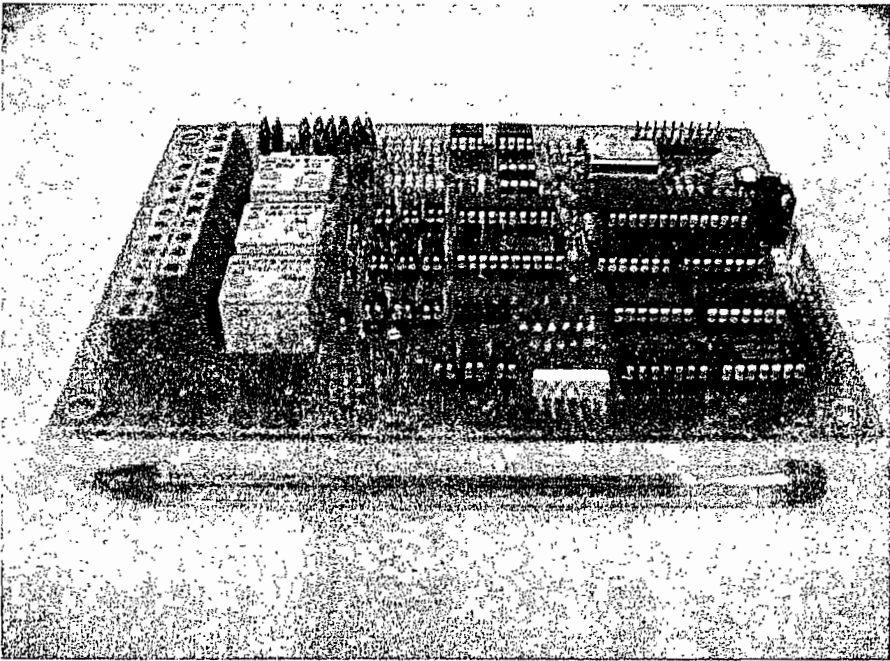


Imagen 4 Tarjeta de control del Interfaz Hombre Máquina. Vista Lateral

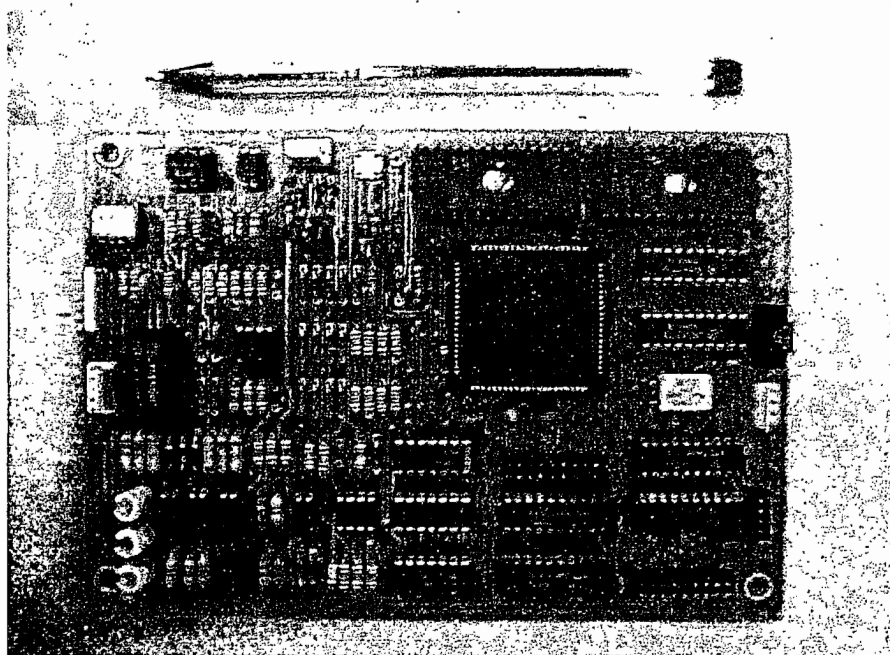


Imagen 5 Tarjeta de control del motor. Vista Frontal

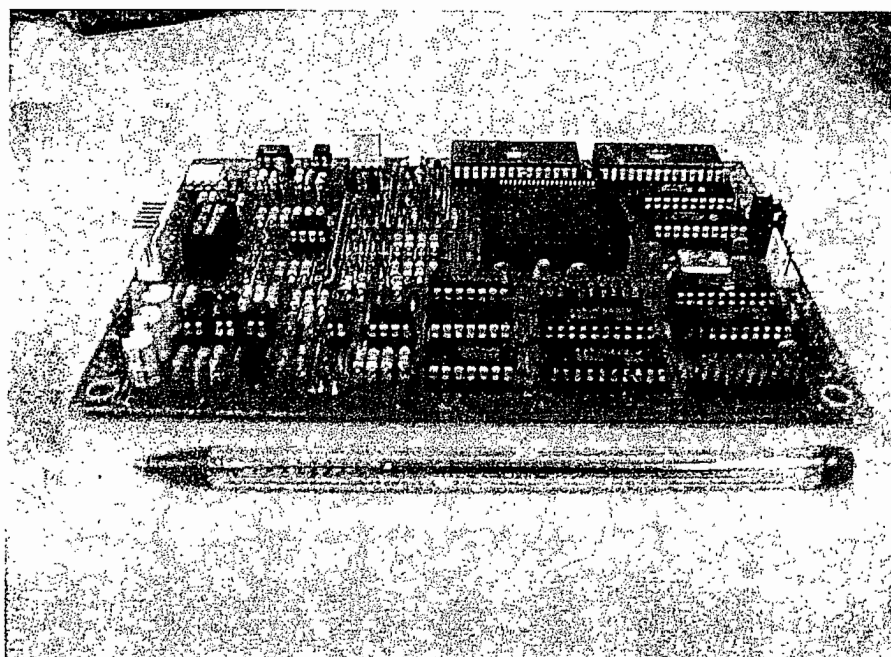


Imagen 6 Tarjeta de control del motor. Vista Lateral

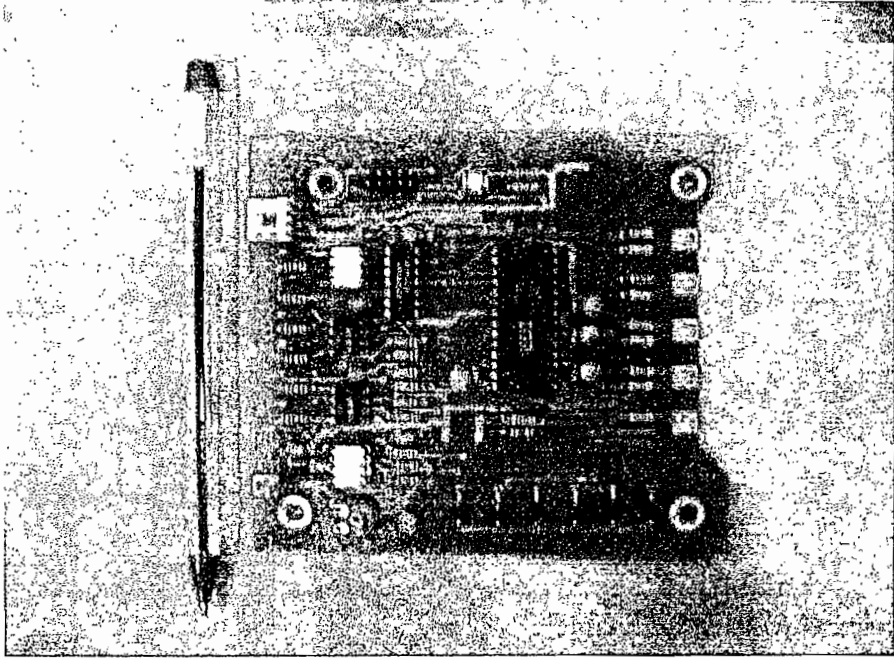


Imagen 7 Tarjeta de control del motor. Vista Frontal

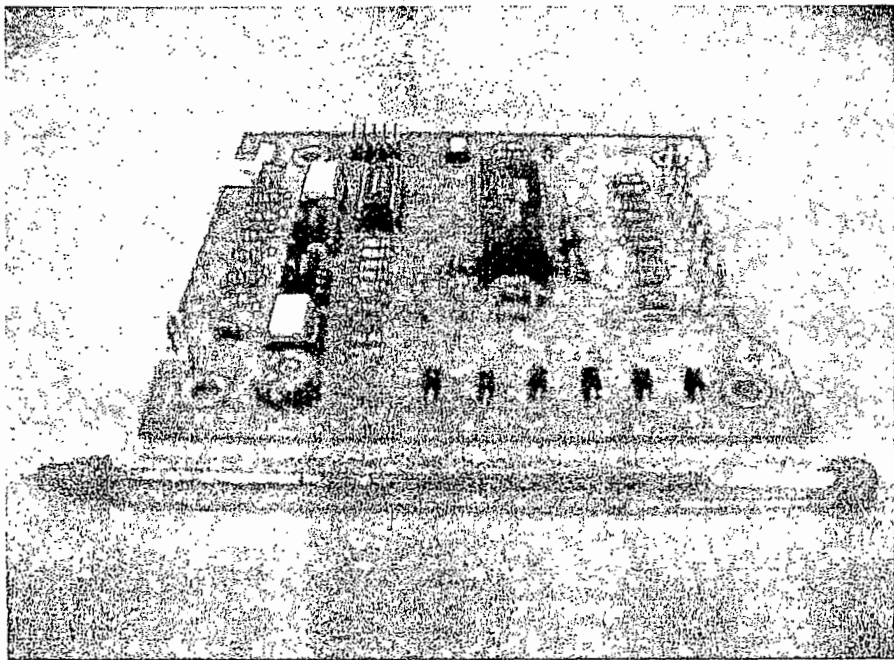


Imagen 8 Tarjeta de control del motor

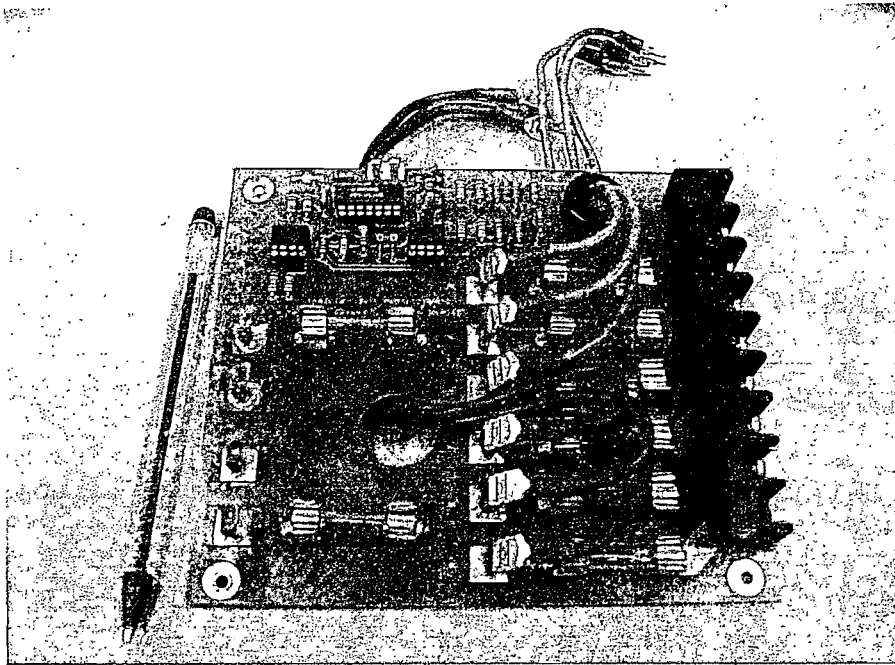


Imagen 9 Tarjeta de protecciones

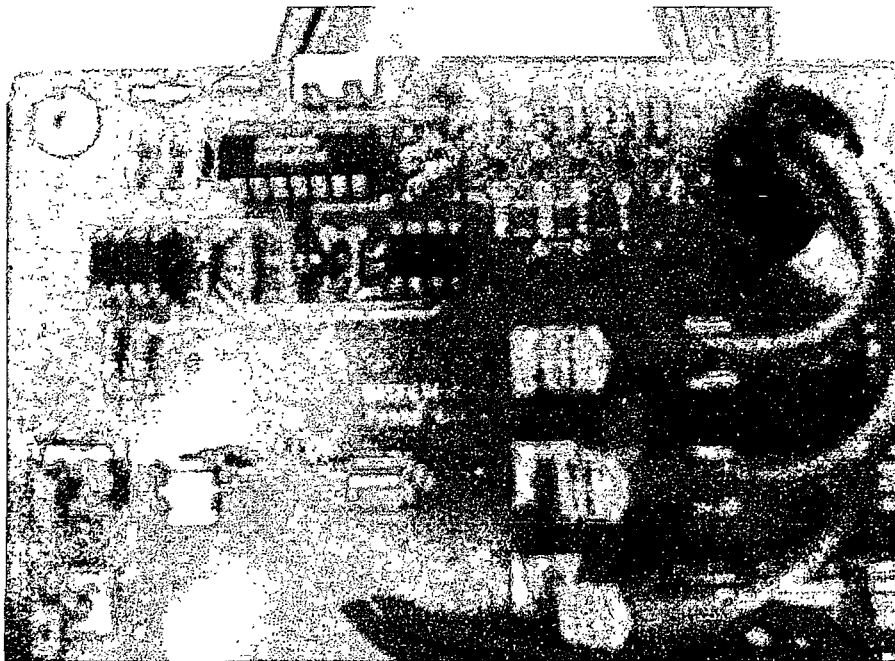


Imagen 10 Circuito de falla de fase a tierra

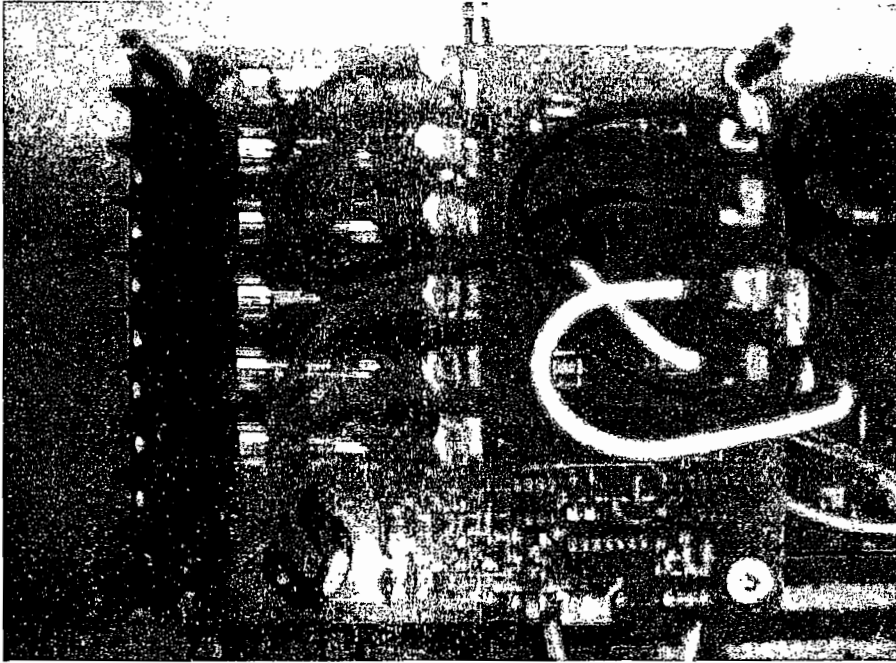


Imagen 11 Conexión de la tarjeta de protecciones

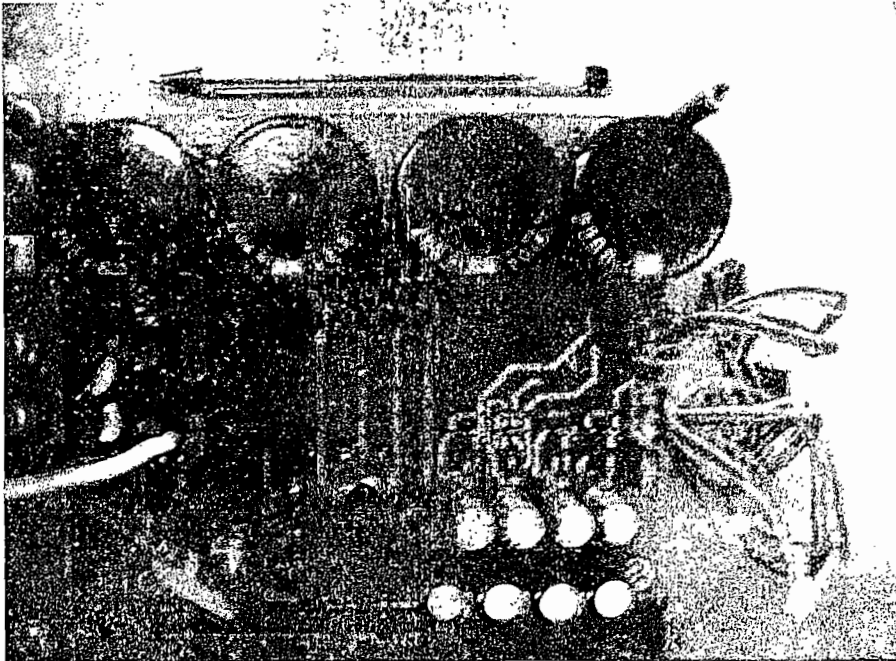


Imagen 12 Tarjeta de fuentes aisladas

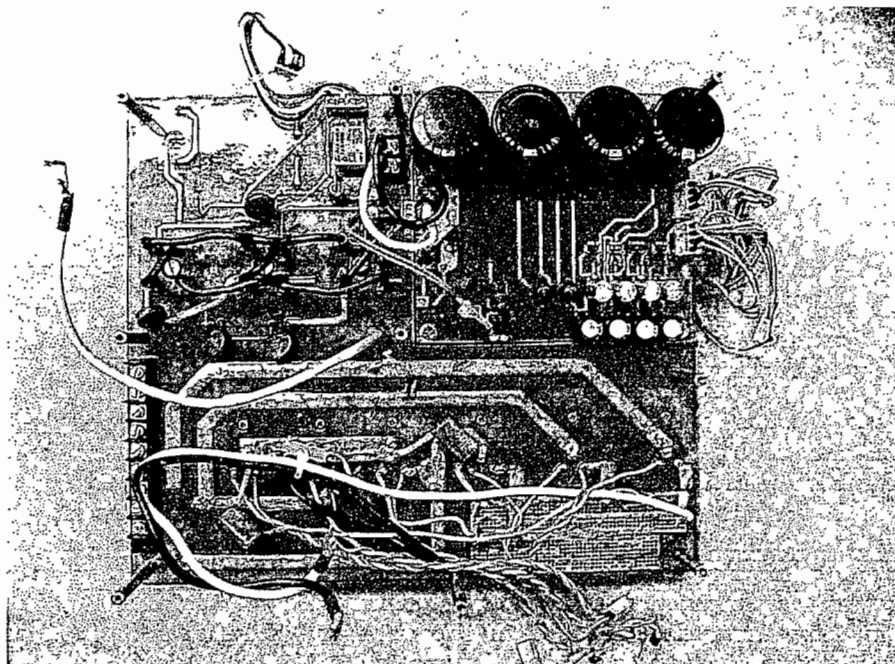


Imagen 13 Tarjeta de potencia

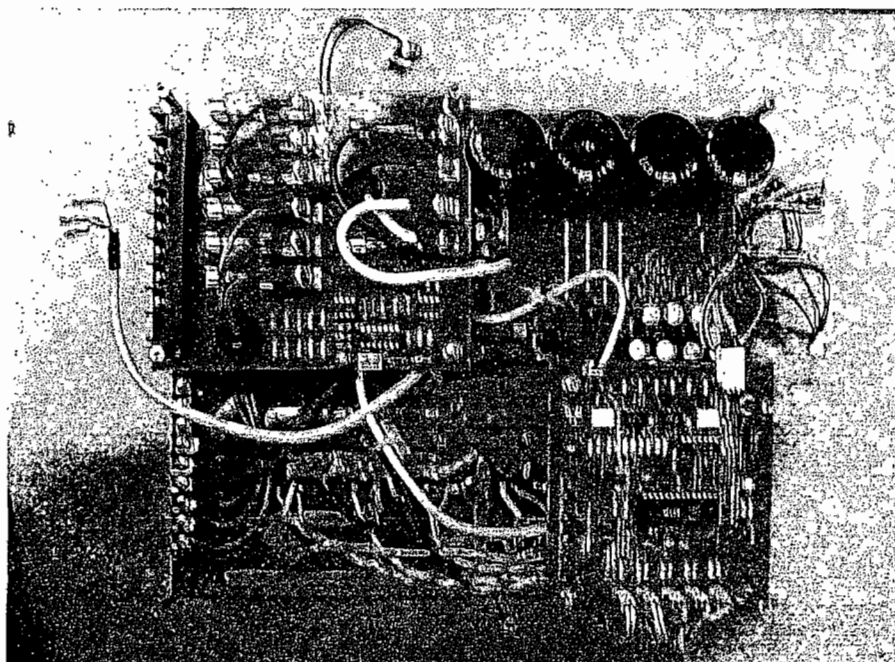


Imagen 14 Conexiones de las tarjetas del circuito de potencia. Vista Superior

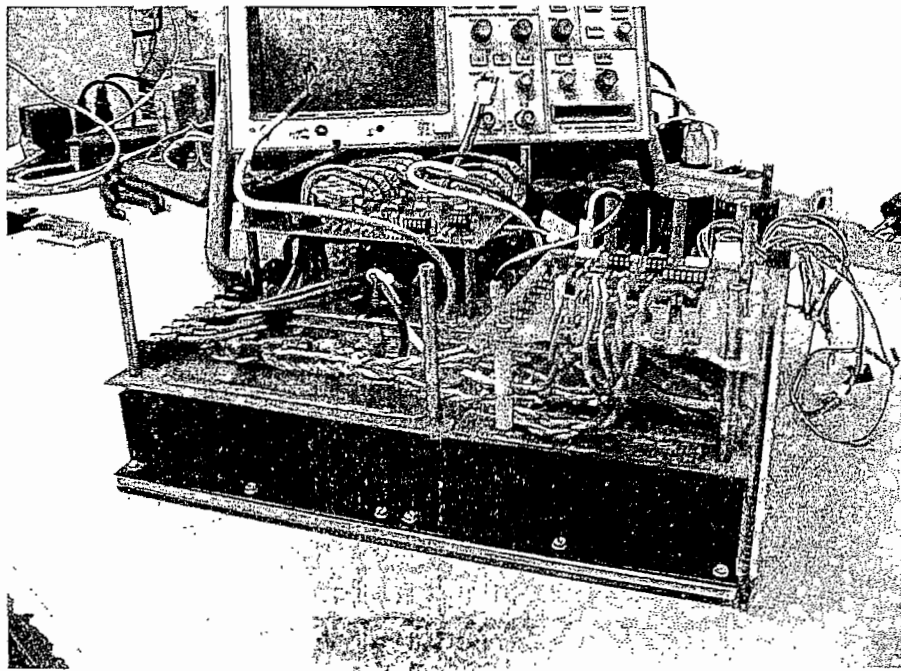
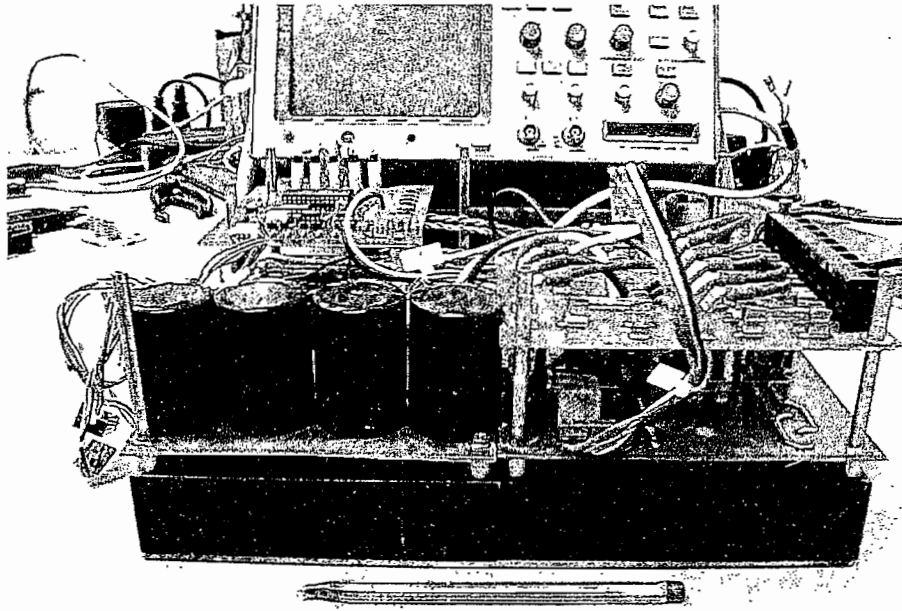


