



Universidad Autónoma de Querétaro
 Facultad de Ingeniería
 Maestría en Instrumentación y Control Automático.

Control de velocidad ajustable para motores de inducción
 empleando DSP

TESIS

Que como parte de los requisitos para obtener el grado de

Maestro en Ciencias

Presenta:

Edgar Alejandro Rivas Araiza

Dirigido por:

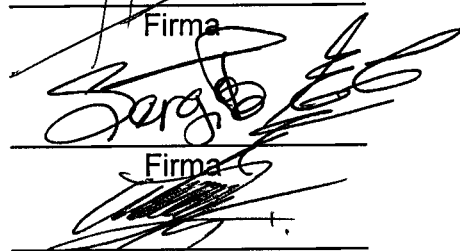
Dr. Gilberto Herrera Ruiz

SINODALES

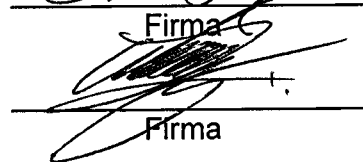
Dr. Gilberto Herrera Ruiz
 Presidente


 Firma

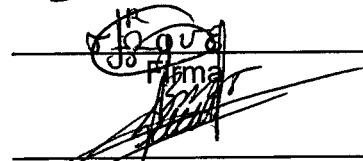
M. en C. Sergio Cervantes Pérez
 Secretario


 Firma

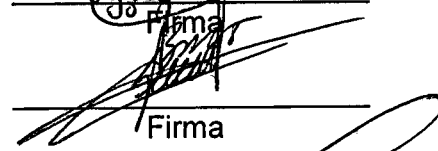
M. en C. Pedro Daniel Alaniz Lumbreras
 Vocal



 Firma

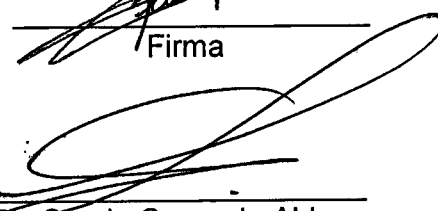
M. en C. Roque Osornio Ríos
 Suplente


 Firma

M. en C. José Agustín Bravo Curiel
 Suplente


 Firma


 M. en I, Gerardo Rene Serrano
 Director de la Facultad


 Dr. Sergio Quesada Aldana
 Director de Investigación y Posgrado

Centro Universitario
 Querétaro, Qro.
 Enero 2005
 México

No. Adq. H69729

No. Título _____

Clas. TS

621.46

R618c

Ej. 1

UNIVERSITY OF CALIFORNIA
LIBRARY

RESUMEN

Los aparatos electrodomésticos presentes en todos los hogares han venido a elevar la calidad de vida y confort de las personas, como ejemplo podemos citar refrigeradores, lavadoras y sistemas de aire acondicionado, cuyo componente principal son los motores eléctricos. En estos aparatos gran parte de la energía consumida es empleada por el motor. Actualmente la demanda en el consumo de energía eléctrica sube a un ritmo acelerado amenazando con rebasar la capacidad de suministro. Controlando la velocidad del motor se puede directamente e indirectamente reducir el consumo de energía. Los motores monofásicos de CA son ampliamente utilizados en aplicaciones de baja o mediana potencia, especialmente en aplicaciones domésticas donde no se dispone de líneas de suministro trifásico. En el presente proyecto se propone un sistema de control de velocidad para un motor de AC monofásico empleando la SVPWM, microcontroladores DSP como unidad de procesamiento y transistores IGBT como dispositivos de conmutación. El objetivo es lograr un sistema altamente eficiente, con baja distorsión armónica para su uso en aplicaciones domésticas o industriales de baja o mediana potencia.

(Palabras clave: DSP, Control Vectorial, SVPWM, IGBT)

SUMMARY

The electrodomestic appliances present in all homes have elevated the quality and comfort of their owners. We can mention refrigerators, for example, as well as washing machines and air conditioning systems, the main component of which is the electric motor. In these appliances, most of the energy used is consumed by the motor. Presently the supply capacity is surpassed. By controlling the speed of the motor, energy can be reduced both directly and indirectly. AC single phase motors are widely used for low and medium power applications, especially for domestic applications where there are no three-phase supply lines. This project proposes a speed control system of a single phase AC motor using the SVPWM, DSP controllers as a processing unit and IGBT transistors as switching devices. The objective is to achieve a highly efficient system with low harmonic distortion for use in domestic or industrial applications of low or medium power.

(KEYWORDS: DSP, vectorial control, SVPWM, IGBT)

DEDICATORIA

Dedico este trabajo a Dios y a mis padres Jesús y María.

AGRADECIMIENTOS

Al CONACYT por su apoyo para la conclusión de esta tesis

Al Dr. Gilberto Herrera Ruiz por todo el apoyo que me dio y por confiar en mí.

Al M. en C. Pedro Daniel Alaniz Lumbreras, profesor con quien desde mis inicios en la maestría tuve la suerte de trabajar y aprender.

Al M. en C. Roque Osornio Rios, por su apoyo en uno de aquellos momentos difíciles que tuve que enfrentar a lo largo de la maestría.

A todos mis profesores de la Facultad de Ingeniería de la División de Estudios de Posgrado por sus enseñanzas. M. en C. Rodrigo Castañeda Miranda, Dr. Rene Romero Troncoso, Dr. Jaime Rangel Mondragón, Dr. Santiago López Cajun, M. en I. Alfonso Noriega Ponce, Dr. Vladimir Rauch Sitar, Dr. Eric Marquina, Dr. Iván Terol Villalobos, Dr. Eduardo Castillo.

A mis compañeros y amigos José Gabriel Ríos Moreno, Carlos Alberto Gonzáles Gutiérrez y Mario Trejo Perea ('Pez') con quienes tuve la suerte de compartir los estudios de maestría.

A 'Don Domingo' José Gómez Meléndez pieza clave durante mi primer semestre en la maestría.

INDICE

Resumen	i
Summary	ii
Dedicatorias	iii
Agradecimientos	iv
Índice	v
Índice de tablas	vi
Índice de figuras	vii
I. INTRODUCCION	1
II. REVISION LITERATURA	4
2.1 Introducción	4
2.2 Motores de inducción y tipos de inversores	4
2.3 Dispositivos de conmutación	7
2.4 Controladores digitales	11
III. METODOLOGIA	17
3.1 Introducción a la arquitectura	17
3.2 Tarjeta de control	19
3.3 Etapa de potencia	24
3.4 Introducción al desarrollo	25
3.5 Control vectorial en inversores trifásicos	25
3.5.1 El principio de la constante V/Hz	25
3.5.2 La técnica SVPWM	27
3.6 Control de velocidad de motores bifásicos	32
3.6.1 Teoría de operación del motor bifásico	33
3.6.2 Control vectorial en inversores de dos fases	34
3.7 Generación Senoidal	39
3.7.1 Evaluación recursiva	40
3.7.2 Look Up Table	41
3.7.3 Two Level Look Up Table	41
3.7.4 Algoritmo CORDIC	42
3.7.5 Comparación	42
3.8 Aritmética de punto fijo	42
IV. RESULTADOS Y DISCUSION	45
LITERATURA CITADA	49
APENDICE	50
A. Publicación	51

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura		Página
2.1	<i>Símbolo del SCR</i>	8
2.2	<i>Símbolo de un transistor MOSFET canal N</i>	9
2.3	<i>Transistor IGBT canal N</i>	10
3.1	<i>Diagrama representativo de un inversor trifásico</i>	17
3.2	<i>Sintetización de una señal senoidal por PWM</i>	18
3.3	<i>Diagrama de bloques del sistema de control de velocidad</i>	19
3.4	<i>Formatos numéricos empleados en los DSP</i>	20
3.5	<i>Principales fabricantes de DSP</i>	22
3.6	<i>Tarjeta de desarrollo eZdsp TMS320LF2407A</i>	23
3.7	<i>Grafica Voltaje contra frecuencia bajo el principio de la constante V/Hz</i>	26
3.8	<i>Grafica Par contra velocidad deslizamiento con flujo estator constante</i>	27
3.9	<i>Diagrama de un inversor de potencia trifásico</i>	28
3.10	<i>Vectores espacio básicos y patrones conmutación</i>	30
3.11	<i>Secuencia de conmutación vector espacio PWM simétrica</i>	32
3.12	<i>Inversor de medio puente compuesto por cuatro interruptores</i>	35
3.13	<i>Estados de conmutación del inversor bifásico</i>	35
3.14	<i>Cuatro vectores espacio en el inversor de dos fases</i>	36
3.15	<i>Determinación de los tiempos de conmutación en la SVPWM de un inversor de dos fases</i>	37
3.16	<i>Función senoidal por evaluación recursiva</i>	40
3.17	<i>Tabla de búsqueda de 2 niveles</i>	41

3.18	<i>Formato aritmético de punto fijo</i>	43
4.1	<i>Simulación obtenida en el programa CCS para la sintetización senoidal</i>	45
4.2	<i>Tarjeta de la etapa de potencia</i>	46
4.3	<i>Corrientes en los devanados del motor, senoidales y defasadas 90°.</i>	46
4.4	<i>Armónicos de la señal senoidal de 60Hz</i>	47
4.5	<i>Armónicos de la señal senoidal a 55 Hz</i>	47

I. INTRODUCCIÓN

El grado de desarrollo de las sociedades humanas puede establecerse a partir de sus niveles y patrones de consumo de energía. Del uso de la fuerza humana como fuente primordial de energía, hasta el aprovechamiento de fuentes como los combustibles fósiles o nucleares y formas de energía como la eléctrica, la humanidad ha recorrido un largo camino caracterizado por una evolución constante, tanto en los niveles absolutos de consumo energético, como en la disponibilidad de fuentes y formas.

Esta evolución se confirma cuando se comparan los niveles de consumo energético del hombre primitivo, equivalentes a sólo 2 mil *kilocalorías* diarias en promedio, provenientes de sus alimentos, con los de un habitante de una gran urbe contemporánea los cuáles pueden alcanzar más de 100 veces el nivel de consumo de sus ancestros, resultado del consumo energético inherente a sus patrones actuales de alimentación, transporte, iluminación, climatización o esparcimiento.

La generación de energía eléctrica en México se realiza por medio de todas las tecnologías disponibles en la actualidad, desde las tradicionales centrales hidroeléctricas y termoeléctricas hasta las modernas plantas de energía solar, eólica y nuclear. México es uno de los países del área iberoamericana con mayor intensidad en el uso de la energía, superado tan sólo por Venezuela, nación que también dispone de recursos petroleros abundantes.

La oferta mundial de energía primaria, basada fundamentalmente en los combustibles fósiles, está confrontando un escenario de contracción derivada de un cierto agotamiento de las reservas probadas de hidrocarburos; de la volatilidad e inestabilidad de los mercados internacionales del petróleo o del gas natural y, más recientemente, se integran a este escenario las externalidades negativas concomitantes a todas las diversas etapas implicadas en el aprovechamiento de estos combustibles tales como la explotación, producción, transporte, transformación, consumo, e inclusive su disposición final.

La estructura del consumo nacional distingue dos destinos de las fuentes energéticas: por una parte, el sector productor de energía y, por otra, el consumo final, que se clasifica en consumo no energético y en consumo energético. Éste último absorbe la mayor parte de la demanda total y es donde se encuentra el mayor potencial para consolidar el ahorro y el uso más eficiente de los recursos. Dentro de este destino destacan cuatro sectores, que por orden de importancia, son los siguientes: transporte; industria y minería; residencial, comercial y público; y agrícola.

Dentro el sector de consumo residencial podemos encontrar aparatos de aplicaciones domesticas tales como refrigeradores, lavadoras y sistemas de aire acondicionado. Algunos de estos aparatos es necesario que se mantengan funcionando las 24 horas o durante largos periodos al día. El componente principal de estos aparatos son los motores eléctricos, gran parte de la energía total consumida es empleada por el motor. Controlando la velocidad del motor se puede directamente e indirectamente reducir el consumo de energía (Murray, 2000).

El tipo de motores más ampliamente usados son los motores de inducción de jaula de ardilla debido a su robustez, baja inercia, mejor relación potencia/peso, buen desempeño a altas velocidades y no requieren mantenimiento.

En la industria está muy extendido el uso de motores de inducción trifásicos en aplicaciones de automatización, robótica, bandas transportadoras y en diversas máquinas que requieren transmisión de movimiento. Sin embargo, muy a menudo las aplicaciones requieren energía mecánica a velocidades variables, donde el sistema de control de velocidad de estos dispositivos no es una tarea trivial debido a su complejidad visto desde el punto de vista matemático (multivariable y no lineal) (Lyshevski, 2000).

Las excelentes características de los motores de inducción han llevado a numerosas investigaciones para buscar los elementos y técnicas para el control eficiente de la velocidad y posición de este tipo de motores. En el tema de las estrategias de control nos encontramos con el control escalar, control vectorial, control directo del par y aplicaciones basadas en redes neuronales y lógica difusa. Cada uno de estos métodos ofrece distintas características de funcionalidad y complejidad.

Haciendo breve comparación de estos métodos podemos decir que el control escalar es el más sencillo en su implementación pero menos preciso y de lenta respuesta, el control vectorial ofrece mejor tiempo de respuesta y precisión pero su implementación es más compleja. El control directo del par y el control basado en redes neuronales y lógica difusa han estado ganando terreno como estrategia para el control de motores de inducción. Se puede decir que el control vectorial de motores de inducción está ampliamente difundido y es el más empleado.

Sin embargo las técnicas de control vectorial hasta ahora sólo han sido desarrolladas para el caso de motores de inducción trifásicos y no contemplan el caso de los motores de inducción monofásicos que emplean los aparatos de aplicaciones domésticas donde se carece de una red de suministro trifásico.

Por eso es necesario el estudio y análisis de técnicas de control vectorial para motores de inducción monofásicos que puedan emplearse en el control de velocidad para aplicaciones domésticas e industriales de baja o mediana potencia donde sólo se disponga de un suministro de energía monofásico.

El objetivo es diseñar e implementar un sistema de control de velocidad ajustable de bajo costo que nos permita regular la velocidad en aparatos electrodomésticos tales como refrigeradores, lavadoras y sistemas de aire acondicionado en un punto de operación en el que se mantengan funcionando adecuadamente, consumiendo un mínimo de energía eléctrica.

II. REVISIÓN DE LITERATURA

2.1 Introducción

En este capítulo se desarrolla el estado del arte en tres temas que están relacionados directamente con el trabajo de la tesis, los temas son:

- 1.- Estado del arte relacionado con el motor de inducción y los tipos de inversores.
- 2.- Estado del arte de los dispositivos electrónicos de conmutación.
- 3.- Estado del arte de los controladores digitales.

2.2 Motores de Inducción y tipos de inversores.

La historia de los motores eléctricos se remonta al año 1820, cuando Hans Christian Oersted descubrió el efecto magnético de una corriente eléctrica. Un año después Michael Faraday descubrió la rotación electromagnética y construyó el primer motor de corriente directa (CD). primitivo. Aun cuando Faraday descubrió la inducción electromagnética en 1831, no fue sino hasta el año 1833 que Nicola Tesla inventó el motor asíncrono de corriente alterna (CA) también conocido como motor de inducción.

Actualmente los principales tipos de motores son los mismos, CD, CA sincros y asíncros, todos ellos basados en las teorías de Oersted, Faraday y Tesla descubiertas y desarrolladas hace más de un siglo.

Desde su invención, el motor asíncrono de CA, ha llegado a ser el motor más usado hasta el día de hoy. Las ventajas de los motores de inducción es que no requieren conmutadores mecánicos (escobillas), por lo cual no requieren mantenimiento. Los motores de inducción también tienen una mejor relación potencia/peso, baja inercia y una alta capacidad de sobrecarga. Por lo tanto son más baratos y robustos, y tienen menos probabilidad de fallar a altas velocidades. Más aun, estos motores pueden trabajar en ambientes explosivos debido a que no producen chispas.

Tomando en cuenta todas estas ventajas, los motores de inducción deben considerarse el convertidor perfecto de energía eléctrica a mecánica. Sin embargo, muy a menudo las aplicaciones requieren energía mecánica a velocidades variables, donde el sistema de control de velocidad de estos dispositivos no es una tarea trivial.

El único medio efectivo de producir un controlador de velocidad variable para un motor de inducción es alimentar las fases del motor a voltajes de frecuencias y amplitud variables. Se requiere una frecuencia variable debido a que la velocidad del rotor depende de la velocidad del campo magnético rotativo proporcionado por el estator. El voltaje variable es necesario porque la impedancia del motor se reduce a bajas frecuencias y consecuentemente la corriente tiene que limitarse por medio de una reducción de los voltajes de alimentación.

Antes de los días de la electrónica de potencia, se lograba un control limitado de la velocidad de un motor de inducción trifásico mediante la conmutación de las bobinas del estator de la conexión en delta a la conexión en estrella, permitiendo la reducción de los voltajes en las bobinas del motor. Los motores de inducción también están disponibles con más de tres bobinas en el estator para permitir un cambio en el número de pares de polos. Sin embargo un motor con varias bobinas es muy caro porque se necesitan más de tres conexiones al motor y solo hay ciertas velocidades discretas disponibles.

Actualmente con los enormes avances logrados en la tecnología de semiconductores durante los últimos 20 años, se han definido las condiciones requeridas para desarrollar un controlador apropiado para un motor de inducción. Estas condiciones pueden dividirse en dos grupos principales:

- El abaratamiento y mejora en el desempeño en los dispositivos de conmutación de potencia electrónica.
- La posibilidad de implementar algoritmos complejos en los nuevos microprocesadores.

Sin embargo, tenía que hacerse una precondition, la cual fue el desarrollo de métodos de control convenientes para controlar la velocidad de los motores de inducción, porque en contraste con su simplicidad mecánica su complejidad, mirando su estructura matemática (multivariable y no lineal), no es un problema trivial.

Podemos agrupar en 4 grupos los métodos empleados para el control de velocidad de un motor de inducción:

- Sistemas clásicos de control
 - Sistemas de flujo orientado
 - Control directo del par (DTC por sus siglas en ingles)
 - Aplicación de inteligencia artificial (redes neuronales y lógica difusa) a las técnicas de flujo orientado y control directo del par.
-
- ***Sistemas clásicos de control (control escalar)***: El sistema de control de velocidad más sencillo es el control escalar, emplea una variación simultanea de frecuencia y voltaje cumpliendo la relación $V/f = \text{constante}$. La estructura es muy simple y normalmente es empleada sin retroalimentación. Sin embargo, este controlador no alcanza una buena exactitud en la respuesta de la velocidad y par. Esto es debido principalmente al hecho de que el flujo de estator y el par no están directamente controlados. Aunque si los parámetros de la planta son identificados, la exactitud en la velocidad puede ser del 2% (excepto a baja velocidad), y la respuesta dinámica puede ser de aproximadamente 50ms.
 - ***Sistemas de flujo orientado (o control vectorial)***: En este tipo de controladores, hay lazos de control para controlar el par y el flujo del estator. Los controladores más extensamente usados son aquellos que usan transformaciones vectoriales tal como las de Park o Ku. Su exactitud alcanza valores tales como 0.5% en velocidad y del 5% en par. La principal desventaja es la alta capacidad computacional requerida.

- **Control directo del par:** Esta técnica ha emergido en la última década para llegar a ser una posible alternativa al control vectorial de máquinas de inducción. Su principal característica es su buen desempeño, obteniendo resultados tan buenos como el control vectorial pero con varias ventajas basadas en su estructura y diagrama de control más simple. Este método también presenta algunas desventajas como: posibles problemas durante el arranque, requiere estimaciones del par y flujo de estator, implicando la consecuente identificación de los parámetros.
- **Control con inteligencia artificial:** Las redes neuronales y la lógica difusa abren expectativas muy prometedoras para su aplicación en el campo de la electrónica de potencia y en los sistemas de control de posicionamiento. Estas expectativas son las que han llevado a reemplazar algunas partes de los sistemas normales del control vectorial y DTC, por un sistema de control basado en redes neuronales artificiales.

2.3 Dispositivos de conmutación.

Existen numerosas operaciones industriales que requieren la entrega de una cantidad variable y controlada de energía eléctrica. Cuatro de las más comunes de estas operaciones son alumbrado, control de velocidad de motores, soldadura eléctrica y calentamiento eléctrico. Siempre es posible controlar la cantidad de energía eléctrica suministrada a una carga usando transformadores variables para crear un voltaje de salida de secundario variable. Sin embargo, cuando se requieren altos niveles de energía, los transformadores variables son voluminosos y caros, y requieren mantenimiento frecuente (Maloney, 1997).

Otro método de controlar la energía eléctrica de una carga es la inserción de un reóstato en serie con la carga para limitar y controlar la corriente. De nuevo, cuando se requieren altos niveles de energía, los reóstatos resultan grandes, caros, requieren mantenimiento, y desperdician cantidades enormes de energía.

Desde 1960 ha estado disponible un dispositivo electrónico que no tiene ninguna de las fallas mencionadas antes. El SCR (rectificador controlado de silicio) es pequeño y relativamente barato, no requiere mantenimiento, y casi no desperdicia energía. Algunos SCR modernos pueden controlar corrientes de varios cientos de amperes en circuitos que operan a voltajes mayores de 1000 V. Por estas razones, los SCR son muy importantes en el campo del control industrial moderno.

Los SCR son dispositivos de tres terminales usado para controlar altas corrientes, el símbolo de este dispositivo se muestra en la figura 2.1. Un SCR actúa a semejanza de un interruptor. Cuando está encendido, hay una trayectoria de flujo de corriente de baja resistencia del ánodo a cátodo, actúa entonces como un interruptor cerrado. Como lo dice su nombre, el SCR es un rectificador, por lo que pasa corriente cuando en un semiciclo positivo de una onda de CA, es decir cuando las terminales de ánodo y cátodo están polarizadas directamente. Cuando el SCR está apagado, no puede haber flujo de corriente del ánodo al cátodo. Por tanto actúa como un interruptor abierto. Dado que es un dispositivo de estado sólido, la acción de conmutación del SCR es muy rápida.



Figura 2.1 Símbolo del SCR

Los SCR son miembros de la familia de los llamados *tiristores*, otro miembro de la familia son los TRIAC los cuales se comportan como los SCR pero los primeros pueden conducir corriente en ambas direcciones.

Los transistores MOSFET (*metal-oxide-semiconductor field effect transistor*) son el dispositivo activo más empleado comúnmente en los circuitos de muy alta escala de integración (VLSI) La figura 2.2 muestra el símbolo esquemático y apariencia para un MOSFET de canal N. El diseño de n MOSFET está basado en el original transistor de efecto de campo y, desde su invención en 1970 ha ido a través de varios pasos evolutivos.

