

UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR
FACULTAD DE INGENIERÍA Y ARQUITECTURA
ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA



“Diseño de un sistema de control de velocidad para motores de inducción basado en el uso de computadora en tiempo real”

PRESENTADO POR
HECTOR ENRIQUE CARRILLO SANTAMARIA
FERNANDO HERNANDEZ ORELLANA
JOSE MIGUEL RODRIGUEZ ALVAREZ

PARA OPTAR AL TITULO DE:
INGENIERO ELECTRICISTA

CIUDAD UNIVERSITARIA, ABRIL 2005
CONTENIDO

UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR

RECTORA :
Dra. María Isabel Rodríguez

SECRETARIA GENERAL :
Licda. Alicia Margarita Rivas de Recinos

FACULTAD DE INGENIERIA Y ARQUITECTURA

DECANO :
Ing. Mario Roberto Nieto Lovo

SECRETARIO :
Ing. Oscar Eduardo Marroquín Hernández

ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA

DIRECTOR :
Ing. Luis Roberto Chévez Paz

Trabajo de Graduación Aprobado por:

Docente Director :

Ing. Ricardo Ernesto Cortéz

UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR
FACULTAD DE INGENIERIA Y ARQUITECTURA
ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA

Trabajo de Graduación Previo a la opción al Grado de:
INGENIERO ELECTRICISTA

Título :

“Diseño de un sistema de control de velocidad para motores de inducción basado en el uso de computadora en tiempo real”

Presentado Por :
HECTOR ENRIQUE CARRILLO SANTAMARÍA
FERNANDO HERNÁNDEZ ORELLANA
JOSE MIGUEL RODRÍGUEZ ALVAREZ

Trabajo de Graduación aprobado por:

Docente Director :
Ing. Ricardo Ernesto Cortéz

San Salvador, abril 2005

PREFACIO

El presente trabajo recoge algunos de los problemas con los que se encontró al intentar controlar la velocidad de un motor de inducción por medio de una computadora personal. Este documento está compuesto por tres capítulos los cuales podemos describir de la siguiente manera:

El primer capítulo propone la elaboración de una encuesta técnica que pueda hacer una evaluación, de como se encuentra la industria salvadoreña con respecto a diversidad de motores de inducción y el tipo de control que estos utilizan para variar su velocidad, el objetivo principal de este capítulo era tener una muestra lo suficiente mente grande, sin embargo surgieron obstáculos para obtener esta información, debido a que la mayoría de las empresas no permiten el acceso a sus instalaciones. Cabe mencionar que otro punto importante de este capítulo es dar una primera aproximación del diseño del sistema.

El capítulo dos presenta las bases necesarias para el diseño de las etapas de rectificación, filtrado así como también de la etapa de inversión, respaldados en la base teórica matemática y haciendo uso de paquetes de simulación. Además se muestran métodos de modulación por ancho de pulso, que dicho sea de paso es la técnica a desarrollar para controlar los dispositivos que conforman el circuito inversor trifásico.

Luego en el capítulo tres se muestra el sistema completo, abordando como punto principales la etapa de control, la etapa de acoplamiento y el inversor PWM trifásico, la etapa de control esta compuesta por un microcontrolador y una computadora los cuales interactúan entre si. Luego la etapa de acoplamiento tiene como objetivo principal proteger la etapa de control. Cada una de las etapas fueron simuladas utilizando los programas Pspice profesional, además se utilizo MATLAB para la evaluación del comportamiento mecánico del inversor con carga.

Todo el desarrollo mostrado en los tres capítulos que conforman el presente trabajo está enfocado a controlar la velocidad de un solo motor, aunque el objetivo inicial era poder

controlar la velocidad de más de un motor, aunque esto no se pudo llevar a cabo debido a problemas inesperados relacionados principalmente con los elementos de conmutación del circuito inversor los cuales conllevaron retrasos en el tiempo de ejecución del proyecto. Además el sistema que se ha implementado no cuenta con una etapa de realimentación que es parte de los objetivos planteados originalmente. Estos apartados puede ser retomados en trabajos futuros con el objetivo de lograr la ampliación del sistema de control de velocidad.

Cabe mencionar que el aprendizaje obtenido con este trabajo de graduación fue grande, ya que permitió la oportunidad de investigar y ampliar nuevos conceptos y criterios dentro de la ingeniería eléctrica.

CONTENIDO

CAPITULO I.....	¡Error! Marcador no definido.
PROPUESTA INICIAL	¡Error! Marcador no definido.
I.1 INTRODUCCION	¡Error! Marcador no definido.
I.2 OBJETIVOS	¡Error! Marcador no definido.
I.3 INVESTIGACIÓN DE CAMPO	¡Error! Marcador no definido.
I.3.1 APLICACIONES DE LOS MOTORES DE INDUCCION EN LA INDUSTRIA SALVADOREÑA	¡Error! Marcador no definido.
I.4 ANALISIS DE RESULTADOS	¡Error! Marcador no definido.
I.4.1 OBTENCIÓN DE VARIABLES	¡Error! Marcador no definido.
I.4.2 OBTENCION DE LAS CARACTERÍSTIAS DEL MOTOR DE INDUCCION A CONTROLAR.....	¡Error! Marcador no definido.
I.5 TEORIA SOBRE MOTORES DE INDUCCIÓN;	¡Error! Marcador no definido.
I.5.1 Motor de inducción trifásico	¡Error! Marcador no definido.
I.5.2 Circuito equivalente	¡Error! Marcador no definido.
I.5.3 Circuito Equivalente del Motor de Inducción	¡Error! Marcador no definido.
I.6 CONTROL DE VELOCIDAD EN LAS MÁQUINAS DE INDUCCIÓN;	¡Error! Marcador no definido.
I.6.1 Variación del número de polos.....	¡Error! Marcador no definido.
I.6.1.1 Método de los polos consecuentes	¡Error! Marcador no definido.
I.6.2 Estator Con Bobinados Múltiples	¡Error! Marcador no definido.
I.6.3 Modulación De La Amplitud (Pam).	¡Error! Marcador no definido.
I.6.4 Variación del deslizamiento	¡Error! Marcador no definido.
I.6.5 Acoplamiento En Cascada	¡Error! Marcador no definido.
I.7 VARIACION DE LA FRECUENCIA	¡Error! Marcador no definido.
I.8 SELECCIÓN DEL METODO DE VARIACION DE VELOCIDAD;	¡Error! Marcador no definido.
I.9 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL PROTOTIPO DEL SISTEMA DE CONTROL DE VELOCIDAD PARA UN MOTOR DE INDUCCION;	¡Error! Marcador no definido.
I.9.1 ETAPA DE CONTROL Y ADQUISICIÓN DE DATOS .	¡Error! Marcador no definido.

I.9.2 ETAPA DE POTENCIA	¡Error! Marcador no definido.
I.10 CONCLUSIONES	¡Error! Marcador no definido.
I.11 RECOMENDACIONES Y OBSERVACIONES	¡Error! Marcador no definido.
CAPITULO II.....	¡Error! Marcador no definido.
II.1 NTRODUCCIÓN	¡Error! Marcador no definido.
II.2 OBJETIVOS	¡Error! Marcador no definido.
II.3 DISEÑO DE ETAPA DE RECTIFICACIÓN..	¡Error! Marcador no definido.
II.3.1 TEORIA SOBRE RECTIFICACIÓN TRIFÁSICA.....	¡Error! Marcador no definido.
II.3.2 DESARROLLO MATEMATICO.....	¡Error! Marcador no definido.
II.3.3 SELECCIÓN DE LOS DISPOSITIVOS A UTILIZAR .	¡Error! Marcador no definido.
II.3.4 RESULTADOS OBTENIDOS EXPERIMENTALMENTE	¡Error! Marcador no definido.
II.4 TEORIA SOBRE FILTROS DE RECTIFICADORES TRIFÁSICOS....	¡Error! Marcador no definido.
II.4.1 TEORIA APLICADA.....	¡Error! Marcador no definido.
II.4.2 DESARROLLO MATEMATICO	¡Error! Marcador no definido.
II.5 INVERSORES DE MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSO	¡Error! Marcador no definido.
II.5.1 PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO	¡Error! Marcador no definido.
II.5.3 Modulación de un solo ancho de pulso.....	¡Error! Marcador no definido.
III.3 SELECCION DE CONTROLADORES (¿PD?, ¿PI?, o ¿PID?)	¡Error! Marcador no definido.
III.3.1 CONTROLADOR PROPORCIONAL "PD" ..	¡Error! Marcador no definido.
III.3.3 CONTROLADOR PROPORCIONAL "PID".	¡Error! Marcador no definido.
III.17 SIMULACIONES	¡Error! Marcador no definido.
III.17.1 DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DEL SISTEMA DE CONTROL DE VELOCIDAD PARA PSPICE	¡Error! Marcador no definido.
III.17.2 ANALISIS DE ARMONICO DE LA SEÑAL DE SALIDA DEL INVERSOR.	¡Error! Marcador no definido.

III.17.3 RESULTADOS EXPERIMENTALES **¡Error! Marcador no definido.**
III.17.4 SIMULACIONES DEL COMPORTAMIENTO MECÁNICO DEL SISTEMA
..... **¡Error! Marcador no definido.**
III.18 CONCLUSIONES.....**¡Error! Marcador no definido.**
III.19 BIBLIOGRAFIA**¡Error! Marcador no definido.**
III.20 GLOSARIO**¡Error! Marcador no definido.**
III.21 ANEXOS**¡Error! Marcador no definido.**

CAPITULO I

1. PROPUESTA INICIAL

1.1 INTRODUCCION

Los motores de inducción toman mucho interés en la industria salvadoreña, colaborando con el desarrollo de los procesos industriales a los cuales se exponen las empresas.

En todo proceso industrial existen actualmente dos grandes grupos de motores, aquellos que realizan el trabajo mediante combustión interna y los que emplean electricidad. Al trabajar con los motores que emplean electricidad podemos darnos cuenta que características tales como el rendimiento, gran desempeño y casi nula contaminación los han llevado a posicionarse dentro de la industria en un lugar privilegiado.

Uno de los principales problemas con los que se han encontrado los motores de inducción es cómo controlar su velocidad para que se adapten a los diferentes procesos industriales en los que se emplean, es por eso que el trabajo presentado a continuación propone como primer punto una investigación de campo, con el fin de conocer lo relacionado con el uso de los motores de inducción y la forma o método con que se varía la velocidad de ellos. Con esta información recogida de las empresas se buscará a través de procesos estadísticos el porcentaje más representativo de motores utilizados y luego aplicando criterios de ingeniería se seleccionará una forma conveniente de variar la velocidad de los motores de inducción, para el medio, según la teoría de diseño y operación de los motores de inducción que será descrita brevemente en la sección 3 de este informe.

1.2 OBJETIVOS

- Realizar una investigación de campo sobre los tipos o variedades de motores de inducción existentes en la industria salvadoreña, así como los tipos de controles de velocidad usados con estos motores.
- Proponer el diagrama de bloques del sistema, así como también describir en forma general el contenido de cada bloque.
- Seleccionar según criterios de ingeniería, la forma mas conveniente, en el medio, de variar la velocidad de los motores de inducción mas utilizados.
- Mostrar gráficamente los resultados obtenidos de la encuesta técnica, y proporcionar estos datos para saber como esta el caballaje de los motores de inducción en la industria salvadoreña.

I.3 INVESTIGACIÓN DE CAMPO

I.3.1 APLICACIONES DE LOS MOTORES DE INDUCCION EN LA INDUSTRIA SALVADOREÑA

En la industria salvadoreña los motores de inducción juegan un papel importante para el desarrollo de los procesos, es así como los motores de corriente continua no son los únicos utilizados. En muchas de las aplicaciones los motores de inducción se ven expuestos a variaciones de velocidad con el fin de conseguir algún objetivo. Es por esta razón que recurrimos a visitar algunas empresas para conocer las capacidades de los motores usados así como también los métodos empleados para efectuar el control de velocidad.

Las empresas que nos proporcionaron información son:

- ALAS DORADAS S.A de C.V(antiguamente cartotecnia)
- INDUSTRIAS HILASAL.
- LA SALUD.
- PLÁSTICOS UNIVERSALES.
- QUALITY GRAINS S.A de C.V

En las visitas a estas empresas se pudo tomar nota de los datos de placas de los motores, una de estas empresas visitadas fue ALAS DORADAS, esta empresa se dedica a la elaboración de cartón y otros productos similares.

La técnica empleada en esta empresa para el control de la velocidad de los motores de inducción es por medio de la variación de la frecuencia eléctrica de operación, la cual es monitoreada por medio de un microcontrolador. En los paneles donde se encontraba la circuiteria de control se pudo tomar nota sobre la variación de algunos parámetros como los voltajes, las corrientes, par de arranque, que eran presentadas en una pantalla, en esta parte también se encontraba la etapa de potencia.

Otra lugar en el que se nos brindó información fue la empresa LA SALUD en la cual se dedican a desarrollar procesos con productos lácteos, se observó que la variación de velocidad de los motores de inducción que utilizan en sus procesos, es también por medio del control de la frecuencia, dado que es el método más eficaz, según las personas de dicha empresa.

En la empresa INDUSTRIAS HILASAL, cuyo objetivo es la elaboración de toallas; la variación de la velocidad de los motores de inducción también es llevada a cabo mediante el control de la frecuencia; las capacidades de los motores de inducción con que cuentan en esta empresa varía desde unos pocos HP hasta capacidades muy grandes que luego serán descritas.

Otra empresa de la cual contamos con información de sus motores de inducción es PLÁSTICOS UNIVERSALES, ellos se dedican a la elaboración de productos de plástico, y para la elaboración de estos productos necesitan controlar la velocidad de sus motores; aquí también encontramos que el control de la velocidad es efectuado mediante variaciones en la frecuencia. La capacidad en HP de sus motores de inducción no son muy elevados comparados con las otras empresas ya mencionadas.

Finalmente, la última empresa que nos proporcionó información sobre motores de inducción y el tipo de variación de velocidad con que cuentan fue QUALITY GRAINS S.A. de C.V. Está es una empresa tostadora de café; los motores de inducción con que ellos cuentan van desde los 5HP hasta los 25HP. Al igual que en las empresas descritas anteriormente la variación de velocidad está acompañada de dispositivos que controlan la frecuencia de alimentación. En esta empresa necesitan detener la máquina por instantes pequeños para luego volver a ponerla en marcha y continuar con el proceso de empaque del café; esto es realizado por medio de la variación de la frecuencia.

Por lo expuesto anteriormente, el uso de dispositivos para variar la frecuencia de operación es el método más popular en las empresas de la industria salvadoreña.

Un punto importante de mencionar es que en la mayoría de empresas, los motores de inducción utilizados son los del tipo jaula de ardilla, dado que son los que mejor se adaptan a los procesos.

Después de visitar las empresas también acudimos a una de las partes donde se rebobinan motores (entre ellos los de inducción). El nombre del taller es BOBINSAL, aquí nos proporcionaron datos de placas de algunos motores de diferentes empresas, también pudimos observar algunos de los motores de inducción desarmados.

A continuación presentamos una tabla donde se detallan las variables de importancia para los motores de inducción, y algunos de ellas con sus respectivas marcas.

No.	Uso	HP	voltaje	Corriente Nominal	fases	tipo	rpm	Tipo de par	instalación	marca	Hz.	fp.
1	molino granulizador	5	220	14	3	H	1750	constante	Interior		60	0.8
2	molino granulizador	7.5	220	22	3	D	1730	constante	Interior		60	0.76
3	enfriadora tostadora	5.5	220		3		1720	constante	intemperie	mezmoeheznice	60	0.8
4	sistema enfriador	5.5	220		3		1750	constante	intemperie	mezmoeheznice	60	0.8
5	Compresor de aire	10	220	27.5	3		1425	constante	intemperie	baldor	60	0.76
6	Compresor de aire	7.5-10	220	27.5	3		1725	constante	intemperie	baldor	60	0.8
7	sistema enfriador	5.5	220		3	J	1750	constante	intemperie	mezmoeheznice	60	0.8
8	Empacadora	4	220		1			constante	Interior		60	0.8
9		400	460	461	3		882	constante		westinghouse	60	
10		0.5	115/230	9/4.5	1		1725	constante		6R714	60	
11	Empacadora	400	460	453	3		800			Louis	60	
12		1/8		3.2	1		1725				60	
13		8.6Kw		3500	3						60	
14		1/2	220/380	2/1.1	3		2350/3450			Juki	50/60	
15		5.5Kw	460	11.6	3		3400			Desni pumper	60	
16		20	230/460	51/25.5	3		3450			Lincolen	60	
17		200	460	234.5	3		1750			Us	60	
18		40	230/460	10.9/54.5	3		1180			Siemens	60	
19		1 1/2	220/440		3		1180				60	
20		1	220/380	3.6/2.08	3		1140/1720			IC	50/60	
21		1/4	110	6	1		1720				60	
22		10	575	12.5	3					#3108815		
23		10	230/460	28/14	3		1725/1425			Gosohol	60	
24		60	230/460	150/75	3		1775			Us	60	
25		100	230/460	234.6/117.3	3		3530			Us	60	
26		50	230/460	123/61.5	3		3550			Us	60	
27		75	230/460	91.5	3		3600			Us	60	

Tabla 1.1 Muestra las variables de importancia para los motores de inducción, así como sus capacidades de operación en la industria salvadoreña.

I.4 ANALISIS DE RESULTADOS

Para el trabajo de investigación sobre las máquinas existentes en la industria salvadoreña se pudieron llenar cinco encuestas. Cuyos resultados se analizan a continuación. El formato de la encuesta realizada puede observarse en el Anexo G de este trabajo.

Cuando se preguntó si existían motores de inducción; los resultados fueron:

Empresas que poseen Motores de Inducción.

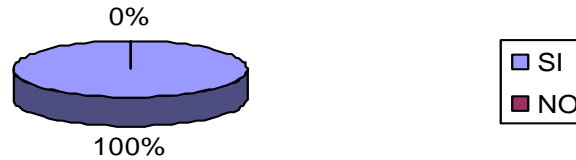


Figura 1.1 En este gráfico podemos ver el porcentaje de empresas que tienen motores de inducción.

El tipo de motor de inducción con el cual contaban las empresas resultó ser:

Tipos de Motores de Inducción

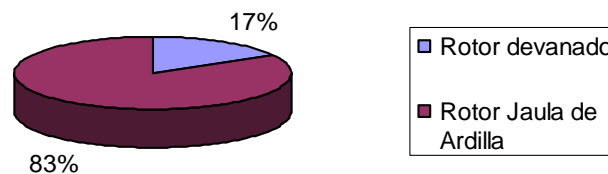


Figura 1.2 Muestra los porcentajes sobre el tipo de motor de inducción.

Capacidad en Hp más empleadas

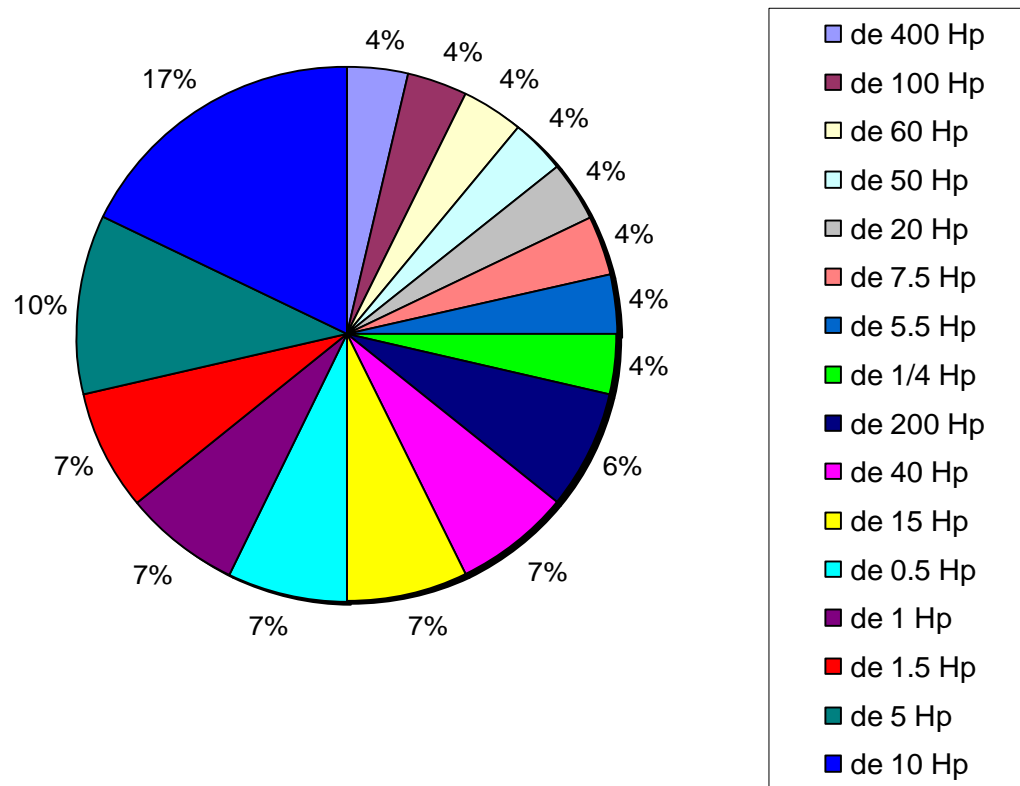


Figura 1.3 Capacidades en Hp de los motores de inducción

Niveles de corriente

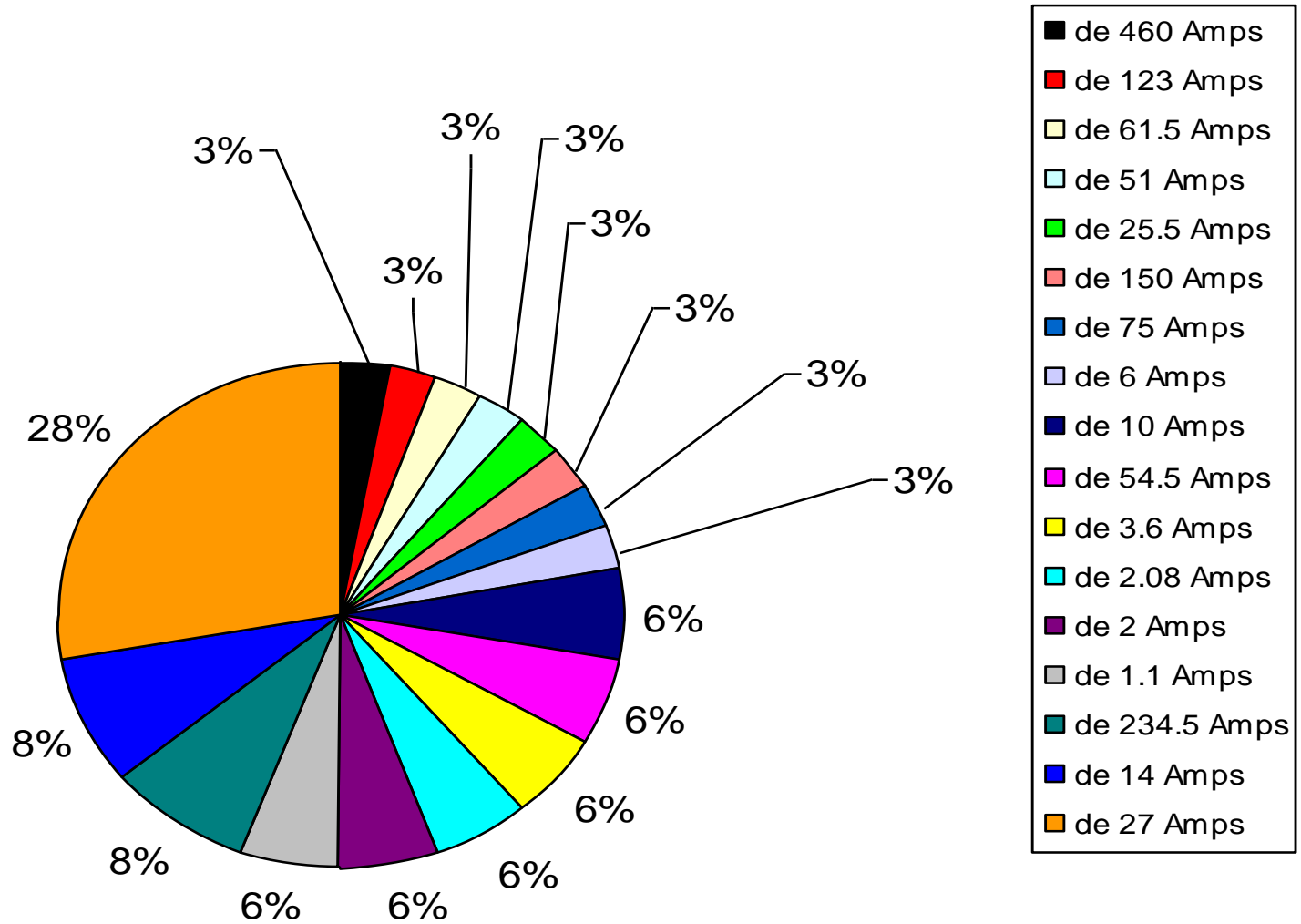


Figura 1.4 Los niveles de corriente que manejan estos motores son mostrados en esta grafica.

Los niveles de voltaje con los que son alimentados estos motores de inducción son:

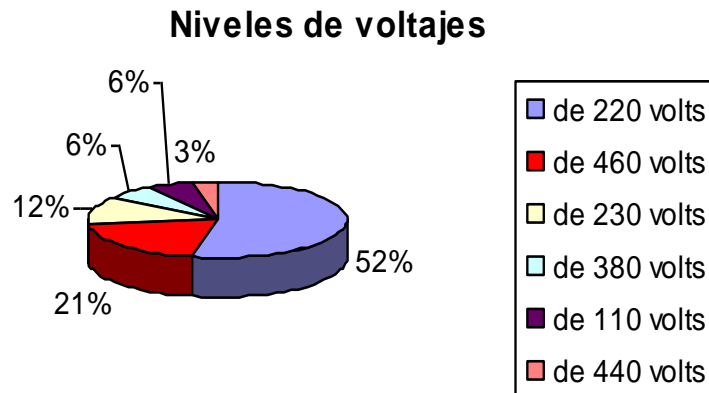


Figura 1.5 Esta grafica muestra los niveles de corriente utilizados en la industria salvadoreña.

Las velocidades empleadas por los motores de inducción de la muestra se detallan en el siguiente gráfico.

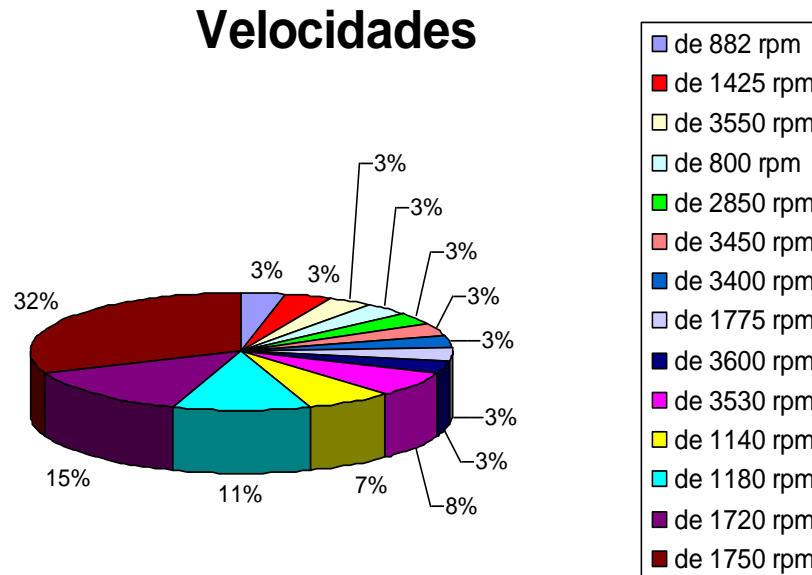


Figura 1.6 Este es la representación grafica de las velocidades utilizadas.

En la siguiente gráfica se puede apreciar el porcentaje de procesos en la industria que exigen variaciones en la velocidad:

PROCESOS CON VARIACIONES EN LA VELOCIDAD

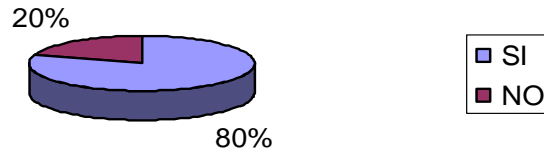


Figura 1.7 Porcentaje de de variaciones en la velocidad empleados en la industria salvadoreña

Los resultados acerca de los métodos o técnicas empleadas para variar la velocidad de los motores de inducción se detallan a continuación.

Metodos de control de velocidad

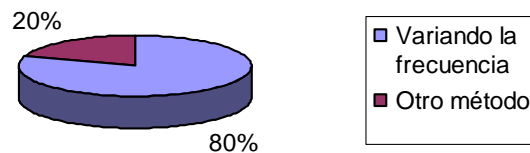


Figura 1.8 Esta grafica muestra las formas de variar la velocidad en los motores de inducción

Los medios (dispositivos o equipos) utilizados para variar la velocidad de los motores de inducción son mostrados en la gráfica siguiente:

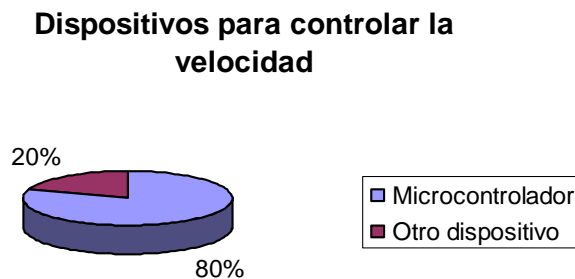


Figura 1.9 Esta figura muestra los dispositivos utilizados para el control de la velocidad.

I.4.1 OBTENCIÓN DE VARIABLES

Luego de analizar los resultados obtenidos mediante la encuesta se pueden determinar las variables que intervienen en el proceso de operación y control de los motores de inducción para poder definir los rangos que deberá manejar el sistema prototipo que se pretende diseñar.

Para tal efecto se definirán el tipo de motores de inducción más empleados en la industria.

Haciendo referencia a la figura 1.1; que corresponde a la pregunta sobre el tipo de motor de inducción que se tiene se puede determinar que el motor de inducción tipo **Rotor jaula de ardilla** es el más empleado.

Analizando la figura 1.3 podemos establecer que **los motores con capacidad de potencia de 10HP** son los más empleados o los más representativos de la muestra.

Del análisis de la figura 1.4 encontramos que **el 28% de la muestra opera a un nivel de corriente de 27 Amperios** y de la figura 1.5 se tiene que **el 52% de motores son alimentados con un nivel de voltaje de 220 voltios.**

A través de la relación que guardan la potencia, el voltaje y la corriente ($P = V \cdot I$) podemos notar coherencia en los datos obtenidos ya que un motor de 10Hp operando a 220V tendrá una corriente aproximada de 34A; valor próximo al de 27A obtenido mediante la encuesta.

De la figura 1.7 se obtiene que **el 80% de la muestra requiere en sus procesos variaciones de velocidad**. También en la figura 1.8 encontramos que **el 80% utiliza las variaciones en la frecuencia** de la línea de alimentación para poder controlar la velocidad de los motores.

Del análisis de la figura 1.6, se selecciona como valor máximo de velocidad 1750 RPM, que representa el 32% de la muestra.

Finalmente, se tiene que del análisis de la figura 1.9, que **el 80% de la muestra emplea microcontroladores para lograr variar la velocidad en los motores de inducción**. Aunque en el presente trabajo se utilizará una computadora personal para controlar la velocidad de los motores, mientras se emplea para desarrollar tareas usuales.

I.4.2 OBTENCION DE LAS CARACTERÍSTIAS DEL MOTOR DE INDUCCION A CONTROLAR

La tabla 1.2 muestra el resumen de los numerales anteriores donde se pueden ver otras variables como corriente, voltaje, velocidad y además el tipo de motor mas empleado en la industria salvadoreña.

TIPO DE MOTOR	CAPACIDAD EN (HP)	NIVEL DE VOLTAJE(V)	NIVEL DE CORRIENTE(A)	VELOCIDAD (rpm)
Jaula de ardilla	10	230/460	27 ~ 14	1425 ~ 1750
Jaula de ardilla	5	220	14	1750
Jaula de ardilla	1.5	220/440	5.2 ~ 2.6	1180
Jaula de ardilla	1	220/380	3.6 ~ 2.08	1140~1720

Tabla 1.2 Datos de motores de inducción trifásicos empleados en la industria salvadoreña

Si bien, la tabla 1.2 sirve para determinar el tamaño o los rangos del motor que se desea controlar y revela que la capacidad máxima del motor es de 10Hp, el sistema prototipo que se diseñará es para un motor de una capacidad inferior a esta. Es decir, 1Hp.

De acuerdo a la tabla anterior el nivel de voltaje máximo del motor a ser controlado por el dispositivo será de **220V**.

Según la tabla anterior la máxima corriente nominal que usará el motor que será manejado por el sistema prototipo es de **3.6 Amps** (corriente de línea).

De acuerdo a los datos de la tabla anterior el rango de velocidades oscilará entre **1140 y 1720 RPM**

Finalmente a continuación se presenta una tabla resumen con las características del motor a controlar

POTENCIA	1 HP
Nivel de voltaje	220 Voltios
Corriente Máxima	3.6 Amperios
Rango de velocidades	1140 ~ 1720 RPM

Tabla 1.3 Da los niveles de voltaje, corriente, potencia y velocidad del motor de inducción que se intentara controlar.

I.5 TEORIA SOBRE MOTORES DE INDUCCIÓN

I.5.1 Motor de inducción trifásico

Se explica brevemente el principio de funcionamiento de un motor de inducción trifásico.

Un motor consta básicamente de dos partes:

- **Estator:** es la parte fija del motor solidaria a la carcasa. Consiste en una estructura hueca formada por láminas de hierro donde se alojan las bobinas que inducirán un campo magnético dentro del motor.
- **Rotor:** es la parte móvil (giratoria) del motor. Consiste en un cilindro también formado por láminas de hierro, el cual gira en forma concéntrica dentro del estator. En el rotor se alojan las bobinas donde se generarán las fuerzas que lo moverán

Existen dos tipos de motores de inducción trifásicos:

- De **jaula de ardilla**
- De **rotor bobinado**

Para entender el funcionamiento de estos motores analizaremos el motor de **jaula de ardilla**. El **motor de jaula** de ardilla debe su nombre a la forma que tiene el rotor:

Está formado por dos aros de cobre los cuales se encuentran unidos (cortocircuitados) por varias barras de cobre como se muestra en la figura siguiente:



Figura 1.10 Esta figura muestra una representación de dos arcos los cuales se cortocircuitan por barras de cobre

El estator está formado por tres bobinas, las cuales pueden estar conectadas en estrella o en delta. La distribución de los bobinados se hace de tal forma que el campo magnético dentro del motor tenga una dependencia senoidal con la expresión de dicho campo magnético de la forma siguiente:

$$B = B_0 \cos(\omega_s t + \theta)$$

Donde: ω_s se denomina velocidad sincrónica del motor

θ es una coordenada angular en el estator

Esto significa que si miramos en un instante dado al campo magnético inducido dentro del motor (por las corrientes que circulan por las bobinas del estator) vemos que éste se distribuye senoidalmente en todo el rango de θ (2π). Por otra parte, si permitimos ahora variar el tiempo, vemos que esta forma de onda senoidal se desplaza en el tiempo. Tenemos entonces lo que se denomina un **campo magnético giratorio** dentro del motor que se desplaza a velocidad angular ω_s .

El campo magnético generado por las bobinas del estator atraviesa la jaula de ardilla. Como el campo varía (pues es giratorio) genera una variación de flujo dentro de cada circuito de la jaula. La variación de flujo induce en cada circuito una tensión (Ley de Faraday). A su vez ésta produce corrientes en las barras de la jaula.

Tenemos entonces conductores por los que circula corriente sometidos a un campo magnético. Entonces se generan fuerzas en las barras de la jaula como se muestra en la figura 1.11, que son las que producen el par que la mueven.

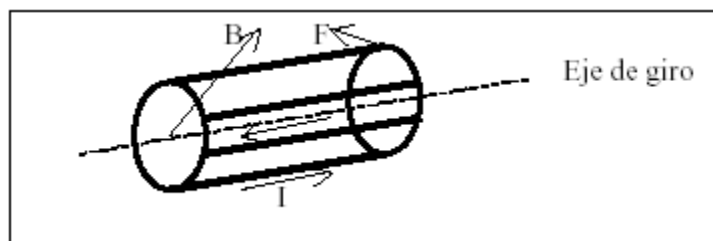


Figura 1.11 Esta figura muestra la representación del campo magnético, la fuerza y corriente aplicada.

El rotor intenta seguir en su movimiento al campo magnético \mathbf{B} girando a velocidad ω_m . La velocidad de giro ω_m solo es igual a ω_s cuando el motor está en vacío (1), es decir, sin carga en el eje (no realiza par). A medida que cargamos el motor, o sea, a medida que le exigimos más par en el eje, el motor disminuirá su velocidad girando entonces a una velocidad angular $\omega \neq \omega_s$. Se define el **deslizamiento** como:

$$S = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s}$$

Obviamente S es 1 cuando el motor está detenido y S es 0 (aproximadamente) con el motor girando en vacío. Por otra parte la velocidad angular ω_s depende de la frecuencia de la red que alimenta al motor y de la forma en que está bobinado el estator. Según como se realiza el mismo tendremos motores de **1 par de polos**, de 2, de 3, etc. Tenemos que:

$$S = \frac{120f}{P} [RPM]$$

con P número de polos de la máquina y f es la frecuencia de la fuente de voltaje. El bobinado del rotor, en este caso estará formado por un conjunto conductores espaciadas en 120° .

Sobre cada barra del rotor se inducen tensiones instantáneas de la forma:

$$ei = K(\omega_s - \omega_m)B$$

Al estar cortocircuitadas estas barras, tenderán a circular corrientes que retrasaran a la ei en un ángulo α . Es decir, cuando la onda de FMM se haya desplazado a la derecha un ángulo α , el perfil de corrientes coincidirá con el de tensión. La FMM generada por estas corrientes de rotor quedará desfasada de la onda de FMM de estator en un ángulo $90 + \alpha$.

I.5.2 Circuito equivalente

En la búsqueda de un circuito equivalente que permita modelar al motor de inducción operando en estado estable, se aprovecha la similitud existente entre el principio de funcionamiento del motor de inducción y del transformador. En ambos casos en el circuito secundario (rotor en el caso de la motor) se tienen tensiones y corrientes inducidas debidas al campo variable producido en el primario (estator).

En el caso jaula de ardilla, el circuito de rotor puede ser representado por un bobinado trifásico equivalente.

I.5.2.1 Circuito de Estator

El voltaje de la fuente aplicado al bobinado del estator, difiere del voltaje inducido en la caída de voltaje en la impedancia de fuga del estator. Esto es

$$V_1 = E_1 + I_1(R_1 + jX_1)$$

Donde V_1 es el voltaje de la fuente, E_1 es la tensión inducida o fuerza contraelectromotriz (f_{cem}), I_1 es la corriente del circuito de estator y R_1 y X_1 son la resistencia y reactancia de fuga del estator, respectivamente.

El flujo resultante en el entrehierro es creado por una combinación de las FMM de estator y rotor, como en el caso de los transformadores la corriente de estator, puede ser dividida en dos componentes: una de carga y otra de excitación. La corriente de carga I_2 produce una FMM que exactamente contrarresta la FMM del rotor. La componente de excitación $I\Phi$ es la requerida para imponer el flujo resultante en el entrehierro y es función de la f_{cem} E_1 . Esta corriente de excitación puede ser descompuesta en una corriente asociada a las pérdidas en el hierro I_c que se encuentra en fase con E_1 y una componente de magnetización I_m . El circuito equivalente que representa cada una de estas componentes de la corriente de estator se muestra en la figura 3.3. Notar que no existe diferencia en forma entre este circuito equivalente y el deducido para el caso del primario un transformador. La diferencia se encuentra en la magnitud de los parámetros. En efecto, la corriente de excitación es considerablemente más grande que caso del motor de inducción, debido a la presencia del entrehierro. En MI ésta puede llegar a ser tan grande como el 30 al 50% de la corriente de estator I_1 dependiendo del tamaño del motor (en el caso de transformadores la corriente de excitación es sólo de entre un 1 a un 5%). Asimismo, la reactancia de fuga es mayor en el caso del MI, debido al entrehierro y al hecho que los bobinados se encuentren distribuidos a lo largo de la periferia del estator (y rotor) mientras en los transformadores están concentrados en un núcleo.