Imagen 15 Conexiones de las tarjetas del circuito de potencia. Vista Lateral

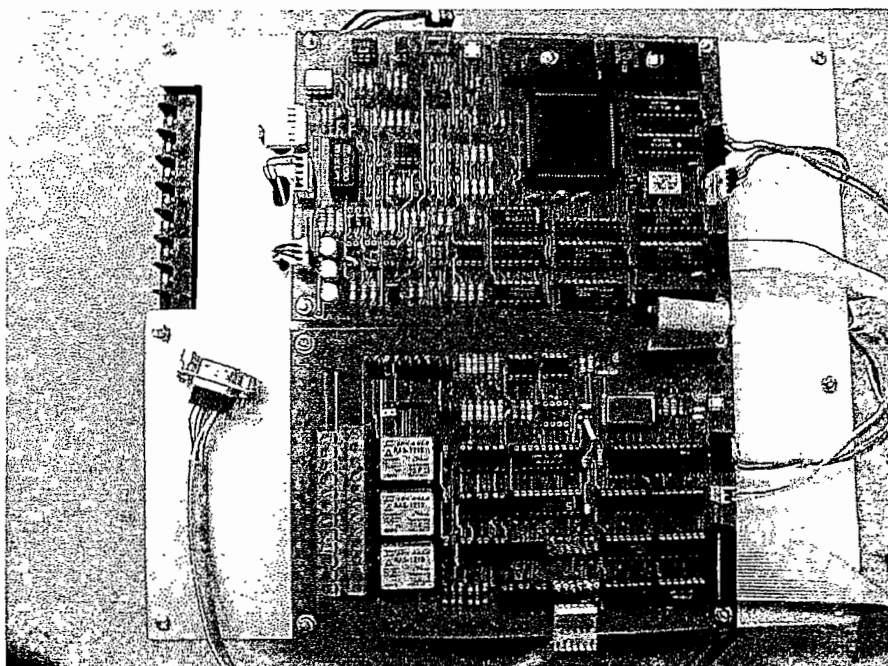


Imagen 16 Conexiones de las tarjetas del circuito de control. Vista Superior

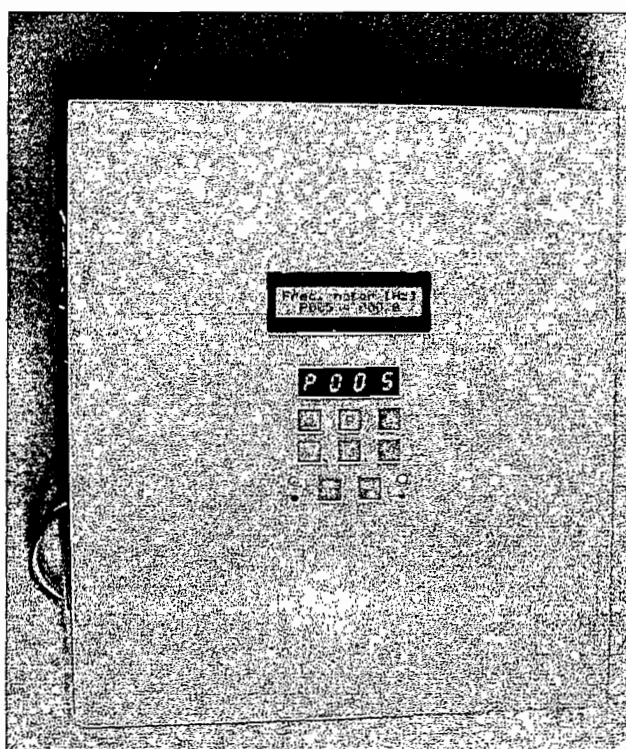


Imagen 17 Vista Frontal del variador

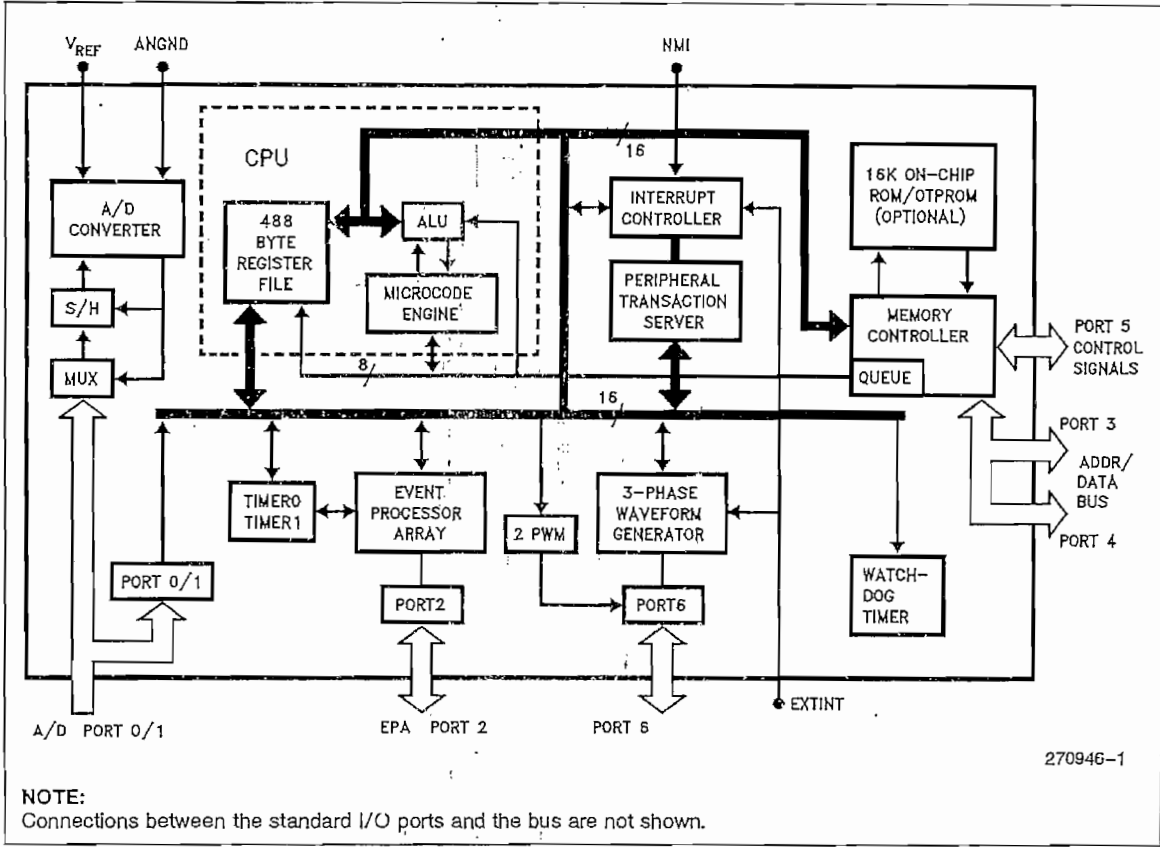


Figure 1. 87C196MC Block Diagram



8XC196MC

PROCESS INFORMATION

This device is manufactured on PX29.5, a CHMOS III-E process. Additional process and reliability information is available in Intel's *Components Quality and Reliability Handbook*, Order Number 210997.

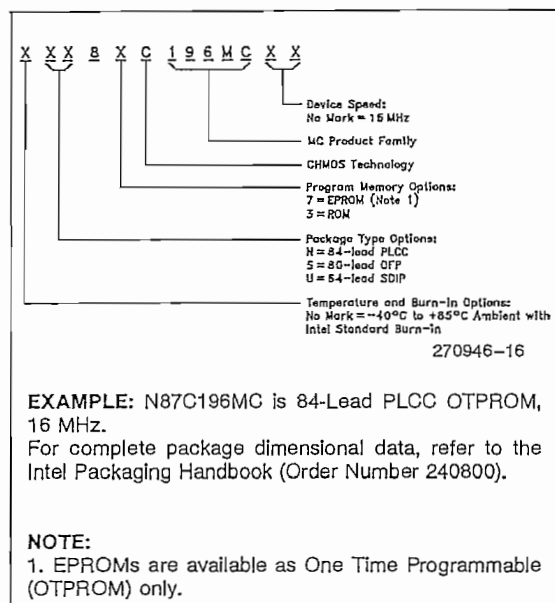


Figure 3. The 8XC196MC Family Nomenclature

Thermal Characteristics

Package Type	θ_{ja}	θ_{jc}
PLCC	35°C/W	13°C/W
QFP	56°C/W	12°C/W
SDIP	TBD	TBD

All thermal impedance data is approximate for static air conditions at 1W of power dissipation. Values will change depending on operation conditions and application. See the Intel *Packaging Handbook* (order number 240800) for a description of Intel's thermal impedance test methodology.

8XC196MC Memory Map

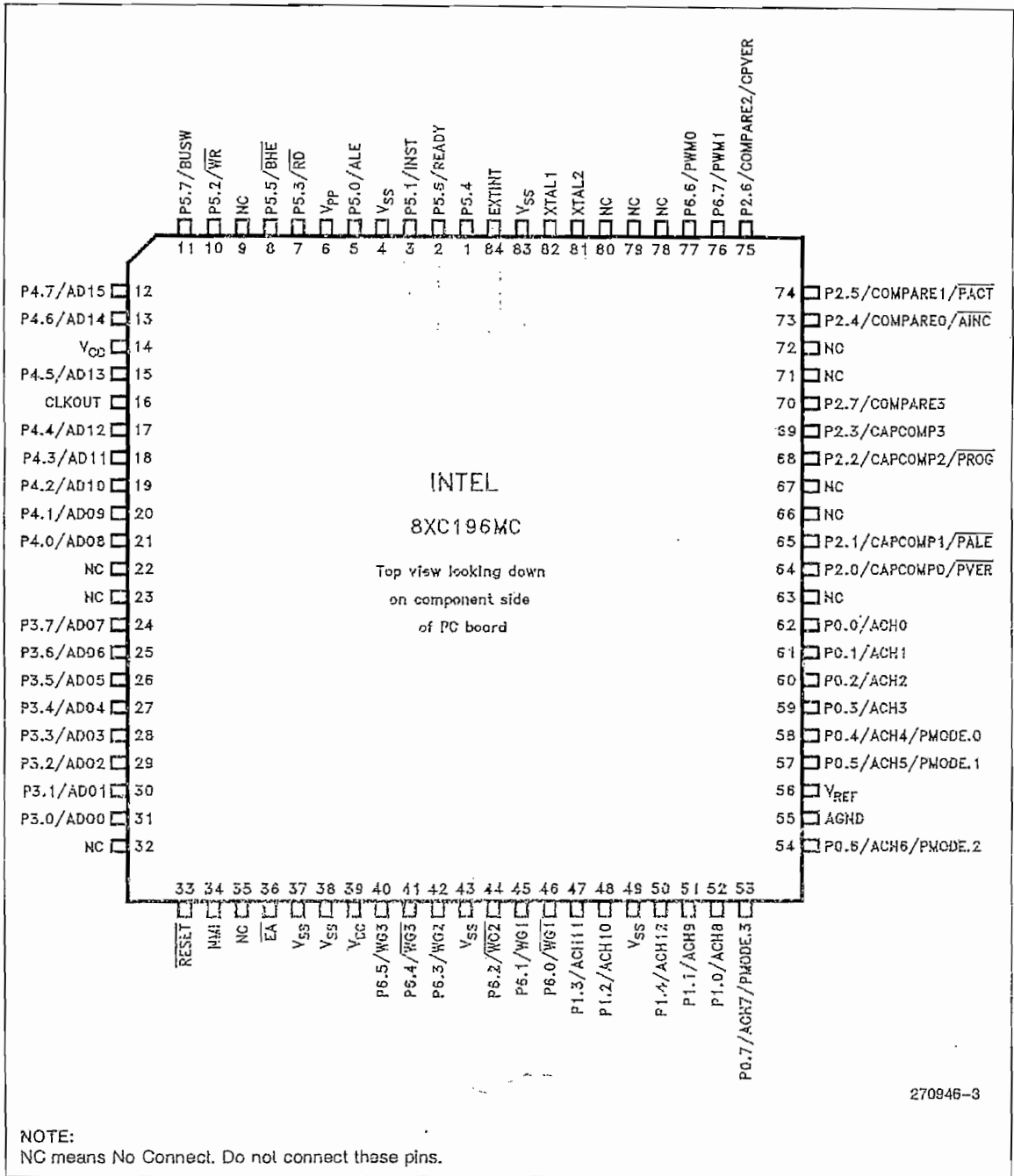
Description	Address
External Memory or I/O	0FFFFH 06000H
Internal ROM/EPROM or External Memory (Determined by EA)	5FFFH 2080H
Reserved. Must contain FFH. (Note 5)	207FH 205EH
PTS Vectors	205DH 2040H
Upper Interrupt Vectors	203FH 2030H
ROM/EPROM Security Key	202FH 2020H
Reserved. Must contain FFH. (Note 5)	201FH 201CH
Reserved. Must Contain 20H (Note 5)	201BH
CCB1	201AH
Reserved. Must Contain 20H (Note 5)	2019H
CCB0	2018H
Reserved. Must contain FFH. (Note 5)	2017H 2014H
Lower Interrupt Vectors	2013H 2000H
SFR's	1FFFH 1F00H
External Memory	1EFFH 0200H
488 Bytes Register RAM (Note 1)	01FFFH 0018H
CPU SFR's (Notes 1, 3)	0017H 0000H

NOTES:

- Code executed in locations 0000H to 03FFH will be forced external.
- Reserved memory locations must contain 0FFH unless noted.
- Reserved SFR bit locations must contain 0.
- Refer to 8XC196KC for SFR descriptions.
- WARNING:** Reserved memory locations must not be written or read. The contents and/or function of these locations may change with future revisions of the device. Therefore, a program that relies on one or more of these locations may not function properly.



8XC196MC



270946-3

NOTE:
NC means No Connect. Do not connect these pins.

Figure 3. 84-Lead PLCC Package



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Ambient Temperature	
Under Bias	−40°C to +85°C
Storage Temperature	−65°C to +150°C
Voltage from \overline{EA} or V_{PP} to V_{SS} or ANGND	+13.00V
Voltage on V_{PP} or \overline{EQ} to V_{SS} or ANGND	−0.5V to 13.0V
Voltage on Any Other Pin to V_{SS} or ANGND	−0.5V to +7.0V(1)
Power Dissipation	1.5W(2)

NOTES:

1. This includes V_{PP} and \overline{EA} on ROM or CPU only devices.
2. Power dissipation is based on package heat transfer limitations, not device power consumption.

NOTICE: This data sheet contains preliminary information on new products in production. The specifications are subject to change without notice. Verify with your local Intel Sales office that you have the latest data sheet before finalizing a design.

**WARNING: Stressing the device beyond the "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage. These are stress ratings only. Operation beyond the "Operating Conditions" is not recommended and extended exposure beyond the "Operating Conditions" may affect device reliability.*

OPERATING CONDITIONS

Symbol	Description	Min	Max	Units
T_A	Ambient Temperature Under Bias	−40	+85	°C
V_{CC}	Digital Supply Voltage	4.50	5.50	V
V_{REF}	Analog Supply Voltage	4.00	5.50	V
F_{OSC}	Oscillator Frequency	8	16	MHz

NOTE:

ANGND and V_{SS} should be nominally at the same potential. Also V_{SS} and V_{SS1} must be at the same potential.

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Over Specified Operating Conditions)

Symbol	Parameter	Min	Max	Units	Test Conditions
V_{IL}	Input Low Voltage	−0.5	0.3 V_{CC}	V	
V_{IH}	Input High Voltage	0.7 V_{CC}	$V_{CC} + 0.5$	V	
V_{OL}	Output Low Voltage Port 2 and 5, P6.6, P6.7, CLKOUT		0.3 0.45 1.5	V V V	$I_{OL} = 200 \mu A$ $I_{OL} = 3.2 \text{ mA}$ $I_{OL} = 7 \text{ mA}$
V_{OL1}	Output Low Voltage on Port 3/4		1.0	V	$I_{OL} = 15 \text{ mA}$
V_{OL2}	Output Low Voltage on Port 6.0–6.5		0.45	V	$I_{OL} = 10 \text{ mA}$
V_{OH}	Output High Voltage	$V_{CC} - 0.3$ $V_{CC} - 0.7$ $V_{CC} - 1.5$		V V V	$I_{OH} = -200 \mu A$ $I_{OH} = -3.2 \text{ mA}$ $I_{OH} = -7 \text{ mA}$
$V_{th+} - V_{th-}$	Hysteresis Voltage Width on RESET	0.2		V	Typical


DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Over Specified Operating Conditions) (Continued)

Symbol	Parameter	Min	Typ	Max	Units	Test Conditions
I_{LI}	Input Leakage Current on All Input Only Pins			± 10	μA	$0V < V_{IN} < V_{CC} - 0.3V$ (in RESET)
I_{LI1}	Input Leakage Current on Port0 and Port1			± 3	μA	$0V < V_{IN} < V_{REF}$
I_{IL}	Input Low Current on BD Ports (Note 1)			-70	μA	$V_{IN} = 0.3 V_{CC}$
I_{IL1}	Input Low Current on P5.4 and P2.6 during Reset			-7	mA	$0.2 V_{CC}$
I_{OH}	Output High Current on P5.4 and P2.6 during Reset	-2			mA	$0.7 V_{CC}$
I_{CC}	Active Mode Current in Reset		50	70	mA	$XTAL1 = 16 \text{ MHz}$, $V_{CC} = V_{PP} = V_{REF} = 5.5V$
I_{REF}	A/D Conversion Reference Current		2	5	mA	
I_{IDL}	Idle Mode Current		15	30	mA	
I_{PD}	Power-Down Mode Current		5	50	μA	$V_{CC} = V_{PP} = V_{REF} = 5.5V$
R_{RST}	RESET Pin Pullup Resistor	6k		65k	Ω	
C_S	Pin Capacitance (Any Pin to V_{SS})			10	pF	$F_{TEST} = 1.0 \text{ MHz}$

NOTES:

1. BD (Bidirectional ports) include:

P2.0–P2.7, except P2.6
P3.0–P3.7
P4.0–P4.7
P5.0–P5.3
P5.5–P5.7

2. During normal (non-transient) conditions, the following total current limits apply:

P6.0–P6.5	I_{OL} : 40 mA	I_{OH} : 28 mA
P3	I_{OL} : 90 mA	I_{OH} : 42 mA
P4	I_{OL} : 90 mA	I_{OH} : 42 mA
P5, CLKOUT	I_{OL} : 35 mA	I_{OH} : 35 mA
P2, P6.6, P6.7	I_{OL} : 63 mA	I_{OH} : 63 mA

8XC196MC



AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)

Test Conditions: Capacitive load on all pins = 100 pF, Rise and fall times = 10 ns, $F_{OSC} = 16$ MHz.