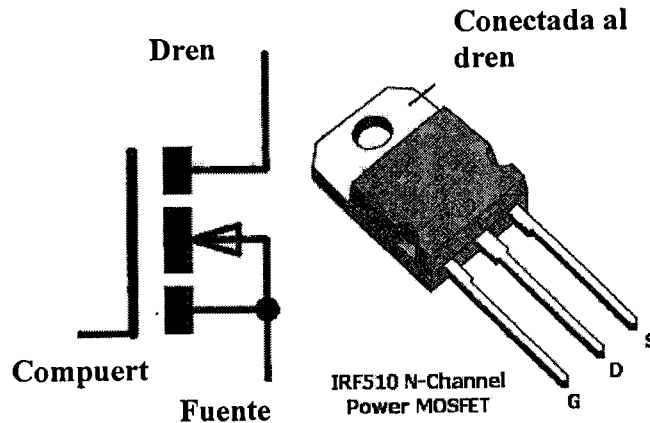


Figura 2.2 Símbolo de un transistor MOSFET canal N.

La invención del MOSFET de potencia fue en parte debida a las limitaciones del transistor de potencia bipolar el cual, hasta la actualidad, fue el dispositivo de preferencia en aplicaciones de electrónica de potencia. Los transistores bipolares son dispositivos controlados por corriente y es necesaria una corriente tan alta como la quinta parte de la corriente que se desea controlar para mantener el transistor en estado de encendido. Y también se requiere una corriente inversa de base más alta para obtener un apagado rápido. A pesar del estado muy avanzado en la fabricación y bajo costo del transistor de potencia bipolar, estas limitaciones han hecho el diseño del circuito de manejo de la corriente de base más complicado y por tanto más caro.

Los transistores MOSFET por otro lado, son dispositivos de portadores mayoritarios sin inyección de portadores minoritarios. Son superiores a los BJTs en aplicaciones de alta frecuencia donde las pérdidas de potencia por conmutación son importantes y pueden aguantar simultáneamente altos voltajes y altas corrientes sin sufrir fallas destructivas debido a una segunda avería (Irwin,1997).

Aunque los transistores BJT (Bipolar Junction Transistor) tienen baja resistencia de encendido, son dispositivos controlados por corriente lo cual resulta en pérdidas significantes en la circuitería de control. Por otro lado los transistores MOSFET involucran circuitos de manejo relativamente sencillos, pero tienen pérdidas significativas durante conducción directa a voltajes de bloqueo más altos.

Recientemente, se han hecho esfuerzos para incorporar un control de compuerta MOS con las características de conducción de un transistor bipolar. Esto ha conducido a la invención de varias estructuras híbridas. Entre los dispositivos nuevos más usados están el transistor bipolar de compuerta aislada (IGBT por sus siglas en inglés) y los tiristores controlados MOS (MCT). Otro tipo de dispositivo que está siendo desarrollado es el tiristor de emisor conmutado (EST) (Irwin, 1997).

Un medio novel de combinar las mejores cualidades de un transistor BJT y un MOSFET es formar un par Darlington monolítico en el cual el MOSFET es usado para suministrar corriente a la base de un BJT. El dispositivo así formado es denominado transistor bipolar de compuerta aislada (IGBT). También conocido como COMFET (FET de conductividad modulada), IGT (Transistor de compuerta aislada) y MOSFET de modo bipolar. El símbolo para un transistor IGBT de canal N se muestra en la figura 2.3.

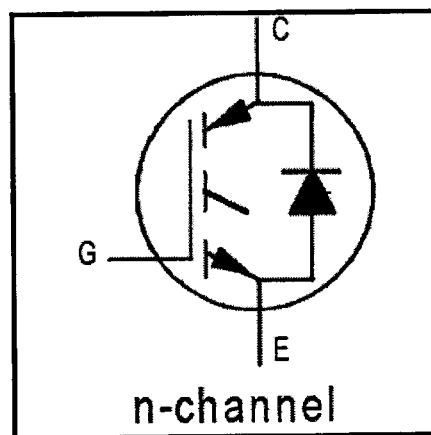


Figura 2.3 Transistor IGBT canal N.

Durante la década de los 90's y en el presente siglo el interés y uso de estos dispositivos continua incrementándose rápidamente, debido a la necesidad de convertir, controlar y conservar la energía eléctrica. Los IGBT y su primo cercano el MOSFET de potencia representan uno de los segmentos de todos los semiconductores de crecimiento más rápido, incluyendo a los circuitos integrados y memorias. Este crecimiento está alimentado en parte por las aplicaciones en las cuales no pueden ser económicamente factibles sin IGBTs.

Adicionalmente el crecimiento proviene del hecho de que los IGBT están reemplazando a los transistores BJT, MOSFET y a los SCR en las aplicaciones existentes. La figura 2.4 muestra una comparación de las distintas tecnologías de conmutación.

Las aplicaciones más comunes de los IGBTs son control de velocidad de motores y conversión de energía. Los IGBTs pueden encontrarse en controles de motores de CA y de CD en sistemas de aire acondicionado, refrigeración, sistemas de transporte, elevadores, robótica, lavadoras, fuentes de alimentación ininterrumpida, corrección del factor de potencia entre otras.

2.4 Controladores Digitales

El control de una máquina de inducción requiere el uso de un controlador digital capaz de realizar las operaciones aritméticas y lógicas requeridas para la toma de decisión de las señales que actuarán directamente sobre el motor para llegar a una velocidad deseada.

Un controlador digital tiene como parte fundamental un circuito VLSI (*Very Large Scale Integration*), tal como, microprocesadores, microcontroladores, dispositivos lógicos programables complejos (CPLD), arreglos de compuertas programables en campo (FPGA). Los dispositivos anteriormente apuntados comparten una característica en común que es la base de los controladores digitales, y es su programabilidad.

Mientras a los microprocesadores y microcontroladores puede indicárseles directamente por medio de instrucciones en lenguaje ensamblador, paso a paso, lo que se desea hacer; en los dispositivos de lógica programable (CPLD's, FPGA's y ASIC) es necesario desarrollar las ecuaciones lógicas y máquinas de estado que integran el funcionamiento completo del sistema que se pretende crear con el consecuente incremento de la complejidad y tiempo de desarrollo.

La era del microprocesador comenzó cuando en 1971 la compañía Intel anuncio la aparición del microprocesador denominado 4040 (Uruñuela, 1987). Era un microprocesador de 4 bits, implementado con tecnología PMOS, tenia 45 instrucciones y ejecutaba 60,000 operaciones por segundo. Otras compañías, particularmente Texas Instruments (TMS-1000) también produjeron microprocesadores de 4 bits. Los microprocesadores de 4 bits aun sobreviven en aplicaciones poco exigentes como hornos de microondas y pequeños sistemas de control (Brey, 2001).

Al siguiente año, la misma compañía introdujo el 8008 que fue el primer microprocesador de 8 bits, también estaba implementado con tecnología PMOS. El 8008, además de tener una longitud de palabra mayor, contaba con 48 instrucciones, podía ejecutar 300,000 operaciones por segundo y direccionala 16 KBytes de memoria.

Avances posteriores en la tecnología de circuitos integrados permitieron que a principios de 1974 Intel anunciara el 8080, un microprocesador de 8 bits más poderoso. El 8080 tenia 78 instrucciones, además su velocidad de operación era 10 veces mayor que la del 8008 y podía direccional hasta 64 KB de memoria.

En respuesta al éxito del 8080, la compañía Motorota introdujo también en 1974 un microprocesador de 8 bits con 72 instrucciones, el 6800. En 1975, la compañía Mos Technology anuncio 2 microprocesadores, el 6501 que era compatible pata a pata con el 6800 y el 6502, cuyo circuito integrado incluía, además de un 6501, toda la circuiteria para generar la señal de reloj. En 1976 la compañía Zilog introdujo el Z-80, un microprocesador NMOS de 8 bits basado en el 8080 pero apreciablemente mejorado tanto en hardware como en software. Con el auge logrado por los microprocesadores 8080 y el 6800 comenzó la era de los microprocesadores.

En 1978, Intel libero el microprocesador 8086 y aproximadamente un año después, el 8088. Ambos dispositivos son microprocesadores de 16 bits, que ejecutaban instrucciones en tan solo 200 ns. Además podían direccionar hasta 1 MB de memoria. La popularidad de los microprocesadores de la familia Intel se consolido en 1981, cuando IBM decidió usar el microprocesador 8088 en su computadora personal.

Al principio los microprocesadores 8088 y 8086 evolucionaron debido a la necesidad de sistemas de mayor memoria. Pronto las aplicaciones empezaron a requerir mayores velocidades del microprocesador, más memoria y rutas de datos más anchas. Esto condujo a Intel Corp. a crear el 80386 en 1986.

Desde entonces los microprocesadores han evolucionado a pasos agigantados hasta lograr una longitud de palabra de 64 bits y alcanzar velocidades de reloj del orden de los GHz. Sin embargo estos dispositivos están diseñados para cubrir un amplio intervalo de funciones y normalmente trabajan con grandes bloques de programas.

En general los microprocesadores no están pensados para generar cálculos en tiempo real, además cuentan con la libertad de escoger el orden de la secuencia de procesamiento y el instante para realizarlos lo que resulta conveniente en un proceso de control (Motorola, 2000). Sin embargo su elevado consumo de energía, tamaño y en especial los requerimientos de *hardware* los hace inapropiados en esta aplicación.

Se puede observar que para el control de velocidad de un motor de inducción los procesadores de 16 bits más veloces como el 80286 de Intel (L. Zhang, et. al., 1994) o Motorola (K. Jezernik, et. al., 1993) pueden emplearse aplicando estrategias adecuadas. Trabajos en los cuales es evidente la gran cantidad de hardware necesario: RAM, ROM, PIA externas que incrementan los costos y espacio ocupado.

Una alternativa para reducir el espacio de hardware en un sistema de microprocesador es emplear un microcontrolador. Los microcontroladores son circuitos integrados que incorporan toda la circuitería necesaria para que un microprocesador trabaje en un mismo encapsulado. Las limitaciones de los microcontroladores respecto a los microprocesadores se reflejan en la capacidad de memoria de programa y de datos que pueden manejar, siendo una cifra mucho menor en el caso de los microcontroladores.

Otras diferencias notables entre los microprocesadores y microcontroladores son su arquitectura interna, mientras los microprocesadores emplean la arquitectura Von-Neumann, la mayoría de los microcontroladores emplean la arquitectura Harvard en la

cual la memoria de datos y de programa se accede a través de distintos buses de direcciones siendo posible decodificar una instrucción y realizar movimientos de datos simultáneamente con el consecuente incremento de la velocidad de ejecución de las operaciones.

Adicionalmente los microcontroladores incorporan un conjunto reducido de instrucciones (RISC por sus siglas en inglés), con lo cual el usuario debe aprender a lo sumo 50 instrucciones por poner un ejemplo. Mientras en el caso de los microprocesadores el número de instrucciones posibles es de varios cientos.

Una desventaja que podría atribuírseles a los microcontroladores es que no incorporan unidades de procesamiento matemático, esto es, las operaciones matemáticas en punto flotante deben implementarse mediante software y resultan relativamente lentas para determinadas operaciones en tiempo real.

Aun con estas desventajas, es posible implementar un control de velocidad en un microcontrolador, esto se puede ver en las notas de aplicación de los fabricantes de microcontroladores.

- AN1612 Bi-Phase Asynchronous motor with voltage and frequency control using ST52X420, ST 2003.
- AN889 VF Control of 3-Phase Induction Motors Using PIC16F7x7 microcontrollers, Microchip 2002.
- AN843 Speed Control of 3-Phase Induction Motor using PIC18 Microcontrollers, Microchip 2002.

El resultado es un sistema de bajo costo y de reducido tamaño, sin embargo debido a limitaciones en la capacidad de procesamiento la mayoría de estos sistemas están basados en la técnica de control escalar, que como se ha observado anteriormente es el método más simple y de menor exactitud.

En 1982 la compañía Texas Instruments introdujo el primer DSP el TMS32010, diseñado con tecnología TTL. Posteriormente se incorpora la tecnología CMOS al proceso de fabricación y se complica el diseño del chip.

Los DSP son similares a otros microprocesadores y microcontroladores que se encuentran en el mercado con la salvedad de que su circuitería interna ha sido optimizada para la realización de funciones tales como el filtrado, la correlación, el análisis espectral, etc., de una señal de entrada al sistema. Esto es, están diseñados para realizar cálculos matemáticos intensos en el menor tiempo posible, es común encontrar DSP que realicen multiplicaciones en un solo ciclo de instrucción, lo cual los convierte en una herramienta poderosa para la implementación de algoritmos de control complejos incluso en tiempo real.

Inicialmente, los DSP disponían de un mercado reducido (sólo se empleaban en sistemas que requerían una elevada potencia de cálculo, como ocurre en instrumentación electrónica de precisión, osciloscopios digitales, etc.) aunque, con la revolución y expansión relacionada con las telecomunicaciones, esta tendencia ha cambiado claramente (raro es el teléfono móvil o el modem que no dispone de un DSP en su interior y rara es la familia que hoy en día no dispone de alguno de estos dispositivos electrónicos).

Debido al elevado costo que inicialmente suponían, su uso quedó relegado a aplicaciones en grandes sistemas. A partir de 1988, el costo decreció sustancialmente y varios fabricantes japoneses comenzaron una producción masiva de productos que incorporaban DSP's, especialmente los teléfonos móviles y módems.

En conclusión, podemos decir que un DSP es un microprocesador orientado al procesamiento de señales digitales y a la realización de cálculos a alta velocidad. Estos microprocesadores se caracterizan por tener arquitecturas especiales, orientadas a la realización hardware de los cálculos que otro tipo de microprocesadores implementan por software, mediante la ejecución secuencial de varias instrucciones.

El hardware de la CPU este tipo de sistemas digitales es por ello, generalmente, mucho más complejo que el de microprocesadores o microcontroladores. El área de

silicio es mucho mayor y, por tanto, coste del producto aumenta respecto a los microprocesadores y microcontroladores.

Las aplicaciones basadas en DSPs son cada día mayores en número. Actualmente cubren prácticamente todos los campos de la industria (telecomunicaciones, control, instrumentación, análisis de imagen y voz, automóvil, medicina). Esto hace que los fabricantes investiguen nuevas arquitecturas, y sobre todo, compiladores más inteligentes y mejores herramientas de desarrollo y depuración.

Encontramos que precisamente, una de las posibles aplicaciones de los DSP's es en el campo de los variadores de velocidad para máquinas de corriente alterna. Con la capacidad de calculo de los DSP's es posible implementar observadores de estado para la estimación de los parámetros del motor, corrección de velocidad con control PI (Proporcional Integral) o neurodifuso.

La principal desventaja de los DSP's se presenta entonces en el relativo alto costo de los DSP's respecto a los microcontroladores o microprocesadores, sin embargo la tecnología de los DSP's ha evolucionado debido a su creciente popularidad con lo cual se observa un abaratamiento en el costo de los DSP.

III. METODOLOGÍA

3.1 Introducción a la arquitectura

La velocidad angular de los motores de inducción es regulada cambiando la magnitud y frecuencia de los voltajes de fase aplicadas a las bobinas del estator. Los componentes básicos de un convertidor de frecuencia variable son el rectificador, el filtro y el inversor.

El rectificador mas sencillo es el rectificador monofasico de media onda y onda completa. Para motores de mediana y alta potencia se emplean rectificadores polifásicos. Los rectificadores polifásicos contienen varias fuentes de CA, y los voltajes son sumados en la salida. El voltaje así rectificado entonces es filtrado para reducir el contenido armónico del voltaje de salida rectificado.

Los inversores son circuitos eléctricos que convierten voltajes o corrientes de CD en voltajes o corrientes de AC. El diagrama de un inversor trifásico que se alimenta con un voltaje no regulado se muestra en la figura 3.1.

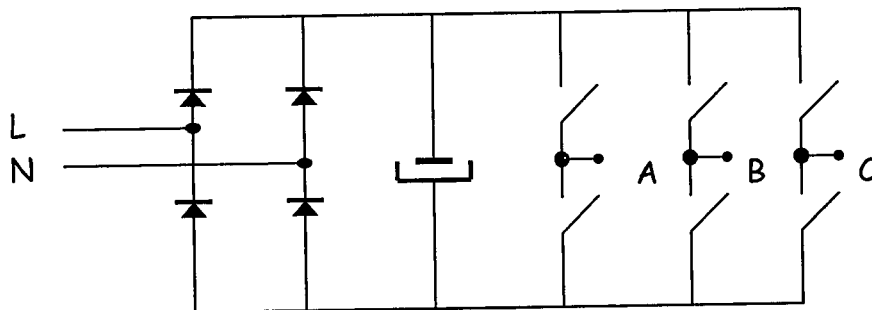


Figura 3.1 Diagrama representativo de un inversor trifásico.

Los interruptores son representativos pudiéndose utilizar tiristores (SCR o TRIAC's) sin embargo se obtiene un mejor rendimiento utilizando MOSFET o IGBT, los cuales presentan mejores características.

La modulación por anchura de pulso (PWM por sus siglas en ingles) es una estrategia muy empleada en la electrónica de potencia para sintetizar voltajes analógicos mediante señales digitales. Las señales PWM son trenes de pulsos de magnitud y frecuencia fija y duración de pulso variable.

Hay un pulso de magnitud fija en cada periodo PWM. Sin embargo el ancho de los pulsos cambia de periodo a periodo de acuerdo a la señal de modulación. La frecuencia de una señal PWM debe ser mucho más alta que la señal de modulación, tal que la energía entregada al motor y su carga depende mayormente de la señal de modulación. La figura 3.2 ilustra la manera en que se puede sintetizar una señal senoidal empleando la modulación por anchura de pulso.

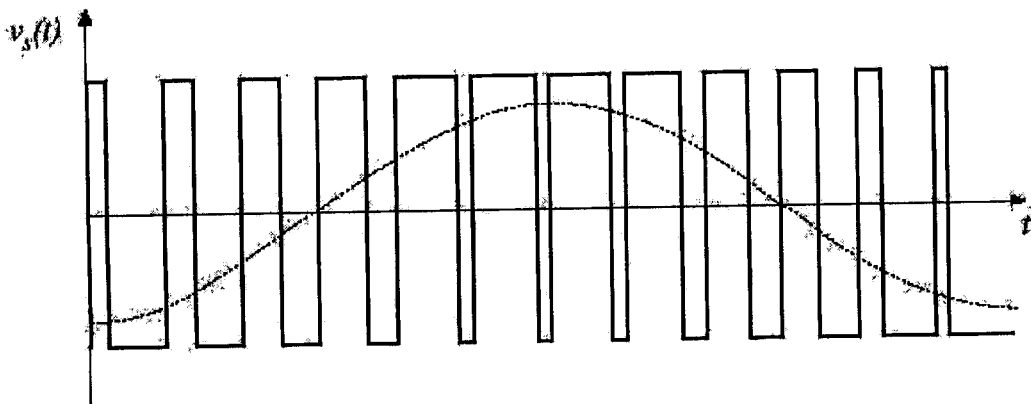


Figura 3.2 Síntesis de una señal senoidal por PWM

Se sabe que se puede sintetizar una onda senoidal por medios digitales empleando PWM siendo únicamente necesario controlar la anchura de pulso a partir de cálculos para obtener la amplitud y fase deseadas. La unidad de control es la encargada de realizar los cálculos necesarios para determinar la anchura de los pulsos en cada periodo de tiempo de acuerdo a la ley de control empleada. La unidad de control dependiendo del tipo de control a emplear y el desempeño esperado, puede ser un microcontrolador de propósito general o bien un DSP.

El diagrama de bloques propuesto para el sistema de control es el siguiente:

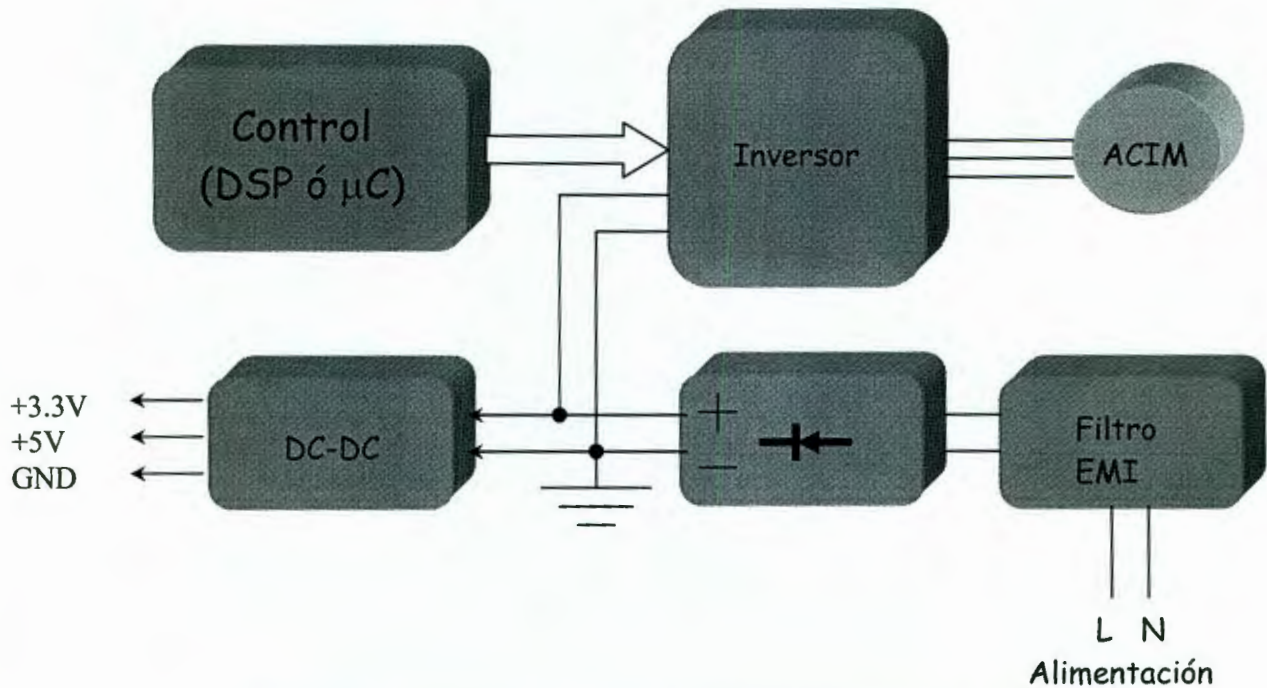


Figura 3.3 Diagrama de bloques del sistema de control de velocidad.

3.2 Tarjeta de Control.

La tarjeta de control contiene todo el hardware necesario para dar soporte al circuito empleado como unidad de control. En la selección de la unidad de control para la aplicación se establecieron los siguientes requisitos a cumplir:

- Mínimo 3 módulos PWM integrados.
- Multiplicación en un solo ciclo de instrucción.
- Suficiente espacio de memoria para la implementación de tablas de búsqueda (*lookup tables*).
- Cantidad de memoria RAM
- Puerto serie de comunicaciones.
- Conjunto de instrucciones reducido (*RISC*).

Aun cuando actualmente se encuentran en el mercado microcontroladores de propósito general con los periféricos necesarios para el control de motores, la capacidad de los mismos y su rapidez de cálculo los limita a aplicaciones donde se emplea el control escalar.

Por esta razón, el empleo de un DSP se plantea como una mejor alternativa sobre los microcontroladores. Un DSP es un microprocesador con una arquitectura especial para acelerar los cálculos matemáticos intensos implicados en la mayoría de los sistemas de procesamiento de señal en tiempo real. Además la mayoría de los DSP incluyen en el propio chip periféricos especiales e interfaces de entrada-salida que permiten que el procesador se comunique eficientemente con el resto de los componentes del sistema.

Actualmente son variados los usos de los DSP. Estos encuentran su aplicación en el campo de las comunicaciones, telefonía celular, discos duros, tarjetas de sonido y en control de procesos.

Una de las diferencias más notables dentro de los DSP es el formato aritmético que utilizan, siendo los más empleadas la notación de punto fijo y punto flotante. La figura 3.4 ilustra las categorías de DSP de acuerdo al formato numérico empleado en las operaciones aritméticas.

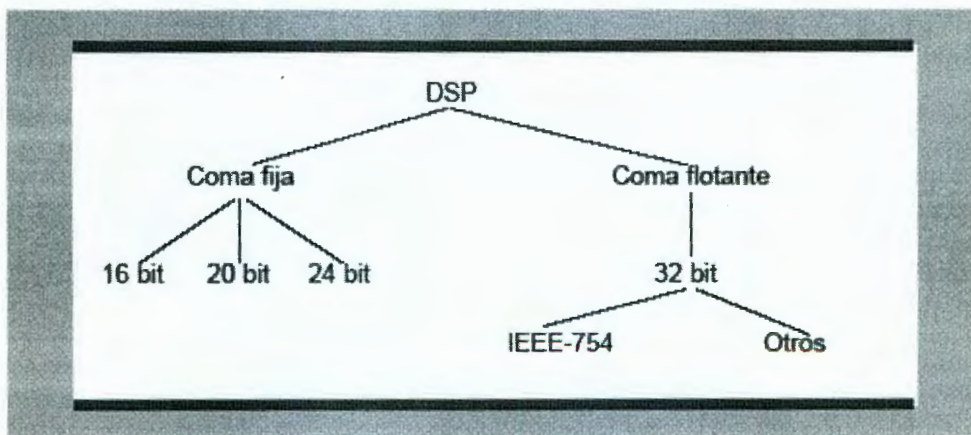


Figura 3.4 Formatos numéricos empleados en los DSP

Para un mismo tamaño en número de bits, el formato de punto fijo proporciona una mejor resolución que el formato de punto flotante. Sin embargo, es este último quien posee un margen dinámico superior. La aritmética de punto flotante es más

flexible que la de punto fijo. Con punto flotante, se puede pasar directamente un programa desarrollado en lenguaje de alto nivel como C++ o Pascal, al DSP. En consecuencia los DSP de punto flotante son más fáciles de programar que los de punto fijo, pero son usualmente más costosos. El mayor costo es el resultado del requisito de una mayor complejidad circuital que se traduce un mayor tamaño de chip. Sin embargo el mayor margen dinámico facilita su programación pues el programador no debe preocuparse por el margen dinámico ni por la precisión.

Por el contrario, en los DSP de punto fijo el programador a menudo debe escalar señales en sus programas para asegurar una adecuada precisión numérica con el limitado margen dinámico del DSP de punto fijo.

Por lo general, las aplicaciones con un gran volumen de unidades y/o bajo consumo utilizan los DSP de punto fijo al ser la prioridad en este tipo de aplicaciones de bajo costo. Los programadores determinan el margen dinámico y la precisión necesarias de la aplicación, ya sea analíticamente o a través de simulaciones, y entonces aplican operaciones de escalado dentro del código de la aplicación en los puntos donde sea necesario.

En aplicaciones donde el costo no sea un requisito crítico o que demanden un gran margen dinámico y precisión elevadas, o donde la facilidad de desarrollo sea vital, los DSP de punto flotante poseen ventaja.

Mediante rutinas de software es posible emular el comportamiento de un dispositivo de punto flotante con uno de punto fijo. Sin embargo tales rutinas resultan generalmente caras en términos de ciclos de procesador. En consecuencia, raramente se suele emular la aritmética de punto flotante.

En la actualidad, los cuatro grandes fabricantes de DSP son de Texas Instruments, con la serie TMS320; Motorola con las series DSP56000, DSP56100, DSP56300, DSP56600 y DSP96000; Lucent Technologies, con las series DSP1600 y DSP3200; y Analog Devices, con las series ADSP2100 y ADSP21000.

cual la memoria de datos y de programa se accede a través de distintos buses de direcciones siendo posible decodificar una instrucción y realizar movimientos de datos simultáneamente con el consecuente incremento de la velocidad de ejecución de las operaciones.

Adicionalmente los microcontroladores incorporan un conjunto reducido de instrucciones (RISC por sus siglas en inglés), con lo cual el usuario debe aprender a lo sumo 50 instrucciones por poner un ejemplo. Mientras en el caso de los microprocesadores el número de instrucciones posibles es de varios cientos.

Una desventaja que podría atribuírseles a los microcontroladores es que no incorporan unidades de procesamiento matemático, esto es, las operaciones matemáticas en punto flotante deben implementarse mediante software y resultan relativamente lentas para determinadas operaciones en tiempo real.

Aun con estas desventajas, es posible implementar un control de velocidad en un microcontrolador, esto se puede ver en las notas de aplicación de los fabricantes de microcontroladores.

- AN1612 Bi-Phase Asynchronous motor with voltage and frequency control using ST52X420, ST 2003.
- AN889 VF Control of 3-Phase Induction Motors Using PIC16F7x7 microcontrollers, Microchip 2002.
- AN843 Speed Control of 3-Phase Induction Motor using PIC18 Microcontrollers, Microchip 2002.

El resultado es un sistema de bajo costo y de reducido tamaño, sin embargo debido a limitaciones en la capacidad de procesamiento la mayoría de estos sistemas están basados en la técnica de control escalar, que como se ha observado anteriormente es el método más simple y de menor exactitud.

En 1982 la compañía Texas Instruments introdujo el primer DSP el TMS32010, diseñado con tecnología TTL. Posteriormente se incorpora la tecnología CMOS al proceso de fabricación y se complica el diseño del chip.

Los DSP son similares a otros microprocesadores y microcontroladores que se encuentran en el mercado con la salvedad de que su circuitería interna ha sido optimizada para la realización de funciones tales como el filtrado, la correlación, el análisis espectral, etc., de una señal de entrada al sistema. Esto es, están diseñados para realizar cálculos matemáticos intensos en el menor tiempo posible, es común encontrar DSP que realicen multiplicaciones en un solo ciclo de instrucción, lo cual los convierte en una herramienta poderosa para la implementación de algoritmos de control complejos incluso en tiempo real.

Inicialmente, los DSP disponían de un mercado reducido (sólo se empleaban en sistemas que requerían una elevada potencia de cálculo, como ocurre en instrumentación electrónica de precisión, osciloscopios digitales, etc.) aunque, con la revolución y expansión relacionada con las telecomunicaciones, esta tendencia ha cambiado claramente (raro es el teléfono móvil o el modem que no dispone de un DSP en su interior y rara es la familia que hoy en día no dispone de alguno de estos dispositivos electrónicos).

Debido al elevado costo que inicialmente suponían, su uso quedó relegado a aplicaciones en grandes sistemas. A partir de 1988, el costo decreció sustancialmente y varios fabricantes japoneses comenzaron una producción masiva de productos que incorporaban DSP's, especialmente los teléfonos móviles y módems.

En conclusión, podemos decir que un DSP es un microprocesador orientado al procesamiento de señales digitales y a la realización de cálculos a alta velocidad. Estos microprocesadores se caracterizan por tener arquitecturas especiales, orientadas a la realización hardware de los cálculos que otro tipo de microprocesadores implementan por software, mediante la ejecución secuencial de varias instrucciones.

El hardware de la CPU este tipo de sistemas digitales es por ello, generalmente, mucho más complejo que el de microprocesadores o microcontroladores. El área de

silicio es mucho mayor y, por tanto, el coste del producto aumenta respecto a los microprocesadores y microcontroladores.

Las aplicaciones basadas en DSPs son cada día mayores en número. Actualmente cubren prácticamente todos los campos de la industria (telecomunicaciones, control, instrumentación, análisis de imagen y voz, automóvil, medicina). Esto hace que los fabricantes investiguen nuevas arquitecturas, y sobre todo, compiladores más inteligentes y mejores herramientas de desarrollo y depuración.

Encontramos que precisamente, una de las posibles aplicaciones de los DSP's es en el campo de los variadores de velocidad para máquinas de corriente alterna. Con la capacidad de cálculo de los DSP's es posible implementar observadores de estado para la estimación de los parámetros del motor, corrección de velocidad con control PI (Proporcional Integral) o neurodifuso.

La principal desventaja de los DSP's se presenta entonces en el relativo alto costo de los DSP's respecto a los microcontroladores o microprocesadores, sin embargo la tecnología de los DSP's ha evolucionado debido a su creciente popularidad con lo cual se observa un abaratamiento en el costo de los DSP.

III. METODOLOGÍA

3.1 Introducción a la arquitectura

La velocidad angular de los motores de inducción es regulada cambiando la magnitud y frecuencia de los voltajes de fase aplicadas a las bobinas del estator. Los componentes básicos de un convertidor de frecuencia variable son el rectificador, el filtro y el inversor.

El rectificador mas sencillo es el rectificador monofasico de media onda y onda completa. Para motores de mediana y alta potencia se emplean rectificadores polifásicos. Los rectificadores polifásicos contienen varias fuentes de CA, y los voltajes son sumados en la salida. El voltaje así rectificado entonces es filtrado para reducir el contenido armónico del voltaje de salida rectificado.

Los inversores son circuitos eléctricos que convierten voltajes o corrientes de CD en voltajes o corrientes de AC. El diagrama de un inversor trifásico que se alimenta con un voltaje no regulado se muestra en la figura 3.1.

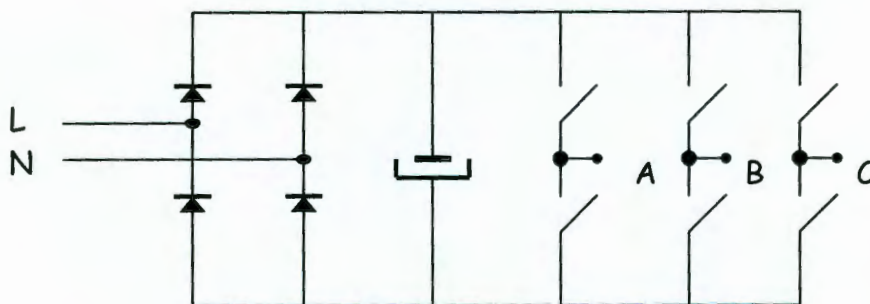
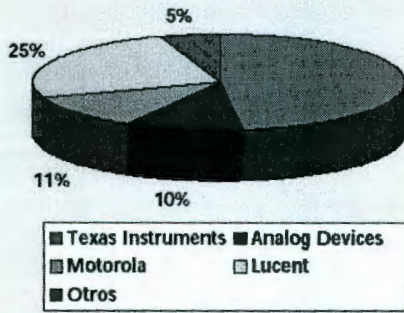


Figura 3.1 Diagrama representativo de un inversor trifásico.

Los interruptores son representativos pudiéndose utilizar tiristores (SCR o TRIAC's) sin embargo se obtiene un mejor rendimiento utilizando MOSFET o IGBT, los cuales presentan mejores características.

Mercado mundial de DSPs en 1999: \$4.39 billones.
(Fuente: Semiconductor Business News)



- TEXAS INSTRUMENTS:
 - ◆ TMS320C2x/5x.
 - ◆ TMS320C3x/4x.
 - ◆ TMS320C6000.
- ANALOG DEVICES:
 - ◆ ADSP-21xx.
 - ◆ Sharc / Tiger Sharc.
- MOTOROLA:
 - ◆ DSP56xxx.
 - ◆ StarCore SC100.
- LUCENT:
 - ◆ DSP16xx.
 - ◆ DSP16000

Figura 3.5 Principales fabricantes de DSP

Dentro de los fabricantes Texas Instruments y Analog Devices encontramos DSP para aplicaciones de control de motores, con módulos ADC, PWM con ajuste de tiempo muerto y entradas para encoder incremental. Por el lado de Texas Instruments están los DSP TMS320F/C24X y los TMS320C28x de aparición más reciente, mientras que Analog Devices cuenta con la serie ADSP-21xx.

La siguiente tabla 3.1 presenta algunas de las características más destacadas de algunos DSP ideales para ser empleados para el control de motores, según las especificaciones de los fabricantes.

Característica	ADSP-21992	TMS320LF2407A	TMS320F2812
Frecuencia de reloj(MHz)	160	40	150
Memoria de programa Interna (Kwords)	32	32	128
Memoria de datos (Kwords)	16	2.5	18
Timers	3 de 32 bits	4 de 16 bits	3 de 32 bits
ADC	8 Canales, 16 bits, 20 MSPS	16 Canales, 10 bits, 2 MSPS	16 canales, 12 bits, 12.5 MSPS
PWM	16 canales	16 canales	16 canales
Interfaces	SPI, CAN, SPORT	CAN, SCI, SPI	CAN, SCI, SPI, McBSP
Notación aritmética	Punto fijo de 16 bits	Punto fijo de 16 bits	Punto fijo de 32 bits

Tabla 3.1 Comparacion DSP's de punto fijo de distintos fabricantes

Todos los DSP anteriores comparten periféricos necesarios en aplicaciones de control, siendo la diferencia la capacidad de procesamiento de los mismos. A partir de la tabla se concluye que el TMS320F2812 tiene mayor espacio de memoria de programa y

datos, periféricos ligeramente menores que los del ADSP-21992 pero tiene una longitud de palabra mayor de 32 bits, con lo cual se asegura un rango dinámico mucho mayor a los otros dos. Sin embargo para minimizar el costo, se comprobó que el TMS320LF2407 dispone de suficiente capacidad para poder llevar a cabo los cálculos requeridos para la aplicación que se pretende crear. Debido a que los DSP son circuitos altamente dedicados es necesario adquirir herramientas y software de programación a precios difícilmente accesibles. Aun cuando se podría programar directamente el DSP a través de un Bootloader por la interfaz SCI, esta herramienta no permite opciones de emulación con lo cual el tiempo de desarrollo se llevaría un esfuerzo considerable.

Tomando estos factores en cuenta, una alternativa para realizar las pruebas del algoritmo de control que se desea implementar; es emplear una tarjeta de desarrollo la cual tiene un emulador y viene con una versión limitada del software necesario para su programación.

Entonces la plataforma de control seleccionada fue el modulo de desarrollo basado en el DSP, TMS320LF2407A del fabricante Texas Instruments, eZdspTMTMS320LF2407A fabricada por Spectrum Digital. Este modulo de 131 mm de largo por 76 mm de ancho, contiene todo el hardware necesario para que el DSP funcione, 64 K words de memoria RAM externa y además dispone de un emulador para comunicarse con una computadora personal por medio del puerto paralelo.



Figura 3.6 Tarjeta de desarrollo eZdsp TMS320LF2407A

3.3 Etapa de potencia

En esta sección se discuten las consideraciones para llevar a cabo la elaboración de la etapa de potencia para el controlador. La etapa de potencia debe ser capaz de suministrar la corriente requerida a los embobinados del motor y proporcionar protección contra fallas a la tarjeta controladora.

Para aislar la tarjeta controladora de la etapa de potencia se selecciono el optoacoplador de alta velocidad con salida a transistor TLP651, este aislamiento es importante para proteger la tarjeta controladora contra sobrevoltaje que pudieran dañarla. Para la etapa de pruebas el uso de estos optoacopladores es indispensable, sin embargo en el diseño final se pueden descartar para reducir espacio ocupado y costos.

Los dispositivos de conmutación seleccionados son transistores IGBT del popular fabricante Internacional Rectifier® IRG4BC20KD, estos transistores tienen un diodo ultrarrápido conectado en antiparalelo para usarse en configuración tipo puente, soportan voltajes tan altos como 600 V, corrientes continuas del orden de los 16 A.

El circuito manejador para los transistores IGBT es el driver IR21064 del mismo fabricante, entre las características más importantes tenemos protección contra bajo voltaje, encendido y apagado suave.

Los detalles del diagrama esquemático y de circuito impreso se pueden consultar en el anexo.

3.4 Introducción al desarrollo.

Una vez que se ha definido el hardware necesario para poner en marcha el motor, el siguiente paso es implementar el algoritmo de control para obtener la señal de modulación del PWM. En los párrafos posteriores se presentara una estrategia para el control vectorial de un motor de inducción monofasico, pero antes, con la finalidad de comprender las ventajas y funcionamiento del control vectorial y su dificultad en su aplicación a un motor monofasico; analizaremos la teoría de un inversor de control vectorial para un motor trifásico.

3.5 Control Vectorial en inversores trifásicos

En esta sección se hace una reseña del principio de la constante V/Hz para un motor de inducción y la teoría del control vectorial PWM (el termino en ingles es Space Vector Pulse Width Modulation o SVPWM).

3.5.1 El principio de la constante V/Hz en el motor de inducción de CA.

Asumiendo que el voltaje aplicado a un motor de inducción trifásico es senoidal y despreciando la caída de voltaje en la resistencia del estator. Entonces tenemos, en estado estacionario,

$$\hat{V} \approx j\omega\hat{\Lambda} \quad (3.1)$$

por ejemplo

$$V \approx \omega\Lambda \quad (3.2)$$

donde \hat{V} y $\hat{\Lambda}$ son los fasores del voltaje de estator y del flujo del estator, y V y Λ son sus magnitudes, respectivamente.

Así, tenemos:

$$\Lambda = \frac{V}{\omega} = \frac{1}{2\pi} \frac{V}{f} \quad (3.3)$$

de la ecuación anterior se observa que si la razón V/f permanece constante con el cambio de f , entonces Λ también se mantiene constante y el par es independiente de la frecuencia.

Para fines prácticos, la razón entre la magnitud y frecuencia de los voltajes del estator usualmente se basa en los valores de especificaciones del motor. Sin embargo, cuando la frecuencia y por tanto el voltaje son muy bajos, la caída de voltaje a través de la resistencia del estator no puede despreciarse y debe compensarse.

A frecuencias superiores que las catalogadas, debe violarse el principio de la constante V/Hz porque, para evitar romper el aislamiento, el voltaje del estator no debe exceder su voltaje de placa. Este principio se ilustra en la figura 3.7

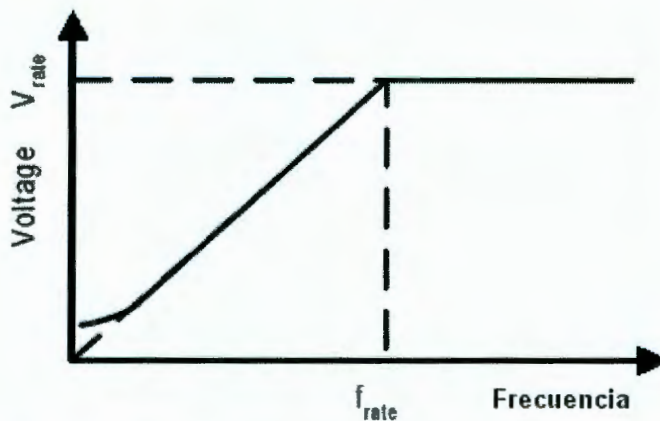


Figura 3.7 Grafica Voltaje contra frecuencia bajo el principio de la constante V/Hz

Ya que el flujo del estator se mantiene constante, independientemente de los cambios en la frecuencia de alimentación, el par desarrollado solo depende de la velocidad de deslizamiento, la cual se muestra en la figura 3.8. Entonces regulando la velocidad de deslizamiento, el par y la velocidad de un motor de inducción se puede controlar con el principio de la constante V/Hz.

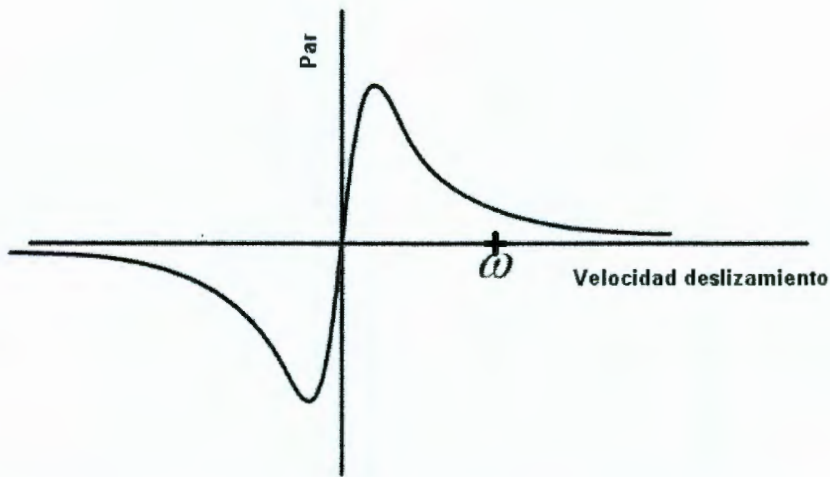


Figura 3.8 Grafica Par contra velocidad deslizamiento con flujo estator constante

Se puede implementar el control de un motor de inducción en lazo abierto o cerrado basado en el principio de la constante V/Hz. El control de velocidad de lazo abierto se usa cuando la exactitud en la respuesta de la velocidad no es una preocupación tal como en aplicaciones de aire acondicionado, ventiladores o refrigeradores.

En este caso, la frecuencia de alimentación se determina basada en la velocidad deseada y la asunción de que el motor seguirá su velocidad sincronía aproximadamente. El error en la velocidad resultante del deslizamiento del motor es considerado aceptable en estos casos.

3.5.2 La técnica SVPWM

La estructura de un inversor trifásico se muestra en la figura 4.3. V_a , V_b y V_c son los voltajes de salida aplicados a las bobinas del motor. Q1 a Q6 son los seis transistores de potencia que forman la salida, los cuales están controlados por a , a' , b , b' , c y c' .

Para el control de un motor de inducción de ca, cuando un transistor superior conmuta a su posición de encendido, por ejemplo, cuando a , b o c están a 1, el transistor inferior correspondiente a' , b' o c' son 0. Los estados de encendido y apagado de los

transistores superiores Q1, Q3 y Q5, o equivalentemente, el estado de a, b y c, son suficientes para evaluar el voltaje de salida.

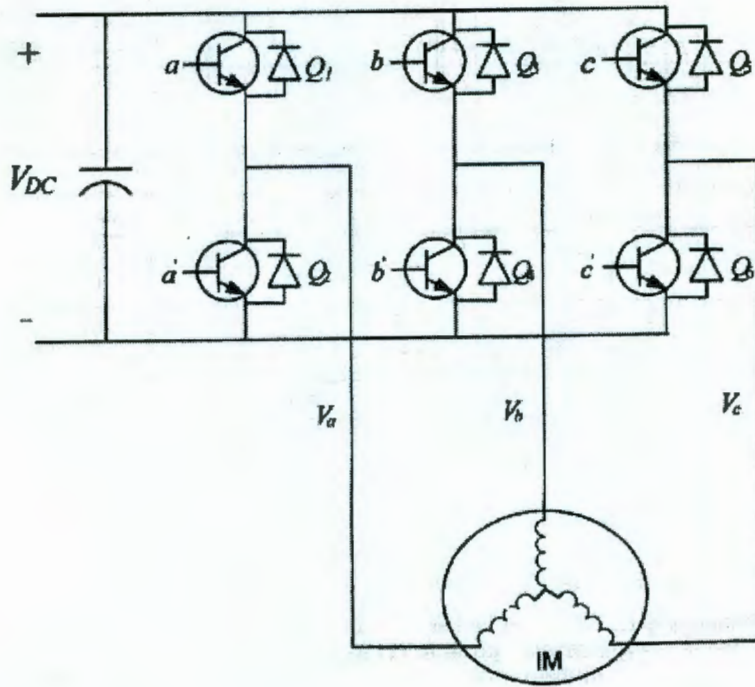


Figura 3.9 Diagrama de un inversor de potencia trifásico.

La relación entre el vector de variables de interruptores $[a \ b \ c]^t$ y el vector de los voltajes de línea a línea $[V_{ab} \ V_{bc} \ V_{ca}]^t$ está dado por (3.4) :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ac} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

de la cual uno puede llegar a la ecuación (3.5) como se muestra a continuación la cual determina el vector de voltajes de fase $[V_a \ V_b \ V_c]^t$, donde V_{dc} es el voltaje de alimentación de CD, o voltaje del bus.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

De la figura 3.9 se observa que hay ocho posibles combinaciones de patrones de encendido y apagado para los tres transistores superiores que alimentan el inversor de potencia trifásico.

Hay que notar que los estados de encendido y apagado de los transistores inferiores son opuestos a los superiores y entonces están completamente determinados una vez que los estados de los transistores superiores son conocidos.

La tabla 3.2 muestra las ocho combinaciones y los voltajes de línea a línea y de fase derivados de acuerdo a las ecuaciones (3.4) y (3.5).

a	b	c	V_a	V_b	V_c	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	$2/3$	$-1/3$	$-1/3$	1	0	-1
0	1	0	$1/3$	$1/3$	$-2/3$	0	1	-1
0	1	1	$-1/3$	$2/3$	$-1/3$	-1	1	0
1	0	0	$-2/3$	$1/3$	$1/3$	-1	0	1
1	0	1	$-1/3$	$-1/3$	$2/3$	0	-1	1
1	1	0	$1/3$	$-2/3$	$1/3$	1	-1	0
1	1	1	0	0	0	0	0	0

Tabla 3.2 Patrones de conmutación y voltajes de salida.

La técnica SVPWM (*Space Vector Pulse Width Modulation*) se refiere a una secuencia de conmutación especial de los tres transistores superiores de un inversor de potencia trifásico.

Se ha demostrado que genera menos distorsión armónica en los voltajes y/o corrientes de salida aplicados a las fases de un motor de CA y proporciona un uso de la fuente de alimentación en comparación con la técnica de modulación senoidal directa.

Asumiendo que d y q son los ejes horizontal y vertical del marco coordinado del estator, entonces la transformación d-q dada en la ecuación (3.6) puede transformar un

vector de tres voltajes de fase en un vector en el marco coordenado d-q el cual representa el vector espacio suma de los tres voltajes de fase.

Los voltajes de fase correspondientes a las ocho combinaciones de patrones de conmutación pueden mapearse en el plano d-q como se muestra en la figura 3.10 mediante la misma transformación d-q.

$$T_{abc-dq} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

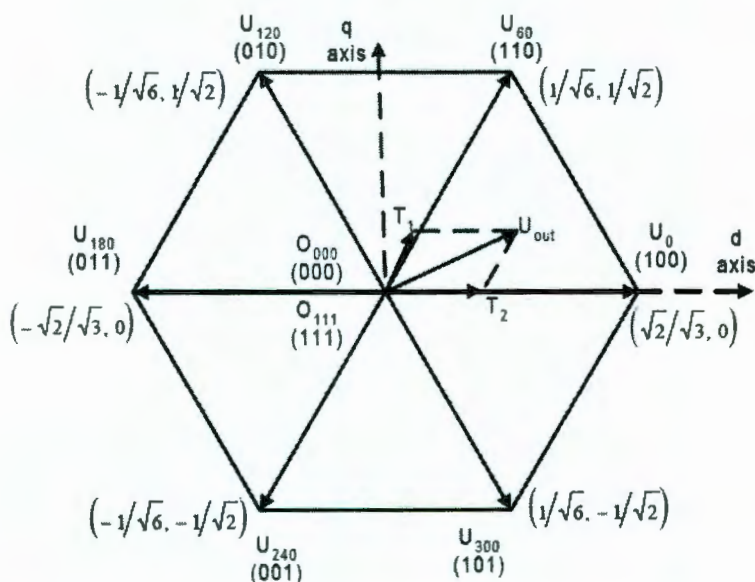


Figura 3.10 Vectores espacio básicos y patrones conmutación.

Esta transformación es equivalente a una proyección ortogonal de $[a \ b \ c]^t$ en el plano bidimensional perpendicular al vector $[1 \ 1 \ 1]^t$ (el plano d-q equivalente) en un sistema coordenado tridimensional, de la cual resultan seis vectores distintos de cero y dos vectores iguales a cero. Los vectores distintos de cero forman los ejes de un hexágono como se muestra en la figura (3.10). El ángulo entre dos vectores adyacentes distintos de cero es de 60 grados. Los vectores iguales a cero están en el origen y aplican 0 voltios al motor. Los ocho vectores son llamados los vectores espacio básicos y son denotados por $U_0, U_{60}, U_{120}, U_{180}, U_{240}, U_{300}, U_{000}$ y U_{111} .

El objetivo de la técnica de control vectorial SVPWM es aproximar un vector de voltaje de referencia U_{out} por una combinación de los ocho patrones de conmutación. Un medio simple de aproximación requiere que la salida promedio del inversor (en un pequeño periodo, T) sea el mismo que el promedio de U_{out} en el mismo periodo.

Esto se muestra en la ecuación (3.7), donde T_1 y T_2 son las duraciones respectivas en tiempo durante los cuales son aplicados los patrones de conmutación U_x y $U_{x\pm 60}$ dentro de un periodo T , y U_x y $U_{x\pm 60}$ forman el sector que contiene U_{out} . Asumiendo que el periodo PWM, T_{PWM} , es pequeño, y los cambios en U_{out} son relativamente lentos, de la ecuación (3.7) obtenemos la ecuación (3.8).

$$\frac{1}{T} \int_{nT}^{(n+1)T} U_{out} = \frac{1}{T} (T_1 U_x + T_2 U_{x\pm 60}) \quad n = 0, 1, 2, \dots, T_1 + T_2 \leq T \quad (3.7)$$

$$\int_{nT_{PWM}}^{(n+1)T_{PWM}} U_{out} = T_{PWM} U_{out} = (T_1 U_x + T_2 U_{x\pm 60}) \quad n = 0, 1, 2, \dots, T_1 + T_2 \leq T_{PWM} \quad (3.8)$$

La ecuación (3.8) significa que para cada periodo PWM, el voltaje de referencia deseado U_{out} puede aproximarse teniendo al inversor de potencia conmutando los patrones U_x y $U_{x\pm 60}$ de duración T_1 y T_2 respectivamente.

Ya que la suma de T_1 y T_2 es menor o igual a T_{PWM} , el inversor de potencia necesita tener insertado un patrón de cero (000 ò 111) por el resto del periodo. Por lo tanto de la ecuación 8 en lo consiguiente se usara la ecuación 9, donde $T_1 + T_2 + T_0 = T_{PWM}$.

$$T_{PWM} U_{out} = T_1 U_x + T_2 U_{x\pm 60} + T_0 (O_{000} \text{ ò } O_{111}) \quad (3.9)$$

Hay que notar que el tercer término del lado derecho de la ecuación de arriba no afecta la suma vectorial en lado izquierdo de la ecuación, esto es debido a que el aporte de voltaje de los vectores O_{000} y O_{111} es de cero.

El vector de referencia U_{out} se obtiene mapeando los tres voltajes de fase deseados al plano d-q a través de la misma transformación d-q. Cuando los voltajes de salida deseados son voltajes senoidales trifásicos con un desplazamiento angular de 120 grados U_{out} llega a ser un vector rotante alrededor del origen del plano d-q con una frecuencia correspondiente a la de los tres voltajes de fase deseados.

Un ejemplo de una forma de onda de un vector espacio PWM simétrica se muestra en la figura 3.11 donde se asume que el voltaje de referencia U_{out} esta en el sector formado por los vectores U_0 y U_{60} .

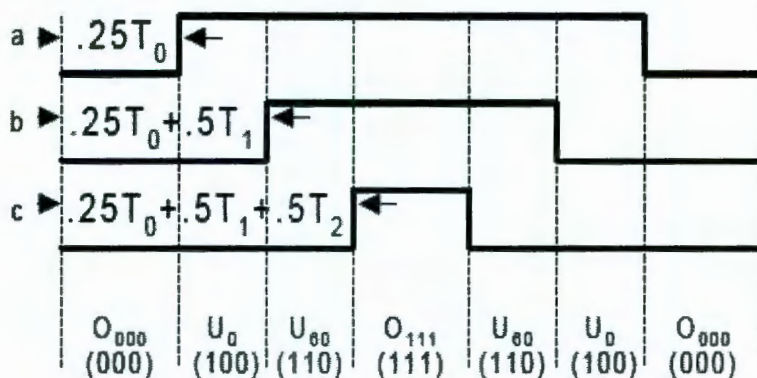


Figura 3.11 Secuencia de conmutación vector espacio PWM simétrica.

3.6 Control de velocidad de motores bifásicos.

A continuación se explica la teoría de funcionamiento de los motores de inducción de dos fases, lo cuales no son tan conocidos como los motores trifásicos. Se estudiara la problemática de la implementación del control vectorial en este tipo de motores en comparación con los motores trifásicos y finalmente se propone una estrategia de para aplicar el control vectorial a un motor de inducción de dos fases.

3.6.1 Teoría de operación del motor bifásico

Los motores de inducción llamados monofásicos son en realidad motores bifásicos. El término de motor monofásico en realidad se refiere a la fuente de excitación empleada para alimentar el motor. Estos motores bifásicos tienen dos fases con igual número de bobinas y desplazadas 90 grados eléctricos.

En los motores de dos fases la creación de un campo magnético giratorio es posible solo gracias al desfase eléctrico de 90° entre las fuentes de CA que alimentan cada una de las fases, junto al espaciado mecánico de 90° entre los devanados del motor.

Tener dos fuentes de voltaje de CA desfasadas 90° es la manera ideal de manejar un motor de inducción de dos fases, pero no es absolutamente necesario. Si se puede disponer simplemente que las *corrientes* a través de los dos devanados estén desfasadas entre ellas, eso creará un campo giratorio del estator. Después de todo, los campos magnéticos se originan con la corriente.

Una manera sencilla de conseguir algún desfase entre las corrientes de los devanados es colocando un capacitor en serie con uno de los devanados de fase. Hecho esto el motor se llama *motor de fase dividida*.

Un hecho importante de los motores de inducción que inicialmente puede parecer extraño: el motor no necesariamente necesita de una segunda fase para continuar operando una vez que ha alcanzado su velocidad de operación.

Para poder arrancar del reposo, el motor definitivamente necesita dos fases funcionales, pero una vez que el rotor está girando a una velocidad cercana a la velocidad sincrónica del eje giratorio, una de las fases puede desconectarse. De ahí en adelante, la simple inversión de la polaridad magnética de una sola fase significa una imitación suficiente de una rotación de campo de 180°.

Aprovechando este hecho con frecuencia se instala un interruptor centrífugo en el eje del motor. Cuando el eje se acelera aproximadamente 50% a 70% de la velocidad sincrónica, la acción centrífuga abre el interruptor normalmente cerrado. Esto interrumpe la corriente en el devanado de fase conectado al capacitor que se llama *devanado de arranque*, pero la onda senoidal de CA continua fluyendo por el otro devanado, llamado *devanado de operación*.

3.6.2 Control Vectorial en inversores de dos fases.

El motor de inducción bifásico está compuesto por dos bobinas simétricas. Esto es, el numero de bobinas de la fase A es el mismo que las bobinas de la fase B, y desplazadas 90 grados eléctricos entre las 2 bobinas. Si alimentamos un motor de inducción de dos fases simétricas con una fuente de voltaje balanceada sin armónicos, el motor operara sin par negativo.

Un conjunto de voltajes de salida V_a y V_b sin armónicos se expresa por las ecuaciones:

$$V_A = \frac{V_{dc}}{2} m \cdot \sin wt = V_o \cdot \sin wt$$
$$V_B = V_o \cdot \sin(wt - 90^\circ)$$

donde

$$0 \leq m \leq 1$$

donde V_o es la amplitud de voltaje máxima, la cual esta determinada por "m".

La figura 3.12 muestra un inversor de medio puente de dos fases para el motor de inducción de dos fases, el cual consiste de 4 interruptores, cuatro diodos y una fuente de voltaje con derivación central. La fuente de voltaje de CD puede suministrarse a partir de una fuente de CA monofasica insertando un diodo rectificador, el cual necesita dos capacitores electrolíticos para mantener la referencia a tierra y reducir el rizo.

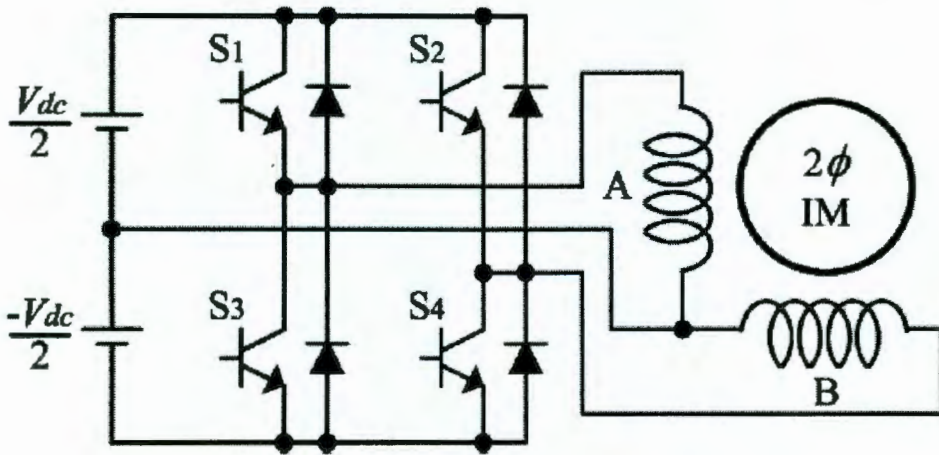


Figura 3.12 Inversor de medio puente compuesto por cuatro interruptores.

La figura 3.13 muestra los cuatro estados de conmutación formados por el inversor de dos fases. Basándose en las cuatro posibles combinaciones de los cuatro interruptores individuales determinadas por los estados de conmutación etiquetados como $[S_1, S_2]$, se originan los cuatro vectores espaciales de voltaje.

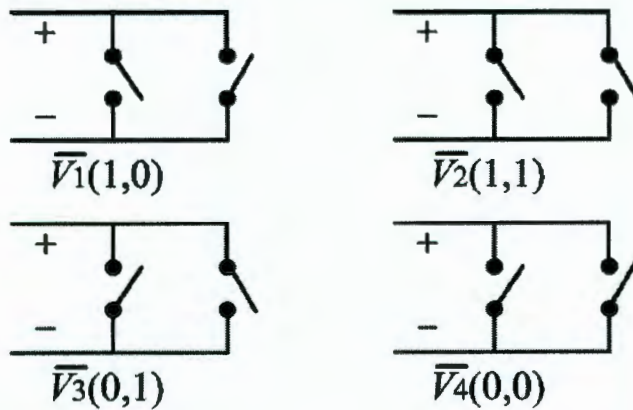


Figura 3.13 Estados de conmutación del inversor bifásico.

La figura 3.14 muestra los cuatro vectores espacio del inversor bifásico, donde se observa que no hay vectores de cero involucrados. Los cuatro vectores espacio están siempre distribuidos a intervalos de 90° con longitudes de $V_{dc}/\sqrt{2}$ y forman un cuadrado perfecto.

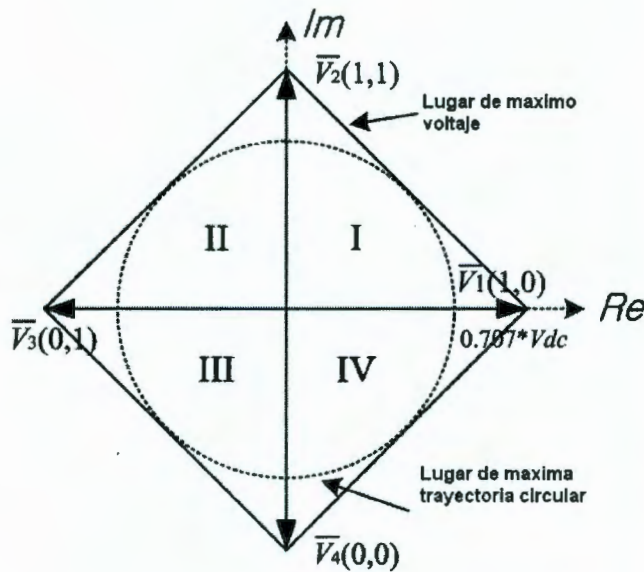


Figura 3.14 Cuatro vectores espacio en el inversor de dos fases.

Se pueden representar los cuatro vectores de voltaje por medio de la siguiente expresión vectorial compleja:

$$\vec{V}_k = \frac{1}{\sqrt{2}} V_{dc} \exp j(k-1)\pi / 2, \quad k = 1,2,3,4. \quad (3.10)$$

Es difícil realizar la técnica de SVPWM para un inversor de dos fases, debido a que no hay vectores de cero, mientras que los inversores trifásicos utilizan los vectores de cero durante el proceso de realización de la SVPWM.

A continuación analizaremos un método para implementar la SVPWM para el inversor de potencia de dos fases, para el desarrollo del procedimiento nos basaremos en la figura 3.15. En la figura V^* es el vector de referencia que debemos aproximar por medio de una combinación de los cuatro vectores espaciales de voltaje.

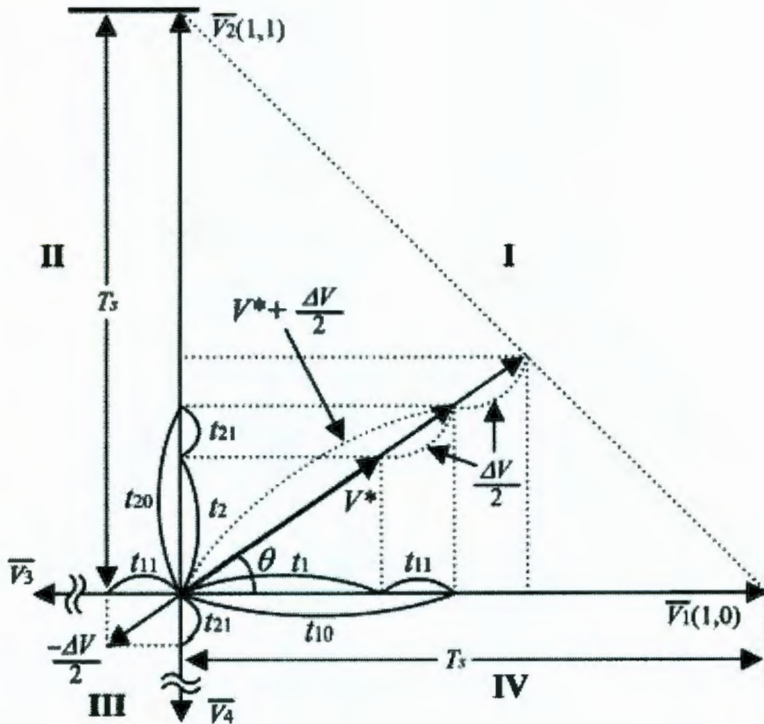


Figura 3.15 Determinación de los tiempos de conmutación en la SVPWM de un inversor de dos fases.

El vector de referencia V^* ubicado en el sector I, se divide en dos vectores espacio de voltaje V_1 y V_2 los cuales son adyacentes a V^* . En la figura, t_1 y t_2 representan la duración del tiempo invertido en V_1 y V_2 , respectivamente. Sin embargo, las aportaciones de t_1 y t_2 no satisfacen la constante de intervalo de muestreo a menos que el vector de referencia V^* alcance el lugar de máximo voltaje.

Por consiguiente, el tiempo sobrante del periodo de muestreo debe invertirse en el sector principal (sector I) y el sector diagonal (sector III) debido a la ausencia de vectores de cero. En la figura, ΔV representa el vector de diferencia entre V^* y el lugar de máximo voltaje.

Cuando se le suma la mitad del valor del vector ΔV ($\Delta V/2$) al vector V^* , se forma un nuevo vector de referencia ($V^* + \Delta V/2$) ubicado en el sector principal. Llamaremos al vector ($V^* + \Delta V/2$) el “vector de referencia modificado”. Inevitablemente se debe insertar un vector ($-\Delta V/2$) en el sector diagonal para refrenar el vector de referencia modificado.

El vector $(-\Delta V/2)$ ubicado en el sector diagonal se llamara “vector de refreno”, su dirección es la opuesta al vector V^* y su valor absoluto es igual al valor de incremento del vector de referencia modificado del sector principal.

La cantidad de duración de tiempo invertida en el vector de referencia modificado y el vector de refreno es igual al tiempo de muestreo, como se muestra en la figura 3.15.

$$\begin{aligned} T_S &= (t_1 + t_{11}) + (t_2 + t_{21}) + t_{11} + t_{21} \\ &= t_{10} + t_{20} + t_{11} + t_{21} \\ \text{Sea } t_{10} &= t_1 + t_{11}, t_{20} = t_2 + t_{21} \end{aligned} \quad (3.11)$$

t_{10} y t_{20} son la duración del tiempo invertido en los vectores V_1 y V_2 en el sector principal, respectivamente, y también t_{11} y t_{21} son los tiempos invertidos en V_3 y V_4 en el sector diagonal.

El valor absoluto de el máximo vector espacio a el lugar de cuadratura a $\omega t = \theta$

$$|\vec{V}_{\max}| = |\vec{V}^* + \Delta\vec{V}| = \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sin\theta + \cos\theta} \quad (3.12)$$

donde θ ($0^\circ < \theta \leq 90^\circ$) representa el ángulo de fase en el sentido contrario a las manecillas del reloj del vector espacio V_I al vector de referencia V^* . De la ecuación (4.12), el valor absoluto del vector de diferencia ΔV esta dado por:

$$|\Delta\vec{V}| = \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sin\theta + \cos\theta} - |\vec{V}^*| \quad (3.13)$$

El valor absoluto del vector de referencia modificado $(V^* + \Delta V/2)$ en el sector principal esta dado por:

$$\left| \vec{V}^* + \frac{\Delta\vec{V}}{2} \right| = \frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sin\theta + \cos\theta} + \left| \frac{\vec{V}^*}{2} \right| \quad (3.14)$$

El valor absoluto del vector de refreno ($-\Delta V/2$) en el sector diagonal esta dado por:

$$\left| -\frac{\Delta \vec{V}}{2} \right| = \frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sin \theta + \cos \theta} - \left| \frac{\vec{V}^*}{2} \right| \quad (3.15)$$

De la figura (), la duración de los tiempos t_{10} , t_{20} y el vector de referencia modificado están relacionados por:

$$\begin{aligned} T_s : t_{10} &= \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} : \left| V^* + \frac{\Delta V}{2} \right| \cos \theta \\ T_s : t_{20} &= \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} : \left| V^* + \frac{\Delta V}{2} \right| \sin \theta \end{aligned} \quad (4.6) \text{ y } (4.7)$$

Sustituyendo () en (), los tiempos t_{10} y t_{20} se resuelven como sigue:

$$\begin{aligned} t_{10} &= \frac{\sqrt{2}T_s}{V_{dc}} \left[\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sin \theta + \cos \theta} + \left| \frac{\vec{V}^*}{2} \right| \right] \cdot \cos \theta \\ t_{20} &= \frac{\sqrt{2}T_s}{V_{dc}} \left[\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sin \theta + \cos \theta} + \left| \frac{\vec{V}^*}{2} \right| \right] \cdot \sin \theta \end{aligned}$$

3.7 Generación senoidal.

Para poder generar una forma de onda senoidal por medio de técnicas de troceado como se ha discutido anteriormente es necesario implementar en el sistema controlador las funciones trigonometricas de seno y coseno. Existen varios métodos para implementar las funciones seno y coseno mediante circuitos digitales cada uno con distintos rangos de complejidad, rapidez y precisión de cálculo. El análisis de estos métodos se hace necesario para seleccionar el más adecuado a nuestras necesidades.

Vamos a considerar 4 métodos:

- Evaluación recursiva.
- Tablas de búsqueda directa (*direct look up table*).

- Tablas de búsqueda de dos niveles (*two level look up table*).
- Algoritmo CORDIC.

3.7.1 Evaluación recursiva.

La idea básica es poner un par de polos en el círculo unitario del plano z, como se muestra en la siguiente figura:

$$H(z) = \frac{1}{(z - e^{j\omega T}) \bullet (z - e^{-j\omega T})}$$

$$= \frac{z^{-2}}{(1 - 2 \cos \omega T z^{-1} + z^{-2})}$$

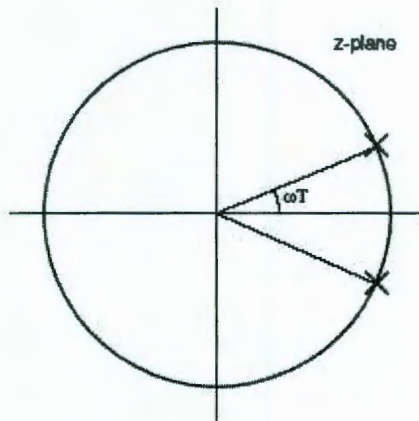


Figura 3.16 Función senoidal por evaluación recursiva.

La ecuación anterior puede escribirse en forma de ecuación de diferencias como:

$$y(n) = 2 \cos \omega T \bullet y(n-1) - y(n-2) + x(n-2)$$

Las limitaciones de este método son:

- Solo sirve para obtener los valores a frecuencias fijas.
- La amplitud puede subir o decaer sensiblemente de acuerdo al ruido de cuantización.
- No aplica a señales en cuadratura (i.e. obtener las funciones seno y coseno juntas).

3.7.2 Tabla de búsqueda (Look up Table).

Este método se basa en el almacenamiento de los valores de la función seno para un ciclo almacenando los valores en una memoria de sólo lectura ROM a la cual puede acceder el controlador. Al generar la forma de onda senoidal podemos variar la frecuencia de la misma consultando la tabla de búsqueda a distintas frecuencias de reloj, quedando limitada la frecuencia máxima por el tiempo de acceso a la memoria ROM, otra ventaja es que aprovechando las propiedades de simetría de las señales senoidales, basta con definir una tabla senoidal para un solo cuadrante (i.e. de 0 a 90°).

La única desventaja es que la resolución queda limitada por la capacidad de memoria de la ROM, esto es, si deseamos incrementos angulares finos necesitaremos una tabla de búsqueda muy larga.

3.7.3 Tabla de búsqueda de dos niveles (Two level look up table).

Para resolver la desventaja del método anterior podemos definir dos tablas de búsqueda una para incrementos angulares gruesos y la otra con incrementos finos, los valores almacenados en cada tabla van de acuerdo a las siguientes relaciones:

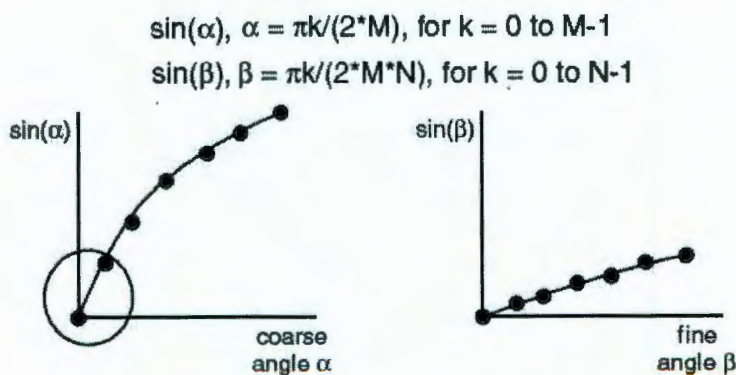


Figura 3.17 Tabla de búsqueda de 2 niveles.

De este modo calculamos el seno de un ángulo dado por la relación:

$$\sin(\alpha + \beta) = \sin \alpha \cos \beta + \cos \alpha \sin \beta$$

3.7.4 Algoritmo CORDIC

Las siglas correspondientes al algoritmo son **CO**ordinate **DI**gital **C**omputer, este método fue inventado en 1959 por Jack E. Volder, está basado en la observación de que al rotar un vector unitario en un ángulo z , el nuevo vector se ubicara en las coordenadas $(\cos z, \sin z)$. Este método es usado en virtualmente todas las calculadoras científica para calcular las funciones trigonométricas.

3.7.5 Comparación.

Aunque el método CORDIC es el más empleado en las computadoras digitales debido a su exactitud y precisión es un método que requiere un número relativamente elevado de operaciones por parte del microprocesador o microcontrolador. El método de tablas de búsqueda es efectivo y puede implementarse adecuadamente en un circuito VLSI, por lo tanto será el método que emplearemos como base para la sintetización de una onda senoidal.

3.8 Aritmética de punto fijo

Como se ha mencionado anteriormente hay dos tipos de formatos numéricos para realizar operaciones aritméticas: punto fijo y punto flotante. Ya que el DSP seleccionado para esta aplicación trabaja con la representación aritmética en punto fijo, es conveniente definir los conceptos más importantes involucrados con este tipo de formato numérico.

La forma de especificar una representación en punto fijo se hace indicando el número de bits de la parte entera (mayor a cero) el punto decimal y el número de bits de la parte fraccionaria (Troncoso, 2003).

Dicho de otra manera a un número binario entero, se coloca un punto ficticio que separa la parte entera de la parte fraccionaria, a cada uno de los bits a la derecha del punto se le asignan valores de peso que son potencias positivas de 2 y a los bits a la

derecha de este punto se le asignan valores de peso cuyo valor son potencias negativas de 2, esta idea se ilustra en la figura 3.18

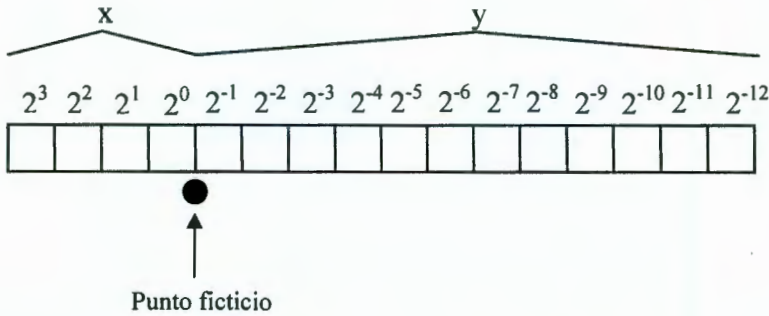


Figura 3.18 Formato aritmético de punto fijo

En la figura anterior podemos ver el valor de ponderación para cada uno de los bits de una palabra de 16 bits cuando se consideran 4 bits para la parte entera y 12 para la parte fraccionaria. Con estos valores de peso podemos calcular el número decimal equivalente representado por el número binario, así por ejemplo el dato binario 0111011011001111_2 corresponde al valor 7.4255_{10} .

En un formato de punto fijo general con x y y dígitos, para la parte entera y fraccionaria respectivamente, la gama de números que puede ser representada esta dada por:

$$\left[-\frac{2^{x+y-1}}{2^y} \leq N \leq \frac{2^{x+y-1} - 1}{2^y} \right]$$

La relación anterior es muy importante ya que determina el rango dinámico que puede obtenerse con un determinado número de bits y que debe observarse al momento de diseñar un sistema con aritmética de punto fijo, que este rango sea lo bastante amplio y permita obtener una precisión aceptable.

Dentro de la aritmética de punto fijo el formato más usado por los ingenieros es la notación Q, la cual indica el sistema de escalado a usarse en un valor de punto fijo. En la práctica el número total de bits es de 16 o 32 bits. Así por ejemplo el formato Q1.15 indica que se cuentan con 15 bits para la parte fraccionaria y un bit para la parte entera.

Se debe tomar un especial cuidado al realizar operaciones aritméticas con el formato $Q_x.y$. En la suma de dos números en formato $Q_x.y$ puede resultar un sobreflujo, por lo que hay que cuidar que el resultado no se encuentre fuera del rango.

Al multiplicar dos números de punto fijo con formato $Q_x'.y'$ y $Q_x.y$ el resultado resultara en un dato con formato $Q_x'+x.y'+y$. Si se emplea la máxima precisión para un determinado numero de bits, el resultado de una multiplicación mantendrá el mismo formato original. Por ejemplo si multiplicamos 2 números enteros en formato Q15 cuyo rango dinámico es de +0.9999694 a -1.0 se asegura que el resultado siempre estará dentro del rango $[+1,-1]$ el cual puede representarse en formato Q15.

Implementación de la SVPWM en un DSP

En la implementación de la SVPWM hay dos problemas principales. Uno de ellos es como generar o representar el vector de voltaje de referencia rotativo U_{out} dada una frecuencia de mando y la magnitud del voltaje de referencia. La otra es la determinación del patrón de conmutación basada en este vector de voltaje de referencia.

Las características más importantes de esta implementación es una integración para obtener la fase del vector de referencia, mapeo de cuadrantes para calcular los valores de seno y coseno basados en una tabla de búsqueda (lookup table) y la determinación de la secuencia de conmutación. Un canal ADC es empleado para introducir la velocidad de entrada deseada.

Los pasos involucrados en esta implementación son:

- Integrar la velocidad de mando para obtener la fase, θ , del vector de referencia.
- Determinar el cuadrante en que se encuentra θ , mapear θ al primer cuadrante y almacenar el signo correcto del seno y coseno de θ .
- Usar una tabla de búsqueda para obtener el seno y coseno y los componentes d y q del vector de voltaje.
- Determinar el sector en que se encuentra s .
- Usar una tabla de búsqueda de s para encontrar la matriz de descomposición y descomponer el vector de voltaje de referencia.
- Usar una tabla de búsqueda para determinar cual canal PWM conmutara primero, segundo y tercero.

IV RESULTADOS Y DISCUSIÓN.

Para demostrar el funcionamiento del sistema y comprobar su viabilidad, se decidió realizar experimentos sobre un motor monofásico con voltaje de operación nominal de 120 VCA a 60Hz. El primer punto de la validación del método de control propuesto de SVPWM consiste en la simulación en el programa Code Composer Studio donde se aprecia que efectivamente es posible sintetizar dos señales senoidales de amplitud y frecuencia variable por medios digitales.

La siguiente figura (4.1) ilustra dos graficas de voltaje contra tiempo obtenidas en la simulación.

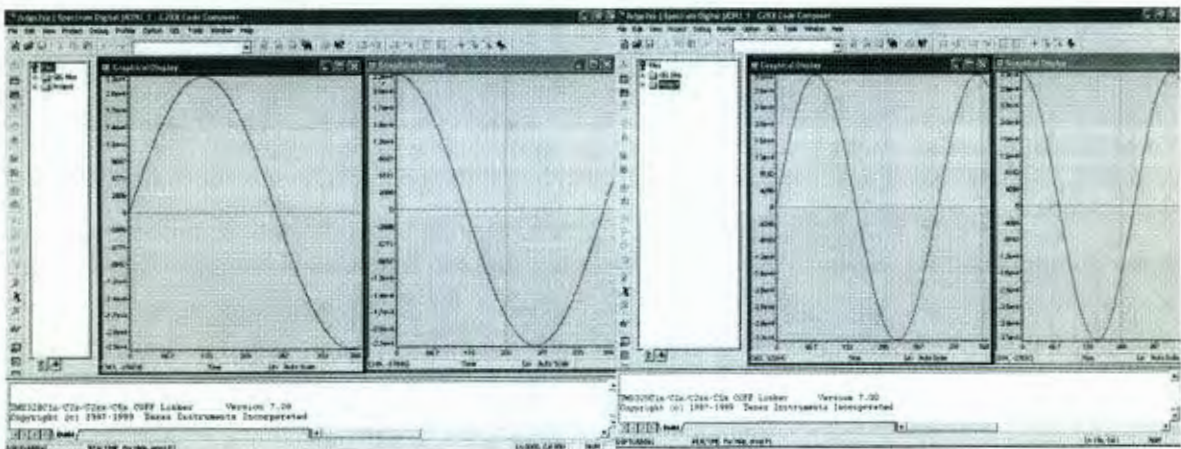


Figura 4.1 Simulación obtenida en el programa CCS para la sintetización senoidal

El siguiente punto fue interconectar la tarjeta controladora eZdsp TMS320LF2407A a la etapa de potencia que se encargara de suministrar al motor las altas corrientes requeridas. En la figura (4.2) podemos observar la tarjeta de potencia empleada para este fin:

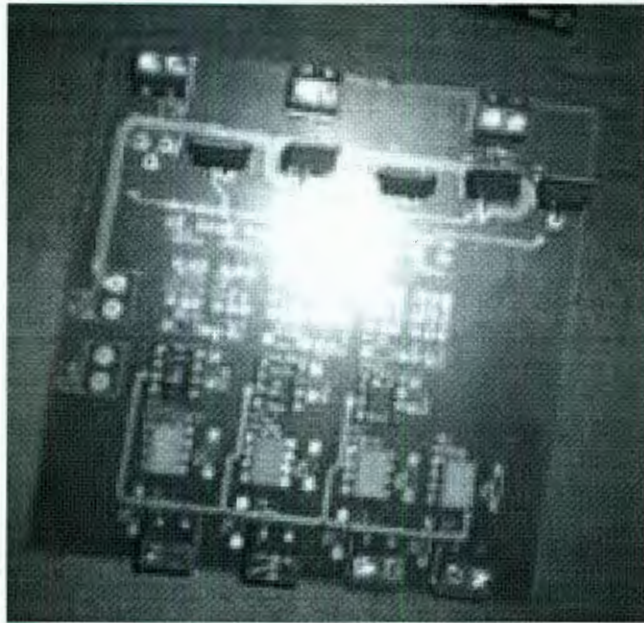


Figura 4.2 Tarjeta de la etapa de potencia

Finalmente se obtuvieron las siguientes graficas de las corrientes en los devanados del motor (Figuras 4.3, 4.4 y 4.5) mediante un osciloscopio digital. Se muestran las graficas de contenido armónico, donde se puede apreciar que las componentes armónicas son muy pocas lo cual garantiza que no inyectara ruido en la red eléctrica en la figura 4.6.

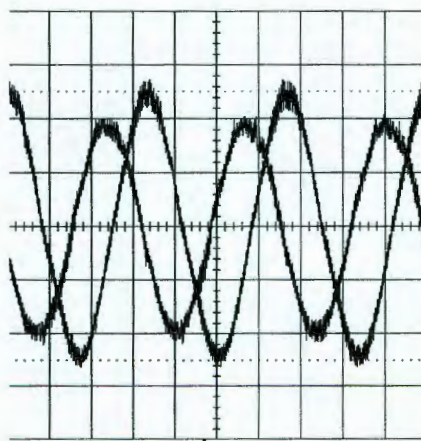


Figura 4.3 Corrientes en los devanados del motor, senoidales y defasadas 90°.

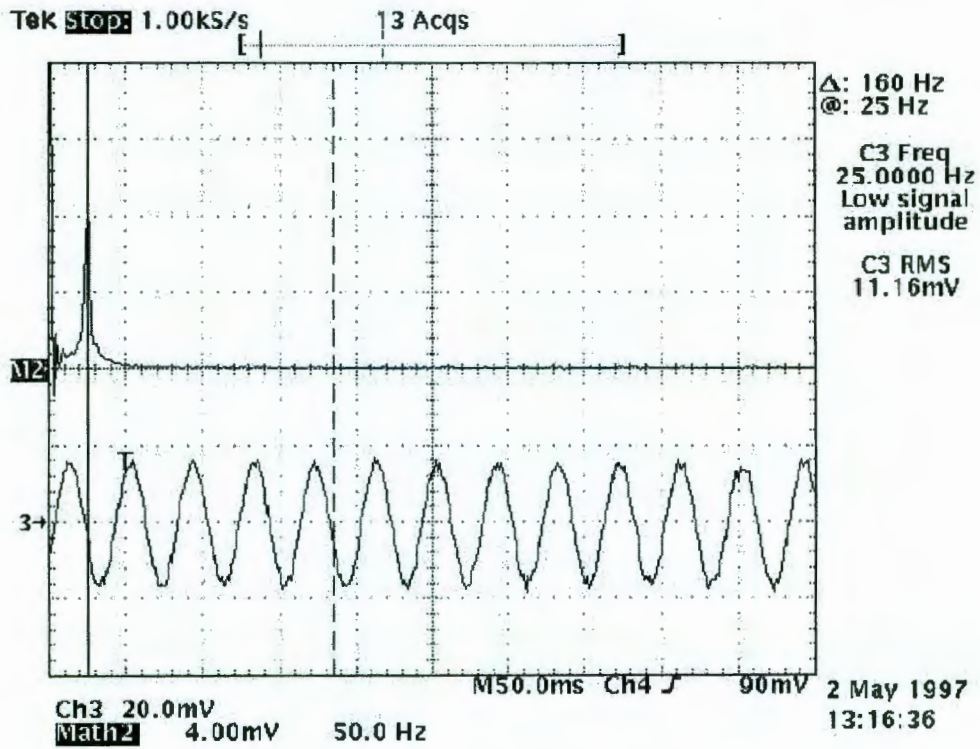


Figura 4.4 Armónicos de la señal senoidal de 60Hz.

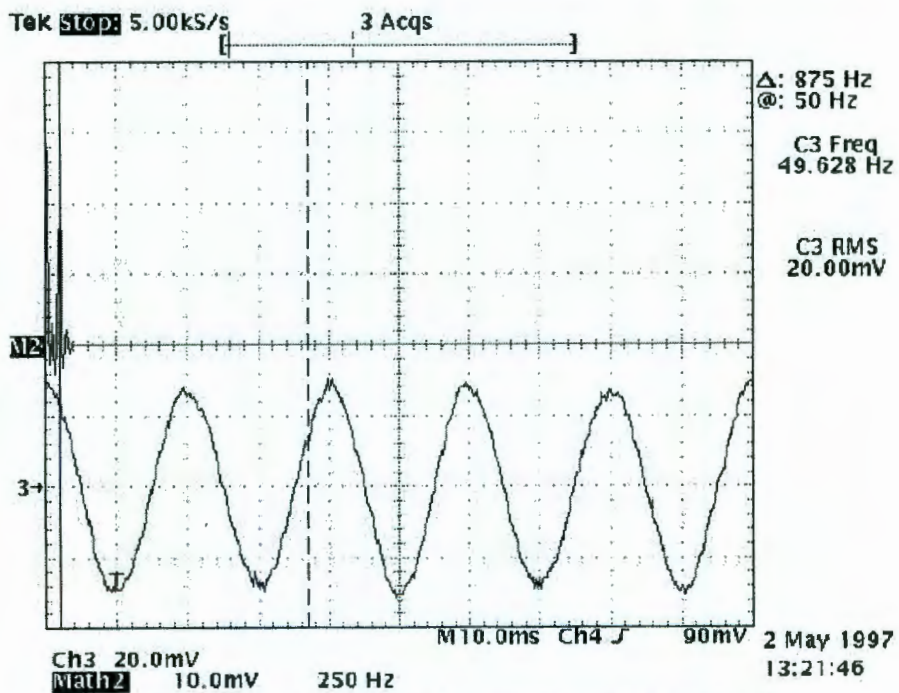


Figura 4.5 Armónicos de la señal senoidal a 55 Hz

Las graficas anteriores nos revelan 2 cosas, la primera es que fue posible sintetizar las señales senoidales de amplitud y frecuencia variables mediante el método propuesto; la segunda es que los armónicos de la señal generada fueron bajos lo cual es muy importante pues los armónicos inyectados a la red eléctrica son una de las principales causas por las cuales se averían los aparatos.

Debido al tipo de elementos usados el costo total de una tarjeta de control de velocidad ajustable empleando este método resultarían bajos y la capacidad del procesador empleado abre posibilidades a características adicionales que podrían implementarse tales como frenado y control retroalimentado.

El sistema desarrollado cumplió con los objetivos planteados y como se menciono, abre la posibilidad a nuevas líneas de investigación relacionadas con el control de velocidad de motores de inducción y las posibles aplicaciones de estos dispositivos.

LITERATURA CITADA

H. W. van der Broeck, H.C. Skudelny, y G. Stanke "Analysis and Realization of PulseWidth Modulator based on Space Vectors", IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol. 24, pp. 142-150, Jan/Feb 1988.

Dong-Choon Lee y G-Myoung Lee "A Novel Overmodulation Technique for Space Vector PWM Inverters", IEEE Trans. Ind. Elec., Vol 44 No. 4, pp. 1014-1019, 1997.

Xiaowei Zhang, Yongdong Li, y Wensen Wang "A novel implementation of SVPWM algorithm and its application to three-phase power converter", PIEMC 2000, pp. 1104-1107.

L. Zhang, C. Wathanasarn, F. Hardan An Efficient Microprocessor- Based Pulse-Width Modulator using Space Vector Modulation Strategy., IECON'94, pp. 91-96, 1994.

McGrath, B.P.; Holmes, D.G.; Lipo, T. "Optimised Space Vector Switching Sequences for Multilevel Inverters", IEEE Trans. Power Elec., Vol. 18 No. 16, pp. 1293-1301

José Maria Uruñuela, 1987. Microprocesadores, programación e interconexión. McGrawHill.

Barry B. Brey, 2001. El libro de los microprocesadores de Intel. McGrawHill

Timothy J. Maloney, 1997. Electrónica Industrial Moderna. Prentice Hall

F. Khorrami, P. Krishnamurthy, H. Melkote, Modeling and Adaptive Non Linear Control of Electric Motors, Springer-Verlag.

Manuel Amores Muñoz, "Regulación electrónica de motores asíncronos trifásicos", Electrónica Industrial, No. 175, pp. 69-75.

Aengus Murray, "DSP Motor Control in Domestic Appliance Applications, ECN Magazine, May2000.

James T. Humphries, Leslie P. Sheets, Electrónica Industrial, Paraninfo

Andrea Bianchi and David Martin, Asymmetric Bi-phase Motor Drive Controller for AC compressors, Magnetek

Finbarr Moynihan, Fundamentals of DSP-Based Control for AC Machines, Embedded Control System Group

Rene de J. Romero Troncoso, "Sistemas digitales con VHDL", Legaria ediciones, 2003.

APENDICE

Control de velocidad ajustable para motores de inducción empleando DSP

Rivas Araiza Edgar Alejandro, Gilberto Herrera Ruiz, Sergio Eduardo Cervantes Pérez, Mario Trejo Perea, Jose Gabriel Rios Moreno.

Universidad Autónoma de Querétaro
Cerro de las Campanas S/N Centro Universitario

C.P. 76010 Querétaro, Qro. México

Correo Electrónico: edgar_rivas@hotmail.com, gherrera@uaq.mx, sergio@uaq.mx, mtp@uaq.mx, riosg@uaq.mx

Resumen- En este trabajo, se analiza una técnica para el control vectorial por PWM (SVPWM, por sus siglas en inglés) presentada por [1] para inversores bifásicos y se proponen estrategias para su implementación en un DSP de punto fijo TMS320LF2407A. El inversor bifásico usando la técnica SVPWM propuesta solo puede generar cuatro vectores espacio de voltaje, pero no pueden generar vectores cero.

Palabras clave- Space Vector PWM, two phase inverter, DSP.

Abstract- In this paper, the space vector pulsewidth modulation (SVPWM) technique for two phase inverter presented by [1] is analyzed and their implementation in a fixed point DSP TMS320LF2407A is proposed. The two phase inverter using the proposed SVPWM can generate only four space voltage vectors, but cannot generate zero vectors.

I. Introducción

El empleo de motores eléctricos está ampliamente extendido en la industria en aplicaciones de automatización, en bandas transportadoras y robots. También son el componente principal en máquinas de aplicaciones domésticas tales como lavadoras, refrigeradores y sistemas de aire acondicionado.

Entre los distintos tipos de motores de CA y de CD existentes, el motor de inducción de jaula de ardilla es uno de los motores más utilizados hoy en día.

Las ventajas de este tipo de motores se atribuyen a su robustez, baja inercia, mejor relación potencia/peso, buen desempeño a altas velocidades y no requieren mantenimiento. La única desventaja es que son más difíciles de controlar comparados con los motores de CD.

Los aparatos domésticos, tales como, refrigeradores, lavadoras y sistemas de aire acondicionado han venido a elevar la calidad de vida y el confort de las personas. En estos aparatos gran parte de la energía consumida es requerida por el motor. Actualmente la demanda en el consumo de energía eléctrica sube a un ritmo acelerado amenazando con rebasar la capacidad de suministro.

Controlando la velocidad del motor se puede directamente e indirectamente reducir su consumo de energía [2]. Entonces es necesario llevar al motor a una velocidad de operación tal que realice el trabajo necesario consumiendo un mínimo de energía.

Tradicionalmente el control de velocidad de los motores de inducción se ha obtenido a través del control de voltaje usando TRIAC's, por consiguiente el contenido armónico del voltaje de salida es alto y el rango de frecuencias estrecho.

Los factores que determinan una regulación eficaz son: el comportamiento durante el arranque, la cantidad de

armónicos que genera y la necesidad de mantener el flujo magnético en los niveles previstos por los fabricantes del motor [3].

En los motores de inducción la velocidad sincrónica o velocidad del campo giratorio está dado por la fórmula:

$$S_{\text{sin}} = \frac{120 \cdot f}{P} \quad (1)$$

donde f es la frecuencia en Hz de la fuente de alimentación de CA y P el número de polos del motor. Como P es una constante, variando la frecuencia de suministro podemos variar la velocidad del campo giratorio.

La velocidad del rotor (S_{rotor}) es siempre menor que la velocidad sincrónica, debido a que el rotor no puede girar a la misma velocidad del campo, porque entonces no habría un movimiento relativo entre ellos, y por tanto no habría cambio de flujo con el tiempo. A la diferencia entre la velocidad del rotor y la velocidad sincrónica se le conoce como *deslizamiento*.

$$\text{deslizamiento} = S_{\text{sin}} - S_{\text{rotor}} \quad (2)$$

Cuando se pretende regular un motor de inducción variando la frecuencia de suministro por cualquier procedimiento, habrá que considerar que el fabricante lo ha diseñado para que funcione en las proximidades del codo de saturación de su característica magnética. Si despreciando las pérdidas, admitimos que la tensión aplicada es igual a la f.e.m. inducida [3] entonces:

$$e = -\frac{d\Phi}{dt} \rightarrow |\Phi| = \int e \cdot dt \quad (3)$$

Este valor deberá mantenerse lo más próximo posible a su valor nominal, para mantener el par motriz o par de saturación.

Como se deduce de la definición de la operación integral, el valor del flujo es proporcional al área encerrada por la curva de f.e.m. y el eje horizontal. Esta área ha de mantenerse sensiblemente constante, cualquiera que sea el periodo (figura 1).

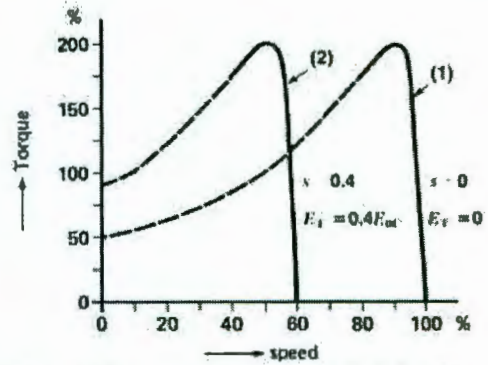


Figura 1 Par motor de un motor de inducción.

Basándose en la declaración anterior, una manera de controlar efectivamente la velocidad de un motor de inducción se logra variando la frecuencia y voltaje de alimentación de CA asegurándose que la relación $V/f = \text{cte}$. Esta constante está determinada por los valores nominales de operación del motor.

Las señales la modulación por ancho de pulso (pulsewidth modulation o PWM) son trenes de pulsos de magnitud y frecuencia fija con ancho de pulso variable.

Es posible sintetizar una forma de onda senoidal digitalmente empleando señales PWM. A esta estrategia se le conoce como modulación por ancho de pulso senoidal, como se muestra en la figura (2).

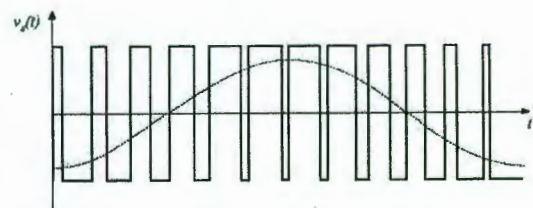


Figura 2 Sintetización de una señal senoidal por PWM.

La técnica *Vector Espacio PWM (Space Vector PWM o SVPWM)* se refiere a una estrategia para generar la secuencia de conmutación de un inversor para la sintetización de una señal analógica empleando señales digitales que sirva para disminuir las pérdidas por conmutación y obtener un contenido armónico bajo a la salida.

II. Técnica SVPWM para motores de inducción bifásicos

El motor de inducción bifásico está compuesto por dos bobinas simétricas. Esto es, el número de bobinas de la fase A es el mismo que las bobinas de la fase B, y desplazadas 90 grados eléctricos entre las 2 bobinas. Si alimentamos un motor de inducción de dos fases simétricas con una fuente de voltaje balanceada sin armónicos, el motor operará sin par negativo.

Un conjunto de voltajes de salida V_a y V_b sin armónicos se expresa por las ecuaciones:

$$V_A = \frac{V_{dc}}{2} m \cdot \sin \omega t = V_o \cdot \sin \omega t \quad (4)$$

$$V_B = V_o \cdot \sin(\omega t - 90^\circ) \quad (5)$$

donde

$$0 \leq m \leq 1$$

donde V_o es la máxima amplitud de voltaje, la cual está determinada por "m".

La figura (3) muestra un inversor de medio puente de dos fases para el motor de inducción de dos fases, el cual consiste de 4 interruptores, cuatro diodos y una fuente de voltaje con derivación central. La fuente de voltaje de dc puede suministrarse a partir de una fuente de ca monofásica insertando un diodo rectificador, el cual necesita dos capacitores electrolíticos para

mantener la referencia a tierra y reducir el rizado.

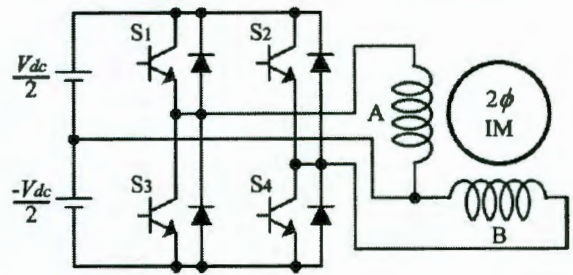


Figura 3 Inversor de dos fases

La figura (4) muestra los cuatro estados de conmutación formados por el inversor de dos fases. Basándose en las cuatro posibles combinaciones de los cuatro interruptores individuales determinadas por los estados de conmutación etiquetados como $[S_1, S_2]$, se originan los cuatro vectores espaciales de voltaje.

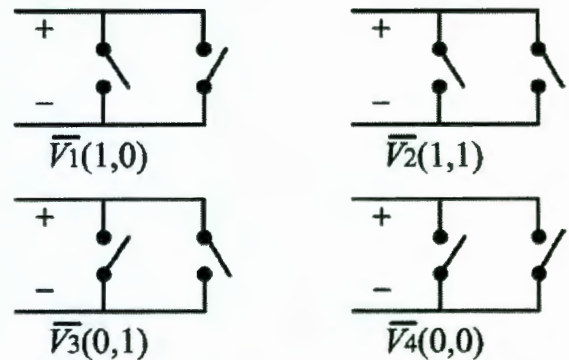


Figura 4 Estados de conmutación del inversor bifásico.

La figura (5) muestra los cuatro vectores espacio del inversor bifásico, donde se observa que no hay vectores de cero involucrados. Los cuatro vectores espacio están siempre distribuidos a intervalos de 90° con longitudes de $V_{dc} / \sqrt{2}$ y forman un cuadrado perfecto.

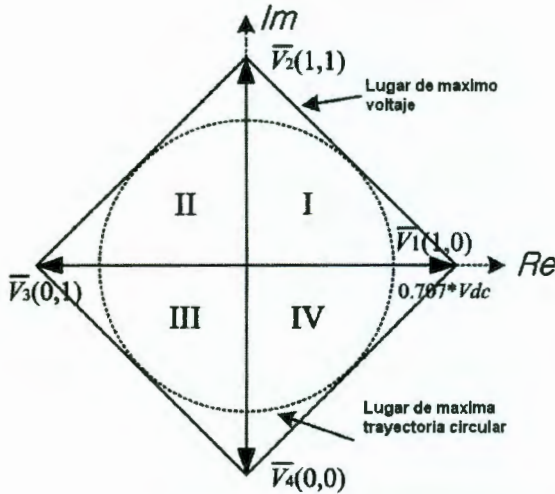


Figura 5 Vectores espacio inversor bifásico.

Se pueden representar los cuatro vectores de voltaje por medio de la siguiente expresión vectorial compleja:

$$\vec{V}_k = \frac{1}{\sqrt{2}} V_{dc} \exp j(k-1)\pi/2, \quad k = 1,2,3,4. \quad (6)$$

Es difícil realizar la técnica de SVPWM para un inversor de dos fases, debido a que no hay vectores de cero, mientras que los inversores trifásicos utilizan los vectores de cero durante el proceso de realización de la SVPWM.

A continuación analizaremos un método para implementar la SVPWM para el inversor de potencia de dos fases, para el desarrollo del procedimiento nos basaremos en la figura (6).

En la figura (6) V^* es el vector de referencia que debemos aproximar por medio de una combinación de los cuatro vectores espaciales de voltaje.

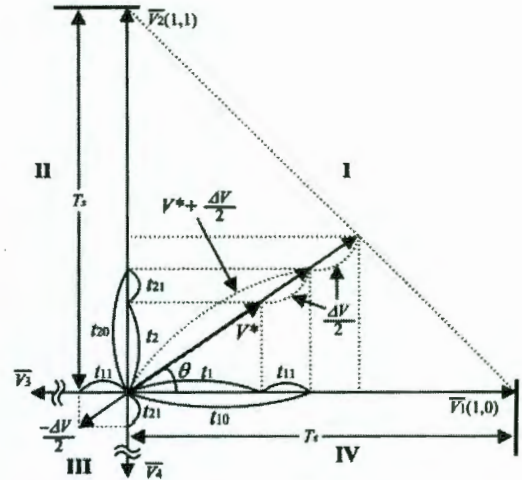


Figura 6 Aproximación del vector de referencia.

El vector de referencia V^* ubicado en el sector I, se divide en dos vectores espacio de voltaje V_1 y V_2 los cuales son adyacentes a V^* . En la figura, t_1 y t_2 representan la duración del tiempo invertido en V_1 y V_2 , respectivamente. Sin embargo, las aportaciones de t_1 y t_2 no satisfacen la constante de intervalo de muestreo a menos que el vector de referencia V^* alcance el lugar de máximo voltaje.

Por consiguiente, el tiempo sobrante del periodo de muestreo debe invertirse en el sector principal (sector I) y el sector diagonal (sector III) debido a la ausencia de vectores de cero. En la figura, ΔV representa el vector de diferencia entre V^* y el lugar de máximo voltaje.

Cuando se le suma la mitad del valor del vector ΔV ($\Delta V/2$) al vector V^* , se forma un nuevo vector de referencia ($V^* + \Delta V/2$) ubicado en el sector principal. Llamaremos al vector ($V^* + \Delta V/2$) el "vector de referencia modificado". Inevitablemente se debe insertar un vector ($-\Delta V/2$) en el sector diagonal para refrenar el vector de referencia modificado.

El vector $(-\Delta V/2)$ ubicado en el sector diagonal se llamara "vector de refreno", su dirección es la opuesta al vector V^* y su valor absoluto es igual al valor de incremento del vector de referencia modificado del sector principal.

La cantidad de duración de tiempo invertida en el vector de referencia modificado y el vector de refreno es igual al tiempo de muestreo, como se muestra en la figura (6).

$$\begin{aligned} T_S &= (t_1 + t_{11}) + (t_2 + t_{21}) + t_{11} + t_{21} \\ &= t_{10} + t_{20} + t_{11} + t_{21} \quad (7) \\ \text{Sea } t_{10} &= t_1 + t_{11}, t_{20} = t_2 + t_{21} \end{aligned}$$

t_{10} y t_{20} son la duración del tiempo invertido en los vectores V_1 y V_2 en el sector principal, respectivamente, y también t_{11} y t_{21} son los tiempos invertidos en V_3 y V_4 en el sector diagonal.

El valor absoluto de el máximo vector espacio a el lugar de cuadratura a $\omega t = \theta$

$$|\vec{V}_{\max}| = |\vec{V}^* + \Delta\vec{V}| = \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sin \theta + \cos \theta} \quad (8)$$

donde θ ($0^\circ < \theta \leq 90^\circ$) representa el ángulo de fase en el sentido contrario a las manecillas del reloj del vector espacio V_1 al vector de referencia V^* . De la ecuación (8), el valor absoluto del vector de diferencia ΔV esta dado por:

$$|\Delta\vec{V}| = \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sin \theta + \cos \theta} - |\vec{V}^*| \quad (9)$$

El valor absoluto del vector de referencia modificado $(V^* + \Delta V/2)$ en el sector principal esta dado por:

$$\left| \vec{V}^* + \frac{\Delta\vec{V}}{2} \right| = \frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sin \theta + \cos \theta} + \left| \frac{\vec{V}^*}{2} \right| \quad (10)$$

El valor absoluto del vector de refreno $(-\Delta V/2)$ en el sector diagonal esta dado por:

$$\left| -\frac{\Delta\vec{V}}{2} \right| = \frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sin \theta + \cos \theta} - \left| \frac{\vec{V}^*}{2} \right| \quad (11)$$

De la figura (6), la duración de los tiempos t_{10} , t_{20} y el vector de referencia modificado están relacionados por:

$$T_S : t_{10} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} : \left| \vec{V}^* + \frac{\Delta V}{2} \right| \cos \theta \quad (12)$$

$$T_S : t_{20} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} : \left| \vec{V}^* + \frac{\Delta V}{2} \right| \sin \theta \quad (13)$$

Sustituyendo (10) en (11) y (12), los tiempos t_{10} y t_{20} se resuelven como sigue:

$$t_{10} = \frac{\sqrt{2}T_S}{V_{dc}} \left[\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sin \theta + \cos \theta} + \left| \frac{\vec{V}^*}{2} \right| \right] \cdot \cos \theta \quad (14)$$

$$t_{20} = \frac{\sqrt{2}T_S}{V_{dc}} \left[\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sin \theta + \cos \theta} + \left| \frac{\vec{V}^*}{2} \right| \right] \cdot \sin \theta \quad (15)$$

De la figura (6), la duración de los tiempos t_{11} , t_{21} y el vector de refreno en el sector diagonal están relacionados por:

$$T_S : t_{11} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} : \left| -\frac{\Delta V}{2} \right| \cos \theta \quad (16)$$

$$T_S : t_{21} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} : \left| -\frac{\Delta V}{2} \right| \sin \theta \quad (17)$$

De las ecuaciones (16) y (17), la duración de los tiempos t_{11} y t_{21} se resuelve como sigue:

$$t_{11} = \frac{\sqrt{2}T_S}{V_{dc}} \left[\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sin \theta + \cos \theta} - \left| \frac{\vec{V}^*}{2} \right| \right] \cdot \cos \theta \quad (18)$$

$$t_{21} = \frac{\sqrt{2}T_S}{V_{dc}} \left[\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sin \theta + \cos \theta} - \left| \frac{\vec{V}^*}{2} \right| \right] \cdot \sin \theta \quad (19)$$

Desarrollo

Para demostrar el funcionamiento del sistema y comprobar su viabilidad, se decidió realizar experimentos sobre un motor monofásico con voltaje de operación nominal de 120 VCA a 60Hz.

El algoritmo de control se implementara en una tarjeta eZdspLF2407a mostrada en la figura (7)

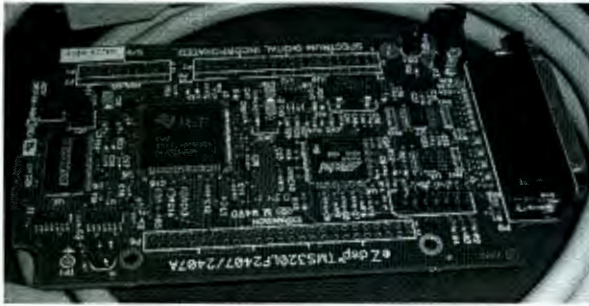


Figura 7 Tarjeta de control eZdspLF2407A

El primer punto de la validación del método de control propuesto de SVPWM consiste en la simulación en el programa Code Composer Studio donde se aprecia que efectivamente es posible sintetizar dos señales senoidales de amplitud y frecuencia variable por medios digitales.

La siguiente figura (8) ilustra uno de los resultados obtenidos:

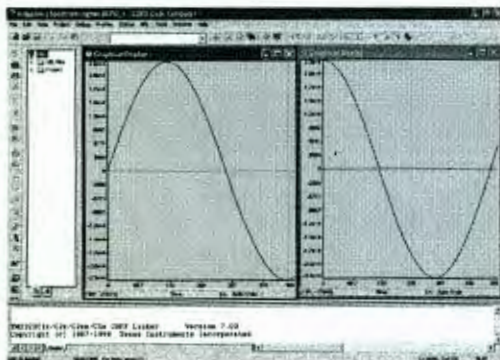


Figura 8 Simulación en CCS

El siguiente punto fue interconectar la tarjeta controladora eZdsp TMS320LF2407A a la etapa de potencia que se encargara de suministrar al motor las altas corrientes requeridas. En la figura (9) podemos observar la tarjeta de potencia empleada para este fin:

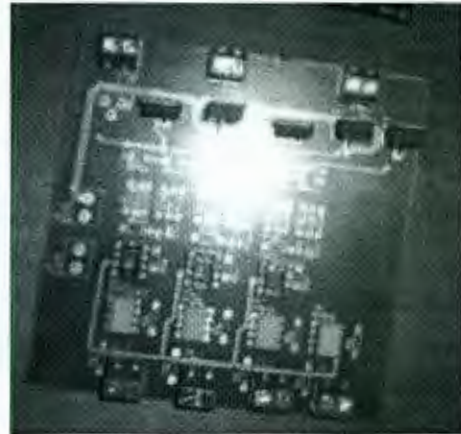


Figura 9 Tarjeta de potencia

Finalmente se muestran las graficas de las corrientes obtenidas con un osciloscopio digital, en los devanados del motor, (figura 10). Con lo cual se demuestra la validación del diseño.

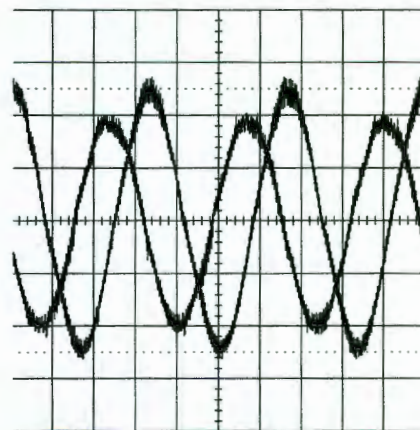


Figura 10 Señales obtenidas con un osciloscopio digital.

Los armónicos generados durante el control de velocidad del motor, se muestran en la figura 11:

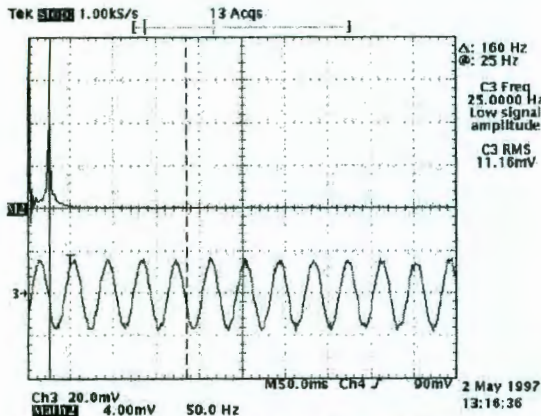


Figura 11 Armónicos de la señal senoidal sintetizada de 25 Hz

Conclusiones

Las graficas anteriores nos revelan 2 cosas, la primera es que fue posible sintetizar las señales senoidales de amplitud y frecuencia variables mediante el método propuesto; la segunda es que los armónicos de la señal generada fueron bajos lo cual es muy importante pues los armónicos inyectados a la red eléctrica son una de las principales causas por las cuales se averían los aparatos.

El empleo de un procesador de punto fijo es una alternativa económica en comparación con los procesadores DSP de punto flotante, sin embargo fue necesario tomar en cuenta varias consideraciones tales como rango dinámico, sobreflujo y aritmética empleada.

Debido al tipo de elementos usados el costo total de una tarjeta de control de velocidad ajustable empleando este método resultarían bajos y la capacidad del procesador empleado abre posibilidades a características adicionales que podrían implementarse tales como frenado y control retroalimentado.

Entre las desventajas se encuentra la necesidad de usar una fuente de alto voltaje simétrica, pero se compensa con su menor complejidad en su implementación

Referencias

[1] Do-Hyun Jang and Duck-Yong Yoon, "Space-Vector PWM Technique for Two-Phase Inverter-Fed Two-Phase Induction Motors", IEEE Trans on Ind. Apps., Vol. 39, No. 2, pp. 542-549, March/April 2003.

[2] Aengus Murray, "DSP Motor Control in Domestic Appliance Applications, ECN Magazine, May2000.

[3] Manuel Amores Muñoz, "Regulación electrónica de motores asíncronos trifásicos", Electrónica Industrial, No. 175, pp. 69-75.

[4] H. W. van der Broeck, H.C. Skudelny, y G. Stanke "Analysis and Realization of PulseWidth Modulator based on Space Vectors", IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol. 24, pp. 142-150, Jan/Feb 1988.

[5] Dong-Choon Lee y G-Myoung Lee "A Novel Overmodulation Technique for Space Vector PWM Inverters", IEEE Trans. Ind. Elec., Vol 44 No. 4, pp. 1014-1019, 1997.

[6] Xiaowei Zhang, Yongdong Li, y Wensen Wang "A novel implementation of SVPWM algorithm and its application to three-phase power converter", PIEMC 2000, pp. 1104-1107.

[7] L. Zhang, C. Wathanasarn, F. Hardan An Efficient Microprocessor- Based Pulse-Width Modulator using Space Vector Modulation Strategy., IECON'94, pp. 91-96, 1994.

[8] McGrath, B.P.; Holmes, D.G.; Lipo, T. "Optimised Space Vector Switching Sequences for Multilevel Inverters", IEEE Trans. Power Elec., Vol. 18 No. 16, pp. 1293-1301

```

*****
**      Control de un motor de induccion      **
**      Autor: Edgar Alejandro Riva Araiza    **
**      Universidad Autonoma de Queretaro     **
**      Facultad de Ingenieria               **
**      Emplear con la tarjeta eZdspLF2407A  **
**

```

```

*****

```

```

;-----
;      Descripcion
;-----
;      Este programa implementa un algoritmo de control de lazo abierto para un
;      motor de induccion usando el principio de la constante V/Hz y
;      la tecnica vector espacio.
;-----

```

```

                                .global _c_int0,EV_isr_B
                                .include "x24x_app.h"
ST0                               .set    0
ST1                               .set    1
LED_addr                          .set    0ch

```

```

*****

```

```

** Almacenar variables en B1 **

```

```

*****

```

```

.bss GPR0,1      ;Almacenamiento temporal

.bss one,1       ;+1

.bss period_flag,1 ;period start flag

.bss adc0_7,1    ;adc 0, dato canal 0

.bss A_W,1       ;D10, dato ADC para fijar tasa W
.bss A_U,1       ;D1, dato ADC para fijar tasa U
.bss S_W,1       ;fijar velocidad angular: D11
.bss min_W,1     ;limite inferior para W(frecuencia)
.bss S_U,1       ;voltaje normalizado: D2
.bss max_U,1     ;limite superior para U: D2
.bss min_U,1     ;limite inferior para U: D2

.bss T_sample,1 ;periodo de muestreo D-9

.bss THETAH,1    ;D3, palabra alta de la posicion angular
.bss THETAL,1    ;palabra baja de la posicion angular
.bss theta_r,1   ;THETHA redondeado

.bss theta_m,1   ;D3, THETA mapeada al primer cuadrante
.bss theta_1stent,1 ;comienzo de la tabla de theta
.bss SS,1        ;modificador del signo del seno: D15
.bss SC,1        ;modificador del signo del cosen: D15
.bss SP,1        ;entrada de la tabla seno
.bss SIN_1stent,1 ;comienzo de la tabla del seno
.bss SIN_lastent,1 ;final de la tabla de seno
.bss sin_theta,1 ;seno(THETA): D1
.bss cos_theta,1 ;cos(THETA): D1
.bss Ud,1        ;Voltaje Ud: D4
.bss Uq,1        ;Voltaje Uq: D4

```

```

.bss S,1 ;D15, referencia del sector en el que se halla U

.bss theta_60,1 ;Valor para theta=60°: D3
.bss theta_90,1 ;Valor para theta=90°: D3
.bss theta_120,1 ;Valor para theta=120: D3
.bss theta_180,1 ;Valor para theta=180: D3
.bss theta_240,1 ;Valor para theta=240: D3
.bss theta_270,1 ;Valor para theta=270: D3
.bss theta_300,1 ;Valor para theta=300: D3
.bss theta_360,1 ;Valor para theta=360: D3

.bss decpar_1stent,24 ;Matrices de descomposicion: D10

.bss cmp_1,1 ;componente en el primer vector basico sp
.bss cmp_2,1 ;componente en el segundo vector basico sp
.bss cmp_0,1 ;componente en el vector basico 0 /2

.bss CL,1 ;canal que se alternara primero
.bss CM,1 ;canal que se alternara de segundo

.bss LED_dir,1
.bss LED_data,1
LED_freq .set 3000
.bss LED_count,1

*****
** Variables en B2 **
*****
ST0_save .set 060h
ST1_save .set 061h
ACCH .set 062h
ACCL .set 063h
BSRS .set 064h
WSTORE .set 065h
;-----
; Parametros del programa
;-----

;Datos de depuracion usador para sustituir la entrada ADC para depurar el programa
debug_data .set 01aa5h
;(100Hz,6a9dh)(50Hz,354bh)(25Hz,1aa5)

;Tasa de conversion de ADC a frecuencia angular dada por
;120*2*pi/7fe0h(D0)=05721018.
;7fe0h corresponde a una frecuencia de 120 Hz (754.3512 rad/sec)
adc_to_afrequency .set 24222 ;D10
A_W_ .set adc_to_afrequency ;D10

;Frecuencia minima
min_afrequency .set 0 ;D11
min_W_ .set min_afrequency ;D11

;Tasa de conversion de ADC a magnitud de voltaje de referencia
;1.0/sqrt(2)/ADC(60Hz)(D0)
;El motor esta catalogado a 60Hz
adc_to_voltage .set 11630 ;D2
A_U_ .set adc_to_voltage ;D2

;Magnitud maxima del voltaje de referencia
;1.0/sqrt(2)

```



```

max_voltage .set 5792 ;D2
max_U_ .set max_voltage ;D2

;Magnitud minima del voltaje de referencia
;1.0/sqrt(2)*min_f/60Hz
min_voltage .set 0 ;D2
min_U_ .set min_voltage ;D2

;Periodo del Timer 1 que determina la frecuencia del PWM
T1_period_ .set 1000
;Tp=2*737*33.9nS=50uS => Fp = 20KHz

;Periodo del Timer 2 que determina la frecuencia de muestreo
T2_period_ .set 1000
;Ts=2*737*33.9nS=50uS => Fs = 20KHz

;Maximo valor de comparacion
max_cmp_ .set 1000

;Periodo de muestreo
T_sample_ .set 00346h ;D-9, Ts=50uS

```

```

;-----
;Datos residentes en la memoria de programa
;-----

```

```

;data
;text
*****
** Angulos de uso frecuente **
*****
angles_ .word 010c1h ;pi/3: D3
        .word 01922h ;pi/2: D3
        .word 02183h ;2*pi/3: D3
        .word 03244h ;pi
        .word 04305h ;4*pi/3: D3
        .word 04b66h ;3*pi/2: D3
        .word 053c7h ;5*pi/3: D3
        .word 06488h ;2*pi: D3

```

```

*****
** Matrices de descomposicion indexadas por el sector en que se encuentra theta (Uout)
*****

```

```

        .word 19595
        .word -11314
        .word 0
        .word 22627
        .word -19595
        .word 11314
        .word 19595
        .word 11314
        .word 0
        .word 22627
        .word -19595
        .word -11314
        .word 0
        .word -22627
        .word -19595
        .word 11314
        .word -19595
        .word -11314

```

```

.word 19595
.word -11314
.word 19595
.word 11314
.word 0
.word -22627

```

```

*****
** Direcciones de los registros de comparacion correspondientes a los canales **
** para conmutar el primero en un periodo dado indexado por el sector en que **
** encuentre THETA (Uout) **
*****

```

```

first_          .word  CMPR1 ;
                .word  CMPR2 ;
                .word  CMPR2 ;
                .word  CMPR3 ;
                .word  CMPR3 ;
                .word  CMPR1 ;

```

```

*****
** Direcciones de los registros de comparacion correspondientes a los canales **
** para conmutar de segundo en un periodo dado indexado por el sector en que **
** se encuentre THETA (Uout) **
*****

```

```

second_        .word  CMPR2 ;
                .word  CMPR1 ;
                .word  CMPR3 ;
                .word  CMPR2 ;
                .word  CMPR1 ;
                .word  CMPR3 ;

```

```

*****
** Vectores de reset y de interrupciones **
*****

```

```

                .sect ".vectors"
RESET          B          _c_int0
INT1           B          PHANTOM
INT2           B          PHANTOM
INT3           B          EV_isr_B      ;Interrupcion del Event Manager
INT4           B          PHANTOM
INT5           B          PHANTOM
INT6           B          PHANTOM
RESERVED       B          PHANTOM
SW_INT8        B          PHANTOM
SW_INT9        B          PHANTOM
SW_INT10       B          PHANTOM
SW_INT11       B          PHANTOM
SW_INT12       B          PHANTOM
SW_INT13       B          PHANTOM
SW_INT14       B          PHANTOM
SW_INT15       B          PHANTOM
SW_INT16       B          PHANTOM
TRAP           B          PHANTOM
NMI            B          PHANTOM
EMU_TRAP       B          PHANTOM
SW_INT20       B          PHANTOM
SW_INT21       B          PHANTOM
SW_INT22       B          PHANTOM

```

SW_INT23 B PHANTOM

** Comienzo del programa principal

```

                                .text
_c_int0                    LDP #0
                                SETC   INTM                    ;deshabilita interrupciones
                                SPLK   #0000h,IMR               ;enmascara todas las interrupciones
                                LACC   IFR                       ;lee banderas interrupcion
                                SACL   IFR                       ;borra banderas
interrupcion(toggle en '1')
```

** Configuracion del sistema **

;Configura los registros del sistema

;------

;Apuntar al registro Sys Module en pagina 0

```
                                  LDP                    #0E0h
```

;Deshabilitar el perro guardian si el pin VCCP esta a +5V

```
                                  SPLK   #06fh, WDCR
```

;Activa relojes del ADC y el Event Manager A. Configura al PLL para una frecuencia de reloj 4x

```
                                  SPLK   #000000000000000b,SCSR1       ;Desactiva relojes a
perifericos. pone PLL=clock x 4
```

```
                                  SPLK   #0000000010000100b,SCSR1       ;Activa CLKADC y
CLKEVA. Pone PLL=clock x 4
```

;Resetear el perro guardian

```
                                  KICK_DOG
```

;Configura el generador de estados de espera para 0 estados espera

```
                                  SPLK   #0,60h
                                  OUT                    60h,WSGR
```

;Apuntar a la pagina 1 para acceso al registro Sys Module

```
                                  LDP                    #0E1h
```

;Configurar las patillas de I/O tal que todos los pines compartidos del Event Manager

;estén configurados como patillas para el Event Manager

```
                                  SPLK   #3fc0h,MCRA                    ;modified
```

;No me parece necesario modificar los valores POR de los registros MCRB y MCRC

;Configurar la direccion de todas las patillas de I/O digitales para funcionar como salidas

```
                                  SPLK   #0c000h,PADATDIR
                                  SPLK   #03f00h,PBDATDIR
```

;Tampoco me parece necesario modificar los valores POR del los registros PBDATDIR y PCDATDIR

** Inicializar perifericos **

;Inicializar y arrancar el ADC

;Apuntar a la pagina 0 al registro Sys Mod

LDP #0E1h

;Configurar el modulo ADC con p/s=1, deshabilitar la conversion extern

;deshabilitar las interrupciones, selecciona canal 15 (ADC1) y canal 7(ADC0)

;y comienza la conversion

;el ADC es reiniciado cada vez que los resultados de la conversion anterior son leidos.

SPLK #010000000000000b,ADCL_CNTL1 ;Reset ADC

NOP

;Esperar que salga del reset

SPLK #0,MAXCONV

SPLK #0,CHSELSEQ1 ;La

lectura del dato ADC es por el canal 0

SPLK #001000000000000b,ADCL_CNTL2 ;Comienza

conversion

;Apuntar a la pagina del registro Event Manager

LDP #0e8h

;Incializa en Event Manager

;Borrar todos los registros del Event Manager

SPLK #0,T1CON

SPLK #0,T2CON

SPLK #0,DBTCON

SPLK #0,COMCON

SPLK #0,CAPCON

SPLK #0,T1CNT

SPLK #0,T2CNT

;Iniciar periodo del GP Timer 1 que determinara la frecuencia del PWM

SPLK #T1_period_,T1PER

;Iniciar periodo del GP Timer 2 que determina la frecuencia de muestreo

SPLK #T2_period_,T2PER

;

SPLK #T1_period_,CMPR1

SPLK #T1_period_,CMPR2

SPLK #T1_period_,CMPR3

;

SPLK #200,T1CMP

SPLK #200,T2CMP

;Definir la polaridad de la señal de salida PWM

SPLK #0000100110011001b,ACTRA

*bits 15 0:Dir = CCW (n/c)

*bits 14-12 000: D2D1D0 = 000 (n/c)

*bits 11-10 10: PWM6/CMP6 active high

*bits 9-801: PWM5/CMP5 active low

*bits 7-610: PWM4/CMP4 active high

*bits 5-401: PWM3/CMP3 active low

*bits 3-210: PWM2/CMP2 active high

*bits 1-001: PWM1/CMP1 active low

;Enmascarar PDPINT para prevenir

SPLK #0h,EVAIMRA

;Configurar las unidades de comparacion

confco SPLK #1000001000000000b,COMCON

*bit 15 1:Habilita operaciones de comparacion/PWM
*bits 14-13 00: Cargar registros de F. Comp. en subflujo del GPT1
*bits 12 0: Deshabilitar el modo PWM vectorial
*bits 11-10 00: Cargar ACTR en subflujo del GPT1
*bit 9 1: Habilitar las salidas de comparacion F
*bit 8 1: Habilitar las salidas de comparacion S
*bit 7 0: Selecciona el GP Timer 1 como base de tiempo para las unidades comparacion S
*bits 6-500: Cargar SCMPR en subflujo del Timer GP selecto
*bits 4-300: Cargar SACTR en subflujo del Timer GP selecto
*bit 2 1: Configura unidad 3 en el modo PWM
*bit 0 1: Configura unidad 1 en el modo PWM

;Definir polaridades de las salidas de comparacion del Timer GP

SPLK #0000000001000101b,GPTCON ;modified
.*****

SPLK #1000100010000010b,T2CON ;modified
.*****

SPLK #1000100000000010b,T1CON ;modified
.*****

SPLK #0ffffh,EVAIFRA

;Borra banderas interrupcion del EVA grupo A

SPLK #0ffffh,EVAIFRB

;Borra banderas interrupcion del EVA grupo B

SPLK #0ffffh,EVAIFRC

;Borra banderas interrupcion del EVA grupo C

SPLK #0,EVAIMRA

SPLK #0004h,EVAIMRB

;Habilita la interrupcion del GPT2 en underflow

SPLK #0,EVAIMRC

** Inicializar variables

LDP #6

initvar

SPLK #1,one
SPLK #T_sample_,T_sample
SPLK #A_W_,A_W
SPLK #A_U_,A_U
SPLK #min_W_,min_W
SPLK #max_U_,max_U
SPLK #min_U_,min_U
SPLK #0,THETAL
SPLK #0,THETAH

LAR AR0,#theta_60

LAR AR1,#(32-1)

LACC #angles_

LARP AR0

INITB

TBLR *+,1

ADD one

;Enmascarar PDPINT para prevenir

SPLK #0h,EVAIMRA

;Configurar las unidades de comparacion

confco SPLK #1000001000000000b,COMCON

*bit 15 1:Habilita operaciones de comparacion/PWM

*bits 14-13 00: Cargar registros de F. Comp. en subflujo del GPT1

*bits 12 0: Deshabilitar el modo PWM vectorial

*bits 11-10 00: Cargar ACTR en subflujo del GPT1

*bit 9 1: Habilitar las salidas de comparacion F

*bit 8 1: Habilitar las salidas de comparacion S

*bit 7 0: Selecciona el GP Timer 1 como base de tiempo para las unidades comparacion S

*bits 6-500: Cargar SCMPR en subflujo del Timer GP selecto

*bits 4-300: Cargar SACTR en subflujo del Timer GP selecto

*bit 2 1: Configura unidad 3 en el modo PWM

*bit 0 1: Configura unidad 1 en el modo PWM

;Definir polaridades de las salidas de comparacion del Timer GP

SPLK #0000000001000101b,GPTCON ;modified

.*****

SPLK #1000100010000010b,T2CON ;modified

.*****

SPLK #1000100000000010b,T1CON ;modified

.*****

SPLK #0ffffh,EVAIFRA

;Borra banderas interrupcion del EVA grupo A

SPLK #0ffffh,EVAIFRB

;Borra banderas interrupcion del EVA grupo B

SPLK #0ffffh,EVAIFRC

;Borra banderas interrupcion del EVA grupo C

SPLK #0,EVAIMRA

SPLK #0004h,EVAIMRB

;Habilita la interrupcion del GPT2 en underflow

SPLK #0,EVAIMRC

** Inicializar variables

LDP #6

initvar

SPLK #1,one

SPLK #T_sample_,T_sample

SPLK #A_W_,A_W

SPLK #A_U_,A_U

SPLK #min_W_,min_W

SPLK #max_U_,max_U

SPLK #min_U_,min_U

SPLK #0,THETA_L

SPLK #0,THETA_H

LAR AR0,#theta_60

LAR AR1,#(32-1)

LACC #angles_

LARP AR0

INITB

TBLR *+,1

ADD one

```

BANZ INITB,0

;
SPLK #TB_TH,theta_1stent
SPLK #1,SP
SPLK #TB_S,SIN_1stent
SPLK #(TB_S+180),SIN_lastent

```

```

,*****
,
SPLK #01h,LED_data
OUT LED_data,LED_addr
SPLK #LED_freq,LED_count
SPLK #1,LED_dir

```

```

,*****
,
LDP #0

```

```

SPLK #000ffh,IFR ;Borrar banderas interrupcion
SPLK #0004h,IMR ;Desenmascara interrupciones EV

```

Nivel IRQ3

```

SETC OVM
SETC SXM

```

```

CLRC INTM ;Habilita interrupciones globales

```

EINT

```

LDP #0e8h

```

```

SPLK #1000100001000010b,T1CON ;Habilita los timers 1 y 2.

```

;Recuerda que el timer 2 esta pendiente de

;la habilitacion del timer 1

```

*****

```

```

** Comienzo del lazo principal

```

```

*****

```

MAIN

```

LDP #6

```

```

w_sample LACC period_flag
BZ w_sample
SPLK #0,period_flag

```

```

;Para propositos de depuracion.
;SETC XF

```

```

*****

```

```

** Leer frecuencia de referencia

```

```

*****

```

```

LDP #0e1h

```

```

LACL ADC_RESULT0

```

;Lee resultado ADC

```

SPLK #001000000000000b,ADCL_CNTL2

```

```

LDP #6
SFR

```

```
SACL adc0_7
;Para debuggear
SPLK #debug_data,adc0_7
```

```
;Calcular frecuencia.
LT          adc0_7
MPY        A_W
PAC
SACH S_W
SUBH min_W
BGZ        W_in_limit
LACC min_W
SACL S_W
```

W_in_limit

```
;Calcular magnitud del voltaje de referencia Uout
MPY        A_U
PAC
SACH S_U
SUBH max_U
BLEZ U_in_uplimit
LACC max_U
SACL S_U
```

U_in_uplimit

```
LACC S_U
SUB        min_U
BGEZ U_in_lolimit
LACC min_U
SACL S_U
```

U_in_lolimit

```
;Obtener theta(fase de Uout) por medio de una integracion
LT          S_W
MPY        T_sample
PAC
```

```
ADDS THETA_L
ADDH THETA_H
SACH THETA_H
SACL THETA_L
```

```
SUBH theta_360
BLEZ Theta_in_limit
SACH THETA_H
```

Theta_in_limit

```
ZALH THETA_H
ADDS THETA_L
ADD        one,15
SACH theta_r
```

```
;Determina cuadrante
LACC one
SACL SS
SACL SC
LACC theta_r
SACL theta_m
SUB        theta_90
BLEZ E_Q
```

```
;Segundo cuadrante
SPLK #-1,SC
LACC theta_180
```



```

SUB          theta_r
SACL theta_m
BGEZ E_Q

;Tercer cuadrante
SPLK #-1,SS
LACC theta_r
SUB          theta_180
SACL theta_m
LACC theta_270
SUB          theta_r
BGEZ E_Q

;Cuarto cuadrante
SPLK #1,SC
LACC theta_360
SUB          theta_r
SACL theta_m

```

E_Q

```

*****
**      Obtener entrada a la tabla de seno
*****

```

```

LACC theta_1stent
ADD SP
TBLR GPR0

LACC theta_m
SUB          GPR0
BZ          look_end
BGZ         inc_SP

dec_SP      LACC SP
SUB          one
SACL SP

ADD          theta_1stent
TBLR GPR0

LACC theta_m
SUB          GPR0

BLZ         dec_SP

B           look_end

inc_SP     LACC SP
ADD          one
SACL SP

ADD          theta_1stent
TBLR GPR0

LACC theta_m
SUB          GPR0

BGZ         inc_SP

look_end

```

** Tomar el valor seno de la tabla **

```
LACC SIN_1stent
ADD SP
TBLR sin_theta

LT SS
MPY sin_theta
PAC
SACL sin_theta
```

** Tomar el valor del coseno de la tabla **

```
LACC SIN_lastent
SUB SP
TBLR cos_theta

LT SC
MPY cos_theta
PAC
SACL cos_theta
```

** Calcular Ud y Uq **

```
LT S_U
MPY cos_theta
PAC
SACH Ud
MPY sin_theta
PAC
SACH Uq
```

** Determina sector **

```
MAR *,AR0
LAR AR0,#1

LACC theta_r
SUB theta_60

BLEZ E_S
MAR *+

LACC theta_r
SUB theta_120

BLEZ E_S
MAR *+

LACC theta_r
SUB theta_180
```

```

BLEZ E_S
MAR      *+

LACC theta_r
SUB      theta_240

BLEZ E_S
MAR      *+

LACC theta_r
SUB      theta_300

BLEZ E_S
MAR      *+
SAR      AR0,S
E_S

```

```

*****
**   Calcular T1 y T2 basado en      **
**   Tpwm Uout = V1*T1 +V2*T2      **
**   o                               **
**   [T1+T2] = Tpwm [V1 V2]' Uout  **
**   [0.5*T1] = Tp [V1 V2]' Uout    **
**           =Mdec(S) Uout          **
**   donde **
**   Mdec(S) = Tp[V1 V2]'          **
**   Uout = Trans([Ud Uq])         **
**   Mdec se obtiene a traves de una tabla de busqueda **
**   Nota: El periodo del timer es la mitad del periodo PWM **
**   i.e. Tp = 0.5 Tpwm           **
*****

```

```

ver      LACC #(decpa_1stent-4)
        ADD      S,2
        SACL     GPR0
        LAR      AR0,GPR0

        LT      Ud
        MPY     *+
        PAC
        LT      Uq
        MPY     *+
        APAC
        BGEZ    cmp1_big0
        ZAC

cmp1_big0  SACH  cmp_1

        LT      Ud
        MPY     *+
        PAC
        LT      Uq
        MPY     *+
        APAC
        BGEZ    cmp2_big0
        ZAC

cmp2_big0  SACH  T2CMP      ;cmp2

```

```

LACC #max_cmp_
SUB   cmp_1
SUB   cmp_2

BGEZ cmp0_big0

ZAC

cmp0_big0      SACL  cmp_0

LACC  cmp_0,15

SACH  cmp_0

```

****** Determinar secuencia de conmutacion y cargar valores de comparacion

```

LACC #(first_-1)
ADD   S

TBLR  CL

LAR   AR0,CL
LACC  cmp_0
SACL  *

LACC #(second_-1)
ADD   S

TBLR  CM

LAR   AR0,CM
LACC  cmp_0
ADD   cmp_1
SACL  *

LACC #CMPR3
SUB   CL
ADD   #CMPR2
SUB   CM
ADD   #CMPR1
SACL  GPR0

LAR   AR0,GPR0
LACC  cmp_0
ADD   cmp_1
ADD   cmp_2
SACL  *

```

****** Resetea el timer perro guardian

```

LDP   #0e0h

KICK_DOG

;clrc  xf
B      MAIN

```

```
*****
**      Manejo de interrupciones **
*****
```

EV_isr_B

```
SST #ST0,ST0_save
SST #ST1,ST1_save
LDP #0
SACH ACCH
SACL ACCL
```

interrupciones EVA grupo B

```
LDP #232
LACC EVAIFRB ;Lee
```

interrupciones EVA grupo B

```
SACL EVAIFRB ;Borra
```

```
LDP #6
SPLK #1,period_flag
```

```
LDP #0
ZALH ACCH
ADDS ACCL
LST #ST1,ST1_save
LST #ST0,ST0_save
CLRC INTM
RET
```

PHANTOM

```
SST #ST0,ST0_save
SST #ST1,ST1_save
LDP #0
SACH ACCH
SACL ACCL
```

```
LDP #0
SPLK #00badh, B2_SADDR+15
```

```
LDP #0

ZALH ACCH
ADDS ACCL
LST #ST1,ST1_save
LST #ST0,ST0_save
CLRC INTM
RET
```

```
-----
;-- Tabla de Theta y seno --
;-----
```

```
TB_TH .word 0
        .word 36
        .word 71
        .word 107
        .word 143
        .word 179
        .word 214
        .word 250
        .word 286
```

.word 322
.word 357
.word 393
.word 429
.word 465
.word 500
.word 536
.word 572
.word 608
.word 643
.word 679
.word 715
.word 751
.word 786
.word 822
.word 858
.word 894
.word 929
.word 965
.word 1001
.word 1037
.word 1072
.word 1108
.word 1144
.word 1180
.word 1215
.word 1287
.word 1323
.word 1358
.word 1394
.word 1430
.word 1466
.word 1501
.word 1537
.word 1573
.word 1608
.word 1644
.word 1680
.word 1716
.word 1751
.word 1787
.word 1823
.word 1859
.word 1894
.word 1930
.word 1966
.word 2002
.word 2037
.word 2073
.word 2109
.word 2145
.word 2180
.word 2216
.word 2252
.word 2288
.word 2323
.word 2359
.word 2395
.word 2431
.word 2466

.word 2502
.word 2538
.word 2574
.word 2609
.word 2645
.word 2681
.word 2717
.word 2752
.word 2788
.word 2824
.word 2860
.word 2895
.word 2931
.word 2967
.word 3003
.word 3038
.word 3074
.word 3110
.word 3146
.word 3181
.word 3217
.word 3253
.word 3288
.word 3324
.word 3360
.word 3396
.word 3431
.word 3467
.word 3503
.word 3539
.word 3574
.word 3610
.word 3646
.word 3682
.word 3717
.word 3753
.word 3789
.word 3825
.word 3860
.word 3896
.word 3932
.word 3968
.word 4003
.word 4039
.word 4075
.word 4111
.word 4146
.word 4182
.word 4218
.word 4254
.word 4289
.word 4325
.word 4361
.word 4397
.word 4432
.word 4468
.word 4504
.word 4540
.word 4575
.word 4611

.word 4647
.word 4683
.word 4718
.word 4754
.word 4790
.word 4825
.word 4861
.word 4897
.word 4933
.word 4968
.word 5004
.word 5040
.word 5076
.word 5111
.word 5147
.word 5183
.word 5219
.word 5254
.word 5290
.word 5326
.word 5362
.word 5397
.word 5433
.word 5469
.word 5505
.word 5540
.word 5576
.word 5612
.word 5648
.word 5683
.word 5719
.word 5755
.word 5791
.word 5826
.word 5862
.word 5898
.word 5934
.word 5969
.word 6005
.word 6041
.word 6077
.word 6112
.word 6148
.word 6184
.word 6220
.word 6255
.word 6291
.word 6327
.word 6362
.word 6398
.word 6434

TB_S

.word 0
.word 143
.word 286
.word 429
.word 572
.word 715
.word 857
.word 1000

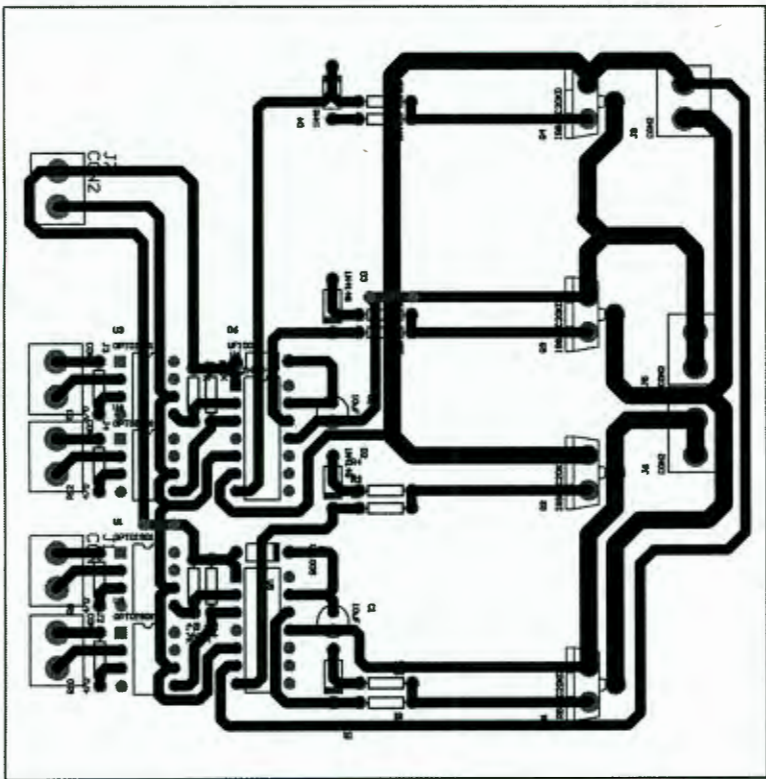
.word 1143
.word 1285
.word 1428
.word 1570
.word 1713
.word 1855
.word 1997
.word 2139
.word 2280
.word 2422
.word 2563
.word 2704
.word 2845
.word 2986
.word 3126
.word 3266
.word 3406
.word 3546
.word 3686
.word 3825
.word 3964
.word 4102
.word 4240
.word 4378
.word 4516
.word 4653
.word 4790
.word 4927
.word 5063
.word 5199
.word 5334
.word 5469
.word 5604
.word 5738
.word 5872
.word 6005
.word 6138
.word 6270
.word 6402
.word 6533
.word 6664
.word 6794
.word 6924
.word 7053
.word 7182
.word 7311
.word 7438
.word 7565
.word 7692
.word 7818
.word 7943
.word 8068
.word 8192
.word 8316
.word 8438
.word 8561
.word 8682
.word 8803
.word 8923
.word 9043

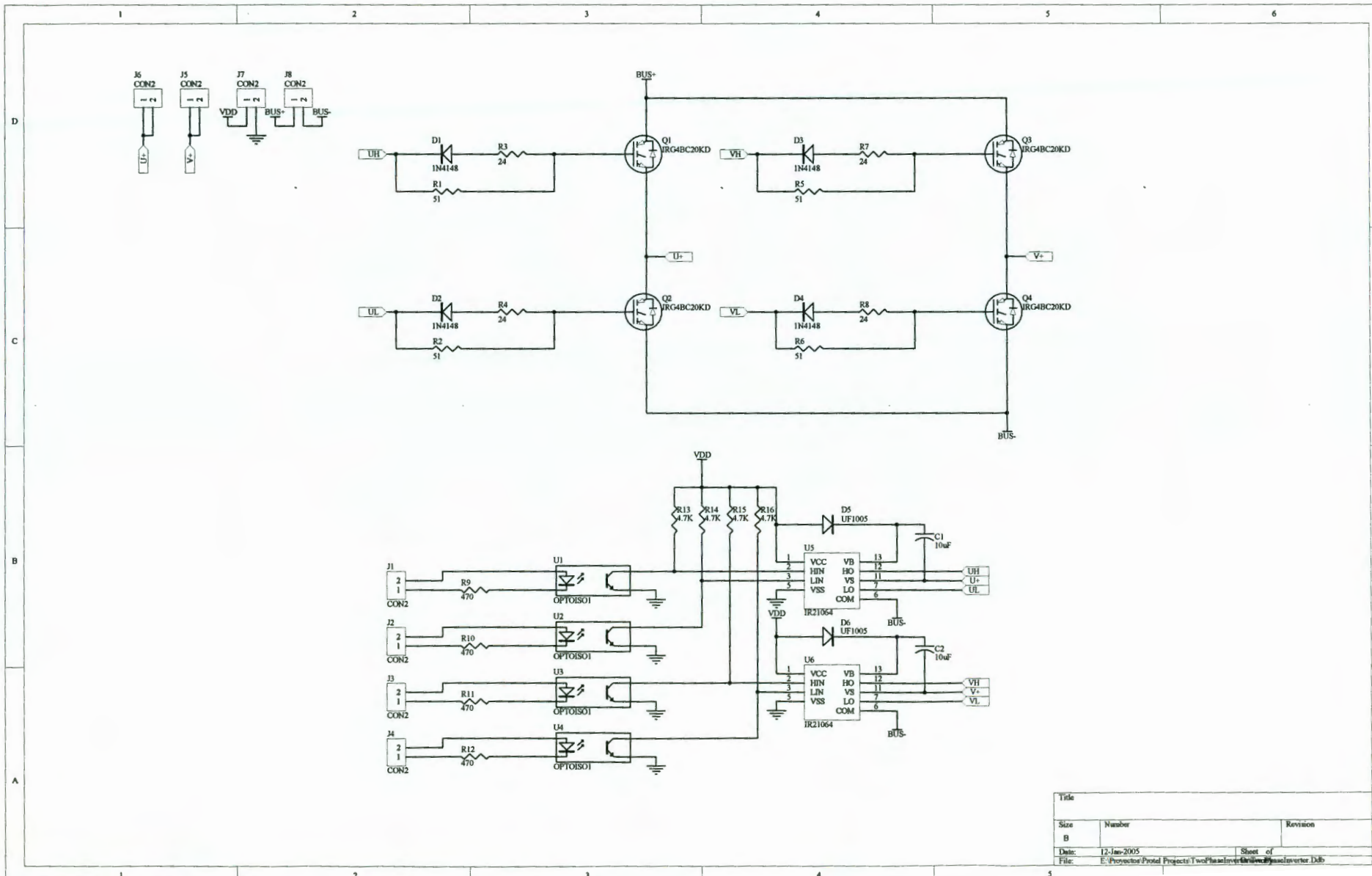
.word 9162
.word 9280
.word 9397
.word 9514
.word 9630
.word 9746
.word 9860
.word 9974
.word 10087
.word 10199
.word 10311
.word 10422
.word 10531
.word 10641
.word 10749
.word 10856
.word 10963
.word 11069
.word 11174
.word 11278
.word 11381
.word 11484
.word 11585
.word 11686
.word 11789
.word 11885
.word 11982
.word 12080
.word 12176
.word 12271
.word 12365
.word 12458
.word 12551
.word 12642
.word 12733
.word 12822
.word 12911
.word 12998
.word 13085
.word 13170
.word 13255
.word 13338
.word 13421
.word 13502
.word 13583
.word 13662
.word 13741
.word 13818
.word 13894
.word 13970
.word 14044
.word 14117
.word 14189
.word 14260
.word 14330
.word 14399
.word 14466
.word 14533
.word 14598
.word 14663

.word 14726
.word 14788
.word 14849
.word 14909
.word 14968
.word 15025
.word 15082
.word 15137
.word 15191
.word 15244
.word 15296
.word 15346
.word 15396
.word 15444
.word 15491
.word 15537
.word 15582
.word 15626
.word 15668
.word 15709
.word 15749
.word 15788
.word 15826
.word 15862
.word 15897
.word 15931
.word 15964
.word 15996
.word 16026
.word 16055
.word 16083
.word 16110
.word 16135
.word 16159
.word 16182
.word 16204
.word 16225
.word 16244
.word 16262
.word 16279
.word 16294
.word 16309
.word 16322
.word 16333
.word 16344
.word 16353
.word 16362
.word 16368
.word 16374
.word 16378
.word 16382
.word 16383
.word 16384

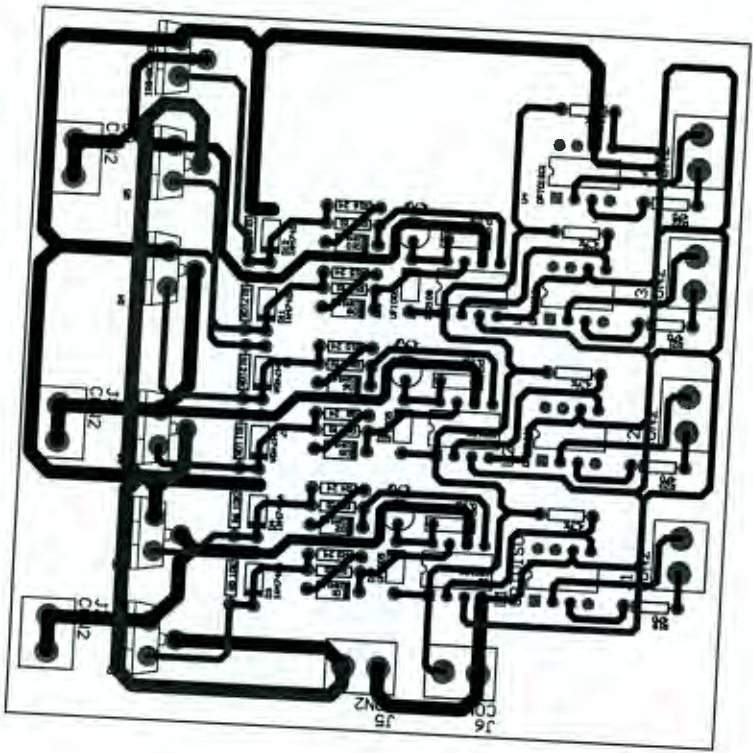
; Fin del programa

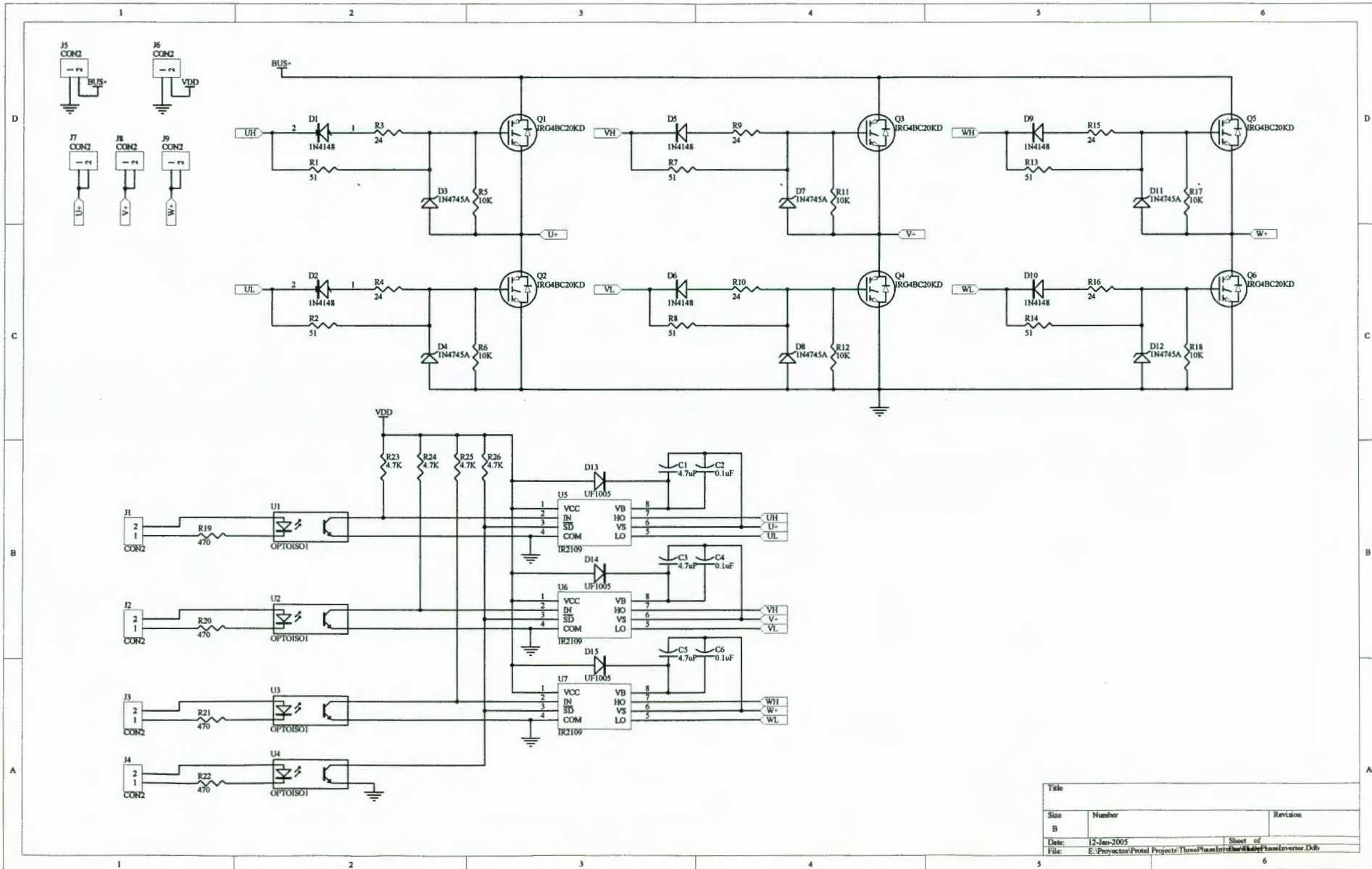
.end





Title		
Size	Number	Revision
B		
Date:	12-Jan-2005	Sheet of
File: E:\Processor Portal\Projects\TwoPhaseInverter\GenInv\GenInvInverter.D8B		





Title		
Siso	Number	Revision
B		
Date:	12-Jan-2005	Sheet of
File:	E:\Proyecion\Protol Project\Three-Phase\Inverter\Three-Phase Inverter.DxB	