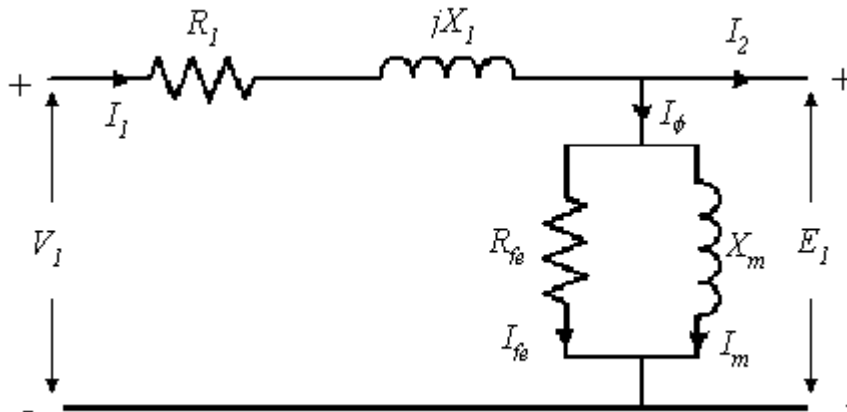


figura 1.12 Circuito Equivalente del estator de un motor de inducción

I.5.2.2 Circuito de Rotor

El rotor (ya sea de jaula o bobinado) reacciona frente a la FMM de estator creando una FMM que tiene el mismo número de polos de la distribución de corrientes del estator y que viaja a la misma velocidad. Esta reacción del rotor induce en los bobinados del estator una tensión la cual resulta en una corriente de compensación (carga) que hace que absorba mayor corriente de la fuente. Esta es la única forma de saber que es lo que ocurre a través del entrehierro con la interacción entre los flujos de estator y rotor.

Si se considera un rotor equivalente del tipo bobinado que representa el rotor real, con el mismo número de fases y polos que el bobinado del estator, para un mismo flujo y velocidad, la relación entre la tensión inducida en el rotor real, E_{2s} y en el equivalente, E_{rotor} , estará dada por

$$E_{2s} = a E_{rotor}$$

Donde a es la razón de vueltas entre el bobinado de estator y el bobinado del rotor equivalente.

Si ambos rotores son magnéticamente equivalentes, sus amperes-vueltas deben ser iguales, por lo que la relación entre la corriente en el rotor real I_{rotor} y la corriente en el rotor equivalente I_{2s} esta dada por

$$I_{2S} = \frac{I_{rotor}}{a}$$

De igual manera la relación entre la impedancia de fuga del rotor equivalente a la del rotor real debe ser

$$Z_{2S} = \frac{E_{2S}}{I_{2S}} = \frac{a^2 E_{rotor}}{I_{rotor}} = a^2 Z_{rotor}$$

Al igual que en caso del transformador, el voltaje, corriente e impedancia del rotor son referidas a las cantidades del estator mediante la definición del rotor equivalente. Ahora en términos de los valores de rotor se tiene que

$$Z_{2S} = \frac{E_{2S}}{I_{2S}} = R_2 + j_s X_2$$

Donde R_2 y X_2 son la resistencia y reactancia de fuga del rotor referidas, respectivamente. El estator ve una onda de flujo y de FMM que gira a la velocidad sincrónica. Este flujo induce en el estator una fem E_1 y un voltaje de deslizamiento en el rotor E_{2S} . Debido a que la velocidad relativa a la onda de flujo con respecto al rotor es s veces la velocidad respecto del estator, la relación entre las tensiones inducidas es

$$E_{2S} = sE_1$$

Asimismo, la FMM de rotor debe contrarrestar la FMM de carga del estator I_2 y debido a que el número de vueltas del bobinado equivalente es el mismo que el de estator se tiene que

$$I_{2S} = I_2$$

Luego se tiene que para el circuito de rotor

$$I_{2s} = \frac{E_{2s}}{R_2 + j_s X_2}$$

El circuito equivalente que representa esta ecuación, para el circuito de rotor es el mostrado en la figura 1.13

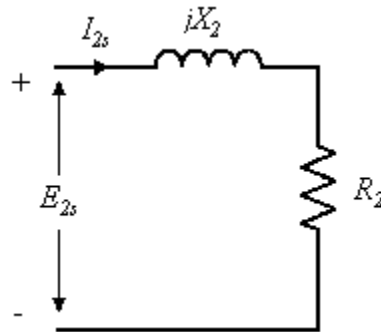


figura I.13 Circuito equivalente del rotor

I.5.3 Circuito Equivalente del Motor de Inducción

Desarrollando la ecuaciones anteriores

$$I_{2s} = \frac{E_{2s}}{R_2 + j_s X_2} = \frac{sE_1}{R_2 + j_s X_2} = \frac{E_1}{\frac{R_2}{s} + jX_2} = I_2$$

es decir, el estator ‘ve’ en el entrehierro un voltaje inducido E_1 y una corriente de carga I_2 y por la ecuación anterior estas condiciones son idénticas a conectar una impedancia $R_2/S + jx_2$ a la tensión E_1 . Consecuentemente, el efecto del rotor sobre el circuito de estator puede ser incorporado agregando esta impedancia. El traspaso de potencia activa hacia el rotor se encuentra reflejada en la resistencia R_2/S que es función del deslizamiento y por lo tanto de la carga mecánica. Notar que cuando el voltaje y la corriente de rotor son reflejadas al estator, su frecuencia es la frecuencia del estator. Todo el fenómeno que ocurre en el rotor cuando se observa del estator ocurre a la frecuencia de éste debido a que los bobinados de

estator solo observan una onda de flujo y FMM que viaja a la velocidad sincrónica. El circuito equivalente de la maquina de inducción trifásica es el mostrado en la figura 1.14.

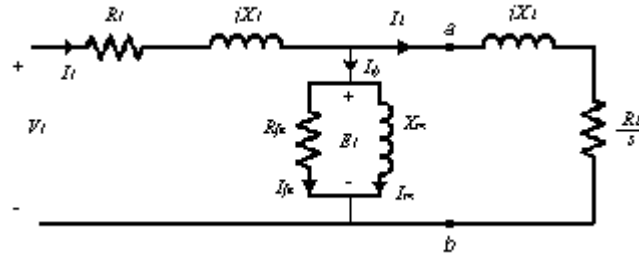


figura 1.14 Circuito equivalente de un motor de inducción.

I.6 CONTROL DE VELOCIDAD EN LAS MÁQUINAS DE INDUCCIÓN

La velocidad en los motores de inducción depende de la velocidad del campo magnético giratorio, y su expresión es la siguiente:

$$n_{motor} = \frac{120f_s}{p}(1 - s)$$

donde:

f_s = frecuencia del estator.

P = números de polos de la máquina.

S = deslizamiento de la máquina.

De la ecuación podemos observar que es posible variar la velocidad del motor de tres formas:

- a) Cambiando el número de pares de polos (P)
- b) Cambiando el deslizamiento (S)
- c) Cambiando la frecuencia de la fuente de suministro (f_s)

Lo anterior se puede expresar mediante el siguiente diagrama en bloques.

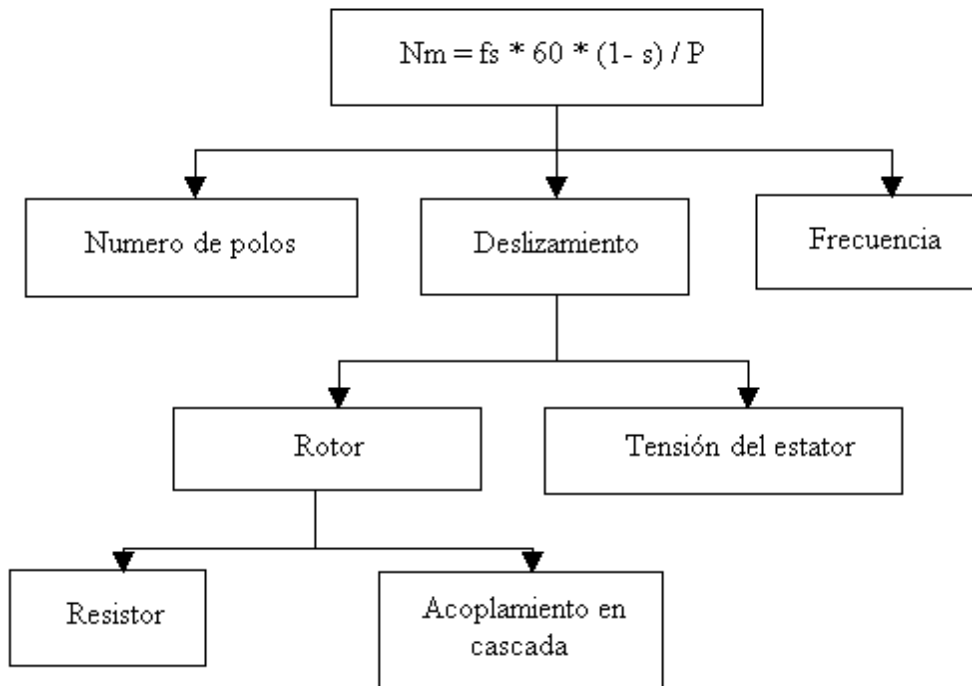


figura 1.15 Diagrama de flujo de un control de velocidad para un motor de inducción.

I.6.1 VARIACIÓN DEL NÚMERO DE POLOS

La variación del campo magnético rotatorio, está determinado por el número de pares de polos del estator, por lo que si variamos estos se puede tener un control de velocidad.

Existen tres formas de variar el número de polos:

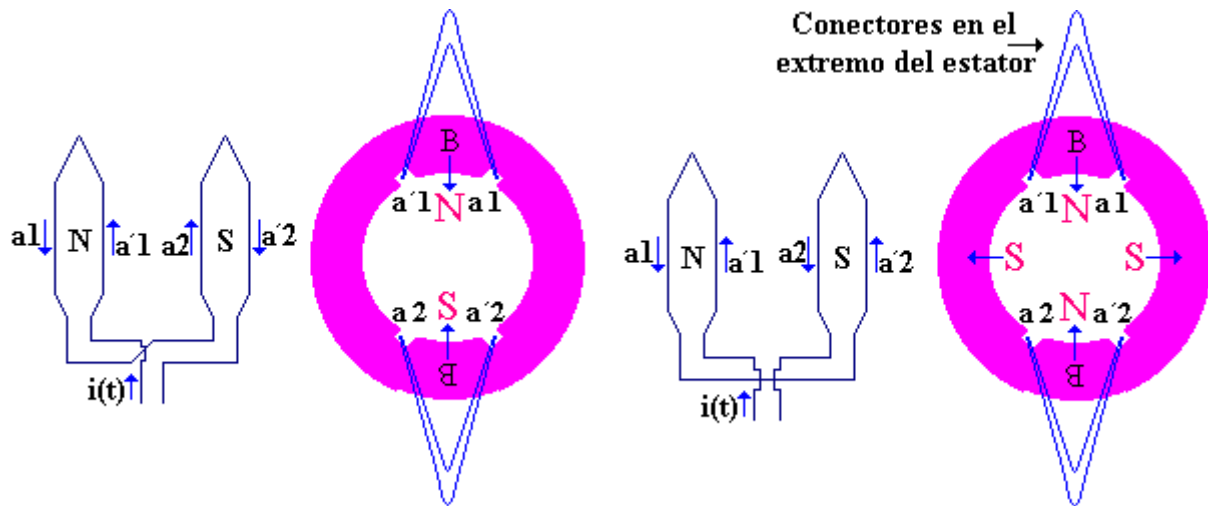
- a) Métodos de los polos consecuentes.
- b) Estator con bobinado múltiple.
- c) Modulación de la amplitud (PAM).

Cada uno de estos métodos se definirán a continuación:

I.6.1.1 Método de los polos consecuentes

Este método se muestra en la figura 3.7; se basa en el hecho de que el número de polos de los bobinados del estator de un motor de inducción puede cambiarse fácilmente a un factor de 2:1 simplemente con cambios en la conexión de las bobinas. El cambio de velocidad se

hace conmutando devanados de estator, de forma que cambie el nuevo número de pares de polos.



En la configuración de dos polos, una bobina es polo norte y la otra polo sur.

Cuando la conexión en una de las bobinas se invierte, ambas son de polos norte y el flujo magnético vuelve al estator, a puntos a mitad de camino entre las bobinas. Los polos sur se denominan *Polos consecuentes* y el bobinado es ahora de cuatro polos

Figura 1.16 Descripción del método de los polos consecuentes.

I.6.2 Estator con bobinados múltiples

Esta fue empleada para superar la limitación que consiste en que la velocidad esté en la relación 2:1, por lo que se logró empleando bobinados múltiples en el estator con diferentes números de polos y energizar solamente un juego a la vez.

Lamentablemente este método aumenta el costo del motor por lo que se usa cuando es indispensable.

I.6.3 Modulación de la amplitud (PAM).

El esquema del PAM mostrado en la figura 1.17 es una forma de lograr múltiples juegos de polos en un estator de bobinado sencillo, en donde el número de polos resultante puede estar en relación diferente de 2:1. Esto lo realiza aplicando a la distribución espacial de las ondas de fuerza magnetomotriz en el estator de la máquina los principios de combinar dos sinusoides de frecuencia diferentes en un mezclador, donde la salida de energía resultante contiene componentes con frecuencias iguales a la suma y a la diferencia de las dos frecuencias de entrada original.

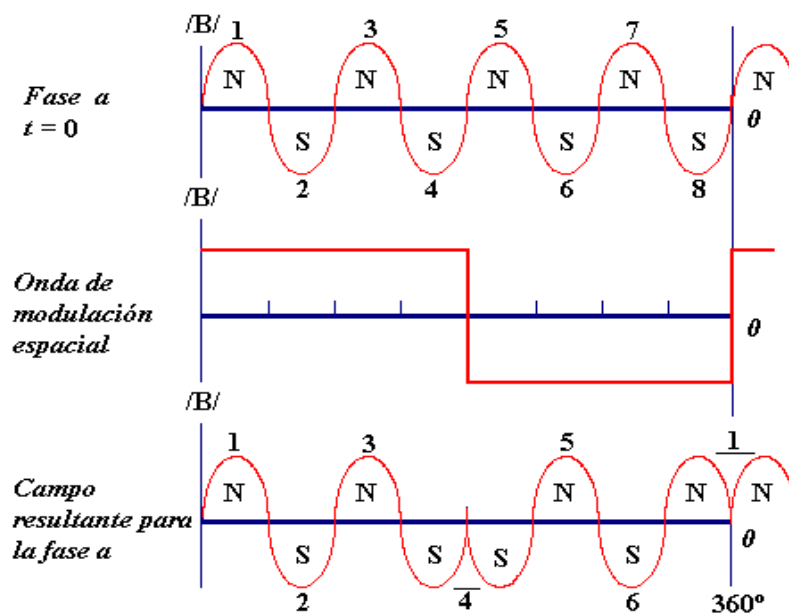


Figura 1.17 Descripción de la modulación de la amplitud polar. En la grafica superior se tienen una maquina con 8 polos de igual tamaño, y en la grafica inferior se tiene una maquina de 6 polos de diferentes tamaños.

I.6.4 VARIACIÓN DEL DESLIZAMIENTO

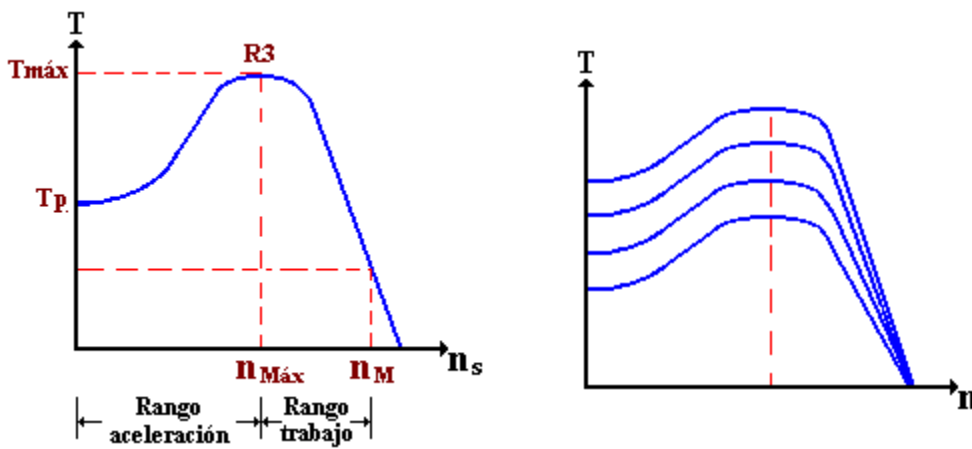
El control de velocidad, a través de la variación del deslizamiento; se puede hacer así:

- Cambiando el valor de tensión de la fuente de alimentación del estator.
- Hacer Modificaciones al rotor (variando su resistencia ó usando acoplamiento en cascada).

1.6.4.1 Variación de la tensión en los bornes del motor

Si una carga tiene una característica momento de torsión – velocidad, como la que se muestra en la figura 1.18, entonces la velocidad del motor puede controlarse sobre una franja limitada, variando el voltaje de línea.

Este método se usa en algunas oportunidades en motores pequeños para impulsar ventiladores.



Características de Torque - velocidad,
para tensión y frecuencia nominal

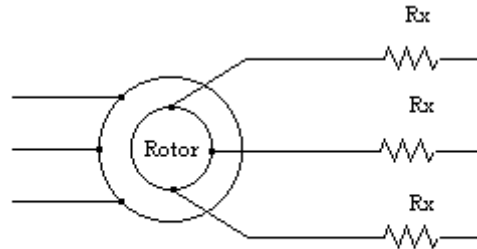
Control por tensión de estator
en motor jaula

Figura 1.18 Muestra las características de Torque – velocidad y el control del voltaje en el estator de un motor tipo jaula de ardilla.

1.6.4.2 Modificando el Rotor

1.6.4.2.1 Variación de la resistencia del rotor

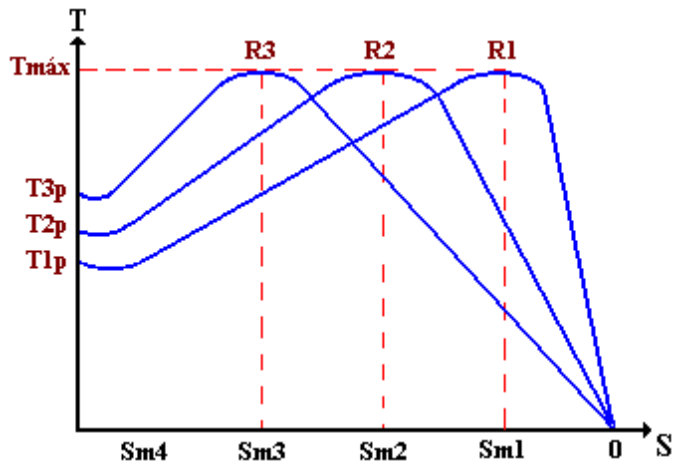
En un motor de rotor devanado, se puede conectar una resistencia externa trifásica a los anillos de deslizamiento, tal como se muestra en la figura 1.19



Resistencia del rotor

figura 1.19 Es una representación de la variación de la resistencia en el rotor.

Si se varia la resistencia R_r , puede variarse el par desarrollado. Las características típicas par-velocidad en función de la resistencia del rotor aparecen en la siguiente figura:



Donde: $R_1 > R_2 > R_3$

Figura 1.20 Comportamiento de la característica par deslizamiento cuando se varia la resistencia del rotor

Este método incrementa el par de arranque, en tanto que limita la corriente de arranque. Sin embargo, se trata de un método ineficiente y, si las resistencias en el circuito del rotor no son iguales, existirán desequilibrios en los voltajes y corrientes. Un motor de inducción de rotor devanado está diseñado para tener una baja resistencia al rotor, de tal manera que en operación la eficiencia sea alta y el deslizamiento a plena carga sea bajo. El incremento en

la resistencia del rotor no afecta el valor del par máximo pero aumenta el deslizamiento. Los motores de rotor devanado se utilizan ampliamente en aplicaciones que requieren de arranques y frenados frecuentes, con par de arranque grande (por ejemplo, malacates de grúas). En vista de la disponibilidad de los bobinados del rotor para modificar la resistencia del mismo, el rotor devanado ofrece una mayor flexibilidad de control. Sin embargo, el costo aumenta y el mantenimiento es necesario, debido a los anillos y escobillas de deslizamiento. El uso del motor de rotor devanado es menos común en comparación con el motor de jaula de ardilla. La resistencia trifásica puede reemplazarse por arreglos de rectificadores trifásicos.

I.6.5 Acoplamiento en cascada

Se logra conectando al circuito del rotor un acoplamiento en cascada con una máquina a.c. o un circuito rectificador controlado, vía anillos deslizantes, por lo cual también es aplicable solo para máquinas de rotor bobinado.

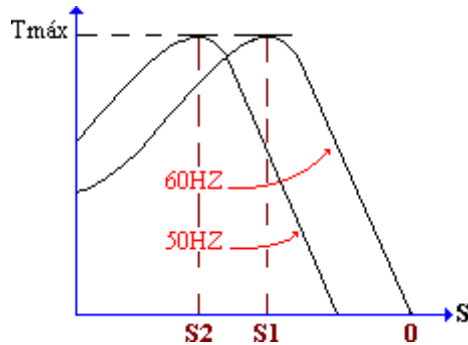
I.7 VARIACION DE LA FRECUENCIA

Una de las formas de variar la velocidad de los motores de inducción es modificando la frecuencia de la tensión de alimentación, lo que implica un cambio en la velocidad del campo giratorio (o velocidad sincrónica).

Normalmente al variar la frecuencia se hace variar también la magnitud de la tensión de modo de mantener la densidad de flujo aproximadamente constante. De esta manera el momento máximo desarrollado se mantiene constante.

En la figura 1.21 aparecen las características par – deslizamiento, cuando se varia la frecuencia de alimentación

En el anexo F se presentan algunos dispositivos variadores de velocidades existentes en el mercado con algunas de sus especificaciones y características, los cuales emplean esta técnica (variación de la frecuencia) para controlar la velocidad de los motores.



Donde:

$$(s_1 < s_2)$$

Figura 1.21 Control de velocidad de frecuencia variable en un motor de inducción

I.8 SELECCIÓN DEL METODO DE VARIACION DE VELOCIDAD

Al describir cada uno de los métodos por medio de los cuales podemos obtener una variación de velocidad en los motores de inducción, nos damos cuenta que hay dos formas posibles por las cuales podemos variar la velocidad:

- 1) Variando la velocidad de sincronismo, que es la velocidad de los campos magnéticos del estator y rotor.
- 2) Variando el deslizamiento del motor de inducción para una carga determinada.

Cada una de las dos formas pueden dividirse en técnicas empleadas para dicha variación. En lo que respecta al primer numeral (variación de la velocidad de sincronismo), podemos cambiar la frecuencia eléctrica o cambiar el número de polos del estator. Por otro lado; para variar el deslizamiento podemos variar la resistencia del rotor o variar la tensión de los bornes del estator del motor (voltaje de alimentación).

Al aplicar estas técnicas a los motores de inducción, existentes en la industria salvadoreña, se pueden observar determinadas ventajas de unas con respecto a otras, y para este caso se

comenzara tratando de ver las dificultades que se encontrarían al variar la velocidad de un motor de inducción cambiando el número de polos. Esta técnica se puede desglosar en tres métodos o formas para cambiar el número de polos. La primera llamada método de los polos consecuentes trata de dar una solución cuando se quiere cambiar la velocidad en una escala 2:1, ya sea al cambiar el sentido de la corriente en el polo sur de una máquina de dos polos, logramos un estator con cuatro polos, pero el problema crece cuando el estator tiene más de dos polos. En este caso hay que recurrir a otra técnica como estatores con embobinados múltiples, pero esto crea un aumento los costos y solamente logramos variar la velocidad en escalas mayores de 2:1, pero aun así no hay un rango suficiente de variaciones de velocidad. Otra técnica para este caso es la conocida como modulación de la amplitud polar (PAM) para lograr múltiple juego de polos en el estator de un embobinado sencillo de un motor de inducción. Esta técnica se vuelve tediosa en la industria, ya que los motores de inducción con rotor jaula de ardilla, tienen que ser desarmados para poder aplicar un cambio de sentido de la corriente en las bobinas, aunque desde el punto de vista económico sería más recomendable que otros métodos, además el objetivo de este trabajo de graduación es controlar la velocidad por medio de una computadora sin necesidad de realizar modificaciones internas en las máquinas de inducción, en cuyo caso las técnicas anteriormente descritas no podrían ser aplicadas para controlar la velocidad de los motores.

También el control de velocidad de los motores de inducción se puede lograr al cambiar el deslizamiento variando la tensión de sus bornes, la desventaja que este método tiene es que solo puede ser aplicado a motores de baja capacidad, representando un problema en la industria salvadoreña, por que en las empresas existen motores de alta capacidad.

Otra forma de cambiar la velocidad utilizando la técnica del cambio en el deslizamiento, es variar la resistencia del rotor, teniendo un punto de interés cuando hablamos del motor de inducción con rotor devanado, logrando cambiar la forma de la curva del momento de torsión-velocidad, pero también la eficiencia del motor decae, por eso no es muy conveniente emplearlo y según las encuestas presentadas este tipo de motor se encuentra muy poco.

La otra forma es tratar de controlar la velocidad por medio del cambio de la frecuencia eléctrica. Esta es una técnica que se considera, tiene prioridad sobre las anteriores ya que

aunque su costo sea mas elevado, el control de la velocidad es mejor. Además algunos procesos en la industria salvadoreña necesitan tener variación de velocidad de motores de inducción, no solo en rangos determinados como los que podríamos lograr con el cambio en el número de polos si no una variación en un rango mayor.

Después de considerar todas las formas de variación de velocidad descritas, sus ventajas y su costo económico de algunas de ellas; para poder seleccionar una de estas técnicas, como primer punto, tratamos de ver en la industria salvadoreña cual es la mas utilizada y por que motivos. Según la teoría propuesta para cada técnica se concluye que la variación de velocidad por medio del cambio de la frecuencia eléctrica es la mas conveniente por que no requieren modificaciones internas en los motores, por que los rangos de velocidades son mas amplios, además de ser la mas utilizada y que teóricamente se adapta con mayor eficiencia a los motores de inducción tipo jaula de ardilla. Este trabajo de graduación tiene como objetivo implementar un sistema económico para controlar la variación de velocidad haciendo uso de algunas herramientas tales como la plataforma Linux y sobre ella el software de instrumentación Labview.

En este trabajo por lo tanto se adoptará el control de velocidad por medio de la variación de frecuencia.

I.9 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL PROTOTIPO DEL SISTEMA DE CONTROL DE VELOCIDAD PARA UN MOTOR DE INDUCION

Son muchas las formas en que se podría realizar el prototipo del sistema de control. Esto estaría en función de la técnica o método de control de velocidad. Es por eso que después de haber determinado el método de control por medio de la variación de la frecuencia, ahora plateamos el siguiente diagrama de bloques del sistema de control:

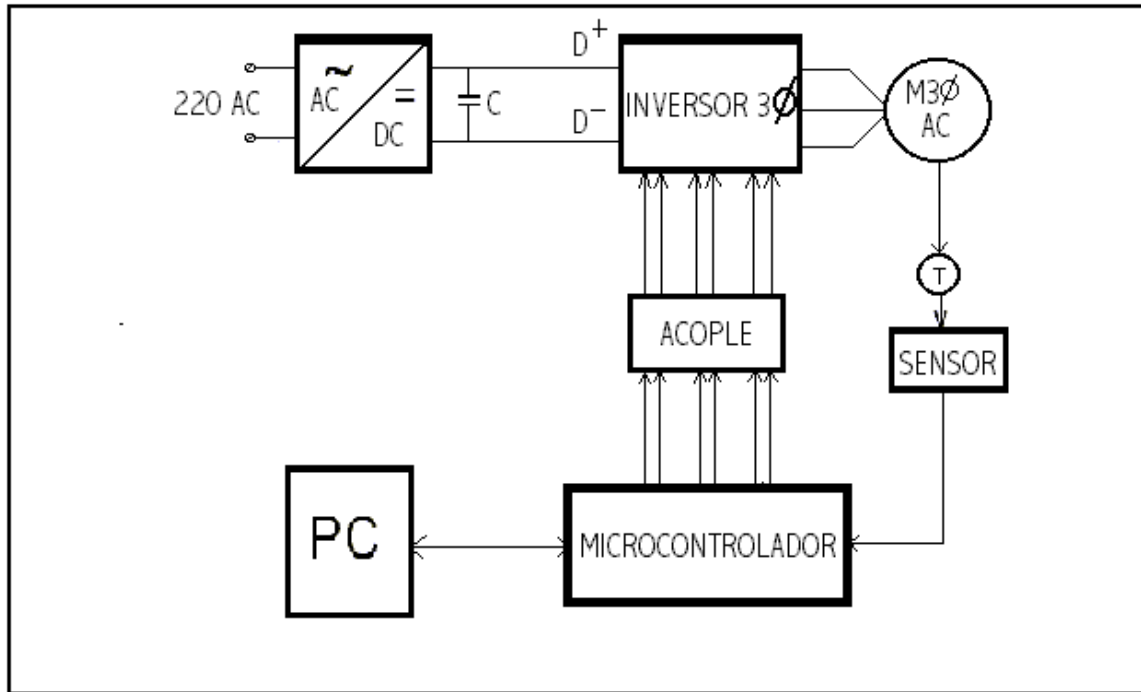


figura 1.22. En esta figura se hace la representación en bloques de las etapas que componen el control de velocidad para un motor de inducción.

La etapa de potencia está compuesta por una etapa de rectificación y también un inversor 3 ϕ , en la etapa de control se generaran las señales de disparo para los elementos de conmutación del inversor 3 ϕ , también se medirá la velocidad a la cual estará girando el motor.

I.9.1 ETAPA DE CONTROL Y ADQUISICIÓN DE DATOS

Básicamente esta será la etapa que servirá de interfase entre la computadora y el resto del circuito de control de velocidad del motor. Es esta la etapa que se comunicará directamente con la computadora, para ser más precisos, a través del puerto paralelo.

Esta etapa también deberá ser diseñada para que a través de ella puedan captarse las lecturas o mediciones de velocidades a las cuales están girando los motores para que luego, esta misma etapa acondicione estas señales para enviarlas a la computadora y así poder

realizar las comparaciones necesarias con las velocidades a las cuales se quiere que giren los diferentes motores que estén conectados al sistema.

Una vez realizadas las comparaciones, la computadora deberá enviar a esta etapa; las instrucciones necesarias para hacer los respectivos ajustes o correcciones de velocidades.

Como ya se ha explicado, según la técnica de control de velocidad que se empleara y el tipo de inversor que se pretende diseñar; será necesario controlar la frecuencia de la señal de salida del inversor.

Por lo tanto; esta será la etapa en la que se generen las señales necesarias para poder modificar dicha frecuencia de salida.

I.9.2 ETAPA DE POTENCIA

Se ha optado por describir el rectificador y el inversor dentro de una misma sección y no por separado ya que guardan una relación directa en el control del voltaje de salida del inversor. En la figura 1.23 aparecen tres alternativas ampliadas de la etapa de potencia:

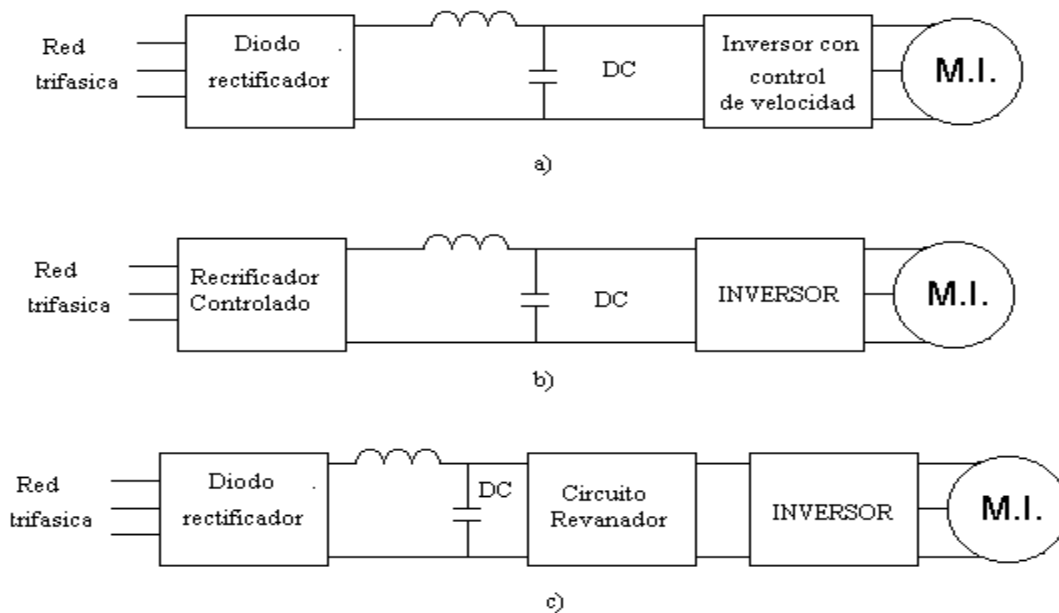


figura 1.23 Representación en bloques de tres alternativas de solución para el control de velocidad de un motor de inducción.

El **INVERSOR 3 ϕ** es básicamente la etapa final o de salida del sistema de control. Se sabe que; además de la variación de la frecuencia para controlar la velocidad de un motor de inducción se necesita variar también el voltaje en una proporción aproximadamente igual a la variación de la frecuencia; esto con el fin de evitar que las condiciones magnéticas (flujo) cambien y también para que el motor pueda desarrollar aproximadamente su par nominal. Es por estas razones que a la salida del inversor se deberá tener un voltaje variable en magnitud y variable en frecuencia.

Son muchas las formas de lograr esto; una forma de hacerlo es combinando las funciones del inversor y del rectificador como se mostró en la figura 1.23a; vale la pena mencionar que la variación de la frecuencia es conseguida dentro del inversor para cada uno de los tres casos de la figura 1.23.

En la figura 1.23a el inversor es el que provee el control de voltaje, es decir se convierte en un inversor controlado; en la figura 1.23b el voltaje de entrada del inversor es manejado por un circuito **RECTIFICADOR 3 ϕ CONTROLADO**, modificando de esta manera el voltaje de salida del inversor; finalmente, en la alternativa de la figura 1.23c se utiliza un circuito externo al inversor y al rectificador para controlar el voltaje de salida. Este circuito convierte la señal de DC a la salida del rectificador en una señal pulsante (con un ciclo de trabajo variable) con el fin de variar el valor eficaz a la entrada del inversor y poder modificar de esta manera el voltaje de salida del inversor.

Otra de las técnicas para lograr controlar la relación **voltaje/frecuencia** (y una de las más populares) es utilizar inversores de modulación de ancho de pulso o **inversores PWM** (Pulse Width Modulation), esta técnica será desarrollada mas adelante en el documento, pero vale la pena mencionar que su funcionamiento esta basado en la comparación de dos señales (una portadora y la otra de referencia), por consiguiente la señal portadora es de tipo triangular, y la de referencia puede ser una señal senoidal, entonces en los puntos donde están se interceptan, se logran los anchos de los pulsos que van a las compuertas de los elementos tiristores que forman el inversor trifásico y de esa manera dichos elementos pueden ser activados.

I.10 CONCLUSIONES

- Después del análisis de los resultados de la investigación de campo se logró determinar que el motor inducción que más se emplean en la industria salvadoreña son los del tipo jaula de ardilla por su eficiencia, poco mantenimiento, etc. Es por esto que se seleccionará este tipo de motor de inducción con el fin de poderles variar la velocidad usando la técnica del cambio de la frecuencia con el sistema prototipo a diseñar.
- Según los datos obtenidos mediante la investigación de campo se concluye que la capacidad máxima a manejarse con el sistema prototipo será de 1Hp, con una corriente aproximada a los 3.6 Amps, un voltaje de 220Volts y un rango de velocidad entre 1140 y 1720RPM.
- De los resultados obtenidos en la investigación de campo, podemos notar en primer lugar que la capacidad de los motores de inducción es muy variada, que además; la mayoría de empresas que fueron encuestadas varían la velocidad de los motores modificando la frecuencia y después de haber realizado un análisis de las características de cada uno de los métodos empleados para controlar la velocidad de los motores de inducción concluimos que para cumplir con los objetivos del presente trabajo de graduación es conveniente seleccionar el método de variación de frecuencia, ya que es uno de los más eficientes no sólo en cuanto a rendimiento sino que no se necesita hacer modificaciones internas en las máquinas.

I.11 RECOMENDACIONES Y OBSERVACIONES

- En la universidad se nos proporcionó una carta de representación para poder presentarlas a las personas vinculadas con las diferentes empresas a visitar, con el fin de poder efectuar la investigación sobre las capacidades y formas de variar la velocidad de los motores de inducción en la industria salvadoreña, pero desafortunadamente no se nos permitió la entrada a las instalaciones y fue por nuestra cuenta que logramos ingresar a las empresas mencionadas en el presente informe. Por lo anterior se recomienda que la Universidad de El Salvador y en especial la Escuela de Ing. Eléctrica entable relaciones con las diferentes empresas en El Salvador para poder evitar este tipo de inconvenientes y así obtener la información necesaria sobre el desarrollo y aplicación de un determinado tema.
- El trabajo que se presenta da una primera aproximación de los bloques que forman el diagrama de solución para variar la velocidad de los motores de inducción que han sido seleccionados de acuerdo a la investigación de campo, esta primera aproximación está sujeta a futuros cambios para poder dar una mejor solución al problema planteado.

CAPITULO II

II.1 INTRODUCCIÓN

Tal como mencionamos en el capítulo I de nuestro trabajo de graduación, el método preferido hoy en día para el control de velocidad de motores de inducción es usar accionamientos de estado sólido de frecuencia y voltaje variable, su potencia de alimentación puede ser tanto monofásica como trifásica, de 50 o 60Hz y con voltajes de 208 y 230v. La energía de salida es un conjunto de voltajes trifásicos cuya frecuencia y voltaje se puede variar. El voltaje de salida y el control de frecuencia se logran utilizando las técnicas de modulación de ancho de pulso, que serán detallados en el contenido de este capítulo. Antes de tocar el primer punto tratado en este capítulo comenzamos con tener una idea clara de cómo se le intentara dar solución al control de velocidad de dos motores de inducción, definiendo la importancia de cada una de las etapas que forman parte del sistema.

El primer punto tratado en esta parte es el diseño e implantación de la etapa de rectificación trifásica, la cual será detallada para la capacidad de potencia a manejar por los motores de inducción, este tipo de rectificación es del tipo no controlada y los elementos a utilizar serán seleccionados de acuerdo a las especificaciones de los datos de placa. Luego la salida del rectificador será suavizada como primera aproximación por medio de filtros del tipo L y C que es la otra etapa a tratar, se detallara un procedimiento para la determinación del tamaño de la bobina y el capacitor que serán utilizados como filtro.

El último punto tratado en este capítulo es el diseño e implementación del circuito inversor para cada uno de los motores a controlar la velocidad, este circuito se diseñara en base también a los datos de las placas de los motores de inducción, esta es una de las etapas con mas importancia ya de aquí será donde se intentara perseguir una variación de voltaje y frecuencia por medio de la técnica de modulación de ancho de pulso(PWM), se contara en los anexos con algunas simulaciones que también fueron tomados en cuenta para el diseño e implantación de las etapas mencionadas.

II.2 OBJETIVOS

- Diseñar e implementar un rectificador trifásico, para controlar la velocidad a dos motores de inducción.
- Diseñar e implementar un procedimiento para la elaboración de un filtro capaz de suavizar el nivel de voltaje obtenido del rectificador trifásico.
- Diseñar e implementar las etapas inversoras para la alimentación de los motores de inducción.
- Definir el tipo de modulación utilizado para el control de velocidad frecuencia de los motores de inducción.
- Presentar el diagrama de bloques con el cual se le dará solución al control de velocidad de dos motores de inducción.

II.3 DISEÑO DE ETAPA DE RECTIFICACIÓN

II.3.1 TEORIA SOBRE RECTIFICACIÓN TRIFÁSICA

La rectificación trifásica es una de las primeras etapas que forman parte del regulador de velocidad del motor de inducción, esta etapa esta construida por diodos de potencia (rectificación no controlada) los cuales son elementos semiconductores diseñados para llevar corriente en una sola dirección; en la figura 2.1 se observa el símbolo de este elemento. Un diodo esta diseñado para conducir corriente desde su ánodo hasta su cátodo, pero no en dirección contraria.