The 87C196MC will meet the following timing specifications:

Symbol	Parameter	Min	Max	Units	Notes
T_{XHCH}	XTAL1 to CLKOUT High or Low	30	110	ns	
T_{CLCL}	CLKOUT Cycle Time	$2 T_{OSC}$		ns	
T_{CHCL}	CLKOUT High Period	$T_{OSC} - 10$	$T_{OSC} + 15$	ns	
T_{CLLH}	CLKOUT Falling Edge to ALE Rising	-5	15	ns	
T_{LLCH}	ALE Falling Edge to CLKOUT Rising	-20	15	ns	
T_{LHLH}	ALE Cycle Time	$4 T_{OSC}$		ns	3
T_{LHLL}	ALE High Period	$T_{OSC} - 10$	$T_{OSC} + 10$	ns	
T_{AVLL}	Address Setup to ALE Falling Edge	$T_{OSC} - 15$		ns	
T_{LLAX}	Address Hold after ALE Falling	$T_{OSC} - 40$		ns	
T_{LLRL}	ALE Falling Edge to \overline{RD} Falling	$T_{OSC} - 30$		ns	
T_{RLCL}	\overline{RD} Low to CLKOUT Falling Edge	4	30	ns	
T_{RLRH}	\overline{RD} Low Period	$T_{OSC} - 5$	$T_{OSC} + 25$	ns	3
T_{RHLH}	\overline{RD} Rising Edge to ALE Rising Edge	T_{OSC}	$T_{OSC} + 25$	ns	1
T_{RLAZ}	\overline{RD} Low to Address Float		5	ns	
T_{LLWL}	ALE Falling Edge to \overline{WR} Falling	$T_{OSC} - 10$		ns	
T_{CLWL}	CLKOUT Low to \overline{WR} Falling Edge	0	25	ns	
T_{QVWH}	Data Stable to \overline{WR} Rising Edge	$T_{OSC} - 23$		ns	
T_{CHWH}	CLKOUT High to \overline{WR} Rising Edge	-10	15	ns	
T_{WLWH}	\overline{WR} Low Period	$T_{OSC} - 30$		ns	3
T_{WHQX}	Data Hold after \overline{WR} Rising Edge	$T_{OSC} - 25$		ns	
T_{WHLH}	\overline{WR} Rising Edge to ALE Rising Edge	$T_{OSC} - 10$	$T_{OSC} + 15$	ns	1
T_{WHBX}	\overline{BHE} , INST Hold after \overline{WR} Rising	$T_{OSC} - 10$		ns	
T_{WHAX}	AD8-15 Hold after \overline{WR} Rising	$T_{OSC} - 30$		ns	2
T_{RHBX}	\overline{BHE} , INST Hold after \overline{RD} Rising	$T_{OSC} - 10$		ns	
T_{RHAX}	AD8-15 Hold after \overline{RD} Rising	$T_{OSC} - 30$		ns	2

NOTES:

1. Assuming back to back cycles.
2. 8-bit bus only.
3. If wait states are used, add $2 T_{OSC} \cdot N$, where $N =$ number of wait states.



PIC16F87X Data Sheet

28/40-Pin 8-Bit CMOS FLASH
Microcontrollers



PIC16F87X

28/40-Pin 8-Bit CMOS FLASH Microcontrollers

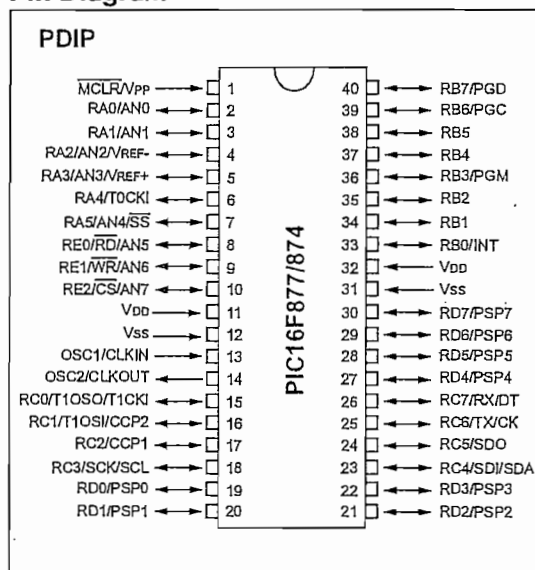
Devices Included in this Data Sheet:

- PIC16F873
- PIC16F876
- PIC16F874
- PIC16F877

Microcontroller Core Features:

- High performance RISC CPU
- Only 35 single word instructions to learn
- All single cycle instructions except for program branches which are two cycle
- Operating speed: DC - 20 MHz clock input
DC - 200 ns instruction cycle
- Up to 8K x 14 words of FLASH Program Memory,
Up to 368 x 8 bytes of Data Memory (RAM)
Up to 256 x 8 bytes of EEPROM Data Memory
- Pinout compatible to the PIC16C73B/74B/76/77
- Interrupt capability (up to 14 sources)
- Eight level deep hardware stack
- Direct, indirect and relative addressing modes
- Power-on Reset (POR)
- Power-up Timer (PWRT) and
Oscillator Start-up Timer (OST)
- Watchdog Timer (WDT) with its own on-chip RC
oscillator for reliable operation
- Programmable code protection
- Power saving SLEEP mode
- Selectable oscillator options
- Low power, high speed CMOS FLASH/EEPROM
technology
- Fully static design
- In-Circuit Serial Programming™ (ICSP) via two
pins
- Single 5V In-Circuit Serial Programming capability
- In-Circuit Debugging via two pins
- Processor read/write access to program memory
- Wide operating voltage range: 2.0V to 5.5V
- High Sink/Source Current: 25 mA
- Commercial, Industrial and Extended temperature
ranges
- Low-power consumption:
 - < 0.6 mA typical @ 3V, 4 MHz
 - 20 µA typical @ 3V, 32 kHz
 - < 1 µA typical standby current

Pin Diagram

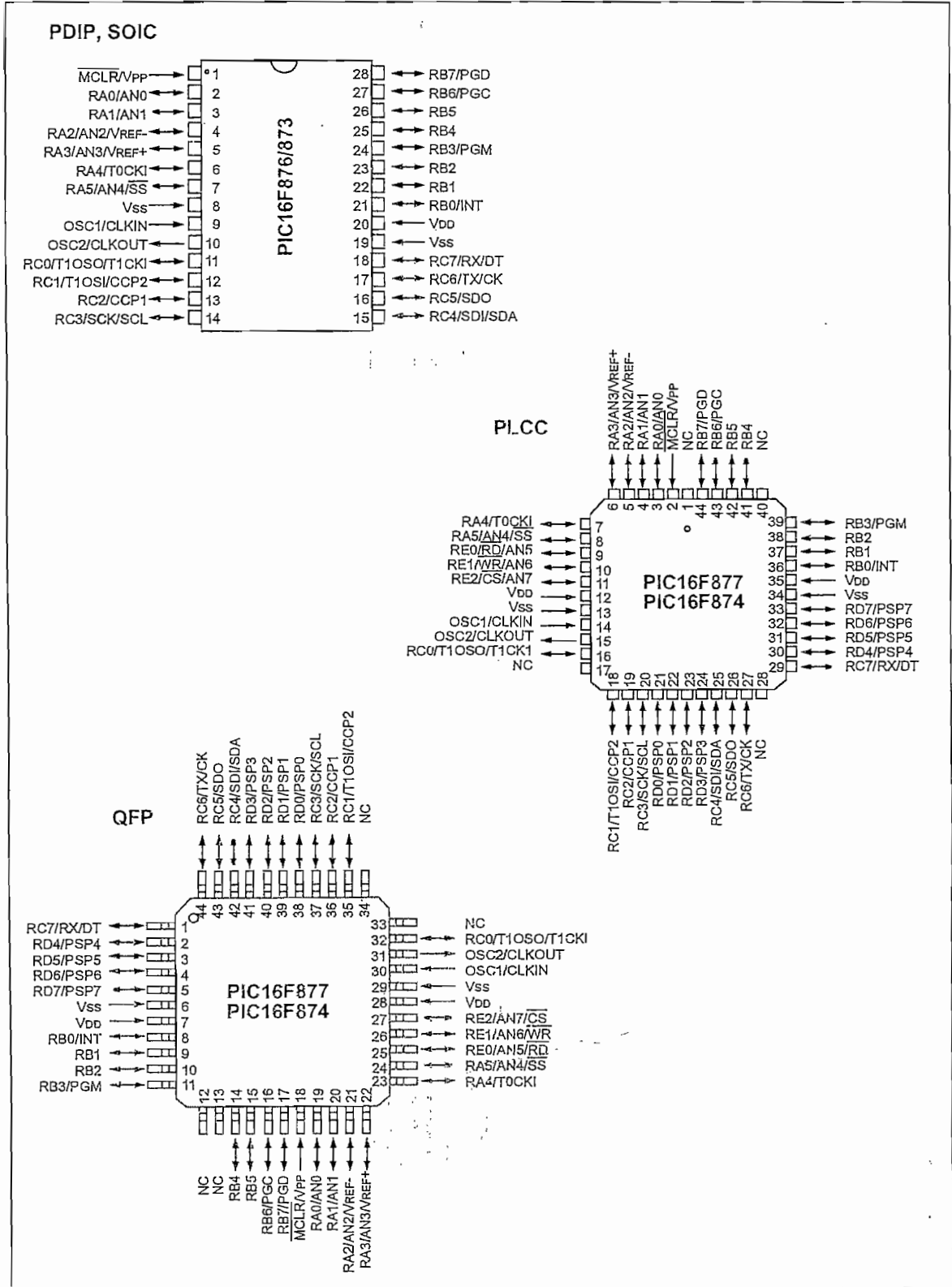


Peripheral Features:

- Timer0: 8-bit timer/counter with 8-bit prescaler
- Timer1: 16-bit timer/counter with prescaler,
can be incremented during SLEEP via external
crystal/clock
- Timer2: 8-bit timer/counter with 8-bit period
register, prescaler and postscaler
- Two 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-bit
- 10-bit multi-channel Analog-to-Digital converter
- Synchronous Serial Port (SSP) with SPI™ (Master
mode) and I²C™ (Master/Slave)
- Universal Synchronous Asynchronous Receiver
Transmitter (USART/SCI) with 9-bit address
detection
- Parallel Slave Port (PSP) 8-bits wide, with
external RD, WR and CS controls (40/44-pin only)
- Brown-out detection circuitry for
Brown-out Reset (BOR)

PIC16F87X

Pin Diagrams



PIC16F87X

Key Features PICmicro™ Mid-Range Reference Manual (DS33023)	PIC16F873	PIC16F874	PIC16F876	PIC16F877
Operating Frequency	DC - 20 MHz	DC - 20 MHz	DC - 20 MHz	DC - 20 MHz
RESETS (and Delays)	POR, BOR (PWRT, OST)	POR, BOR (PWRT, OST)	POR, BOR (PWRT, OST)	POR, BOR (PWRT, OST)
FLASH Program Memory (14-bit words)	4K	4K	8K	8K
Data Memory (bytes)	192	192	368	368
EEPROM Data Memory	128	128	256	256
Interrupts	13	14	13	14
I/O Ports	Ports A,B,C	Ports A,B,C,D,E	Ports A,B,C	Ports A,B,C,D,E
Timers	3	3	3	3
Capture/Compare/PWM Modules	2	2	2	2
Serial Communications	MSSP, USART	MSSP, USART	MSSP, USART	MSSP, USART
Parallel Communications	—	PSP	—	PSP
10-bit Analog-to-Digital Module	5 input channels	8 input channels	5 input channels	8 input channels
Instruction Set	35 instructions	35 instructions	35 instructions	35 instructions

PIC16F87X

15.0 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Absolute Maximum Ratings †

Ambient temperature under bias.....	-55 to +125°C
Storage temperature	-65°C to +150°C
Voltage on any pin with respect to Vss (except VDD, $\overline{\text{MCLR}}$, and RA4)	-0.3 V to (VDD + 0.3 V)
Voltage on VDD with respect to Vss	-0.3 to +7.5 V
Voltage on $\overline{\text{MCLR}}$ with respect to Vss (Note 2)	0 to +14 V
Voltage on RA4 with respect to Vss	0 to +8.5 V
Total power dissipation (Note 1)	1.0 W
Maximum current out of Vss pin	300 mA
Maximum current into VDD pin	250 mA
Input clamp current, I _{IK} (V _I < 0 or V _I > VDD).....	± 20 mA
Output clamp current, I _{OK} (V _O < 0 or V _O > VDD).....	± 20 mA
Maximum output current sunk by any I/O pin.....	25 mA
Maximum output current sourced by any I/O pin	25 mA
Maximum current sunk by PORTA, PORTB, and PORTE (combined) (Note 3).....	200 mA
Maximum current sourced by PORTA, PORTB, and PORTE (combined) (Note 3).....	200 mA
Maximum current sunk by PORTC and PORTD (combined) (Note 3)	200 mA
Maximum current sourced by PORTC and PORTD (combined) (Note 3)	200 mA

Note 1: Power dissipation is calculated as follows: $P_{dis} = V_{DD} \times \{I_{DD} - \sum I_{OH}\} + \sum \{(V_{DD} - V_{OH}) \times I_{OH}\} + \sum (V_{OL} \times I_{OL})$

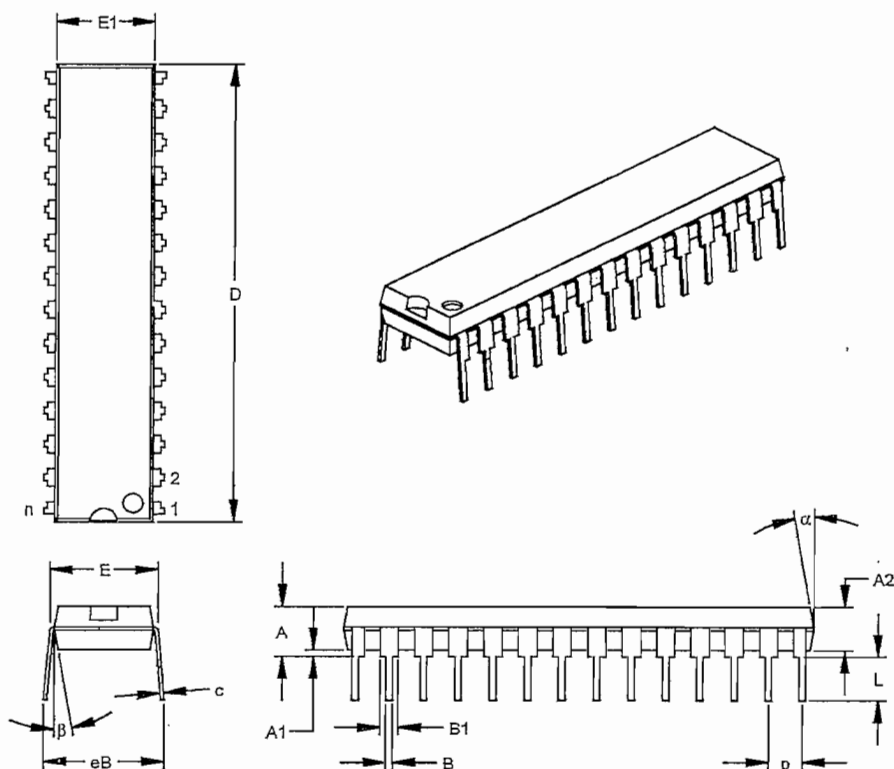
2: Voltage spikes below Vss at the $\overline{\text{MCLR}}$ pin, inducing currents greater than 80 mA, may cause latch-up. Thus, a series resistor of 50-100Ω should be used when applying a "low" level to the $\overline{\text{MCLR}}$ pin, rather than pulling this pin directly to Vss.

3: PORTD and PORTE are not implemented on PIC16F873/876 devices.

† NOTICE: Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at those or any other conditions above those indicated in the operation listings of this specification is not implied. Exposure to maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

PIC16F87X

28-Lead Skinny Plastic Dual In-line (SP) – 300 mil (PDIP)



Dimension Limits	Units	INCHES*			MILLIMETERS		
		MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX
Number of Pins	n		28			28	
Pitch	P		.100			2.54	
Top to Seating Plane	A	.140	.150	.160	3.56	3.81	4.06
Molded Package Thickness	A2	.125	.130	.135	3.18	3.30	3.43
Base to Seating Plane	A1	.015			0.38		
Shoulder to Shoulder Width	E	.300	.310	.325	7.62	7.87	8.26
Molded Package Width	E1	.275	.285	.295	6.99	7.24	7.49
Overall Length	D	1.345	1.365	1.385	34.16	34.67	35.18
Tip to Seating Plane	L	.125	.130	.135	3.18	3.30	3.43
Lead Thickness	c	.008	.012	.015	0.20	0.29	0.38
Upper Lead Width	B1	.040	.053	.065	1.02	1.33	1.65
Lower Lead Width	B	.016	.019	.022	0.41	0.48	0.56
Overall Row Spacing	§ eB	.320	.350	.430	8.13	8.89	10.92
Mold Draft Angle Top	α	5	10	15	5	10	15
Mold Draft Angle Bottom	β	5	10	15	5	10	15

* Controlling Parameter

§ Significant Characteristic

Notes:

Dimension D and E1 do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed .010" (0.254mm) per side.

JEDEC Equivalent: MO-095

Drawing No. C04-070



WORLDWIDE SALES AND SERVICE

AMERICAS

Corporate Office
2355 West Chandler Blvd.
Chandler, AZ 85224-6199
Tel: 480-792-7200 Fax: 480-792-7277
Technical Support: 480-792-7627
Web Address: <http://www.microchip.com>

Rocky Mountain
2355 West Chandler Blvd.
Chandler, AZ 85224-6199
Tel: 480-792-7966 Fax: 480-792-7456

Atlanta
500 Sugar Mill Road, Suite 200B
Atlanta, GA 30350
Tel: 770-640-0034 Fax: 770-640-0307

Austin
Analog Product Sales
8303 MoPac Expressway North
Suite A-201
Austin, TX 78759
Tel: 512-345-2030 Fax: 512-345-6085

Boston
2 Lan Drive, Suite 120
Westford, MA 01886
Tel: 978-692-3848 Fax: 978-692-3821

Boston
Analog Product Sales
Unit A-8-1 Millbrook Tarry Condominium
97 Lowell Road
Concord, MA 01742
Tel: 978-371-8400 Fax: 978-371-0050

Chicago
333 Pierce Road, Suite 180
Itasca, IL 60143
Tel: 630-285-0071 Fax: 630-285-0075

Dallas
4570 Westgrove Drive, Suite 160
Addison, TX 75001
Tel: 972-618-7423 Fax: 972-818-2924

Dayton
Two Prestige Place, Suite 130
Miamisburg, OH 45342
Tel: 937-291-1654 Fax: 937-291-9175

Detroit
Tri-Atria Office Building
32255 Northwestern Highway, Suite 190
Farmington Hills, MI 48334
Tel: 248-538-2250 Fax: 248-538-2260

Los Angeles
18201 Von Karman, Suite 1090
Irvine, CA 92612
Tel: 949-263-1888 Fax: 949-263-1338

Mountain View
Analog Product Sales
1300 Terra Bella Avenue
Mountain View, CA 94043-1836
Tel: 650-968-9241 Fax: 650-967-1590

New York
150 Motor Parkway, Suite 202
Hauppauge, NY 11788
Tel: 631-273-5305 Fax: 631-273-5335

San Jose
Microchip Technology Inc.
2107 North First Street, Suite 590
San Jose, CA 95131
Tel: 408-436-7950 Fax: 408-436-7955

Toronto
6285 Northam Drive, Suite 108
Mississauga, Ontario L4V 1X5, Canada
Tel: 905-673-0699 Fax: 905-673-6509

ASIA/PACIFIC

Australia
Microchip Technology Australia Pty Ltd
Suite 22, 41 Rawson Street
Epping 2121, NSW
Australia
Tel: 61-2-9868-6733 Fax: 61-2-9868-6755

China - Beijing
Microchip Technology Beijing Office
Unit 915
New China Hong Kong Manhattan Bldg.
No. 6 Chaoyangmen Beidajie
Beijing, 100027, No. China
Tel: 86-10-85282100 Fax: 86-10-85282104

China - Shanghai
Microchip Technology Shanghai Office
Room 701, Bldg. B
Far East International Plaza
No. 317 Xian Xia Road
Shanghai, 200051
Tel: 86-21-6275-5700 Fax: 86-21-6275-5060

Hong Kong
Microchip Asia Pacific
RM 2101, Tower 2, Metroplaza
223 Hing Fong Road
Kwai Fong, N.T., Hong Kong
Tel: 852-2401-1200 Fax: 852-2401-3431

India
Microchip Technology Inc.
India Liaison Office
Divyasree Chambers
1 Floor, Wing A (A3/A4)
No. 11, O'Shaughnessey Road
Bangalore, 560 025, India
Tel: 91-80-2290061 Fax: 91-80-2290062

Japan
Microchip Technology Intl. Inc.
Benex S-1 6F
3-18-20, Shinyokohama
Kohoku-Ku, Yokohama-shi
Kanagawa, 222-0033, Japan
Tel: 81-45-471-6166 Fax: 81-45-471-6122

ASIA/PACIFIC (continued)

Korea
Microchip Technology Korea
168-1, Youngbo Bldg. 3 Floor
Samsung-Dong, Kangnam-Ku
Seoul, Korea
Tel: 82-2-554-7200 Fax: 82-2-558-5934

Singapore
Microchip Technology Singapore Pte Ltd.
200 Middle Road
#07-02 Prime Centre
Singapore, 188980
Tel: 65-334-8870 Fax: 65-334-8850

Taiwan
Microchip Technology Taiwan
11F-3, No. 207
Tung Hua North Road
Taipei, 105, Taiwan
Tel: 886-2-2717-7175 Fax: 886-2-2545-0139

EUROPE

Denmark
Microchip Technology Denmark ApS
Regus Business Centre
Lautrup høj 1-3
Ballerup DK-2750 Denmark
Tel: 45 4420 9895 Fax: 45 4420 9910

France
Arizona Microchip Technology SARL
Parc d'Activite du Moulin de Massy
43 Rue du Saule Trapu
Batiment A - 1er Etage
91300 Massy, France
Tel: 33-1-69-53-63-20 Fax: 33-1-69-30-90-79

Germany
Arizona Microchip Technology GmbH
Gustav-Heinemann Ring 125
D-81739 Munich, Germany
Tel: 49-89-627-144 0 Fax: 49-89-627-144-44

Germany
Analog Product Sales
Lochhamer Strasse 13
D-82152 Martinsried, Germany
Tel: 49-89-895650-0 Fax: 49-89-895650-22

Italy
Arizona Microchip Technology SRL
Centro Direzionale Colleoni
Palazzo Taurus 1 V. Le Colleoni 1
20041 Agrate Brianza
Milan, Italy
Tel: 39-039-65791-1 Fax: 39-039-6899883

United Kingdom
Arizona Microchip Technology Ltd.
505 Eskdale Road
Winnersh Triangle
Wokingham
Berkshire, England RG41 5TU
Tel: 44 118 921 5869 Fax: 44-118 921-5820

01/30/01

All rights reserved. © 2001 Microchip Technology Incorporated. Printed in the USA. 2/01 Printed on recycled paper.

Information contained in this publication regarding device applications and the like is intended through suggestion only and may be superseded by updates. It is your responsibility to ensure that your application meets with your specifications. No representation or warranty is given and no liability is assumed by Microchip Technology Incorporated with respect to the accuracy or use of such information, or infringement of patents or other intellectual property rights arising from such use or otherwise. Use of Microchip's products as critical components in life support systems is not authorized except with express written approval by Microchip. No licenses are conveyed, implicitly or otherwise, except as maybe explicitly expressed herein, under any intellectual property rights. The Microchip logo and name are registered trademarks of Microchip Technology Inc. in the U.S.A. and other countries. All rights reserved. All other trademarks mentioned herein are the property of their respective companies.

International
IR Rectifier

Preliminary Data Sheet No. PD60107J

IR2133 / IR2135 IR2233 / IR2235

3-PHASE BRIDGE DRIVER

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +600V or +1200V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10V/12V to 20V DC and
up to 25V for transient
- Undervoltage lockout for all channels
- Over-current shut down turns off all six drivers
- Independent 3 half-bridge drivers
- Matched propagation delay for all channels
- Outputs out of phase with inputs

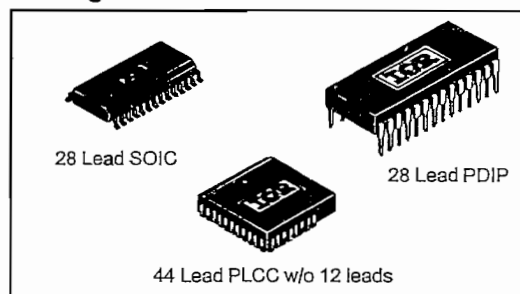
Description

The IR21333/IR2135/IR2233/IR2235 are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT driver with three independent high side and low side referenced output channels for 3-phase applications. Proprietary HVIC technology enables ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with 5V CMOS or LSTTL outputs. An independent operational amplifier provides an analog feedback of bridge current via an external current sense resistor. A current trip function which terminates all six outputs can also be derived from this resistor. A shutdown function is available to terminate all six outputs. An open drain $\overline{\text{FAULT}}$ signal is provided to indicate that an over-current or undervoltage shutdown has occurred. Fault conditions are cleared with the $\overline{\text{FLT-CLR}}$ lead. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction.

Product Summary

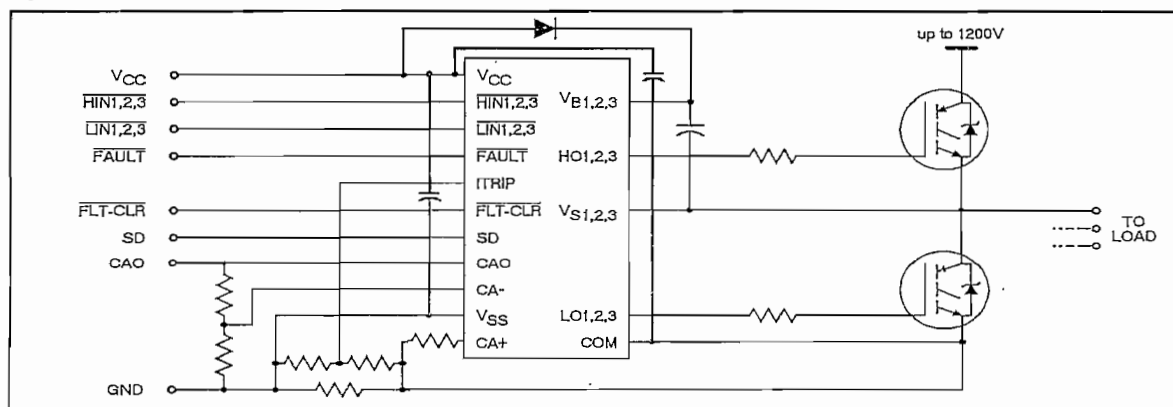
V_{OFFSET}	600V or 1200V max.
$I_{\text{O}+/-}$	200 mA / 420 mA
V_{OUT}	10 - 20V or 12 - 20V
$t_{\text{on/off (typ.)}}$	700 ns
Deadtime (typ.)	200 ns

Packages



Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channels can be used to drive N-channel power MOSFETs or IGBTs in the high side configuration which operates up to 600 volts or 1200 volts.

Typical Connection



IR2133/IR2135/IR2233/IR2235

International
IR Rectifier

Absolute Maximum Ratings

Absolute Maximum Ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The Thermal Resistance and Power Dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units	
$V_{B1,2,3}$	High side floating supply voltage (IR2133/IR2135)	-0.3	625	V	
		(IR2233/IR2235)	-0.3		1225
$V_{S1,2,3}$	High side floating supply offset voltage	$V_{B1,2,3} - 25$	$V_{B1,2,3} + 0.3$		
$V_{HO1,2,3}$	High side floating output voltage	$V_{S1,2,3} - 0.3$	$V_{B1,2,3} + 0.3$		
V_{CC}	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 (HIN, LIN, ITRIP, SD & FLT-CLR)	$V_{SS} - 0.3$	$V_{CC} + 0.3$		
$V_{IN,AMP}$	Op amp input voltage (CA+ & CA-)	$V_{SS} - 0.3$	$V_{CC} + 0.3$		
$V_{OUT,AMP}$	Op amp output voltage (CAO)	$V_{SS} - 0.3$	$V_{CC} + 0.3$		
V_{FLT}	FAULT output voltage	$V_{SS} - 0.3$	$V_{CC} + 0.3$		
dV/dt	Allowable offset supply voltage transient	—	50	V/ns	
P_D	Package power dissipation @ $T_A \leq 25^\circ\text{C}$ (28 Lead PDIP)	—	1.5	W	
		(28 Lead SOIC)	—		1.6
		(44 lead PLCC)	—		2.0
R_{thJA}	Thermal resistance, junction to ambient (28 Lead PDIP)	—	83	$^\circ\text{C/W}$	
		(28 Lead SOIC)	—		78
		(44 lead PLCC)	—		63
T_J	Junction temperature	—	125	$^\circ\text{C}$	
T_S	Storage temperature	-55	150		
T_L	Lead temperature (soldering, 10 seconds)	—	300		

Recommended Operating Conditions

The input/output logic timing diagram is shown in figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The V_S offset rating is tested with all supplies biased at 15V differential.

Symbol	Parameter Definition	Min.	Max.	Units
$V_{B1,2,3}$	High side floating supply voltage	$V_{S1,2,3} + 1W/12$	$V_{S1,2,3} + 2U$	V
$V_{S1,2,3}$	High side floating supply offset voltage (IR2133/IR2135)	Note 1	600	
		(IR2233/IR2235)	Note 1	
$V_{HO1,2,3}$	High side floating output voltage	$V_{S1,2,3}$	$V_{B1,2,3}$	
V_{CC}	Fixed supply voltage	10 or 12	20	
V_{SS}	Low side driver return	-5	5	
$V_{LO1,2,3}$	Low side output voltage	0	V_{CC}	
V_{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN, ITRIP, SD & FLT-CLR)	V_{SS}	$V_{SS} + 5$	
$V_{IN,AMP}$	Op amp input voltage (CA+ & CA-)	V_{SS}	$V_{SS} + 5$	
$V_{OUT,AMP}$	Op amp output voltage (CAO)	V_{SS}	$V_{SS} + 5$	
V_{FLT}	FAULT output voltage	V_{SS}	V_{CC}	

Note 1: Logic operational for V_S of COM - 5V to COM + 600V/1200V. Logic state held for V_S of COM - 5V to COM - V_{SS} .

International
IR Rectifier

IR2133/IR2135/IR2233/IR2235

Dynamic Electrical Characteristics

$V_{BIAS} (V_{CC}, V_{BS1,2,3}) = 15V$, $V_{S1,2,3} = V_{SS}$, $T_A = 25^\circ C$ and $C_L = 1000 \mu F$ unless otherwise specified.

Symbol	Definition	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
t_{on}	Turn-on propagation delay		700		ns	$V_{IN} = 0 \text{ \& } 5V$ $V_{S1,2,3} = 0 \text{ to } 600V$ or $1200V$
t_{off}	Turn-off propagation delay		700			
t_r	Turn-on rise time		75			
t_f	Turn-off fall time		35			
t_{sd}	SD to output shutdown propagation delay		700			
t_{ITRIP}	ITRIP to output shutdown propagation delay		700			
t_{bl}	ITRIP blanking time		400			
t_{fit}	ITRIP to FAULT propagation delay		500			
$t_{fil,in}$	Input filter time (HIN, LIN and SD)		310			
t_{fltclr}	FLT-CLR to FAULT clear time		650			
DT	Deadtime, LS turn-off to HS turn-on & HS turn-off to LS turn-on		200		V/ μs	$V_{IN}, V_{ITRIP} = 0 \text{ \& } 5V$ ITRIP = 1V
SR+	Amplifier slew rate (positive)		15			$V_{IN}, V_{ITRIP} = 0 \text{ \& } 5V$
SR-	Amplifier slew rate (negative)		10			$V_{IN} = 0 \text{ \& } 5V$

NOTE: For high side PWM, HIN pulse width must be $\geq 1 \mu sec$

Static Electrical Characteristics

$V_{BIAS} (V_{CC}, V_{BS1,2,3}) = 15V$ unless otherwise specified and $T_A = 25^\circ C$. The V_{IH} , V_{TH} and I_{IN} parameters are referenced to V_{SS} and are applicable to all six channels (HS_{1,2,3} & LS_{1,2,3}). The V_O and I_O parameters are referenced to V_{SS} and $V_{S1,2,3}$ and are applicable to the respective output leads: HO_{1,2,3} or LO_{1,2,3}.

Symbol	Definition	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V_{IH}	Logic "0" Input Voltage (OUT = LO)	2.2	—	—	V	
V_{IL}	Logic "1" Input Voltage (OUT = HI)	—	—	0.8		
$V_{FCLR, IH}$	Logic "0" Fault Clear Input Voltage	2.2	—	—		
$V_{FCLR, IL}$	Logic "1" Fault Clear Input Voltage	—	—	0.8		
$V_{SD, TH+}$	SD Input Positive Going Threshold		1.8			
$V_{SD, TH-}$	SD Input Negative Going Threshold		1.5			
$V_{IT, TH+}$	ITRIP Input Positive Going Threshold		485		mV	
$V_{IT, TH-}$	ITRIP Input Negative Going Threshold		400			
V_{OH}	High Level Output Voltage, $V_{BIAS} - V_O$	—	—	100	μA	$V_{IN} = 0V, I_O = 0A$
V_{OL}	Low Level Output Voltage, V_O	—	—	100		$V_{IN} = 5V, I_O = 0A$
I_{LK}	Offset Supply Leakage Current (IR2133/IR2135) (IR2233/IR2235)	—	—	50	μA	$V_{B1,2,3} = V_{S1,2,3} = 600V$ $V_{B1,2,3} = V_{S1,2,3} = 1200V$
I_{CBS}	Quiescent V_{BS} Supply Current		50			$V_{IN} = 0V \text{ or } 5V$
I_{OCC}	Quiescent V_{CC} Supply Current		4.0		mA	$V_{IN} = 0V \text{ or } 5V$
I_{IH+}	Logic "1" Input Bias Current (OUT = HI)		150		μA	$V_{IN} = 0V$
I_{IH-}	Logic "0" Input Bias Current (OUT = LO)		80			$V_{IN} = 5V$
I_{SD+}	"High" Shutdown Bias Current		50			SD = 5V
I_{SD-}	"Low" Shutdown Bias Current	—	—	50		nA
I_{ITRIP+}	"High" ITRIP Bias Current		50		μA	ITRIP = 5V
I_{ITRIP-}	"Low" ITRIP Bias Current	—	—	50	nA	ITRIP = 0V

IR2133/IR2135/IR2233/IR2235

International
Rectifier

Static Electrical Characteristics — Continued

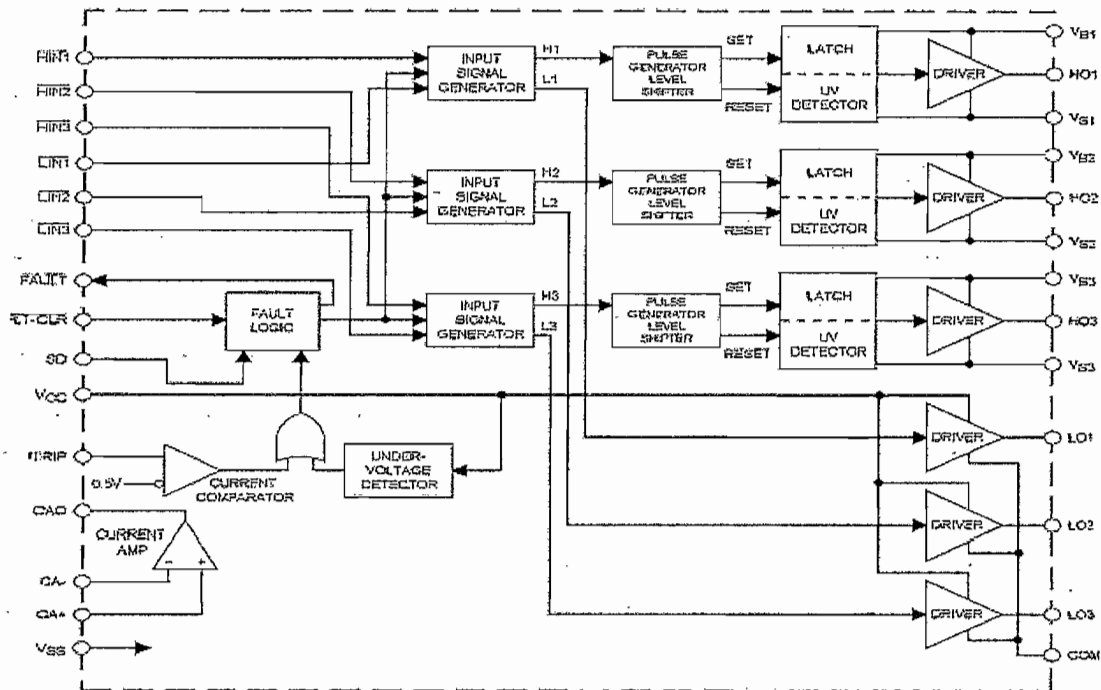
V_{BIAS} (V_{CC} , $V_{S1,2,3}$) = 15V unless otherwise specified. The V_{IN} , V_{TH} and I_{IN} parameters are referenced to V_{SS} and are applicable to all six channels (HS1,2,3 & LS1,2,3). The V_O and I_O parameters are referenced to V_{SS} and $V_{S0,1,2,3}$ and are applicable to the respective output leads: HO or LO.

Symbol	Parameter Definition	$T_A = 25^\circ\text{C}$			Units	Test Conditions	
		Min.	Typ.	Max.			
$I_{FLTCLR+}$	"High" Fault Clear Input Bias Current		150		μA	FLT-CLR = 0V	
$I_{FLTCLR-}$	"Low" Fault Clear Input Bias Current		80			FLT-CLR = 5V	
V_{BSUV+}	V_{BS} Supply Undervoltage Positive Going Threshold (for IR2133/IR2233) (for IR2135/IR2235)		8.7 10.4		V		
V_{BSUV-}	V_{BS} Supply Undervoltage Negative Going Threshold (for IR2133/IR2233) (for IR2135/IR2235)		8.3 9.4				
V_{BSUVH}	V_{BS} Supply Undervoltage Lockout Hysteresis (for IR2133/IR2233) (for IR2135/IR2235)		0.4 1.0				
V_{CCUV+}	V_{CC} Supply Undervoltage Positive Going Threshold (for IR2133/IR2233) (for IR2135/IR2235)		8.7 10.4				
V_{CCUV-}	V_{CC} Supply Undervoltage Negative Going Threshold (for IR2133/IR2233) (for IR2135/IR2235)		8.3 9.4				
V_{CCUVH}	V_{CC} Supply Undervoltage Lockout Hysteresis (for IR2133/IR2233) (for IR2135/IR2235)		0.4 1.0				
$R_{on,FLT}$	FAULT- Low On Resistance		60			Ω	
I_{O+}	Output High Short Circuit Pulsed Current	200	250	—		mA	$V_{OUT} = 0V$, $V_{IN} = 0V$ $PW \leq 10 \mu\text{s}$
I_{O-}	Output Low Short Circuit Pulsed Current	420	500	—	$V_{OUT} = 15V$, $V_{IN} = 5V$ $PW \leq 10 \mu\text{s}$		
V_{OS}	Amplifier Input Offset Voltage	—	—	10	mV	$CA+ = 0.2V$, $CA- = CAO$	
$I_{IN,AMP}$	Amplifier Input Bias Current	—	—	4	nA	$CA+ = CA- = 2.5V$	
CMRR	Amplifier Common Mode Rejection Ratio		80		dB	$CA+ = 0.1V$ & $5V$, $CA- = CAO$	
PSRR	Amplifier Power Supply Rejection Ratio		80			$CA+ = 0.2V$, $CA- = CAO$ $V_{CC} = 10V$ & $20V$	
$V_{OH,AMP}$	Amplifier High Level Output Voltage		5.2		V	$CA+ = 1V$, $CA- = 0V$	
$V_{OL,AMP}$	Amplifier Low Level Output Voltage	—	—	20	mV	$CA+ = 0V$, $CA- = 1V$	
$I_{SRC,AMP}$	Amplifier Output Source Current		8.0		mA	$CA+ = 1V$, $CA- = 0V$, $CAO = 4V$	
$I_{SNK,AMP}$	Amplifier Output Sink Current		1.0			$CA+ = 0V$, $CA- = 1V$, $CAO = 2V$	
$I_{O+,AMP}$	Amplifier Output High Short Circuit Current		10			$CA+ = 5V$, $CA- = 0V$, $CAO = 0V$	
$I_{O-,AMP}$	Amplifier Output Low Short Circuit Current		5.0			$CA+ = 0V$, $CA- = 5V$, $CAO = 5V$	

International
IGR Rectifier

IR2133/IR2135/IR2233/IR2235

Functional Block Diagram



Lead Definitions

Symbol	Lead 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 outputs (LO1,2,3), out of phase.
FAULT	Indicates over-current or undervoltage lockout (low side) has occurred, negative logic.
VCC	Logic and low side fixed supply.
ITRIP	Input for over-current shut down.
FLT-CLR	Logic input for fault clear, negative logic.
SD	Logic input for shut down.
CAO	Output of current amplifier.
CA-	Negative input of current amplifier.
CA+	Positive input of current amplifier.
VSS	Logicground.
COM	Low side return.
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

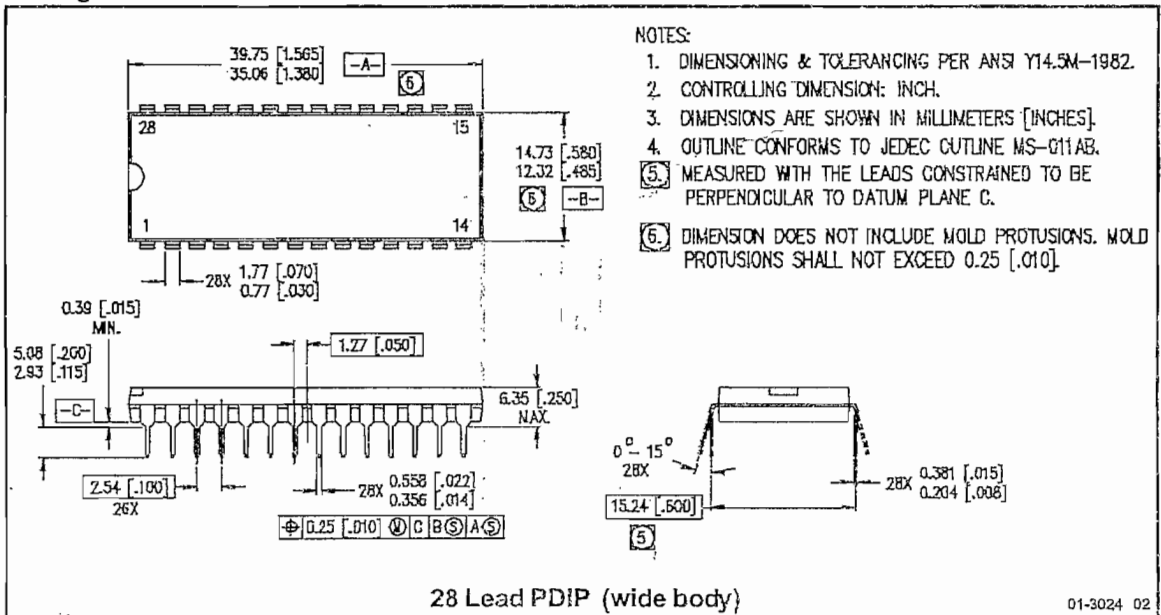
IR2133/IR2135/IR2233/IR2235

International
IR Rectifier

Lead Assignments

<p>28-Lead DIP</p>	<p>44 Lead PLCC w/o 12 Leads</p>	<p>28-Lead SOIC (Wide Body)</p>
<p>IR2133 IR2135 IR2233 IR2235</p>	<p>IR2133J IR2135J IR2233J IR2235J</p>	<p>IR2133S IR2135S IR2233S IR2235S</p>
<p>Part Number</p>		

Package Dimensions



International
IOR Rectifier

IR2133/IR2135/IR2233/IR2235

International
IOR Rectifier

WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245 Tel: (310) 322 3331
IR GREAT BRITAIN: Hurst Green, Oxley, Surrey RH8 9BB, UK Tel: ++ 44 1883 732020
IR CANADA: 15 Lincoln Court, Brampton, Ontario L6T 3Z2 Tel: (805) 453-2200
IR GERMANY: Saalburgstrasse 157, 61250 Bad Homburg Tel: ++ 49 6172 96590
IR ITALY: Via Liguria 49, 10071 Borgaro, Torino Tel: ++ 39 11 451 0111
IR FAR EAST: K&H Bldg., 2F, 30-4 Nishi-Ikebukuro 3-Chome, Toshima-Ku, Tokyo, Japan 171 Tel: 81 3 3983 0086
IR SOUTHEAST ASIA: 1 Kim Seng Promenade, Great World City West Tower, 13-11, Singapore 237994 Tel: 65 838 4620
IR TAIWAN: 16 Fl. Suite D-207, Sec.2, Tun Hsu South Road, Taipei, 10673, Taiwan Tel: 886-2-2377-0326
<http://www.irf.com/> *Data and specifications subject to change without notice. 3/8/99*

International
IR Rectifier

PD 9.1467D

IRG4PC40UD

INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR WITH
ULTRAFAST SOFT RECOVERY DIODE