Las características de voltaje y corriente de un diodo se ilustran en la figura 2.2. Cuando un voltaje se aplica al diodo en dirección hacia delante, resulta un flujo cuantioso de corriente. Cuando se aplica un voltaje al diodo en la dirección opuesta, el flujo de corriente disminuye hasta un valor muy pequeño (del orden de microamperios). Si se aplica al diodo un voltaje inverso suficientemente grande, eventualmente se romperá y dejara que la corriente fluya en la dirección inversa; estas tres regiones de la operación de un diodo se muestran en las características de voltaje y corriente de la figura 2.2.

Los diodos se clasifican por la cantidad de potencia que pueden disipar de manera segura y por el máximo voltaje inverso que pueden soportar antes de llegar a la rotura. La potencia disipada por un diodo durante la operación en directa es igual al producto de la caída de voltaje directo en el diodo por la corriente que circula a través de el. Esta potencia debe limitarse para evitar que el diodo se recaliente. El máximo voltaje inverso de un diodo se conoce como voltaje pico inverso (PIV). Este debe ser lo suficiente alto como para garantizar que el diodo no se rompa en un circuito y conduzca la corriente en dirección inversa.

Los diodos también se suelen clasificar por su tiempo de maniobra, esto es, por el tiempo que le toma ir del estado conectado al estado desconectado y viceversa. Puesto que los diodos de potencia son grandes, los elementos de alta potencia con mucha carga almacenada en sus empalmes cambian de estado mucho mas lentamente que los diodos que se encuentran en circuitos electrónicos de baja potencia. Esencialmente, todos los diodos de

potencia cambian de estado suficientemente rápido como para usarse como rectificadores en circuitos de 50 o 60Hz.

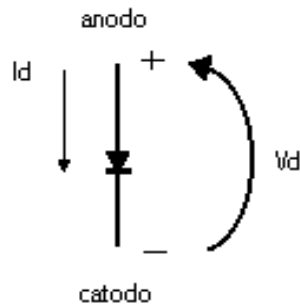


figura 2.1
símbolo del diodo

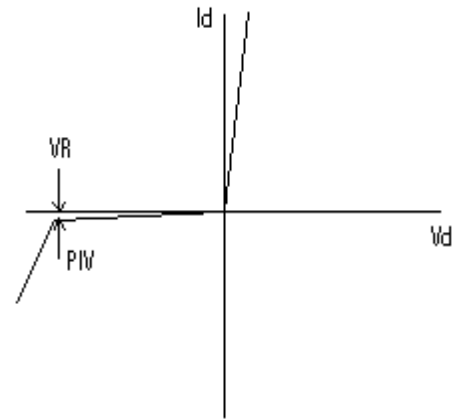


figura 2.2
características de voltaje-corriente de un diodo

El desarrollo y construcción de la etapa de rectificación trifásica se ha basado en el modelo de un rectificador de media onda; estos rectificadores se utilizan en aplicaciones hasta de 15Kw. El efecto de tener tres diodos, con sus cátodos conectados en un punto común, es que en cualquier instante el diodo conectado al voltaje mas alto conducida y los otros dos diodos serán de polaridad negativa inversa; el circuito rectificador trifásico de media onda se ilustran en la figura 2.3 y en la figura 2.4 se puede observar el voltaje de salida del rectificador de media onda y los períodos de conducción de cada diodo.

II.3.2 DESARROLLO MATEMATICO

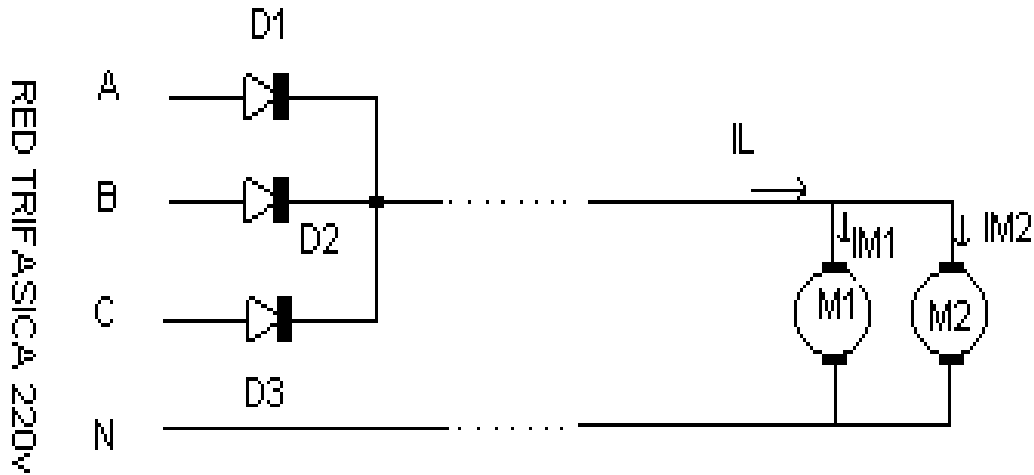


Figura 2.3
Esquema de conexión de los diodos del rectificador

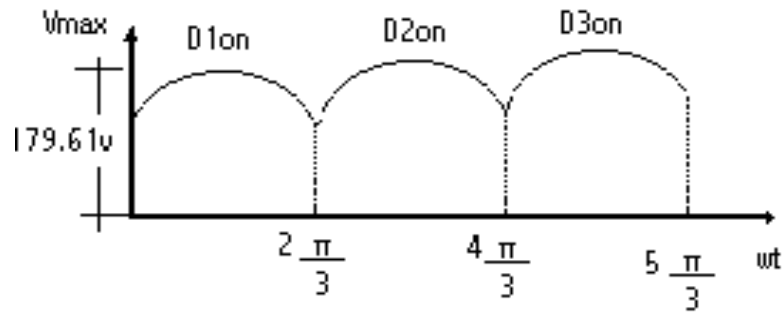


Figura 2.4
Representación grafica la activación de los tres diodos

El voltaje de corriente directa del circuito rectificador mostrado en la figura 2.3 viene dado por la siguiente expresión:

$$V_{cd} = \frac{2}{2 * \pi} \int_0^{\frac{\pi}{q}} V_m \cos(\omega t) d(\omega t)$$

$$V_{cd} = V_m \frac{q}{\pi} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{q}\right)$$

Donde $q = 3$ (es el número de fases).

$$V_{cd} = V_m \frac{3}{\pi} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{3}\right)$$

$$\mathbf{V_{cd} = 0.82 * V_m}$$

Vcd: voltaje de salida del rectificador trifásico.

El voltaje efectivo a la salida del circuito rectificador trifásico de media onda viene dado por las siguientes expresiones

$$V_{rms} = \left(\frac{2}{2 * \pi} \int_0^{\frac{\pi}{q}} V_m^2 \cos^2(wt) d(wt) \right)^{\frac{1}{2}}$$

$$V_{rms} = V_m \left[\frac{q}{2 * \pi} \left(\frac{\pi}{q} + \frac{1}{2} \operatorname{sen}\left(\frac{2 * \pi}{q}\right) \right) \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$V_{rms} = V_m \left[\frac{3}{2 * \pi} \left(\frac{\pi}{3} + \frac{1}{2} \operatorname{sen}\left(\frac{2 * \pi}{3}\right) \right) \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$V_{rms} = V_m \left[\frac{3}{2 * \pi} \left(\frac{\pi}{3} + \frac{1}{2} (0.866) \right) \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$V_{rms} = V_m \left[\left(\frac{1}{2} + \frac{3}{4 * \pi} (0.866) \right) \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$\mathbf{V_{rms} = 0.84 * V_m}$$

Donde V_{rms} es el voltaje rms.

Considerando de alimentación de AC de 220v entre líneas, para el rectificador o sistema de rectificación de media onda el máximo voltaje respecto al neutro es:

$$V\phi = \frac{V_L}{\sqrt{3}}$$

$$V\phi = \frac{220}{\sqrt{3}}$$

$$V\phi = 127.01v$$

$$V_{\max} = V\phi * \sqrt{2}$$

$$V_{\max} = 127.01v * \sqrt{2}$$

$$V_{\max} = 179.62v$$

Según la ecuación del rectificador de media onda tenemos:

$$V_{rms} = V_m * 0.84$$

$$V_{rms} = 179.62 * 0.84$$

$$\mathbf{V_{rms} = 150.88v}$$

II.3.3 SELECCIÓN DE LOS DISPOSITIVOS A UTILIZAR

Debido a que el circuito rectificador será el encargado de suministrar la corriente para el motor de inducción; éste deberá ser capaz de soportar el peso de las otras etapas (filtrado, inversión y control), que forman el control e velocidad.

Ya que contamos con un motor de 1hp los cuales manejan corrientes y voltajes nominales (3.64 Amp y 220 voltios), respectivamente los semiconductores deberán ser capaces de soportar tales condiciones.

También tenemos que, el voltaje en reversa al cual estarán sometidos los diodos será el voltaje RMS de la línea de alimentación, el cual es de 220 voltios.

En resumen:

- La corriente a manejar por los semiconductores es de **35 Amperios**
- El voltaje a ser soportado en reversa es de **220 voltios**

En este caso se han sobredimensionado los dispositivos rectificadores en el caso que luego se quiera aumentar el tamaño del motor a manejar

Por lo tanto, se selecciona como dispositivo semiconductor al diodo **NTE5993** el cual tiene las siguientes especificaciones técnicas:

- **Modelo: NTE5993**
- **$P_{RV} = 500V \text{ Max.}$**
- **$I_F = 40A \text{ Max.}$**
- **$I_{FSM} = 500A \text{ Max.}$**
- **$V_F = 1.2V @ 40A T_{Yp}$**

II.3.4 RESULTADOS OBTENIDOS EXPERIMENTALMENTE

Con los dispositivos seleccionados en el puente rectificador se obtuvieron las siguientes mediciones:

- **Voltaje de alimentación(AC)**
 $V_{LL} = 225v$
 $V_{LN} = 110v$
- **Voltaje medido de salida(DC)**
 $V_{DC} = 160v$

Al comparar el voltaje medido con el voltímetro (rms), con el resultado de la ecuación matemática del rectificador de media onda tenemos que son bastante similares.

- **Corriente:**

2 Amperios.

- **Potencia:**

320 Watts.

Conectado con un motor de 0.5 HP.

II.4 TEORIA SOBRE FILTROS DE RECTIFICADORES TRIFÁSICOS

II.4.1 TEORIA APLICADA

La salida de cualquier circuito de rectificación trifásica puede ser suavizada con el uso de filtros para eliminar otros componentes de frecuencia de AC que se encuentran en ella. Dos tipos de elementos que se usan regularmente para mejorar la calidad del rectificador son:

- Condensadores conectados por medio de cables para suavizar los cambios de voltaje de AC.
- Inductores conectados en serie por cable para suavizar los cambios de corriente de AC.

En la figura 2.5, se observa un arreglo de un capacitor y un inductor que serán colocados a la salida del rectificador de media onda, también se puede notar en la figura 2.6. el porcentaje de rizado del voltaje máximo.

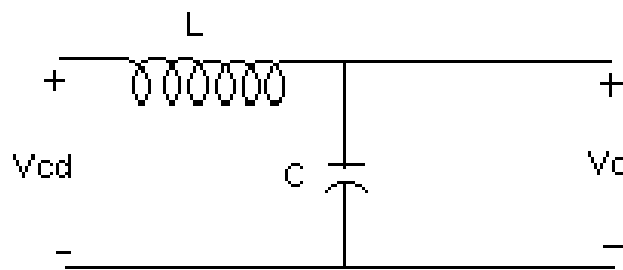


Figura 2.5
circuito representativo del filtro

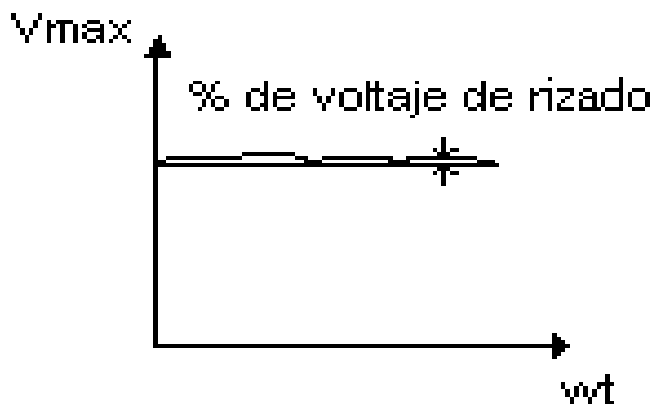


Figura 2.6
representacion del porcentaje de rizado de voltaje

II.4.2 DESARROLLO MATEMATICO

La secuencia designada para el diseño del filtro la podemos definir en los siguientes pasos:

- Calculo de la capacitancia necesaria para administrar un nivel certero de voltaje de rizado.
- Tamaño del banco del capacitor.
- Tamaño del choke.
- Unión critica de apagado.

Las especificaciones a tomar en cuenta para el diseño es el siguiente:

- Potencia principal: 220v AC, 60Hz,3 fases.
- Capacidad de invertir: 7.65KW.
- Frecuencia de rizado: 360HZ.
- Temperatura ambiente: 55°C
- Máximo voltaje aceptable de rizado: 20v
- Enfriamiento: 3m/seg.

Paso 1:

Calculo de la capacitancia

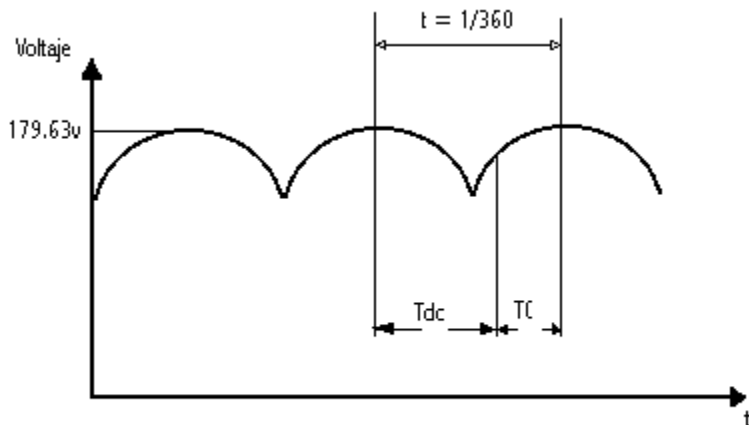


Figura 2.7
forma de ondad de salidad el rectificador

Refiriéndonos a la figura 2.7, con el voltaje máximo podemos encontrar:

$$V_{\min} = V_{\max} - V_{\text{rizado}}$$

$$V_{\min} = 179.63 - 20$$

$$V_{\min} = 159.63\text{v}$$

El calculo próximo es asumir que toda la energía es tomada del capacitor, definiendo la ecuación de energía de la siguiente forma:

$w_c = \frac{1}{2}CV^2$, tomando esta ecuación podemos hacer el siguiente calculo:

$$\text{Capacidad de invertir} = \frac{\left(\frac{1}{2} * C * V_{\max}^2 - \frac{1}{2} * C * V_{\min}^2\right)}{\left(\frac{1}{360}\right)}$$

$$7646.5 = \frac{1}{2} * C [V_{\max}^2 - V_{\min}^2] \left(\frac{1}{360}\right)$$

$$C = \frac{2 * \left(\frac{1}{360}\right) (7646.5)}{(179.63^2 - 159.63^2)}$$

$$C = 6.3\text{mF}$$

Paso 2:

Calculo de la corriente de rizado de la línea de AC y la línea de la carga:

$$T_c = \frac{\arccos\left(\frac{V_{\max}}{V_{\min}}\right)}{(2 * \pi * f)}$$

$$T_c = \frac{\arccos\left(\frac{179.63}{159.63}\right)}{(2 * \pi * 60)}$$

$$T_c = 1.26 * 10^{-3} \text{ seg.}$$

Basándose en el voltaje promedio vrs. el tiempo $\left(\frac{dv}{dt}\right)$, el valor pico y rms de la corriente I_c puede ser encontrada como:

$$I_{cpico} = C * \frac{dV_{rizado}}{dT_c}$$

$$I_{cpico} = 6.3 * 10^{-3} * \frac{20}{1.26 * 10^{-3}}$$

$$I_{cpico} = 100 \text{ Amp}$$

$$I_{crms} = \sqrt{I_{cpico}^2 * T_c * \text{frec}}$$

$$I_{crms} = \sqrt{100^2 * 1.26 * 10^{-3} * 360}$$

$$I_{crms} = 67.34 \text{ A}$$

Los valores pico y rms de la corriente I_{DC} se pueden calcular a continuación:

$$I_{DCpico} = C * \frac{dV_{rizado}}{dT_{DC}}$$

$$T_{DC} = \frac{1}{\text{frec}} - T_c$$

$$T_{DC} = \frac{1}{360} - 1.26 * 10^{-3}$$

$$T_{DC} = 1.578 * 10^{-3} \text{ seg.}$$

$$I_{DCpico} = 6.3 * 10^{-3} * \frac{20}{1.578 * 10^{-3}}$$

$$I_{DCpico} = 80.25 \text{ A}$$

$$I_{DCrms} = \sqrt{I_{DCpico}^2 * T_{DC} * \text{frec}}$$

$$I_{DCrms} = \sqrt{80.25^2 * 1.578 * 10^{-3} * 360}$$

$$I_{DCrms} = 60.485 \text{ A}$$

la corriente de rizado resultante del rectificador de la línea de AC se puede tener así:

$$I_{rms} = \sqrt{(I_{crms}^2 + I_{DCrms}^2)}$$

$$I_{rms} = \sqrt{(67.34^2 + 60.49^2)}$$

$$I_{rms} = 90.52A$$

Paso 3:

El calor generado en la bobina es proporcional a la pérdida de potencia, y depende de la corriente de rizado que fluye a través de la bobina. Los siguientes valores ESR o resistencias para las diferentes frecuencias son:

$$ESR(360Hz) = 0.017 \Omega$$

$$ESR(7kHz) = 0.007 \Omega$$

El calculo de perdida de potencia en el capacitor es:

$$P_{300Hz} = ESR * I_{rms}^2$$

$$P_{300Hz} = 0.017 * 90.52^2$$

$$P_{300Hz} = 139.29W$$

$$P_{7kHz} = ESR * I_x^2$$

Donde:

$$I_x = \text{Capacidad de invertir} / ((V_{max} + V_{min}) / 2)$$

$$I_x = \frac{7646.5}{\left(\frac{179.63 + 159.63}{2}\right)}$$

$$I_x = 45.07A$$

Tomando la décima parte de esta corriente, dado que son diez ciclos de la señal que se

toman se tiene:

$$I_x = \frac{I_x}{10}$$

$$I_x = \frac{45.07}{10}$$

$$I_x = 4.5A$$

$$P_{7kHz} = 0.007 * 4.5^2$$

$$P_{7kHz} = 0.14W$$

La pérdida de potencia en el capacitor puede cumplirse pero tomando en cuenta el cambio de temperatura $T_h - T_c$, Donde:

T_h : Es la temperatura del capacitor.

T_a : Es la temperatura ambiente.

$$T_h - T_a = 75 - 55 = 20^\circ C$$

$$P_{\text{Capac}} = \text{Cambio de temperatura} / R_{th}$$

Donde R_{th} es una resistencia equivalente para el capacitor a la diferencia de temperatura de $20^\circ C$.

$$P_{cap} = \frac{20^\circ C}{1.6^\circ C/W}$$

$$P_{cap} = 12.5W$$

$$P_{total} - P_{cap} = (P_{300Hz} + P_{1KHz}) - P_{cap}$$

$$P_{total} - P_{cap} = (139.25 + 0.14) - 12.5$$

$$P_{total} - P_{cap} = 126.93W$$

$$P_T = P_{300Hz} - (P_{total} - P_{cap})$$

$$P_T = 139.29 - 126.93$$

$$P_T = 12.36w$$

Paso 4;

Tamaño del voltaje de choke

$$V_1 = \frac{V_{rizado} * (P_{300Hz} - P_T)}{P_{300Hz}}$$

$$V_1 = \frac{20 * (139.29 - 12.36)}{139.29}$$

$$V_1 = 18.22v$$

Basándose en una relación empírica podemos definir lo siguiente:

$$\frac{V_1}{2.11} = \frac{18.22}{2.11} = 8.63V$$

La corriente de rizado fundamental en el capacitor es:

$$I_1 = \sqrt{\frac{P_r}{ESR}} * 10$$

$$I_1 = \sqrt{\frac{12.36}{0.017}} * 10$$

$$I_1 = 269.64A$$

El choke puede ser calculado como:

$$Xl = 2 * \pi * f_{rec} * L = \frac{8.63}{I_1}$$

$$L = \frac{8.63}{I_1(2 * \pi * f_{rc})}$$

$$L = \frac{8.63}{269.64(2 * \pi * 360)}$$

$$L = 14.14 * 10^{-6} H$$

II.5 INVERSORES DE MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSO

Los convertidores de DC a AC son conocidos como inversores. Estos tienen como función convertir un voltaje de entrada DC a un voltaje simétrico de salida AC, con la magnitud y frecuencia deseadas. Tanto el voltaje de salida como la frecuencia pueden ser fijos o variables. Si el voltaje de entrada DC es modificado y la ganancia del inversor se mantiene constante, es posible obtener un voltaje variable de salida. Por otra parte, si el voltaje de entrada DC es fijo y no es controlable, se puede obtener un voltaje de salida variable si se varía la ganancia del inversor; esto por lo general se hace con la técnica llamada modulación por ancho de pulso (PWM) dentro del inversor. La ganancia del inversor puede ser definida como la relación entre el voltaje de salida AC y el voltaje de entrada DC.

En los inversores ideales, las formas de onda del voltaje de salida deberían ser senoidales. Sin embargo, en los inversores reales no tienen forma senoidal y contienen cierta cantidad

de armónicas. Aunque para aplicaciones en las cuales la potencia es baja o mediana, se pueden aceptar los voltajes de onda cuadrada o casi cuadrada; pero en aplicaciones donde la potencia es alta, es necesario obtener ondas senoidales de baja distorsión. Dada la existencia de dispositivos semiconductores de potencia de alta velocidad, es posible minimizar o reducir significativamente el contenido armónico del voltaje de salida mediante las técnicas de conmutación.

El uso de los inversores es muy común en aplicaciones industriales tales como:

- ✓ Sistemas eléctricos a base de celdas solares
- ✓ Alimentaciones sin interrupción de potencia
- ✓ Fuentes de respaldo y de poder
- ✓ Calefacción por inducción
- ✓ El control de motores de AC de velocidad variable

II.5.1 PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO

En la figura 2.8 aparece un esquema básico para comprender el funcionamiento de un inversor. En este caso el circuito inversor está formado por dos pulsadores. Cuando el transistor Q_1 está activo durante el tiempo $T_0/2$, el voltaje instantáneo a través de la carga es $V_o = V/2$. Cuando el transistor Q_2 está activo durante el tiempo $T_0/2$, aparece a través de la carga un voltaje $V_o = -V/2$. Se deduce entonces, que el circuito de control deberá diseñarse de tal forma que Q_1 y Q_2 no estén activos de forma simultánea. En la figura 2.8 se muestran las formas de onda del voltaje de salida y las corrientes en los transistores cuando es el caso de una carga RLC.

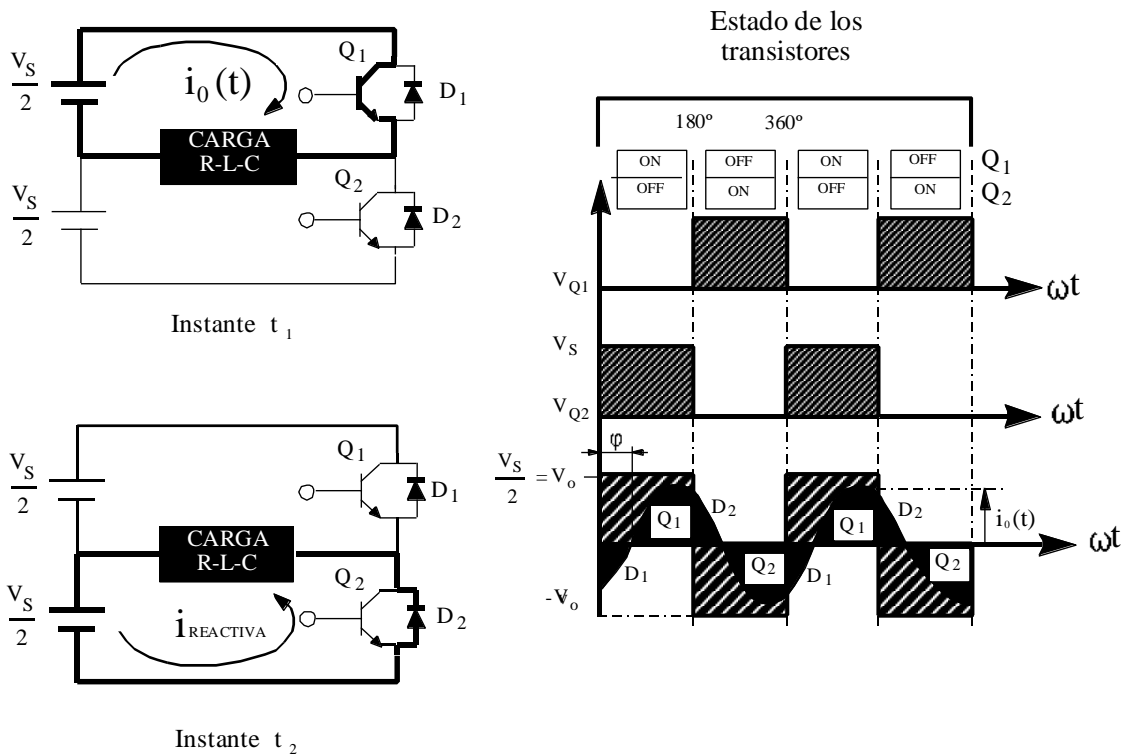


Figura 2.8 Funcionamiento de un inversor monofasico.

Como en nuestro caso, se utilizará un inversor de alta potencia; este deberá ser trifásico. Esta configuración trifásica puede obtenerse utilizando seis transistores y seis diodos, tal como la que se muestra en la figura 2.9

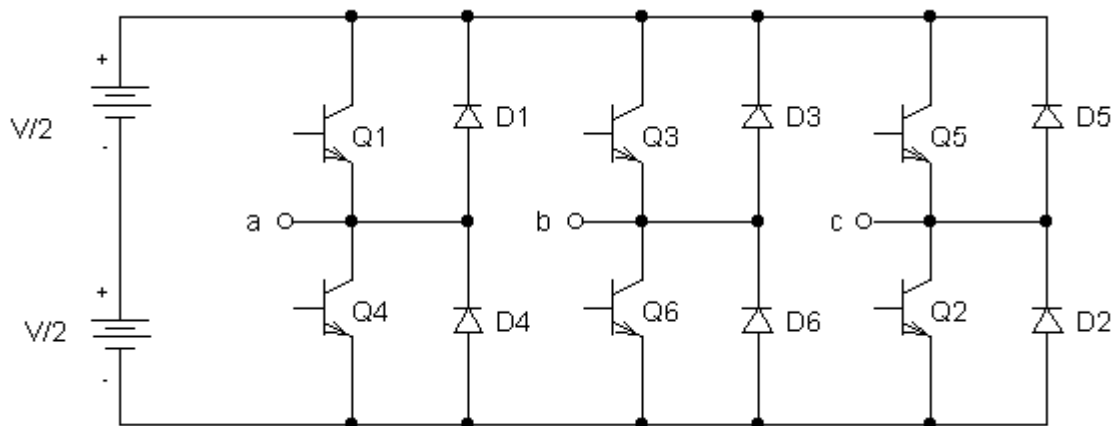


Figura 2.9 Representación de un inversor trifásico con dispositivos BJT's

II.5.2 MÉTODOS PARA CONTROLAR EL VOLTAJE DE LOS INVERSORES

En la mayoría de las aplicaciones industriales y tal como es nuestro caso; se desea controlar el voltaje de salida del inversor ya sea por que:

- a) Para hacer frente a las variaciones en la entrada de DC
- b) Para la regulación de voltaje del inversor
- c) Para requisitos de control constante del voltaje y la frecuencia

Son diversos los métodos que existen para controlar el voltaje de los inversores; teniendo como uno de los más eficientes la incorporación a los inversores el control de modulación por ancho de pulso (PWM). Técnicas comúnmente empleadas son:

1. Modulación de un solo ancho de pulso
2. Modulación de varios anchos de pulso
3. Modulación senoidal del ancho de pulso

II.5.3 Modulación de un solo ancho de pulso

En esta técnica solamente existe un pulso por cada semiciclo, el ancho de este pulso se hace variar, con el objetivo de controlar el voltaje de salida del inversor. En la figura 2.10 se presentan la generación de las señales de excitación y el voltaje de salida de un inversor monofásico.

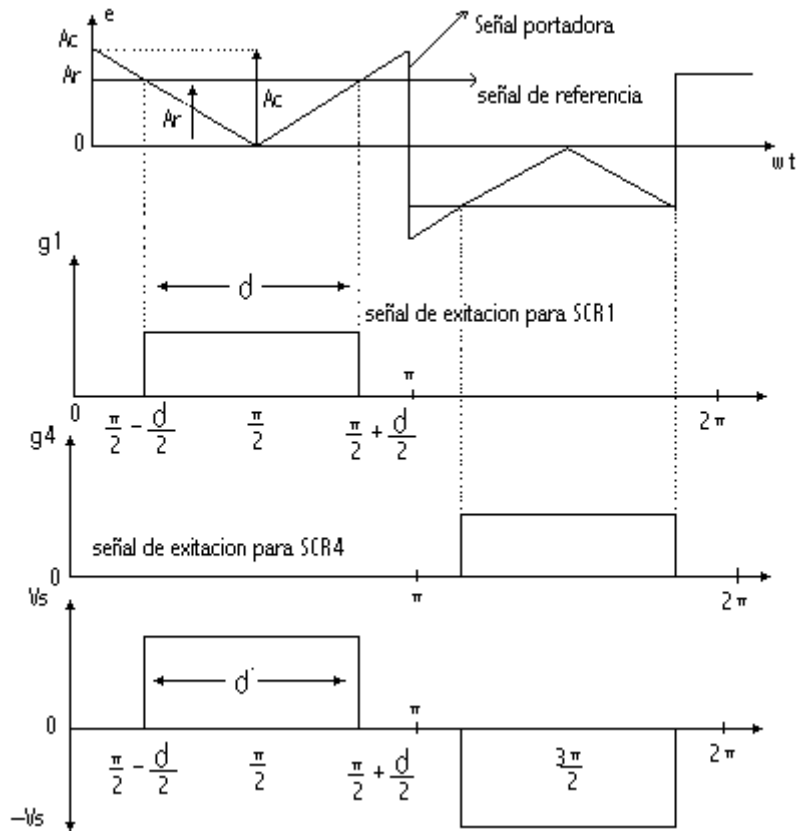


Figura 2.10 Formas graficas par conseguir la modulaci3n por ancho de pulso.

Las se1ales de control son generadas a trav3s de la comparaci3n de una se1al rectangular de referencia con amplitud A_r , y una se1al triangular de amplitud A_c . La frecuencia fundamental del voltaje de salida queda determinada por la frecuencia de la se1al de referencia. El ancho del pulso δ puede ser variado desde 0 hasta 180° controlando A_r desde 0 hasta A_c . La relaci3n entre A_r y A_c , es conocida como 3ndice de modulaci3n.

$$M = \frac{A_r}{A_c}$$

En la figura 4 se presenta un perfil de arm3nicas para variaciones del 3ndice de modulaci3n M . La tercera arm3nica es la m3s representativa y el factor de distorsi3n aumenta en forma significativa cuando el voltaje de salida es bajo.

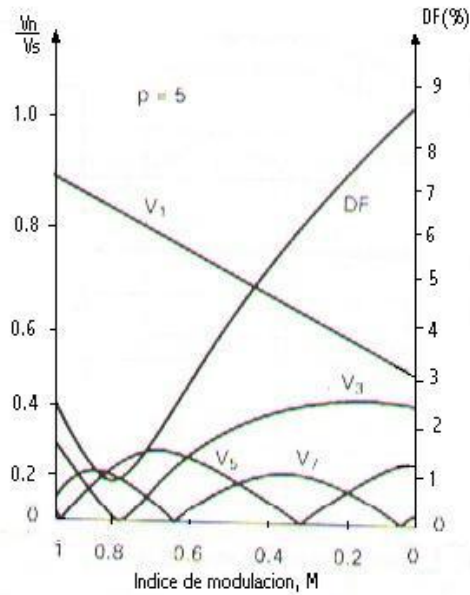


Figura 2.11 Perfil armónico de la modulación de un solo ancho de pulso.

II.5.4 Modulación de varios anchos de pulso

A diferencia del método anterior, con esta técnica se producen varios pulsos en cada medio ciclo de voltaje de salida; reduciendo de esta manera el contenido armónico. Las señales de control para la activación y desactivación de los transistores son generadas a través de la comparación de una señal de referencia y una señal triangular; tal y como se muestra en la figura 2.12.

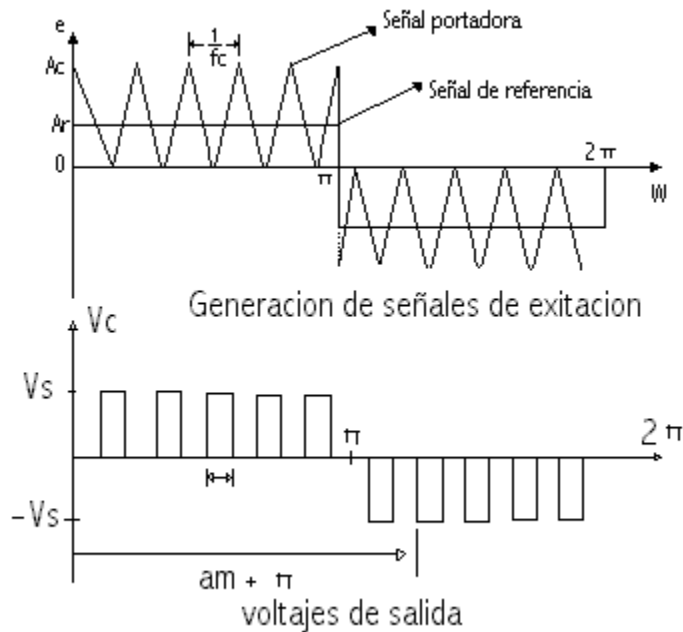


Figura 2.12 Modulación de varios anchos de pulsos.

Nuevamente, la frecuencia de la señal de referencia establece la frecuencia de la señal de salida f_o y la frecuencia de la señal triangular f_c establece el número de pulsos por cada semiciclo. Este tipo de modulación es conocido también como modulación uniforme de ancho de pulso (UPWM). La cantidad de pulsos por cada semiciclo queda determinado por:

$$p = \frac{f_c}{2f_o} = \frac{m_f}{2}$$

donde $m_f = f_c/f_o$ se define como la relación de modulación de frecuencia.

En la figura 6 se presenta el perfil armónico contra la variación del índice de modulación para cinco pulsos por medio ciclo. El factor de distorsión se reduce significativamente comparado con la modulación de un solo pulso.

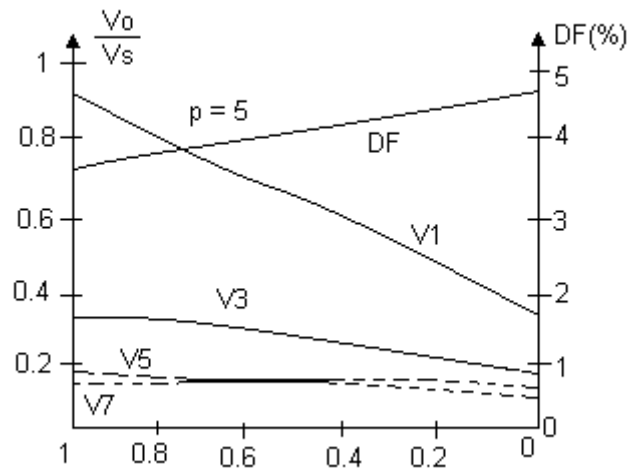


Figura 2.13 Perfil de armónicos de la modulación de ancho de pulsos

II.5.5 Modulación senoidal del ancho de pulso (SPWM)

En esta técnica, se continúan produciendo varios pulsos por cada semiciclo pero el ancho de cada pulso es variado en proporción con la amplitud de una onda senoidal. Con este método el factor de distorsión y las armónicas de menor orden se reducen de manera significativa. Las señales de control son generadas tras la comparación de una onda senoidal de referencia con una onda triangular de frecuencia f_c como se muestra en la figura 2.12.

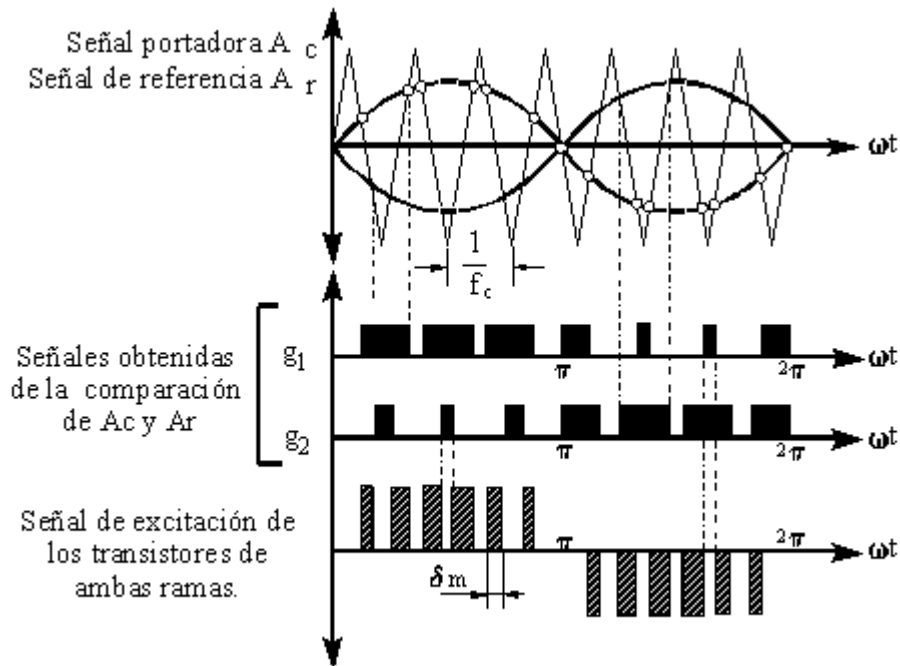


Figura 2.14 Los gráficos mostrados en esta figura dan como consecuencia los anchos de los pulsos de diferentes tamaños.

Al igual que con los métodos anteriores, la frecuencia f_r de la señal de referencia es la que determina la frecuencia de salida del inversor, f_o y la amplitud pico A_r controla el índice de modulación y por lo tanto el valor efectivo del voltaje de salida V_o .

En la figura 2.12 se presenta el perfil armónico. Con esta técnica se logra reducir significativamente el factor de distorsión; en este tipo de modulación la menor armónica es la novena.

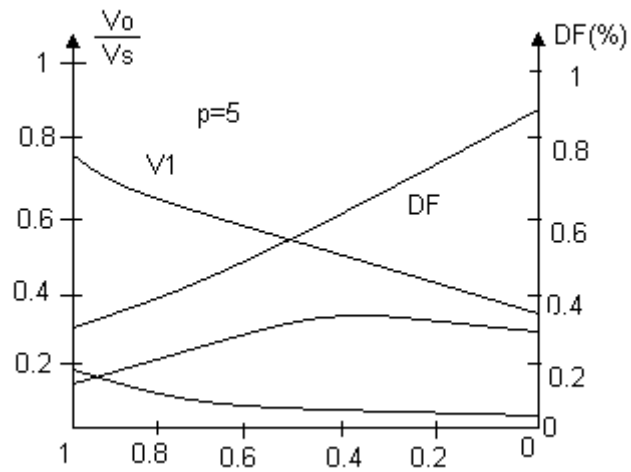


Figura 2.15 Perfil armónico de la modulación senoidal

También existen otras técnicas que son utilizadas para controlar el voltaje de salida de un inversor entre ellas tenemos:

- ✓ Modulación senoidal modificada del ancho de pulso
- ✓ Control por desplazamiento de fase

Y ya que ninguna de estas será empleada en nuestro trabajo solamente hemos optado por mencionarlas.

II.5.6 SELECCIÓN DE LOS ELEMENTOS DE CONMUTACIÓN

PARA EL INVERSOR DE 1 Hp

En esta sección se determinaran las características de los 6 SCR's a utilizar en el circuito inversor que manejará el motor de 1HP. Para la selección de dichos dispositivos se hace necesario conocer, la corriente máxima que circula a través de ellos y la tensión pico en reversa que soportan.

Analizando los datos de placa para un motor de inducción se tiene que:

I nominal a plena carga = 0.85 Amperios

Voltaje línea a línea = 220 Voltios

Los SCR's estarán sometidos a conmutación, con lo cual se reduce la potencia necesaria a manejar por cada dispositivo; aunque siempre se debe de manejar la corriente a plena carga del motor, no siendo muy crítica la corriente de arranque ya que el regulador de velocidad de estado sólido actuará en el momento del arranque del motor como un arrancador a bajo voltaje.

El voltaje máximo en reversa al cual estarán sometidos los dispositivos de conmutación en el circuito inversor será el voltaje de salida de la etapa rectificadora, que para el caso es de 180 voltios.

Con los datos anteriores se debe seleccionar un dispositivo que sea capaz de soportar:

Corriente eficaz $I_{T(RMS)} = 0.85$ Amperios

Voltaje máximo en reversa = 180 voltios.

Podemos seleccionar un SCR número **C106D** o su equivalente **ECG5457** el cual tiene las siguientes características:

- **Corriente eficaz $I_{T(RMS)} = 4$ Amperios**
- **Voltaje pico inverso $V_{DRM} = 400$ Voltios**
- **Corriente de disparo de compuerta $I_{GT(min)} = 0.2mA$**
- **Voltaje de disparo de compuerta $V_{GT(max)} = 0.8$ Voltios**

Cabe mencionar que el diseño del circuito inversor con tiristores no solamente involucra encontrar las características de los SCR's sino también el cálculo de redes de protección que protejan a los dispositivos de conmutación contra cambios abruptos de voltaje y de corriente debidos a la misma conmutación. Es por esto que a continuación se detalla el cálculo de dichos circuitos de protección.

II.5.6.1 PROTECCIONES CONTRA dv/dt

Si el interruptor S1 de la figura 2.16 a se cierra en $t=0$, se aplicara un escalón de voltaje a través del elemento tiristor T1 por lo que dv/dt puede ser lo suficientemente alto para activar el dispositivo. El dv/dt se puede limitar conectando el capacitor C_s , como aparece en la figura 2.16. Cuando el tiristor T1 se active, la corriente de descarga del capacitor estará limitada por el resistor R_s , como aparece en la figura 2.17.

$$\frac{dv}{dt} = \frac{0.632V_s}{\Gamma} \quad \text{EC. 2.1}$$

$$\Gamma = R_s C_1 \quad \text{EC. 2.2}$$

Donde Γ es la constante de tiempo.

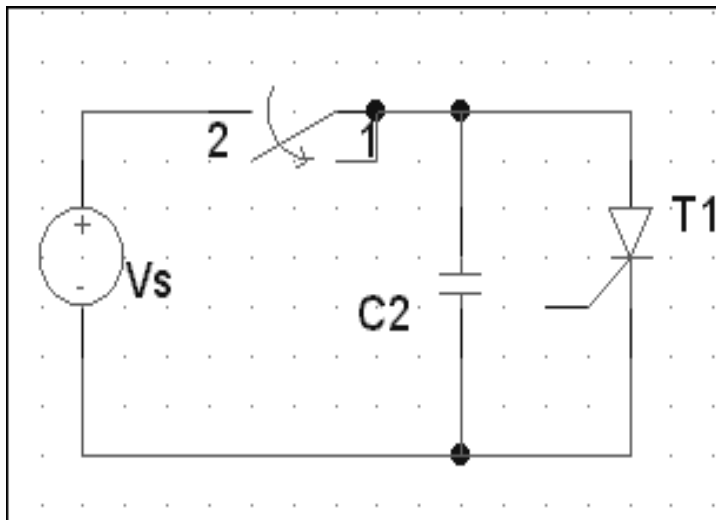


Fig. 2.16 Circuito representativo para protección contra dv/dt

El valor de la constante de tiempo del freno se puede determinar de la ecuación 3.1 a partir de un valor conocido de dv/dt (para los elementos utilizados en nuestro diseño $dv/dt = 20v/\mu s$).

$$\frac{dv}{dt} = \frac{0.632V_s}{\Gamma} = \frac{0.632V_s}{R_s C1}$$

de modo que al despejar la constante de tiempo de la ecuación anterior tenemos:

$$\Gamma = \frac{0.632V_s}{\frac{dv}{dt}} = \frac{0.632 \times 170v}{20 \frac{v}{\mu s}} = 5.37 \mu s$$

El valor de R_s se puede encontrar a partir de la corriente de descarga I_{TD} , que para nuestro diseño y de las especificaciones del tiristor es de 20 A, por lo tanto tenemos:

$$R_s = \frac{V_s}{I_{TD}} = \frac{170v}{20A} = 8.5\Omega$$

Con el valor de la constante de tiempo y la resistencia podemos obtener el valor de la capacitancia de la siguiente manera:

$$C1 = \frac{\Gamma}{R_s} = \frac{5.37 \mu s}{8.5\Omega} = 0.632 \mu F$$

II.5.6.2 PROTECCIONES CONTRA di/dt

Un tiristor requiere de un tiempo mínimo para dispersar la conducción de la corriente en forma uniforme a través de las uniones. Si la velocidad de elevación de la corriente del ánodo es muy alta en comparación con la velocidad de dispersión del proceso de activación, aparecerá un punto de calentamiento, debido a una alta densidad de corriente, por lo que el dispositivo puede fallar, debido a una temperatura excesiva. Los dispositivos prácticos deben protegerse contra un alto di/dt . Como ejemplo, consideremos el circuito de

la figura 2.17. bajo una operación de régimen permanente, d conduce cuando el tiristor T1 esta desactivado. Si T1 se dispara cuando d aun esta conduciendo, di/dt puede resultar muy alto y solamente limitado por la inductancia dispersa del circuito.

En la practica , di/dt se limita al añadir un inductor en serie L1, tal y como aparece en la figura 2.17. la ecuación para el calculo de la inductancia es la siguiente:

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_s}{L1} \text{ Ec. 3.3}$$

$$L_1 = \frac{V_s}{\frac{di}{dt}} = \frac{170V}{40 \frac{A}{\mu s}} = 4.25 \mu A$$

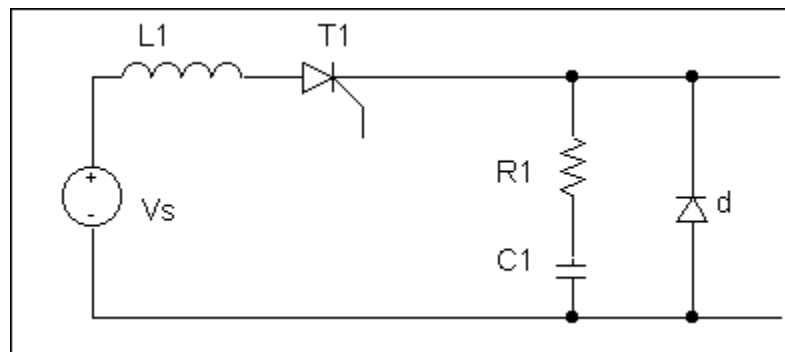


Fig. 2.17 Circuito representativo para protecciones contra di/dt

II.5.6.3 INVERSOR TRIFASICO IMPLEMENTADO

En esta parte se reúne todo lo relacionado con el diseño de el inversor trifásico, si observamos el circuito mostrado en la figura 2.18, esta etapa no solo esta formada por los elementos de disparo y los diodos, sino también son agregadas las protecciones contra sobrevoltajes(dv/dt), y sobrecorrientes(di/dt), por consiguiente el circuito se vuelve mas complejo y de esto depende que su funcionamiento sea el mas eficaz.

A continuación podemos ver la representación de un circuito inversor trifásico completo.

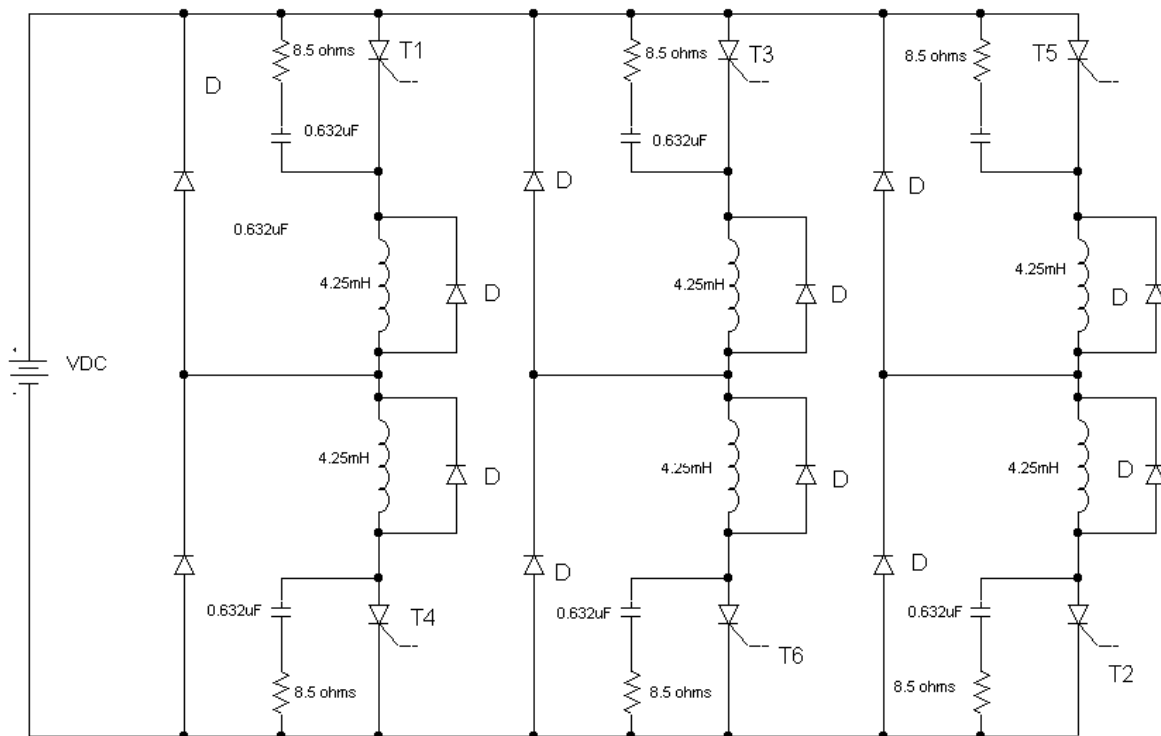


Fig. 2.18 Representación de un inversor trifásico.

II.6 CONCLUSIONES

- Debido a que el prototipo a ser diseñado podría ser extendido para manejar más de un motor el circuito rectificador debería manejar la corriente a plena carga (máximo 27amp para un motor de 10Hp) de los motores a través de circuitos inversores. Se han seleccionado elementos que sean capaces de suministrar tales corrientes de manera simultánea. Estos elementos son el **NTE5993** cuyas características de rendimiento son:

Voltaje de pico en reversa $P_{RV} = 500V$ Max.

Corriente de conducción en directa $I_F = 40A$ Max.

- Debido a que los circuitos inversores servirán como arrancadores a voltaje reducido, las consideraciones al instante del arranque de los motores no son muy críticas, ya que en este caso las corrientes de arranque no serán tan elevadas.
- Los resultados obtenidos después de la etapa rectificadora son tales que se han tomado en cuenta ciertas características del diseño de los circuitos inversores tales como: la capacidad de invertir, frecuencia de conmutación y la frecuencia de rizado del mismo rectificador, esto con el fin de obtener los valores de capacitancia e inductancia mas óptimos.
- La potencia a manejar por los dispositivos tiristores se reduce debido a las acciones de conmutación continua a la cual se encuentran sometidos los elementos de los inversores.
- Se seleccionaron los SCR's **ECG5457** y **NTE5534** para los circuitos inversores de ¼ hp y 10 hp respectivamente. Estos elementos de conmutación cumplen con las características de rendimiento requeridas para los circuitos inversores.

CAPITULO III

III.1 INTRODUCCION

En el tercer capitulo del trabajo de graduación presenta el desarrollo completo del sistema de control de velocidad para un motor de inducción, tomando como puntos de interés la parte de control y la implementación de cada una de las etapas que conforman el sistema. Se comienza presentando una descripción del sistema a través de diagramas de bloques y a continuación procedemos a la selección de los métodos de control (P, PI, PID), y también a la selección de dispositivos para llevar a cabo nuestros propósitos (Microcontrolador, tarjeta de evaluación), así como también se incluye teoría en los diferentes aspectos.

Familiarizarse con el microcontrolador para conocer los diferentes tipos de microcontroladores existentes en el mercado y seleccionar el mas adecuado es uno de los primeros objetivos de este capitulo, luego de tener claro esta información también se tomara como objetivo desarrollar el software para poder generar la modulación PWM en el microcontrolador.

El poder explicar el funcionamiento del puerto paralelo y de esta forma ocuparlo en las diferentes secciones del sistema será otro punto de apoyo para la solución a todo el desarrollo del control de velocidad. En esta ocasión se presenta también el código que permite generar la señal PWM, la comunicación con la computadora, describiendo paso a paso la creación y la lógica utilizada, realizamos también un acercamiento a LabView y a la pantalla que será ocupada por el usuario del sistema.

Otro aspecto que se considera en este capitulo es el diseño de los dispositivos de acoplamiento entre el microcontrolador y el circuito inversor cuyo diseño fue realizado en el capitulo anterior.

Debido a que existen muchos conceptos que se entienden mejor si se escriben en su idioma origina, tal como la expresión “handshaking” se ha incluido un glosario que se espera sea de utilidad para el lector, también en los anexos se puede encontrar las hojas de datos de los dispositivos utilizados y de algunos mencionados en el documento aunque solamente se colocan partes de los datos debido a lo extenso de estos.

III.2 DISEÑO DEL SISTEMA

En el capítulo anterior presentamos el diseño aproximado de cada una de las etapas que componen el control de velocidad, presentando un desarrollo matemático que nos llevara a tener una mejor visión.

En este capítulo es donde se tiene una idea mas amplia sobre el diseño del control de velocidad para un motor de inducción.

El sistema en general como lo describiremos en el diagrama de bloques consta de n etapas primordiales las cuales son:

- Rectificación de AC/DC.
- Filtrado.
- Inversión DC/AC
- Acoplamiento entre el inversor y la etapa de control.
- Control.

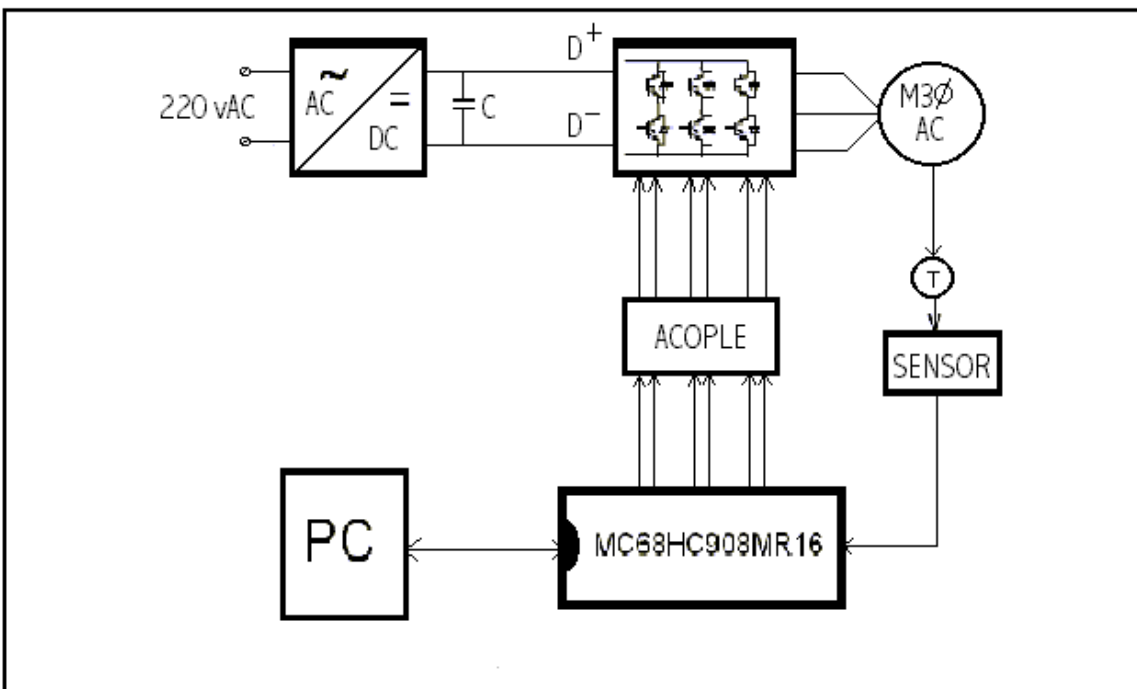


Fig.3.1 Control de velocidad de un motor de inducción

Al observar la etapa de rectificación nos podemos dar cuenta en la implementación que el nivel de alimentación es de 220v AC, con lo cual al ser rectificado el nivel de voltaje

obtenido es de 160V DC , este voltaje también es proporcionado por una fuente de alimentación con el fin de poder tener una variación de voltaje de corriente directa, cuyo objetivo principal es tratar de eliminar la cantidad de armónicos posibles a la salida del inversor.

La etapa de filtrado se ha diseñado de tal forma que podamos tener el menor porcentaje de rizado a la salida del rectificador. Los filtros que se pueden utilizar son los siguientes:

- Filtro C.
- Filtro LC.
- Filtro CLC.

Para el caso del diseño se ha considerado el filtro C, por ser el mas fácil de construir y el que nos da un nivel de DC mas estable, pero de igual manera se pueden utilizar los otros tipos de filtros.

En la parte de inversión trifásica se ha desarrollado como se propuso en el capítulo anterior, tomando de manifiesto que esta etapa puede ser implementada con una gran cantidad de dispositivos tales como BJT, IGBT, TRIAC etc. Todos estos dispositivos nos muestran una idea mas clara a la hora de obtener una inversión trifásica.

Luego en la etapa de acoplamiento se ha diseñado de tal modo que se protege a lo máximo el microcontrolador y la PC.

En las protecciones del tiristor, aparecen diferentes potenciales en las distintas terminales. El circuito de potencia esta sujeto a un alto voltaje, por lo general mayor de 100v, y el circuito de compuerta se los tiristores se mantiene a un bajo voltaje, típicamente de 5 a 30V. Se requiere de un circuito aislante entre el tiristor individual y su circuito generador de impulso de compuerta. El aislamiento se puede llevar a cabo ya sea mediante transformadores de pulsos, o mediante acopladores ópticos. Un acoplador óptico podría ser un fototransistor o un foto SCR, su funcionamiento esta basado en un pequeño pulso a la entrada de un diodo de emisor de luz infrarroja (ILED), D, que activa al transistor y dispara al tiristor, este tipo de aislamiento requiere de una fuente de alimentación de energía por separado V_{cc} , y aumenta el costo y el peso del circuito de disparo. A continuación se presenta el circuito implementado para aislar la parte de potencia con la parte de control, mas adelante se mostrará el esquema general implementado del control de velocidad.

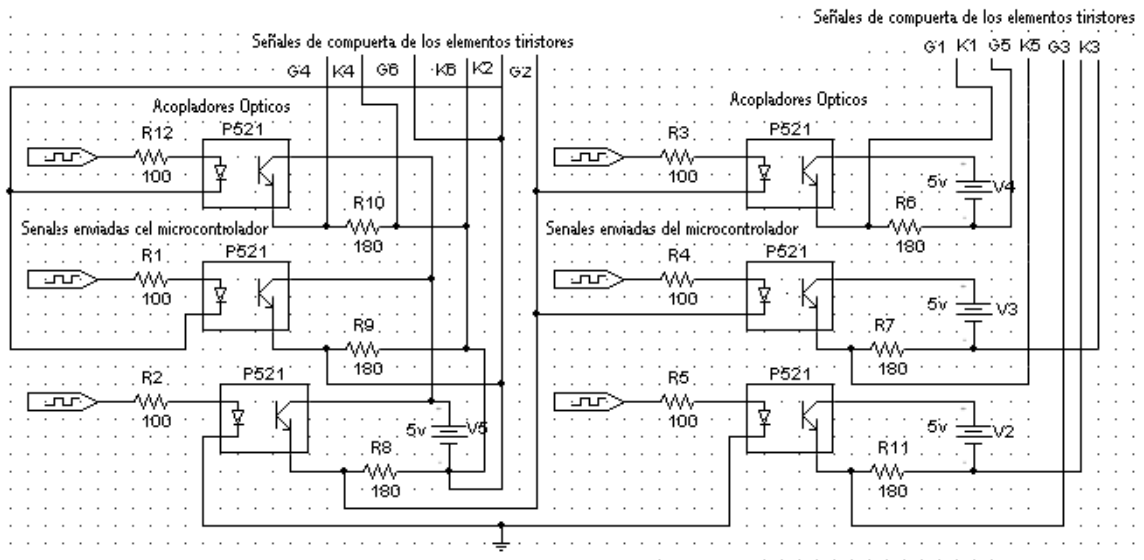


Fig. 3.2 Etapa de acoplamiento

El sistema esta diseñado para controlar a un motor de inducción trifásicos. Un microcontrolador se encarga de controlar las señales de compuerta que pasaran a través de la etapa de acoplamiento para llegar a las compuertas de los elementos tiristores, el algoritmo principal (PWM) se encuentra en la memoria ROM del microcontrolador, comunicándose con la computadora la cual generara señales de compensación, de acuerdo a los requerimientos del usuario y de la velocidad a la cual están corriendo el motor.

III.3 SELECCION DE CONTROLADORES (¿PD?, ¿PI?, o ¿PID?)

Los TIPOS básicos de controlador son:

- Controlador PROPORCIONAL DERIVATIVO (abreviado a control "PD")
- Controlador PROPORCIONAL/INTEGRAL ("PI")
- Controlador Proporcional/Integral y Diferencial ("PID").

III.3.1 CONTROLADOR PROPORCIONAL "PD"

La figura 3.3 muestra un controlador del tipo proporcional-derivativo (PD) con la función de transferencia:

$$G_c(S)=K_p+K_Ds$$

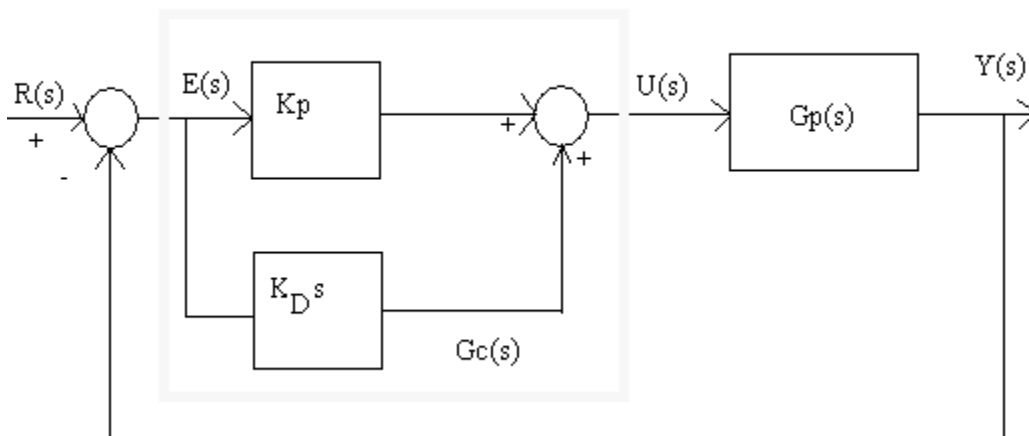


figura 3.3, sistema de control PD

Por tanto la señal de control aplicada al proceso es:

$$u(t) = K_p e(t) + K_D \frac{de(t)}{dt}$$

donde K_p y K_D son las constantes proporcional y derivativa, respectivamente.

III.3.2 CONTROLADOR PROPORCIONAL "PI"

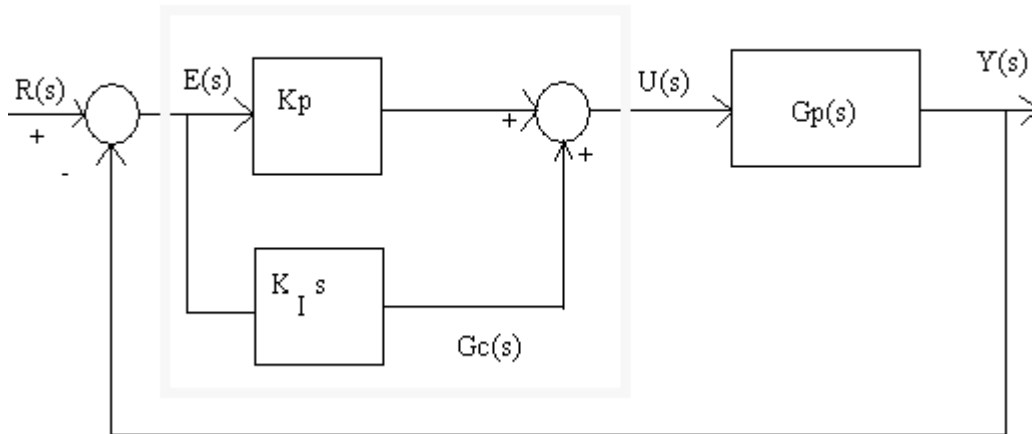


figura 3.4, sistema de control PI

La función de transferencia del controlador PI es:

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_I}{s}$$

III.3.3 CONTROLADOR PROPORCIONAL "PID"

Se puede escribir la función de transferencia de un controlador PID si se considera una parte PI conectada en cascada con una parte PD.

$$G_C(s) = K_P + K_D s + \frac{K_I}{s} = (1 + K_{DI} S) \left(K_{P2} + \frac{K_{I2}}{s} \right)$$

III.4 SELECCION DEL CONTROLADOR

- La ruta para elegir el controlador será usar siempre el controlador más simple y que cumpla con los requisitos para nuestros propósitos, por lo tanto se decide por usar el control PI cuya función de transferencia es menos compleja que un control PID, y proporciona una mejor estabilidad relativa y el error en estado estable que un controlador PD.

Teoría PI.

Los controladores PI se han usado desde hace mucho tiempo en varias formas. Han gozado de popularidad en dispositivos mecánicos, neumáticos, y electrónicos. Los controladores PI digitales usan un microcontrolador y recientemente algunos (microcontroladores) los traen incorporados. Y es muy recomendable que los dispositivos lo utilicen de esta manera. PI viene de “proporcional e integral.” Estos dos términos describen los elementos básicos de un controlador PI. Cada uno de estos elementos realizan un trabajo diferente y tienen diferente efecto en el funcionamiento del sistema. En un controlador PI típico estos elementos son manejados por una combinación de comandos de sistema y señales de realimentación desde el objeto que está siendo controlado (usualmente se le conoce como “planta”). Sus señales son sumadas para formar la salida del sistema, la figura 3.5 muestra el diagrama de bloques de un controlador PI básico, que será el usado para nuestros propósitos.

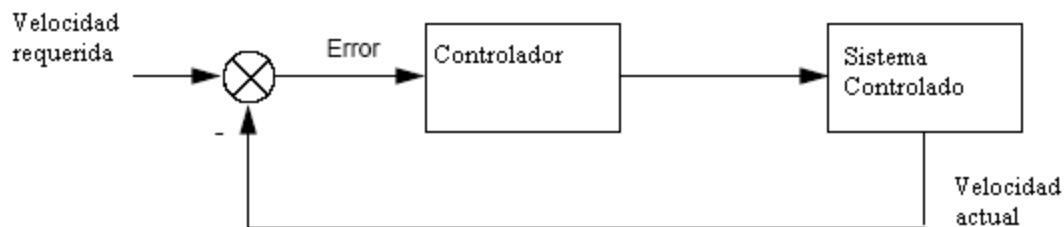


figura 3.5, circuito PI básico.

III.5 SELECCIÓN DEL MICROCONTROLADOR

Un Microcontrolador es un Circuito integrado o chip que incluye en su interior las tres unidades funcionales de una computadora: CPU, memoria y unidades de E/S, es decir, se trata de una computadora encapsulada, aunque de limitadas prestaciones y que normalmente se dedica a resolver una tarea específica. Es más pequeño que una caja de fósforos (y en ocasiones cuesta menos).

Un **microcontrolador** es un microprocesador optimizado para ser utilizado para controlar equipos electrónicos. Los microcontroladores representan la inmensa mayoría de los chips de computadoras vendidos. Se utilizan en casa entre una y dos docenas de microcontroladores. Pueden encontrarse en casi cualquier dispositivo eléctrico como lavadoras, horno microondas, teléfonos, etc.

Un microcontrolador difiere de una CPU normal, debido a que es más fácil convertirla en una computadora en funcionamiento, con un mínimo de chips externos de apoyo. La idea es que el chip se coloque en el dispositivo, enganchado a la fuente de energía y de información que necesite, y eso es todo. Un microprocesador tradicional no le permitirá hacer esto, ya que espera que todas estas tareas sean manejadas por otros chips.

Por ejemplo, un microcontrolador típico tendrá un generador de reloj integrado y una pequeña cantidad de memoria RAM y ROM/EPROM/EEPROM, significando que para hacerlo funcionar, todo lo que se necesita son unos pocos programas de control y un cristal de sincronización. Los microcontroladores disponen generalmente también de una gran variedad de dispositivos de entrada/salida, como convertidores de analógico a digital, temporizadores, UARTs y buses de interfaz serie especializados. Frecuentemente, estos dispositivos integrados pueden ser controlados por instrucciones de procesadores especializados. Los modernos microcontroladores frecuentemente incluyen un lenguaje de programación integrado, como el BASIC, C, C++, que se utiliza bastante con este propósito.

Los microcontroladores negocian la velocidad y la flexibilidad para facilitar su uso. Debido a que se utiliza bastante sitio en el chip para incluir funcionalidad, como los dispositivos de E/S (entrada/salida) o la memoria que incluye el microcontrolador, se ha de prescindir de cualquier otra circuitería.

Los microcontroladores más comunes en uso son:

- Atmel
 - AVR
- Hitachi
 - H8
- Holtek
 - HT8
- [Intel](#)
 - 8-bit
 - 8XC42
 - MCS51
 - 8xC251
 - 16-bit
 - MCS96
 - MXS296
- National Semiconductor
 - COP8
- Microchip
 - 12-bit instruction PIC
 - 14-bit instruction PIC
 - 16-bit instruction PIC
- Motorola
 - 8-bit
 - 68HC05
 - 68HC08
 - 68HC11

- 16 Bit
 - 68HC12
 - 68HC16
 - 32-bit
 - 683xx
- NEC
 - 78K
- ST
 - ST 62
 - ST 7
- Texas Instruments
 - TMS370
 - MSP430
- Zilog
 - Z8
 - Z86E02

- Rabbits
 - Rabbit 2000
 - Rabbit 3000

- Genérico
 - Algunas arquitecturas de microcontrolador están disponibles por tal cantidad de vendedores y en tantas variedades, que podrían tener, su propia categoría. Entre ellos encontramos, principalmente, las variantes de 8051 y [Z80](#).

III.6 REQUISITOS DE LA APLICACIÓN

Para seleccionar un microcontrolador es imprescindible analizar los requisitos mínimos para nuestra aplicación, como son:

Entrada/Salida.

- Se debe comunicar con la computadora y además con otros microcontroladores, si se intenta tener mas de un motor en operación.

Memoria

- Se necesita que incorpore memoria suficiente para almacenar los algoritmos de generación PWM, de comunicación, de conversión, tablas, etc.

Convertidores A/D

Debe poseer entradas para censar datos del exterior como velocidad, corrientes o voltajes.

Generación PWM

Para el sistema es imprescindible que posea las facilidades de módulos incorporados para generar señales PWM. Tomando en cuenta estos criterios sometemos a estudio tres de los microcontroladores más poderosos.

	Entrada/Salida	Memoria	Convertidores A/D	Salidas PWM
Rabbit 3000	7 puertos 8bits, 6 puertos series	1MB	10 A/D combinado PWM	4
PIC18F4331	4	768B	10	4
MC68HC08DB48	16	48k	6	16
MC68HC908MR32	6	16k	10	6PWMC

Tabla 3.1, Comparativa de Microcontroladores

Como observamos en la tabla anterior aparentemente el Rabbit 3000, es suficiente mente poderoso para manejar cualquier tarea, al poseer 1 MB de memoria disponible, pero tiene la desventaja de ocupar las salida PWM para la conversión analógica a digital. El PIC18F4331 solo posee cuatro salidas PWM y poca memoria para programar, y el MC68HC908MR32 no posee mucha memoria en comparación al Rabbit 3000 pero si posee salidas PWM las cuales son optimas para el control de este tipo de requerimientos y el convertidor A/D es independiente de el modulo PWM. El MC68HC08DB48 la capacidad de su memoria es un poco mas que el que el MR16, como observamos en la tabla 3.1, pero la cantidad de convertidores que posee es menor en comparación a todos los otros casos mencionados.

Veamos otros criterios

	Precio	Disponibilidad	Soporte	Herramientas de desarrollo
Rabbit 3000	\$17.00	E.U.	Ingles	z2k
PIC18F4331	?	E.U.	Ingles	PICASM
MC68HC08DB48	\$6	E.U. y México	DNA Español	Code Warrior
MC68HC908MR16	\$5.00	E.U. y México	DNA Español	CodeWarrior

tabla 3.2, Precios obtenidos de: <http://www.rabbitsemiconductor.com/>,
<http://www.microchip.com/> <http://www.motorola.com/>

Además los microcontroladores Rabbit3000, MC68HC908MR16, MC68HC08DB48, pueden ser controlados por medio de lenguaje C, representando una gran ventaja para el desarrollador.

Tomando en cuenta el precio y el soporte se decide por los microcontroladores de MOTOROLA MC68HC08DB48 y MC68CH908MR16.

Si vemos más a fondo sus características, obtendremos el microcontrolador indicado:

Características del **MC68HC08DB48**

- Alta-Rendimiento con arquitectura M68HC08.
- Código completamente compatible con las familias M6805, M146805, y M68HC05.
- Diseño de baja consumo de potencia
- Voltaje de operación 5V
- 6MHz de frecuencia interna y 24MHZ de frecuencia externa.
- 48,128 bytes de memoria programable FLASH.
- 1,024 bytes de (RAM)
- 6-canales de 8-bit, analog-to-digital convertidor (ADC)
- 16-canales de 8-bit (PWM)
- Especificaciones (USB) 1.0
- 32 (I/O) pines de propósito general
- Operación apropiada de computadora (COP)
- Circuito de seguridad de memoria FLASH
- IRQ programable
- Registro índice de 16-bits y stack pointer
- Transferencia de Memory-a-memory
- Rápida multiplicación 8×8
- Rápida instrucción de división 16/8
- Instrucción Binary-coded decimal (bcd)
- Tercera parte de Soporte para lenguaje C

Características del **MC68HC908MR16**

- Alta-Rendimiento con arquitectura M68HC08.
- Código completamente compatible con las familias M6805, M146805, y M68HC05.
- 8-MHz de frecuencia interna
- Memoria On-chip FLASH de 16 Kbytes
- 768 bytes de memoria (RAM)
- 6-canales de 12-bit PWM, centro-alineada o borde-alineada (PWMMC)
- Modulo periférico serie (SPI).
- Modulo Generador de Reloj (CGM)
- Inhibición de Bajo-voltaje (LVI)
- 10 canales (ADC)
- Operación apropiada de computadora (COP)
- Registro índice de 16-bits y stack pointer
- Transferencia de Memory-a-memory
- Rápida multiplicación 8×8
- Rápida instrucción de división 16/8
- Instrucción Binary-coded decimal (bcd)
- Soporte para lenguaje C

Los dos microcontroladores son muy parecidos y difieren principalmente en dos aspectos, primero y muy importante es que el **MC68HC908MR16** tiene completo soporte para lenguaje C, mientras que el **MC68HC08DB48** no es completamente compatible con lenguaje C. Esto es una gran desventaja para el **MC68HC08DB48**. Aunque aun se puede programar completamente en ensamblador, entonces veamos el segundo aspecto el modulo PWM.

MODULO PWM para **MC68HC08DB48**

16 canales PWM de 8-bits están disponibles, los canales del 0 al 7 están compartidos con el puerto B bajo el control del registro 1, los canales del 8 al 15 son compartidos el puerto A, bajo el control de registro 2.

Descripción de funcionamiento.

Cada canal PWM esta compuesto de registros de 8 bits los cuales contienen en los 5 bits MSB la porción PWM y en los 3 bits LSB poseen un multiplicador

El valor programado en los 5 bits MSB determinara la longitud de la salida, la frecuencia de el reloj es de 187.5KHz a 6 MHz de reloj. Los 3 bits LSB generaran un número de pulsos los cuales son igualmente distribuidos a lo largo de los 8 ciclos PWM. El número de pulsos generados es igual al número programado en los tres bits LSB. Combinando los 5-bits MSB junto con los 3 bits LSB, el duty cycle promedio en la salida será $(M+N/8)/32$, donde M es el contenido de los 5 bits MSB, y N es el contenido de los 3 bits LSB

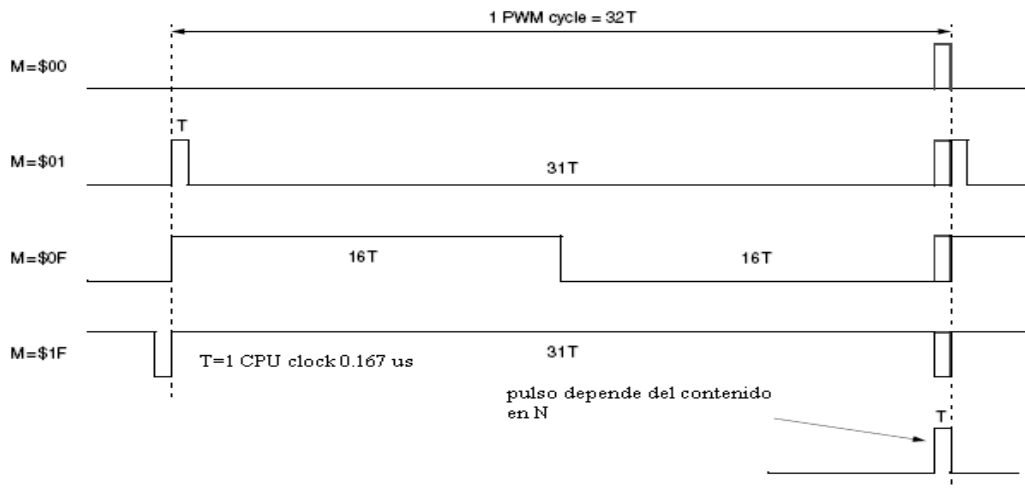


figura 3.5, ciclo PWM del microcontrolador DB48

Teniendo en cuenta que un ciclo PWM es $32T$ y que $1T=0.67\mu s$ la frecuencia mínima por ciclo PWM es de 46.6kHz que es muy grande para nuestros propósitos.

Aunque en un principio se eligió trabajar con el microcontrolador **MC68HC08DB48** debido a que posee 16 salidas PWM, y se creía poder manejar dos motores diferentes con un solo dispositivo, las salidas PWM para el **MC68HC908MR16** son de 12 bits, poseen protecciones en la salida al efectuarse un error, sus bits son programados independientemente por software, además no afecta ningún puerto, tienen corrientes de drenaje de 20mA por tanto posee más ventajas sobre el módulo PWM del **MC68HC08DB48**.

III.7 COMUNICACIÓN SERIAL (SCI)

El módulo de comunicación serial (SCI) permite una comunicación de alta velocidad asíncrona con dispositivos periféricos y otros microcontroladores.

Las características de el módulo incluyen:

- Operación Full-duplex

- 32 velocidades programables
- Longitud programable de carácter de 8-bit ó 9-bit.
- Transmisor y Receptor separados
- Polaridad programable de la salida de transmisor.
- Dos métodos de recepción:
 - Idle line wakeup
 - Address mark wakeup

- Operación de manejo de interrupciones con ocho banderas:
 - Transmitter empty
 - Transmission complete
 - Receiver full
 - Idle receiver input
 - Receiver overrun
 - Noise error
 - Framing error
 - Parity error
 - Receiver framing error detection
- Chequeo de paridad por Hardware

Descripción Funcional.