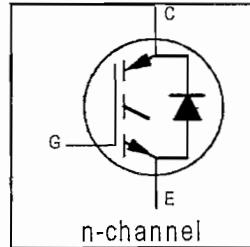
UltraFast CoPack IGBT

Features

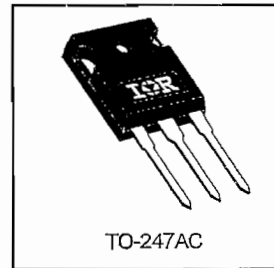
- UltraFast: Optimized for high operating frequencies 8-40 kHz in hard switching, >200 kHz in resonant mode
- Generation 4 IGBT design provides tighter parameter distribution and higher efficiency than Generation 3
- IGBT co-packaged with HEXFRED™ ultrafast, ultra-soft-recovery anti-parallel diodes for use in bridge configurations
- Industry standard TO-247AC package

Benefits

- Generation -4 IGBT's offer highest efficiencies available
- IGBT's optimized for specific application conditions
- HEXFRED diodes optimized for performance with IGBT's. Minimized recovery characteristics require less/no snubbing
- Designed to be a "drop-in" replacement for equivalent industry-standard Generation 3 IR IGBT's



$V_{CES} = 600V$
 $V_{CE(on)} \text{ typ.} = 1.72V$
 @ $V_{GE} = 15V, I_C = 20A$



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
V_{CES}	Collector-to-Emitter Voltage	600	V
$I_C @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Collector Current	40	A
$I_C @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Collector Current	20	
I_{CM}	Pulsed Collector Current $\text{\textcircled{D}}$	160	
I_{LM}	Clamped Inductive Load Current $\text{\textcircled{D}}$	160	
$I_F @ T_C = 100^\circ C$	Diode Continuous Forward Current	15	
I_{FM}	Diode Maximum Forward Current	160	W
V_{GE}	Gate-to-Emitter Voltage	± 20	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Maximum Power Dissipation	160	W
$P_D @ T_C = 100^\circ C$	Maximum Power Dissipation	65	
T_J	Operating Junction and	-55 to +150	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 sec.	300 (0.063 in. (1.6mm) from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 Screw.	10 lbf-in (1.1 N-m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case - IGBT	—	—	0.77	°C/W
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case - Diode	—	—	1.7	
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, flat, greased surface	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient, typical socket mount	—	—	40	g (oz)
W_t	Weight	—	6 (0.21)	—	

IRG4PC40UD

International
IR Rectifier

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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)CES}$	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage ^③	600	—	—	V	$V_{GE} = 0V, I_C = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)CES}/\Delta T_J$	Temperature Coeff. of Breakdown Voltage	—	0.63	—	V/ $^\circ\text{C}$	$V_{GE} = 0V, I_C = 1.0mA$
$V_{CE(on)}$	Collector-to-Emitter Saturation Voltage	—	1.72	2.1	V	$I_C = 20A$
		—	2.15	—		$I_C = 40A$
		—	1.7	—		$I_C = 20A, T_J = 150^\circ\text{C}$
$V_{GE(th)}$	Gate Threshold Voltage	3.0	—	6.0		$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250\mu A$
$\Delta V_{GE(th)}/\Delta T_J$	Temperature Coeff. of Threshold Voltage	—	-13	—	mV/ $^\circ\text{C}$	$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250\mu A$
g_{fe}	Forward Transconductance ^④	11	18	—	S	$V_{CE} = 100V, I_C = 20A$
I_{CES}	Zero Gate Voltage Collector Current	—	—	250	μA	$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 600V$
		—	—	3500		$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 600V, T_J = 150^\circ\text{C}$
V_{FM}	Diode Forward Voltage Drop	—	1.3	1.7	V	$I_C = 15A$
		—	1.2	1.6		$I_C = 15A, T_J = 150^\circ\text{C}$
I_{GES}	Gate-to-Emitter Leakage Current	—	—	± 100	nA	$V_{GE} = \pm 20V$

Switching Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions		
Q_g	Total Gate Charge (turn-on)	—	100	150	nC	$I_C = 20A$		
Q_{ge}	Gate - Emitter Charge (turn-on)	—	16	25		$V_{CC} = 400V$		
Q_{gc}	Gate - Collector Charge (turn-on)	—	40	60		$V_{GE} = 15V$		
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	54	—	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}$		
t_r	Rise Time	—	57	—		$I_C = 20A, V_{CC} = 480V$		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	110	165		$V_{GE} = 15V, R_G = 10\Omega$		
t_f	Fall Time	—	80	120		Energy losses include "tail" and diode reverse recovery.		
E_{on}	Turn-On Switching Loss	—	0.71	—		See Fig. 9, 10, 11, 18		
E_{off}	Turn-Off Switching Loss	—	0.35	—	mJ	$T_J = 150^\circ\text{C}$, See Fig. 9, 10, 11, 18		
E_{ts}	Total Switching Loss	—	1.10	1.5				
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	40	—				
t_r	Rise Time	—	52	—				
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	200	—				
t_f	Fall Time	—	130	—	mJ	Energy losses include "tail" and diode reverse recovery.		
E_{ts}	Total Switching Loss	—	1.6	—				
L_E	Internal Emitter Inductance	—	13	—			nH	Measured 5mm from package
C_{ies}	Input Capacitance	—	2100	—			pF	$V_{GE} = 0V$
C_{oes}	Output Capacitance	—	140	—				$V_{CC} = 30V$
C_{res}	Reverse Transfer Capacitance	—	34	—	$f = 1.0MHz$			
t_{rr}	Diode Reverse Recovery Time	—	42	60	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}$ See Fig. 14		
		—	74	120		$T_J = 125^\circ\text{C}$		
I_{rr}	Diode Peak Reverse Recovery Current	—	4.0	6.0	A	$T_J = 25^\circ\text{C}$ See Fig. 15		
		—	6.5	10		$T_J = 125^\circ\text{C}$		
Q_{rr}	Diode Reverse Recovery Charge	—	80	180	nC	$T_J = 25^\circ\text{C}$ See Fig. 16		
		—	220	600		$T_J = 125^\circ\text{C}$		
$di_{(rec)M}/dt$	Diode Peak Rate of Fall of Recovery During t_b	—	190	—	A/ μs	$T_J = 25^\circ\text{C}$		
		—	160	—		$T_J = 125^\circ\text{C}$		

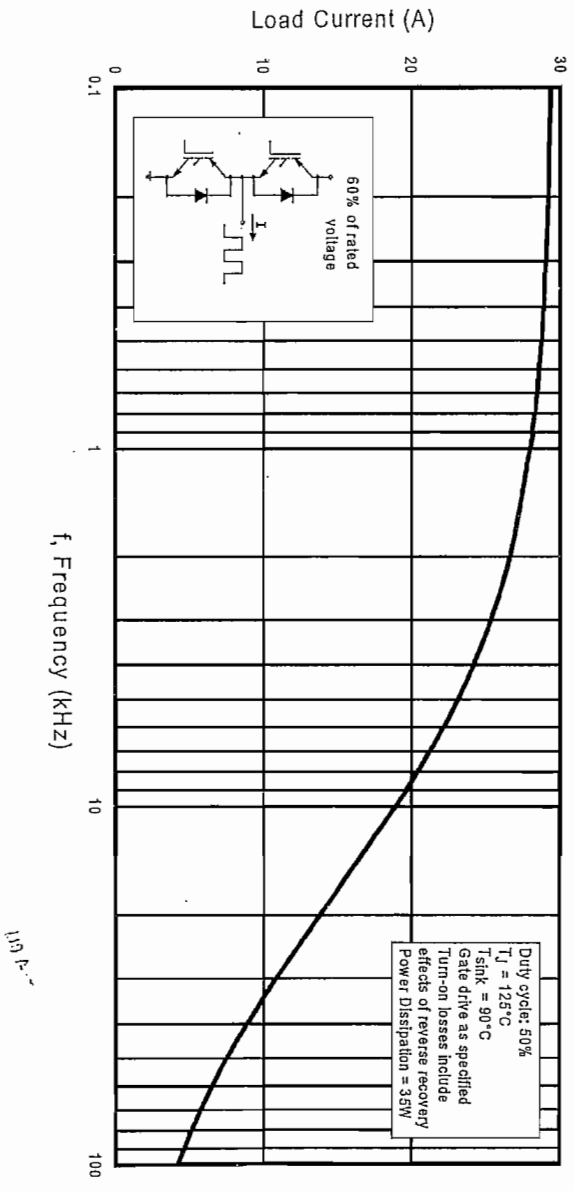


Fig. 1 - Typical Load Current vs. Frequency
 (Load Current = I_{RMS} of fundamental)

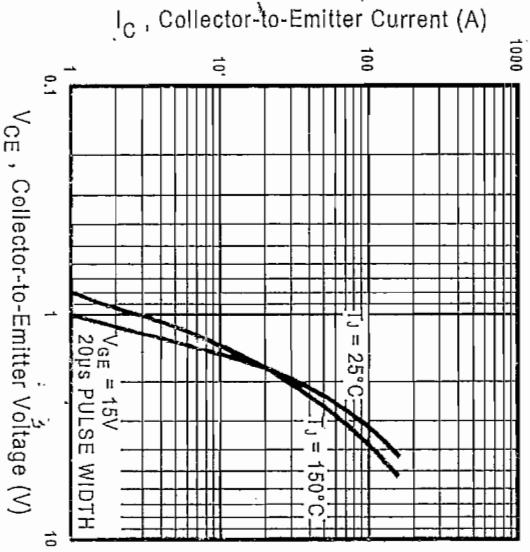


Fig. 2 - Typical Output Characteristics

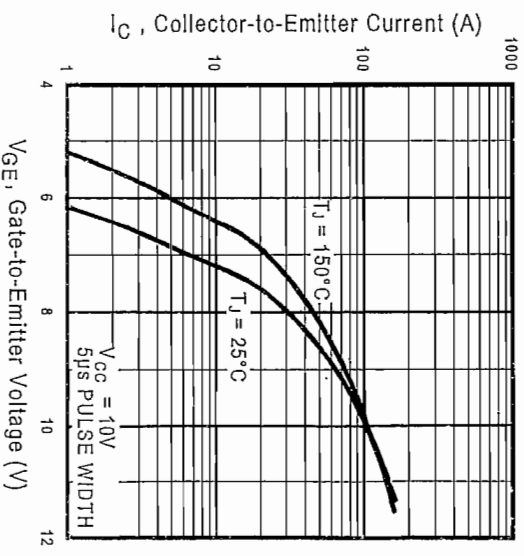


Fig. 3 - Typical Transfer Characteristics

IRG4PC40UD

International
IGBT Rectifier

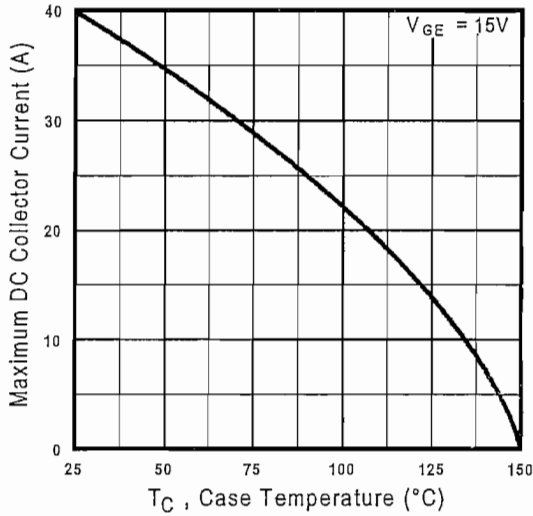


Fig. 4 - Maximum Collector Current vs. Case Temperature

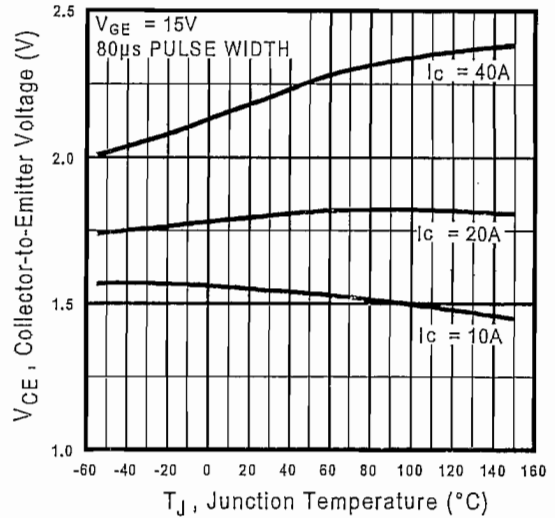


Fig. 5 - Collector-to-Emitter Voltage vs. Junction Temperature

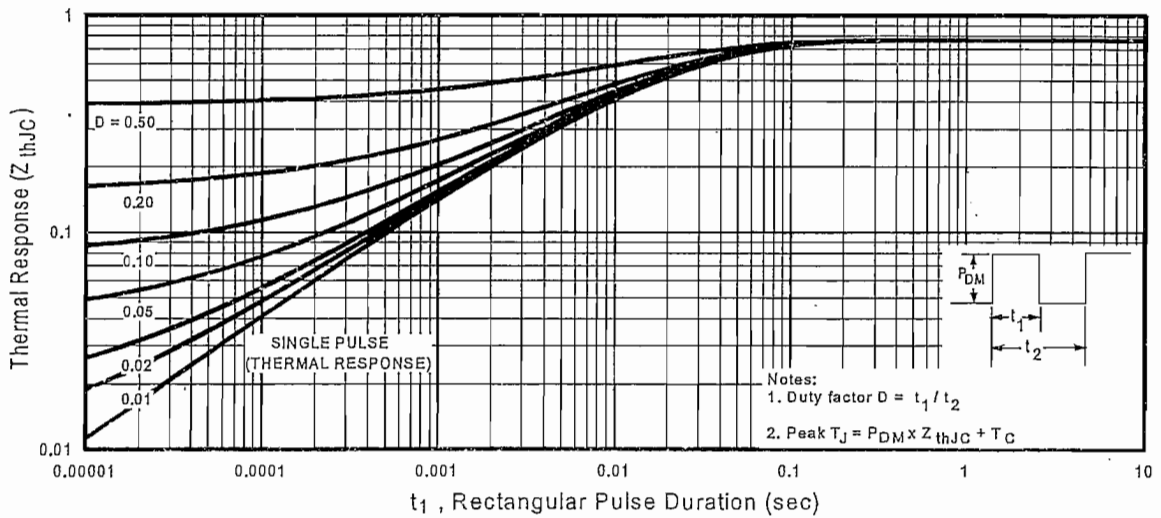


Fig. 6 - Maximum IGBT Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

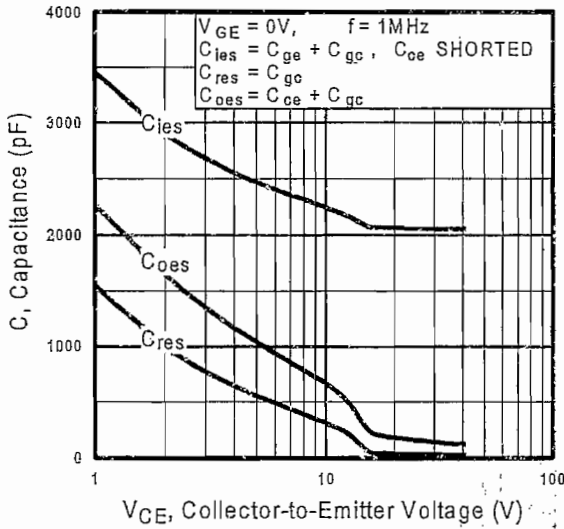


Fig. 7 - Typical Capacitance vs. Collector-to-Emitter Voltage

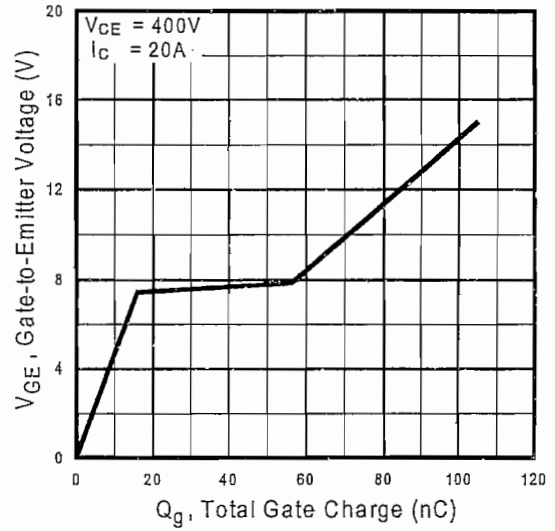


Fig. 8 - Typical Gate Charge vs. Gate-to-Emitter Voltage

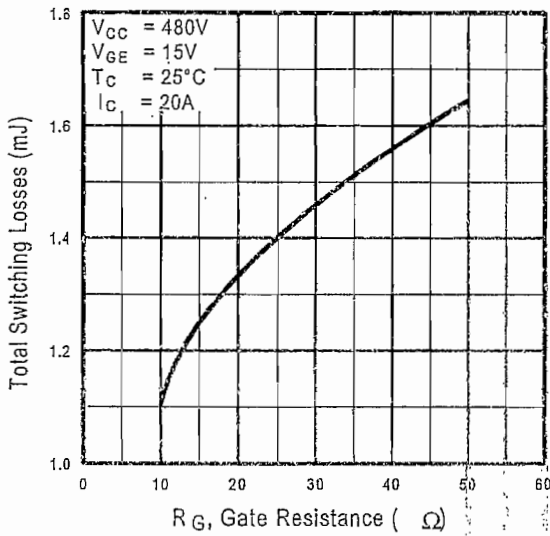


Fig. 9 - Typical Switching Losses vs. Gate Resistance

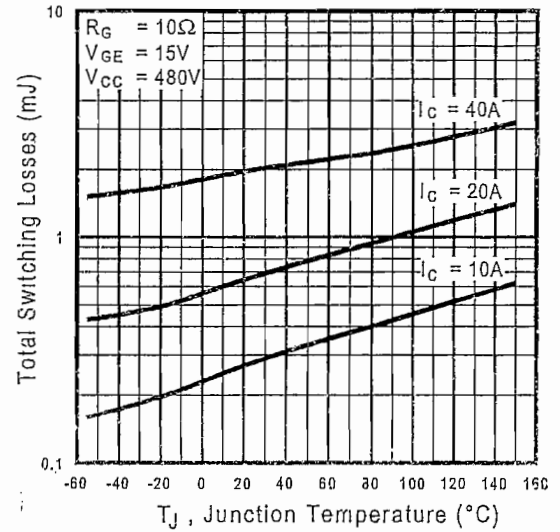


Fig. 10 - Typical Switching Losses vs. Junction Temperature

IRG4PC40UD

International
IGR Rectifier

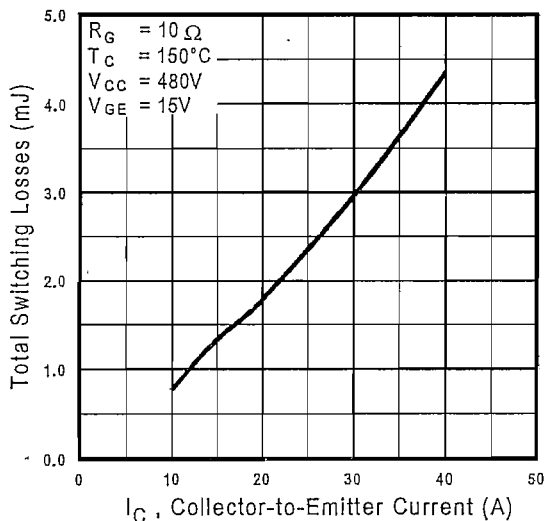


Fig. 11 - Typical Switching Losses vs. Collector-to-Emitter Current

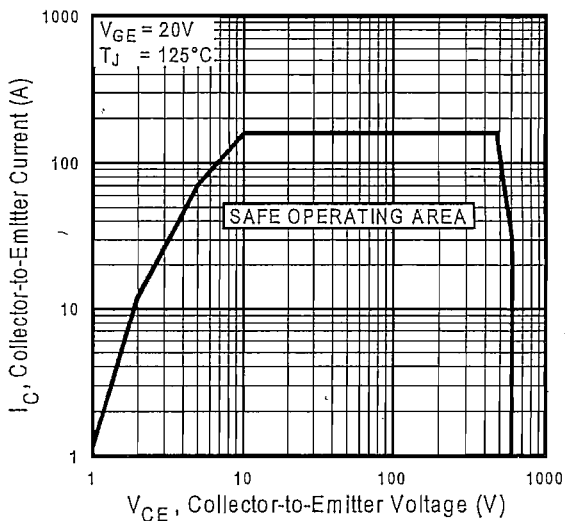


Fig. 12 - Turn-Off SOA

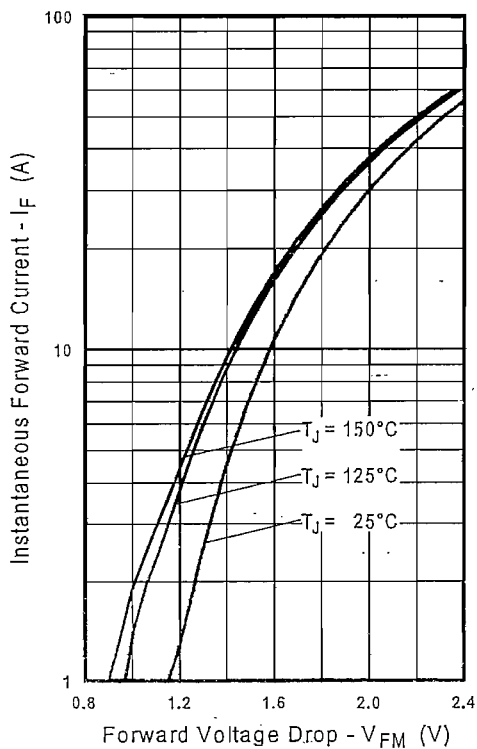


Fig. 13 - Maximum Forward Voltage Drop vs. Instantaneous Forward Current

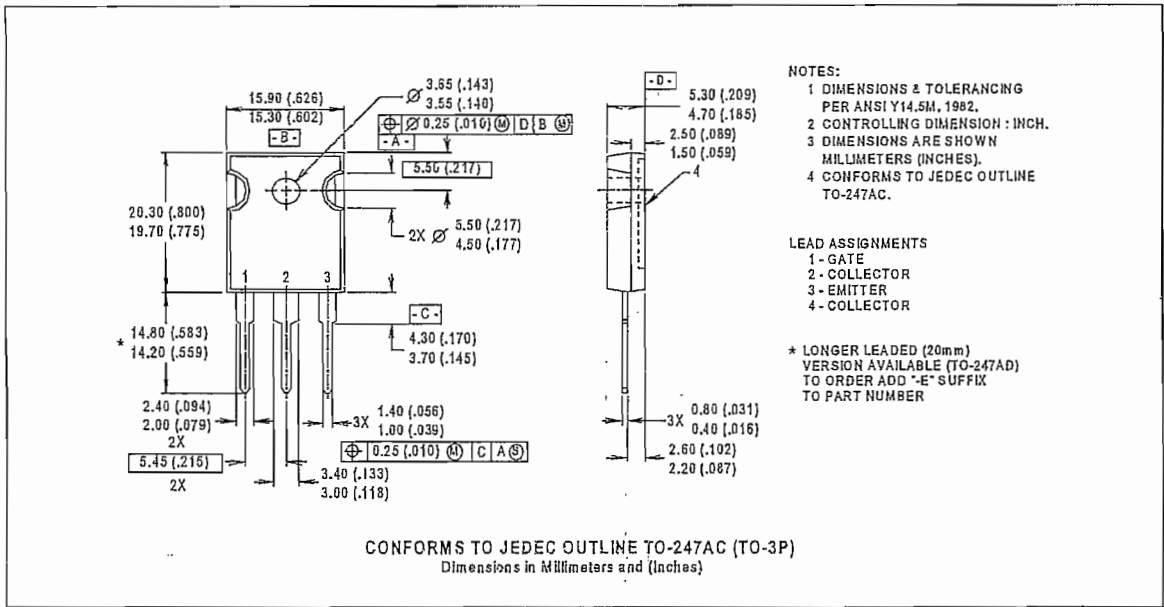
IRG4PC40UD

International
IR Rectifier

Notes:

- ① Repetitive rating: $V_{GE}=20V$; pulse width limited by maximum junction temperature (figure 20)
- ② $V_{CC}=80\%(V_{CES})$, $V_{GE}=20V$, $L=10\mu H$, $R_G=10\Omega$ (figure 19)
- ③ Pulse width $\leq 80\mu s$; duty factor $\leq 0.1\%$.
- ④ Pulse width $5.0\mu s$, single shot.