La figura 27 muestra la estructura de le modulo SCI.

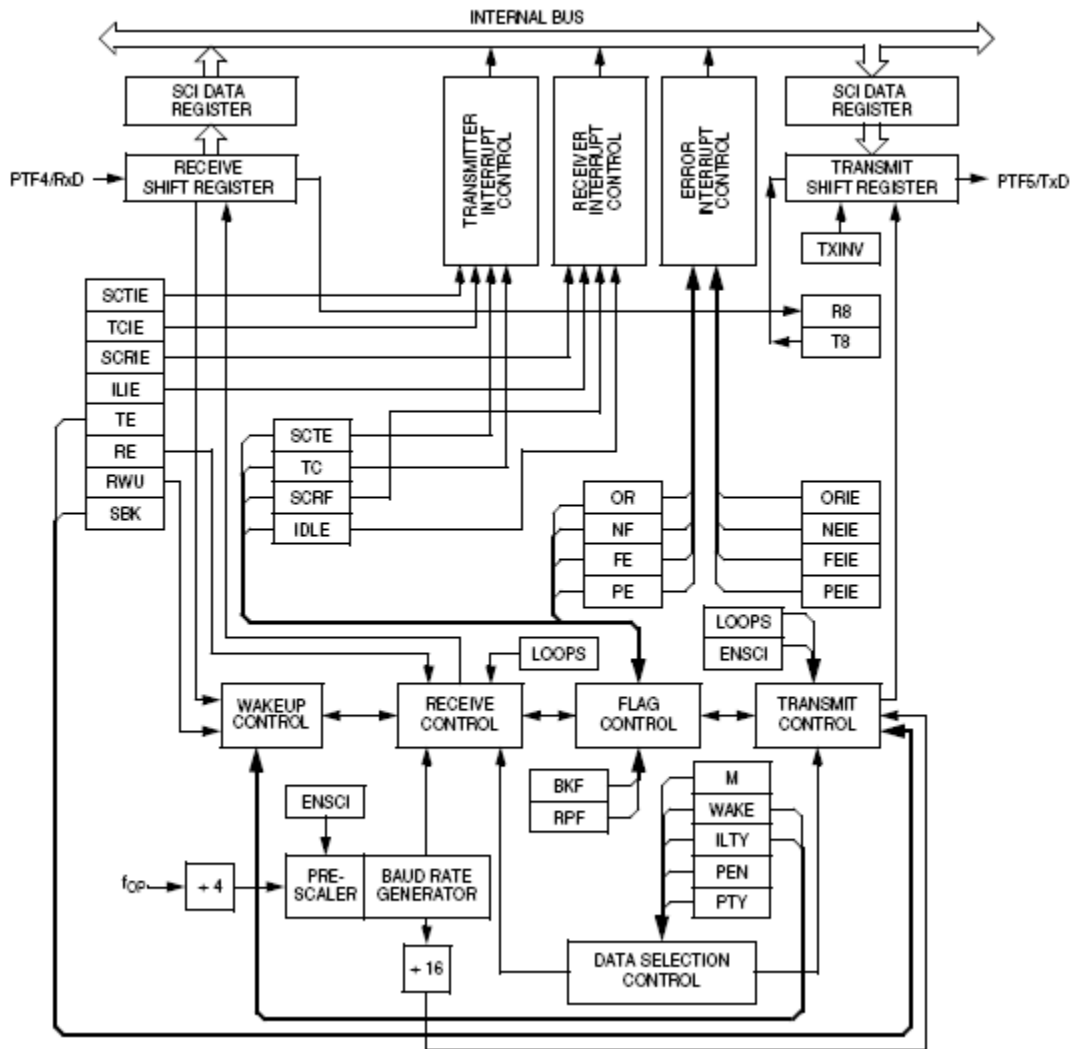


figura 3.7, Estructura del modulo SCI, para comunicación entre los microcontroladores

Sumario de los registros SCI

	Bit 7	6	5	4	3	2	1	Bit 0	
Control Register 1 (SCC1)	Read:	LOOPS	ENSCI	TXINV	M	WAKE	ILTY	PEN	PTY
	Write:								
	Reset:	0	0	0	0	0	0	0	0
Control Register 2 (SCC2)	Read:	SCTIE	TCIE	SCRIE	ILIE	TE	RE	RWU	SBK
	Write:								
	Reset:	0	0	0	0	0	0	0	0
Control Register 3 (SCC3)	Read:	R8	T8	0	0	ORIE	NEIE	FEIE	PEIE
	Write:	R		R	R				
	Reset:	U	U	0	0	0	0	0	0
Status Register 1 (SCS1)	Read:	SCTE	TC	SCRIF	IDLE	OR	NF	FE	PE
	Write:	R	R	R	R	R	R	R	R
	Reset:	1	1	0	0	0	0	0	0
Status Register 2 (SCS2)	Read:	0	0	0	0	0	0	BKF	RPF
	Write:	R	R	R	R	R	R	R	R
	Reset:	0	0	0	0	0	0	0	0
Data Register (SCDR)	Read:	R7	R6	R5	R4	R3	R2	R1	R0
	Write:	T7	T6	T5	T4	T3	T2	T1	T0
	Reset:	Unaffected by reset							
Baud Rate Register (SCBR)	Read:	0	0	SCP1	SCP0	0	SCR2	SCR1	SCR0
	Write:	R	R			R			
	Reset:	0	0	0	0	0	0	0	0

R = Reservado U = no se ve afectado

figura 3.8, sumario registros SCI

III.8 PROGRAMACIÓN DEL MC68HC908MR16

Para programar el microcontrolador **MC68HC908MR16** se necesita una interfaz física como una tarjeta y también un software especial, y juntos logren que el micro entre a modo monitor (MON) para estar completamente listo para su programación, a continuación se muestran diferentes tarjetas y software que se puede utilizar para programar este microcontrolador.

Tarjetas para la programación

LAUTERBACH

Esta interfase conecta al emulador/depurador Lauterbach usando la API TRACE32. nótese que se necesita poseer el software TRACE32 de Lauterbach instalado no es gratis.

HITEX

Con esta tarjeta se logra una interfaz que conecta hacia el emulador Hitex. Utilizando el software HiTop.

MOTOROLA SERIAL MONITOR.

Esta interfase se conecta al microcontrolador utilizando el software instalado en el microcontrolador este software llamado monitor esta instalado de fabrica en el chip.

P&E HARDWARE DEBUGGING

Este dispositivo diseñado para depurar, utiliza la tableta ICS de motorola, P&E multiLink, P&E Power08, o conexión directa en modo monitor (MON08).

M68EVB908Q BOARD

De BUNKER, esta tarjeta es muy sencilla y puede utilizar diferente software.

Alternativa a las Tarjetas.

Construir un circuito para comunicación con el microcontrolador, utilizando el diagrama proporcionado en la hoja de datos del fabricante.

SOFTWARE

Entre el software mas conocido para programar este microcontrolador se encuentran:

ICS08MR

Este software de **P&E Micro** puede conseguirse gratuitamente en la pagina de descarga de **P&E Micro**, <http://www.pemicro.com/>.

Code Warrior

CodeWarrior Development Estudio de [Metrowerks](#), una empresa de Motorola, es una sofisticada herramienta de desarrollo para varias plataformas, incluyendo las familias HC08 y HCS08 de microcontroladores.

Cosmic Software

[Cosmic Software](#) tiene un conjunto de herramientas de desarrollo para la familia HC08. Estas incluyen un IDE, Assembler, Compilador ANSI C, Debugger y soporte para grabador. La versión [Lite](#) es **gratuita** y genera código hasta 4 Kb.

ICC08

[Image Craft](#) Ofrece el ICC08, un compilador C para toda la familia HC08.

Byte Craft

[Byte Craft](#) también ofrece un compilador C para la familia HC08.

Microgrades

[Microgrades](#) es un sistema de desarrollo gráfico para microcontroladores que utiliza una interfase similar a la del lenguaje ladder de los PLC. Ha sido desarrollado en Colombia y está íntegramente en español.

Nota. No existe un paquete universal para todos los micros (ni siquiera para todos los HC08). Cada subfamilia de micros (aquellos con características similares) tienen un entorno de desarrollo propio, aunque el funcionamiento es el mismo para todos.

III.8.1 ELECCIÓN DE TARJETA Y DE SOFTWARE.

Como primera elección se tenía contemplada la tarjeta **M68EVB908Q BOARD**, En el anexo B muestra la tarjeta, inclusive se compró y se mando traer, sin embargo la comunicación no funciono, en realidad la falla no se pudo detectar y considerando la presión del tiempo se decidido utilizar el circuito proporcionado en las hojas de datos del fabricante, debido a lo simple del circuito y se logra un mayor grado de control para programar el microcontrolador, además si se daña un circuito no se tiene que volver a comprar toda la tarjeta.

Con respecto al software se elige Code Warrior, debido a que Metroworker es una empresa de MOTOROLA, y esto garantiza compatibilidad con el microcontrolador.

Monitor ROM (MON)

El modo monitor es un estado del microcontrolador que permite comunicación serial con una computadora. El modo monitor ó monitor ROM (MON), permite un completo acceso al microcontrolador a través de una interfase. Para entrar en modo monitor se puede llevar a cabo utilizando mínimos requisitos de hardware.

Características incluidas:

- Funcionalidad Normal en modo-usuario
- Un pin dedicado a la comunicación serial entre el microcontrolador y la computadora.
- Velocidad de transmisión desde 4800 baudios hasta 28.8 K baudios
- Ejecución del código en la RAM y ROM.

Descripción Funcional

El monitor ROM recibe y ejecuta comandos desde la computadora. La Figura 3.9 muestra el circuito usado para entrar a modo monitor y comunicarse con la computadora vía una interfase estándar RS-232.

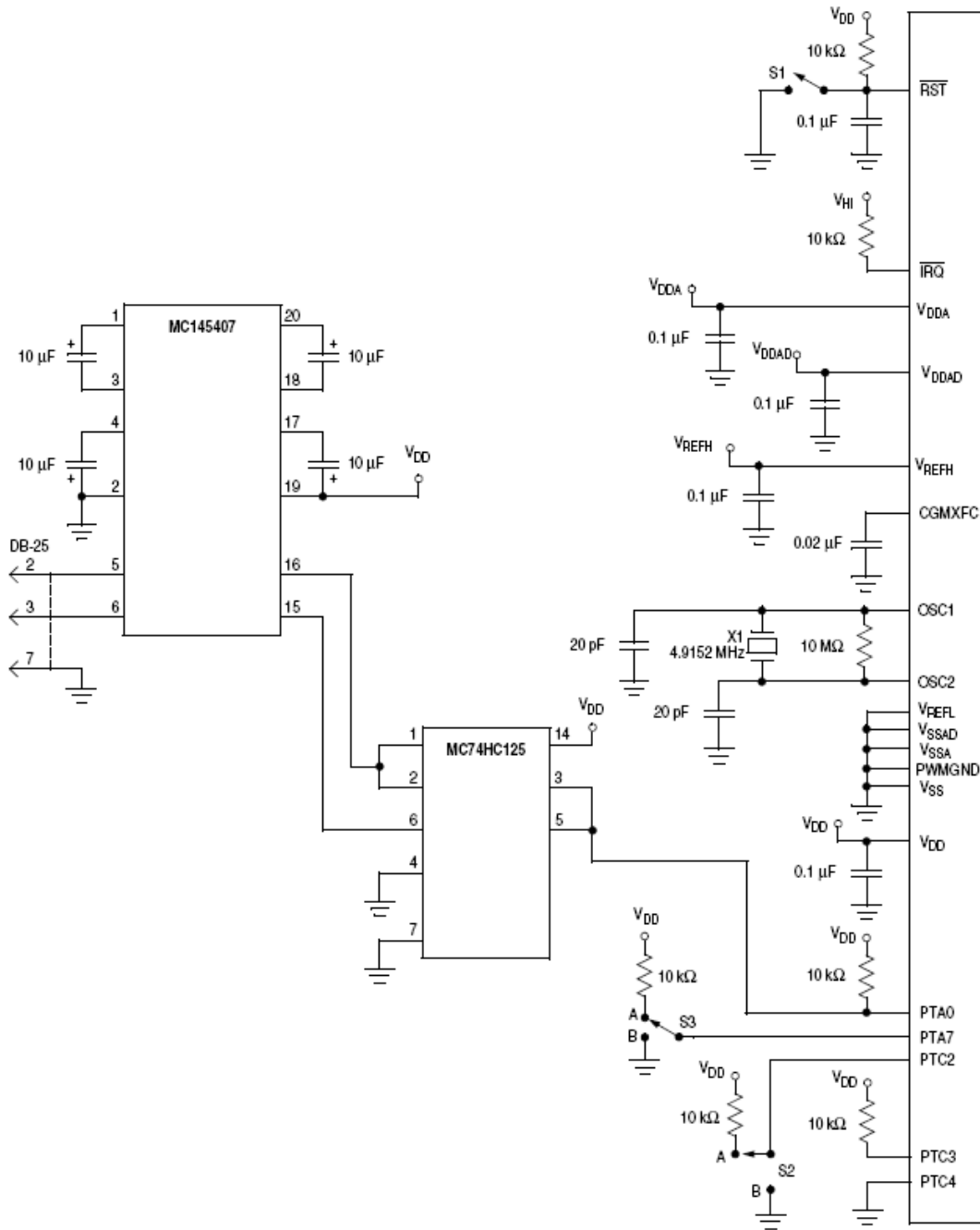


figura 3.9, circuito para entrar a modo Monitor

Debido a la falta de algunos los elementos en el país se ha sustituido el chip MC145407 que funciona para comunicación en paralelo, por un MAX232, que es para comunicación en serie curiosamente el circuito funciona perfectamente. El nuevo circuito se muestra a continuación

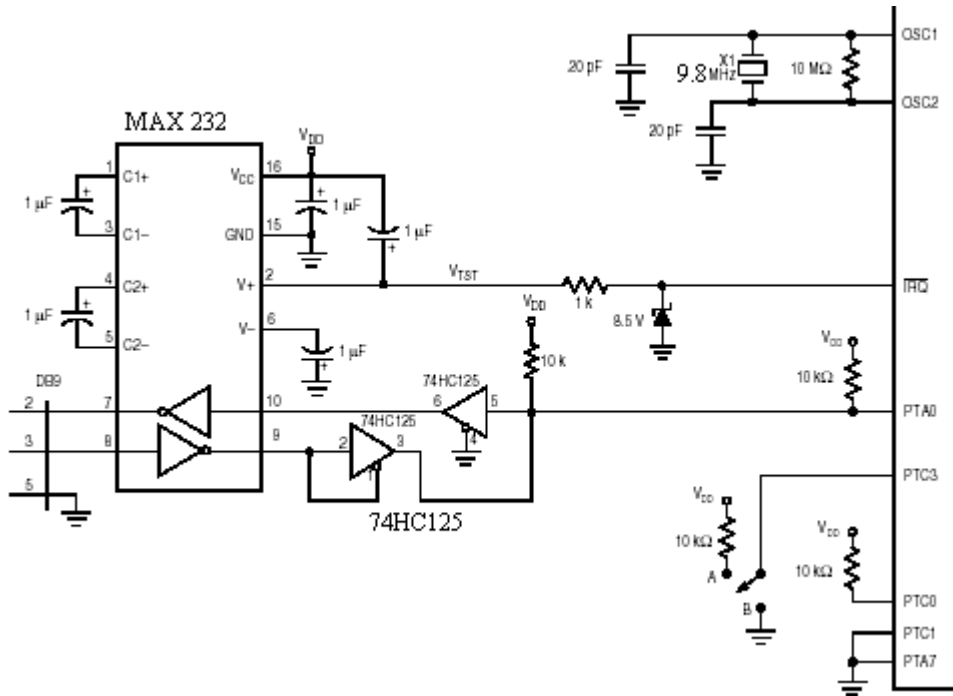


figura 3.10 Nuevo circuito usando MAX232

Code Warrior

Además de un entorno integrado de desarrollo (IDE) que incluye un administrador de proyectos y un editor de textos, Code Warrior está integrado a un completo conjunto de herramientas tales como Ensamblador, Compilador de C/C++, Linker, Simulador y Visualizador de datos.

Un completo conjunto de plantillas o proyectos prearmados permiten comenzar un proyecto rápidamente sin perder tiempo en la configuración de las distintas partes que componen Code Warrior.

Otra herramienta incluida en Code Warrior es [Processor Expert](#), que permite el desarrollo "visual" de aplicaciones a través de módulos prediseñados escritos en ANSI C, lo que

permite al programador despreocuparse de algunos detalles, tales como la configuración de los distintos módulos de hardware incluidos en el micro (Timer, A/D, etc).

La "Special Edition" de Code Warrior para HC(S)08 es gratuita. Esta versión no tiene límite en cuanto al assembler, pero sí en el código generado por el compilador de C, que no puede ser mayor a 4Kb. Además, hay algunas herramientas de depuración y visualización que no están incluidas. La figura 3.11 muestra las ventanas de compones code warrior. En el anexo A se incluye los pasos para crear un proyecto en CodeWarrior.

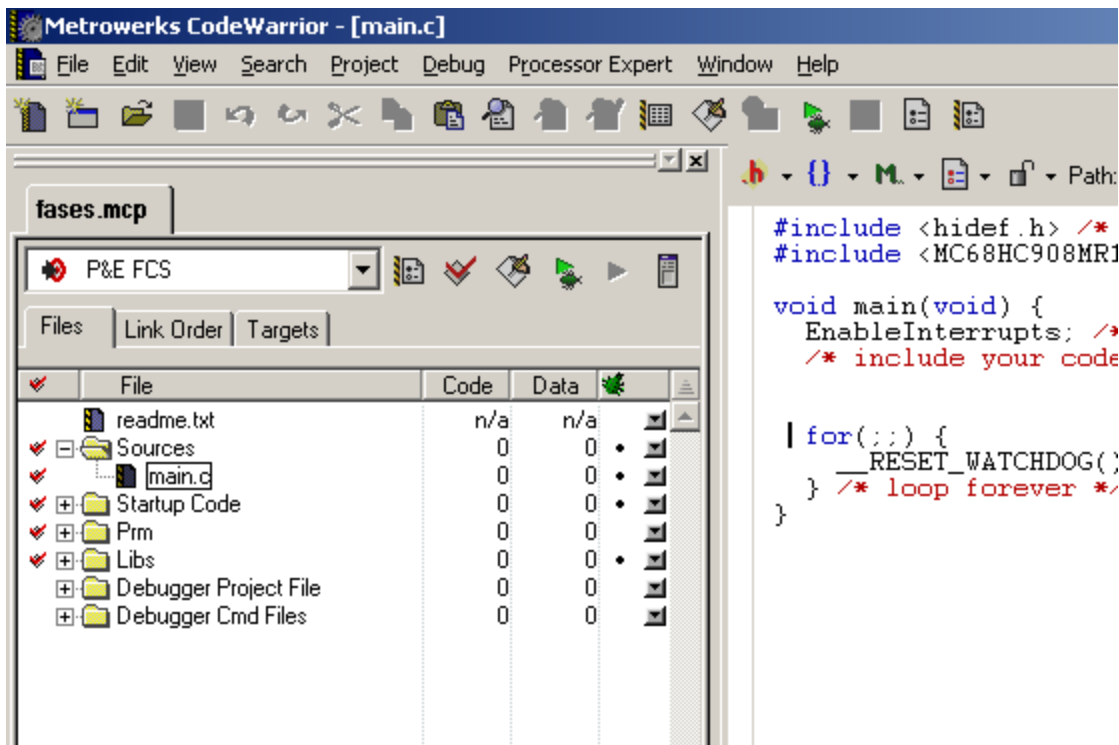
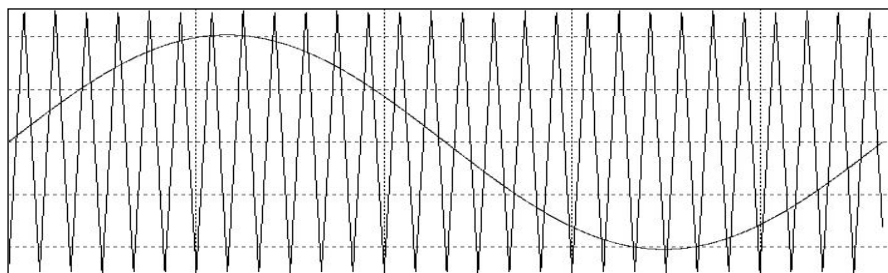


figura 3.11, Pantalla principal de CodeWarrior

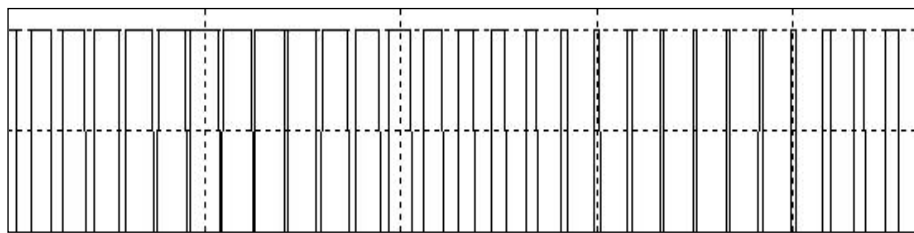
III.9 MODULACIÓN PWM ANALÓGICA VERSUS MODULACIÓN PWM DIGITAL

Analógica

La forma de realizar una modulación de ancho de pulso mediante técnicas analógicas es ampliamente conocida, y se basa en la comparación de la señal senoidal de referencia con una señal triangular de mayor frecuencia, denominada portadora, (método sub-oscilatorio). La intersección entre ambas señales determina los instantes de conmutación de la salida PWM. La figura 3.12 muestra las graficas de la modulación analógica



a)



b)

figura 3.12 Modulación analógica, a) comparación entre una señal triangular y una seno, b) salida del comparador

El espectro armónico de esta señal revelaría un primer armónico de frecuencia igual a la de la señal de referencia y una serie de armónicos en bandas alrededor de múltiplos de la frecuencia de la portadora. La relación entre la amplitud de la señal de control y la amplitud de la portadora se denomina índice de modulación de amplitud. Cuando el índice de

modulación de amplitud es menor que la unidad se dice que la modulación es lineal, siendo la amplitud del primer armónico de la onda PWM proporcional a la amplitud de la señal de control. Cuando el índice de modulación de amplitud es mayor que la unidad, el sistema entra en un estado de saturación denominado sobre modulación, donde ya no se verifica la relación anterior, y la señal PWM de salida tiene una mayor tasa de armónicos.

La relación entre la frecuencia de la portadora y de la señal de control se denomina índice de modulación de frecuencia. La forma más simple de realizar la modulación consiste en utilizar una portadora de frecuencia fija, es decir, trabajar con un índice de modulación de frecuencia variable. Esta técnica de modulación se denomina modulación asíncrona. Para conseguir armónicos de alta frecuencia, que sean fáciles de filtrar, interesará trabajar a frecuencias de conmutación elevadas, aunque, por otro lado, esto supone aumentar las pérdidas por conmutación en los semiconductores de potencia. Otra forma de realizar la modulación PWM consiste en utilizar un índice de modulación entero impar y múltiplo de tres, sincronizando la señal de control y la portadora de manera que se corten en los pasos por cero de la primera con pendiente opuesta. De esta forma puede conseguirse una tasa de armónicos razonable con un índice de modulación de frecuencia de 15 ó 21. Esta técnica se denomina modulación sincronía, y presenta la complejidad de tener que sincronizar la portadora con una señal de control de frecuencia variable.

Digital

La realización del método de modulación descrito mediante técnicas digitales supone comparar una señal de referencia senoidal muestreada con la cuenta proporcionada por un contador, que hace la función de portadora. Este método se denomina muestreo natural. La comparación de estas dos señales es una tarea que requiere un tiempo de cálculo considerable, puesto que debe realizarse a la frecuencia del contador, que deberá de ser elevada para obtener una resolución apropiada. Para liberar al microcontrolador de esta tarea, esta función se puede realizar mediante un hardware específico implementado en el mismo chip del microcontrolador.

Por ello, los microcontroladores modernos incluyen unidades de comparación que generan señales digitales de control PWM trifásicas a partir de los tiempos de conmutación suministrados por la CPU. De esta forma, la realización de una modulación PWM mediante

un microcontrolador se reduce al cálculo de los tiempos de conmutación y la descarga de estos valores en los registros de la unidad de comparación.

Un método de cálculo, denominado muestreo uniforme simétrico, consiste en muestrear la señal de control senoidal a una frecuencia igual a la frecuencia de la portadora, $f_c=1/T_c$. Los tiempos de conmutación se calculan en tiempo real a partir del valor de la señal de referencia muestreada.

III.10 CONSIDERACIONES PRÁCTICAS

La realización de un sistema de modulación PWM digital deberá tener en cuenta ciertas consideraciones de índole práctica, que se citan a continuación. Dependiendo de la sofisticación del sistema digital empleado en la realización, puede que éstas hayan sido tenidas en cuenta en la implementación hardware de las unidades PWM de salida. Si no es así, será necesario tenerlas en cuenta en el programa de modulación. Otras veces, las consideraciones relativas al tiempo muerto y a la eliminación de pulsos son tenidas en cuenta en el driver de acondicionamiento de los pulsos de disparo de los interruptores de potencia, por lo que no es necesario considerarlas en la realización digital de la modulación. Se conoce que usando una modulación no sinusoidal se puede mejorar considerablemente el espectro armónico de la salida PWM. Concretamente, añadiendo un tercer armónico a la señal senoidal de referencia, se minimizan los componentes armónicos de señal de salida. Además, se consigue que la zona de modulación lineal se extienda por encima de un índice de modulación de amplitud, lo cual redundará en un mejor aprovechamiento de la tensión de continua del inversor. Existen dos maneras básicas de distribuir los tiempos de conducción en un ciclo de modulación, calculados para cada interruptor; dando lugar a pulsos alineados o pulsos centrados. Si el encendido de los interruptores superiores de cada rama del inversor se realiza al inicio del ciclo, se obtendrán pulsos alineados. Si el tiempo de conducción se distribuye simétricamente en el ciclo de modulación, se obtendrán pulsos centrados. Se comprueba fácilmente que la primera forma de aplicar el pulso lleva consigo una asimetría que origina una mayor tasa de armónicos.

Dado que la conmutación de los semiconductores de potencia no es instantánea, es de sobra conocida la necesidad de dejar un tiempo muerto desde que se corta un

semiconductor hasta que se aplica la señal de disparo al semiconductor complementario. Evidentemente, estos tiempos muertos van a provocar un aumento del contenido de armónicos de la señal PWM. Por estas mismas razones, y dado que cuando el índice de modulación de amplitud es muy pequeño o cercano a la unidad, la anchura de algunos pulsos puede ser de un tiempo excesivamente corto, será necesario incluir algún mecanismo de eliminación de pulsos, que evite aplicar pulsos de disparo demasiado cortos a los interruptores de potencia.

III.11 DISEÑO DEL SOFTWARE

III.11.1 GENERACIÓN DE SEÑAL PWM.

Debemos tomar en cuenta que los inversores en general son circuitos de potencia que permiten la conversión de corriente directas en corriente alterna con amplitud y frecuencia variables, y que existen diferentes estrategias de control en inversores trifásicos: modulación de 120°, modulación de 180°, modulación constante de ancho de pulso y modulación senoidal de ancho de pulso (SPWM), otra cosa a tomar en cuenta es que el circuito de potencia consta de 6 interruptores controlables(BJT's), para el caso de la figura 3.13. Ahora, la idea detrás de SPWM es generar el patrón de conmutación para los seis elementos de potencia que integran el puente trifásico del inversor con el fin de producir una salida de voltaje balanceada.

Bases del Esquema

El índice de modulación para la amplitud M:

$$M = \frac{A_m}{A_p}$$

Donde A_m : Amplitud de la señal moduladora y A_p Amplitud de la señal portadora

La frecuencia de salida f_o se define por medio de la frecuencia de la señal moduladora. De esta manera, las características del voltaje por fase se regulan modificando los parámetros (M, f_o).

La estructura general del inversor trifásico se muestra en la figura 3.13, donde se debe determinar el patrón de conmutación para los elementos ($Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_5, Q_6$), con el objeto de producir una señal senoidal balanceada entre los puntos (A, B, C) con respecto del punto neutro N. Es decir el voltaje V_{AN} debe estar desfasado 120° con respecto de V_{BN} y V_{CN} .

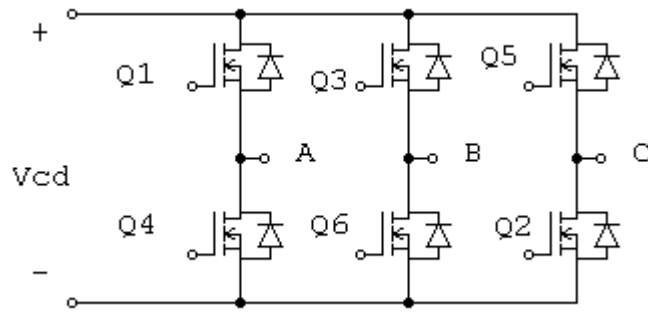


Figura 3.13, inversor trifásico general

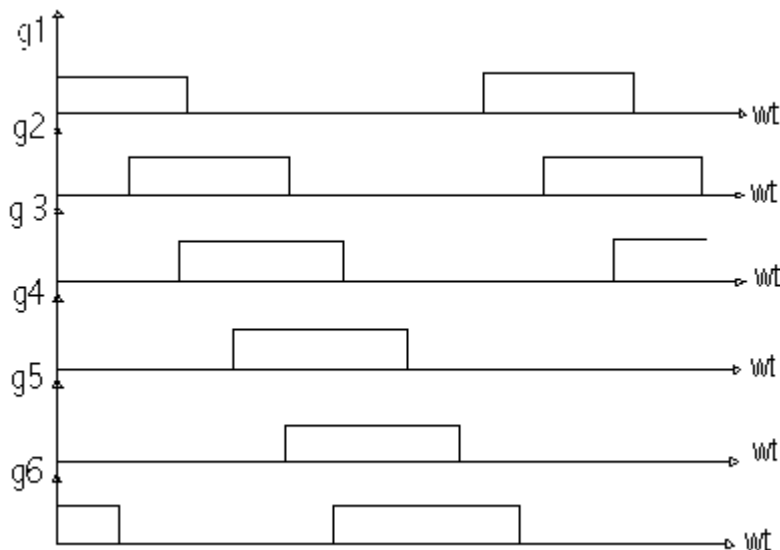


figura 3.14, Pulsos de entrada a las compuertas de los BJT's de la figura 3.12

En este tipo de control cada interruptor conduce durante 120° . En cualquier instante del tiempo solo conduce dos interruptor. Las señales de activación se muestran en la figura 3.14 la secuencia de conducción de los interruptores BJT's de laa figura 3.13 es 61, 12, 23, 34, 45, 56, 61.

Si colocamos una carga trifásica resistiva a la salida del inversor obtenemos las graficas siguientes para los voltajes de fase y de línea-línea.

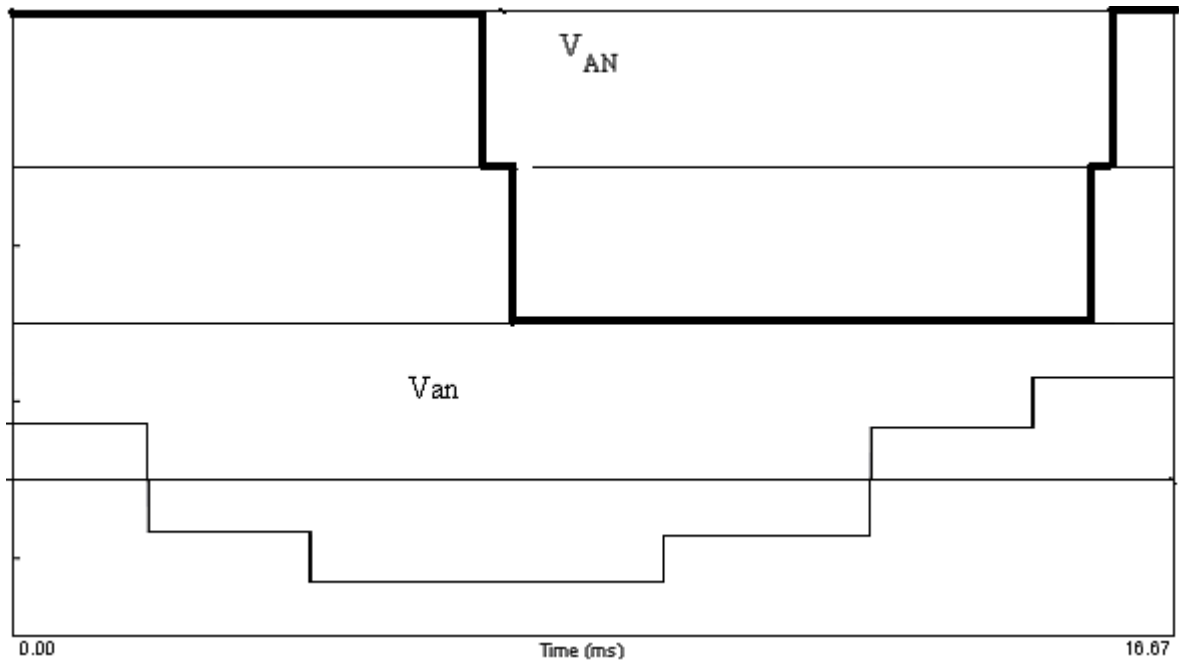


figura 3.15, el grafico superior revela un voltaje línea-neutro, el inferior muestra un voltaje de fase

Para poder generar las señales de la figura 3.15 existen ciertos métodos y son dependientes de la imaginación del programador, existen microcontroladores que traen instalado en su memoria unos programas cuya base es leer una tabla guardada en la ROM, un ejemplo de esto es el microcontrolador MC3PHAC de MOTOROLA, el cual en su memoria tiene guardada una tabla de una señal seno y la grafica se va generando al leerla, si aumentamos el índice de lectura podemos variar su frecuencia..

Por lo tanto se ha decidido guardar en la memoria del microcontrolador una tabla que tenga la cuarta parte de una onda seno,


```
#pragma CONST_SEG CONST_ROM

const unsigned int wavequad[256] =
{
0    ,
1    ,
2    ,
4    ,
5    ,
6    ,
7    ,
9    ,
```

figura 3.16 archivo con la información de la onda seno

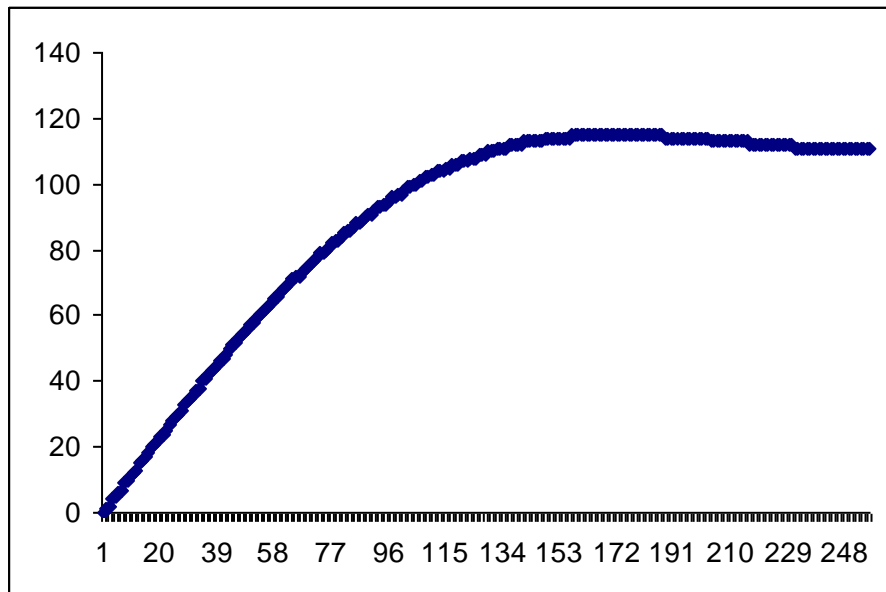


figura 3.17 Grafica de la tabla de la figura 3.16

En la siguiente figura se encuentra una sección de código que lee la tabla denominada “wavequad”, que es la única tabla necesaria para lograr generar las señales requeridas. Para mayor detalle sobre el programa completo, ver el Anexo J.

```

for(;;) {

    PCTL1 &= 0xef;          /* clear PWMF bit */
    /* FASE A */
    if (Wave_ptr_a < 0x4000) /* QUADRANT 1 */
    {
        Quad_ptr = (Wave_ptr_a)<<2; /* calcula el puntero en el cuadrante
                                     de la onda */
        Table_value = (wavequad[Quad_ptr>>8]); /* coloca el valor de la tabla */
        Pwmmod_wave = (Table_value * Amplitude); /* escala por amplitud */
        PVAL1 = (Pwmmod_wave>>8) + (PWM_MODULUS/2);
    }
}

```

figura 3.18, lazo principal lectura de la tabla

Variación de la Frecuencia y Amplitud.

Es conocido que se debe mantener una relación lineal V/f, voltaje sobre frecuencia esto se logra primero haciendo variaciones con la longitud como se demuestra a continuación:

Amplitud

Se realiza, variando el valor de los registros PVAL1, PVAL2 y PVAL3, para cada fase correspondiente, como lo muestra el código siguiente.

```

PVAL1 = (Pwmmod_wave>>8) + (PWM_MODULUS/2);

```

figura 3.19, variación de amplitud

Frecuencia

```

Wave_ptr_a

```

Se varia introduciendo valores al puntero Wave_ptr_a.

Incrementando el valor de puntero para generar variaciones de frecuencias, este retardo se puede apreciar en el programa que se hace en Labview, que será mostrado mas adelante.

-Puertos de Microcontrolador a usar

Debido a la independencia (ósea que no comparte funciones con otros módulos) del puerto A, será este el puerto que se utilizará para la comunicación de datos, y también se hará uso del puerto C para propósitos de control, la tabla 6 muestra la forma:

PORT A	PORT C								Valor
	C7	C6	C5	C4	C3	C2	C1	C0	
X	0	0	0	0	0	0	0	0	PC envía velocidad motor 1
X	0	0	0	0	0	1	0	0	PC lee velocidad motor 1
X	0	0	0	0	1	0	0	0	X
X	0	0	0	0	1	0	0	1	X
X	0	0	0	0	1	1	0	0	X
X	0	0	0	0	1	1	0	1	X
X	0	0	0	1	0	0	0	0	X
X	0	0	0	1	0	0	0	1	X
X	0	0	0	1	0	1	0	1	X

tabla 3.3 ,Muestra los estado para la utilización del puerto C,(donde la variable X = no importa).

III.12 COMUNICACIÓN CON LA COMPUTADORA Y EL PROGRAMA LABVIEW PARA WINDOWS.

Para lograr la comunicación con la computadora utilizando el puerto paralelo, primero es necesario conocer la dirección de puerto, como funciona y como lo puede manejar LabView, además de conocer que puerto del microcontrolador nos servirá para la comunicación en paralelo, para responder estas interrogantes vamos en orden

-Dirección del Puerto Paralelo:

La dirección de puerto paralelo es la 0x378, en hexadecimal

-Como funciona el Puerto Paralelo:

La lógica de funcionamiento es utilizando un “handshaking” que es de la forma siguiente:

Transmisor

- 1- El transmisor coloca los datos en el puerto de datos 0x378
- 2- Coloca la señal “Strobe” a cero para indicar al receptor que hay datos (activa).
- 3- Espera en un lazo hasta que el receptor active la señal “Acknowledge”
- 4- Coloca la señal “Strobe” a 1 (desactiva)

Las señales del puerto paralelo que se utilizan en la descripción del transmisor son descritas mas adelante en la tabla 3.6.

Receptor

- 1- Espera en un lazo hasta que se active la señal “Strobe”
- 2- Lee los datos del puerto de datos
- 3- Activa la señal “Acknowledge”
- 4- Espera hasta que la señal “Strobe” se desactive.

-¿Como maneja LabView el puerto paralelo?

Para responder esto se hace necesario aclarar que LabView puede comunicarse con el puerto de diferentes maneras pero por simplicidad se ocupa una función avanzada llamada PORT I/O, con la cual se puede escribir y leer a cualquier puerto cuya dirección se conozca.