Case Outline — TO-247AC



- NOTES:**
- 1 DIMENSIONS & TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 - 2 CONTROLLING DIMENSION : INCH.
 - 3 DIMENSIONS ARE SHOWN MILLIMETERS (INCHES).
 - 4 CONFORMS TO JEDEC OUTLINE TO-247AC.

- LEAD ASSIGNMENTS**
- 1 - GATE
 - 2 - COLLECTOR
 - 3 - EMITTER
 - 4 - COLLECTOR

* LONGER LEADED (20mm) VERSION AVAILABLE (TO-247AD) TO ORDER ADD "-E" SUFFIX TO PART NUMBER

International
IR Rectifier

WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, Tel: (310) 322 3331
 EUROPEAN HEADQUARTERS: Hurst Green, Oxted, Surrey RH8 9BB, UK Tel: ++ 44 1883 732020
 IR CANADA: 7321 Victoria Park Ave., Suite 201, Markham, Ontario L3R 2Z8, Tel: (905) 475 1897
 IR GERMANY: Saalburgstrasse 157, 61350 Bad Homburg Tel: ++ 49 6172 96590
 IR ITALY: Via Liguria 49, 10071 Borgaro, Torino Tel: ++ 39 11 451 0111
 IR FAR EAST: K&H Bldg., 2F, 30-4 Nishi-Ikebukuro 3-Chome, Toshima-Ku, Tokyo Japan 171 Tel: 81 3 3983 0086
 IR SOUTHEAST ASIA: 315 Outram Road, #10-02 Tan Boon Liat Building, Singapore 0316 Tel: 65 221 8371
<http://www.irf.com/> Data and specifications subject to change without notice. 4/97



Isolation Amplifier

Technical Data

Features

- 15 kV/ μ s Common-Mode Rejection at $V_{CM} = 1000$ V
- Compact, Auto-Insertable Standard 8-pin DIP Package
- 0.00025 V/V/ $^{\circ}$ C Gain Drift vs. Temperature
- 0.3 mV Input Offset Voltage
- 100 kHz Bandwidth
- 0.004% Nonlinearity
- Worldwide Safety Approval: UL 1577 (3750 V_{rms} /1 min.) and CSA, VDE 0884 (pending)
- Advanced Sigma-Delta (Σ - Δ) A/D Converter Technology
- Fully Differential Circuit Topology

Applications

- Motor Phase and Rail Current Sensing
- Inverter Current Sensing
- Switched Mode Power Supply Signal Isolation
- General Purpose Current Sensing and Monitoring
- General Purpose Analog Signal Isolation

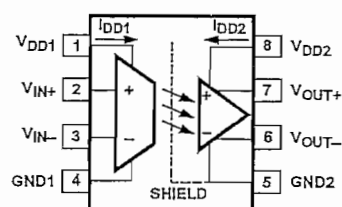
Description

The HCPL-7800(A) isolation amplifier family was designed for current sensing in electronic motor drives. In a typical implementation, motor currents flow through an external resistor and the resulting analog voltage drop is sensed by the HCPL-7800(A). A differential output voltage is created on the other side of the HCPL-7800(A) optical isolation barrier. This differential output voltage is proportional to the motor current and can be converted to a single-ended signal by using an op-amp as shown in the recommended application circuit. Since common-mode voltage swings of several hundred volts in tens of nanoseconds are common in modern switching inverter motor drives, the HCPL-7800(A) was designed to ignore very high common-mode transient slew rates (of at least 10 kV/ μ s).

The high CMR capability of the HCPL-7800(A) isolation amplifier provides the precision and stability needed to accurately monitor motor current in high

HCPL-7800A HCPL-7800

Functional Diagram



noise motor control environments, providing for smoother control (less "torque ripple") in various types of motor control applications.

The product can also be used for general analog signal isolation applications requiring high accuracy, stability, and linearity under similarly severe noise conditions. For general applications, we recommend the HCPL-7800 (gain tolerance of $\pm 3\%$). For precision applications Agilent offers the HCPL-7800A with part-to-part gain tolerance of $\pm 1\%$. The HCPL-7800(A) utilizes sigma delta (Σ - Δ) analog-to-digital converter technology, chopper stabilized amplifiers, and a fully differential circuit topology.

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

Together, these features deliver unequalled isolation-mode noise rejection, as well as excellent offset and gain accuracy and stability

over time and temperature. This performance is delivered in a compact, auto-insertable, industry standard 8-pin DIP package that

meets worldwide regulatory safety standards. (A gull-wing surface mount option #300 is also available).

Ordering Information

Specify Part Number followed by Option Number (if desired).

HCPL-7800A = $\pm 1\%$ Gain Tol.; Mean Gain = 8.00

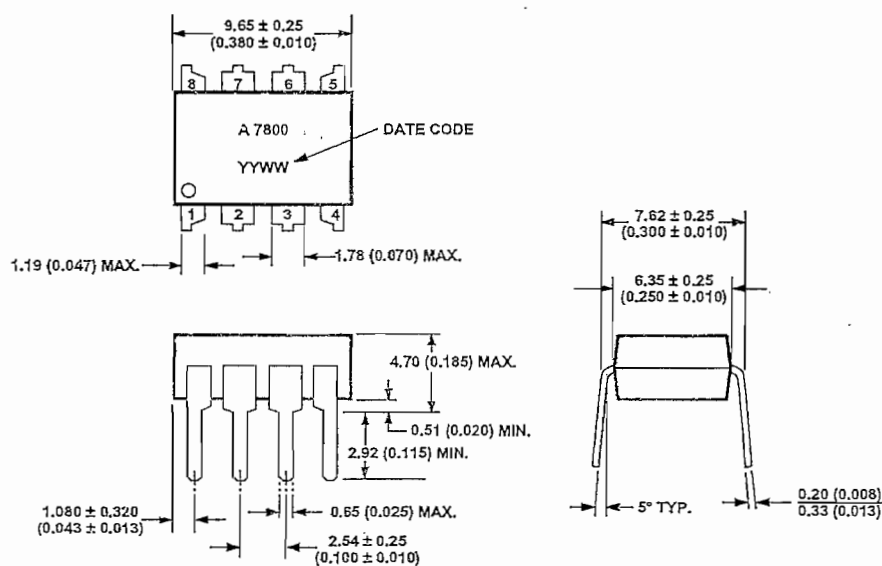
HCPL-7800 = $\pm 3\%$ Gain Tol.; Mean Gain = 8.00

Option: #YYY

- No Option = Standard DIP package, 50 per tube
- 300 = Surface Mount Option
- 500 = Tape/Reel Packaging Option, 1k min. per reel

Package Outline Drawings

Standard DIP Package



DIMENSIONS IN MILLIMETERS AND (INCHES).

Note: Initial or continued variation in the color of the HCPL-7800(A)'s white mold compound is normal and does not affect device performance or reliability.

Regulatory Information

The HCPL-7800(A) are pending approval by the following organizations:

VDE

Approval under VDE 0884/06.92 with $V_{IORM} = 891 V_{PEAK}$ expected prior to product release.

UL

Approval under UL 1577, component recognition program up to $V_{ISO} = 3750 V_{RMS}$ expected prior to product release.

CSA

Approved under CSA Component Acceptance Notice #5, File CA 88324 expected prior to product release.

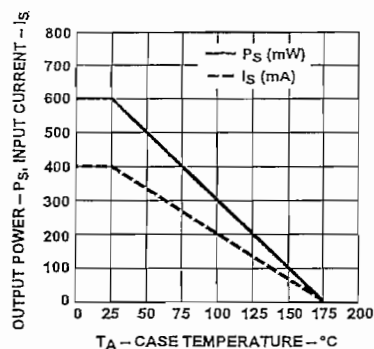
VDE 0884 Insulation Characteristics*

Description	Symbol	Characteristic	Unit
Installation classification per DIN VDE 0110/1.89, Table 1 for rated mains voltage $\leq 300 V_{RMS}$ for rated mains voltage $\leq 450 V_{RMS}$ for rated mains voltage $\leq 600 V_{RMS}$		I-IV I-III I-II	
Climatic Classification		55/100/21	
Pollution Degree (DIN VDE 0110/1.89)		2	
Maximum Working Insulation Voltage	V_{IORM}	891	V_{PEAK}
Input to Output Test Voltage, Method b** $V_{IORM} \times 1.875 = V_{PR}$, 100% Production Test with $t_{in} = 1$ sec, Partial discharge < 5 pC	V_{PR}	1670	V_{PEAK}
Input to Output Test Voltage, Method a** $V_{IORM} \times 1.5 = V_{PR}$, Type and Sample Test, $t_{in} = 60$ sec, Partial discharge < 5 pC	V_{PR}	1336	V_{PEAK}
Highest Allowable Overvoltage (Transient Overvoltage $t_{in} = 10$ sec)	V_{IOTM}	6000	V_{PEAK}
Safety-limiting values—maximum values allowed in the event of a failure.			
Case Temperature	T_S	175	$^{\circ}C$
Input Current***	$I_{S,INPUT}$	400	mA
Output Power***	$P_{S,OUTPUT}$	600	mW
Insulation Resistance at T_S , $V_{IO} = 500$ V	R_S	$>10^9$	Ω

*Insulation characteristics are guaranteed only within the safety maximum ratings which must be ensured by protective circuits within the application. Surface Mount Classification is Class A in accordance with CECC00802.

**Refer to the optocoupler section of the Isolation and Control Components Designer's Catalog, under Product Safety Regulations section, (VDE 0884) for a detailed description of Method a and Method b partial discharge test profiles.

***Refer to the following figure for dependence of P_S and I_S on ambient temperature.



Insulation and Safety Related Specifications

Parameter	Symbol	Value	Unit	Conditions
Minimum External Air Gap (Clearance)	L(101)	7.4	mm	Measured from input terminals to output terminals, shortest distance through air.
Minimum External Tracking (Creepage)	L(102)	8.0	mm	Measured from input terminals to output terminals, shortest distance path along body.
Minimum Internal Plastic Gap (Internal Clearance)		0.5	mm	Through insulation distance conductor to conductor, usually the straight line distance thickness between the emitter and detector.
Tracking Resistance (Comparative Tracking Index)	CTI	>175	Volts	DIN IEC 112/VDE 0303 Part 1
Isolation Group		III a		Material Group (DIN VDE 0110, 1/89, Table 1)

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Min.	Max.	Unit	Note
Storage Temperature	T_S	-55	125	°C	
Operating Temperature	T_A	-40	100		
Supply Voltage	V_{DD1}, V_{DD2}	0	5.5	V	
Steady-State Input Voltage	V_{IN+}, V_{IN-}	-2.0	$V_{DD1} + 0.5$		
2 Second Transient Input Voltage		-6.0			
Output Voltage	V_{OUT}	-0.5	$V_{DD2} + 0.5$		
Solder Reflow Temperature Profile	See Package Outline Drawings Section				

Recommended Operating Conditions

Parameter	Symbol	Min.	Max.	Unit	Note
Ambient Operating Temperature	T_A	-40	85	°C	
Supply Voltage	V_{DD1}, V_{DD2}	4.5	5.5	V	
Input Voltage (accurate and linear)	V_{IN+}, V_{IN-}	-200	200	mV	1
Input Voltage (functional)	V_{IN+}, V_{IN-}	-2	2	V	

DC Electrical Specifications

Unless otherwise noted, all typicals and figures are at the nominal operating conditions of $V_{IN+} = 0$, $V_{IN-} = 0$ V, $V_{DD1} = V_{DD2} = 5$ V and $T_A = 25^\circ\text{C}$; all Min./Max. specifications are within the Recommended Operating Conditions.

Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit	Test Conditions	Fig.	Note
Input Offset Voltage	V_{OS}	-2.0	0.3	2.0	mV	$T_A = 25^\circ\text{C}$	1,2	
		-3.0		3.0		$-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$ $-4.5\text{ V} < (V_{DD1}, V_{DD2}) < 5.5\text{ V}$		
Magnitude of Input Offset Change vs. Temperature	$ \Delta V_{OS}/\Delta T_A $		3.0	10.0	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$		3	2
Gain (HCPL-7800A)	G_1	7.92	8.00	8.08	V/V	$-200\text{ mV} < V_{IN+} < 200\text{ mV}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $-200\text{ mV} < V_{IN+} < 200\text{ mV}$	4,5,6	3
Gain (HCPL-7800)	G_3	7.76	8.00	8.24				
Magnitude of V_{OUT} Gain Change vs. Temperature	$ \Delta G/\Delta T_A $		0.00025		V/V/ $^\circ\text{C}$			4
V_{OUT} 200 mV Nonlinearity	NL_{200}		0.0037	0.35	%	$-200\text{ mV} < V_{IN+} < 200\text{ mV}$	7,8	5
Magnitude of V_{OUT} 200 mV Nonlinearity Change vs. Temperature	$ dNL_{200}/dT $		0.0002		%/ $^\circ\text{C}$			
V_{OUT} 100 mV Nonlinearity	NL_{100}		0.0027	0.2	%	$-100\text{ mV} < V_{IN+} < 100\text{ mV}$		6
Maximum Input Voltage before V_{OUT} Clipping	$ V_{IN+} _{MAX}$		308.0		mV		9	
Input Supply Current	I_{DD1}		10.86	16.0	mA	$V_{IN+} = 400\text{ mV}$	10	7
Output Supply Current	I_{DD2}		11.56	16.0		$V_{IN+} = -400\text{ mV}$		8
Input Current	I_{IN+}		-0.5	5.0	μA			9
Magnitude of Input Bias Current vs. Temperature Coefficient	$ dI_{IN}/dT $		+0.45		nA/ $^\circ\text{C}$		11	
Output Low Voltage	V_{OL}		1.29		V			10
Output High Voltage	V_{OH}		3.80		V			
Output Common-Mode Voltage	V_{OCM}	2.2	2.545	2.8	V			
Output Short-Circuit Current	$ I_{OSC} $		18.6		mA			11
Equivalent Input Impedance	R_{IN}		500		k Ω			
V_{OUT} Output Resistance	R_{OUT}		15		Ω			
Input DC Common-Mode Rejection Ratio	$CMRR_{IN}$		76		dB			12

Notes:

General Note: Typical values represent the mean value of all characterization units at the nominal operating conditions. Typical drift specifications are determined by calculating the rate of change of the specified parameter versus the drift parameter (at nominal operating conditions) for each characterization unit, and then averaging the individual unit rates. The corresponding drift figures are normalized to the nominal operating conditions and show how much drift occurs as the particular drift parameter is varied from its nominal value, with all other parameters held at their nominal operating values. Note that the typical drift specifications in the tables below may differ from the slopes of the mean curves shown in the corresponding figures.

1. Agilent recommends operation with $V_{IN-} = 0\text{ V}$ (tied to GND1). Limiting V_{IN+} to 100 mV will improve DC nonlinearity and nonlinearity drift. If V_{IN-} is brought above $V_{DD1} - 2\text{ V}$, an internal test mode may be activated. This test mode is for testing LED coupling and is not intended for customer use.
2. This is the Absolute Value of Input Offset Change vs. Temperature.
3. Gain is defined as the slope of the best-fit line of differential output voltage ($V_{OUT+} - V_{OUT-}$) vs. differential input voltage ($V_{IN+} - V_{IN-}$) over the specified input range.
4. This is the Absolute Value of Gain Change vs. Temperature.
5. Nonlinearity is defined as half of the peak-to-peak output deviation from the best-fit gain line, expressed as a percentage of the full-scale differential output voltage.
6. NL_{100} is the nonlinearity specified over an input voltage range of $\pm 100\text{ mV}$.
7. The input supply current decreases as the differential input voltage ($V_{IN+} - V_{IN-}$) decreases.
8. The maximum specified output supply current occurs when the differential input voltage ($V_{IN+} - V_{IN-}$) = -200 mV, the maximum recommended operating input voltage. However, the output supply current will continue to rise for differential input voltages up to approximately -300 mV, beyond which the output supply current remains constant.
9. Because of the switched-capacitor nature of the input sigma-delta converter, time-averaged values are shown.
10. When the differential input signal exceeds approximately 308 mV, the outputs will limit at the typical values shown.
11. Short circuit current is the amount of output current generated when either output is shorted to V_{DD2} or ground.
12. CMRR is defined as the ratio of the differential signal gain (signal applied differentially between pins 2 and 3) to the common-mode gain (input pins tied together and the signal applied to both inputs at the same time), expressed in dB.
13. Output noise comes from two primary sources: chopper noise and sigma-delta quantization noise. Chopper noise results from chopper stabilization of the output op-amps. It occurs at a specific frequency (typically 400 kHz at room temperature), and is not attenuated by the internal output filter. A filter circuit can be easily added to the external post-amplifier to reduce the total rms output noise. The internal output filter does eliminate most, but not all, of the sigma-delta quantization noise. The magnitude of the output quantization noise is very small at lower frequencies (below 10 kHz) and increases with increasing frequency.
14. CMTI (Common Mode Transient Immunity or CMR, Common Mode Rejection) is tested by applying an exponentially rising/falling voltage step on pin 4 (GND1) with respect to pin 5 (GND2). The rise time of the test waveform is set to approximately 50 ns. The amplitude of the step is adjusted until the differential output ($V_{OUT+} - V_{OUT-}$) exhibits more than a 200 mV deviation from the average output voltage for more than 1 μs . The HCPL-7800(A) will continue to function if more than 10 kV/ μs common mode slopes are applied, as long as the breakdown voltage limitations are observed.
15. Data sheet value is the differential amplitude of the transient at the output of the HCPL-7800(A) when a 1 V_{pk-pk} , 1 MHz square wave with 40 ns rise and fall times is applied to both V_{DD1} and V_{DD2} .
16. In accordance with UL 1577, each optocoupler is proof tested by applying an insulation test voltage $\geq 4200\text{ V}_{\text{rms}}$ for 1 second (leakage detection current limit, $I_{L0} \leq 5\text{ }\mu\text{A}$). This test is performed before the 100% production test for partial discharge (method b) shown in VDE 0884 Insulation Characteristic Table.
17. The Input-Output Momentary Withstand Voltage is a dielectric voltage rating that should not be interpreted as an input-output continuous voltage rating. For the continuous voltage rating refer to the VDE 0884 insulation characteristics table and your equipment level safety specification.
18. This is a two-terminal measurement: pins 1-4 are shorted together and pins 5-3 are shorted together.



www.agilent.com/semiconductors

For product information and a complete list of distributors, please go to our web site.

For technical assistance call:

Americas/Canada: +1 (800) 235-0312 or
(408) 654-8675

Europe: +49 (0) 6441 92460

China: 10800 650 0017

Hong Kong: (+65) 271 2451

India, Australia, New Zealand: (+65) 271 2394

Japan: (+81 3) 3335-8152(Domestic/International), or 0120-61-1280(Domestic Only)

Korea: (+65) 271 2194

Malaysia, Singapore: (+65) 271 2054

Taiwan: (+65) 271 2654

Data subject to change.

Copyright © 2002 Agilent Technologies, Inc.
Obsoletes 5967-5627E

March 6, 2002
5988-5801EN

LM35

Precision Centigrade Temperature Sensors

General Description

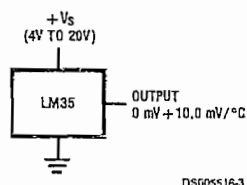
The LM35 series are precision integrated-circuit temperature sensors, whose output voltage is linearly proportional to the Celsius (Centigrade) temperature. The LM35 thus has an advantage over linear temperature sensors calibrated in ° Kelvin, as the user is not required to subtract a large constant voltage from its output to obtain convenient Centigrade scaling. The LM35 does not require any external calibration or trimming to provide typical accuracies of $\pm 1/4^\circ\text{C}$ at room temperature and $\pm 3/4^\circ\text{C}$ over a full -55 to $+150^\circ\text{C}$ temperature range. Low cost is assured by trimming and calibration at the wafer level. The LM35's low output impedance, linear output, and precise inherent calibration make interfacing to readout or control circuitry especially easy. It can be used with single power supplies, or with plus and minus supplies. As it draws only $60\ \mu\text{A}$ from its supply, it has very low self-heating, less than 0.1°C in still air. The LM35 is rated to operate over a -55° to $+150^\circ\text{C}$ temperature range, while the LM35C is rated for a -40° to $+110^\circ\text{C}$ range (-10° with improved accuracy). The LM35 series is available packaged in

hermetic TO-46 transistor packages, while the LM35C, LM35CA, and LM35D are also available in the plastic TO-92 transistor package. The LM35D is also available in an 8-lead surface mount small outline package and a plastic TO-220 package.

Features

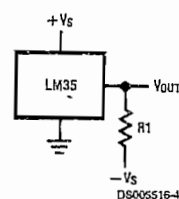
- Calibrated directly in ° Celsius (Centigrade)
- Linear + 10.0 mV/°C scale factor
- 0.5°C accuracy guaranteeable (at +25°C)
- Rated for full -55° to $+150^\circ\text{C}$ range
- Suitable for remote applications
- Low cost due to wafer-level trimming
- Operates from 4 to 30 volts
- Less than $60\ \mu\text{A}$ current drain
- Low self-heating, 0.08°C in still air
- Nonlinearity only $\pm 1/4^\circ\text{C}$ typical
- Low impedance output, $0.1\ \Omega$ for 1 mA load

Typical Applications



DS005516-3

FIGURE 1. Basic Centigrade Temperature Sensor
(+2°C to +150°C)



DS005516-4

Choose $R_1 = -V_S/50\ \mu\text{A}$
 $V_{\text{OUT}} = +1,500\ \text{mV}$ at $+150^\circ\text{C}$
 $= +250\ \text{mV}$ at $+25^\circ\text{C}$
 $= -550\ \text{mV}$ at -55°C

FIGURE 2. Full-Range Centigrade Temperature Sensor

Absolute Maximum Ratings (Note 10)

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

Supply Voltage	+35V to -0.2V
Output Voltage	+5V to -1.0V
Output Current	10 mA
Storage Temp., TO-46 Package,	-80°C to +180°C
TO-92 Package,	-60°C to +150°C
SO-8 Package,	-85°C to +150°C
TO-202 Package,	-85°C to +150°C

Lead Temp.:

TO-46 Package, (Soldering, 10 seconds)	300°C
TO-92 Package, (Soldering, 10 seconds)	250°C
TO-202 Package, (Soldering, 10 seconds)	+230°C

SO Package (Note 12):

Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C
ESD Susceptibility (Note 11)	2500V
Specified Operating Temperature Range: T_{MIN} to T_{MAX} (Note 2)	
LM35, LM35A	-55°C to +150°C
LM35C, LM35CA	-40°C to +110°C
LM35D	0°C to +100°C

Electrical Characteristics (Note 1) (Note 5)

Parameter	Conditions	LM35A			LM35CA			Units (Max.)
		Typical	Tested Limit (Note 4)	Design Limit (Note 5)	Typical	Tested Limit (Note 4)	Design Limit (Note 5)	
Accuracy (Note 7)	$T_A = +25^\circ\text{C}$	± 0.2	± 0.5		± 0.2	± 0.5	± 1.0	$^\circ\text{C}$
	$T_A = -10^\circ\text{C}$	± 0.3			± 0.3			$^\circ\text{C}$
	$T_A = T_{MAX}$	± 0.4	± 1.0		± 0.4	± 1.0	± 1.5	$^\circ\text{C}$
	$T_A = T_{MIN}$	± 0.4	± 1.0		± 0.4			$^\circ\text{C}$
Nonlinearity (Note 8)	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$	± 0.18		± 0.35	± 0.15		± 0.3	$^\circ\text{C}$
Sensor Gain (Average Slope)	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$	$\div 10.0$	$\div 9.9$, $\div 10.1$		$\div 10.0$		$\div 9.9$, $\div 10.1$	mV/ $^\circ\text{C}$
Load Regulation (Note 3) $0 \leq I_L \leq 1 \text{ mA}$	$T_A = +25^\circ\text{C}$	± 0.4	± 1.0		± 0.4	± 1.0		mV/mA
	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$	± 0.5		± 3.0	± 0.5		± 3.0	mV/mA
Line Regulation (Note 3)	$T_A = +25^\circ\text{C}$	± 0.01	± 0.05		± 0.01	± 0.05		mV/V
	$4\text{V} \leq V_S \leq 30\text{V}$	± 0.02		± 0.1	± 0.02		± 0.1	mV/V
Quiescent Current (Note 9)	$V_S = +5\text{V}$, $+25^\circ\text{C}$	56	67		56	67		μA
	$V_S = +5\text{V}$	105		131	91		114	μA
	$V_S = +30\text{V}$, $+25^\circ\text{C}$	56.2	68		56.2	68		μA
	$V_S = +30\text{V}$	105.5		133	91.5		116	μA
Change of Quiescent Current (Note 3)	$4\text{V} \leq V_S \leq 30\text{V}$, $+25^\circ\text{C}$	0.2	1.0		0.2	1.0		μA
	$4\text{V} \leq V_S \leq 30\text{V}$	0.5		2.0	0.5		2.0	μA
Temperature Coefficient of Quiescent Current		$\div 0.39$		$\div 0.5$	$\div 0.39$		$\div 0.5$	$\mu\text{A}/^\circ\text{C}$
Minimum Temperature for Rated Accuracy	In circuit of Figure 1, $I_L = 0$	$\div 1.5$		$\div 2.0$	$\div 1.5$		$\div 2.0$	$^\circ\text{C}$
Long Term Stability	$T_J = T_{MAX}$, for 1000 hours	± 0.08			± 0.08			$^\circ\text{C}$

Note 1: Unless otherwise noted, these specifications apply: $-55^\circ\text{C} \leq T_J \leq +150^\circ\text{C}$ for the LM35 and LM35A; $-40^\circ\text{C} \leq T_J \leq +110^\circ\text{C}$ for the LM35C and LM35CA; and $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +100^\circ\text{C}$ for the LM35D. $V_S = +5\text{V}$ and $I_{QSD} = 50 \mu\text{A}$ in the circuit of Figure 2. These specifications also apply from $+2^\circ\text{C}$ to T_{MAX} in the circuit of Figure 1. Specifications in boldface apply over the full rated temperature range.

Note 2: Thermal resistance of the TO-46 package is 400°C/W junction to ambient, and 24°C/W junction to case. Thermal resistance of the TO-92 package is 150°C/W junction to ambient. Thermal resistance of the small outline molded package is 220°C/W junction to ambient. Thermal resistance of the TO-202 package is 35°C/W junction to ambient. For additional thermal resistance information see table in the Applications section.

Electrical Characteristics (Note 1) (Note 6) (Continued)								
Parameter	Conditions	LM35			LM35C, LM35D			Units (Max.)
		Typical	Tested Limit (Note 4)	Design Limit (Note 5)	Typical	Tested Limit (Note 4)	Design Limit (Note 5)	
Accuracy, LM35, LM35C (Note 7)	$T_A = +25^\circ\text{C}$	± 0.4	± 1.0		± 0.4	± 1.0		$^\circ\text{C}$
	$T_A = -10^\circ\text{C}$	± 0.5			± 0.5		± 1.5	$^\circ\text{C}$
	$T_A = T_{\text{MAX}}$	± 0.8	± 1.5		± 0.8		± 1.5	$^\circ\text{C}$
	$T_A = T_{\text{MIN}}$	± 0.8		± 1.5	± 0.8		± 2.0	$^\circ\text{C}$
Accuracy, LM35D (Note 7)	$T_A = +25^\circ\text{C}$				± 0.6	± 1.5		$^\circ\text{C}$
	$T_A = T_{\text{MAX}}$				± 0.9		± 2.0	$^\circ\text{C}$
	$T_A = T_{\text{MIN}}$				± 0.9		± 2.0	$^\circ\text{C}$
Nonlinearity (Note 8)	$T_{\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{\text{MAX}}$	± 0.3		± 0.5	± 0.2		± 0.5	$^\circ\text{C}$
Sensor Gain (Average Slope)	$T_{\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{\text{MAX}}$	$\div 10.0$	$\div 9.8$, $\div 10.2$		$\div 10.0$		$\div 9.8$, $\div 10.2$	$\text{mV}/^\circ\text{C}$
Load Regulation (Note 3) $0 \leq I_L \leq 1 \text{ mA}$	$T_A = +25^\circ\text{C}$	± 0.4	± 2.0		± 0.4	± 2.0		mV/mA
	$T_{\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{\text{MAX}}$	± 0.5		± 5.0	± 0.5		± 5.0	mV/mA
Line Regulation (Note 3)	$T_A = +25^\circ\text{C}$	± 0.01	± 0.1		± 0.01	± 0.1		mV/V
	$4\text{V} \leq V_S \leq 30\text{V}$	± 0.02		± 0.2	± 0.02		± 0.2	mV/V
Quiescent Current (Note 9)	$V_S = +5\text{V}, +25^\circ\text{C}$	56	80		56	80		μA
	$V_S = +5\text{V}$	105		158	91		135	μA
	$V_S = +30\text{V}, +25^\circ\text{C}$	56.2	82		56.2	82		μA
	$V_S = +30\text{V}$	105.5		161	91.5		141	μA
Change of Quiescent Current (Note 3)	$4\text{V} \leq V_S \leq 30\text{V}, +25^\circ\text{C}$	0.2	2.0		0.2	2.0		μA
	$4\text{V} \leq V_S \leq 30\text{V}$	0.5		3.0	0.5		3.0	μA
Temperature Coefficient of Quiescent Current		$\div 0.39$		$\div 0.7$	$\div 0.39$		$\div 0.7$	$\mu\text{A}/^\circ\text{C}$
Minimum Temperature for Rated Accuracy	In circuit of Figure 1, $I_L = 0$	$\div 1.5$		$\div 2.0$	$\div 1.5$		$\div 2.0$	$^\circ\text{C}$
Long Term Stability	$T_J = T_{\text{MAX}}$, for 1000 hours	± 0.98			± 0.06			$^\circ\text{C}$

Note 3: Regulation is measured at constant junction temperature, using pulse testing with a low duty cycle. Changes in output due to heating effects can be computed by multiplying the internal dissipation by the thermal resistance.

Note 4: Tested Limits are guaranteed and 100% tested in production.

Note 5: Design Limits are guaranteed (but not 100% production tested) over the indicated temperature and supply voltage ranges. These limits are not used to calculate outgoing quality levels.

Note 6: Specifications in bold face apply over the full rated temperature range.

Note 7: Accuracy is defined as the error between the output voltage and $10\text{mV}/^\circ\text{C}$ times the device's case temperature, at specified conditions of voltage, current, and temperature (expressed in $^\circ\text{C}$).

Note 8: Nonlinearity is defined as the deviation of the output-voltage-versus-temperature curve from the best-fit straight line, over the device's rated temperature range.

Note 9: Quiescent current is defined in the circuit of Figure 1.

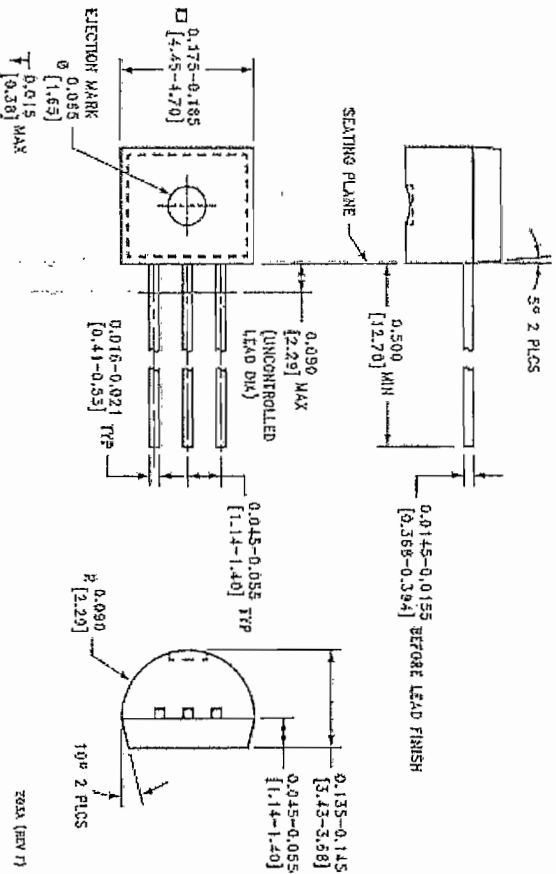
Note 10: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. DC and AC electrical specifications do not apply when operating the device beyond its rated operating conditions. See Note 1.

Note 11: Human body model, 100 pF discharged through a $1.5 \text{ k}\Omega$ resistor.

Note 12: See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" or the section titled "Surface Mount" found in a current National Semiconductor Linear Data Book for other methods of soldering surface mount devices.

LM35/LM35A/LM35C/LM35CA/LM35D Precision Centigrade Temperature Sensors

Physical Dimensions inches (millimeters) (Continued)



Order Number LM35CZ, LM35CAZ or LM35DZ
NS Package Number Z03A

LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION, AS USED HEREIN:

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

	National Semiconductor Corporation 2055 Semiconductor Drive P.O. Box 96190 Santa Clara, CA 95052-9619 Tel: (415) 737-0171 Tlx: (910) 8139524	National Semiconductor Corp. Sales Linyi Road, No. 10 Daxiye Plaza, Zhongshan District, Shanghai 200001, P.R. China Tel: (86) 21 54252000 Fax: (86) 21 5425124	National Semiconductor Corp. Japan Ltd. Sanjomo Central Engineering Center Bldg. 7F, Shinjuku, Maebashi-ku Chiyoda City, Tokyo 162-8585 Tel: (81) 3 5561 2000 Fax: (81) 3 5561 2000	National Semiconductor Corp. Hong Kong Ltd. 15th Floor, Sargent Bldg. Queen's Center, 8 Canton Rd. Tsimshatsui, Kowloon Tel: (852) 37751800 Fax: (852) 37955900	National Semiconductor Corp. Rio de Janeiro, Brazil Rua Dupacado, Box 674-000 12034-7 Sao Paulo, Brazil Tel: (55) 11 2445000 Tel: (55) 11 2445000 Fax: (55) 11 244 3181	National Semiconductor Corp. Australia Pty. Ltd. Building 5 Burrumbidgee Park Drive Melbourne Park Drive Melbourne 3102, Australia Tel: (61) 522 4999 Fax: (61) 522 4999
--	---	---	--	---	--	---

Notwithstanding to whomsoever any responsibility for any accident, damage, or disturbance caused by the use of any National Semiconductor product shall remain with the user.



HIGH SPEED-10 MBit/s LOGIC GATE OPTOCOUPLED

SINGLE-CHANNEL

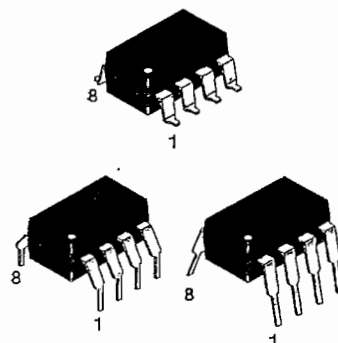
6N137
HCPL-2601
HCPL-2611

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.

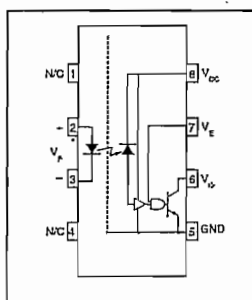


FEATURES

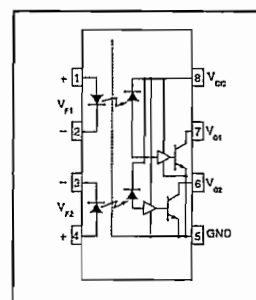
- Very high speed-10 MBit/s
- Superior CMR-10 kV/μs
- Double working voltage-480V
- Fan-out of 8 over -40°C to +85°C
- Logic gate output
- Storable output
- Wired OR-open collector
- U.L. recognized (File # E90700)

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

A 0.1 μF bypass capacitor must be connected between pins 8 and 5.
(See note 1)

FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR®

HIGH SPEED-10 MBit/s LOGIC GATE OPTOCOUPLED

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 Input Current	I_F	50	mA
		30	
Enable Input Voltage Not to exceed V_{CC} by more than 500 mV	V_E	5.5	V
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	P_O	85	mW
Power Dissipation		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

FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR®

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 ($V_{CC} = 5.5\text{ V}$, $I_F = 0\text{ mA}$) Dual Channel ($V_E = 0.5\text{ V}$)	I_{CCH}		7	10	mA
Low Level Supply Current	Single Channel ($V_{CC} = 5.5\text{ V}$, $I_F = 10\text{ mA}$) Dual Channel ($V_E = 0.5\text{ V}$)	I_{CCL}		9	13	
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						
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	
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_H $	5000	10,000	10,000	V/ μs
Common Mode Transient Immunity (at Output Low Level)	($R_L = 350\ \Omega$) ($I_F = 7.5\text{ mA}$, $V_{OL}(\text{Max.}) = 0.8\text{ V}$) 6N137, HCPL-2630 $ V_{CM} = 50\text{ V}$ (Peak) HCPL-2601, HCPL-2631 ($T_A = 25^\circ\text{C}$) (Note 11) (Fig. 14) HCPL-2611 ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $ V_{CM} = 400\text{ V}$	$ CM_L $	5000	10,000	10,000	V/ μs

FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR®

HIGH SPEED-10 MBit/s LOGIC GATE OPTOCOUPLERS

SINGLE-CHANNEL
6N137
HCPL-2601
HCPL-2611

DUAL-CHANNEL
HCPL-2630
HCPL-2631

TRANSFER CHARACTERISTICS (T _A = -40°C to +85°C Unless otherwise specified.)						
DC Characteristics	Test Conditions	Symbol	Min	Typ**	Max	Unit
High Level Output Current	(V _{CC} = 5.5 V, V _O = 5.5 V) (I _F = 250 μA, V _E = 2.0 V) (Note 2)	I _{OH}			100	μA
Low Level Output Current	(V _{CC} = 5.5 V, I _F = 5 mA) (V _E = 2.0 V, I _{OL} = 13 mA) (Note 2)	V _{OL}		.35	0.6	V
Input Threshold Current	(V _{CC} = 5.5 V, V _O = 0.6 V, V _E = 2.0 V, I _{OL} = 13 mA)	I _{FT}		3	5	mA

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

** All typical values are at V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C

NOTES

- The V_{CC} supply to each optoisolator must be bypassed by a 0.1μF 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_H - 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 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 (i.e., V_{OUT} < 0.8 V). Measured in volts per microsecond (V/μs).
- Device considered a two-terminal device: Pins 1,2,3 and 4 shorted together, and Pins 5,6,7 and 8 shorted together.



HIGH SPEED-10 MBit/s LOGIC GATE OPTOCOUPLERS

SINGLE-CHANNEL
6N137
HCPL-2601
HCPL-2611

DUAL-CHANNEL
HCPL-2630
HCPL-2631

TYPICAL PERFORMANCE CURVES

Fig.1 Low Level Output Voltage vs. Ambient Temperature

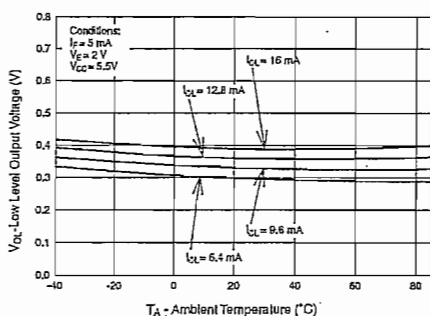


Fig. 2 Input Diode Forward Voltage vs. Forward Current

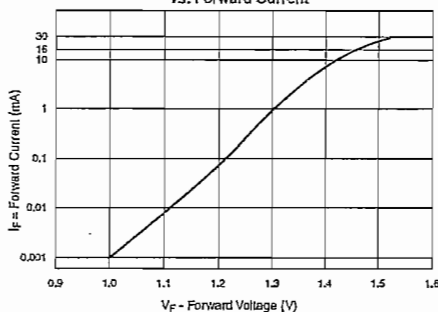


Fig.3 Switching Time vs. Forward Current

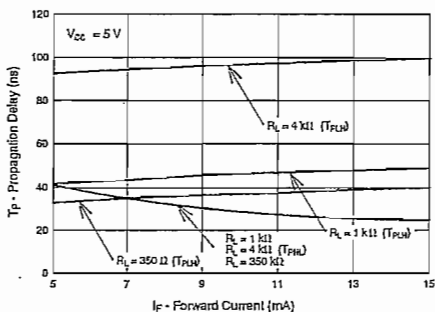


Fig. 4 Low Level Output Current vs. Ambient Temperature

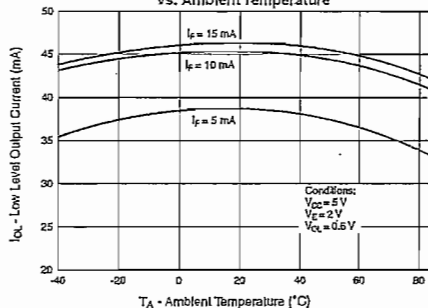


Fig. 5 Input Threshold Current vs. Ambient Temperature

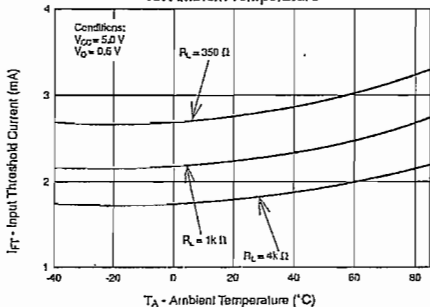
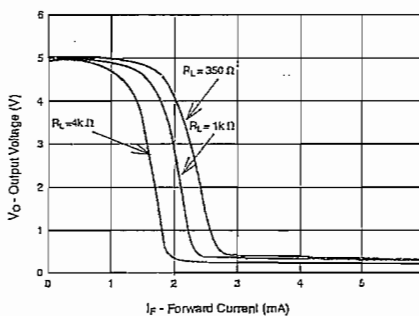


Fig. 6 Output Voltage vs. Input Forward Current



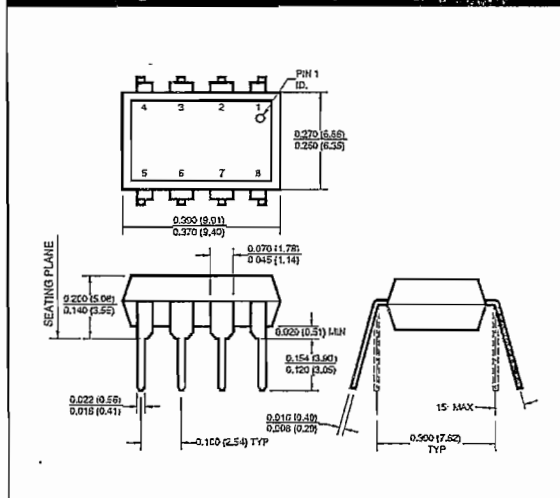


HIGH SPEED-10 MBit/s LOGIC GATE OPTOCOUPLEDERS

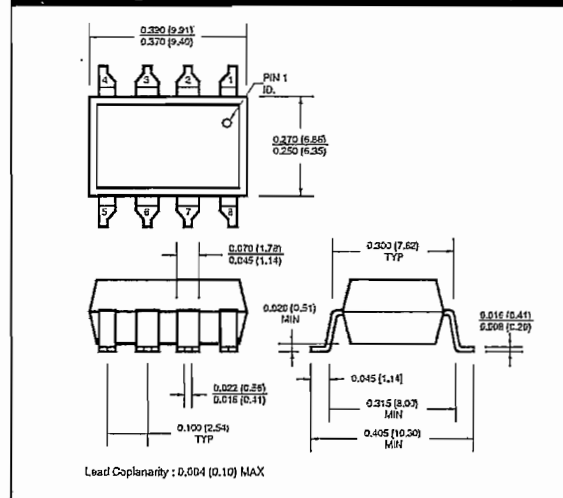
SINGLE-CHANNEL
6N137
HCPL-2601
HCPL-2611

DUAL-CHANNEL
HCPL-2630
HCPL-2631

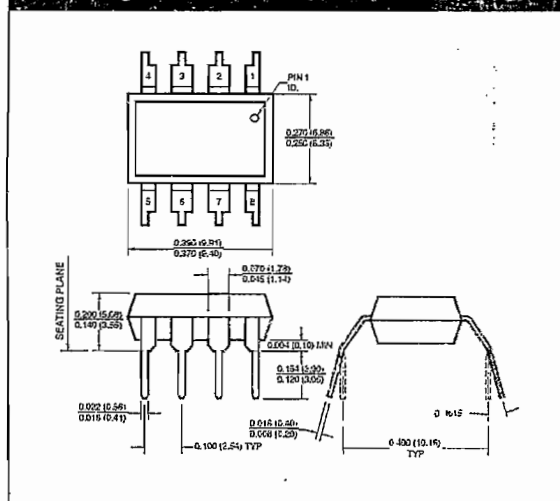
Package Dimensions (Through Hole)



Package Dimensions (Surface Mount)



Package Dimensions (0.4" Lead Spacing)



NOTE
 All dimensions are in inches (millimeters)



HIGH SPEED-10 MBit/s LOGIC GATE OPTOCOUPLEDERS

SINGLE-CHANNEL

6N137
HCPL-2601
HCPL-2611

DUAL-CHANNEL

HCPL-2630
HCPL-2631

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.