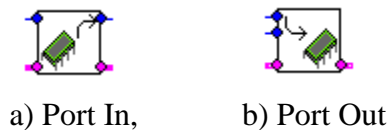


figura 3.23 a y b Muestra el puerto de entrada/ salida

III.13 COMUNICACIÓN CON LA COMPUTADORA Y EL PROGRAMA LABVIEW PARA LINUX

Labview para linux no contempla la función avanzada PORT I/O, por tanto se hace uso de una herramienta del mismo Labview, llamada “Nodo de interfase de código”, esta función es una aparente caja negra la cual tiene entradas y salidas, en realidad lo que sucede es que la variable de entrada es modificada por medio del código, para esto se utiliza lenguaje C.

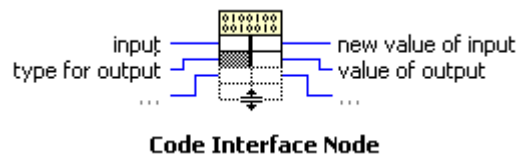


Fig.3.24 Nodo de interfaz.

El proceso para transmitir datos al puerto paralelo desde Linux es el siguiente:

Si se a programado en C I/O's bajo DOS, recordará las conocidas funciones out, inp, ...del C o del ensamblador 8086 las cuales servían para atacar a un puerto de I/O determinando a través del mapeado de direcciones de memoria. En Linux el parecido de las funciones es claramente exacto, ya que a nivel de kernel implementado estas funciones que directamente llaman las instrucciones del 8086

La dirección BASE, puede ser: 0x378, 0x278, 0x3bc. Dependiendo del puerto a utilizar (/dev/lp0,/dev/lp1,/dev/lp2).

El puerto BASE llamado también **Data Port** controla las señales de datos **D0..D7**, cada señal es un bit [0,1] que corresponde a los valores de tensión 0v y +5v. Para utilizar las funciones de manejo de I/O mapeadas se debe tener en cuenta que se necesitan permisos a un rango de direcciones a las cuales se tiene que acceder, para ello utilizamos la función *ioperm* .

```
Ioperm(BASEADDR, rango, activar);
```

El parámetro rango es para indicar el rango de direcciones a dar permiso y el parámetro activar (1 = Dar permiso o 0=Quitar permiso)

Una vez dado el permiso al rango de direcciones a utilizar, se podrán utilizar las funciones del estilo outb, inb,etc... Para poder usar estas funciones de bajo nivel se tiene que incluir el header sys/io.h .Para compilar el programa utilizaremos el parámetro -O2

```
$ gcc -O2 -o "nombre de programa.c"
```

el programa seria de la siguiente forma:

```
#include <stdio.h>
#include<sys/io.h>
#define direccio_pp 0x378

int main(void)
{
    ioperm(direccio_pp,1,1);
    outb(dato_del puerto,direccio_pp);
    ioperm(direccio_pp,1,0);
}
```

III.14 DISEÑO DE HARDWARE

Conexiones Paralelo y Serie

Para la programación del microcontrolador se usa el puerto serie de la PC, y para mandar enviar y recibir datos desde la computadora necesitamos el puerto paralelo.

Puerto Serie

La figura 3.25 muestra el conector serial y el pin out, usado como interfase entre la computadora y el microcontrolador

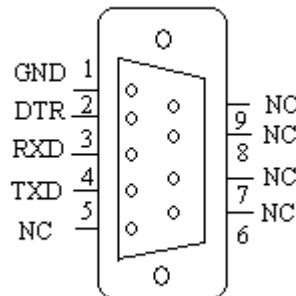


figura 3.25, pin out puerto serie DB9

Puertos Paralelo

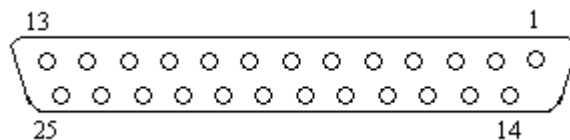


figura 3.26, conector puerto paralelo, DB25

El puerto paralelo de una típica PC utiliza un conector hembra de tipo D de 25 patitas (DB-25 S), éste es el caso mas común, sin embargo es conveniente mencionar los tres tipos de conectores definidos por el estándar IEEE 1284, el primero, llamado 1284 tipo A es un conector hembra de 25 patitas de tipo D, el segundo conector se llama 1284 tipo B que es un conector de 36 patitas de tipo centronics y lo encontramos en la mayoría de las impresoras; el tercero se denomina 1284 tipo C, se trata de un conector similar al 1284 tipo

B pero más pequeño, además se dice que tiene mejores propiedades eléctricas y mecánicas, la siguiente tabla describe la función de cada patita del conector

Patita	E/S	Polaridad activa	Descripción
1	Salida	0	Strobe
2~9	Salida	-	Línea de Datos
10	Entrada	0	Línea Acknowledge
11	Entrada	0	Línea Busy
12	Entrada	1	Línea falta de papel
13	Entrada	1	Línea Select
14	Salida	0	Línea falta de papel
15	Entrada	0	Línea de Error
16	Salida	0	Línea Init
17	Salida	0	Línea Select input
18~25	-	-	No usados

Tabla 3.4, descripción de los pines del puerto paralelo

III.15 FUNCIONAMIENTO

III.15.1 FUNCIONAMIENTO DEL CIRCUITO EN GENERAL

El sistema del inversor trifásico funciona de tal forma que al aplicarse una señal de corriente alterna(220v) es rectificadora por unos cuantos diodos que están capacitados para soportar las cantidades de corrientes y voltajes nominales de la carga a la cual esta expuesta, el valor de DC obtenido a la salida del rectificador pasa a través de un filtro que esta compuesto por un capacitor, que es capaz de suavizar los rizados que se obtienen todavía del rectificador. El capacitor esta especificado para soportar los niveles de voltaje y corriente que toma de la parte del rectificador. El voltaje ya obtenido de la parte del filtrado es tomada por el inversor trifásico, que esta compuesto por tiristores, diodos, capacitores, resistencias y bobinas que se encargan de proporcionar un voltaje de corriente trifásica con sus fases desplazadas 120° entre si. A las compuertas de los tiristores llega un nivel de voltaje de corriente directa mínimo para poder activar dichos elementos, este voltaje pasa a través de sistema de acoplamiento que sea capaz de aislar, el alto voltaje que llega al inversor por medio del filtro, y el bajo voltaje que llega a las compuertas de los SCR. los pulsos que pasan a través del circuito de acople, son proporcionados por el

microcontrolador. Los datos son enviados a través del puerto paralelo de la PC hacia el microcontrolador pudiendo así tener la variación de voltaje y frecuencia a la salida del inversor trifásico. La representación general de todas las etapas que forman el sistema de control de velocidad, las podemos apreciar en el siguiente circuito.

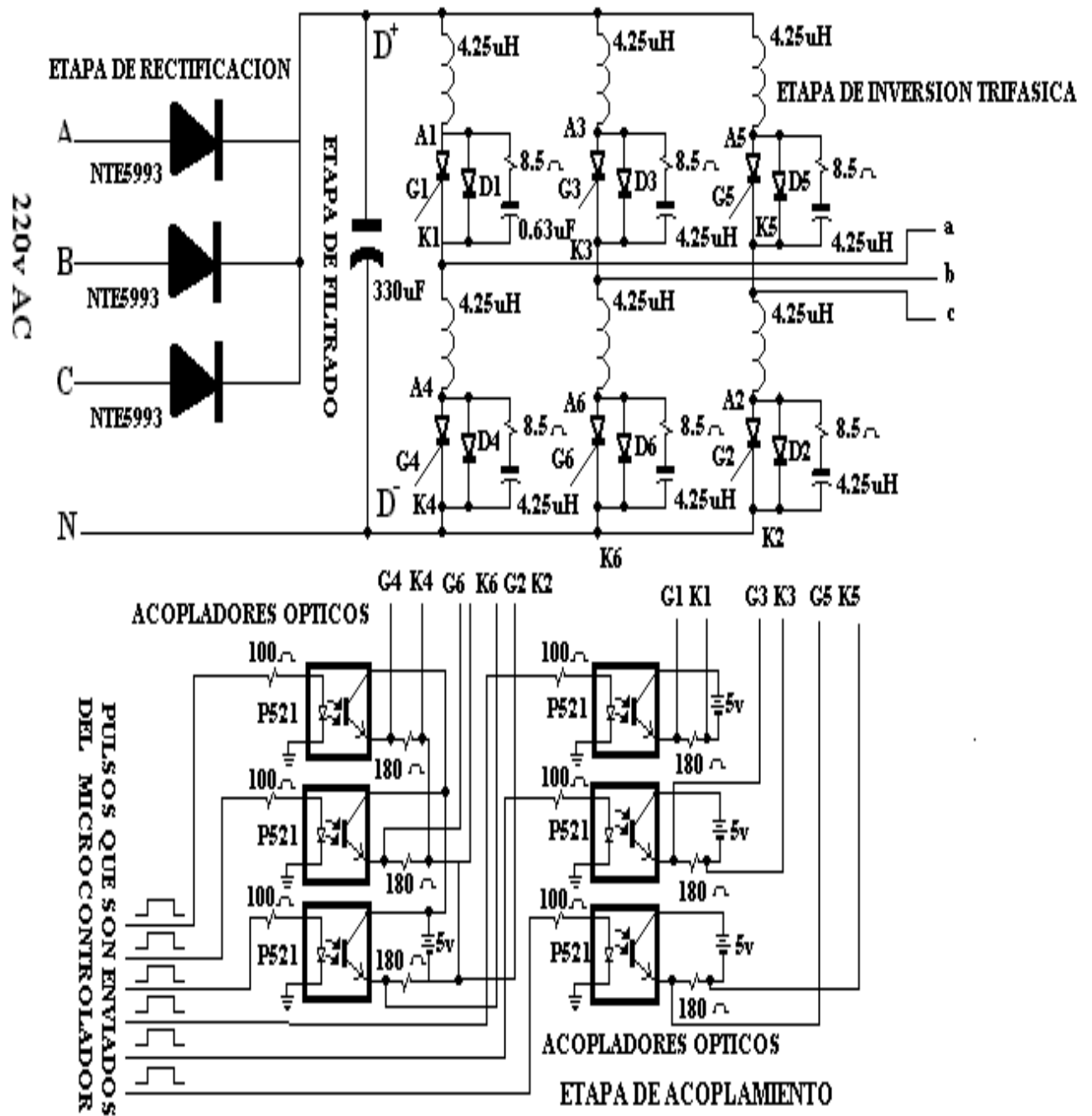


fig. 3.27 Representación de un control de velocidad para un motor de inducción

III.16 ALTERNATIVA DE SOLUCION DEL INVERSOR TRIFASICO

La construcción del inversor trifásico es una de las etapas que mas se puede variar, de acuerdo a la diversidad de elementos con que se cuentan para la construcción. En el diseño realizado podemos apreciar que los dispositivos tiristores han sido de mucho interés, ya que su costo es el mas cómodo de acuerdo a lo demás elementos, pero las dificultades que estos muestran al momento de la implementación son muchas, y quizás una de las mas importantes es la rapidez a la cual estos trabajan y esto enfocado al rango de frecuencia que manejan, esto nos ha dado como resultado tomar una mejor visión para futuras implantaciones de inversores, tomando como punto de interés que los elementos con mejor eficiencia que existen dentro de la electrónica de potencia son los GTO, IGBT los MOSFET y los transistores de potencia; pero con la dificultad de que algunos no pueden ser adquiridos tan fácilmente. La potencia que todos los elementos manejen es un punto de muchísimo interés, ya que al momento de elegir los dispositivos se tienen que seleccionar con capacidades que soporten las condiciones que les presente el sistema en el que serán implementados.

En las simulaciones del circuito inversor se encuentran los resultados obtenidos al implementar la modulación senoidal por ancho de pulso (SPWM) para la etapa inversora, observando de acuerdo a estos resultados que su funcionamiento es mejor con respecto a la implementación con dispositivos tiristores. En nuestro diseño podemos comprobar que el funcionamiento de todas las partes que conforman el control de velocidad trabajarían de una forma mas eficiente, pero esto no resta que nuestra implementación con elementos tiristores no funciona como se espera. El programa empleado para la simulación de las etapas que componen nuestro control de velocidad es una versión profesional de PSPICE, ya que la dificultad con que nos encontramos al intentar simular con la versión estudiantil, fue la cantidad de puntos que este podía usar, ahora al simular la etapa inversora construida con SCR, nos proporciono problemas con los modelos reales utilizados en la implementación, de esa manera presentamos las simulaciones con transistores de potencia, también cabe mencionar que al simular un inversor con IGBT's los resultados son bastante similares a los obtenidos con transistores de potencia.

III.17 SIMULACIONES

En la presente sección se presenta las simulaciones tanto en PSPICE y MATLAB del sistema controlador de velocidad. PSPICE se utiliza para simular el comportamiento eléctrico del sistema y MATLAB se emplea para verificar el comportamiento mecánico del mismo.

A continuación presentaremos las diferentes secciones que componen el sistema controlador y finalizaremos mostrando el circuito completo.

Comenzamos presentado un bloque que simula las señales de disparo de los interruptores obtenidas del microcontrolador.

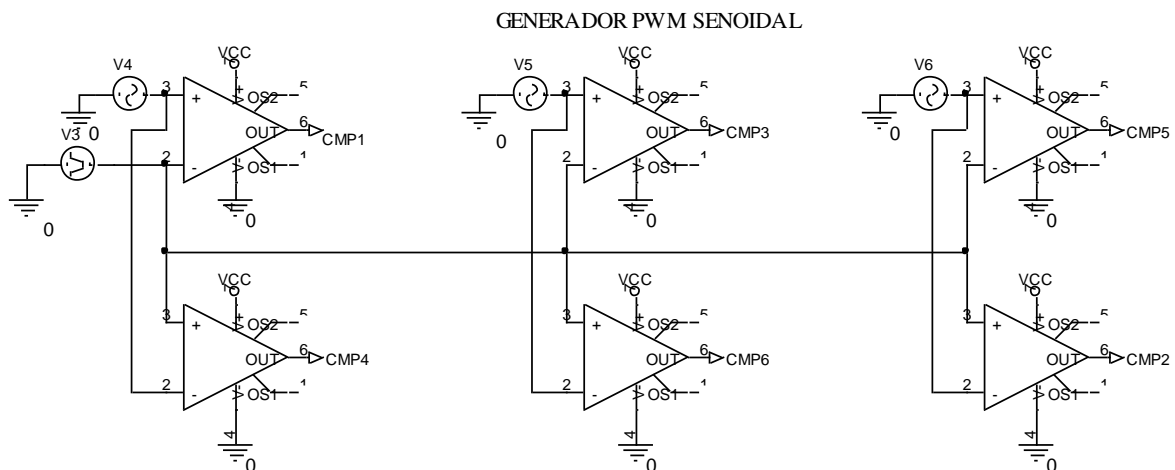


fig. 3.28 Circuito que simula las señales de disparo provenientes del Microcontrolador

En el circuito anterior los terminales de salida de cada comparador generan las señales de disparo de cada uno de los dispositivos interruptores de circuito inversor.

Estas señales de disparo son generadas mediante la comparación de un señal triangular con una señal senoidal teniendo en cuenta que la frecuencia de salida del inversor vendrá dada por la frecuencia de la señal senoidal.

En la siguiente figura se presenta la señal de salida del comparador 1 (COMP1) obtenida de la simulación en PSPICE.

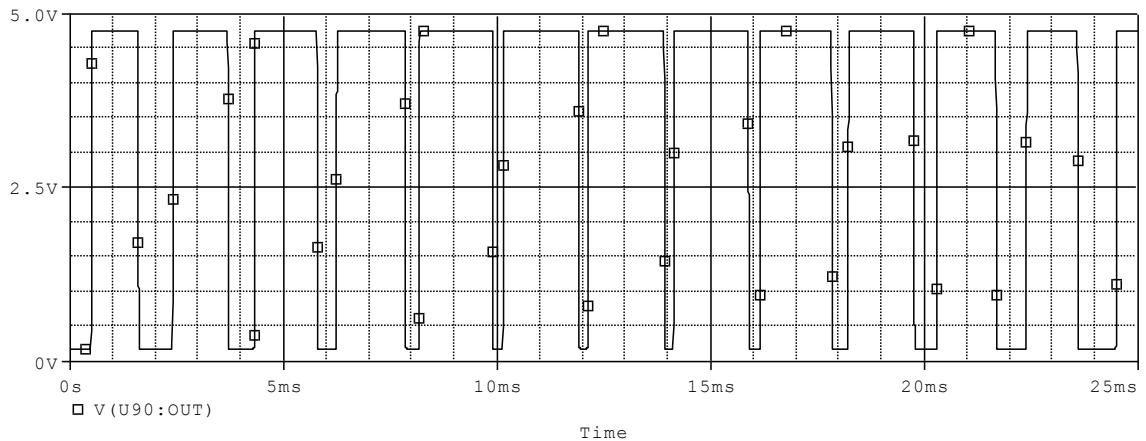


fig. 3.29 Señal de disparo de salida del comparador 1.

Antes de aplicar esta señal de salida a las compuertas de cada interruptor es necesario pasarla antes por un circuito de acoplamiento óptico. Hay que recordar que esto es con el objetivo de aislar el microcontrolador de la etapa de potencia. El circuito de acople es el siguiente.

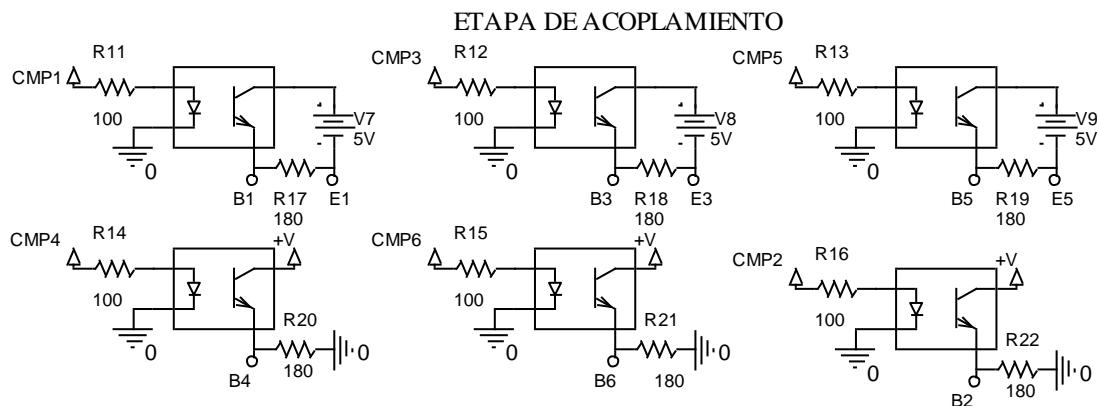


fig. 3.30 Etapa de Acoplamiento

La señal proveniente de cada comparador es aplicada a los terminales de las resistencias de 100 ohms (marcadas con CMP#) del circuito anterior.

Las señales que se aplican a los interruptores se obtienen de las resistencias de 180 ohms marcadas con las viñetas B# para la base del transistor y E# para el emisor de cada transistor.

La señal de disparo para el transistor 1 del circuito inversor se obtiene de los terminales B1-E1 del circuito anterior y es la siguiente:

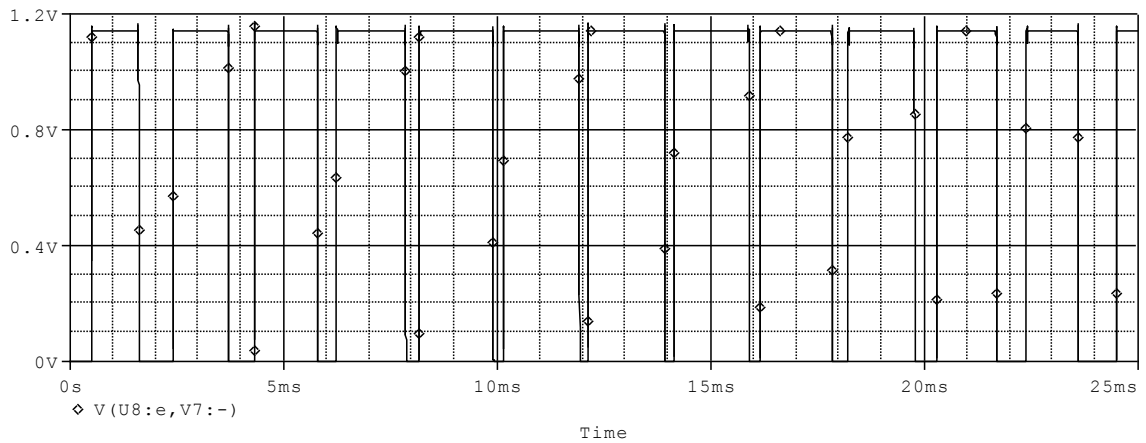


fig. 3.31 Señal de salida del acoplador 1 hacia el transistor 1

Puede observarse al comparar las figuras 3.29 y 3.31 que se trata de la misma señal solo que un poco atenuada, pero con una magnitud suficiente para activar los transistores.

A continuación presentamos el circuito inversor simulado en PSPICE. A este circuito se le aplican las señales provenientes de los acopladores ópticos

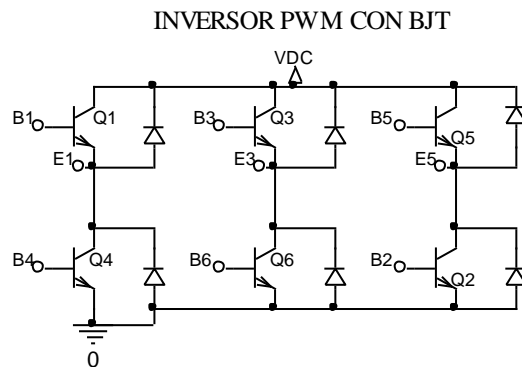


fig. 3.32 Circuito inverso utilizando Transistores Bipolares

En la siguiente figura se presenta uno de los voltajes entre las líneas E1-E3 del circuito inversor con un voltaje de alimentación de 170 voltios de corriente directa.

Las señales senoidales del circuito comparador tienen una frecuencia de 60Hz.

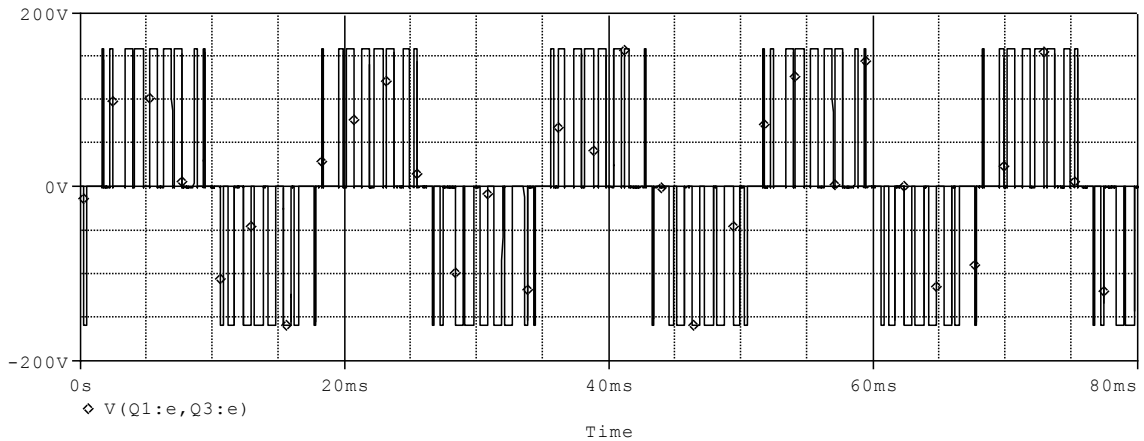


fig.3.33 Voltaje línea-línea del circuito inversor

Calidad del Voltaje a la Salida del Inversor.

Cuando se implemento el inversor trifásico con elementos tiristores, se pudo observar que el voltaje medido con un multímetro no fue lo suficientemente estable, caso contrario ocurrió al hacer las mediciones cuando se implemento el inversor trifásico con IGBTs, ya que estas lecturas si se mantenían estables.

En la figura siguiente se presentan las etapas anteriores en un diagrama esquemático completo para las simulaciones en PSPICE y en el Anexo K se presenta un esquemático con los elementos reales (físicos) del sistema de control.

III.17.1 DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DEL SISTEMA DE CONTROL DE VELOCIDAD PARA PSPICE

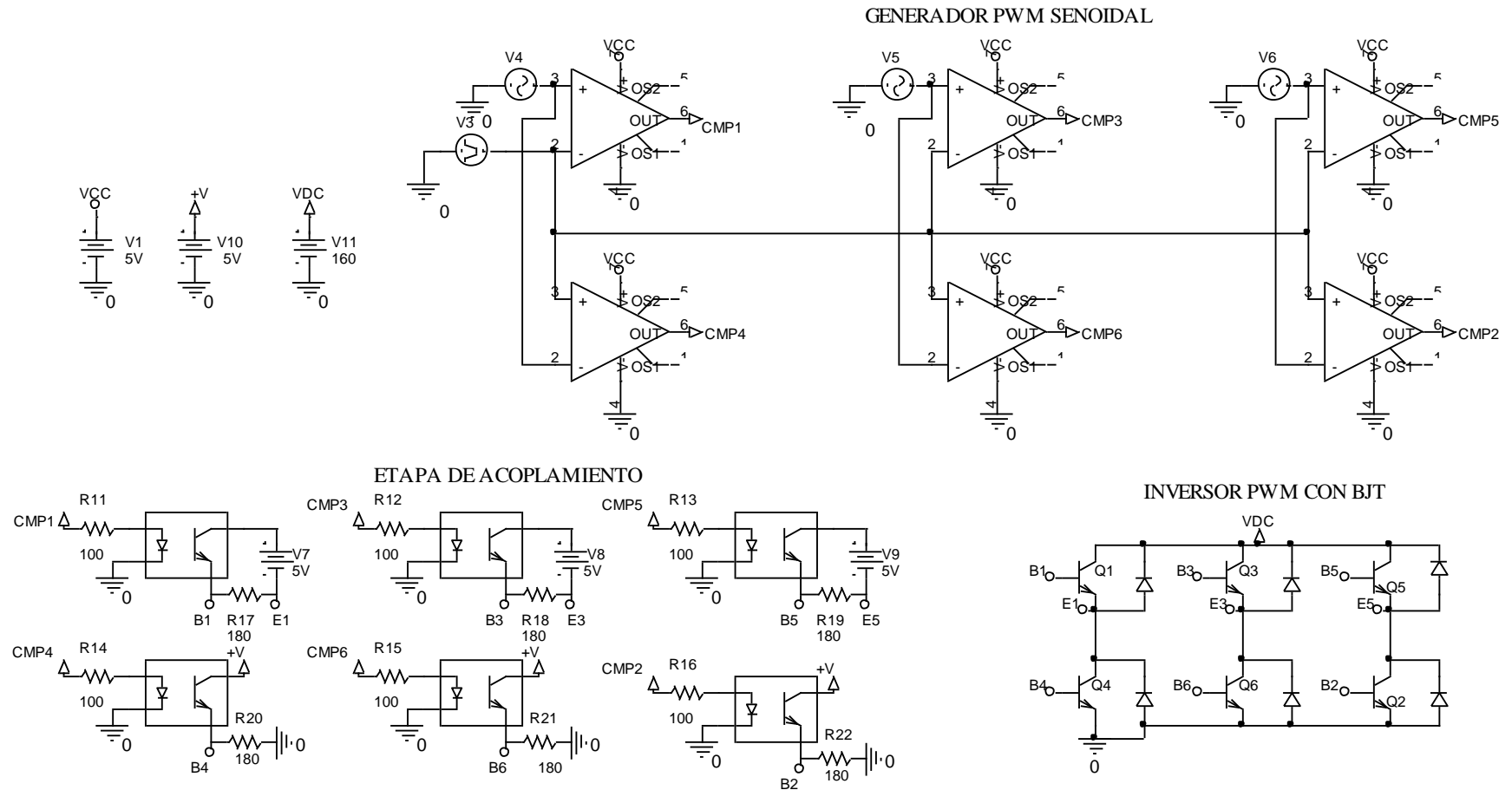


fig 3.34 Diagrama Esquemático Completo para PSPICE.

III.17.2 ANALISIS DE ARMONICO DE LA SEÑAL DE SALIDA DEL INVERSOR.

En el caso de la modulación senoidal del ancho de pulso, la distorsión armónica se reduce significativamente, en comparación con el de la modulación de múltiples pulsos. Este tipo de modulación elimina todas las armónicas menores que o iguales a $(2P - 1)$, donde P es igual al número de pulsos por cada medio ciclo de la señal senoidal.

El voltaje de salida de un inversor contiene armónicas. El PWM empuja las armónicas al rango de las altas frecuencias alrededor del valor de conmutación y sus múltiplos, es decir alrededor de las armónicas $mf, 2mf, 3mf$ y así sucesivamente. Las frecuencias a las cuales ocurren las armónicas de voltaje se pueden relacionar por:

$$F_n = (Jmf \pm K) * f_c$$

Donde la armónica de orden n se iguala a la banda lateral de orden K de J veces la relación frecuencia – Modulación (mf).

$$n = Jmf \pm K = 2 Jp \pm K \quad \text{para } J=1,2,3,\dots \text{ y } K=1,3,5,\dots$$

Se puede determinar el voltaje pico aproximado de la fundamental de salida para el control PWM y SPWM, a partir de:

$$V_{m1} = dV_s, \quad (\text{para } d \text{ entre } 0 \text{ y } 1).$$

III.17.3 RESULTADOS EXPERIMENTALES

Los voltajes RMS obtenidos para diferentes frecuencias de salida del inversor PWM se observan en la siguiente tabla:

Vrms(v)	F(hz)
19.23	23.08
19.85	24.62
20.46	26.15
21.08	27.69
21.69	29.23
22.31	30.77
24.77	36.92
25.38	38.46
26.00	40.00
27.23	43.08
27.85	44.62
28.46	46.15
29.08	47.69
29.69	49.23
30.31	50.77
30.92	52.31
31.54	53.85
34.00	60

Tabla 3.5 Voltajes RMS y frecuencias de salida del inversor para un voltaje DC de entrada de 40 voltios.

La tabla anterior es parte de la tabla I.1 del anexo I en la cual se presentan las velocidades estimadas para la máquina a diferentes valores de voltaje y frecuencia.

VOLTAJE PICO (Vp)

El voltaje pico está determinado por el voltaje aplicado en los bornes de el inversor, de modo que si tenemos una fuente de 160V DC, el Vp a la salida del inversor será de 160V AC. En este caso se utilizó una fuente variable de 40V DC, por lo tanto el Vp fue de 40V AC.

FORMA DE ONDA

Para observar la forma de onda a la salida del inversor trifásico es necesario utilizar dispositivos especiales tales como amplificadores de aislamiento; por lo tanto, experimentalmente no se logró apreciar, sin embargo la forma de onda de la señal tiene la forma de onda mostrada en la figura 3.33.

III.17.4 SIMULACIONES DEL COMPORTAMIENTO MECÁNICO DEL SISTEMA

Se utilizó MATLAB para determinar el comportamiento mecánico del sistema de control de velocidad, para ello se muestra un programa el cual incluye el circuito equivalente de un motor de 7.5HP, proporcionando las variables que forman el circuito equivalente, las cuales son detalladas en la estructura del programa. También se muestran las correspondientes gráficas que proporcionan el comportamiento del momento de torsión contra la velocidad del motor, en ellas también se puede observar la variación en el momento de torsión cuando ésta está expuesta a carga mecánica.

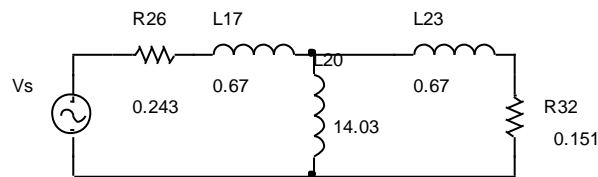


fig. 3.35 Circuito equivalente de un motor de inducción

A continuación se presenta el archivo.m de MATLAB que simula las condiciones mecánicas de un motor de inducción mediante analogías eléctricas.

```
% SIMULACIÓN DE UNA MAQUINA DE INDUCCIÓN CON CARGA
```

```
% DEFINICIÓN DE PARÁMETROS DE LA MÁQUINA
```

```
s=0.0001:0.001:1;           %Deslizamiento
p=4;                         %Número de polos
k=0.637;                     %Relación V/F
f=60;                        %frecuencia de la línea de alimentación
fb=60;                       %frecuencia base
ws=2*2*3.14159*f/p;         % Velocidad síncrona
B=f/fb;                      %factor Beta que afecta el par de la máquina
Vs=k*ws;                    % Voltaje RMS de alimentación
Rs=0.243;                   %Resistencia del estator
Rr=0.15;                    %Resistencia del rotor
Xs=0.67;                   %Reactancia del estator
Xr=0.67;                   %Reactancia del rotor
wr1=(1-s).*ws;             %inversión del vector Velocidad del rotor
wr=fliplr(wr1).*9.55;      % Velocidad del rotor
```

```
% CALCULO DE VARIABLES ELÉCTRICAS Y MECÁNICAS
```

```
Td=3.*Rr.*Vs^2./(s.*ws.*((Rs+Rr./s).^2+(B*Xs+B*Xr).^2));
```

```
% PRESENTACIÓN DE RESULTADOS
```

```
figure(1)
plot(wr,fliplr(Td));
grid
title('Curva Par-Velocidad de una Máquina de Inducción');
ylabel('Torque (N-m)');
xlabel('VELOCIDAD DEL ROTOR (RPM)');
```

```
% DEFINICIÓN DE PARÁMETROS DE LA CARGA
```

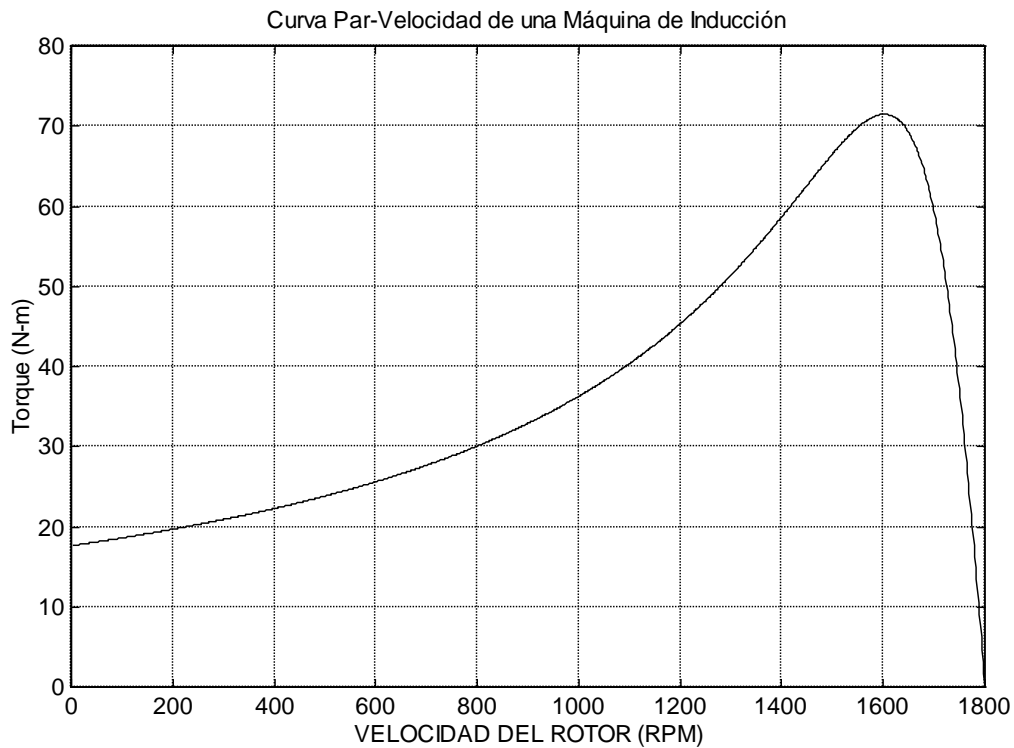
```
L=10e-3;
C1=0.4;
C2=0.1;
R=1e3;
Xl=(0+2*3.14159*L*i);
Xc1=1/(0+2*3.14159*C1*i);
Xc2=1/(0+2*3.14159*C2*i);
Zeq1=1/R+(0+2*3.14159*C1*i);
```

% CÁLCULO DE VARIABLES MECÁNICAS

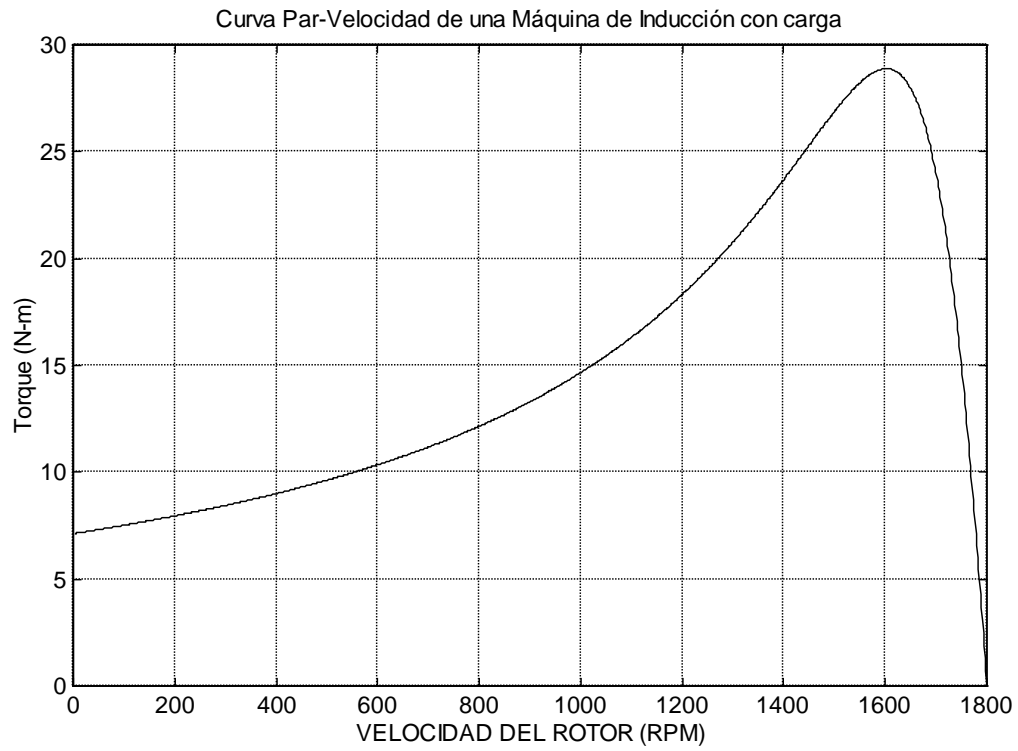
```
Vd=Td./Zeq1;  
Tl1=Vd./(Zeq1+Xl+Xc2);  
w1=Tl1.*Xc2;  
Tl=abs(Tl1);  
w1=abs(w1);
```

```
figure(2)  
plot(wr,flipr(Tl));  
grid  
title('Curva Par-Velocidad de una Máquina de Inducción con carga');  
ylabel('Torque (N-m)');  
xlabel('VELOCIDAD DEL ROTOR (RPM)');
```

El programa anterior grafica las siguientes figuras:



a)



b)

Fig.3.36 a) curva par velocidad sin carga b) con carga.

III.18 CONCLUSIONES

- Al hacer un estudio comparativo de las ventajas ciertos microcontroladores se decidió utilizar el microcontrolador MC68HC908MR16, aunque cabe la aclaración, en un principio el utilizar el microcontrolador MC68HC08DB48 parecía el mas indicado. La balanza se inclino al primero tomando en cuenta el modulo PWM que es trae incorporado.
- Para desarrollar cualquier microcontrolador se necesita como mínimo una tarjeta de evaluación y un programa, hasta este momento la interfase que se esta utilizando es la proporcionada por las hojas de datos del microcontrolador y el software para desarrollo es el CodeWarrior, de MOTOROLA.
- Es necesario diferenciar la modulación analógica con la modulación utilizando técnicas digitales, esta supone comparar una señal de referencia senoidal muestreada con la cuenta proporcionada por un contador, que hace la función de portadora.
- Las simulaciones del circuito de control muestran una buena aproximación en cuanto a los resultados obtenidos en PSPICE. Además nos indican que el circuito inversor con transistores (BJT) o IGBT tiene un mejor desempeño que uno implementado con tiristores, ya que no se necesita de redes muy complicadas para activarlos.
- La simulación mediante el uso del programa MATLAB mostró el comportamiento mecánico aproximado de la máquina ya que se utilizaron equivalentes eléctricos de sistemas mecánicos para poder desarrollar esta simulación. Puede verse en las gráficas resultantes que a medida que se agrega carga al eje de la máquina tanto la velocidad como el par de esta disminuyen y cuando se aumenta la frecuencia de la señal de alimentación para tratar de corregir estos efectos se aumentan ambos valores (par-velocidad).

III.19 BIBLIOGRAFIA

- Kuo Benjamin C.
Sistemas De Control Automatico
Séptima Edición.
- Medellín Reyes Miguel, Rodríguez Almendarez Armando, Capos Delgado Daniel.
Diseño Didactico De Convertidores Cd-Ad
Inversor Trifasico (B)
- Usig The Parallel Port As Input/Output
National Instruments

<http://digital.ni.com/public.nsf/websearch/953a4ab52663089d85256427004778c4?OpenDocument>

- Gomez Negrete Virgilio
El Puerto Paralelo De La Pc
<http://www.modelo.edu.mx/univ/virtech/circuito/paralelo.htm>
- Microcontrolador MC68HC908MR16, Data sheet,
www.motorla.com
- Starter Sheet M68evb908
www.bunker-audio.com
- CodeWarrior web site.
<http://www.metrowerks.com/>
- Tipos de microcontroladores
www.mundomicro.com

-H. Rashid Muhammad.

Electrónica de potencia (circuitos, dispositivos y aplicaciones)
segunda edición.

-Stephen J. Chapman

maquinas electricas

segunda edición.

-Martinez Calderon Armando

diseño y construcción de un control de velocidad de estado sólido.

-IEEE

designing lc filters for ac-motor drives

[http://www.tecnicsuport.com/index.asp?url=http://www.tecnicsuport.com/ele
c/taulesconsulta/index_potencia.htm](http://www.tecnicsuport.com/index.asp?url=http://www.tecnicsuport.com/ele
c/taulesconsulta/index_potencia.htm)

Sub-temas dentro de la página:

* Principios del Control de Velocidad en motores de C.A.

* Principios de Control Vectorial de Flujo.

III.20 GLOSARIO

BASIC: Lenguaje de programación no estructurado, cuyas siglas significa Beginners All-Purpose Symbolic Instrucción Code.

BCD: (Binary-Code Decimal) un método de representación decimal a través de números binarios.

BIN.TO.HEX.: Instrucción en Excel para convertir un numero binario a hexadecimal.

Bit: Carácter que puede tomar el valor de 0 ó 1.

Byte: Grupo de 8 bits adyacentes.

C: Lenguaje de programación de alto nivel con instrucciones altamente eficientes.

CHIPS: Circuito integrado.

CodeWarrior: Herramienta para programación de microcontroladores motorota.

Convertor análogo/digital: es un dispositivo que convierte una señal analógica en una señal digital (1 y 0).

Convertor digital/análogo: es un dispositivo que convierte una señal digital en una señal analógica (corriente o voltaje).

CPU cycle: Un ciclo interno (1/fOP.

Debugger: Programa utilizado para depurar código.

Driver: Palabra que significa controlador, el cual puede ser software o hardware.

Duty Cycle: Ciclo de trabajo, representa el porcentaje de trabajo en un ciclo.

Error: es la diferencia entre la señal de referencia y la señal de salida real.

Flag: Valor en algún registro cuya activación representa una condición cualquiera.

Fop: Frecuencia de operación para el caso del microcontrolador MR16 de 8MHZ

full scale: Valor máximo que se puede alcanzar.

Handshaking: Serie de pasos para la comunicación una especie de protocolo.

Full-duplex: Término utilizado en comunicaciones para representar que se puede transmitir y recibir datos al mismo tiempo.

Hexadecimal: Sistema alfanumérico que utiliza 16 dígitos.

Match: Circuito que mantiene un nivel de voltaje.

LSB : Bit menos significativo.

MSBs: Bit mas significativo

Perturbación: Es una señal que tiende a afectar la salida del sistema, desviándola del valor deseado.

Planta: Es el elemento físico que se desea controlar. Planta puede ser: un motor, un horno, un sistema de disparo, un sistema de navegación, un tanque de combustible, etc.

Proceso: Operación que conduce a un resultado determinado.

PWM clock cycle (or period): One tick of the PWM counter (1/fop).

PWM cycle (or period): El tiempo que le toma al contador PWM en alcanzar un valor programado.

Sensor: Es un dispositivo que convierte el valor de una magnitud física (presión, flujo, temperatura, etc.) en una señal eléctrica codificada ya sea en forma analógica o digital. También es llamado transductor. Los sensores, o transductores, analógicos envían, por lo regular, señales normalizadas de 0 a 5 voltios, 0 a 10 voltios o 4 a 20 mA.

Señal análoga: Es una señal continua en el tiempo.

Señal de control: Es la señal que produce el controlador para modificar la variable controlada de tal forma que se disminuya, o elimine, el error.

Señal de referencia: Es el valor que se desea que alcance la señal de salida.

Señal de salida: Es la variable que se desea controlar (posición, velocidad, presión, temperatura, etc.). También se denomina variable controlada.

Señal digital: Es una señal que solo toma valores de 1 y 0. El PC solo envía y/o recibe señales digitales.

Sistema de control en lazo abierto: En estos sistemas de control la señal de salida no es monitoreada para generar una señal de control.

Sistema de control en lazo cerrado: Es aquel en el cual continuamente se está monitoreando la señal de salida para compararla con la señal de referencia y calcular la señal de error, la cual a su vez es aplicada al controlador para generar la señal de control y tratar de llevar la señal de salida al valor deseado. También es llamado control realimentado.

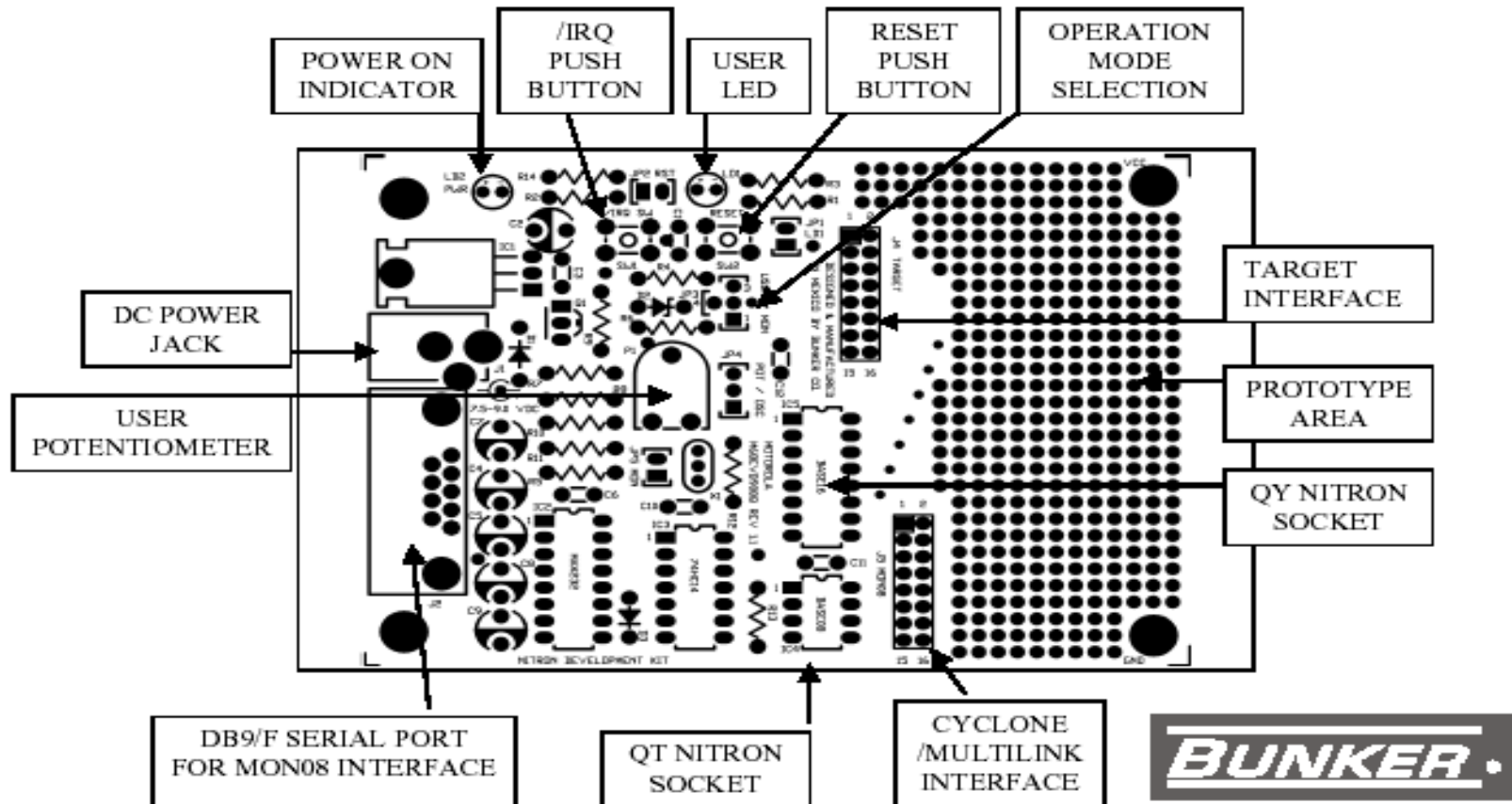
III.20 ANEXOS

ANEXO A: CREANDO UN PROYECTO EN CODEWARRIOR

1. Cargar Code Warrior IDE.
2. Seleccione File > New,
3. Seleccione HC08 Stationery.
4. elija la localización y el nombre del proyecto.
5. Haga click en el botón OK.
7. Expande la lista de items
8. Elija el dispositivo deseado.
9. Seleccione la interfase de la sub-lista.
10. Haga click en el botón OK.
12. Doble click en main.c para abrirlo.
13. Ingrese su código en editor.
14. Grave los cambios
15. Conecte la interfase.
16. Elija Project > Debug. El código se ha bajado a al microcontrolador
17. Run > Start/Continue (F5). El programa será ejecutado.

ANEXO B:

Tarjeta de evaluación M68EVB908Q

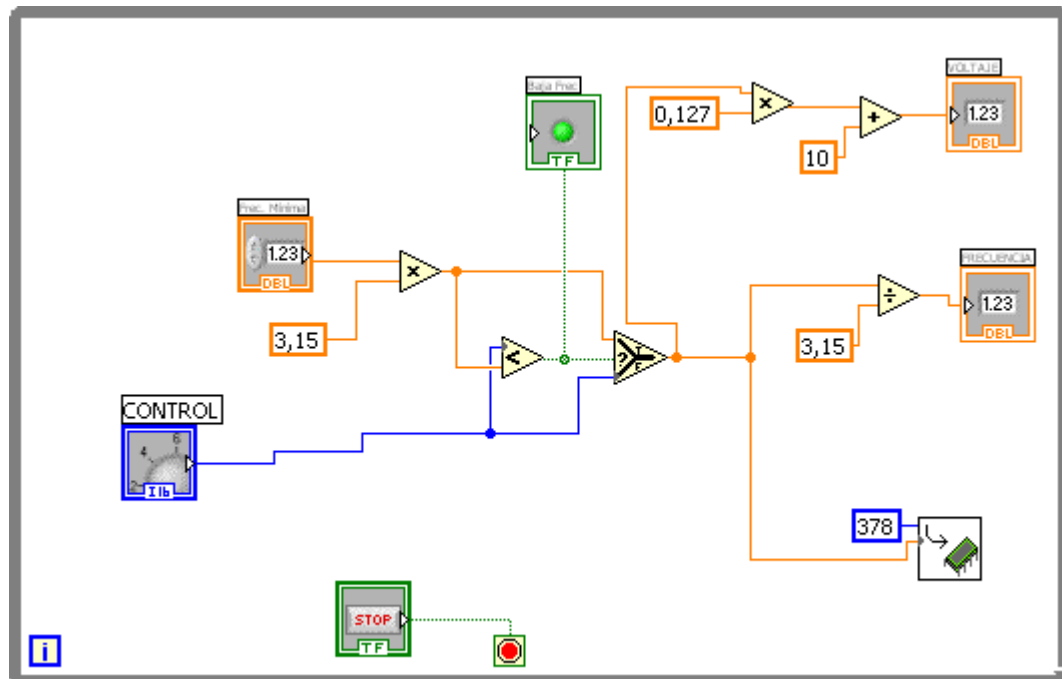


ANEXO: C

PANEL FRONTAL DEL PROGRAMA



DIAGRAMA DE BLOQUES



ANEXO D:

ESPECIFICACIONES DEL MC68HC908MR16

MODULO PWM para MC68HC908MR16

- Tres pares PWM ó seis PWM independientes
- Alineación de borde ó alineación de centro
- Control de la polaridad
- 20-mA de corriente de drenaje en los pines PWM
- Control manual PWM a través de software
- Protecciones programables
- Bits programables por software.
- Resolución en alineación de centro es de 250ns (fOP= 8 MHz).
- Salidas PWM de 12 bits.

EL MICROCONTROLADOR MC68HC908MR16

Descripción General

El MC68HC908MR16 es un miembro de los microcontroladores de 8 bits (M68HC08) de MOTOROLA. Todos los microcontroladores en esta familia utilizan procesador central (CPU08). A continuación se describen las siguientes secciones:

- Memoria
- Convertidor Analógico a digital
- Puertos de entrada/salida
- Modulador de pulso de ancho para motor
- Comunicación Serial (SCI)

Memoria

La unidad central de procesamiento (CPU08) puede direccionar 64kBytes de localidades de memoria. El mapa de memoria se muestra en la figura 6, incluye:

- 32 Kbytes de memoria FLASH
- 768 bytes de memoria de acceso aleatoria. (RAM)
- 46 bytes de vectores definidos por usuario.
- 240 bytes de memoria de solo lectura (ROM)

\$0000 ↓ \$005F ↓ \$0060 ↓ \$035F ↓ \$0360 ↓ \$7FFF	I/O REGISTERS — 96 BYTES
\$8000 ↓ \$FDFF	RAM — 768 BYTES
	UNIMPLEMENTED — 31,904 BYTES
\$FE00	FLASH — 32,256 BYTES
\$FE01	SIM BREAK STATUS REGISTER (SBSR)
\$FE02	SIM RESET STATUS REGISTER (SRSR)
\$FE03	RESERVED
\$FE04	SIM BREAK FLAG CONTROL REGISTER (SBFCR)
\$FE05	RESERVED
\$FE06	RESERVED
\$FE07	RESERVED
\$FE08	RESERVED
\$FE09	FLASH CONTROL REGISTER (FLCR)
\$FE0A	UNIMPLEMENTED
\$FE0B	UNIMPLEMENTED
\$FE0C	UNIMPLEMENTED
\$FE0D	SIM BREAK ADDRESS REGISTER HIGH (BRKH)
\$FE0E	SIM BREAK ADDRESS REGISTER LOW (BRKL)
\$FE0F	SIM BREAK FLAG CONTROL REGISTER (SBFCR)
\$FE10	LVI STATUS AND CONTROL REGISTER (LVISCR)
\$FEFF	MONITOR ROM — 240 BYTES
\$FF00 ↓ \$FF7D	UNIMPLEMENTED — 126 BYTES
\$FF7E	FLASH BLOCK PROTECT REGISTER (FLBPR)
\$FF7F ↓ \$FFD1	UNIMPLEMENTED — 83 BYTES
\$FFD2 ↓ \$FFFF	VECTORS — 46 BYTES

Fig, D1 Mapa de memoria

Localizaciones de memoria no implementadas

Algunas direcciones no son implementadas. Accedendo a una dirección no implementada puede causar un reseteo por acceso ilegal en la memoria. En la el mapa de memoria las direcciones no implementadas están sombreadas y algunos bits son de solo lectura. Escribir a una localidad I/O no tiene efecto en el microcontrolador.

Localizaciones Reservadas

Escribir a una localización reservada puede causar un efecto no apropiado en la operación del microcontrolador

Sección E/S (I/O)

Las direcciones \$0000–\$005F, contienen las mayoría de los registros de control, de estado, y de datos. Registros adicionales de entrada/salida tienen las siguientes direcciones:

- \$FE00, SIM break status register (SBSR)
- \$FE01, SIM reset status register (SRSR)
- \$FE03, SIM break flag control register (SBFCR)
- \$FE07, FLASH control register (FLCR)
- \$FE0C, Break address register high (BRKH)
- \$FE0D, Break address register low (BRKL)
- \$FE0E, Break status and control register (BRKSCR)
- \$FE0F, LVI status and control register (LVISCR)
- \$FF7E, FLASH block protect register (FLBPR)
- \$FFFF, COP control register (COPCTL)

Memoria FLASH (FLASH)

La memoria FLASH es un arreglo de 16kBytes mas 46Bytes de vectores definidos por el usuario.

Mayores detalles de la memoria pueden encontrarse en el presente ANEXO

CONVERTIDOR ANALÓGICO A DIGITAL

Características:

- 10 canales multiplexados
- Aproximaciones sucesivas
- 10-bit de resolución,
- Conversión Simple o continua.
- Bandera de conversión completa
- Reloj seleccionable
- Resultado justificado
- Buffer de alta impedancia.

Descripción Funcional

Diez canales están disponibles para muestrear fuentes externas en los pines PTC1/ATD9:PTC0/ATD8 y PTB7/ATD7:PTB0/ATD0. Para realizar la conversión con la mayor exactitud posible, estos pines son configurados como pines de solo escritura cuando se ha seleccionado la función de conversión (A/D). Un multiplexor análogo permite seleccionar un canal de los 10 disponibles. La conversión se realiza por un algoritmo de aproximaciones sucesivas, cuando la conversión se completa el resultado se coloca en el registro de datos formado por dos registros (ADRH y ADRL) y se coloca una bandera. La figura muestra el diagrama funcional de convertidor ADC.

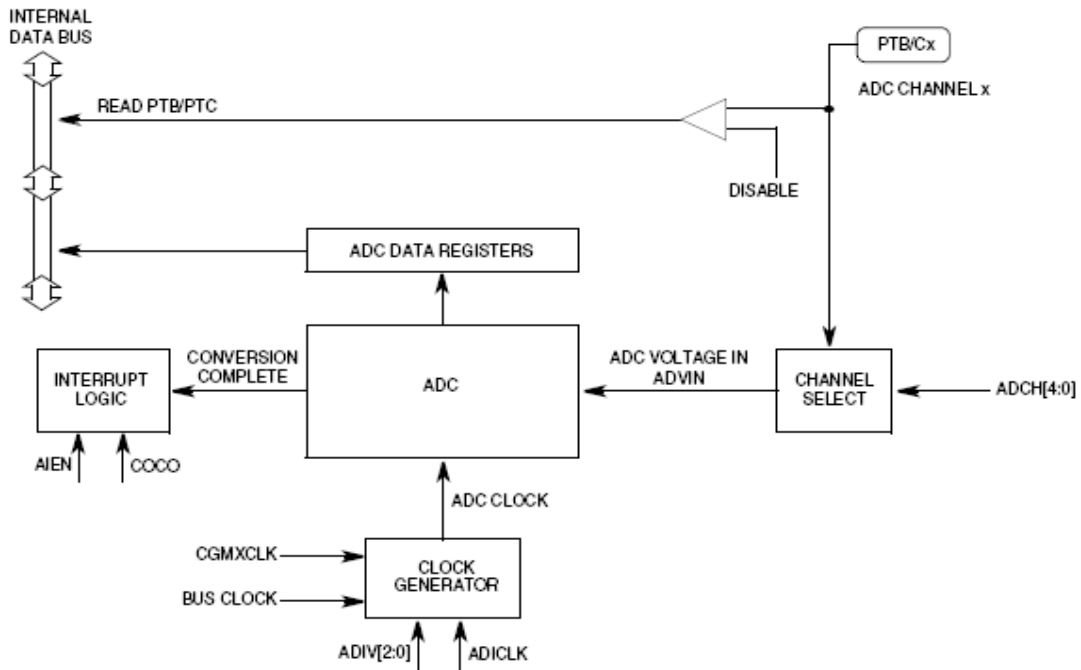


Fig. D2 Diagrama convertidor ADC.

Conversión de Voltaje

Cuando el voltaje de entrada es igual a V_{REFH} , el ADC convierte la señal a $\$3FF$ (full scale). Si el voltaje es igual a V_{REFL} , el convertidor convierte la señal a $\$000$.

Entradas de voltaje entre V_{REFH} y V_{REFL} son convertidas linealmente. Cualquier otra entrada resultaran en $\$3FF$ si es mayor que V_{REFH} y $\$000$ si es menor que V_{REFL} .

NOTA: Las entradas no deben exceder el voltaje de entrada análogo.

Tiempo de conversión.

La conversión comienza después de escribir al registro de estado y de control (ADSCR).

Una conversión dura entre 16 y 17 ciclos de conversión por lo tanto:

El tiempo de conversión es determinado por la fuente de reloj escogida.

$$\text{Conversion time} = \frac{16 \text{ to } 17 \text{ ADC Cycles}}{\text{ADC Frequency}}$$

$$\text{Conversion Time} = \frac{16 \text{ to } 17 \text{ ADC Cycles}}{4 \text{ MHz}/4} = 16 \text{ to } 17 \mu\text{s}$$

Conversión continua

En este modo de conversión, los registros de datos ADRH y ADRL serán llenados con un nuevo dato después de cada conversión. Datos de conversiones previas serán sobre escritas ya sea que el dato haya sido leído o no.

Cuando una conversión esta en proceso y el registro ADSCR es escrito, la conversión corriente se descartara para prevenir lecturas incorrectas.

Justificación real

El resultado puede ser formateado en cuatro formas diferentes:

1. Justificación izquierda
2. Justificación derecha
3. Justificación izquierda en modo de signo
4. modo truncado de 8-bits.

Los cuatro modos son controlados usando los bits MODE0 y MODE1 localizados en el registro (ADCR). La justificación izquierda colocara las ocho bits mas significativos (MSB) en el registro correspondiente ADRH. Y los dos bits menos significativos (LSB) en registro de datos ADRL. La justificaron derecha colocará solo los dos bits MSBs en ADRH, y los ochos LSBs en ADRL. Este modo de operación es muy usado cuando se quiere convertir a 10 bits y sin signo. La justificaron izquierda con signo es similar a la justificación izquierda con la excepción que el bit MSB es complementado. Este modo se puede utilizar para representar magnitudes con signo, se necesita que la escala este a la mitad. Finalmente el modo de 8-bits truncados colocara los ocho bits MSBs en el registro de datos ADRL. Los dos bits LSBs son truncados. Este modo de operación es usado cuando la compatibilidad con un convertidos de 8 bits es requerido.

Señales de Entrada/Salida

El modulo tiene 10 señales de entrada que son compartidas por el puerto B.

Registro de Control y Estado

La figura siguiente muestra el registro de control y estado

Address: \$0040

	Bit 7	6	5	4	3	2	1	Bit 0
Read:	COCO	AIEN	ADCO	ADCH4	ADCH3	ADCH2	ADCH1	ADCH0
Write:	R							
Reset:	0	0	0	1	1	1	1	1
	R	= Reserved						

Fig. D3 Registros de control y estado del registro B

COCO — bit de conversión completa

Cuando (AIEN = 0), COCO es de solo lectura hasta y mantendrá su valor hasta que el registro se haya leído. Un reset limpia este bit.

En modo de interrupción (AIEN = 1), COCO es de solo lectura y su valor siempre será = 0;

1 = Conversión completa (AIEN = 0)

0 = Conversión no completa (AIEN = 0)

AIEN — ADC bit de habilitación de Interrupción

Cuando este bit es colocado, una interrupción es generada al final de la conversión.

La señal se borra cuando el registro se lee o se escribe. Reset limpia el bit AIEN.

1 = ADC interrupción habilitada

0 = ADC interrupción deshabilitada

ADCO — ADC Bit de Conversión Continua.

Cuando se coloca este bit el ADC convertirá muestras continuamente y actualizará los registros al final de cada conversión. Solo una conversión es permitida cuando este bit es cero. Reset limpia el bit ADCO.

1 = Conversión continua

0 = Una conversión

ADCH[4:0] — Bits de selección de canal

Los bits ADCH4, ADCH3, ADCH2, ADCH1, y ADCH0 forman un campo de 5 bits que son usados para seleccionar uno de diez canales. La tabla detalla los canales.

ADCH4	ADCH3	ADCH2	ADCH1	ADCH0	Input Select
0	0	0	0	0	PTB0/ATD0
0	0	0	0	1	PTB1/ATD1
0	0	0	1	0	PTB2/ATD2
0	0	0	1	1	PTB3/ATD3
0	0	1	0	0	PTB4/ATD4
0	0	1	0	1	PTB5/ATD5
0	0	1	1	0	PTB6/ATD6
0	0	1	1	1	PTB7/ATD7
0	1	0	0	0	PTC0/ATD8
0	1	0	0	1	PTC1/ATD9 ⁽¹⁾
0	1	0	1	0	Unused ⁽²⁾
0	1	0	1	1	∅
0	1	1	0	0	∅
0	1	1	0	1	∅
0	1	1	1	0	∅
0	1	1	1	1	∅
1	0	0	0	0	∅
1	1	0	1	0	Unused ⁽²⁾
1	1	0	1	1	Reserved ⁽³⁾
1	1	1	0	0	Unused ⁽²⁾
1	1	1	0	1	V _{REFH}
1	1	1	1	0	V _{REFL}
1	1	1	1	1	ADC power off

Fig D4 Registro de control de estado.

PUERTOS DE ENTRADA/SALIDA

El microcontrolador tiene treinta y siete bidireccionales de entrada/salidas y siete de entrada formando puertos paralelos. Todos los pines son programables.

A continuación se detallan los puertos así como también sus registros de dirección.

Registro de datos del Puerto A

El registro de puerto A (PTA) contiene un latch de datos para cada pin en el puerto

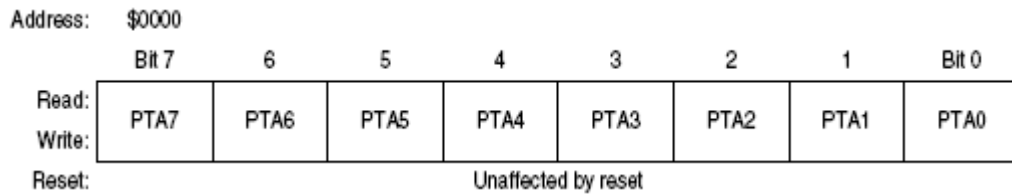


Fig. D5 PTA[7:0] — Bits de datos del Puerto A

Estos bits de lectura/escritura son programables por software.

Registro de Dirección de Datos A (DDRA)

El registro de dirección A (DDRA) determina cual pin del puerto A será utilizado como entrada o como salida.

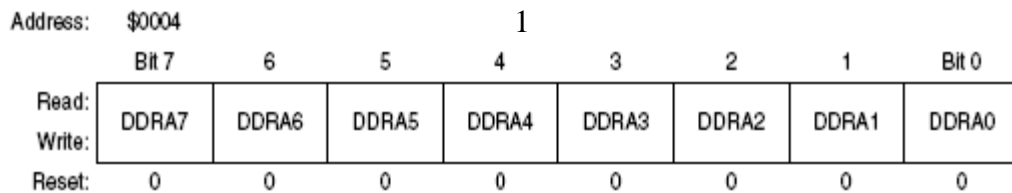


Fig D6 DDRA[7:0] — Bits del Registro de Dirección de Datos

Estos bits controlan la dirección de los pines del puerto A. Un Reset limpia los bits DDRA[7:0],

1 = Configura como salida

0 = Configura como entrada

Registro de Datos del Puerto B

Es un puerto de 8 bits de propósito general bidireccional y comparte los pines con el modulo ADC.

El registro de datos del puerto B (PTB) contiene un latch de datos para cada pin del puerto B

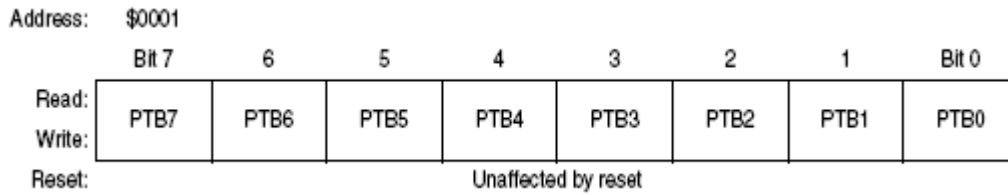


Fig. D7 PTB[7:0] — Bits de datos del puerto B

Estos bits de lectura/escritura son programables por software.

Registro de Dirección de Datos del puerto B

El registro de dirección B (DDRB) determina cual pin del puerto B será utilizado como entrada o como salida.

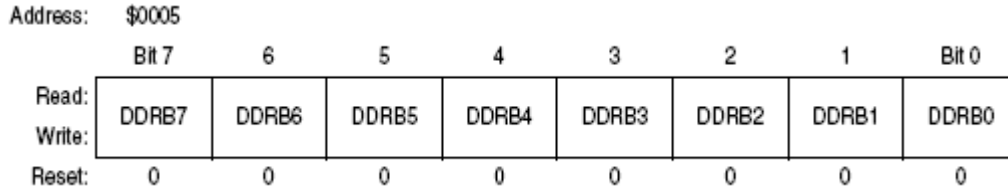


Fig. D7 DDRB[7:0] — Bits del Registro de Dirección de Datos

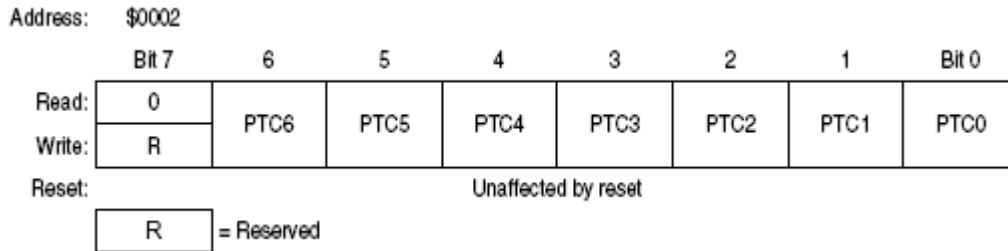
Estos bits controlan la dirección de los pines del puerto B. Un Reset limpia los bits DDRB[7:0],

1 = Configura como salida

0 = Configura como entrada

A continuación se presentan los registros de datos de los puertos restantes así como también sus registros de dirección. Debe notarse que el puerto D es solo de lectura y comparte algunos pines con el modulo PWMMC

Registro de Datos del Puerto C



Registro de Dirección de Datos del puerto C

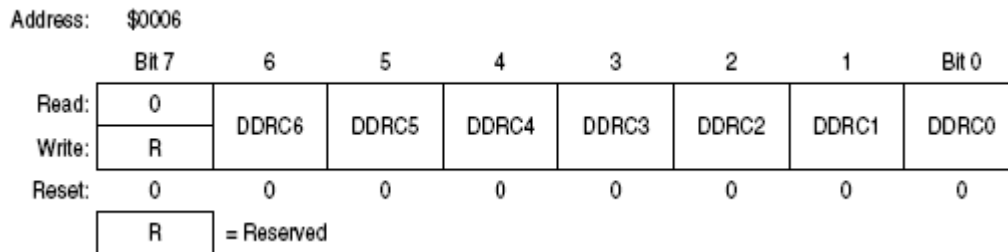


Fig. D8 Registro de Datos del Puerto D

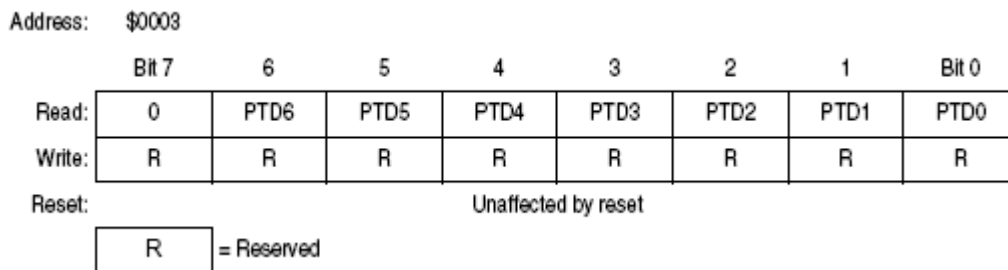


Fig. D9 Registro de Datos del Puerto E

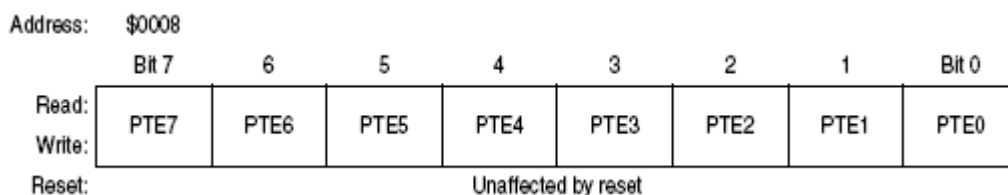


Fig. D9 Registro de Dirección de Datos del puerto E

Address:	\$000C							
	Bit 7	6	5	4	3	2	1	Bit 0
Read:	DDRE7	DDRE6	DDRE5	DDRE4	DDRE3	DDRE2	DDRE1	DDRE0
Write:								
Reset:	0	0	0	0	0	0	0	0

Fig. D9 Registro de Datos del Puerto F

Address:	\$0009							
	Bit 7	6	5	4	3	2	1	Bit 0
Read:	0	0	PTF5	PTF4	PTF3	PTF2	PTF1	PTF0
Write:	R	R						
Reset:	Unaffected by reset							
	R		= Reserved					

Fig. D10 Registro de Dirección de Datos del puerto F

Address:	\$000D							
	Bit 7	6	5	4	3	2	1	Bit 0
Read:	0	0	DDRF5	DDRF4	DDRF3	DDRF2	DDRF1	DDRF0
Write:	R	R						
Read:	0							
	R		= Reserved					

MODULO DE MODULACION POR ANCHO DE PULSO PARA MOTOR

El modulo PWM puede generar tres pares de señales complementadas o seis señales independientes. Estas señales PWM pueden ser centro-alineadas o borde-alineada. El diagrama de bloques es mostrado en la figura 21. Un timer de 12bits es común a los seis canales. La resolución PWM es un periodo de reloj para la alineación de borde y dos periodos de reloj para la operación centro-alineada. El periodo del reloj es dependiente de la frecuencia interna (f_{OP}) y de la configuración de la escala. La mayor resolución para la operación de alineación de borde es de 125ns($f_{op} = 8$ MHz), y la mayor resolución para la operación de alineación central es de 250ns ($f_{OP} = 8$ MHz).

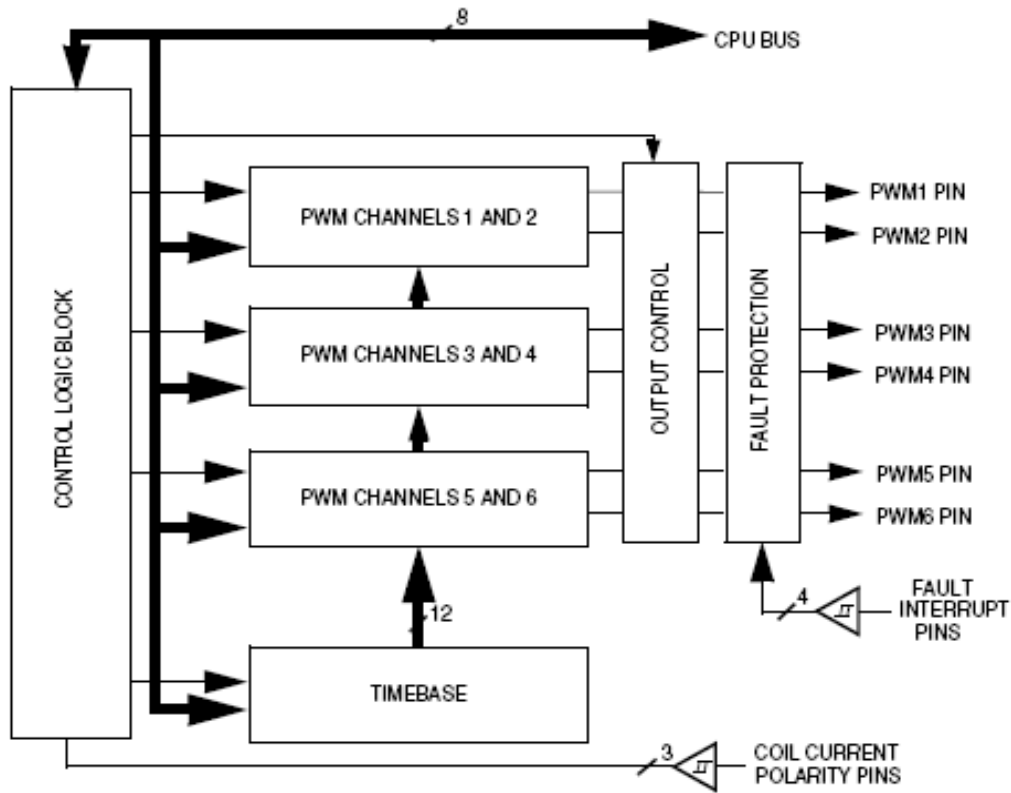


Fig. D11 Diagrama de bloques del modulo PWM

Un sumario de los registros PWM son mostrados a continuación:

	Bit 7	6	5	4	3	2	1	Bit 0	
PWM Control Register 1 (PCTL1) \$0020	Read:	DISX	DISY	PWMINT	PWMF	ISENS1	ISENS0	LDOK	PWMEN
	Write:								
	Reset:	0	0	0	0	0	0	0	0
PWM Control Register 2 (PCTL2) \$0021	Read:	LDFQ1	LDFQ0	0	IPOL1	IPOL2	IPOL3	PRSC1	PRSC0
	Write:								
	Reset:	0	0	0	0	0	0	0	0
Fault Control Register (FCR) \$0022	Read:	FINT4	FMODE4	FINT3	FMODE3	FINT2	FMODE2	FINT1	FMODE1
	Write:								
	Reset:	0	0	0	0	0	0	0	0
Fault Status Register (FSR) \$0023	Read:	FPIN4	FFLAG4	FPIN3	FFLAG3	FPIN2	FFLAG2	FPIN1	FFLAG1
	Write:								
	Reset:	U	0	U	0	U	0	U	0

R = Reserved
 = Buffered
 X = Indeterminate

Fig. D12 Sumario de registros del modulo PWM

	Bit 7	6	5	4	3	2	1	Bit 0	
(FTACK)	Read:	0	0	DT6	DT5	DT4	DT3	DT2	DT1
	Write:		FTACK4		FTACK3		FTACK2		FTACK1
	Reset:	0	0	0	0	0	0	0	0
PWM Output Control (PWMOUT)	Read:	0							
	Write:		OUTCTL	OUT6	OUT5	OUT4	OUT3	OUT2	OUT1
	Reset:	0	0	0	0	0	0	0	0
(PCNTH)	Read:	0	0	0	0	Bit 11	Bit 10	Bit 9	Bit 8
	Write:								
	Reset:	0	0	0	0	0	0	0	0
(PCNTL)	Read:	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
	Write:								
	Reset:	0	0	0	0	0	0	0	0
High (PMODH)	Read:	0	0	0	0				
	Write:					Bit 11	Bit 10	Bit 9	Bit 8
	Reset:	0	0	0	0	X	X	X	X
Low (PMODL)	Read:								
	Write:	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
	Reset:	X	X	X	X	X	X	X	X
(PVAL1H)	Read:								
	Write:	Bit 15	Bit 14	Bit 13	Bit 12	Bit 11	Bit 10	Bit 9	Bit 8
(PVAL1L)	Read:								
	Write:	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
	Reset:	0	0	0	0	0	0	0	0
(PVAL2H)	Read:								
	Write:	Bit 15	Bit 14	Bit 13	Bit 12	Bit 11	Bit 10	Bit 9	Bit 8
	Reset:	0	0	0	0	0	0	0	0
(PVAL2L)	Read:								
	Write:	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
	Reset:	0	0	0	0	0	0	0	0

Fig. D12 Continuación, sumario de registros

		Bit 7	6	5	4	3	2	1	Bit 0
PWM 3 (PVAL3H)	Read:	Bit 15	Bit 14	Bit 13	Bit 12	Bit 11	Bit 10	Bit 9	Bit 8
	Write:								
	Reset:	0	0	0	0	0	0	0	0
PWM 3 (PVAL3L)	Read:	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
	Write:								
	Reset:	0	0	0	0	0	0	0	0
PWM 4 (PVAL4H)	Read:	Bit 15	Bit 14	Bit 13	Bit 12	Bit 11	Bit 10	Bit 9	Bit 8
	Write:								
	Reset:	0	0	0	0	0	0	0	0
PWM 4 (PVAL4L)	Read:	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
	Write:								
	Reset:	0	0	0	0	0	0	0	0
PWM 5 (PVAL5H)	Read:	Bit 15	Bit 14	Bit 13	Bit 12	Bit 11	Bit 10	Bit 9	Bit 8
	Write:								
	Reset:	0	0	0	0	0	0	0	0
PWM 5 (PVAL5L)	Read:	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
	Write:								
	Reset:	0	0	0	0	0	0	0	0
PWM 6 (PVAL6H)	Read:	Bit 15	Bit 14	Bit 13	Bit 12	Bit 11	Bit 10	Bit 9	Bit 8
	Write:								
	Reset:	0	0	0	0	0	0	0	0
PWM 6 (PVAL6L)	Read:	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
	Write:								
	Reset:	0	0	0	0	0	0	0	0
(DEADTM)	Read:	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
	Write:								
	Reset:	1	1	1	1	1	1	1	1
PWM Disable Mapping (DISMAP)	Read:	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
	Write:								
	Reset:	1	1	1	1	1	1	1	1

Fig. D12 Continuación, sumario de registros

Registro contador PWM

El registro contador PWM (PCNTH y PCNTL) se compone de 12bits. Cuando el Byte mayor (PCNTH) es leído, el byte menor es puesto en el latch. PCNTL mantendrá el mismo valor hasta que sea leído.

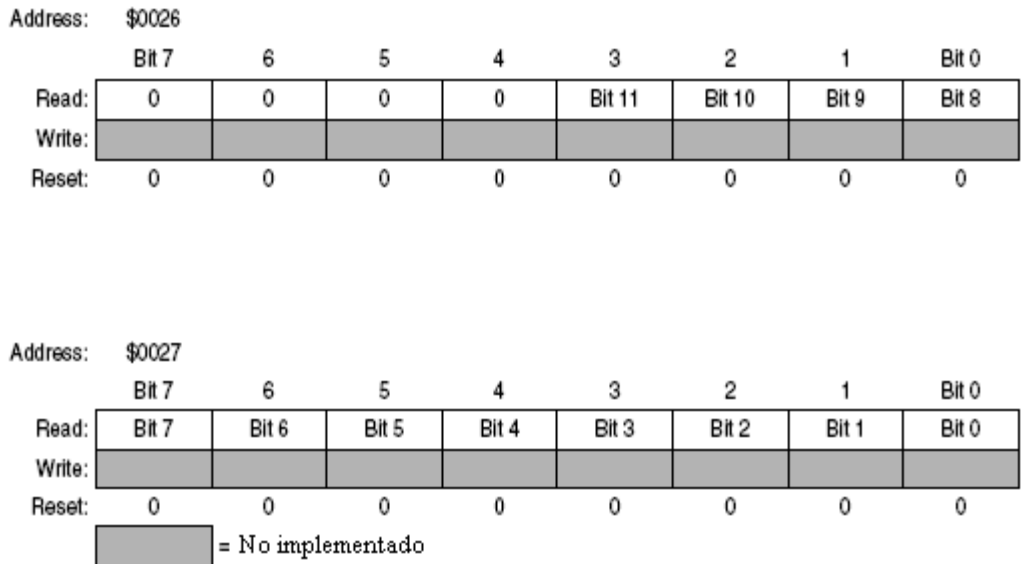


Fig. D13 Registro contador PWM

Registro Modulo Contador PWM

Esta compuesto por (PMDH y PMODL) manteniendo un numero sin signo de 12 bits que determina el máximo conteo. En modo centro alineado, el periodo PWM será dos veces que este numero. En modo de alineación de borde el periodo PWM será igual al numero en el registro.

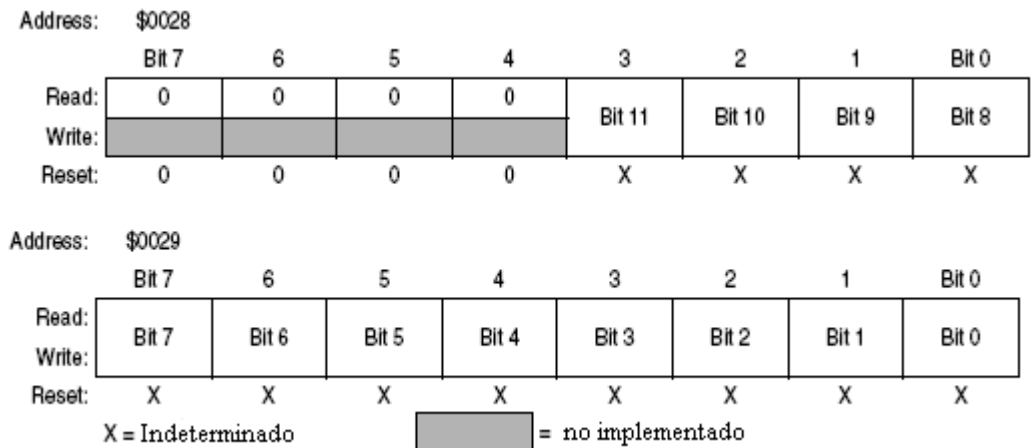


figura D14, registro de modulo contador

Registros de Valores PWMx

Cada uno de los seis PWM tiene un registro de 16 bits.

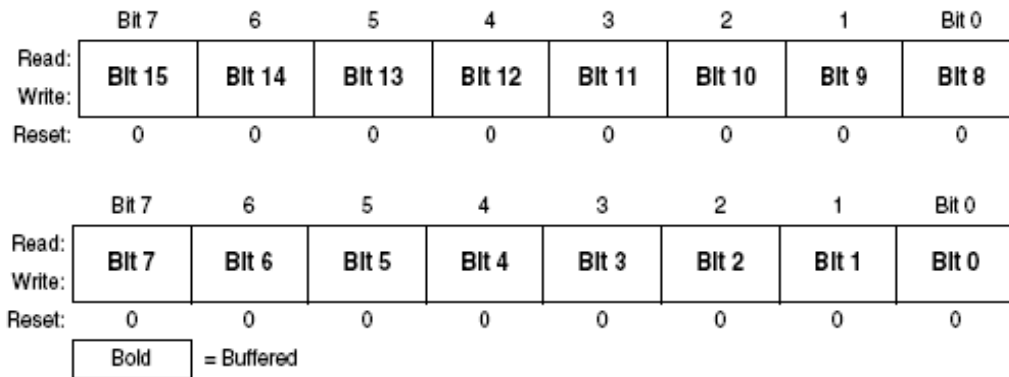


Fig. D15 Registros de valores PWM

El valor guardado en el registro de 16 bits determina el ciclo de trabajo de el PWM. El ciclo de trabajo esta definido como: $(\text{valor PWM} / \text{modul0}) \times 100$.

Escribiendo un número menor o igual a 0 causa que PWM sea cero en todo el periodo, y escribiendo un número mayor de 12 bits causa que la salida PWM se encienda en todo el periodo.

Registro de Control de salida PWM

La salida PWM puede ser controlada por medio del registro de control de salida (PWMOUT).

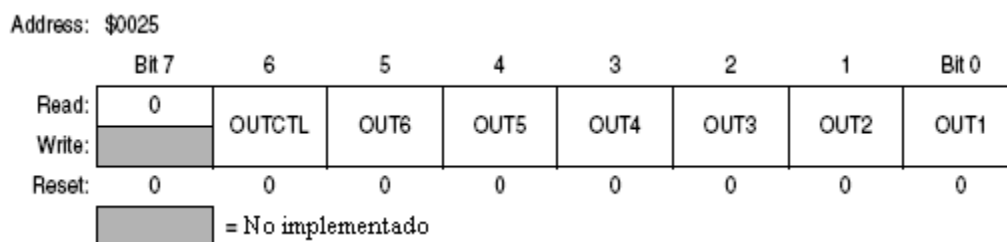


Fig. D16 Control de salida PWM

OUTCTL— Bit de habilitación de control de salida

Este bit de lectura/escritura permite al usuario controlar manualmente los pines PWM.

Los bits OUTx determinan el estado de los pines PWM. Al programar el bit OUTCTL no deshabilita el generador PWM. El generador continúa corriendo.

1 = los pines PWM se controlaran manualmente.

0 = Los pines PWM se controlaran por el generador

OUT6–OUT1— Bits de control PWM

Estos bits de lecturas/escritura controlan los pines de acuerdo a la siguiente tabla:

OUTx Bit	Modo Complementario	Modo Independiente
OUT1	1 — PWM1 is active. 0 — PWM1 is inactive.	1 — PWM1 is active. 0 — PWM1 is inactive.
OUT2	1 — PWM2 is complement of PWM 1. 0 — PWM2 is inactive.	1 — PWM2 is active. 0 — PWM2 is inactive.
OUT3	1 — PWM3 is active. 0 — PWM3 is inactive.	1 — PWM3 is active. 0 — PWM3 is inactive.
OUT4	1 — PWM4 is complement of PWM 3. 0 — PWM4 is inactive.	1 — PWM4 is active. 0 — PWM4 is inactive.
OUT5	1 — PWM5 is active. 0 — PWM5 is inactive.	1 — PWM5 is active. 0 — PWM5 is inactive.
OUT6	1 — PWM 6 is complement of PWM 5. 0 — PWM6 is inactive.	1 — PWM6 is active. 0 — PWM6 is inactive.

Fig. D17 Bits de control PWM

ANEXO E:

CLASIFICACION NEMA DE LOS MOTORES DE INDUCCION

Los motores trifásicos de potencias mayores de 1 HP son clasificados por las normas NEMA, según el diseño de la jaula del rotor de la siguiente manera:

- Motor de diseño NEMA A

Torque alto, deslizamiento nominal bajo y corriente de arranque alta.

Es un motor de inducción con rotor tipo jaula de ardilla, diseñado con características de torque y corriente de arranque que exceden los valores correspondientes al diseño NEMA B, son usados para aplicaciones especiales donde se requiere un torque máximo mayor que el normal, para satisfacer los requerimientos de sobrecargas de corta duración.

Estos motores también son aplicados a cargas que requieren deslizamientos nominales muy bajos y del orden del 1% o menos (velocidades casi constantes).

- Motor de diseño NEMA B

Torque normal, corriente de arranque normal y deslizamiento nominal normal.

Son motores con rotor tipo jaula de ardilla diseñados con características de torque y corriente de arranque normales, así como un bajo deslizamiento de carga de aproximadamente 4% como máximo. En general es el motor típico dentro del rango de 1 a 125 HP. El deslizamiento a plena carga es de aproximadamente 3%.

Este tipo de motor proporcionará un arranque y una aceleración suave para la mayoría de las cargas y también puede resistir temporalmente picos elevados de carga sin detenerse.

- Motor de diseño NEMA C

Torque alto, deslizamiento nominal normal, corriente de arranque normal. Son motores de inducción con rotor de doble jaula de ardilla, que desarrollan un alto torque de arranque y por ello son utilizados para cargas de arranque pesado. Estos motores tienen un deslizamiento nominal menor que el 5%.

- Motor de diseño NEMA D

Torque alto, alto deslizamiento nominal, baja corriente de arranque.

Este motor combina un alto torque de arranque con un alto deslizamiento nominal. Generalmente se presentan dos tipos de diseño, uno con deslizamiento nominal de 5 a 8% y otro con deslizamiento nominal de 8 a 13%. Cuando el deslizamiento nominal puede ser mayor del 13%, se les denomina motores de alto deslizamiento o muy alto deslizamiento (ULTRA HIGH SLIP). El torque de arranque es generalmente de 2 a 3 veces el par nominal aunque para aplicaciones especiales puede ser más alto. Estos motores son recomendados para cargas cíclicas y para cargas de corta duración con frecuentes arranques y paradas.

- Motores de diseño NEMA F

Torque de arranque bajo, corriente de arranque baja, bajo deslizamiento nominal.

Son motores poco usados, destinándose a cargas con frecuentes arranques. Pueden ser de altos torques y se utiliza en casos en los que es importante limitar la corriente de arranque.

ANEXO F:

VARIADOR DE VELOCIDAD

DTC - Control Directo de Torque. ABB es líder mundial en control de velocidad. Introdujo los convertidores SAMI de tecnología PWM en Control Escalar en 1975, el Control Vectorial en 1985 y la nueva tecnología DTC en 1995.

DTC (Direct Torque Control) supera las prestaciones del Control Vectorial y no requiere encoder o generador de pulsos para realimentación de velocidad.

Mediciones y cálculos del estado del motor, realizadas 40000 veces / seg., recurriendo a un avanzado modelo matemático del motor integrado al procesador digital del convertidor, permiten obtener un preciso control de la velocidad y el torque del motor de C.A. hasta velocidad cero. El motor es controlado de tal forma que puede reaccionar instantáneamente frente a cambios dinámicos en la carga o en el suministro de energía. DTC reduce el ruido en el motor y optimiza su comportamiento. Permite la mayor relación sobrecarga / carga nominal. Minimiza las salidas de servicio accidentales (trippings).

EMC - Compatibilidad electromagnética

Los variadores ABB cumplen con las directivas CE relativas a ruido electromagnético y baja tensión, tanto en emisión como inmunidad. Es inherente a la tecnología DTC la sorprendente baja producción de ruido eléctrico y audible.

Rango de productos

Convertidores de frecuencia - Baja tensión.

Series ACS 100, ACS 400, ACS 600.

0,37 a 3000 kW.

Hasta 4300 kW en series multidrive.

Convertidores de frecuencia-Media tensión.

Serie ACS 1000. Serie SAMI Megastar.



ANEXO G:

ENCUESTA TÉCNICA

1. ¿ Tienen entre sus equipos, motores de inducción ?

Si

No

2. ¿ Qué tipo de motores de inducción son ?

Rotor devanado

Rotor jaula de ardilla

3. ¿ Cual es la capacidad en HP de estos motores ?

4. ¿ Cuales son los niveles de voltaje a los que operan estos motores ?

5. ¿ Cuales son los niveles de corriente a los que operan estos motores?

6. ¿ Exigen estos procesos, variaciones en la velocidad de los motores ?

Si

No

7. ¿ Cuales son los rangos de velocidades a los que operan los motores?

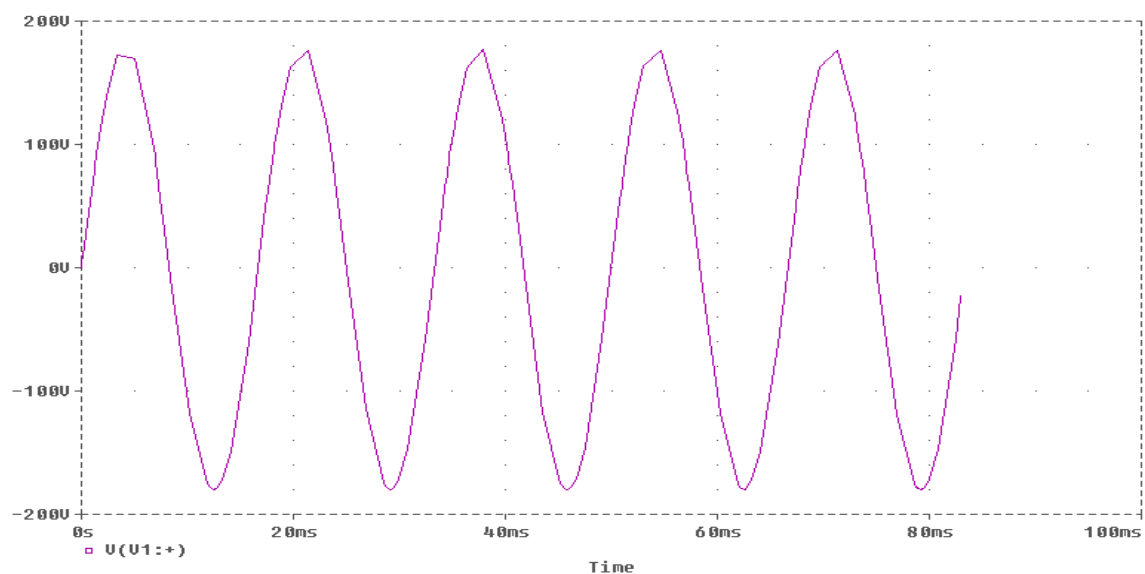
8. ¿ Qué técnica utilizan para controlar la velocidad de los motores ?

9. ¿ Que tipo de dispositivos son utilizados para manejar la velocidad de los motores?

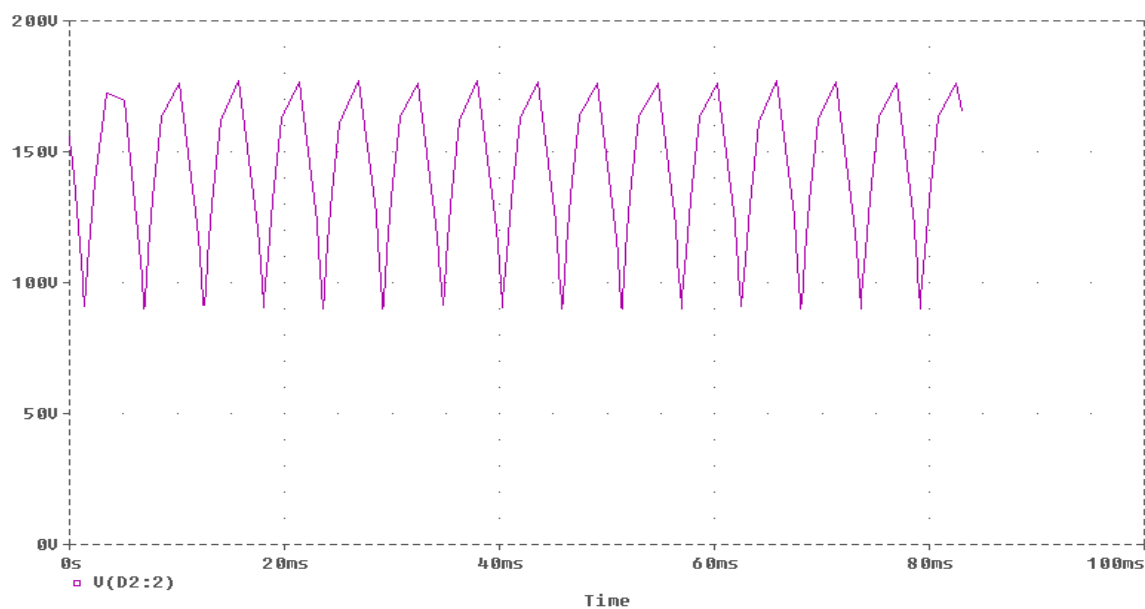
ANEXO H:

SIMULACION DEL RECTIFICADOR TRIFASICO DE MEDIA ONDA

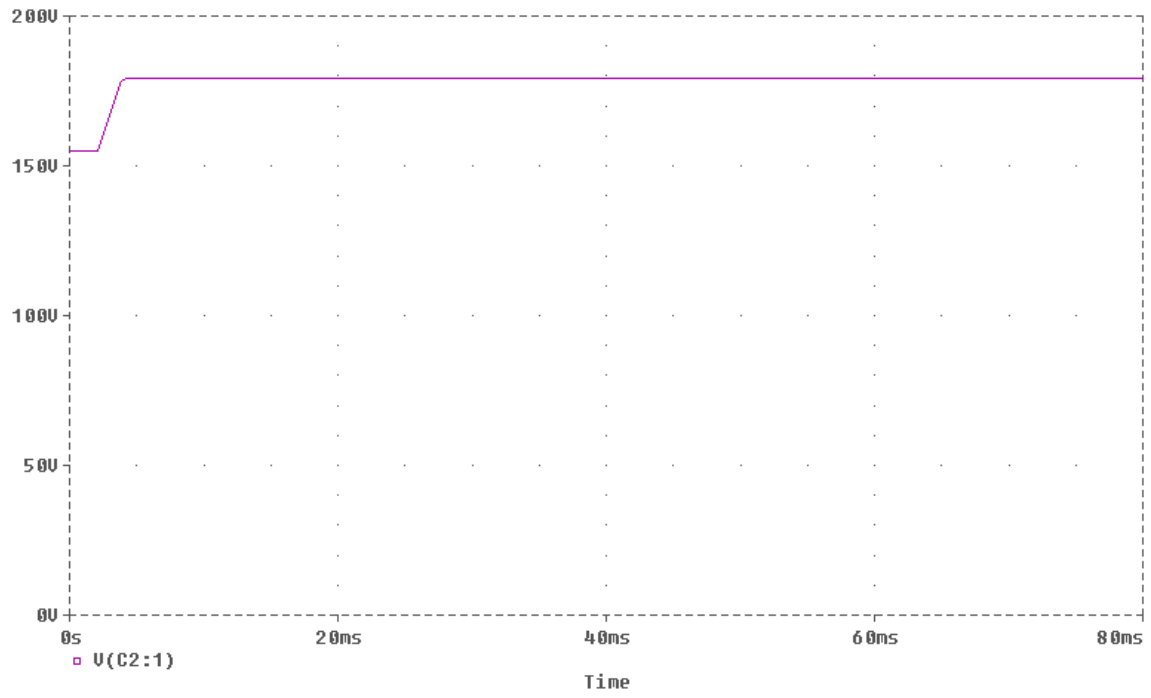
A continuación se presenta el voltaje de una de las fases de excitación, las cuales serán rectificadas.



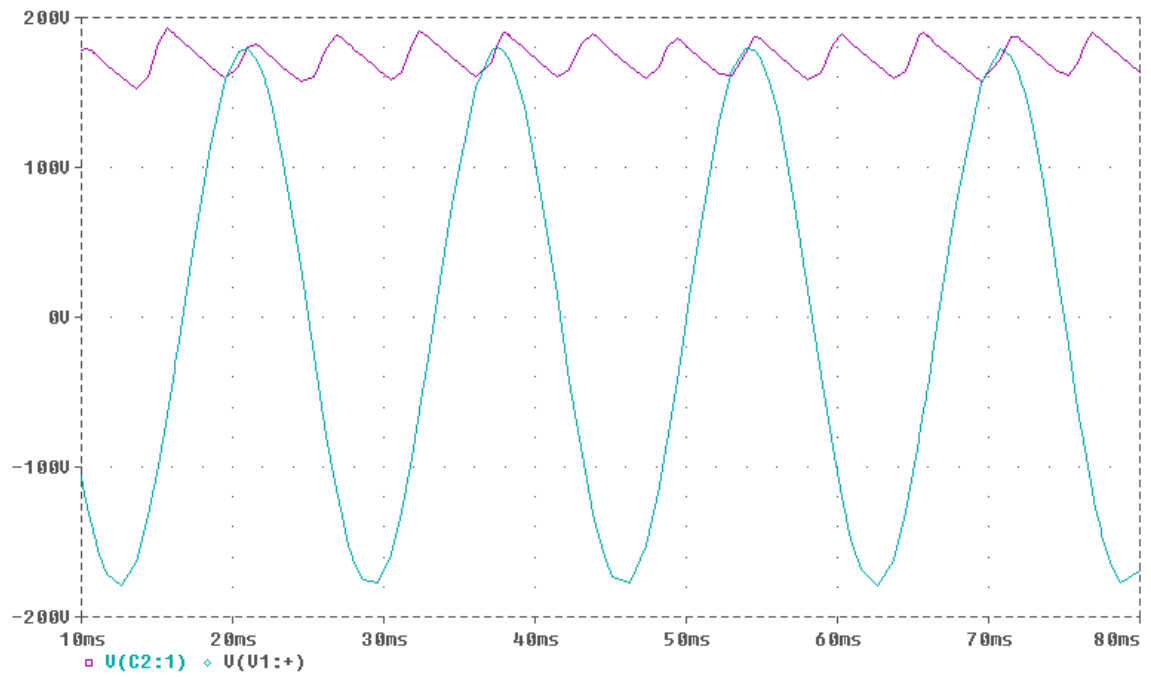
En la siguiente grafica se puede observar el voltaje obtenido a la salida del rectificador de media onda.



Señal filtrada, sin carga



Señal filtrada con carga RL.



ANEXO I:

En el anexo I podemos observar una tabla que muestra la variación en frecuencia y voltaje del controlador de velocidad para un motor de inducción de 1HP, 2 polos y un voltaje en condiciones nominales de 220v AC, para el diseño de esta tabla se ha tomado una fuente variable de DC, de 40v, esta sería la alimentación al inversor trifásico implementado con elementos tiristores con las especificaciones de diseño tal como se mencionó en la parte de diseño del inversor.

La velocidad ha sido calculada en base a la siguiente relación:

$$\eta = \frac{120F}{P},$$

donde F es la frecuencia observado en el osciloscopio, y su variación es mostrado en la tabla, también tomamos como constante el valor de P (4), que es el numero de polos.

VARIACION	Vrms(v)	F(hz)	η (rpm)
85	19.23	23.08	692.31
90	19.85	24.62	738.46
95	20.46	26.15	784.62
100	21.08	27.69	830.77
105	21.69	29.23	876.92
110	22.31	30.77	923.08
130	24.77	36.92	1107.69
135	25.38	38.46	1153.85
140	26.00	40.00	1200.00
150	27.23	43.08	1292.31
155	27.85	44.62	1338.46
160	28.46	46.15	1384.62
165	29.08	47.69	1430.77
170	29.69	49.23	1476.92
175	30.31	50.77	1523.08
180	30.92	52.31	1569.23
185	31.54	53.85	1615.38
189	34.00	60	1800

Tabla I.1: Proporciona las variaciones de voltaje y frecuencia para el control de un motor de inducción

ANEXO J

PROGRAMA PRINCIPAL

```
#include <hidef.h> /* para habilitar instrucciones del micro */
#include <MC68HC908MR16.h> /* declaraciones de los perifericos */
#include "C:\Documents and Settings\Administrador.HERNANDE-LPFU4F\Escritorio\3RDHQUAD.H"
/*tabla seno*/
#include "C:\Documents and Settings\Administrador.HERNANDE-LPFU4F\Escritorio\CONST.H"
/*definicion de constantes*/

/* variables locales - 16 bit */
unsigned int Wave_ptr_a = 0; /* puntaero de onda para la fase A */
unsigned int Wave_ptr_b; /* puntaero de onda para la fase B */
unsigned int Wave_ptr_c; /* puntaero de onda para la fase C */
unsigned int Quad_ptr; /* puntero de cuadrante para la fase A */
unsigned int Pwmmod_wave; /* modulo de onda */

signed int Table_inc = 2194;
signed int Table_value;
unsigned char Amplitude=10;

void main(void) {
    EnableInterrupts; /* interrupciones habilitadas*/

    CONFIG = 0x81; // EDGE=1, INDEP=1,COPD=1 (cop disabled)
    DEADTM = 0x15;
    PMODH = 0x01; // Highbyte 0x01 => 256 decimal
    PMODL = 0; // Lowbyte

    PVAL1 =

    PWM_MODULUS/2; /* coloca la fase A con un 50% */
    PVAL3 = PWM_MODULUS/2; /* coloca la fase B a un 50% */
    PVAL5 = PWM_MODULUS/2; /* set phase C pwm to 50% */

    PCTL2 = 0;
    PCTL1 = 3;
    PCTL1 |= 0x02;
    PWMOUT = 0x3F;
    for(;;) {

        PCTL1 &= 0xef; /* clear PWMF bit */

/* FASE A */

        if (Wave_ptr_a < 0x4000) /* QUADRANT 1 */
        {
            Quad_ptr = (Wave_ptr_a)<<2; /* calcula el puntero en el cuadrante
                                         de la onda */
            Table_value = (wavequad[Quad_ptr>>8]); /* coloca el valor de la tabla */
            Pwmmod_wave = (Table_value * Amplitude); /* escala por amplitud */
```

```

PVAL1 = (Pwmmod_wave>>8) + (PWM_MODULUS/2);
/* actualiza el registro PVAL1
para el cuadrante 1 */
}

else if (Wave_ptr_a < 0x7fff) /* cuadrante 2 */
{
Quad_ptr = (32767 - Wave_ptr_a)<<2; /* puntero de cuadrante*/
Table_value = (wavequad[Quad_ptr>>8]); /* recoge un valor de la tabla */
Pwmmod_wave = (Table_value * Amplitude); /* escala por amplitud */
PVAL1 = (Pwmmod_wave>>8) + (PWM_MODULUS/2);
/* actualiza el registro PVAL1
para el cuadrante 2 */
}

else if (Wave_ptr_a < 0xbfff) /* QUADRANT 3 */
{
Quad_ptr = (Wave_ptr_a-0x7fff)<<2; /* puntero de cuadrante*/
Table_value = (wavequad[Quad_ptr>>8]); /* recoge un valor de la tabla */
Pwmmod_wave = (Table_value * Amplitude); /* escala por amplitud */
PVAL1 = (PWM_MODULUS/2) - (Pwmmod_wave>>8);
/* actualiza el registro PVAL1
para el cuadrante 3 */
}

else /* (Wave_ptr_a < 0xffff) QUADRANT 4 */
{
Quad_ptr = (0xffff - Wave_ptr_a)<<2; /* puntero de cuadrante*/
Table_value = (wavequad[Quad_ptr>>8]); /* recoge un valor de la tabla */
Pwmmod_wave = (Table_value * Amplitude); /* escala por amplitud */
PVAL1 = (PWM_MODULUS/2) - (Pwmmod_wave>>8);
/* actualiza el registro PVAL1
para el cuadrante 4 */
}

/* FASE B */

Wave_ptr_b = Wave_ptr_a + 0x5555;

if (Wave_ptr_b < 0x4000) /* CUADRANTE 1 */
{
Quad_ptr = Wave_ptr_b<<2; /* puntero de cuadrante*/
Table_value = (wavequad[Quad_ptr>>8]); /* recoge un valor de la tabla */
Pwmmod_wave = (Table_value * Amplitude); /* escala por amplitud */
PVAL3 = (Pwmmod_wave>>8) + (PWM_MODULUS/2);
/* actualiza el registro PVAL1
para el cuadrante 1 */
}

else if (Wave_ptr_b < 0x7fff) /* QUADRANT 2 */
{
Quad_ptr = (32767 - Wave_ptr_b)<<2; /* puntero de cuadrante*/
Table_value = (wavequad[Quad_ptr>>8]); /* recoge un valor de la tabla */

```

```

Pwmmod_wave = (Table_value * Amplitude); /* escala por amplitud */
PVAL3 = (Pwmmod_wave>>8) + (PWM_MODULUS/2);
/* actualiza el registro PVAL1
para el cuadrante 2 */
}

else if (Wave_ptr_b < 0xbfff) /* CUADRANTE 3 */
{
Quad_ptr = (Wave_ptr_b - 0x7fff)<<2; /* puntero de cuadrante*/
Table_value = (wavequad[Quad_ptr>>8]); /* recoge un valor de la tabla */
Pwmmod_wave = (Table_value * Amplitude); /* escala por amplitud */
PVAL3 = (PWM_MODULUS/2) - (Pwmmod_wave>>8);
/* actualiza el registro PVAL1
para el cuadrante 3 */
}

else /* (Wave_ptr_b < 0xffff) CUADRANTE 4 */
{
Quad_ptr = (0xffff - Wave_ptr_b)<<2; /* puntero de cuadrante*/
Table_value = (wavequad[Quad_ptr>>8]); /* recoge un valor de la tabla */
Pwmmod_wave = (Table_value * Amplitude); /* escala por amplitud */
PVAL3 = (PWM_MODULUS/2) - (Pwmmod_wave>>8);
/* actualiza el registro PVAL1
para el cuadrante 4 */
}

/* FASE C */

Wave_ptr_c = Wave_ptr_a + 0xa000;

if (Wave_ptr_c < 0x4000) /* CUADRANTE 1 */
{
Quad_ptr = Wave_ptr_c<<2; /* puntero de cuadrante*/
Table_value = (wavequad[Quad_ptr>>8]); /* recoge un valor de la tabla */
Pwmmod_wave = (Table_value * Amplitude); /* escala por amplitud */
PVAL5 = (Pwmmod_wave>>8) + (PWM_MODULUS/2);
/* actualiza el registro PVAL1
para el cuadrante 1 */
}

else if (Wave_ptr_c < 0x7fff) /* CUADRANTE 2 */
{
Quad_ptr = (32767 - Wave_ptr_c)<<2; /* puntero de cuadrante*/
Table_value = (wavequad[Quad_ptr>>8]); /* recoge un valor de la tabla */
Pwmmod_wave = (Table_value * Amplitude); /* escala por amplitud */
PVAL5 = (Pwmmod_wave>>8) + (PWM_MODULUS/2);
/* actualiza el registro PVAL1
para el cuadrante 2 */
}

else if (Wave_ptr_c < 0xbfff) /*CUADRANTE 3 */
{
Quad_ptr = (Wave_ptr_c - 0x7fff)<<2; /* puntero de cuadrante*/
Table_value = (wavequad[Quad_ptr>>8]); /* recoge un valor de la tabla */

```

```

Pwmmod_wave = (Table_value * Amplitude); /* escala por amplitud */
PVAL5 = (PWM_MODULUS/2) - (Pwmmod_wave>>8);
/* actualiza el registro PVAL1
para el cuadrante 3 */
}

else /* (Wave_ptr_c < 0xffff) QUADRANT 4 */
{
Quad_ptr = (0xffff - Wave_ptr_c)<<2; /* puntero de cuadrante*/
Table_value = (wavequad[Quad_ptr>>8]); /* fetch value from table */
Pwmmod_wave = (Table_value * Amplitude); /* scale by Amplitude */
PVAL5 = (PWM_MODULUS/2) - (Pwmmod_wave>>8);
/* actualiza el registro PVAL1
para el cuadrante 4 */
}

Wave_ptr_a += Table_inc; /* load new wave pointer for phase A */
PCTL1 |= 0x02; /* set LDOK bit */

PCTL1 |= 0x02;

__RESET_WATCHDOG(); /* */

} /* LAZO INFINITO */

```

ANEXO K DIAGRAMA ESQUEMÁTICO REAL DEL SISTEMA DE CONTROL

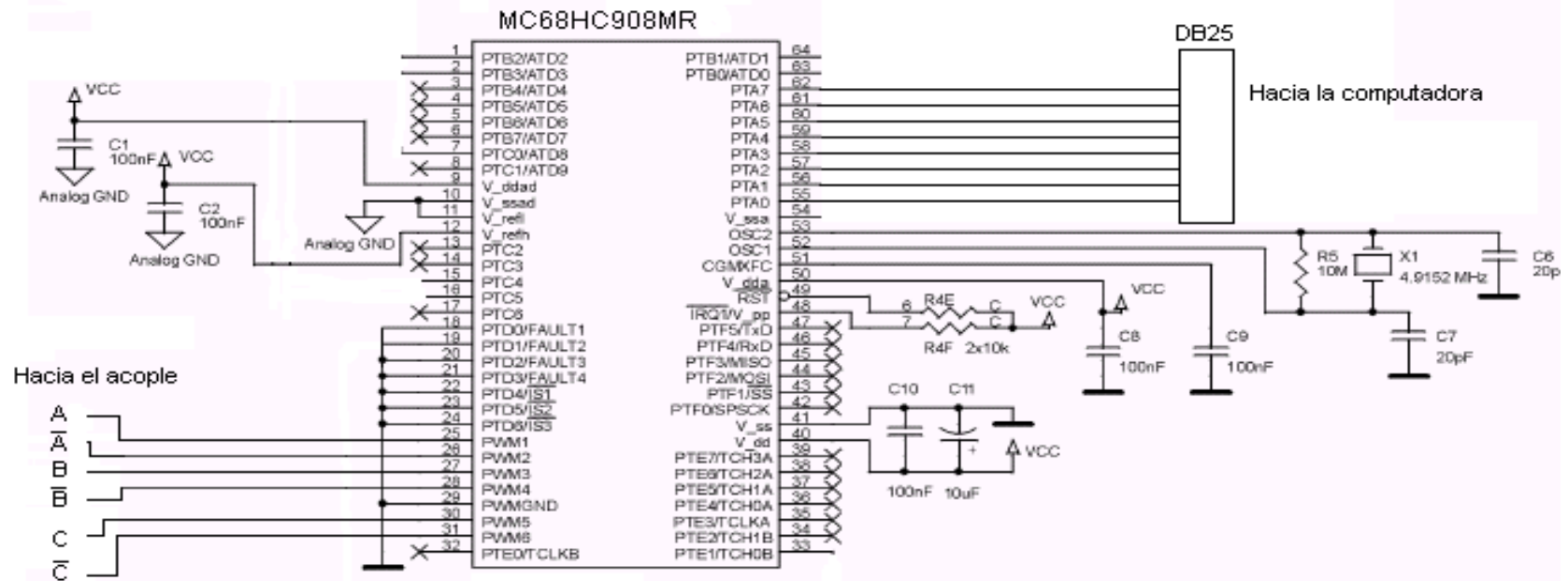


Fig K.1 Etapa de control

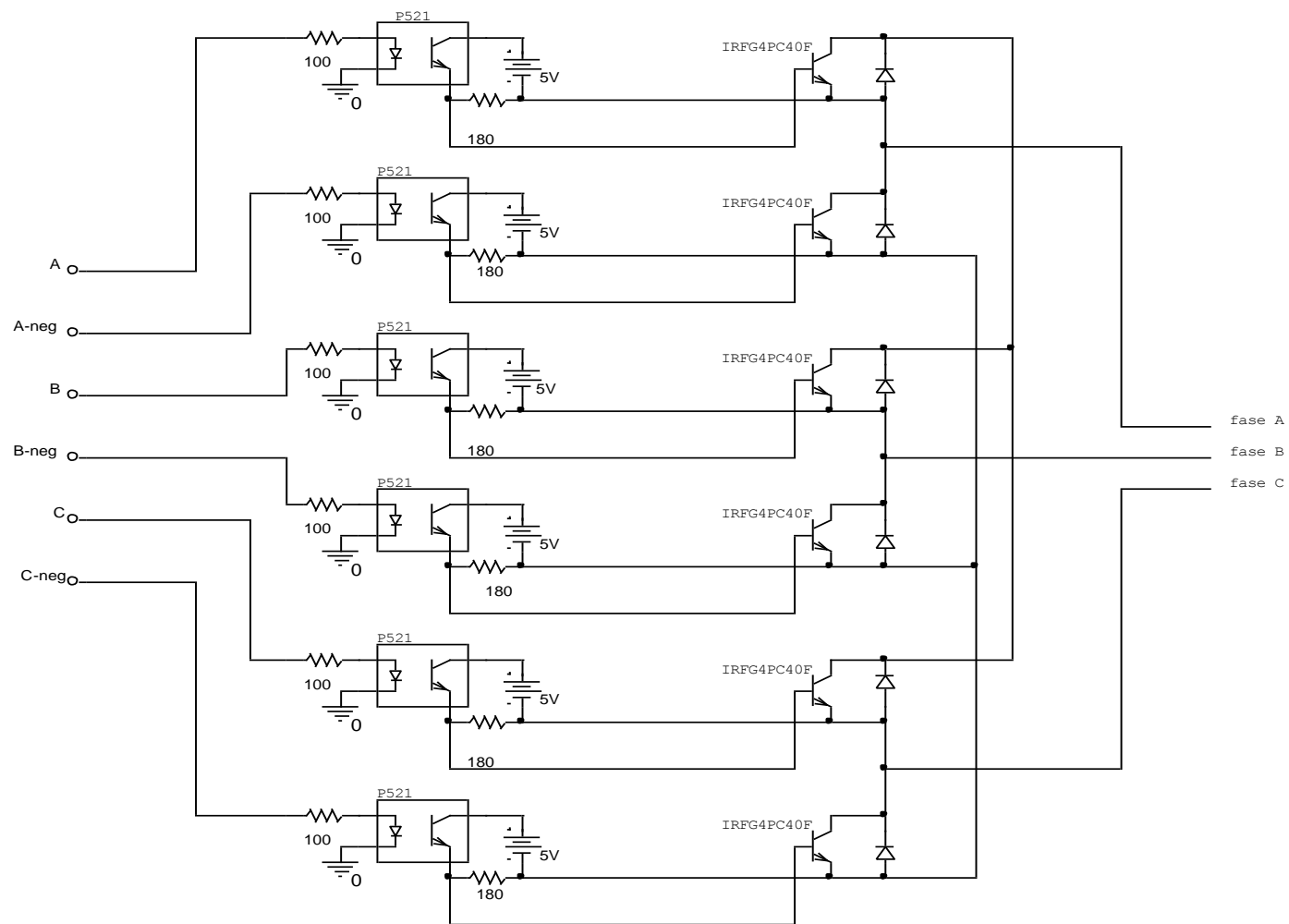


Fig K.2 Etapa de acoplamiento e inversor trifásico