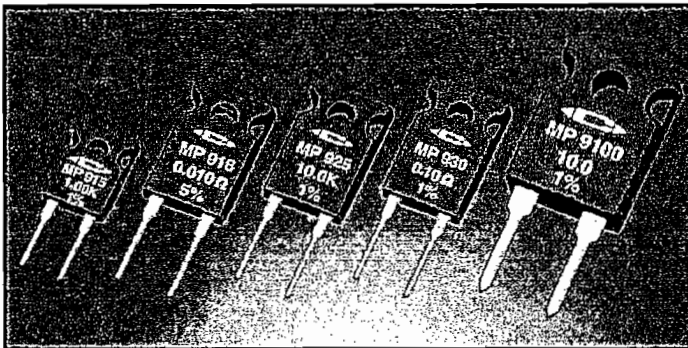
LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT 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, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury of the user.
2. A critical component in 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.

MP900 and MP9000 Series Kool-Pak® Power Film Resistors TO-126, TO-220 and TO-247 Style

Page 1 of 2



Low Cost Heat Sink Mountable Design featuring an Exposed Ceramic Heat Dissipating Mounting Surface

Use your thermal design experience with power semiconductors in TO-126, TO-220, and TO-247 style power packages to help you get the most out of this unique family of power resistors. The thermal design issues are the same where power handling capability is based on the case temperature which is maintained in your design.

MP915 TO-126 Style Power Package

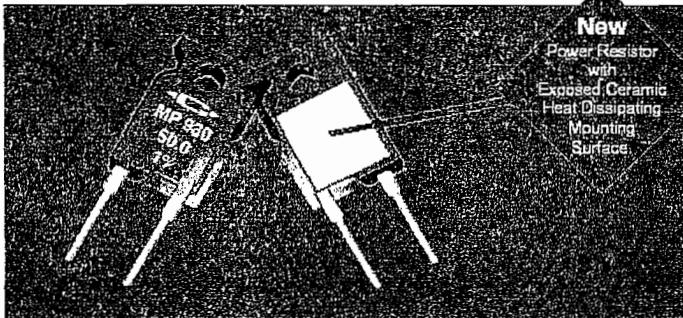
- 15 Watts at +25°C Case Temperature, derated to zero at +150°C.
- Exposed Ceramic Heat Dissipating Mounting Surface.
- Resistance Range of 0.020 ohm to 1 K.
- Non-Inductive Design.

MP916, MP925, and MP930 TO-220 Style Power Package

- Up to 30 Watts at +25°C Case Temperature, derated to zero at +150°C.
- Exposed Ceramic Heat Dissipating Mounting Surface.
- Resistance Range of 0.010 ohm to 100 K.
- Non-Inductive Design.

MP9100 TO-247 Style Power Package

- 100 Watts at +25°C Case Temperature, derated to zero at +175°C.
- Exposed Ceramic Heat Dissipating Mounting Surface.
- Resistance Range of 0.050 ohm to 100 ohm.
- Non-Inductive Design.



New
Power Resistor
with
Exposed Ceramic
Heat Dissipating
Mounting
Surface

MP916 Standard Resistance Values:

Tolerance MP916 ±5% Standard (20% is available).

0.010 Ω 5%
0.015 Ω 5%

MP915, MP925, and MP930 Standard Resistance Values:

Tolerance MP915, MP925, and MP930 ±1% Standard - except as noted. (5% and 20% are available for most resistance values).

0.020 Ω 5%	0.33 Ω	7.50 Ω	50.0 Ω	500 Ω	10.0 K
0.025 Ω 5%	0.40 Ω	8.00 Ω	55.0 Ω	550 Ω	15.0 K
0.028 Ω 5%	0.50 Ω	10.0 Ω	75.0 Ω	750 Ω	20.0 K
0.033 Ω 5%	0.75 Ω	12.0 Ω	100 Ω	1.00 K	25.0 K
0.040 Ω 5%	1.00 Ω	15.0 Ω	120 Ω	1.50 K	30.0 K
0.050 Ω	1.50 Ω	20.0 Ω	150 Ω	2.00 K	35.0 K
0.075 Ω	2.00 Ω	25.0 Ω	200 Ω	2.50 K	40.0 K
0.10 Ω	2.50 Ω	27.0 Ω	250 Ω	3.00 K	47.0 K
0.15 Ω	3.00 Ω	30.0 Ω	300 Ω	3.30 K	50.0 K
0.20 Ω	3.30 Ω	33.0 Ω	330 Ω	4.00 K	58.0 K
0.25 Ω	4.00 Ω	40.0 Ω	400 Ω	5.00 K	68.0 K
0.30 Ω	5.00 Ω	47.0 Ω	470 Ω	7.50 K	75.0 K
					82.0 K
					100 K

MP9100 Standard Resistance Values:

Tolerance MP9100 ±1% Standard.

0.050 Ω	0.40 Ω	3.30 Ω	20.0 Ω	58.0 Ω
0.075 Ω	0.50 Ω	4.00 Ω	25.0 Ω	75.0 Ω
0.10 Ω	0.75 Ω	5.00 Ω	27.0 Ω	100 Ω
0.15 Ω	1.00 Ω	7.50 Ω	30.0 Ω	
0.20 Ω	1.50 Ω	8.00 Ω	33.0 Ω	
0.25 Ω	2.00 Ω	10.0 Ω	45.0 Ω	
0.30 Ω	2.50 Ω	12.0 Ω	47.0 Ω	
0.33 Ω	3.00 Ω	15.0 Ω	50.0 Ω	

For custom resistance values and tolerances contact applications engineering

Ordering Information:

Model Number: MP915 - 50.0 - 1% Tolerance
Resistor Value: _____

Packaging: MP915, MP916, MP925, MP930 resistors are packaged in plastic shipping tubes, 50 pieces per tube. These resistors are available in a 50 piece minimum quantity and in full tube quantity increments (i.e. 50, 100, 150, etc.). The MP9100 resistors are packaged in plastic shipping tubes, 25 pieces per tube.

Construction of MP900 and MP9000 Series:

The MP900 and MP9000 Series Kool-Pak® Power Film Resistors are constructed with Caddock's Miconox® resistance film fired onto a flat ceramic substrate. The terminal attachment and resistance element geometry are configured to provide outstanding non-inductive performance. The ceramic substrate is positioned in the molded package such that the resistor element and terminal attachment areas on the substrate are encapsulated in the molded body with the other side of the ceramic being exposed flush with the back mounting surface of the device. This construction is covered by one or more issued patents, also patents pending.

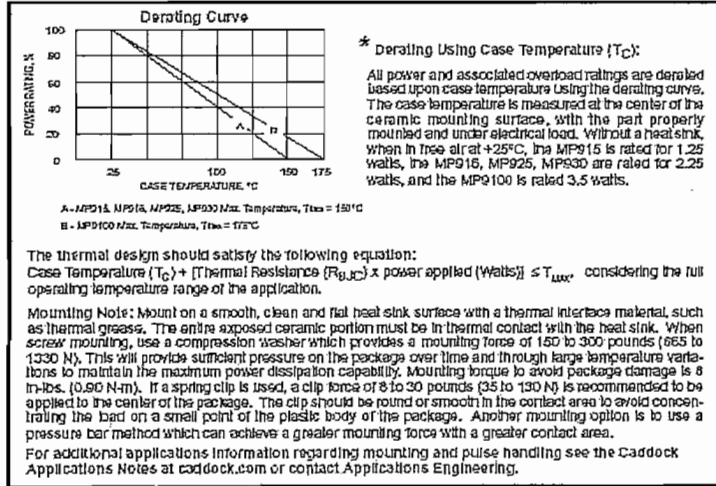
Applications Engineering
17271 North Umpqua Hwy.
Roseburg, Oregon 97470-9422
Phone: (541) 496-0700
Fax: (541) 496-0408

CADDOCK ELECTRONICS, INC.

e-mail: caddock@caddock.com • web: www.caddock.com

Sales and Corporate Office
1717 Chicago Avenue
Riverside, California 92507-2364
Phone: (909) 798-1700
Fax: (909) 369-1151

Model No.	Package	Resistance		Power Rating	Max. Voltage	Thermal Resistance R _{θJC} Film (J) to Case (C)	Max. Temp. T _{MAX}	Dimensions	Comments
		Min.	Max.						
MP915	TO-126 Style	0.020 Ω	1.00 K	15 Watts*	200	8.33° C/Watt	150°C	Figure 1	Ceramic mounting surface
MP916	TO-220 Style	0.010 Ω	0.019 Ω	16 Watts*	Power Limited	7.81° C/Watt	150°C	Figure 2	Ceramic mounting surface
MP925	TO-220 Style	5.00 K	100 K	25 Watts*		5.00° C/Watt	150°C	Figure 2	Ceramic mounting surface
MP930	TO-220 Style	0.020 Ω	4.99 K	30 Watts*		4.17° C/Watt	150°C	Figure 2	Ceramic mounting surface
MP9100	TO-247 Style	0.050 Ω	100 Ω	100 Watts*	Power Limited	1.50° C/Watt	175°C	Figure 3	Ceramic mounting surface



Specifications:

Temperature Coefficient for MP915, MP916, MP925, and MP930:
 TC referenced to +25°C, ΔR taken at 150°C
 0.50 ohms and above, -20 to +80 ppm/°C
 0.050 ohm to 0.49 ohms, 0 to +200 ppm/°C
 0.020 ohm to 0.049 ohm, 0 to +300 ppm/°C
 0.010 ohm to 0.019 ohm, 0 to +500 ppm/°C

Temperature Coefficient for MP9100:
 TC referenced to +25°C, ΔR taken at 175°C
 0.50 ohms and above, -20 to +80 ppm/°C
 0.050 ohm to 0.49 ohms, 0 to +150 ppm/°C

Operating Temperature: -55°C to T_{MAX}

Inductance: MP915, MP916, MP925, and MP930
 10nH typical; MP9100, 20nH typical. In series when measured at a point 0.2 inches from the resistor body.

DWV: The dielectric strength rating of 1500 V_{max} AC is based upon connections made between terminals shorted, and the metal surface the part is mounted to or a metal clip in contact with the top surface of the part.

Insulation Resistance: 10,000 Megohms, min.
 The resistor element is electrically isolated from the mounting surface.

Load Stability: 2,000 hours at rated power.
 ΔR ±1.0 percent + 0.0005 ohm) max. Power rating dependent upon case temperature. See derating curve.

Momentary Overload: 1.5 times rated power with applied voltage not to exceed 1.5 times maximum continuous operating voltage for 5 seconds. ΔR ±0.5 percent + 0.0005 ohm) max.

Moisture Resistance: Mil-Std-202, Method 106.
 ΔR ±0.5 percent + 0.0005 ohm) max.

Thermal Shock: Mil-Std-202, Method 107, Cond. F.
 ΔR ±0.5 percent + 0.0005 ohm) max.

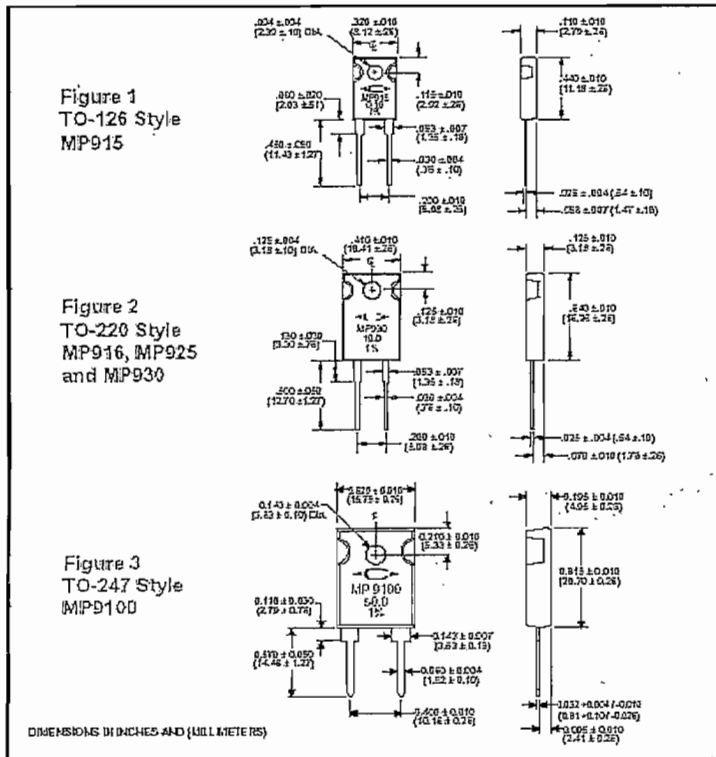
Shock: 100G, Mil-Std-202, Method 213, Cond. I.
 ΔR ±0.4 percent + 0.0005 ohm) max.

Vibration, High Frequency: Mil-Std-202, Method 204, Cond. D. ΔR ±0.4 percent + 0.0005 ohm) max.

Terminal Strength: Mil-Std-202, Method 211, Cond. A (Pul Test) 6 lbs, ΔR ±0.2 percent + 0.0005 ohm) max.

Terminal Material: Solderable

Measurement Note: For these specifications, resistance measurement shall be made at a point 0.2 inch (5.08 mm) from the resistor body.



Applications Engineering
 17271 North Limpqua Hwy.
 Roseburg, Oregon 97470-9422
 Phone: (541) 496-0700
 Fax: (541) 496-0408

CADDOCK ELECTRONICS, INC.

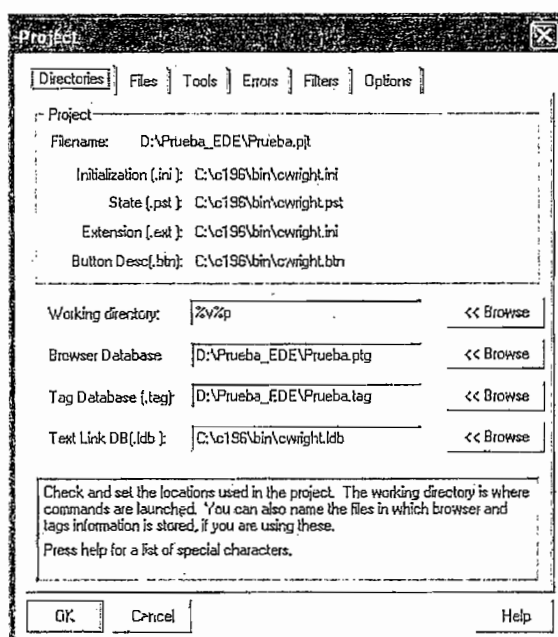
e-mail: caddock@caddock.com • web: www.caddock.com

Sales and Corporate Office
 1717 Chicago Avenue
 Riverside, California 92507-2384
 Phone: (909) 788-1700
 Fax: (909) 369-1151

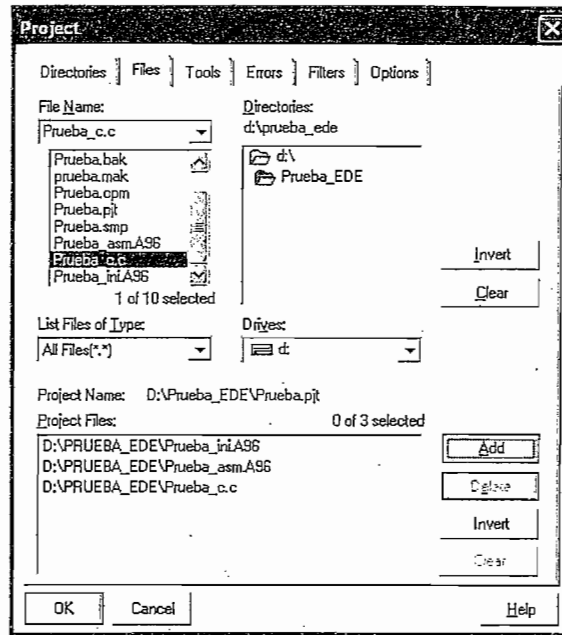
TASKING Embedded Development Environment (EDE) v2.3r5

Programa que permite crear proyectos para la programación de los microcontroladores INTEL 8XC196MX. En el cual se dispone de un editor de texto tanto en Asembler como en Lenguaje C, los cuales se enlazan para formar un archivo ejecutable. Los pasos para la creación de un nuevo proyecto son:

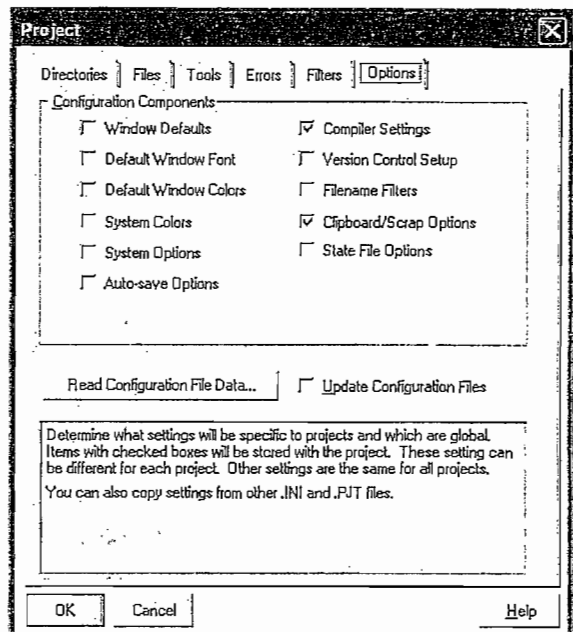
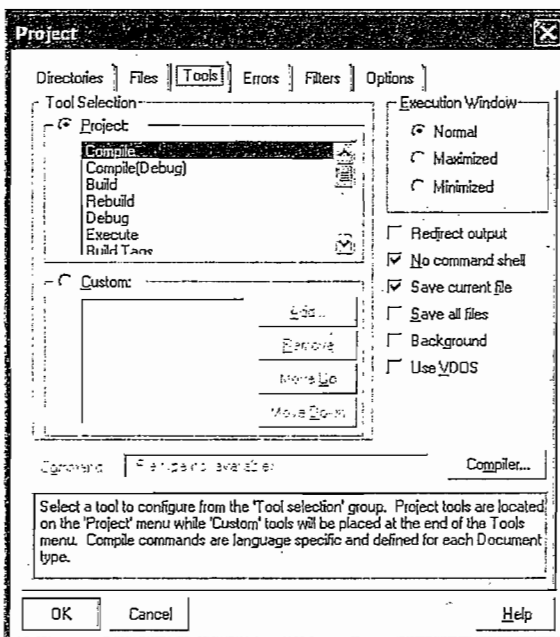
Se crea el nuevo proyecto en el directorio escogido por el usuario (ej. D:\Prueba_EDE\Prueba.pjt). Aparecerá una ventana en la que se informarán de los archivos con los que trabajará el proyecto. En *Directories* se crearán automáticamente los archivos que se muestran a continuación.



En *Files* se anexan los archivos con los que se van a trabajar, estos se crean con anterioridad en el mismo TASKING EDE. Básicamente son tres archivos los necesarios: *Prueba_ini.A96*, en donde se encontrarán las configuraciones generales del microcontrolador; *Prueba_asm.A96*, cuando se trabaje con parte e código en el Lenguaje Asembler; *Prueba_c.C*, archivo en el que se encuentra el código en el Lenguaje C.



En *Tools* y *Options* se setean los siguientes parámetros:



De la barra de herramientas, la opción **EDE** permite escoger el microcontrolador con el que se va a trabajar y la opción de generar el archivo *.HEX, con el se programará en las memorias externas:

