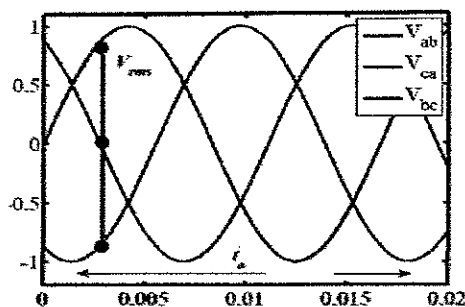


TIE
B21
2007

0 9 7 3

**"DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROL DE UN
MOTOR DE INDUCCIÓN TRIFÁSICO UTILIZANDO LA
TÉCNICA DE PWM DEL DSP DE LA FAMILIA 56800 DE
MOTOROLA"**

BIBLIOTECA - USTA
TUNJA



AURA LILIANA BECERRA ESPITIA

0 9 7 3



UNIVERSIDAD SANTO TOMÁS
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRÓNICA
TUNJA
2007

***“DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROL DE UN
MOTOR DE INDUCCIÓN TRIFÁSICO UTILIZANDO LA
TÉCNICA DE PWM DEL DSP DE LA FAMILIA 56800 DE
MOTOROLA”***

AURA LILIANA BECERRA ESPITIA

**Trabajo de grado para obtener el título de Ingeniero Electrónico en el cual se
presentan los resultados de las implementaciones realizadas de este proyecto que
integra las áreas Electrónica de Potencia e Instrumentación y Control.**

DIRECTOR

**FABIÁN ROLANDO JIMÉNEZ LÓPEZ
INGENIERO ELECTRÓNICO**



**UNIVERSIDAD SANTO TOMÁS
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRÓNICA
TUNJA
2007**

*La información que se maneja en este trabajo
de grado es responsabilidad directa del autor.*

Nota de Aceptación



Firma del presidente del jurado

Firma del jurado

Firma del jurado

Tunja, 20 de Junio de 2008

Padre Amado,

*Desde lo profundo de mi corazón se alegra mi ser
pues toda obra que tu comienzas la terminas
has dado ánimo y sabiduría a mi alma en cada paso de este caminar
me has sustentado en mis fortalezas y has enriquecido mi saber, pues
nuevos mundos se abren paso ante los secretos revelados, las pruebas
obtenidas y las conclusiones asumidas
tu palabra para mi más dulce que la miel y una lámpara a mis pies
la ciencia y la tecnología aumentan entendimiento hacia tu creación,
la explican y comprenden para hacerla inalcanzable como un tesoro
preciado, como una pero moldeable obra de arte en su humanidad,
los conocimientos aplicados intentan contribuir a revelar beneficios
encontrar soluciones y resolver conflictos porque
para ti todo es posible.*

AGRADECIMIENTOS

“Agradezco en primer lugar a DIOS, pues con su sabiduría me ha guiado en este proceso hasta su culminación”

A mi Mamá y Hermanos

LIST AURA EMILCEN ESPITIA NIÑO, LINA PATRICIA BECERRA ESPITIA, JULIÁN ALFREDO BECERRA ESPITIA, CAMILO ERNESTO BECERRA ESPITIA.

A la Universidad Santo Tomás

P. JOSE ANTONIO BALAGUERA CEPEDA, O.P., P. CARLOS ARIEL BETANCUR, O.P., P. CARLOS MARIO ALZATE MONTES, O.P., FR. ERICO JUAN MACCHI CÉSPEDES, O.P., FR. FAUSTINO CORCHUELO ALFARO, O.P., ING. LUIS FREDDY SOSA QUINTERO, ING. FABIÁN ROLANDO JIMÉNEZ LÓPEZ, ING. EDGAR ABSALON TORRES BARAHONA, ING. OSCAR EDUARDO UMAÑA MÉNDEZ, ING. MILTON FORERO LÓPEZ, ING. CAMILO ERNESTO PARDO BEAINY, ING. ADOLFO ÁVILA BARÓN, ING. EDWARD WILDER CARO ANZOLA, ING. WILLIAM FERNANDO ÁLVAREZ.

CONTENIDO

PARTE I PRESENTACIÓN

	17
1 RESUMEN	19
2 PRÓLOGO	20
3 INTRODUCCIÓN	21
4 ANTECEDENTES	22
5 JUSTIFICACIÓN	23
6 OBJETIVOS	24
7 APOORTE AL CONOCIMIENTO	

PARTE II PRINCIPIOS FUNDAMENTALES

	28
8 MARCO PRELIMINAR	29
9 MARCO TEÓRICO	

PARTE III DISEÑO DEL PROTOTIPO

10 ETAPAS DEL CONTROL DE UN MOTOR DE INDUCCIÓN TRIFÁSICO UTILIZANDO LA TÉCNICA DEL PWM DE LA FAMILIA 56800 DE MOTOROLA	44
11 HERRAMIENTAS UTILIZADAS CON EL PROGRAMA DE Metrowerks CodeWarrior "PROCESADOR EXPERTO".	60

PARTE IV PRUEBAS DE LABORATORIO, ESQUEMAS E IMPLEMENTACIÓN DEL PROTOTIPO

12 ETAPAS DE PROTECCIÓN Y AMPLIFICACIÓN DE LA SEÑAL PWM	87
13 MONTAJE DEL INVERSOR MONOFÁSICO DE MEDIO PUENTE, INVERSOR MONOFÁSICO DE PUENTE COMPLETO, INVERSOR TRIFÁSICO	89

PARTE V. EVALUACIÓN DE LOS RESULTADOS

14. EVALUACIÓN DE LOS RESULTADOS OBTENIDOS MEDIANTE LAS PRUEBAS Y PRÁCTICAS	121
---	-----

CONCLUSIONES

ANEXOS

REFERENCIAS

LISTA DE TABLAS

Tabla 1. Características del IGBT, diodo inversor y el módulo	47
Tabla 2. Características eléctricas del IGBT	48
Tabla 3. Características térmicas	49
Tabla 4. Características eléctricas del IGBT 200GAL122D	50
Tabla 5. Características internas del switcheo del IGBT.	51
Tabla 6. Características estáticas del IGBT	53
Tabla 7. Características del Motor de Inducción trifásico	53
Tabla 8. Rangos máximos eléctricos del transistor BD645	56
Tabla 9. Parámetros eléctricos del BD645	56
Tabla 10. Rangos máximos y mínimos eléctricos de trabajo en el BD646	59
Tabla 11. Asignación de pines para el puerto PWMA	66

LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Señal de onda cuadrada de amplitud acotada mostrando el ciclo de trabajo	29
Figura 2. Representación simbólica del transistor IGBT como MOSFET	31
Figura 3. Transistor darlington con la identificación de las patilla y s estructura interna	32
Figura 4. Esquema de los voltajes de fase de una red trifásica	33
Figura 5. Formas de onda de un inversor monofásico de medio puente	35
Figura 6. Formas de onda del inversor medio puente con carga resistiva	35
Figura 7. Circuitos equivalentes durante los intervalos de funcionamiento del inversor en medio puente	36
Figura 8. Efecto de los tiempos muertos en la pérdida de tensión en la carga cuando la corriente no cambia de signo	36
Figura 9. Circuito esquemático del inversor de puente completo (conmutación de voltaje bipolar).	37
Figura 10. Esquema de un inversor trifásico	37
Figura 11. Esquema de un inversor trifásico	38
Figura 12. Tensiones en el inversor en puente trifásico	39
Figura 13. Espacio de estados del inversor trifásico	40
Figura 14. Codewarrior IDE con la herramienta del procesador experto activa	41
Figura 15. Diagrama de bloques general del prototipo	44
Figura 16. DSP de la familia 56800 de motorola	45
Figura 17. Dispositivo de potencia seleccionado para la implementación en el inversor encargado de controlar el motor de inducción trifásico	45
Figura 18. Diagrama físico del IGBT 300GAL122D	46
Figura 19. Diagrama físico real del IGBT 300GAL122D	46
Figura 20. Diagrama eléctrico interno del IGBT 300GAL120D	47
Figura 21. Diagrama físico del IGBT 200GAL120D	49
Figura 22. Diagrama eléctrico de configuración interna del IGBT 200GAL120D	50
Figura 23. Motor de Inducción Trifásico	52
Figura 24 Tarjeta de disparo para la activación de los IGBT de potencia	54
Figura 25. Tarjeta de acondicionamiento con bus de datos	54
Figura 26. Diagrama físico del IGBT BD645	55
Figura 27. Curva característica de voltaje de saturación y corriente de colector	57
Figura 28. Curvas características de voltaje de saturación y corriente de colector del IGBT BD645	57
Figura 29. Diagrama físico del transistor BD646	58

Figura 30. Curva característica entre el voltaje colector-emisor de saturación y corriente de colector	54
Figura 31. Curva característica entre el voltaje base-emisor de saturación y corriente de colector	59
Figura 32. Ubicación de los iconos par CPU's en el Bean Selector	60
Figura 33. Encapsulado de la CPU seleccionada	61
Figura 34. Esquema de modulación PWM	62
Figura 35. Modulación PWM aplicado al inversor para control de un motor trifásico	63
Figura 36. Circuito para motor trifásico	65
Figura 37. Pines del PWM asociados en el DSP56F8323	66
Figura 38. Ubicación del icono PWMMC en el bean selector	67
Figura 39. Icono PWMMC conectado a la CPU seleccionada	68
Figura 40. Ventana de inicio para aplicaciones del procesador experto	68
Figura 41. Ventana de procesador experto donde se encuentra la opción para acceder a la herramienta de motor control	69
Figura 42. Ventana donde se muestran las aplicaciones del motor control	69
Figura 43. Ventana donde se muestran las tres aplicaciones con sus diferentes subtemas que la componen	70
Figura 44. Ventana del bean selector de las herramientas de las aplicaciones de Park y Clarke	70
Figura 45. Ventana del bean selector donde se muestran las herramientas de la aplicación del SpaceVectorMod	73
Figura 46. Ventana del bean selector donde muestra las herramientas de la aplicación del WaveGenerate	76
Figura 47. Representación de la transformación de Park en forma vectorial	80
Figura 48. Representación del vector I_{abcs} y el efecto de la transformación de Clarke	81
Figura 49. Proceso de la transformación matricial de Clarke y la matriz de giro	83
Figura 50. Estados de Conmutación del inversor trifásico. a. V0 (000). b. V1 (100). c. V2 (110). d. V3 (010). e. V4 (011). f. V5 (001). g. V6 (101). h. V7 (111).	83
Figura 51. Esquema de Modulación SPWM	84
Figura 52. Controlador de Velocidad SVM	84
Figura 53. Etapa de la primera parte del diseño	87
Figura 54. DSP 8323 de la Familia 56800 de Motorola	87
Figura 55. Esquema eléctrico de la etapa de protección del DSP	88
Figura 56. Simulación de configuración Darlington con transistores NPN	89
Figura 57. Esquema eléctrico de configuración Darlington para transistor PNP	90
Figura 58. Conexión de la tarjeta de acondicionamiento.	91
Figura 59. Esquema de la forma de conexión del IGBT de potencia, simulado en SIMULINK	92
Figura 60. Respuesta de la salida del IGBT de potencia respecto de la señal de PWM introducida por el DSP de Motorola	93

Figura 61. Esquema Eléctrico de la conexión del MOC 4N25	93
Figura 62. Esquema eléctrico de la conexión y configuración del transistor Q2N2222 para la amplificación de la señal	94
Figura 63. Esquema eléctrico de la conexión del Inversor en medio puente	94
Figura 64. Esquema eléctrico de la conexión del Inversor en Puente Completo	94
Figura 65. Esquema eléctrico de la conexión del inversor trifásico	95
Figura 66. Tarjeta del circuito de disparo de IGBT con los transistores BD645 y BD646	96
Figura 67. Distribución de pines para conexión de transistor real	97
Figura 68. Prueba de conmutación con la tarjeta de disparo en estado de activación	97
Figura 69. Prueba de conmutación con la tarjeta de disparo en estado de desactivación	97
Figura 70. Estructura Física del IGBT 300GAL122D	98
Figura 71. Esquema de la prueba de conmutación con los IGBT en activación.	99
Figura 72. Esquema de prueba de conmutación con IGBT, es estado de desactivación	99
Figura 73. Circuito interno del IGBT dado por el fabricante	100
Figura 74. Vista de Ariba del IGBT. Aquí se pueden ver los pines de conexión	100
Figura 75. Circuito de conexión con la que se realizó la prueba de funcionamiento a cada IGBT de potencia e forma individual	101
Figura 76. Ventana de programación de señal PWM de prueba en el PROCESADOR EXPERTO	102
Figura 77. Implementación real del 4N25, en una señal	103
Figura 78. Implementación de las seis señales optoacopladas	103
Figura 79. Señal real generada a la salida del optoacoplador	104
Figura 80. Implementación real de la negación de la señal	104
Figura 81. Señal de salida del optoacoplador comparada con la señal de salida de la NOT	105
Figura 82. Implementación real de la etapa de amplificación	106
Figura 83. Implementación real de las seis señales amplificadas	106
Figura 84. Señal de salida del amplificador comparada con la salida de la compuerta NOT	107
Figura 85. Señal PWM enviada del DSP	107
Figura 86. Implementación del PWM a la tarjeta de acondicionamiento	108
Figura 87. Conexión real a la tarjeta por medio del bus de datos	108
Figura 88. Pin de Salida de la tarjeta	109
Figura 89. Señal real a la salida de la tarjeta con acoplamiento de todo el circuito	109
Figura 90. Implementación y acoplamiento del sistema a un IGBT de potencia	110
Figura 91. Implementación de el IGBT y la tarjeta de acondicionamiento	110
Figura 92. Implementación del IGBT de Potencia con señal PWM	111
Figura 94. Señal de salida del IGBT de Potencia	111
Figura 95. Fotografía de IGBT en funcionamiento en el momento de observar la	111

señal de salida

Figura 96. Inversor Trifásico	112
Figura 97. Voltajes entre línea para una carga lineal a la salida del inversor trifásico de la figura 96	113
Figura 98 . Voltajes entre fase y neutro a la salida del inversor trifásico	113
Figura 99. Esquema de simulación de comparación de voltajes	114
Figura 100. Salida de las tres fases de la red	114
Figura 101 Diagrama de Bloques de la modulación SPWM. Formas de Onda Básicas	115
Figura 102. Simulación de la Transformación de Clark	116
Figura 103 . Simulación de la Transformación de Park	117
Figura 104 . Sistema de Generador del SVPWM	118
Figura 105. Respuesta del PAR MOTOR	118
Figura 106. Respuesta de la Frecuencia de Operación	119
Figura 107. Respuesta de la Velocidad	119

LISTA DE ECUACIONES

Ecuación [1] Ciclo de Trabajo de la Señal PWM	30
Ecuación [2] Suma de voltajes en un sistema Trifásico balanceado	33
Ecuación [3] Ecuación de la Transformación matricial de Park	79
Ecuación [4] Transformación Vectorial de Park	79
Ecuación [6] Ecuaciones de la Transformación de Clarke	82
Ecuación [7] Ecuación General de la Matriz de la Transformación de Clarke	85

LISTA DE ANEXOS

ANEXO 1. Datasheet de **BD645**

ANEXO 2. Datasheet de **BD646**

ANEXO 3. Datasheet de **300GAL122D**

ANEXO 4. Datasheet de **200GAL122D**

ANEXO 5. Código de Programa de Módulo PWM. (*PWM*). Tomado de *“Diseño e implementación de prácticas de laboratorio para procesamiento digital de señales utilizando DSP’s de la Familia 56800 de Motorola”*. Julián Avendaño.

ANEXO 6. Código de Programa que se trabajo para el desfase de las señales. (*Events*). Tomado de *“Diseño e implementación de prácticas de laboratorio para procesamiento digital de señales utilizando DSP’s de la Familia 56800 de Motorola”*. Julián Avendaño.

ANEXO 7. Código de programa donde se encuentra referenciado el código del icono PWM que genera los anchos de pulso de la señal. (*PWMMC₁*). Tomado de *“Diseño e implementación de prácticas de laboratorio para procesamiento digital de señales utilizando DSP’s de la Familia 56800 de Motorola”*. Julián Avendaño.

ANEXO 8. Diodo supresor de transitorios de Voltaje (*TVS315*)

ANEXO 9. Artículo Generado del Documento. *“Control Escalar de Velocidad para un Motor de Inducción Trifásico utilizando Modulación Espacial Vectorial SVPWM.”*

GLOSARIO DE TÉRMINOS

IGBT'S

El *Transistor Bipolar de Puerta Aislada* (IGBT) es el miembro más joven de la familia de conmutadores para alta tensión. El flujo de corriente a través del dispositivo es cómodamente controlado por una fuente de tensión de alta impedancia de 15V, permitiendo así controlar intensidades elevadas con una potencia de control muy baja¹.

La inflexión en el dispositivo se consigue aumentando la tensión de puerta V_G por lo que es superior al umbral de tensión V_σ . El resultado es una capa de inversión que forman bajo la puerta que proporciona un canal que une el nacimiento hasta la región deriva del dispositivo².

Tiristores de desactivación por compuerta (GTO):

Entre las mejoras más recientes que se le han hecho al tiristor está el apagado por compuerta (GTO). Un tiristor GTO es un SCR que puede apagarse por una pulsación suficientemente grande en su compuerta de entrada, aun si la corriente i_D excede I_H . Aunque los tiristores GTO se han venido usando desde 1960, solamente se volvieron prácticos para las aplicaciones de control de motores, al final de los años setenta. Estos dispositivos se han vuelto más y más comunes en las unidades de control de motores, puesto que ellos eliminaron la necesidad de componentes externos para apagar los SCR en circuitos de cc.

Un tiristor GTO requiere una mayor corriente de compuerta para encendido que un SCR común. Para grandes aparatos de alta potencia se necesitan corrientes de compuerta del orden de 10 A o más. Para apagarlos se necesita una gran pulsación de corriente negativa de entre 20 y 30ms de duración. La magnitud de la pulsación de corriente negativa debe ser de un cuarto a un sexto de la corriente que pasa por el aparato³.

MOSFET:

MOSFET son las siglas de Metal Oxide Semiconductor *Field Effect Transistor*. Consiste en un transistor de efecto de campo basado en la estructura MOS. Es el transistor más utilizado en la industria microelectrónica. La práctica totalidad de los circuitos integrados de uso comercial están basados en transistores MOSFET.

Al polarizarse la puerta con una tensión negativa (pMOS) o positiva (nMOS), se crea una región de depleción en la región que separa la fuente y el drenador. Si esta tensión crece

¹ <http://www.abb.com/product/es/9AAC751340.aspx>, Mayo de 2008

² http://translate.google.com.co/translate?hl=es&sl=en&u=http://www.elec.gla.ac.uk/groups/dev_mod/papers/igbt/igbt.html&sa=X&oi=translate&resnum=9&ct=result&prev=/search%3Fq%3DIGBT%26hl%3Des, Mayo 2008

³ http://electronika2.tripod.com/info_files/tiristor.htm

lo suficiente, aparecerán portadores minoritarios (electrones en nMOS, huecos en pMOS) en la región de deplexión que darán lugar a un canal de conducción. El transistor pasa entonces a estado de conducción, de modo que una diferencia de potencial entre fuente y drenador dará lugar a una corriente. El transistor se comporta como una resistencia controlada por la tensión de puerta⁴.

ADC (Conversor Análogo Digital):

Una conversión analógica-digital (CAD)(ó ADC) consiste en la transcripción de señales analógicas en señales digitales, con el propósito de facilitar su procesamiento (codificación, compresión, etc.) y hacer la señal resultante (la digital) más inmune al ruido y otras interferencias a las que son más sensibles las señales analógicas.

La conversión analógica-digital (conversión A/D) consiste básicamente en realizar de forma periódica medidas de la amplitud de la señal y traducirlas a un lenguaje numérico. La conversión A/D también es conocida por el acrónimo inglés ADC (*analogic to digital converter*)⁵.

BJT (Transistor Bipolar):

El **transistor bipolar** es el más común de los **transistores**, y como los diodos, puede ser de germanio o silicio. Existen dos tipos **transistores**: el NPN y el PNP, y la dirección del flujo de la corriente en cada caso, lo indica la flecha que se ve en el gráfico de cada tipo de transistor. El **transistor** es un dispositivo de 3 patillas con los siguientes nombres: **base (B)**, **colector (C)** y **emisor (E)**, coincidiendo siempre, el emisor, con la patilla que tiene la flecha⁶.

El **transistor** es un amplificador de corriente, esto quiere decir que si le introducimos una cantidad de corriente por una de sus patillas (base), el entregará por otra (emisor) , una cantidad mayor a ésta, en un factor que se llama amplificación. Este factor se llama β (beta) y es un dato propio de cada transistor⁷.

⁴ <http://es.wikipedia.org/wiki/MOSFET>, Mayo de 2008

⁵ http://es.wikipedia.org/wiki/Conversi%C3%B3n_anal%C3%B3gica-digital

^{6,7} http://www.unicrom.com/Tut_transistor_bipolar.asp, mayo de 2008.

1. RESUMEN

Los sistemas de control para las cargas trifásicas han sido el objetivo de varios trabajos de la electrónica aplicada, pero han surgido muchos inconvenientes en cuanto a la estabilidad de las señales puesto que se generan en el momento menos esperado y esto sucede por implementar procesos que no ofrecen la seguridad y estabilidad de las señales que se requieren, una de las ventajas que ofrece este prototipo se centra en la estabilización de señales que pueden controlar un motor de inducción con la precisión que ofrece el DSP de Motorola.

Las variables que se trabajaron fueron frecuencia, voltaje y corriente, todas las anteriores en rangos favorables para los dispositivos que se implementaron, para lo cual se tuvo en cuenta las hojas de especificaciones las cuales muestran los rangos máximos y mínimos correspondientes, además, se trabaja una señal digital para realizar el control de una carga trifásica por medio de la señal PWM⁸ del DSP⁹ de Motorola, de esta manera se obtienen unas señales de entrada para el inversor que permiten así una reducción del porcentaje de ruido en un 98% de las señales que tradicionalmente se aplican al control de las cargas trifásicas.

Para el prototipo que se basa en el control realizado a una carga trifásica, en este caso un motor de Inducción, se debió realizar primero un estudio de las características de los mismos, teniendo presente las especificaciones de corriente que indican las hojas de características del dispositivo. Para realizar las diferentes pruebas se rectificaron los datos de niveles máximos y mínimos en voltaje y corriente soportadas por los dispositivos de potencia, con lo cual se manifestaron resultados satisfactorios en el comportamiento obtenido de acuerdo a la señal inducida a los IGBT mediante las pruebas que permitieron identificar cada una de las señales y los niveles requeridos por el diseño plasmado inicialmente.

En el documento se encuentra establecido todo el proceso de diseño e implementación de cada etapa que conforma el proyecto, en cada una está descrito el proceso que se llevo a cabo teniendo en cuenta los parámetros de diseño que se requieren, como por ejemplo mantener siempre la señal PWM sin distorsión.

Otros de los elementos que se utilizan para el control de cargas trifásicas son los relés de estado sólido, los cuales han sido implementados a nivel industrial, presentan dificultades si en el proceso de conmutación para controlar la velocidad de un motor ya que no poseen la precisión requerida.

⁸ *La modulación por ancho de pulsos* (o PWM, de pulse-width modulation) es una técnica en la que se modifica el ciclo de trabajo de una señal periódica.

⁹ *Procesador Digital de Señal* (DSP) es un sistema basado en un procesador o microprocesador que posee un juego de instrucciones, un hardware y un software optimizados para aplicaciones que requieran operaciones numéricas a muy alta velocidad.

Este trabajo se dedica a la búsqueda de soluciones que permitan mejorar el comportamiento del control del motor de inducción con la implementación de un inversor trifásico, incluso cuando se den condiciones adversas en las tensiones suministradas por la red, o en las corrientes solicitadas por la carga.

La técnica propuesta aporta mayor significado físico en la síntesis de las tensiones de salida del inversor, y permite obtener un algoritmo de modulación sumamente eficiente que puede ser implementado en un procesador de bajo costo.

En este sentido se han de destacar tres aspectos críticos en la evolución de la alimentación de los nuevos microprocesadores y circuitos integrados similares: 1) En primer lugar, la tensión de alimentación es muy baja. De los 5V de tensión de alimentación de hace quince o veinte años se ha pasado a 3.3V, 2V, 1.5V, 1.2V e incluso 0.8V. 2) En segundo lugar, al ir aumentando las prestaciones de los circuitos electrónicos, la corriente eléctrica que ha de suministrar la fuente de alimentación es muy alta (50A, 70A e incluso 100A). 3) Por último, las especificaciones de respuesta dinámica que estas fuentes de alimentación deben cumplir son cada vez más críticas.

Por lo tanto este trabajo presenta no solamente el control de la carga sino que además presenta la forma como se puede alimentar de una forma segura los dispositivos conservando valores constantes de tensión lo que proporciona una mejor respuesta de los circuitos y dispositivos implementados, tales como el circuito de amplificación y aislamiento óptico.

La técnica del SVPWM está establecida para encontrar los pulsos que van a ser inducidos al motor de manera precisa sin llegar a presentar dos IGBT de la misma rama accionados en el mismo instante de tiempo, por lo tanto se aplico la transformada de Park y Clarke, de esta manera se lleva el sistema de un plano de tres coordenadas a dos coordenadas en las variables alfa y beta del plano bidimensional, luego de realizar la aplicación de este método matemático, de esta manera se obtiene los vectores activos y pasivos del sistema de control y con ello obtener los ciclos de trabajo de cada IGBT en el momento de activación y desactivación.

- Palabras Clave -

Motor trifásico, alimentación, tensión, corriente, PWM, DSP, conmutación, carga, control, señal, dispositivos de potencia, SVPWM, activación.

2. PRÓLOGO

Las alteraciones en la red eléctrica son una de las principales causa del fallo y deterioro en los equipos que dependen de ella para su funcionamiento sin importar si son total o parcialmente alimentados. Todo suministro que presenta variaciones en el tiempo (señales AC) son susceptibles a tener traslape o modulación de señales con alto contenido armónico y, no es de extrañar, que teniendo sistemas capacitivos y, en su mayoría, inductivos, se tenga una señal de salida en un toma corriente bastante defectuosa.

Si bien, el estudiante de Ingeniería Electrónica de la Universidad Santo Tomás está capacitado para afrontar cualquier reto en cuanto a la resolución de problemas se refiere, no es propenso a realizar análisis y mucho menos circuitos, de sistemas que tengan un alto contenido de ruido; los sistemas aleatorios presentan una matemática bastante compleja y, por lo tanto, el uso de sistemas electrónicos se encuentra bastante restringido al trabajo con dispositivos circuitales costosos y de difícil consecución. Este reto ha sido afrontado con éxito en el presente documento, que muestra como con componentes normales, se puede minimizar los efectos nocivos de la red eléctrica.

Como en un juego, en donde no se conoce su resultado, la autora propone un análisis del sistema trifásico en cuestión, pormenorizando el uso de su sistema como una máquina rotativa, es decir, un componente que entrega gran cantidad de señales espurias con alto contenido armónico. Esto es bueno si se tiene en cuenta que el análisis entregará una cantidad de datos importantes para un sinnúmero de ejercicios y prácticas adicionales en laboratorio.

El aporte entregado a lo largo del escrito fundamenta la teoría y permite a su vez entender el proceso de consecución del circuito capaz de proteger a los sistemas que allí se instalen. La autora muestra resultados exitosos de su prototipo a manera de pruebas sobre la carga inductiva y con manejo sobre este sistema polifásico, lo cual permite obtener el éxito requerido, cumpliendo así con el objetivo. Es un tema de interés para los interesados en comprender como funciona y cual es la teoría sobre las anomalías de nuestro querido sistema de suministro alterno.

3. INTRODUCCIÓN

El control del motor de Inducción se ha realizado en diferentes diseños, los cuales han presentado inconvenientes en corriente tales como el aumento indeseado en la temperatura de los elementos lo cual afecta el comportamiento y riesgo de causar daños en el circuito, inconvenientes de voltaje que se presentan cuando se sobrepasan los límites especificados por las hojas de especificaciones y que saturan los elementos distorsionan la señal y por último inconvenientes de ruido e interferencia causados por conexiones mal hechas o cables sueltos como suele suceder con las tierras y alimentación, o conexiones en donde d un solo pin de conexión, se deriva mas de un punto hacia otro lado del circuito, pueden encontrarse otro tipo de inconvenientes como son la estática causada por las manos sobre las sondas que están tomando señales vistas en el osciloscopio pero que no afectan de forma considerable la señal. Por tanto son diseños que poseen poca confiabilidad en el momento de su implementación y puesta en marcha.

Actualmente el motor de inducción es el dispositivo electromecánico mas usado para convertir energía eléctrica en energía mecánica. Con la aparición de los dispositivos electrónicos de potencia tales como los Transistores Bipolares de Compuerta Aislada (Insulated Gate Bipolar Transistors - IGBTs), los Tiristores de potencia (Gate Turn Off Thyristors GTOs) etc., el control de velocidad de la máquina de inducción ha sido posible. Los avances en el control digital también han permitido implementar complejos algoritmos de control para hacer esto posible.

El IGBT es un dispositivo semiconductor de potencia híbrido que combina los atributos del BJT y del MOSFET (*ver glosario*). Posee una compuerta tipo MOSFET y por consiguiente tiene una alta impedancia de entrada. El pin de gate maneja voltaje como el MOSFET. Al igual que el MOSFET de potencia, el IGBT no exhibe el fenómeno de ruptura secundario como el BJT. En muchas aplicaciones industriales, a menudo es necesario controlar el voltaje de salida de los inversores para hacer frente a las variaciones de entrada cd, para la regulación del voltaje de los inversores y para los requisitos de control constante del voltaje y la frecuencia. Existen varias técnicas para modificar la ganancia del inversor. El método más eficiente de controlar la ganancia es incorporar en los inversores el control de modulación del ancho de pulso (PWM)^{10 11}. Los elementos que componen este proyecto son de uso común, pensando en estudiantes de Ingeniería Electrónica, con métodos aplicados de acuerdo con la investigación previa que se realizó de manera teórica y profunda, de acuerdo a los parámetros requeridos teniendo en cuenta la obtención de resultados analíticamente coherentes y aplicables desde la perspectiva de la Electrónica de potencia y el control.

¹⁰ ELECTRÓNICA DE POTENCIA, Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones, RASHID. Capítulo 10, Pág 372.

¹¹ PWM, *Pulse-width modulation*, Modulación por ancho de pulso.

4. ANTECEDENTES

PROBLEMÁTICA

Planteamiento

¿Existe hoy en día un control para Motores trifásicos, con una buena precisión y conmutación de los dispositivos de potencia que son controlados haciendo uso de pulsos digitales que permiten obtener una mejor manipulación de los cambios de velocidad requerida por el usuario y/o la aplicación, reduciendo el nivel de ruido y saturación de los elementos de potencia?

Descripción

Los primeros diseños y sistemas del control de motores trifásicos se proporcionaron a partir de diseños análogos con elementos pasivos para los cuales su único método de eliminación de señales indeseadas era a través de filtros formados por condensadores, de esta manera reducían el riesgo de encontrar dentro del funcionamiento de la máquina algún tipo de ruido, pero esto ocasionaba estar constantemente realizando cambios en los circuitos y arriesgarse a realizar cambios en las velocidades la máquina por lo cual limitaba las aplicaciones para las cuales se podrían requerir las mismas.

Muchos de los manejos que existen hoy en día para aplicaciones de motores trifásicos son costosos, además implican un control técnico permanente; cada uno de los dispositivos que se trabajan involucran una protección específica y manejo personal, por ello la técnica de la implementación del PWM para controlar los motores trifásicos permite obtener unos rangos de trabajo y unas señales proporcionadas por medio de la programación que permiten mayor eficiencia de las máquinas trifásicas y mejor rendimiento en cada una de sus aplicaciones. Con otros dispositivos analógicos encontrados en el mercado y con los cuales se realiza el control de las máquinas trifásicas no se alcanzan a generar pulsos definidos en los rangos adecuados y pueden presentar picos no deseados de corriente que pueden saturar la máquina y causar estragos en las diferentes aplicaciones con las que se asocie la máquina trifásica.

El manejo del PWM permite que el mismo usuario entregue a los dispositivos de potencia ó IGBT's las señales en los rangos adecuados para la activación y desactivación de estos y obtener así unos tiempos de conmutación ideales, sin estar tan sensibles a un pico que cause una activación no deseada o que por causa de una conmutación no controlada correctamente se presenten ruidos y cambios de frecuencia inadecuados.

5. JUSTIFICACIÓN

La importancia de desarrollar este proyecto radica en la implementación de prácticas experimentales con DSP's para estudiantes y profesionales en Ingeniería para dar soporte a las líneas de investigación que actualmente ofrece la Facultad de Ingeniería Electrónica de la Universidad Santo Tomas Tunja. De esta forma se logrará dar a conocer una electiva de profundización la cual enriquezca tecnológicamente las aplicaciones de los grupos de investigación, con el fin de que cada día más estudiantes se interesen por desarrollar proyectos innovadores con este tipo de dispositivos que son de extensas aplicaciones a nivel industrial.

Este proyecto propone desarrollar y motivar una cultura investigativa dentro de la Facultad, así como la expansión de líneas de investigación en diferentes áreas, para el desarrollo de nuevas tecnologías por medio de la investigación aplicada para la solución de problemas propios del entorno. Así mismo, se espera que de este proyecto se desprendan nuevos y mejores proyectos en esta área. Uno de los objetivos de este proyecto que se ha venido trabajando con el grupo de investigación ARMONICOS DSP es ampliar la proyección social de la universidad y fortalecer los procesos de investigación de la Seccional Tunja, asimismo mostrarse en seminarios, congresos, eventos científicos y tecnológicos en el área de interés y realizar publicaciones en revistas de interés investigativo.

Se proyecta crear un proyecto que pueda realizarse con estudiantes de niveles superiores que tenga la capacidad de manejar motores trifásicos para así, hacer mas eficiente el control y hacerlo mas efectivo y menos riesgoso de causar daños a la red de la universidad por el nivel de protección y manejo que se le realiza al mismo por medio de estos dispositivos.

El desarrollo de este proyecto permite que estudiantes de la facultad se instruyan completando sus prácticas y proyectos con el control de motor para así ampliar aplicaciones y expandir las posibilidades de experimentación e implementación de nuevos dispositivos y maximizar el control de máquinas trifásicas.

Este proyecto a nivel del investigador se justifica en la manera en que se dimensionan conocimientos en el manejo del DSP, y crecimiento en el ámbito de las competencias investigativas, por las cuales un estudiante investigador se debe caracterizar y un ingeniero electrónico debe tener por emblema.

6. OBJETIVOS

❖ General:

- Diseñar e implementar el algoritmo del control escalar para regular la velocidad a un motor de inducción trifásico aplicando las técnicas del control y realizando las simulaciones para la implementación del software en el DSP (procesador digital de señales) de motorola, con la implementación de IGBT's de potencia.

❖ Específicos:

- Efectuar argumentación y reconocimiento de los elementos utilizados como son el motor de inducción y los elementos de potencia aplicadas para el control que se va a implementar.
- Realizar reconocimiento de cada una de las características dinámicas, eléctricas, frecuencia, modos de operación entre otros de cada una de las referencias de los IGBT's implementados.
- Proporcionar una entrada del controlador interno para generar una referencia de voltaje ideal a cada etapa por la cual está compuesto el sistema de control del motor CA, de esta manera abolir la idea de una desestabilización de la máquina de inducción.
- Garantizar que el módulo de potencia utilizado que es el inversor trifásico en configuración puente con IGBTs excluya los problemas de asimetría de disparo y variaciones dinámicas de operación debidas al montaje discreto del puente inversor completo.
- Realizar la implementación del sistema de protección para abolir y prevenir los inconvenientes presentados en cuanto a simulación, pruebas y verificación del sistema.
- Realizar el, análisis y aplicación de la herramienta del CodeWarrior "Procesador Experto", para las diferentes aplicaciones que tiene con motores trifásicos.
- Evaluar los resultados obtenidos luego de las pruebas y compararlos para establecer las ventajas que se obtuvieron respecto de otros métodos de control de motores.
- Generar un documento a modo de artículo en el que se especifiquen los métodos con los cuales se realizo el prototipo y se llevo a los resultados.
- Participar en eventos a nivel regional, nacional e internacional en donde se muestre de manera oral y gráfica la descripción y proceso de ejecución del sistema.

7. APOORTE AL CONOCIMIENTO

Estrategias de divulgación

Para la divulgación del desarrollo del proyecto y sus beneficios se tendrán como estrategias la utilización de diversos medios con las cuales se dará a conocer el mismo, estas estrategias son:

- Realización del Informe Final del proyecto en donde se presenten la construcción de la práctica y su respectiva descripción de cómo se logro su efectividad.
- Publicación de un artículo técnico en una revista acreditada en el ámbito nacional o internacional de interés científico e investigativo.
- Participación en congresos y seminarios a nivel regional y nacional en control y automatización, en forma de ponencia y póster.
- Exposición de los prototipos en las Jornadas de Ciencia y Tecnología organizadas por la universidad.

Resultados/productos esperados y potenciales beneficiarios

El desarrollo de un sistema de control de bajo costo y alta eficiencia, además está en completa disposición para estudiantes de la facultad que requieran nuevas aplicaciones a otro tipo de carga trifásica por medio del control del inversor trifásico y el software que asimismo se genero para la aplicación de un motor de inducción.

Relacionados con la generación de conocimiento y/o nuevos desarrollos tecnológicos

El fortalecimiento de la línea de Investigación en Instrumentación y Control de la Facultad de Ingeniería Electrónica de la Universidad Santo Tomás seccional Tunja, con el área de la electrónica de potencia permitiendo la combinación de control digital con control de potencia condensados en un solo proyecto, donde el estudio y la aplicación de nuevos y mejores métodos en el trabajo con señales digitales y eléctricas hacen énfasis por incrementar la investigación de la problemática real y dar soluciones con métodos prácticos efectivos y factibles. Complementación de marco teórico relacionado con los IGBT implementados y las técnicas de control de los dispositivos de potencia en general, relacionados con el método de disparo y conmutación de los mismos, generando nuevos métodos y mejores recursos para desarrollar proyectos aplicados a niveles de tensiones trifásicas relacionados con aplicaciones que requieran alto grado de precisión en la conmutación, cambio de frecuencia y velocidad, en las área de práctica en laboratorios y aplicaciones industriales.

Conducentes al fortalecimiento de la capacidad científica nacional

Formación de conocimientos en áreas del conocimiento científico, específicamente en: diseño, instrumentación y control, electrónica de potencia, potencia eléctrica.

Creación de mejores propuestas de diseño que identifiquen a la institución para llevar a cabo implementaciones que resalten el trabajo de la investigación realizada por parte de la universidad en industrias con los proyectos establecidos.

Dirigidos a la apropiación social del conocimiento

Mediante las herramientas de las estrategias de divulgación se tiene la presentación de ponencias en seminarios: **Asociación Colombiana de Automática ACA. Pontificia Universidad Javeriana Cali. Marzo 2007, I Congreso Internacional de Informática y Telecomunicaciones. Universidad Mariana San Juan de Pasto. Octubre 2007, Congreso Internacional de Electrónica y Tecnologías de Avanzada CIETA. Unipamplona. Marzo 2008, VI Encuentro Regional de Semilleros de Investigación. UNIBOYACA. Abril 2008, próxima publicación en Revista INTEKNIA de ámbito científico e Investigativo.**

Metodología

La trascendencia que tiene un proyecto de esta categoría requiere establecer los diferentes métodos aplicados, las fases para la realización de las actividades que complementen el sistema. En forma general se definen de la siguiente manera:

- Descripción y aplicación de herramientas para Comunicaciones Digitales con el DSP.
- Conocimiento de las características de los dispositivos de potencia.
- Reconocimiento las principales características y modos de operación de los dispositivos de potencia ó IGBT.
- Descripción de herramientas para Control de Motores con el DSP como el procesador experto.
- Aplicación de señales para la activación y conmutación de los IGBT y aplicación del Modulo PWM del DSP.
- Descripción y aplicación del software a los IGBT realizando la implementación.

Por lo anterior, se establece la siguiente metodología a seguir:

- Documentación y compilación de la información existente al respecto.
- Recolección de información de fuentes primarias referente a DSP's, utilizando herramientas como libros y documentos de Internet.
- Revisión y selección de la información específica.
- Estudio detallado de las herramientas básicas del Software Metrowerks CodeWarrior aplicadas para el control de motores como es el procesador experto.
- Descripción de las características eléctricas y físicas de los IGBT.

- Pruebas de las salidas de pulsos que producen los IGBT y las señales que se inducen en cada uno de ellos.
- Comportamiento de las señales generadas en cada pin del driver del IGBT.
- Pruebas técnicas y verificación de procedimientos para el desarrollo
- Pruebas técnicas y ajustes a los prototipos diseñados.
- Ampliación del conocimiento sobre el tema, asistiendo a seminarios y conferencias.
- Integración y ensamble total del sistema.
- Evaluación y verificación de los montajes.
- Presentación del informe final recopilando la información de las prácticas.

PARTE II

PRINCIPIOS FUNDAMENTALES

8. MARCO PRELIMINAR

8.1 INSTRUMENTACIÓN Y CONTROL

Instrumentación electrónica

Es parte de la electrónica, principalmente analógica, que se encarga del diseño y manejo de los aparatos electrónicos, sobre todo para su uso en mediciones¹².

Control

El control ha sido definido bajo dos grandes perspectivas, una perspectiva limitada y una perspectiva amplia. Desde la perspectiva limitada, el control se concibe como la verificación a posteriori de los resultados conseguidos en el seguimiento de los objetivos planteados. Bajo la perspectiva amplia, el control es concebido como una actividad no sólo a nivel directivo, sino de todos los niveles y miembros de la entidad, orientando a la organización hacia un cumplimiento de los objetivos propuestos bajo mecanismos de medición cualitativos y cuantitativos¹³.

8.2 ELECTRÓNICA DE POTENCIA

Aplicaciones de la Electrónica de Potencia

Durante muchos años ha existido la necesidad de controlar la potencia eléctrica de los sistemas de tracción y de los controles industriales impulsados por motores eléctricos; La electrónica de potencia ha revolucionado la idea del control para la conversión de potencia y para el control de los motores eléctricos.

La electrónica de potencia se puede definir como la combinación de tecnologías para transformación de energía, la electrónica y el control. El control se encarga del régimen permanente y de las características dinámicas de los sistemas de lazo cerrado.¹⁴

¹² http://es.wikipedia.org/wiki/Instrumentaci%C3%B3n_electr%C3%B3nica

¹³ <http://www.monografias.com/trabajos14/control/control.shtml>

¹⁴ Electrónica de Potencia, Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones, RASHID. Capítulo 1, página 1.

9. MARCO TEÓRICO

9.1 DSP. Procesador digital de señal (Digital Signal Processor)

Un **DSP** es un sistema basado en un procesador o microprocesador que posee un juego de instrucciones, un hardware y un software optimizados para aplicaciones que requieran operaciones numéricas a muy alta velocidad. Debido a esto es especialmente útil para el procesamiento y representación de señales analógicas en tiempo real: en un sistema que trabaje de esta forma (tiempo real) se reciben muestras (**samples** en inglés), normalmente provenientes de un conversor analógico/digital (ADC).

Se ha dicho que puede trabajar con señales analógicas, pero es un sistema digital, por lo tanto necesitará un conversor analógico/digital a su entrada y digital/analógico en la salida. Como todo sistema basado en procesador programable necesita una memoria donde almacenar los datos con los que trabajará y el programa que ejecuta.

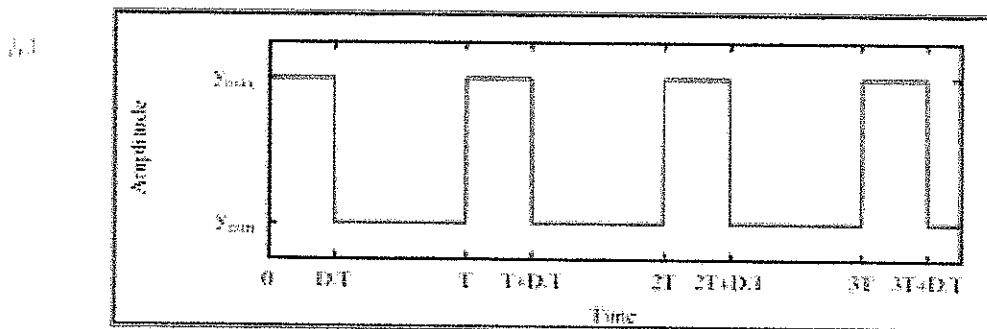
Si se tiene en cuenta que un DSP puede trabajar con varios datos en paralelo y un diseño e instrucciones específicas para el procesamiento digital, se puede dar una idea de su enorme potencia para este tipo de aplicaciones. Estas características constituyen la principal diferencia de un **DSP** y otros tipos de procesadores.

Para adentrar en su funcionamiento se pondrá el ejemplo de un filtro: el **DSP** recibirá valores digitales o samples procedentes de la señal de entrada, calcula qué salida se obtendrá para esos valores con el filtro que se le ha programado y saca esa salida¹⁵.

9.2 PWM

Modulación por ancho de pulsos

Figura 1. Señal de onda cuadrada de amplitud acotada (y_{min}, y_{max}) mostrando el ciclo de trabajo.



Fuente: http://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/9/9e/Dutv_cycle_general.png, mayo 2008.

¹⁵ http://es.wikipedia.org/wiki/Procesador_digital_de_se%C3%B1al

La **modulación por ancho de pulsos** (o **PWM**, de *pulse-width modulation* en inglés) es una técnica en la que se modifica el **ciclo de trabajo** de una señal periódica (por ejemplo sinusoidal u cuadrada).

El **ciclo de trabajo** de una señal periódica es el ancho relativo de su parte positiva en relación al período. Matemáticamente:

$$D = \frac{\tau}{T}$$

D es el ciclo de trabajo
 τ es el tiempo en que la función es positiva (ancho del pulso)
 T es el período de la función

[1]. Ciclo de trabajo de la señal PWM

La construcción típica de un circuito PWM se lleva a cabo mediante un comparador con dos entradas y una salida. Una de las entradas se conecta a un oscilador de onda triangular, mientras que la otra queda disponible para la señal moduladora. En la salida la frecuencia es generalmente igual a la de la señal triangular y el ciclo de trabajo esta en función de la portadora.

La principal desventaja que presentan los circuitos PWM es la posibilidad de que haya interferencias generadas por radiofrecuencia. Estas pueden minimizarse ubicando el controlador cerca de la carga y realizando un filtrado de la fuente de alimentación.

En relación a los motores

La **Modulación por ancho de pulsos** (MAP en castellano, PWM o *Pulse Width Modulation* en inglés) es una técnica utilizada para regular la velocidad de giro de los motores eléctricos. Mantiene el par motor constante y no supone un desaprovechamiento de la energía eléctrica. Se utiliza tanto en corriente continua como en alterna, como su nombre lo indica, al controlar: un momento alto (encendido o alimentado) y un momento bajo (apagado o desconectado), controlado normalmente por relevadores (baja frecuencia) o MOSFET o tiristores (alta frecuencia).

Otros sistemas para regular la velocidad modifican la tensión eléctrica, con lo que disminuye el par motor; o interponen una resistencia eléctrica, con lo que se pierde energía en forma de calor en esta resistencia. Otra forma de regular el giro del motor es variando el tiempo entre pulsos modulación por frecuencia de pulsos de duración constante. En los motores de corriente alterna también se puede utilizar la variación de frecuencia.

La modulación por ancho de pulsos también se usa para controlar servo motores, los cuales modifican su posición de acuerdo al ancho del pulso enviado cada un cierto período que depende de cada servo motor¹⁶.

¹⁶ http://es.wikipedia.org/wiki/Modulaci%C3%B3n_por_ancho_de_pulsos

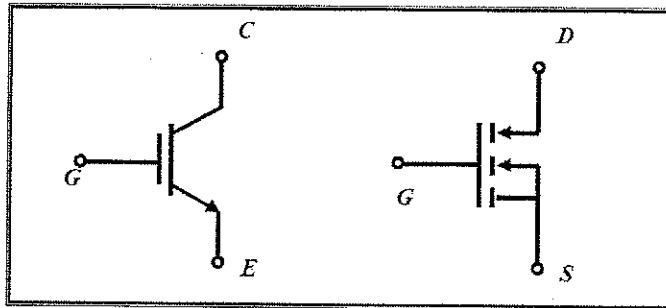
9.3 IGBT

La sigla IGBT corresponde a las iniciales de **I**sulated **G**ate **B**ipolar transistor o sea transistor bipolar de puerta de aislada.

El IGBT es un dispositivo semiconductor de potencia híbrido que combina los atributos del BJT y del MOSFET. Posee una compuerta tipo MOSFET y por consiguiente tiene una alta impedancia de entrada. El gate maneja voltaje como el MOSFET. El símbolo más comúnmente usado se muestra en la figura 2. Al igual que el MOSFET de potencia, el IGBT no exhibe el fenómeno de ruptura secundario como el BJT. El transistor bipolar de puerta aislada (IGBT) es un dispositivo electrónico que generalmente se aplica a circuitos de potencia. Este es un dispositivo para la conmutación en sistemas de alta tensión. La tensión de control de puerta es de unos 15V. Esto ofrece la ventaja de controlar sistemas de potencia aplicando una señal eléctrica de entrada muy débil en la puerta.

El IGBT de la figura 2 es una conexión integrada de un MOSFET y un BJT. El circuito de excitación del IGBT es como el del MOSFET, mientras que las características de conducción son como las del BJT. El IGBT es adecuado para velocidades de conmutación de hasta 20 KHz y ha sustituido al BJT en muchas aplicaciones. Es un componente de tres terminales que se denominan GATE (G) o puerta, COLECTOR (C) y EMISOR (E) y su símbolo corresponde al dibujo de la figura siguiente:

Figura 2 . Representación simbólica del transistor IGBT a) como BJT b) como MOSFET



Fuente. <http://www.ccpot.galeon.com/enlaces1737117.html>

Funcionamiento

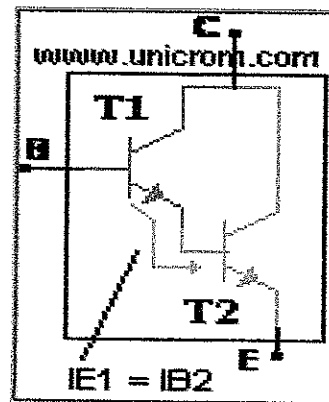
Consideremos que el IGBT se encuentra bloqueado inicialmente. Esto significa que no existe ningún voltaje aplicado al gate. Si un voltaje V_{GS} es aplicado al gate, el IGBT enciende inmediatamente, la corriente I_D es conducida y el voltaje V_{DS} se va desde el valor de bloqueo hasta cero. La corriente I_D persiste para el tiempo t_{ON} en el que la señal en el gate es aplicada. Para encender el IGBT, la terminal drain D debe ser polarizada positivamente con respecto a la terminal S. La señal de encendido es un voltaje positivo V_G que es aplicado al gate G. Este voltaje, si es aplicado como un pulso de magnitud aproximada de 15, puede causar que el tiempo de encendido sea menor a 1 s, después de lo cual la corriente de drain i_D es igual a la corriente de carga I_L (asumida como constante). Una vez encendido, el dispositivo se mantiene así por una señal de voltaje en el gate. Sin embargo, en virtud del control de voltaje la disipación de potencia en el gate es muy baja.

EL IGBT se apaga simplemente removiendo la señal de voltaje V_G de la terminal gate. La transición del estado de conducción al estado de bloqueo puede tomar apenas 2 micro segundos, por lo que la frecuencia de conmutación puede estar en el rango de los 50 kHz. EL IGBT requiere un valor límite $V_{GS(TH)}$ para el estado de cambio de encendido a apagado y viceversa. Este es usualmente de 4 V. Arriba de este valor el voltaje V_{DS} cae a un valor bajo cercano a los 2 V. Como el voltaje de estado de encendido se mantiene bajo, el gate debe tener un voltaje arriba de 15 V, y la corriente i_D se autolimita. El IGBT se aplica en controles de motores eléctricos tanto de corriente directa como de corriente alterna, manejados a niveles de potencia que exceden los 50 kW.

9.4 CONFIGURACIÓN DARLINGTON

En electrónica, el transistor Darlington es un dispositivo semiconductor que combina dos transistores bipolares en un tándem (a veces llamado *par Darlington*) en un único dispositivo. Esta configuración sirve para que el dispositivo sea capaz de proporcionar una gran ganancia de corriente (parámetro β del transistor) y, al poder estar todo integrado, requiere menos espacio que dos transistores normales en la misma configuración. La ganancia total del Darlington es el producto de la ganancia de los transistores individuales. Un dispositivo típico tiene una ganancia en corriente de 1000 o superior. También tiene un mayor desplazamiento de fase en altas frecuencias que un único transistor, de ahí que pueda convertirse fácilmente en inestable. La tensión base-emisor también es mayor, siendo la suma de ambas tensiones base-emisor, y para transistores de silicio es superior a 1.2V. La beta de un transistor o par darlington se halla multiplicando las de los transistores individuales. La intensidad del colector se halla multiplicando la intensidad de la base por la beta total.¹⁷

Figura 3. Transistor Darlington con la identificación de las patillas y su estructura interna



Fuente. http://www.unicrom.com/tut_darlington.asp, Noviembre 2007.

¹⁷ http://www.unicrom.com/tut_darlington.asp

Voltajes trifásicos balanceados

Para que los tres voltajes de un sistema trifásico estén balanceados deberán tener amplitudes y frecuencias idénticas y estar fuera de fase entre sí exactamente 120° .
Importante: En un sistema trifásico balanceado la suma de los voltajes es igual a cero:

$$V_a + V_b + V_c = 0$$

[2]. Suma de Voltajes en un sistema trifásico balanceado.

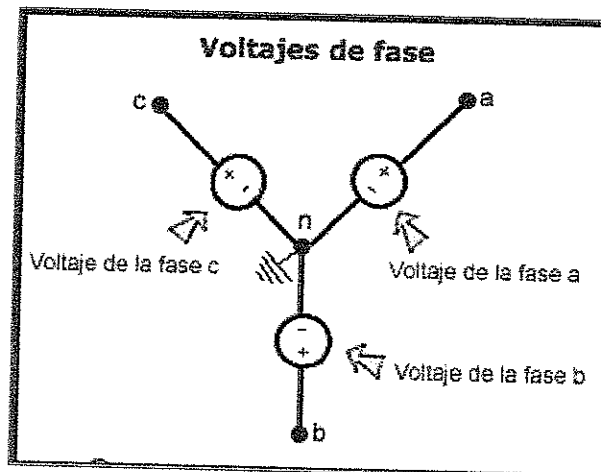
Circuito trifásico balanceado

Si las cargas se encuentran de manera que las corrientes producidas por los voltajes balanceados del circuito también están balanceadas entonces todo el circuito está balanceado.

Voltajes de fase

Cada bobina del generador puede ser representada como una fuente de voltaje senoidal. Para identificar a cada voltaje se les da el nombre de voltaje de la fase a, de la fase b y de la fase c.

Figura 4. Esquema de los voltajes de fase de una red trifásica



Fuente. <http://www.trifasicos.com/conceptos.php>. mayo de 2008.

Secuencia de fase positiva

Por convención se toma siempre como voltaje de referencia al voltaje de fase a. Cuando el voltaje de fase b está retrasado del voltaje de fase a 120° y el voltaje de fase c está adelantado al de fase a por 120° se dice que la secuencia de fase es positiva. En esta secuencia de fase los voltajes alcanzan su valor pico en la secuencia a-b-c.¹⁸

¹⁸ <http://www.trifasicos.com/conceptos.php>

-Variación en la tensión y en la frecuencia de la red

Para motores provistos de devanado normal. Comportamiento de los valores de servicio:

A) Modificación de la tensión sin que varíe la frecuencia. El par de arranque y el par motor máximo varían aproximadamente con el cuadrado de la tensión; la intensidad de arranque se modifica en una relación aproximadamente proporcional a la tensión.

B) Con desviaciones de hasta + 5% respecto a la tensión nominal, se puede suministrar la potencia nominal. En este caso, se podrá sobrepasar en 10°C la temperatura límite.

C) *Aumento de la tensión* (suponiendo que la potencia suministrada permanece constante).

1. La corriente magnetizante en motores de elevada saturación, limitan el aumento que puede experimentar la tensión; en este caso se encuentran especialmente los motores cuya potencia asciende hasta 3kW, aproximadamente, los cuales ya presentan, a la tensión nominal una intensidad en vacío relativamente elevada.

2. La intensidad en el estator, que representa la suma geométrica de la componente de corriente dependiente de la carga y de la corriente magnética, se reduce generalmente. En los motores de hasta 3kW puede predominar la influencia de la corriente magnetizante y, en consecuencia, aumentar la intensidad en el estator.

3. El factor de potencia será menor a la misma potencia: el origen de ello es el aumento de la corriente magnetizante y la reducción de la corriente activa.

4. Las pérdidas en el rotor y, en general, en el estator serán menores. El calentamiento del motor depende de cómo se modifican las pérdidas en el hierro y en el cobre. Por regla general, se modificará apenas prácticamente con las fluctuaciones normales de la tensión.

5. El rendimiento tampoco variará mucho, elevándose o reduciéndose en dependencia de si predomina la reducción en las pérdidas en el cobre o el aumento en las pérdidas en el hierro.

6. La velocidad de reducción aumentará ligeramente, por ser menores las pérdidas en el rotor.

D) *Reducción de la tensión.*

1. La corriente magnetizante, la densidad de flujo, las pérdidas en el hierro y, por lo tanto, en el calentamiento del mismo, serán menores.

2. La intensidad en el estator, que representa la suma geométrica de la componente de corriente dependiente de la carga y de la corriente magnetizante, aumenta generalmente. En los motores de hasta 3kW, puede predominar la influencia de la corriente magnetizante y, en consecuencia, reducirse la intensidad en el estator.

3. Se mejora el factor de potencia (menor corriente magnetizante, mayor corriente activa).

4. Las pérdidas en el rotor y en general las pérdidas en el cobre del estator aumentan. Normalmente, será mayor el calentamiento.

5. La velocidad de rotación descenderá ligeramente.

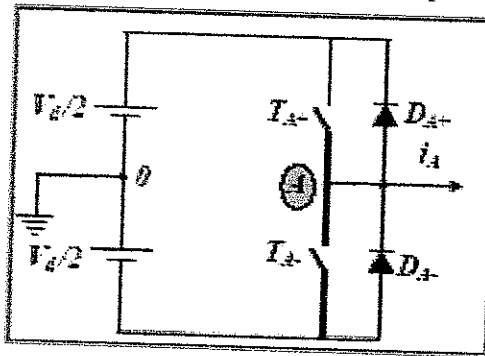
E) Variación de la frecuencia

Permaneciendo constante la tensión Con desviaciones de hasta +5% respecto a la frecuencia nominal, se puede suministrar la potencia nominal. El valor absoluto del par inicial de arranque y del par máximo varían en relación inversamente proporcional a la frecuencia; la velocidad de rotación varía, aproximadamente, en relación directa con la frecuencia. Al modificar la frecuencia, las restantes propiedades de funcionamiento del motor varían en relación inversa a como sucede en caso de producirse un cambio en la tensión.

F) Variación de la tensión y de la frecuencia simultáneamente, si la tensión y la frecuencia aumentan o disminuyen aproximadamente en igual proporción, no varían las condiciones magnéticas. El motor desarrollará el par motor nominal. Aproximadamente, la velocidad de rotación y la potencia varían en la misma proporción que la frecuencia. El par resistente puede no alterarse. Tratándose de frecuencias reducidas, la potencia disminuye en mayor medida, por ser la ventilación menos efectiva.¹⁹

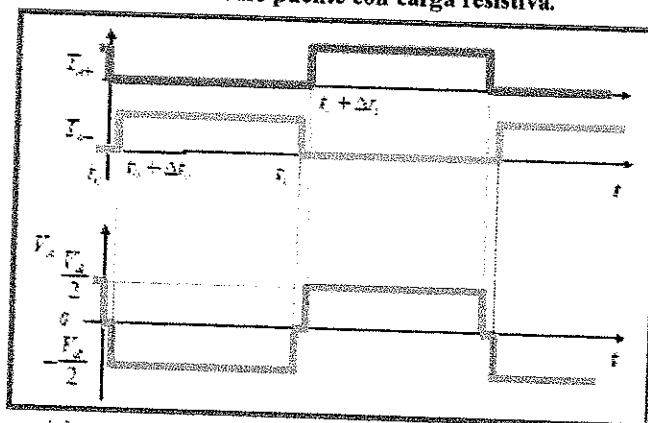
9.5 INVERSOR MONOFÁSICO DE MEDIO PUENTE

Figura 5. Esquema de un inversor monofásico simple en medio puente



Fuente: http://woody.us.es/~leopoldo/Store/tsp_16.pdf

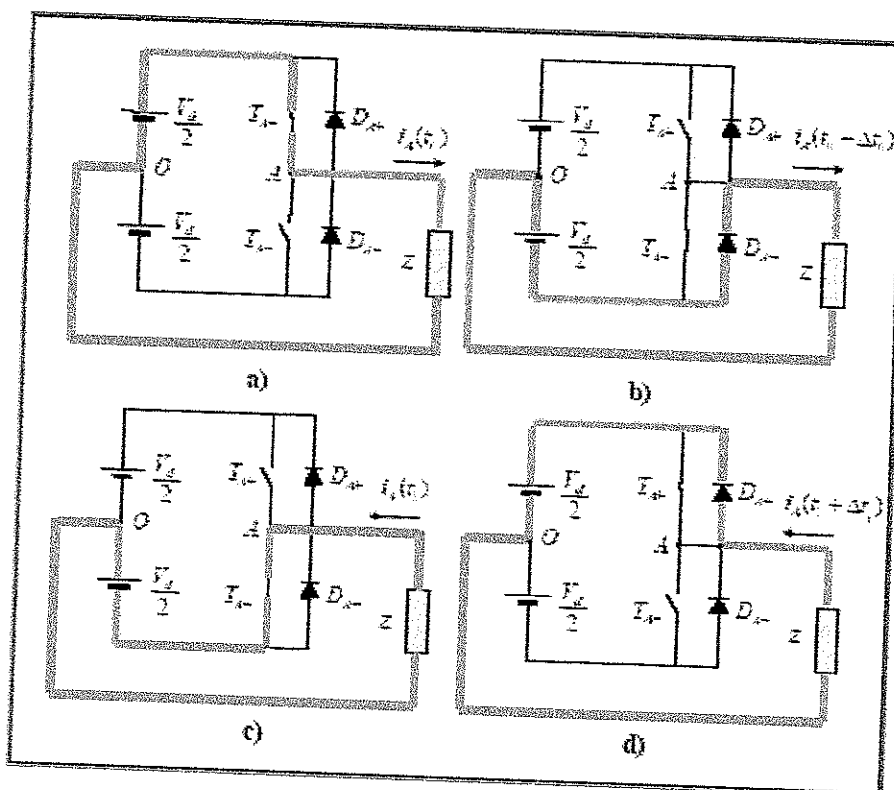
Figura 6. Formas de Onda del inversor medio puente con carga resistiva.



Fuente: http://woody.us.es/~leopoldo/Store/tsp_16.pdf, Tema 16. Inversores, Página 10.

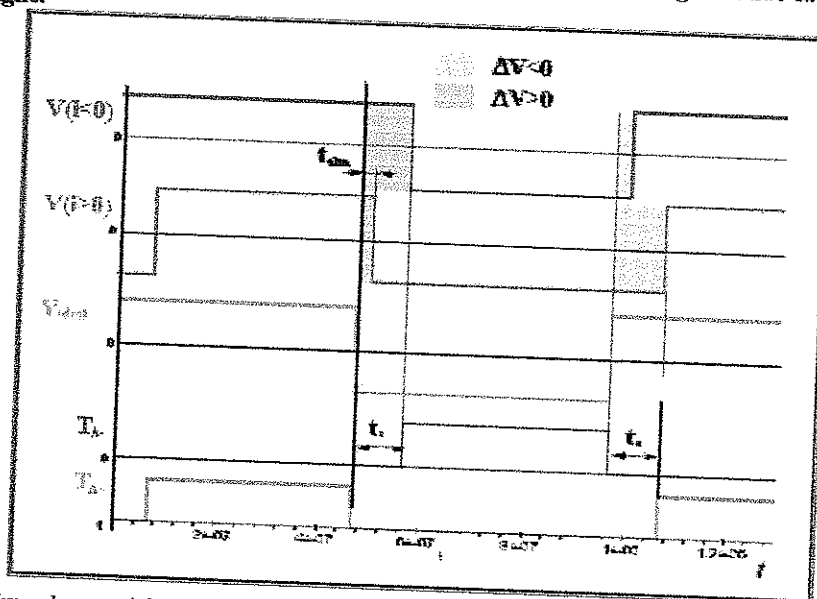
¹⁹ <http://www.trifasicos.com/analisis.php>

Figura 7. Circuitos equivalentes durante los intervalos de funcionamiento del inversor en medio puente.



Fuente. http://woody.us.es/~leopoldo/Store/tsp_16.pdf, Tema 16. Inversores, Página 11.

Figura 8. Efecto de los tiempos muertos en la pérdida de tensión en la carga cuando la corriente no cambia de signo.



Fuente. http://woody.us.es/~leopoldo/Store/tsp_16.pdf, Tema 16. Inversores, Página 11.

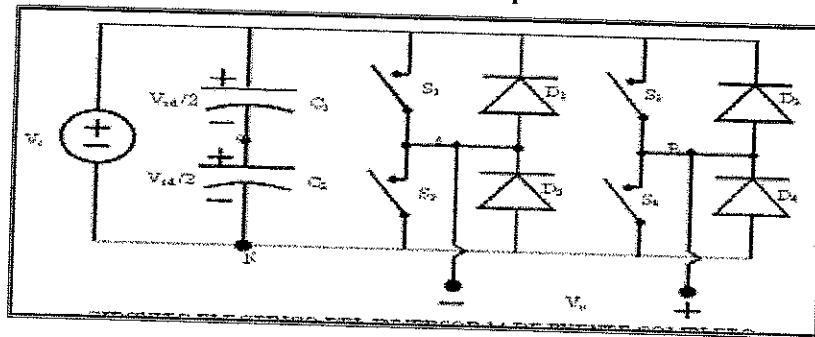
9.6 INVERSOR MONOFÁSICO DE PUENTE COMPLETO

Este inversor monofásico puede funcionar como PWM en los siguientes modos:

- PWM con conmutación de voltaje bipolar.
- PWM con conmutación de voltaje monopolar.

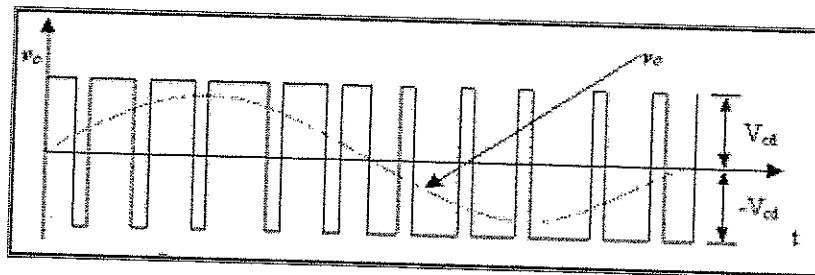
Las ventajas de este esquema son el doblado efectivo de la frecuencia de interrupción tan distante como los armónicos de salida sean afectados y la reducción de los saltos de salida a V_{cd} comparado a los $2V_{cd}$ del esquema previo. Se selecciona una razón de modulación de frecuencia con valor par y las formas de onda de voltaje de cada pata del inversor quedan desplazadas por 180° de la componente de frecuencia fundamental f_1 , con respecto a la de cada uno. El resultado es la cancelación de la componente armónica a la frecuencia de interrupción en el voltaje de salida $v_o = v_{AN} - v_{BN}$. Los anchos de banda de las armónicas a la frecuencia de interrupción desaparecen y los armónicos dominantes a dos veces la frecuencia de interrupción se cancelan manteniendo una parte de sus anchos de banda²⁰.

Figura 9. Circuito esquemático del inversor de Puente Completo



Fuente. <http://img.rinconelvago.com/structure/pixel.gif>, mayo de 2008.

Figura 10. Señal de Voltaje de salida en un inversor de puente completo (Conmutación de voltaje Bipolar)



Fuente. <http://img.rinconelvago.com/structure/pixel.gif>, mayo de 2008.

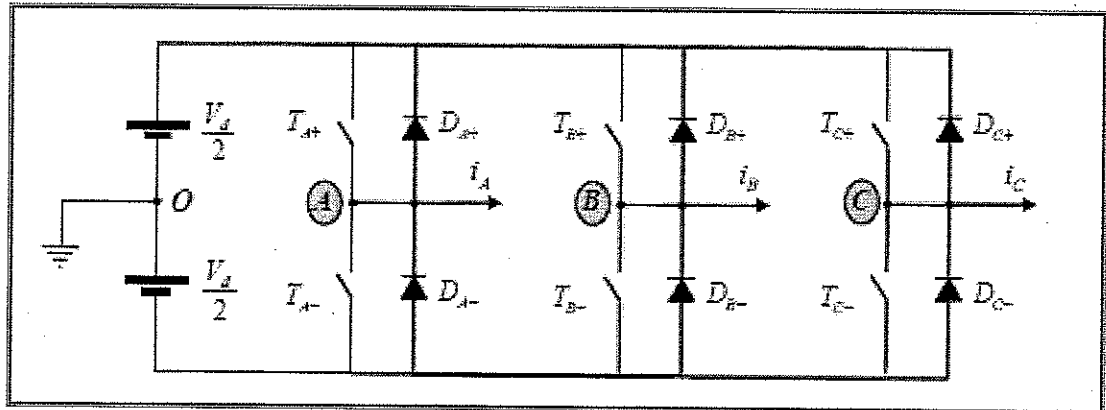
²⁰ F:\ARMONICOS DSP\ANTEPROYECTO\documentacion\MEDIO PUENTE.mht

9.7 INVERSOR TRIFÁSICO

Es posible alimentar cargas trifásicas por medio de inversores monofásicos separados y cada inversor produce una salida a la frecuencia fundamental por 120° con respecto a otra. Este arreglo requiere un transformador 3ϕ .

El circuito inversor 3ϕ más frecuente consiste de tres patas, una para cada fase. Para obtener voltajes 3ϕ balanceados a la salida del inversor PWM, una señal triangular se compara con tres voltajes de control seno con 120° fuera de fase. En este tipo de inversor, los armónicos en los voltajes de línea a línea son los más importantes. Los armónicos en la salida de cualquier de las patas son impares y existen como anchos de bandas, centrados alrededor de m_f y de sus múltiplos, siendo m_f impar. La diferencia de fase entre el armónico m_f en v_{an} y v_{bn} está dado por la relación $120^\circ * m_f$. La diferencia de fase llega a ser cero si m_f es impar y un múltiplo de 3. En consecuencia, el armónico en m_f es suprimido en el voltaje de línea a línea v_{ab} . La misma situación ocurre con los armónicos múltiplos impares de m_f ²¹.

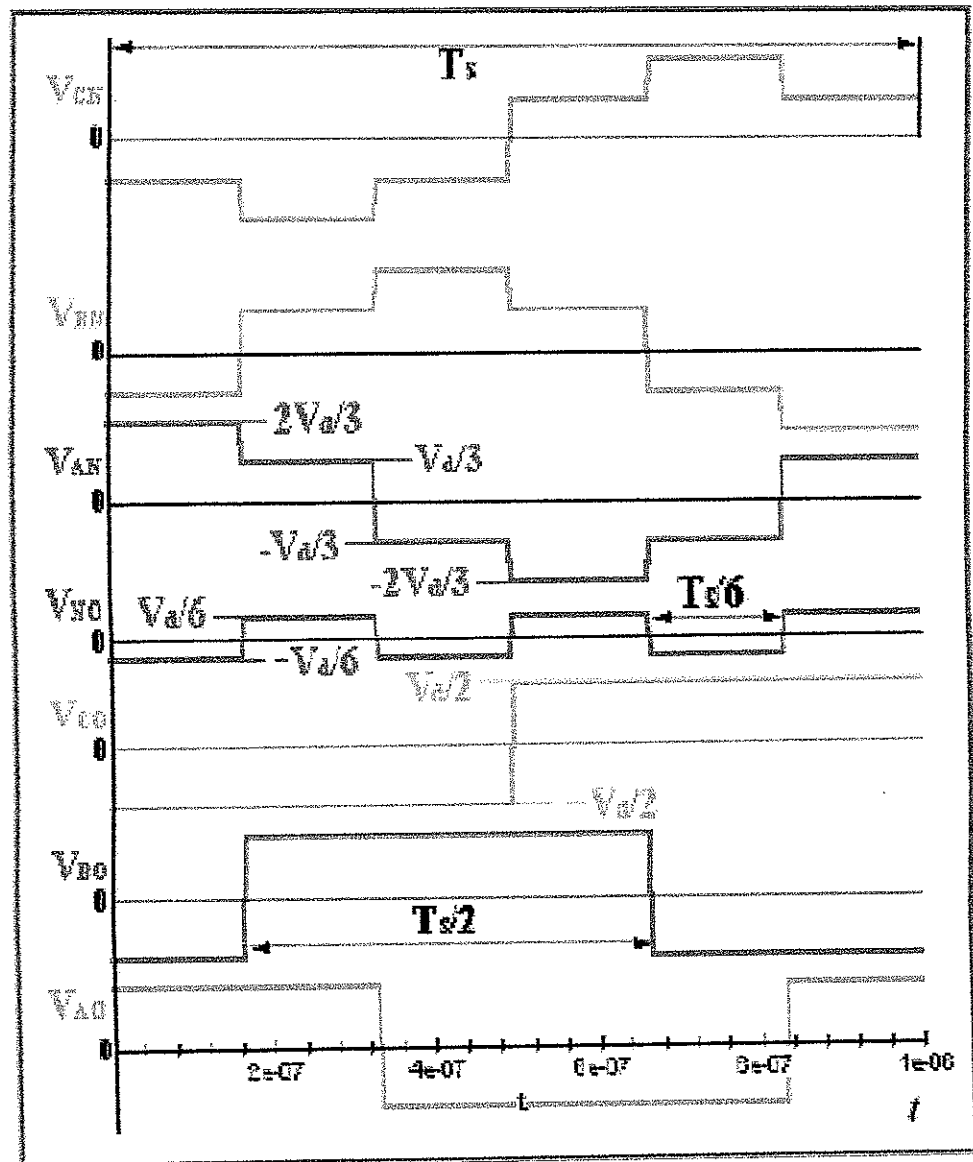
Figura 11. Esquema de un Inversor Trifásico



Fuente. http://woodv.us.es/~leopoldo/Store/tsp_16.pdf, Tema 16. Inversores. Página 15.

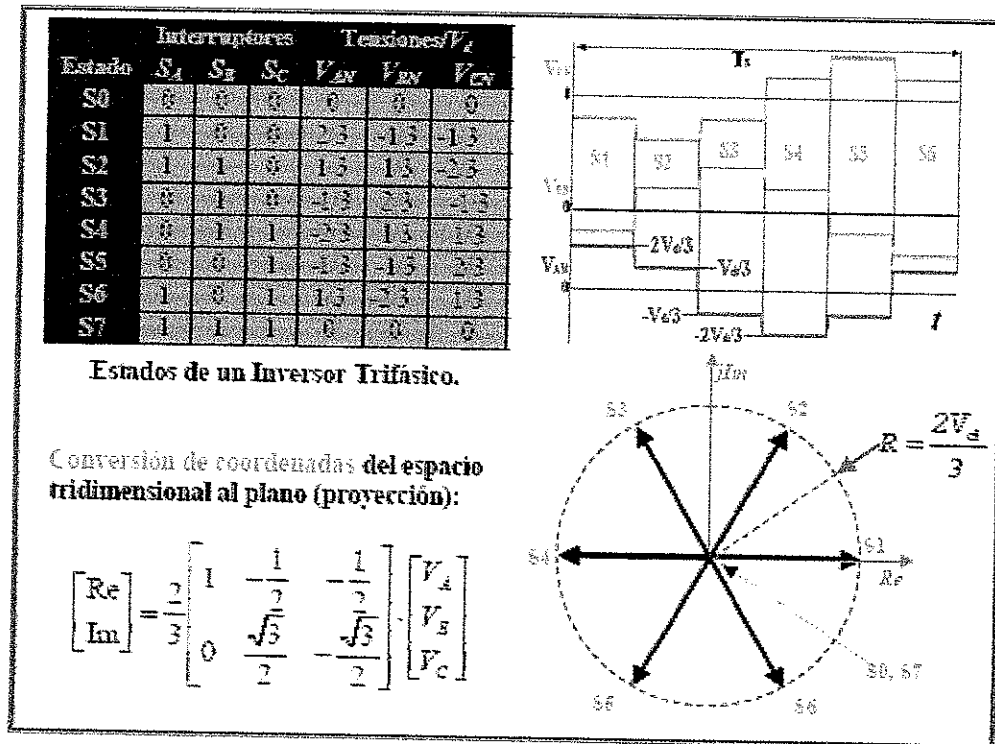
²¹ mf: Magnitud de fase. <http://html.rincondelvago.com/inversor-pwm.html>

Figura 12. Tensiones en el inversor en puente trifásico



Fuente: http://woody.us.es/~leopoldo/Store/tsp_16.pdf, Tema 16 Inversores. Página 19.

Figura 13. Espacio de Estados del Inversor trifásico



Fuente. http://woodv.us.es/~leopoldo/Store/tsp_16.pdf, Tema 16 Inversores. Página 21.

La sobremodulación

Para incrementar la amplitud máxima disponible a la componente de frecuencia fundamental en el voltaje de salida, la razón de modulación de la amplitud se lleva más allá de uno, a lo cual se le denomina sobremodulación. Esto causa un mayor contenido de armónicos en los anchos de bandas y no necesariamente son los armónicos dominantes en la condición de modulación normal. Además, las amplitudes de la componente de frecuencia fundamental no varían linealmente con m_a y la forma de onda para el voltaje a la salida del inversor degenera en una onda cuadrada²².

9.8 PROCESADOR EXPERTO

El Procesador Experto se desarrolló originalmente como un producto autosuficiente. Ahora, para proporcionar un ambiente de desarrollo más eficaz y cómodo, se integro como una herramienta del software Metrowerks CodeWarrior. El menú de Metrowerks CodeWarrior IDE contiene un nuevo submenú llamado Procesador Experto. Dicha herramienta genera el código desde los Iconos incorporados, mientras que el CodeWarrior maneja los archivos de proyecto, compila y pone a punto la aplicación requerida.

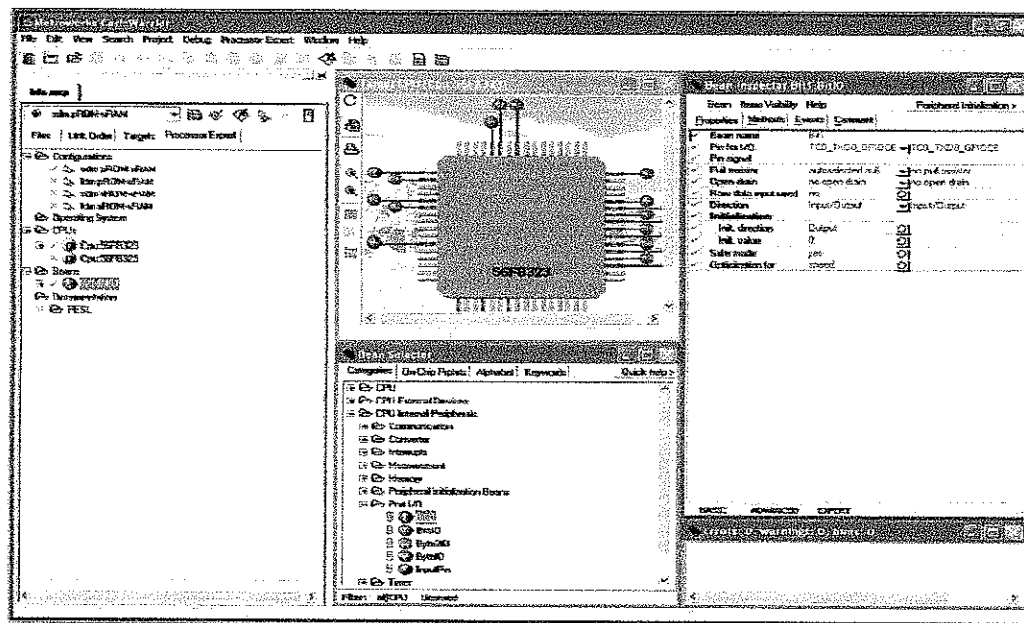
²² <http://img.rincondelvago.com/structure/pixel.gif>

METROWERKS CODEWARRIOR

Es un software desarrollado por la empresa Metrowerks, para la simulación y programación de dispositivos digitales de Motorola. Provee un conjunto de herramientas útiles, para la ejecución de códigos en una gran variedad de computadores usando diferentes lenguajes de programación, dichas tareas se desarrollan más fácilmente utilizando la interfaz grafica del usuario.

El CodeWarrior IDE incluye compiladores, links, un editor de código fuente, un depurador, y un conjunto de herramientas para el desarrollo de aplicaciones rápidas. La interfaz grafica permite revisar, navegar, examinar, compilar y generar los códigos durante el desarrollo del programa. Permite además, configurar las opciones para la generación del código, realización del proyecto, y otras operaciones.

Figura 14. CodeWarrior IDE con la herramienta del Procesador Experto activa



Fuente: Autor (Software Metrowerks CodeWarrior)

CARACTERÍSTICAS DEL PROCESADOR EXPERTO

- El procesador Experto se diseñó para el desarrollo rápido de aplicaciones integradas para un amplio rango de sistemas microcontroladores y microprocesadores.
- La aplicación es creada desde los componentes, utilizando los llamados Iconos Incorporados o Beans.
- Los Iconos encapsulan la funcionalidad de los elementos básicos de los sistemas incorporados como el código de la CPU, los periféricos, FPGA, periféricos autónomos, dispositivos virtuales, y algoritmos de software puros y modificación de estas facilidades en cuanto a propiedades, métodos y eventos (como objetos en OOP "Object Oriented Programming").

- El Procesador Experto sugiere, conecta y genera un manejador para el hardware del sistema incorporado, los periféricos, o algoritmos. Esto le permite al usuario concentrarse en la parte creativa del proceso de diseño del sistema.
- El procesador Experto permite desarrollar un estilo de diseño de la aplicación en ventanas para que el usuario realice el diseño directamente definiendo el comportamiento de la aplicación en lugar de desperdiciar días intentando realizar el diseño de una aplicación.
- El Procesador Experto trabaja con una librería de Iconos extensible que soporta microprocesadores, periféricos, dispositivos virtuales.
- Un usuario puede crear sus propios Iconos usando la herramienta externa Asistente de Iconos (Beans Wizard).
- Las fuentes de código pueden generarse para varios lenguajes de programación incluyendo ensamblador, ANSI-C, MODULA-2, JAVA, etc.

PARTE III

DISEÑO

DEL PROTOTIPO

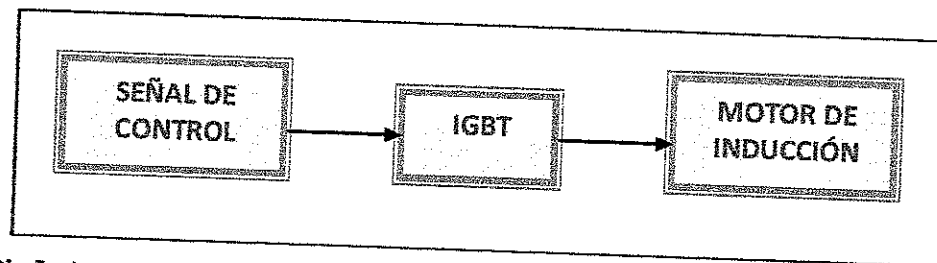
10. ETAPAS DEL CONTROL DE UN MOTOR DE INDUCCIÓN TRIFÁSICO UTILIZANDO LA TÉCNICA DEL PWM DE LA FAMILIA 56800 DE MOTOROLA.

10.1 Criterios de diseño y selección de dispositivos

Para la ejecución del proyecto se requerían dispositivos que soportaran niveles de voltaje y corriente necesarios para activar cada dispositivo y realizar el control del motor de inducción.

Lo primero que se realiza es el diagrama de bloques general por medio del cual se estudiará cada una de las etapas que se deben controlar y que requerimientos de control y niveles de tensión, corriente y demás son necesarias para la selección de dispositivos que conlleven cada etapa del prototipo de control.

Figura 15. Diagrama de bloques general del prototipo



Fuente. Diseño Autor

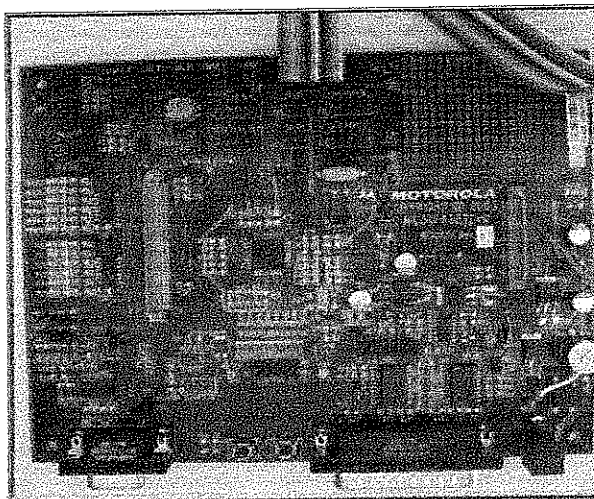
Este diagrama de bloques muestra en forma general el proyecto en general, de acuerdo a cada uno de los bloques se analizarán sus condiciones de manejo, por lo que se tienen en cuenta los parámetros finales a los que se quieren llegar, y teniendo en cuenta cuál es el resultado que se desea, se comienza el desarrollo del proceso.

10.1.1 Señal de Control

Esta señal es proporcionada por un DSP de Motorola de la Familia 8323, a través de este DSP se trabaja el módulo de PWM por medio del cual se envían pulsos de tensión para activar los IGBT's que controlan el inversor trifásico, estas señales se tienen que proporcionar con unos valores constantes para mantener la activación correcta en los IGBT's; esta señal de PWM se forma de pulsos que le indican a cada IGBT cuando debe conmutar y cuando debe estar en reposo, por tanto debe ser una señal sin ruido y que tenga características no sólo de tensión sino además de frecuencia que proporcionen pulsos ideales para cada tiempo de conmutación.

Se debe tener en cuenta que la frecuencia y periodo se deben enviar de forma correcta puesto que si llega a ser muy alta la frecuencia puede haber un riesgo de activación indeseada por parte de cualquiera de los IGBT de la misma rama.

Figura 16. DSP de la Familia 56800 de Motorola.

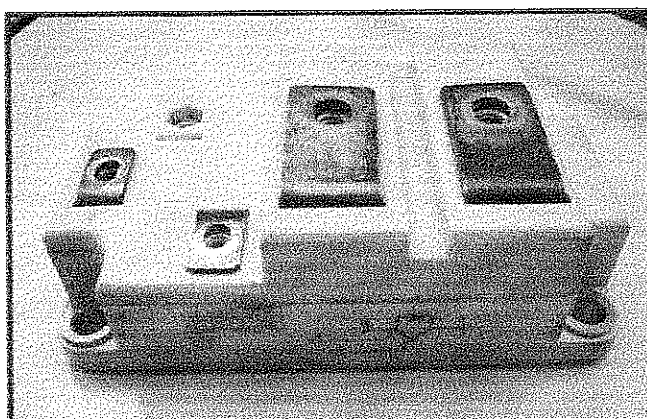


Fuente. Fotografía Autor

10.1.2 IGBT'S

Para la selección de estos se requerían dispositivos con alto nivel de corriente y que fueran robustos en sus características eléctricas, puesto que la aplicación final es un motor de inducción trifásico que exige calidades eléctricas considerables. Por tanto así, se encontraron unos dispositivos de potencia que son robustos no sólo en sus parámetros eléctricos sino además los físicos.

Figura 17. Dispositivo de potencia seleccionado para la implementación en el inversor encargado de controlar el motor de Inducción Trifásico.



Fuente. Fotografía Autor

Las características de este dispositivo son ideales para la aplicación además por medio de las pruebas y las simulaciones se comprueba su efectividad en la aplicación para la cual se ha seleccionado.

Vale la pena aclarar que para el inversor trifásico existen dos clases de IGBT las cuales se mostraran a continuación con sus características principales y que se pueden apreciar de forma mas completa en sus hojas de especificaciones (*Anexo 1* y *Anexo 2*), esto sucede porque no se consiguió un IGBT de la misma referencia del IGBT común en este inversor trifásico, pero el modelo que se adquirió, es un muy buen complemento pues tiene características tanto eléctricas como físicas muy parecidas, además su comportamiento de conmutación es ideal para la aplicación y algo muy importante es que se complementa muy bien con los demás IGBT y la señal de PWM para su conmutación.

10.1.2.1 300GA122D

Esta referencia de IGBT es la que se va a implementar para la conmutación del control del motor de inducción, es muy aplicable para este caso puesto que maneja niveles altos de voltaje, corriente entre otros, los cuales hacen efectivo este dispositivo de potencia para la requerida.

Se efectúa reconocimiento de las principales características y funcionamiento de éste, lo cual es bastante importante y primordial en la implementación con el módulo PWM del DSP. El control de cargas trifásicas y su tiempo de respuesta son apropiados para responder a una señal PWM.

Figura 18. Diagrama Físico del IGBT 300GA122D

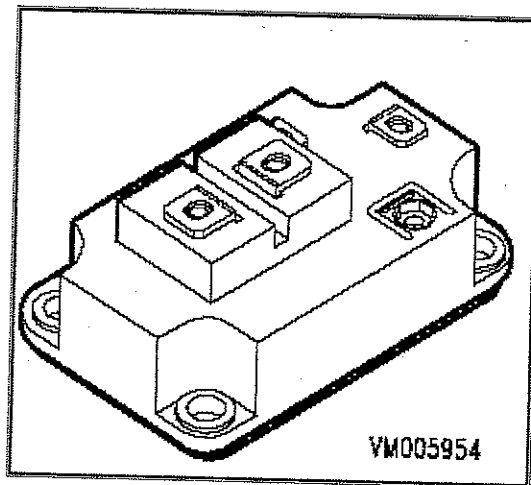
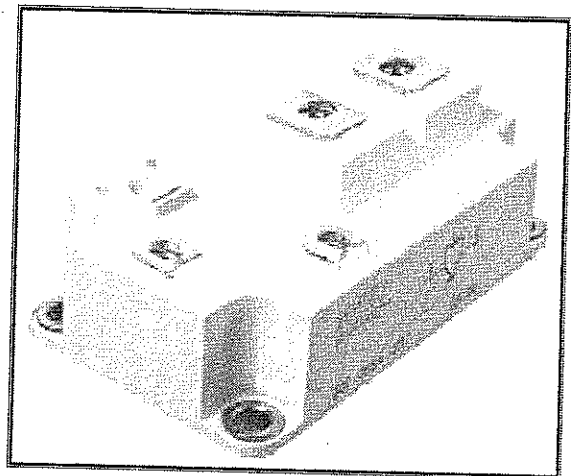


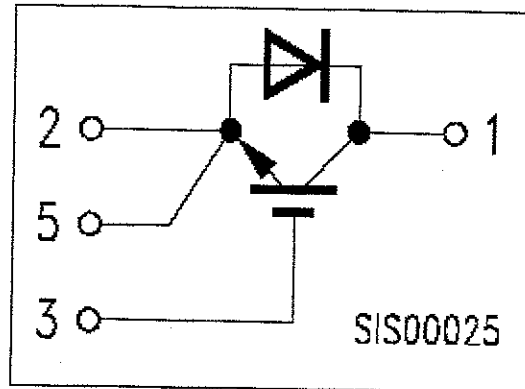
Figura 19. Diagrama Físico real del IGBT 300GA122D



Fuente. Página Web SEMIKRON, Datasheet (Anexo 3)

En la figura 18 y 19, se puede observar la estructura física del IGBT de potencia, en el cual se encuentra a uno de sus costados el circuito interno de éste que se utiliza para ver las salidas del dispositivo cuando se le inducen cada una de las señales ya sean de prueba o de implementación.

Figura 20. Diagrama eléctrico interno del IGBT 300GA120D



Fuente. Página Web SEMIKRON, Hoja de Especificaciones. (Anexo 3).

La figura 20 muestra el circuito interno del IGBT de potencia, con el cual se realizan las primeras pruebas para el funcionamiento del dispositivo internamente configuración Darlington, con lo cual se ve que entre el emisor y la base se encuentra un diodo de protección y en la base la conexión para tierra del transistor. Esta configuración es la misma para todos los seis dispositivos de potencia para la conmutación, por lo tanto hace más sencilla y práctica la aplicación e implementación de estos dispositivos de potencia.

Tabla 1. Características del IGBT, diodo inversor y el módulo; se muestran los valores en que se pueden trabajar como son Voltaje, Corriente, Temperatura.

RANGOS MAXIMOS		Tc=25°C a menos que se indique	
Simbolo	Condiciones	Valores	Unidad
IGBT			
V_{CES}	$T_j = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	1200	V
I_C	$T_j = 150\text{ }^{\circ}\text{C}$ $T_{case} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	300	A
	$T_{case} = 80\text{ }^{\circ}\text{C}$	220	A
I_{CRM}	$I_{CRM} = 2 \times I_{Cnom}$	400	A
V_{GES}		± 20	V
t_{psc}	$V_{CC} = 600\text{ V}; V_{GE} \leq 20\text{ V}; T_j = 125\text{ }^{\circ}\text{C}$ $V_{CES} < 1200\text{ V}$	10	μs

Fuente. Hoja de Especificaciones 300GAL122D. (Anexo 3)

Tabla 2. Características Eléctricas del IGBT

CARACTERÍSTICAS			Tc=25°C, a menos que se indique			
Simbolo	Condiciones		min.	typ.	max.	Unidad
IGBT						
V _{GE(th)}	V _{GE} = V _{CE} , I _C = 8 mA		4,5	5,5	6,5	V
I _{CES}	V _{GE} = 0 V, V _{CE} = V _{CES} T _J = 25 °C			0,1	0,3	mA
V _{CEO}	T _J = 25 °C			1,4	1,6	V
	T _J = 125 °C			1,6	1,8	V
r _{CE}	V _{GE} = 15 V T _J = 25°C			5,5	7	mΩ
	T _J = 125°C			7,5	9,5	mΩ
V _{CE(sat)}	I _{Cnom} = 200 A, V _{GE} = 15 V T _J = °C _{chiplev.}			2,5	3	V
C _{ies}	V _{CE} = 25, V _{GE} = 0 V f = 1 MHz			15	19	nF
C _{oes}				2	2,6	nF
C _{res}				1	1,3	nF
Q _G	V _{GE} = -8V - +20V			2000		nC
R _{Gint}	T _J = °C			1,25		Ω
t _{d(on)}	R _{Gon} = 4,7 Ω	V _{CC} = 600V I _{Cnom} = 200A T _J = 125 °C		250	400	ns
t _f				90	160	ns
E _{on}			26		mJ	
t _{d(off)}	R _{Goff} = 4,7 Ω			550	700	ns
t _f				70	100	ns
E _{off}				22		mJ
R _{th(j-c)}	per IGBT				0,075	K/W

Fuente. Hoja de Especificaciones 300GAL122D. (Anexo 3)

Estas tablas de datos muestran el tipo de alimentación se debe tener en cada dispositivo, y no forzar los IGBT, aunque sean de potencia tiene su punto de sensibilidad como cualquier otro dispositivo que se utilice en ingeniería electrónica.

Tabla 3. Características térmicas del IGBT

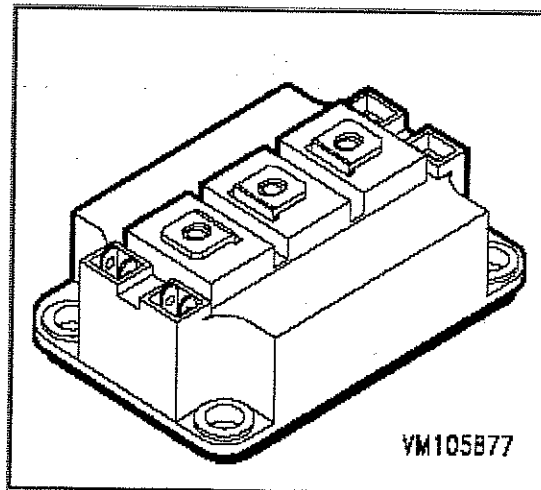
CARACTERISTICAS					
Simbolo	Condiciones		min.	typ.	max. Unidad
Diodo Inversor					
$V_F = V_{EC}$	$I_{Fnom} = 200 \text{ A}; V_{GE} = 0 \text{ V}$	$T_j = 25^\circ\text{C}_{chiplev.}$		2	2,5 V
		$T_j = 125^\circ\text{C}_{chiplev.}$		1,8	V
V_{F0}		$T_j = 25^\circ\text{C}$			V
		$T_j = 125^\circ\text{C}$			V
r_F		$T_j = 25^\circ\text{C}$			m Ω
		$T_j = 125^\circ\text{C}$			m Ω
I_{RRM}	$I_{Fnom} = 200 \text{ A}$	$T_j = 25^\circ\text{C}$		80	A
Q_{tr}	$V_{GE} = 0 \text{ V}; V_{CC} = 600 \text{ V}$			11	μC
E_{tr}					mJ

Fuente. Hoja de Especificaciones 300GAL122D. (A3)

10.1.2.2 200GAL120D

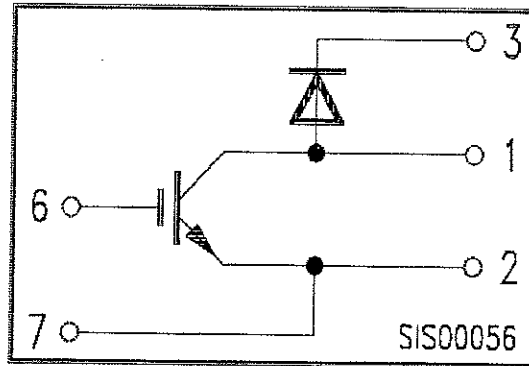
Este es el IGBT que completa el inversor trifásico, como se puede observar en la figura 21, físicamente tiene la misma forma que los 300GA, la única diferencia en características físicas es la distribución de los pines de conexión, por los cuales los que se pueden ver a simple vista encima del dispositivo son tres pines que son dos colectores y un emisor, la base se encuentra a uno de los costados por medio de los pines que se muestran, los demás pines aunque para este IGBT si se podrían conectar pues tiene disposición sus terminales, no se conectan pues el interés de la aplicación es solo realizar la conmutación, por lo tanto se trabaja con base, colector y emisor pero en su configuración habitual.

Figura 21. Diagrama Físico del IGBT 200GAL120D



Fuente. Hoja de especificaciones 200GAL122D (Anexo 4)

Figura 22. Diagrama Eléctrico de configuración interna del IGBT 200GAL120D



Fuente. Hoja de especificaciones 200GAL122D (Anexo 4)

La figura 22 muestra el circuito interno del dispositivo con su debida numeración de terminales las cuales se encuentran indicadas de forma física en la cobertura del IGBT, esto permite realizar una fácil conexión a cada uno de sus pines, e identificación de los mismos.

Tabla 4. Características eléctricas del IGBT 200GAL122D

Maximum Ratings			
Parameter	Symbol	Values	Unit
Collector-emitter voltage	V_{CE}	1200	V
Collector-gate voltage	V_{CGR}	1200	
$R_{GE} = 20 \text{ k}\Omega$		1200	
Gate-emitter voltage	V_{GE}	± 20	
DC collector current	I_C		A
$T_C = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		290	
$T_C = 80 \text{ }^\circ\text{C}$		200	
Pulsed collector current, $t_p = 1 \text{ ms}$	I_{Cpuls}		
$T_C = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		580	
$T_C = 80 \text{ }^\circ\text{C}$		400	
Power dissipation per IGBT	P_{tot}		W
$T_C = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		1400	
Chip temperature	T_j	+ 150	$^\circ\text{C}$
Storage temperature	T_{stg}	-55 ... + 150	
Thermal resistance, chip case	R_{thJC}	≤ 0.09	K/W
Diode thermal resistance, chip case	R_{thJCD}	-	
Diode thermal resistance, chip-case, chopper	R_{thJCDC}	≤ 0.125	
Insulation test voltage, $t = 1 \text{ min.}$	V_{is}	2500	Vac
Creepage distance	-	20	mm
Clearance	-	11	
DIN humidity category, DIN 40 040	-	F	-
IEC climatic category, DIN IEC 68-1	-	55 / 150 / 56	

Fuente. Hoja de especificaciones 200GAL122D (Anexo 4)

Tabla 5. Características Internas del switcheo del IGBT

Switching Characteristics, Inductive Load at $T_j = 125^\circ\text{C}$				
Turn-on delay time $V_{CC} = 600\text{ V}$, $V_{GE} = 15\text{ V}$, $I_C = 200\text{ A}$ $R_{Gon} = 4.7\ \Omega$	$t_{d(on)}$	-	110	220
Rise time $V_{CC} = 600\text{ V}$, $V_{GE} = 15\text{ V}$, $I_C = 200\text{ A}$ $R_{Gon} = 4.7\ \Omega$	t_r	-	80	160
Turn-off delay time $V_{CC} = 600\text{ V}$, $V_{GE} = -15\text{ V}$, $I_C = 200\text{ A}$ $R_{Goff} = 4.7\ \Omega$	$t_{d(off)}$	-	550	800
Fall time $V_{CC} = 600\text{ V}$, $V_{GE} = -15\text{ V}$, $I_C = 200\text{ A}$ $R_{Goff} = 4.7\ \Omega$	t_f	-	80	120

Fuente. Hoja de especificaciones 200GAL122D (Anexo 4)

Tabla 6. Características estáticas del IGBT.

Static Characteristics					
Gate threshold voltage $V_{GE} = V_{CE}$, $I_C = 8\text{ mA}$	$V_{GE(th)}$	4.5	5.5	6.5	V
Collector-emitter saturation voltage $V_{GE} = 15\text{ V}$, $I_C = 200\text{ A}$, $T_j = 25^\circ\text{C}$ $V_{GE} = 15\text{ V}$, $I_C = 200\text{ A}$, $T_j = 125^\circ\text{C}$	$V_{CE(sat)}$	-	2.5 3.1	3 3.7	
Zero gate voltage collector current $V_{CE} = 1200\text{ V}$, $V_{GE} = 0\text{ V}$, $T_j = 25^\circ\text{C}$ $V_{CE} = 1200\text{ V}$, $V_{GE} = 0\text{ V}$, $T_j = 125^\circ\text{C}$	I_{CES}	-	3 12	4	mA
Gate-emitter leakage current $V_{GE} = 20\text{ V}$, $V_{CE} = 0\text{ V}$	I_{GES}	-	-	400	nA

Fuente. Hoja de especificaciones 200GAL122D (Anexo 4)

Dadas las características de los IGBT's, es necesario un circuito de disparo de los mismos, para los cual se necesitan asimismo unas características especiales que permiten en su salida un nivel de tensión ideal para activar cada uno de los IGBT's completando así la conmutación que se envía por parte del DSP.

De esta forma se adquirieron unas tarjetas impresas las cuales contiene dos IGBT de menor potencia, que sirven para mejorar el disparo hacia los IGBT de potencia, a continuación se presentan las características de estos IGBT y las tarjetas de disparo en general.

Observación. La única diferencia que posee éste IGBT respecto del otro, es que el 200GAL soporta 400 Amperios de corriente de colector y el 300GAL soporta 300 Amperios de corriente de colector.

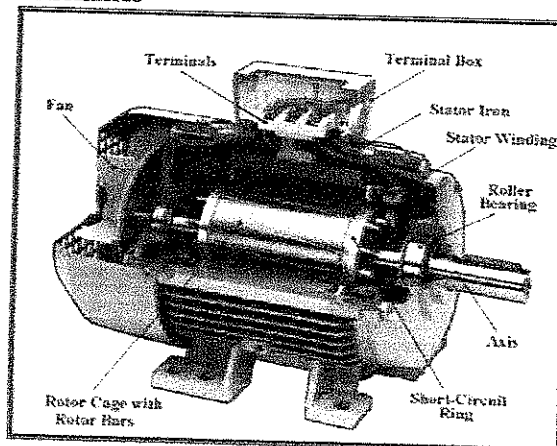
10.1.3 Motor de Inducción

Actualmente el motor de inducción es el dispositivo electromecánico mas usado para convertir energía eléctrica en energía mecánica. Con la aparición de los dispositivos electrónicos de potencia tales como los Transistores Bipolares de Compuerta Aislada (*Insulated Gate Bipolar Transistors* - IGBTs), los Tiristores de potencia (*Gate Turn Off Thyristors* GTOs) etc., el control de velocidad de la máquina de inducción ha sido posible. Los avances en el control digital también han permitido implementar complejos algoritmos de control para hacer esto posible.

La fuente de energía para el motor es un inversor trifásico de dos niveles alimentado por fuente de voltaje (*Voltage Source Inverter* - VSI). El VSI convierte un voltaje de CC a un voltaje trifásico variable en frecuencia y amplitud para controlar la velocidad de la máquina de inducción. El motor de inducción para este caso, tiene unos parámetros que no han sido medidos, si no que por medio de simulación se ha tratado como una carga trifásica típica.

Los motores de inducción trifásicos son los principales consumidores de energía eléctrica en el mundo y desde hace algunos años en muchos países se llevan a cabo estudios para la disminución del consumo de energía en estos motores. Como parte esencial de estos estudios está la determinación de su eficiencia y del consumo de energía del motor *in situ*. En la literatura técnica y en las normas existen diferentes métodos, algunos muy exactos, pero que requieren de equipos más costosos, tales como analizadores de redes y medidores de par, y otros más aproximados pero más sencillos por ser de más fácil realización y más baratos por utilizar un mínimo de instrumentos²³.

Figura 23. Motor de Inducción Trifásico



Fuente. <http://www.cubasolar.cu/biblioteca/Ecosolar/Ecosolar14/HTML/articulo05.htm>, Mayo 2008.

²³ <http://www.cubasolar.cu/biblioteca/Ecosolar/Ecosolar14/HTML/articulo05.htm>

Tabla 7. Características del Motor

Parámetro	Definición	Valor
R_s, L_s	Resistencia e Inductancia de Fugas del Estator	0.435Ω $0.002H$
R_r, L_r	Resistencia e Inductancia de Fugas del Rotor	0.816Ω $0.002H$
L_m	Inductancia Magnetizante	69.3 mH
P_n	Potencia Nominal	2238 VA
$V_{l,l}$	Voltaje entre línea y línea (V_{rms})	$220V$
F_n	Frecuencia Nominal	60 Hz
ω_m	Velocidad angular nominal del rotor	1725 rpm
T_e	Par Electromagnético	$11,9\text{ N}$
H	Constante de inercia en la carga y el rotor combinado.	0.1191
F	Coefficiente de Fricción Viscosa en la carga y el rotor combinado.	0.04217

Fuente. <http://www.cubasolar.cu/biblioteca/Ecosolar/Ecosolar14/HTML/articulo05.htm>, Mayo 2008.

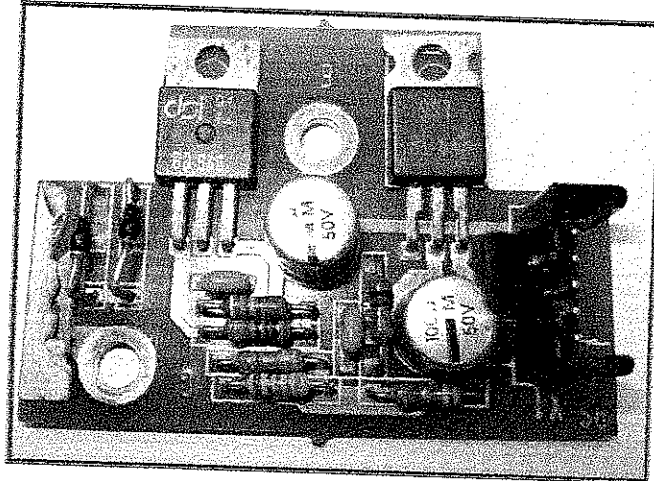
10.1.4 Tarjeta de Disparo y Acondicionamiento de Señal del IGBT de potencia

La tarjeta de acondicionamiento esta compuesta por dos IGBT los cuales se encuentran conectados en cascada entre si, internamente, los IGBT están en configuración Darlington la cual permite amplificar un poco más la señal de voltaje del PWM.

Los dos IGBT están conectados en cascada entre si, el circuito que se puede apreciar en la figura 23, permite observar un juego de resistencias, y condensadores, que en la tarjeta son filtros que están protegiendo al IGBT, de algún pulso o pico de corriente que intente ingresar a la tarjeta, los dos diodos que se encuentran en la parte izquierda de la fotografía de la figura 23, son diodos supresores de transitorios de tensión lo cual previene aún más alteraciones de tensión en la señal de salida del PWM al IGBT de potencia.

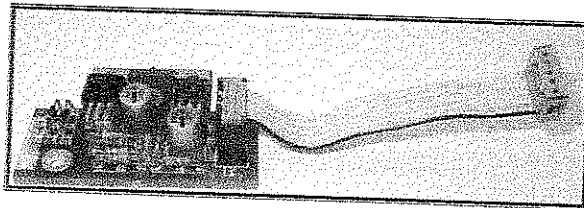
Esta tarjeta de acondicionamiento permite accionar de forma rápida los IGBT de potencia, por lo tanto su implementación dentro del sistema es básica.

Figura 24. Tarjeta de disparo para la activación de los IGBT's de potencia.



Fuente. Fotografía Autor

Figura 25. Tarjeta de acondicionamiento con bus de datos



Fuente. Fotografía Autor

Esta tarjeta de disparo ya está configurada para enviar pulsos de activación para el IGBT, por lo tanto lo único que se debe hacer es encontrar por medio de pruebas los valores exactos alimentación y conmutación para los IGBT que contiene.

Se trata de un circuito de activación común en el ámbito de los transistores, contiene sus resistencias de base y colector, las cuales vienen como resistencias de precisión, puesto que por los niveles de corriente que se manejan es necesario unas buenas resistencias que eviten que corrientes no deseadas entren al circuito a desestabilizar el sistema. Para ello se den tener muy en cuenta las características de cada IGBT de la tarjeta, además de ello esta tarjeta tiene dos diodos supresores de transitorios de voltaje los cuales están protegiendo los transistores de potencia en el momento en que se presente un nivel de tensión no deseable.

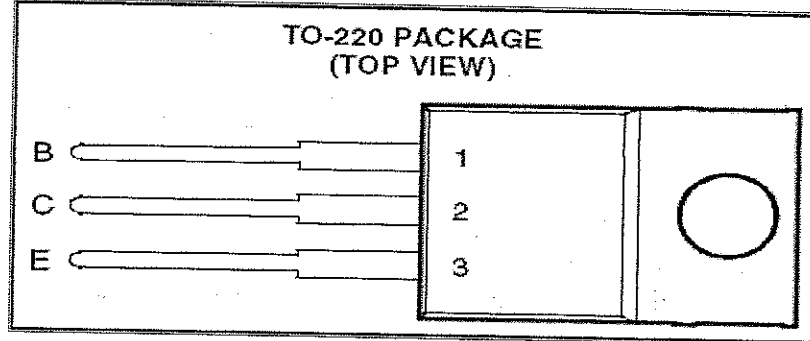
Valga la pena aclarar que como los IGBT de la tarjeta están en configuración Darlington y uno es PNP y el otro es NPN, la alimentación se debía tener en cuenta, puesto que no se puede alimentar de la misma forma pues se causarían en el dispositivo, y en la señal, pues si no se encuentra alimentado correctamente unos de los dos IGBT, es claro que la señal se va a eliminar por lo tanto no va a haber conmutación en los IGBT de potencia.

Por esta razón de deben analizar y entender correctamente las hojas de datos de cada dispositivo implementado. La figura 25. Muestra la tarjeta de acondicionamiento de la

señal con el bus de datos por medio del cual se inducen las señales de PWM del DSP, y la alimentación para los IGBT.

10.4.1.1 BD645

Figura 26. Diagrama Físico del IGBT BD645



Fuente. Hoja de Especificaciones BD645 (A1).

En la Figura 25 se observar claramente la configuración física del transistor de acuerdo al orden de sus pines: pin 1 (Base), pin 2 (Colector), pin 3 (Emisor), esto se tiene en cuenta para las diferentes conexiones de este transistor, asimismo se deben tener en cuenta los rangos máximos en cada una de las características eléctricas para evitar dañar el dispositivo e inducirle valores fuera de sus límites que puedan causar su expiración.

Según los valores encontrados en la tabla se puede indicar cada uno de los rangos de voltaje que se pueden utilizar y aplicar a cada terminal del IGBT, según las características del BD645, este es un transistor NPN que está en configuración Darlington, además tiene un encapsulado TOP66, para su manejo en la práctica cabe resaltar que su rango de voltaje de trabajo es de 60 Volt, su corriente en modo de operación es de 10 Amp, su potencia que esta en Watios es de 70W y por último la frecuencia de operación es de 7MHz.

Función principal: Este dispositivo de potencia se encuentra ubicado dentro del circuito de disparo del IGBT de potencia, el cual se encargara de aumentar la potencia del pulso emitido a este por el módulo PWM del DSP, el cual inducido directamente sobre el IGBT no causaría ninguna salida representativa para el valor necesario al hacer el control del motor de inducción, por tal motivo por ser el IGBT de Potencia (Ver Anexo 3). Teniendo en cuenta sus características eléctricas las cuales se verán con mayor profundidad mas adelante en este mismo documento.

Tabla 8. Rangos máximos eléctricos del transistor BD645

Rango máximo de temperatura 25°C (a menos que se indique)				
RANGOS		SEMBOLOGIA	VALOR	UNIDAD
Voltaje base-colector ($I_E = 0$)	BD645	V_{CBO}	80	V
Voltaje Colector-Emisor ($I_B = 0$)	BD645	V_{CEO}	60	V
Voltaje base-emisor		V_{EBO}	5	V
corriente continua de colector		I_C	8	A
Pico de corriente de colector (ver nota 1)		I_{CM}	12	A
Corriente continua de base		I_B	0.3	A
dispositivo de disipación continua (por debajo de) 25°C de temperatura (ver nota 2)		P_{tot}	62.5	W
Dispositivo de disipación continua (o debajo de) 25°C en temperatura ambiente (ver nota 3)		P_{tot}	2	W
Energía en carga inductiva (ver nota 4)		$\frac{1}{2}LI_C^2$	50	mJ
Rango de temperatura en modo de operación de unión		T_J	-65 to +150	°C
Rango de almacenamiento de temperatura		T_{stg}	-65 to +150	°C
Temperatura de inducción 3.2 mm en 10 segundos		T_L	260	°C

NOTES: 1. Este valor aplicado por $t_p \leq 0.3$ ms. ciclo de trabajo $\leq 10\%$.
2. Linealmente a 150°C de temperatura a un rango de 0.4 W/°C.
3. Linealmente a 150°C a temperatura ambiente a un rango de 16 mW/°C.
4. Este rango es basado en la capacidad de operación segura del transistor en un circuito $L = 20$ mH, $I_{B(on)} = 5$ mA, $R_{BE} = 100 \Omega$, $V_{BE(off)} = 0$, $R_S = 0.1 \Omega$, $V_{CC} = 20$ V.

Fuente. Hoja de Especificaciones BD645 (A1).

Esta tabla muestra las principales características eléctricas con las cuales se van a trabajar cada una de las pruebas a realizar a los IGBT, rangos máximos y mínimos que se deben tener en cuenta para un funcionamiento adecuado de cada dispositivo de potencia.

Tabla 9. Parámetros eléctricos del BD645

CARACTERISTICAS ELECTRICAS A 25°C DE TEMPERATURA (A MENOS QUE SE INDIQUE)								
PARAMETROS		CONDICIONES DE PRUEBA			MIN	TYP	MAX	UNIDAD
$V_{(BR)CEO}$	Voltaje colector-emisor de arranque	$I_C = 30 \text{ mA}$	$I_B = 0$	(see Note 5)	BD645	60		V
I_{CEO}	Voltaje colector-emisor de apagado	$V_{CE} = 30 \text{ V}$	$I_B = 0$		BD645		0.5	mA
I_{CBO}	Corriente de corte de colector	$V_{CB} = 60 \text{ V}$	$I_E = 0$		BD645		0.2	mA
I_{EBO}	Corriente de corte-apagado del emisor	$V_{EB} = 5 \text{ V}$	$I_C = 0$	(see Notes 5 and 6)			5	mA
h_{FE}	Forward current transfer ratio	$V_{CE} = 3 \text{ V}$	$I_C = 3 \text{ A}$	(see Notes 5 and 6)		750		
$V_{CE(sat)}$	Voltaje de saturación (colector-emisor)	$I_B = 12 \text{ mA}$ $I_B = 50 \text{ mA}$	$I_C = 3 \text{ A}$ $I_C = 5 \text{ A}$	(see Notes 5 and 6)			2 2.5	V
$V_{BE(sat)}$	Voltaje de saturación (base-emisor)	$I_B = 50 \text{ mA}$	$I_C = 5 \text{ A}$	(see Notes 5 and 6)			3	V
$V_{BE(on)}$	Voltaje base-emisor	$V_{CE} = 3 \text{ V}$	$I_C = 3 \text{ A}$	(see Notes 5 and 6)			2.5	V

NOTES: 5. Estos parámetros deben ser medidos utilizando las técnicas de pulsos, $t_p = 300 \mu s$, duty cycle $\leq 2\%$.
6. Estos parámetros deben ser medidos usando sensores de contacto, aislados de la corriente que llevan los contactos.

Fuente. Hoja de Especificaciones BD645 (A1).

Figura 27. Curva características de voltaje de saturación y corriente de colector

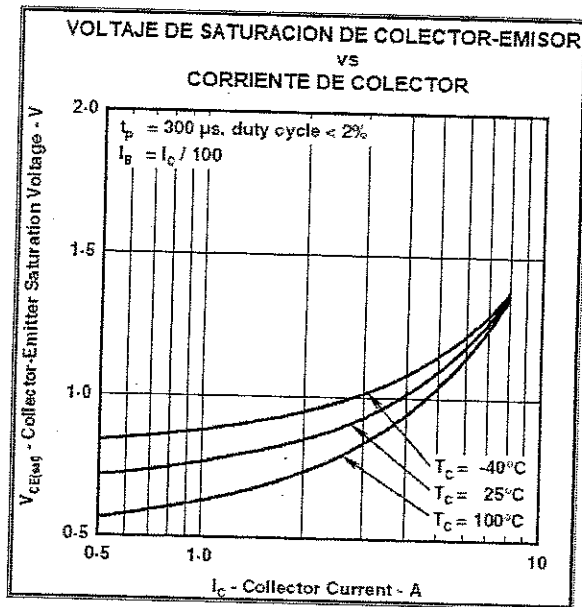
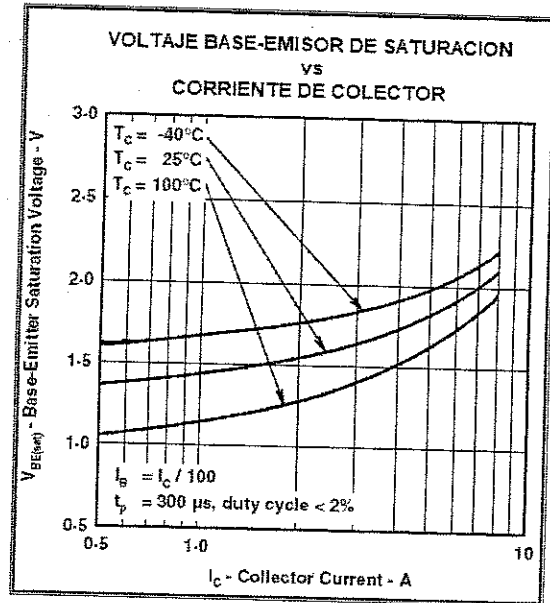


Figura 28. Curvas características de voltaje de saturación y corriente de colector



Fuente. Hoja de Especificaciones de DB645 (A1).

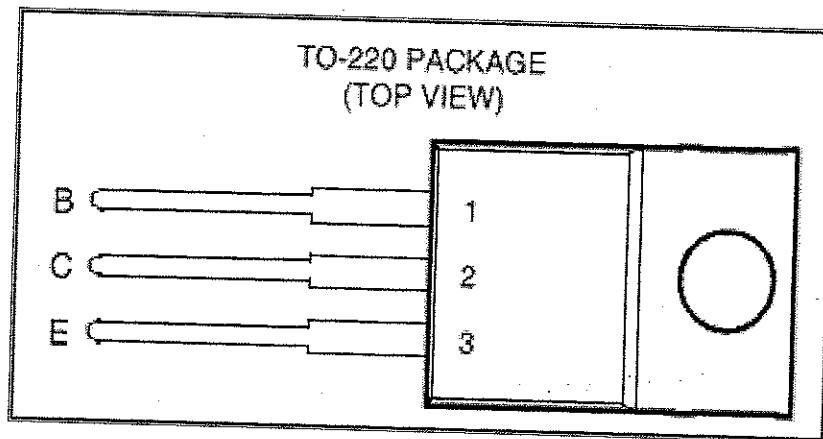
Las figuras 26 y 27 muestran características de gran importancia en el dispositivo y los pulsos que se van a introducir al transistor de potencia pues de acuerdo a la aplicación con un motor trifásico se deben tener en cuenta los parámetros de temperatura para aislar correctamente los dispositivos y permitir un correcto funcionamiento de la maquina.

Las gráficas son de importancia para las pruebas puesto que se pueden observando continuamente las reacciones que sufren los dispositivos conforme se le induce corriente o voltaje, en los niveles de saturación.

La figura 27, muestra el nivel de saturación del BD645, el cual para su activación y conmutación se aplica teniendo en cuenta los niveles que se indican en las tablas y el comportamiento de saturación del dispositivo en voltaje respecto de la corriente que se genera en el colector, pues en algunos casos la corriente es muy alta, por ejemplo en algún de el pulso de la señal, lo cual puede causar saturación en el dispositivo, pero se deben mantener los rangos adecuados tanto para mantener el funcionamiento del dispositivo como el mantenimiento de la señal en la salida de la tarjeta.

10.4.1.2 BD646

Figura 29. Diagrama físico del transistor BD646.



Fuente. Hoja de Especificaciones BD646 (A2).

El BD646 es un transistor de potencia que está internamente en configuración Darlington es un transistor PNP, con un encapsulado tipo TOP66, maneja un rango máximo de voltaje de 60 voltios, en corriente 2 Amperios en trabajo, maneja 30 watios y una frecuencia de trabajo de 3 MHZ.

En la figura 28 se puede observar la configuración física para tener en cuenta en el momento de su conexión al circuito físicamente (base, colector, emisor). A continuación se presentan las diferentes tablas de características eléctricas y térmicas las cuales son indispensables en la aplicación, puesto que va a implementar con tiempos de conmutación para lo ciclos de trabajo que se introducen por medio del módulo PWM del DSP.

Asimismo se van a tener en cuenta rangos de disipación y carga, rangos de almacenamiento de temperatura (*Tabla 7*) que son vitales en cuanto a la inducción de voltaje para ver su comportamiento en los cambios de temperatura.

Además se requieren las diversas formas de protección del circuito el IGBT y DSP, puesto que los valores de las señales que se trabajan son altos

Tabla 10. Rangos máximos de trabajo en el BD646.

RANGOS MAXIMOS DE TEMPERATURA A 25°C (A MENOS QUE SE INDIQUE)				
RANGOS		SIMBOLO	VALOR	UNIDAD
Voltaje base-colector ($I_E = 0$)	BD646	V_{CBO}	-80	V
Voltaje colector-emisor ($I_E = 0$)	BD646	V_{CEO}	-60	V
Voltaje base-emisor		V_{EBO}	-5	V
Corriente continua en colector		I_C	-8	A
Corriente de pico en colector (ver nota 1)		I_{CM}	-12	A
Corriente continua de base		I_B	-0.3	A
Disipación a (o menos) 25°C de temperatura (ver nota 2)		P_{tot}	62.5	W
Disipación a (o menos) 25°C en temperatura ambiente (ver nota 3)		P_{tot}	2	W
Inducción de carga de energía (ver nota 4)		$\frac{1}{2}LI_C^2$	50	mJ
Rango de temperatura en modo unión		T_J	-65 to +150	°C
Rango de almacenamiento de temperatura		T_{stg}	-65 to +150	°C
Temperatura de inducción 3.2 mm por 10 segundos		T_L	260	°C

NOTES: 1. Este valor aplicado para $t_n \leq 0.3$ ms, ciclo de trabajo $\leq 10\%$.
2. Linealmente a 150°C a temperatura a un rango de 0.4 W/°C.
3. Linealmente a 150°C a temperatura ambiente a un rango de 16 mW/°C.
4. Este rango esta basado en la capacidad de operacion segura del transistor en un circuito $L = 20$ mH, $I_{B(on)} = -5$ mA, $R_{BE} = 100 \Omega$, $V_{BE(off)} = 0$, $R_S = 0.1 \Omega$, $V_{CC} = -20$ V.

Fuente. Hoja de Especificaciones de Bd646 (A2).

Figura 30. Curva característica entre el voltaje colector-emisor de saturación y corriente de colector.

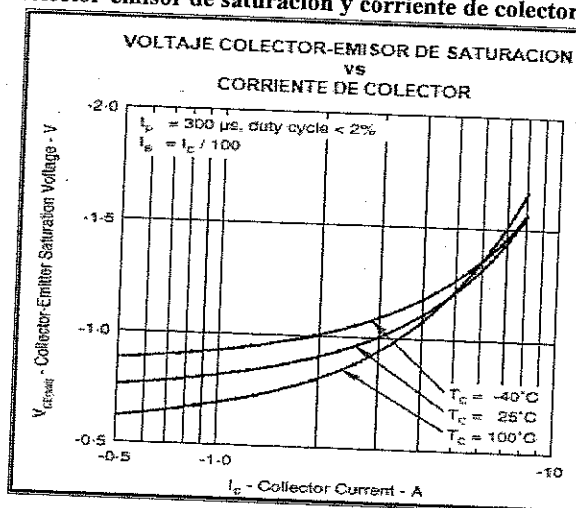
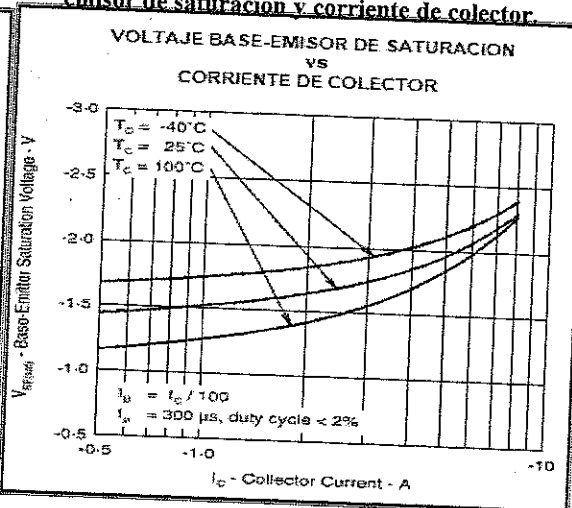


Figura 31. Curva característica entre el voltaje base-emisor de saturación y corriente de colector.



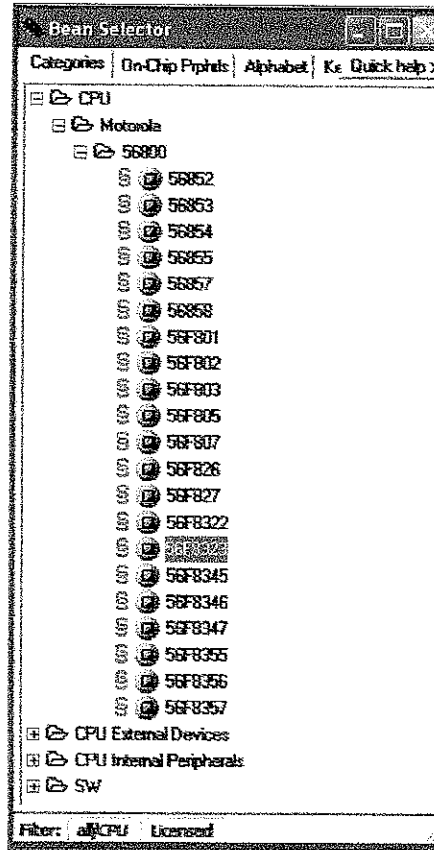
Fuente. Hoja de Especificaciones BD646 (A2).

11. HERRAMIENTAS UTILIZADAS CON EL PROGRAMA DE Metrowerks CodeWarrior “PROCESADOR EXPERTO”

11.1 56F8323 (DSP Motorola Familia 56800 (64 pines Salida))²⁴

- Este Icono permite utilizar cualquier CPU para DSPs de la Familia 56800 de Motorola, este ejemplo se trabajara con la CPU 56F8323.

Figura 32. Ubicación de los Iconos para CPUs en el “Bean Selector”



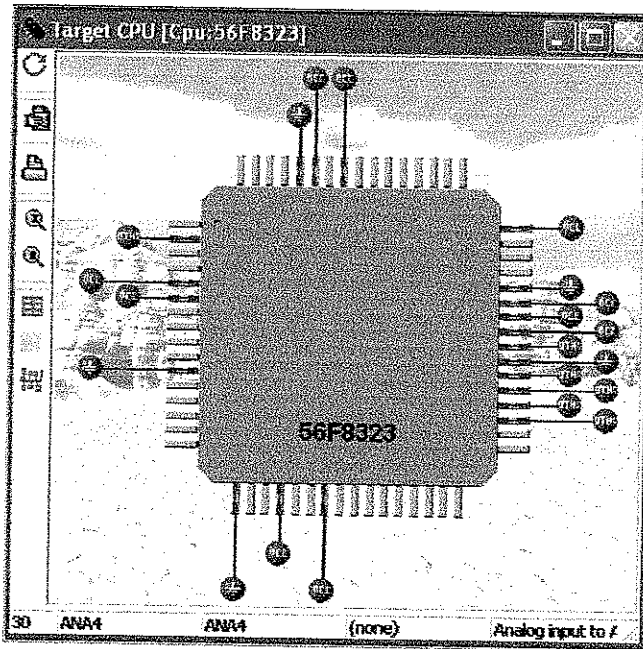
Fuente: Autor (Software Metrowerks CodeWarrior).

En la figura 32, se observa la ubicación de los Iconos para CPUs en la ventana del “Bean Selector”, utilizados por el Procesador Experto como tarjetas de trabajo para diversas aplicaciones. Para agregar el Icono al Proyecto en ejecución se hace doble clic sobre dicho Icono. Este Icono aparecerá en el “Project Panel” del Procesador Experto en la carpeta CPUs, hacer clic derecho sobre la CPU con la cual se va a trabajar y seleccionar la opción “Select CPU as Target” solo si aparece con el icono * a la izquierda. Al hacer esto también aparecerá automáticamente la ventana “Bean Inspector” para el Icono de la

²⁴ Traducción realizada del documento: Bean CPU 56F8323 (Anexo A-9), Libro Monografía Julián anvendario.

CPU seleccionada con el nombre "Cpu: 56F8323" por defecto en este caso y a su vez se mostrara el encapsulado de la CPU en la ventana "Target CPU" como se muestra en la figura 32.

Figura 33. Encapsulado de la CPU seleccionada



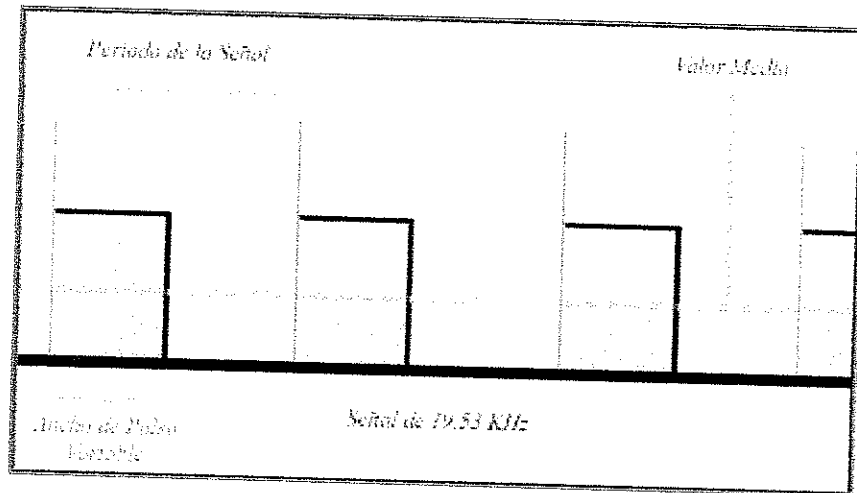
Fuente: Autor (Software Metrowerks CodeWarrior)

11.2 PWM

PWM son las siglas de 'Pulse Width Modulation' o Modulación de ancho de pulso. Hoy en día, muchos de los dispositivos digitales como el DSP incorporan esta función de hardware que se puede utilizar para conseguir una salida analógica a partir de una señal digital (la cual solo tiene dos niveles de voltaje) a través de la variación del valor eficaz de la señal. Modulando el ancho de pulso del tren de pulsos de la señal, con PWM se puede conseguir una señal cuyo valor eficaz varíe de la forma deseada. A un pulso más ancho, el valor eficaz de la señal es mayor que el de un pulso más corto. Existe otro parámetro asociado o que define a la señal PWM, denominado "Duty cycle", el cual determina el porcentaje de tiempo que el pulso (o voltaje aplicado) está en estado activo (on) durante un ciclo. Por ejemplo, si una señal tiene un periodo de 10 ms y sus pulsos son de ancho (PW) 2ms, dicha señal tiene un duty cycle de 20% (20% on y 80% off). La siguiente figura 33 muestra un ejemplo de como funciona el PWM.²⁵

²⁵ Tomado de la página: http://www.microladder.com/MLCHIP5_Ejemplo_es6.pdf

Figura 34. Esquema de Modulación PWM



Fuente: http://www.microladder.com/MLCHIP5_Ejemplo_es6.pdf, Marzo – Mayo 2008

La señal PWM se utiliza como técnica para controlar circuitos analógicos. El periodo y la frecuencia del tren de pulsos pueden determinar la potencia entregada a dicho circuito. Si, por ejemplo, se tiene un voltaje de 9v y se modula con un duty cycle del 10%, se obtiene 0.9V de señal analógica de salida.

11.2.1 Aplicaciones del PWM.

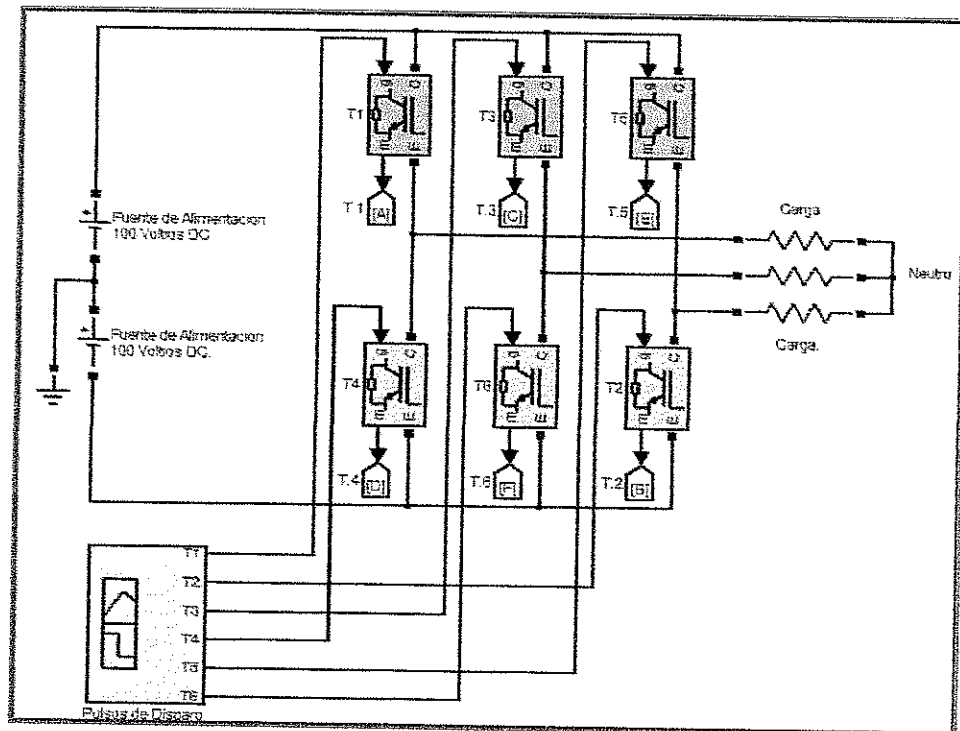
11.2.1.1 Motores

La Modulación por ancho de pulsos es una técnica utilizada para regular la velocidad de giro de los motores eléctricos. Se utiliza tanto en corriente continua como en alterna al controlar: un momento alto (encendido o alimentado) y un momento bajo (apagado o desconectado), controlado normalmente por relevadores (baja frecuencia) o MOSFET o tiristores (alta frecuencia). Otros sistemas para regular la velocidad modifican la tensión eléctrica, con lo que disminuye el par motor; o interponen una resistencia eléctrica, con lo que se pierde energía en forma de calor en esta resistencia.

Otra forma de regular el giro del motor es variando el tiempo entre pulsos modulación por frecuencia de pulsos de duración constante. En los motores de corriente alterna también se puede utilizar la variación de frecuencia. La modulación por ancho de pulsos también se usa para controlar servo motores, los cuales modifican su posición de acuerdo al ancho del pulso enviado cada un cierto periodo que depende de cada servo motor.²⁶

²⁶ Tomado de la página: http://es.wikipedia.org/wiki/Modulaci%C3%B3n_por_ancho_de_pulsos

Figura 35. Modulación PWM aplicada al inversor para control de un motor trifásico.



Fuente: Autor (Simulación en Simulink del PowerSim de Matlab).

11.2.2 Módulo PWM del DSP 56F8323 de Motorola.

El Módulo PWM puede ser configurado en tres pares complementarios, seis señales PWM independientes o sus combinaciones, tal como un complementario y 4 independientes. Soporta modulación de 0 a 100% y control por ancho de pulso síncrono alineado al borde y al centro.

Un contador PWM de 15 bits se aplica a todos los seis canales. La resolución del PWM es un periodo de reloj para alineación al borde y dos periodos de reloj para operación alineada al centro. El periodo de reloj depende de la fuente de frecuencia o reloj del sistema o 3x reloj del sistema y un prescaler programado.

Cuando se generan señales PWM complementarias, automáticamente el sistema genera un tiempo muerto a la salida del par del PWM. Cada salida PWM puede ser controlada por el generador PWM, temporizador, resultados de conversión del ADC, pines del GPIO o por software manualmente separando en control de polaridad de salida alto y bajo. La salida asimétrica del PWM se habilita al cambiar el ciclo duty del PWM alternativamente a cada mitad de ciclo sin involucrar software.²⁷

²⁷ Traducción realizada del documento: Peripheral Reference Manual del DSP 56800 Motorola

11.2.2.1 Características del Modulo²⁸

Las siguientes son las características más relevantes que presenta el Modulo PWM del DSP 56F8323 de Motorola.

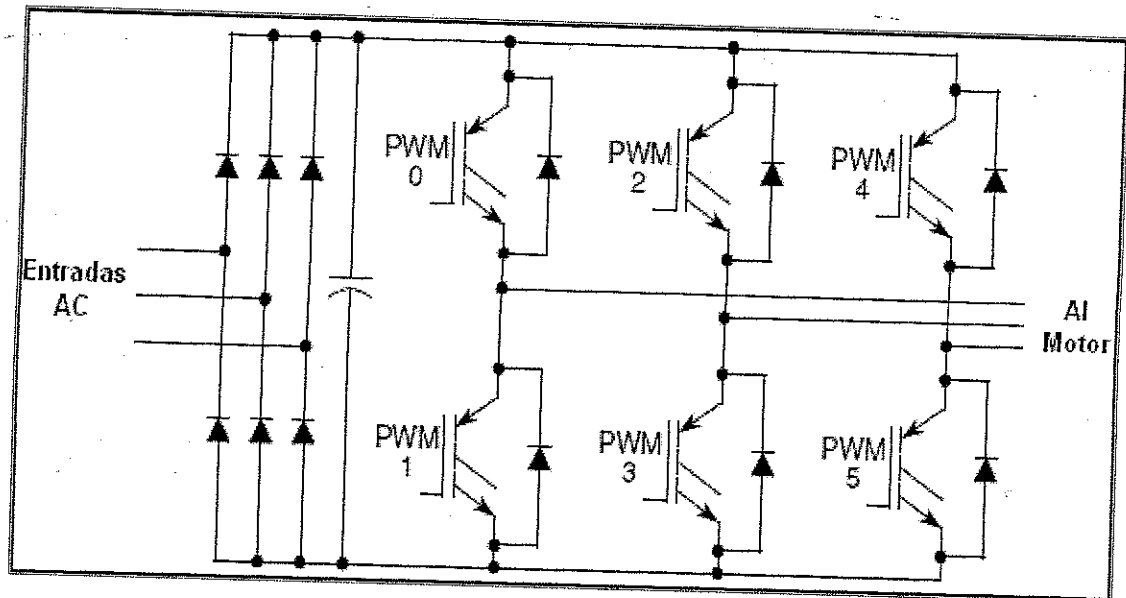
- La operación del reloj esta sincronizada al del sistema o 3x reloj del sistema.
- 6 señales PWM
 - Todas independientes.
 - Pares complementarios.
 - Combinación entre independientes y complementarios.
- Características del canal de operación complementario.
 - Incersiones separadas de tiempo muerto por flancos de subida y bajada.
- Corrección a través de software de anchos de pulso altos y bajos.
 - Salida de PWM Asimétrica dentro de la operación alineada al centro.
 - Polaridad de control separada alta y baja.
- Señales PWM alineadas al borde o al centro.
- 15 bits de resolución.
- Capacidad para reconfigurar medio ciclo.
- Recarga integral en rango de 1 to 16
- Salida de PWM controlada por software.
- Protección programada por defecto.
- Control de polaridad de salida para comparación en el PWM.
- Control de polaridad para la salida del PWM.
- Los modos Push-Pull y open drain están disponibles en los pines del PWM.
- Control sincrónico externo con ventana sincrónica.
- Filtros de entrada programables para señales de falla.
- Registros de protección contra escritura.
- Fuente de alimentación seleccionable para cada señal par complementaria PWM.
 - Generador PWM.
 - Pin externo GPIO.
 - Canal interno del Timer.
 - Resultado de una conversión ADC, tomando dentro de los valores contados configurados en los registros de limite alto y bajo del ADC.

Las tres ramas pueden ser controladas por una fuente externa. Las siguientes características están deshabilitas cuando cualquiera de las fuentes externas es usada como fuente PWM.

- PWM sync no es aplicable.
- Carga de registros PWM no tiene efecto.

²⁸ Manual DSP 56F8323, Libro Tesis Monografía Julián Avendaño.

Figura 36. Circuito para Motor AC Trifásico



Fuente: Documento Peripheral Reference Manual DSP 56800

En operación de canal complementario, se tienen en cuenta tres características adicionales:

1. Inserción del Tiempo Muerto.
2. Corrección de anchos de pulso separados altos y bajos para distorsiones causadas por inserción de tiempo muerto y las características propias del motor.
3. Control de la polaridad de salida separado alto y bajo.

11.2.2.2 Generadores de Tiempo Muerto

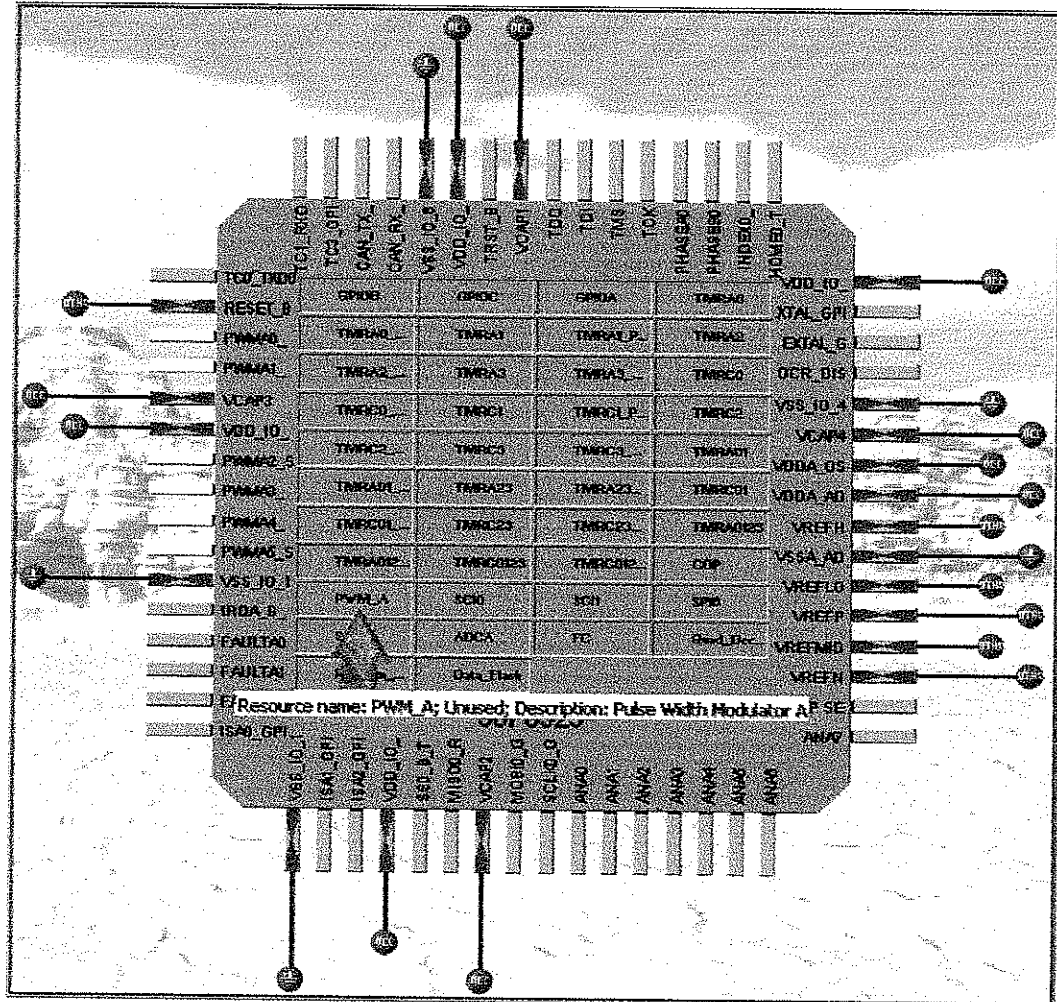
Mientras en el modo complementario, cada par PWM puede ser usado para manejar transistores top/botton. Idealmente los pares de PWM son una inversión de otro modo. Cuando el top del canal PWM esta activo, el botton del canal PWM esta desactivado y viceversa.

Nota: Para evitar un corto circuito en el bus DC y poner en peligro el transistor, debe no ser traslapado de conducir en intervalos entre el top y el botton del transistor. Pero las características del transistor hacen que el tiempo de apagado se mas largo que el de encendido. Para evitar que haya una conducción traslapada de top y botón del transistor, el tiempo muerto debe ser insertado en un periodo cambiante.

Los generadores de tiempo muerto automáticamente tienen un retardo de activación seleccionable por software dentro de cada par de salidas PWM²⁹.

²⁹ Diseño e Implementación de prácticas de laboratorio para procesamiento digital de señales utilizando DSP's de la Familia 56800 de Motorola. Julián Avendaño. Marzo 2008.

Figura 37. Pines del PWM_A asociados en el DSP 56F8323



Fuente: Autor (Software Metrowerks CodeWarrior)

En la figura 37 se observan en color amarillo los pines disponibles en el encapsulado del DSP 56F8323 para el PWM_A. Estos pines están distribuidos como se observa en la siguiente tabla. (tabla 10)

Tabla 11. Asignación de Pines para el puerto PWM_A

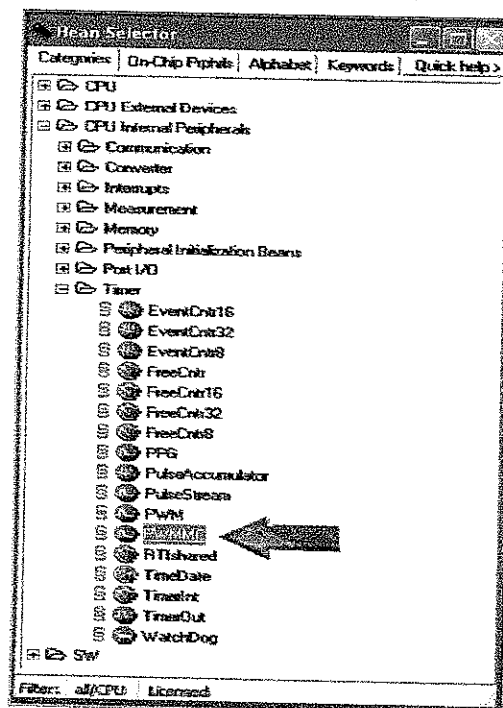
Pin No.	Señal
3	PWMA0
4	PWMA1
7	PWMA2
8	PWMA3
9	PWMA4
10	PWMA5

Fuente: Datasheet DSP Motorola 56F8323

11.2.3 PWMMC (Modulación por Ancho de Pulso para Control de Motores)³⁰

Este Icono implementa la funcionalidad del control de motores mediante el uso del modulo PWM que posee la CPU. Puede ser configurado para uno, dos o tres pares complementarios. Los módulos PWM incorporan tres señales de salida PWM complementarias programables individualmente. Para reforzar la función del control de motores, cada modulo tiene la capacidad de soportar seis funciones PWM independientes, para un total de 6 salidas PWM. La operación complementaria permite programar la incursión del tiempo muerto, corrección de distorsión a través de la supervisión por software, y separar el control de polaridad de salida para top y botton. El valor del contador incremental esta programado para soportar una frecuencia variable continúa PWM. Ambas alineaciones al borde y centrada están en sincronía con el control de ancho de pulso, la modulación de 0 a 100% es soportada. Este Icono implementa 6 canales alineados al centro o al borde, modulador de ancho de pulso para control de motores AC, el cual es incluido en el chip. Este dispositivo es capaz de controlar los más comunes tipos de motores: Motores de Inducción AC (ACIM), Sin Escobilla (BLDC) y Motores DC con escobilla (BDC), cambiable (SRM) y Motores de Reluctancia Variable (VRM) y Motores de Paso. Otra aplicación de este Icono es generar una modulación por ancho de pulso generando así 6 señales con ciclos de trabajo y periodo fijo. En modo alineado al borde el periodo es dos veces más pequeño que en modo alineado al centro³¹.

Figura 38. Ubicación del Icono PWMMC en el "Bean Selector"



Fuente: Autor (Software Metrowerks CodeWarrior)

³⁰ Traducción realizada del documento: Bean PWMMC, Datasheet DSP 56F8323 Motorola.

³¹ Diseño e Implementación de prácticas de laboratorio para procesamiento digital de señales utilizando DSP's de la Familia 56800 de Motorola. Julián Avendaño. Marzo 2008.

Figura 39. Icono PWMMC conectado a la CPU seleccionada

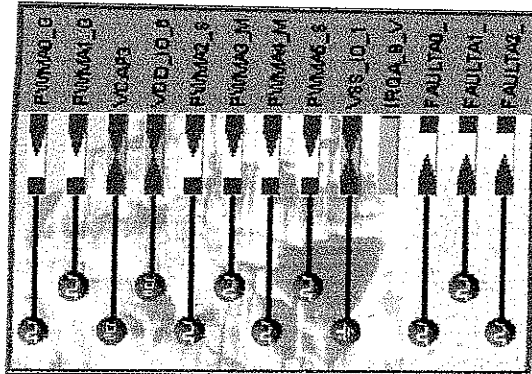
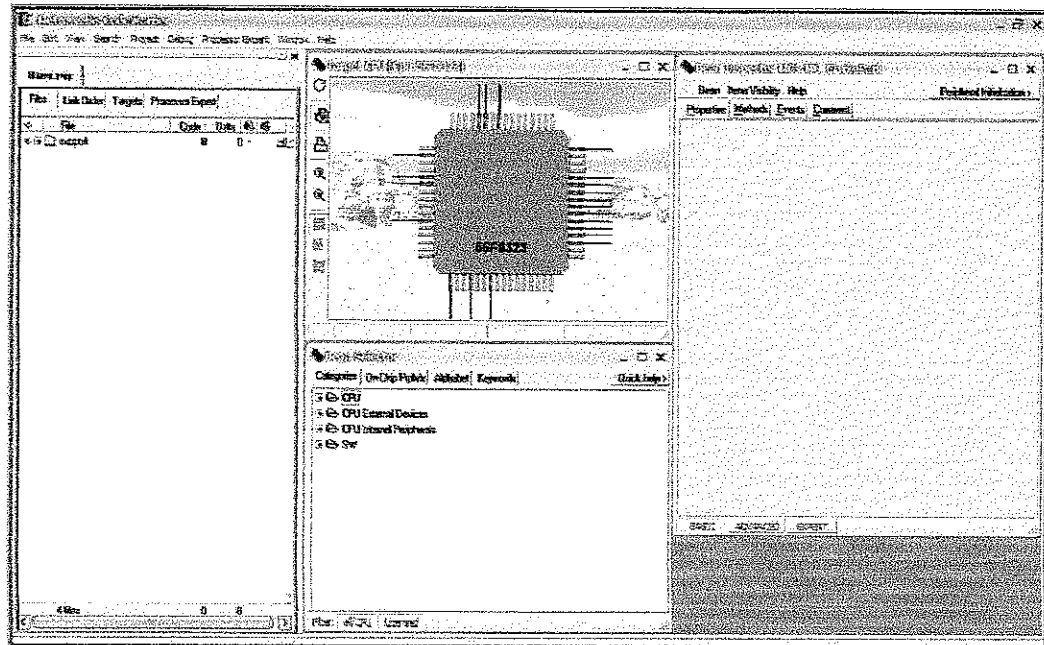
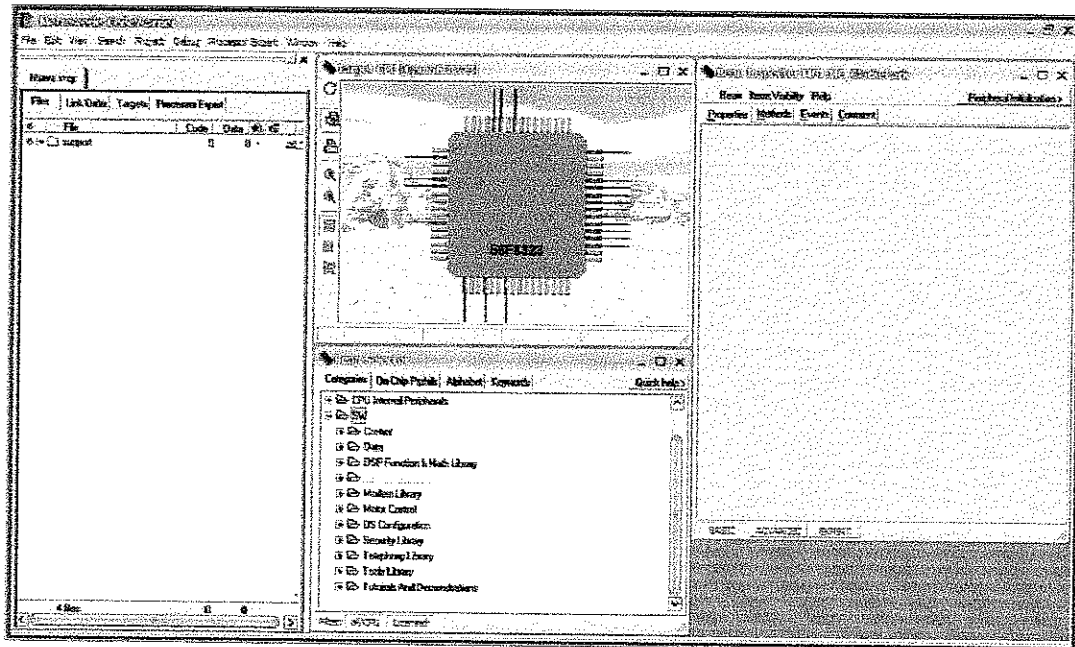


Figura 40. Ventana de inicio para aplicaciones del procesador experto



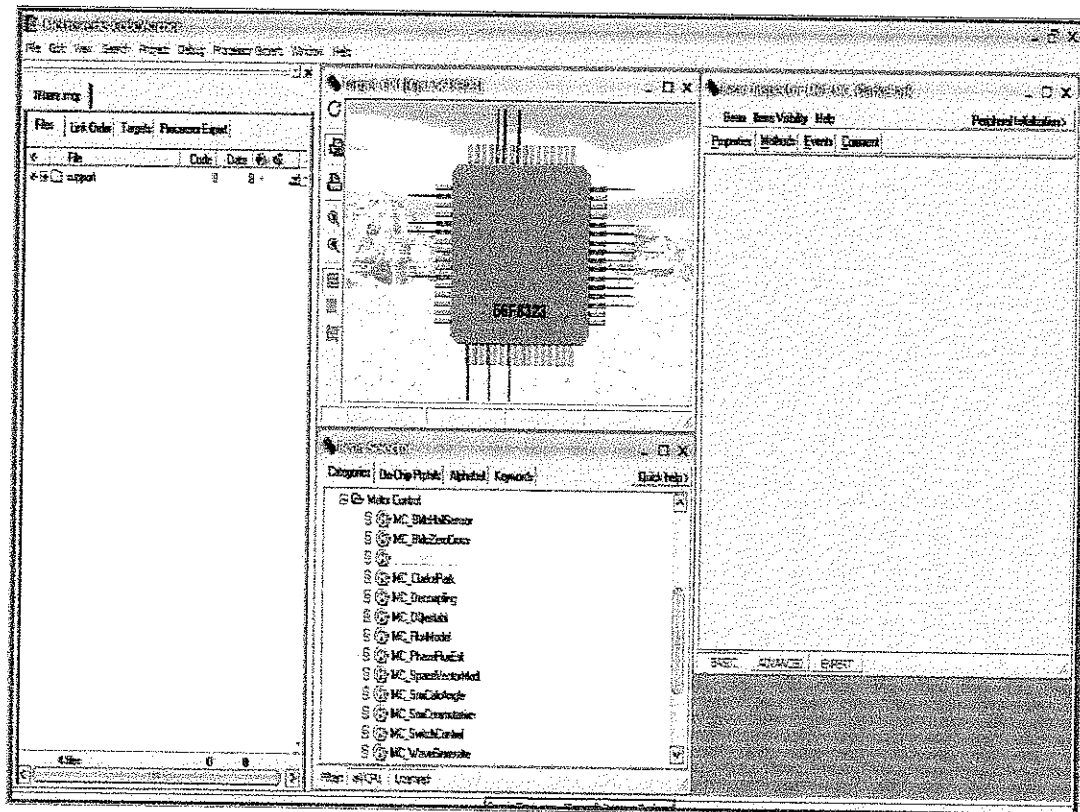
68

Figura 41. Ventana de procesador experto donde se encuentra la opción para acceder a la herramienta de *Motor Control*



Fuente. Autor (Metrowerks CodeWarrior)

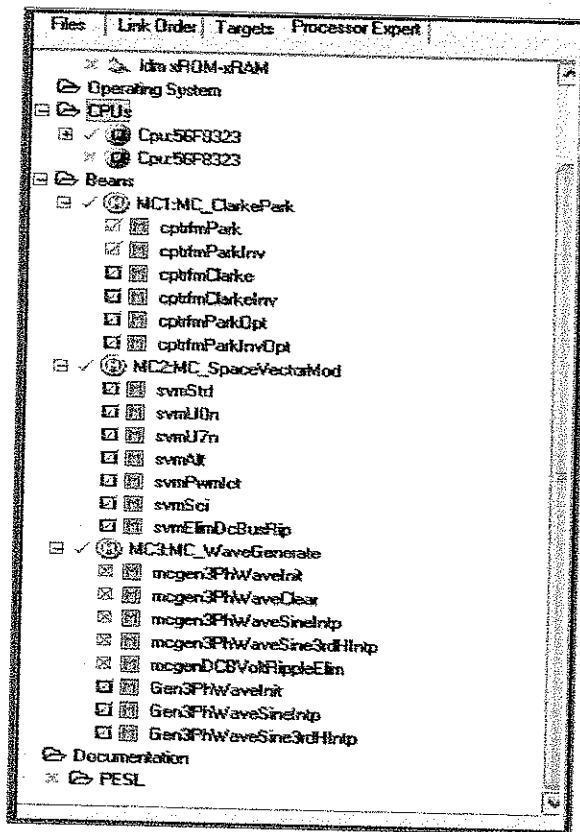
Figura 42. Ventana donde se muestran las aplicaciones del *motor Control*



Fuente. Autor (Metrowerks CodeWarrior)

11.3 Aplicaciones

Figura 43. Ventana donde se muestran las tres aplicaciones con sus diferentes subtemas que la componen.

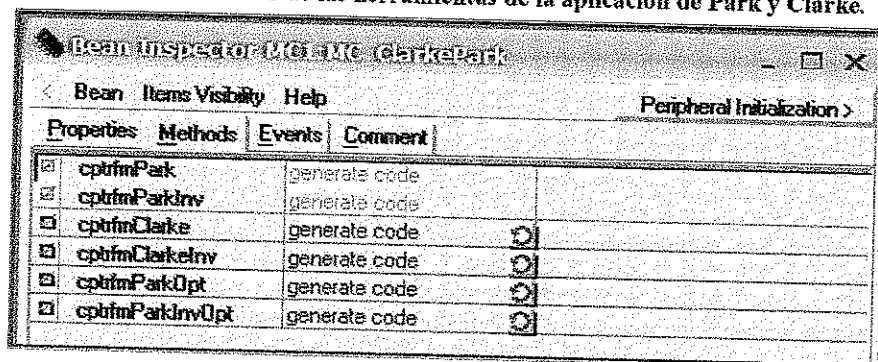


Fuente. Autor (Metrowerks CodeWarrior)

11.3.1 Park y Clarke

MC1:MC_ClarkePark

Figura 44. Ventana del bean selector de las herramientas de la aplicación de Park y Clarke.



Fuente. Metrowerks CodeWarrior. Herramienta del bean selector : Park y Clarke

cptrfmPark :

cptrfmPark - Esta función calcula la Transformada de Park, que se utiliza para la transformación de los valores (de flujo, tensión, corriente) de alfa-beta rotando un sistema ortogonal a un sistema de coordenadas dq de un sistema estacionario de coordenadas ortogonales.

ANSIC prototype: void cptrfmPark(mc_sDQsystem *pDQ,mc_sPhase *pAlphaBeta,mc_sAngle *pSinCos)

pDQ: *Pointer to mc_sDQsystem* - Apunta a una estructura que contiene los datos CQ que coordinan dos fases estacionarias de un sistema ortogonal.

pAlphaBeta: *Pointer to mc_sPhase* - Apunta a una estructura que contiene los datos de dos fases de la rotación del sistema ortogonal.

pSinCos: *Pointer to mc_sAngle* - Apunta a una estructura en la que en la los valores de seno y coseno son almacenados.

cptrfmParkInv :

cptrfmParkInv - Esta función calcula la Transformada Inversa de Park, que se utiliza para la transformación de los valores (de flujo, tensión, corriente) dq estacionario de un sistema de coordenadas ortogonales a un alfa-beta rotación de sistema de coordenadas ortogonales.

ANSIC prototype: void cptrfmParkInv(mc_sPhase *pAlphaBeta,mc_sDQsystem *pDQ,mc_sAngle *pSinCos)

pAlphaBeta: *Pointer to mc_sPhase* - Selecciona la estructura que contiene los datos de dos fases de la rotación del sistema ortogonal.

pDQ: *Pointer to mc_sDQsystem* - Apunta a una estructura que contiene los datos para coordinar las dos fases estacionarias dq de un sistema ortogonal.

pSinCos: *Pointer to mc_sAngle* - Apunta a una estructura en la que los valores seno y coseno son almacenados.

cptrfmClarke :

cptrfmClarke - Esta función calcula la transformada de Clarke, que se utiliza para la transformación de los valores (de flujo, tensión, corriente) de una rotación de tres etapas a un sistema de coordenadas alfa-beta de rotación del sistema de coordenadas ortogonales.

ANSIC prototype: void cptrfmClarke(mc_sPhase *pAlphaBeta,mc_s3PhaseSystem *p_abc)

pAlphaBeta: *Pointer to mc_sPhase* - Apunta a la estructura que contiene los datos de dos fases en rotación de un sistema ortogonal.

p_abc: *Pointer to mc_s3PhaseSystem* - Apunta a la estructura que contiene los datos de tres fases de rotación de un sistema.

 **cptrfmClarkeInv** :

cptrfmClarkeInv – Esta función calcula la transformada inversa de Clarke, con el cambio de los valores de (flujo, voltaje, corriente) del sistema de coordenadas rotativas alfa y beta, a un sistema de coordenadas rotacionales de tres fases.

ANSIC prototype: void cptrfmClarkeInv(mc_s3PhaseSystem *p_abc, mc_sPhase *pAlphaBeta)

p_abc: *Pointer to mc_s3PhaseSystem* – Apunta a la estructura que contiene los datos de las tres fases del sistema de rotación.

pAlphaBeta: *Pointer to mc_sPhase* – Apunta a la estructura que contiene los datos de dos fases del sistema rotacional ortogonal.

 **cptrfmParkOpt**

cptrfmParkOpt – Esta función calcula la Transformada de Park, realizando el cambio de los valores de (flujo, voltaje, corriente) de un sistema de coordenadas ortogonales de alfa y beta, a un sistema ortogonal estacionario de variables d-q.

ANSIC prototype: void cptrfmParkOpt(mc_sDQsystem *pDQ, mc_sPhase *pAlphaBeta, mc_sAngle *pSinCos)

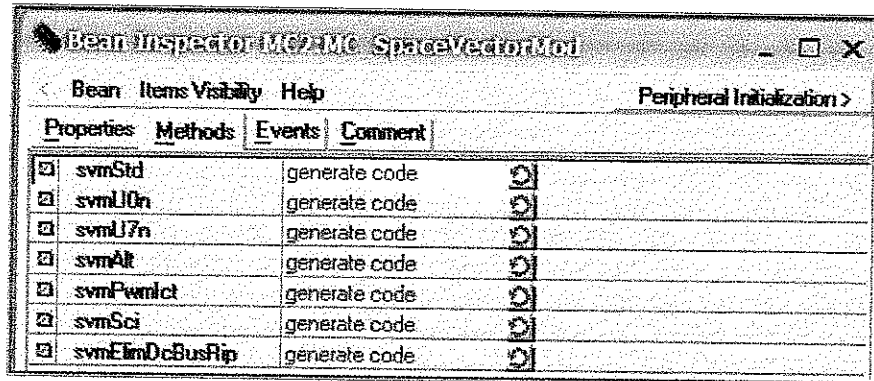
pDQ: *Pointer to mc_sDQsystem* – Función que indica a la estructura que contiene los datos de las coordenadas DQ de dos fases estacionarias en el sistema ortogonal.

AlphaBeta: *Pointer to mc_sPhase* – Función que indica una estructura que contiene los datos de dos fases del sistema de rotación ortogonal.

pSinCos: *Pointer to mc_sAngle* – Función que muestra una estructura en la que los valores de seno y coseno son almacenados.

⑦ MC2:MC_SpaceVectorMod

Figura 45. Ventana del bean selector donde muestra las herramientas de la aplicación del *space vector mod*.



Fuente. Metrowerks CodeWarrior. Herramienta del bean selector : SpaceVectorMod.

■ svmStd

svmStd – Esta función calcula el orden correspondiente a el ciclo de ratios, que son necesarios para generar una tensión de referencia al estator utilizando un vector especial del Espacio con la técnica de modulación vectorial, denominado Espacio Vector Estándar de modulación.

ANSIC prototype: int svmStd(mc_sPhase *p_AlphaBeta, mc_s3PhaseSystem *p_abc)

p_AlphaBeta: Pointer to mc_sPhase – indica a la estructura que contiene la dirección (alfa / a) y en cuadratura (beta / b) de las componentes vectoriales de la tensión del estator.

p_abc: Pointer to mc_s3PhaseSystem – indica la estructura que contiene los cálculos de los coeficientes de la fase del sistema trifásico.

Return value: int - La función devuelve un valor entero que representa el número de sector en el que la tensión instantánea del vector de referencia se encuentra.

■ svmU0n

svmU0n -Esta función calcula la dirección correspondiente del ciclo de ratios necesarios para generar la tensión vectorial de referencia del estator. Utiliza la tecnología espacial Vectorial de la técnica de modulación, denominado Espacio de modulación vectorial con O000 Nulls.

ANSIC prototype: int svmU0n(mc_sPhase *p_AlphaBeta, mc_s3PhaseSystem *p_abc)

p_AlphaBeta: Pointer to mc_sPhase – indica a la estructura que contiene la dirección (alfa / a) y en cuadratura (beta / b) de las componentes de la tensión vectorial del estator.

p_abc: Pointer to mc_s3PhaseSystem – indica a la estructura que contiene los cálculos del ciclo de coeficientes de la Fase 3-sistema.

Return value: *int* - La función devuelve un valor entero que representa el número de sector en el que la tensión vectorial instantánea de referencia se encuentra.

svmU7n

svmU7n - Esta función calcula la dirección correspondiente del ciclo de ratios para la generación de tensión de referencia en el estator utilizando una tecnología espacial Vectorial y técnica de modulación denominada Espacio de modulación vectorial con O111 Nulls.

ANSIC prototype: *int* svmU7n(*mc_sPhase* *p_AlphaBeta, *mc_s3PhaseSystem* *p_abc)

p_AlphaBeta: *Pointer to mc_sPhase* - indica a la estructura y con acceso directo a (alfa / a) y en cuadratura (beta / b) y los componentes de la tensión vectorial del estator.

p_abc: *Pointer to mc_s3PhaseSystem* - Puntero a la estructura en la que calcula los ciclos que serán almacenados.

Return value: *int* - La función devuelve un valor entero que representa el número de sectores en el que la tensión vectorial de referencia instantánea del estator se encuentra.

svmAlt

svmAlt - Esta función calcula el derecho correspondiente del ciclo de coeficientes para generar un voltaje de referencia del estator utilizando un espacio especial con la técnica de modulación vectorial, denominado Espacio de modulación vectorial con Nulls alternos. En esta técnica, estados de conmutación se combinan de estado O000 nulos e incluso en los sectores estatal y O111 en sectores impares.

ANSIC prototype: *int* svmAlt(*mc_sPhase* *p_AlphaBeta, *mc_s3PhaseSystem* *p_abc)

p_AlphaBeta: *Pointer to mc_sPhase* - Puntero a la estructura con acceso directo (alfa / a) y en cuadratura (beta / b) los componentes de la tensión de estator vector.

p_abc: *Pointer to mc_s3PhaseSystem* - Puntero a la estructura en la que se calcula cuando de los ciclos deben ser almacenados

Return value: *int* - La función devuelve un valor entero que representa el número de sector en el que la tensión vectorial de referencia instantánea estator se encuentra.

svmPwmIct

svmPwmIct - Esta función calcula el derecho correspondiente del ciclo de ratios necesarios para generar una determinada tensión de referencia del estator, utilizando la convencional Transformación inversa de Clark.

ANSIC prototype: *int* svmPwmIct(*mc_sPhase* *p_AlphaBeta, *mc_s3PhaseSystem* *p_abc)

p_AlphaBeta: *Pointer to mc_sPhase* - Puntero a la estructura y con acceso directo (alfa / a) y en cuadratura (beta / b) los componentes del estator vector de tensión
p_abc: *Pointer to mc_s3PhaseSystem* - Puntero a la estructura en la que calcula los ciclos que deben ser almacenados
Return value: *int* - La función devuelve un valor entero que representa el número de sector en el que la tensión de referencia instantánea del vector del estator se encuentra

svmSci

svmSci - Esta función calcula el derecho correspondiente del ciclo de ratios necesarios para generar una determinada tensión de referencia del estator utilizando señales sinusoidales con Modulación de inyección de la Tercera armónica.

ANSIC prototype: `int svmSci(mc_sPhase *p_AlphaBeta,mc_s3PhaseSystem *p_abc)`

p_AlphaBeta: *Pointer to mc_sPhase* - Puntero a la estructura y con acceso directo (alfa / a) y en cuadratura (beta / b) de los componentes de la tensión de vectorial del estator
p_abc: *Pointer to mc_s3PhaseSystem* - Puntero a la estructura y con acceso directo (alfa / a) y en cuadratura (beta / b) los componentes de la tensión vectorial de estator
Return value: *int* - La función devuelve un valor entero que representa el número de sector en el que la instantánea estator vector tensión de referencia se encuentra

svmElimDcBusRip

svmElimDcBusRip - La función compensa una amplitud de la cuadratura directa-a la y b-componente del estator tensión vectorial de referencia para EE.UU. imperfecciones en la DCBus tensión.

ANSIC prototype: `void svmElimDcBusRip(Frac16 invModIndex,Frac16 u_DcBusMsr,mc_sPhase *pInp_AlphaBeta,mc_sPhase *pOut_AlphaBeta)`

invModIndex:Frac16 - Inverse- Índice de modulación; depende de la técnica de modulación seleccionada

u_DcBusMsr:Frac16 - Mide la tensión DCBus

pInp_AlphaBeta: Puntero a mc_sPhase - Puntero a la estructura y con acceso directo (alfa) y en cuadratura (beta) de la tensión vectorial de estator

pOut_AlphaBeta: Puntero a mc_sPhase - Puntero a la estructura y con acceso directo (alfa) y en cuadratura (beta) de la tensión vectorialde estator.

② MC3.MC_WaveGenerate

Figura 46. Ventana del bean selector donde muestra las herramientas de la aplicación del WaveGenerate

Properties	Methods	Events	Comment
☒	mcgen3PhWaveInit	don't generate code	
☒	mcgen3PhWaveClear	don't generate code	
☒	mcgen3PhWaveSine1	don't generate code	
☒	mcgen3PhWaveSine3	don't generate code	
☒	mcgenDCBVolRippleE	don't generate code	
☒	Gen3PhWaveInit	generate code	
☒	Gen3PhWaveSine1tp	generate code	
☒	Gen3PhWaveSine3rd	generate code	

Fuente: Metrowerks CodeWarrior. Herramienta del bean selector : WaveGenerate

mcgen3PhWaveInit

mcgen3PhWaveInit - Esta función la realiza la inicialización de las tres fases de generación de funciones de onda y estructuras de datos.

ANSIC prototype: void mcgen3PhWaveInit(tfr16_tSinPIxLUT *pSWG_Frac16 *pSineTable, UInt16 SineTableLength, mcgen_s3PhWaveData *pHandle)

pSWG: Pointer to tfr16_tSinPIxLUT - Puntero a tfr16_tSinPIxLUT tipo tfr16.h se define en el fichero de cabecera lo que apunta a los datos privados para la generación de la función de onda

pSineTable: Puntero a Frac16 - Puntero a condición de ver el cuadro que se asigna y se llena por la aplicación

SineTableLength: UInt16 - La longitud de la mesa sine

pHandle: Puntero a mcgen_s3PhWaveData - Puntero a mcgen_s3PhWaveData estructura definida en el fichero de cabecera mcgen.h, sino que apunta a los datos de la mcgen3PhWave... funciones.

mcgen3PhWaveClear

mcgen3PhWaveClear - Esta función borra (pone a 50%) los valores de onda de salida para la fase A, B, C. Fase Un argumento ActualPhase está ajustado a 0

ANSIC prototype: void mcgen3PhWaveClear(mcgen_s3PhWaveData *pHandle)

pHandle: Puntero a mcgen_s3PhWaveData - Puntero a mcgen_s3PhWaveData estructura definida en el fichero de cabecera mcgen.h

mcgen3PhWaveSineIntp

mcgen3PhWaveSineIntp - Esta función calcula un valor inmediato de las tres fase de onda sinusoidal sistema usando sine tabla con con interpolación lineal. Individual ondas se desplazan 120 gr. uno del otro. Cada vez que la función se introduce la variable de estado se actualiza ActualPhase (incrementa) de PhaseIncrement

ANSIC prototype: void mcgen3PhWaveSineIntp(tfr16_tSinPIxLUT *pSWG, Frac16 Amplitude, Frac16 PhaseIncrement, mcgen_s3PhWaveData *pHandle)

pSWG: Puntero a tfr16_tSinPIxLUT - Puntero a tfr16_tSinPIxLUT tipo tfr16.h se define en el fichero de cabecera lo que apunta a los datos privados para la generación de la función de onda

Amplitude: Frac16 - Amplitud de onda deseada

PhaseIncrement: Frac16 - Fase incremento añadido real a cada fase llamada a función.

pHandle: Puntero a mcgen_s3PhWaveData - Puntero a mcgen_s3PhWaveData estructura definida en el fichero de cabecera mcgen.h, sino que apunta a los datos de la mcgen3PhWave ... funciones

mcgen3PhWaveSine3rdHIntp

mcgen3PhWaveSine3rdHIntp - Esta función calcula un valor inmediato de las tres fase de onda sinusoidal con sistema de inyección de armónicos 3ro utilizando sine tabla con interpolación lineal. Individual ondas se desplazan 120 gr. uno del otro. Cada vez que la función se introduce la variable de estado se actualiza ActualPhase (incrementa) de PhaseIncrement

ANSIC prototype: void mcgen3PhWaveSine3rdHIntp(tfr16_tSinPIxLUT *pSWG, Frac16 Amplitude, Frac16 PhaseIncrement, mcgen_s3PhWaveData *pHandle)

pSWG: Pointer to tfr16_tSinPIxLUT - Pointer to tfr16_tSinPIxLUT type defined in tfr16.h header file which points to private data for wave generation function.

Amplitude: Frac16 - Wave amplitude.

PhaseIncrement: Frac16 - Fase incremento añadido real a cada fase llamada a función.

pHandle: Puntero a mcgen_s3PhWaveData - Puntero a mcgen_s3PhWaveData estructura definida en el fichero de cabecera mcgen.h, sino que apunta a los datos de la mcgen3PhWave ... funciones

mcgenDCBVoltRippleElim

mcgenDCBVoltRippleElim - Esta función se usa para la eliminación de la DC-Bus variación de voltaje. Un Importante parámetro es la Modulación IndexInverse que es específico para diferentes tipos de modulación.

ANSIC prototype: Frac16 mcgenDCBVoltRippleElim(Frac16 AmplitudeVoltScale, Frac16 u_dc_bus, Frac16 ModulationIndexInverse)

AmplitudeVoltScale: Frac16 - tensión de amplitud de la fase deseada

u_dc_bus:Frac16 – Mide la tensión DC-Bus

ModulationIndexInverse:Frac16 - índice de modulación inverso

Return value:Frac16 - Esta función devuelve Frac16 valor de la onda senoidal de amplitud (AmplitudeAmplScale).

■ Gen3PhWaveInit

Gen3PhWaveInit - This function performs the initialization of the three phase wave generation functions setting the phases values to 0.5 (50%) and the actual phase value to 0.

ANSIC prototype: void Gen3PhWaveInit(MCGEN_s3PhWaveData *pPhaseDatas)

pPhaseDatas: Pointer to MCGEN_s3PhWaveData - Pointer to mcgen_s3PhWaveData structure defined in the mcgen.h header file; it points to data for the Gen3PhWave... functions.

■ Gen3PhWaveSineIntp

Gen3PhWaveSineIntp -La función calcula un valor inmediato de las tres fase de onda sinusoidal sistema usando sine tabla con interpolación lineal. Individual ondas se desplazan 120 gr. uno del otro. Cada vez que la función se introduce la variable de estado se actualiza fwActualPhase (incrementa) de PhaseIncrement.

ANSIC prototype: void Gen3PhWaveSineIntp(MCGEN_s3PhWaveData *pPhaseDatas,Frac16 fwAmplitude,Frac16 fwPhaseIncrement)

pPhaseDatas: Puntero a MCGEN_s3PhWaveData - Puntero a mcgen_s3PhWaveData estructura definida en el fichero de cabecera mcgen.h, sino que apunta a los datos de la Gen3PhWave ... funciones

fwAmplitude: Frac16 - amplitud de onda deseada.

fwPhaseIncrement: Frac16 - Fase incremento añadido real a cada fase llamada a función

■ Gen3PhWaveSine3rdHIntp

Gen3PhWaveSine3rdHIntp - Esta función calcula un valor inmediato de las tres fase de onda sinusoidal con sistema de inyección de armónicos 3^a usando sine tabla con con interpolación lineal. Individual ondas se desplazan 120 gr. uno del otro. Cada vez que la función se introduce la variable de estado se actualiza fwActualPhase (incrementa) de PhaseIncrement.

ANSIC prototype: void Gen3PhWaveSine3rdHIntp(MCGEN_s3PhWaveData *pPhaseDatas,Frac16 fwAmplitude,Frac16 fwPhaseIncrement)

pPhaseDatas: Puntero a MCGEN_s3PhWaveData - Puntero a mcgen_s3PhWaveData estructura definida en el fichero de cabecera mcgen.h, sino que apunta a los datos de la Gen3PhWave ... funciones

fwAmplitude:Frac16 - Amplitud de onda deseada.

fwPhaseIncrement:Frac16 - Fase incremento añadido real a cada fase llamada a función.

11.4 Modulación Vectorial Espacial SVM

El objetivo de la técnica de *modulación espacial vectorial* (SVM) es aproximar los voltajes de salida del inversor a los voltajes de un sistema trifásico convencional; mediante una transformación del plano tridimensional vectorial *a-b-c* al plano bidimensional complejo *α-β*.

11.4.1 Transformada de park

La transformada de park o DQ convierte las componentes abc del sistema trifásico a otro sistema de referencia dq. El objetivo de la transformación consiste en convertir los valores trifásicos abc, variables senoidalmente en el tiempo, a valores constantes dqo, en régimen permanente. El vector con las componentes del nuevo sistema de referencia (Xr) se obtiene multiplicando el vector de coordenadas trifásicas (X). por la matriz de la transformación (T):

[3]. Ecuación de la transformación matricial de Park³².

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = [x_r] = [T] \cdot [x] = [T] \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

Cuando la velocidad angular es constante, la transformación se puede expresar según:

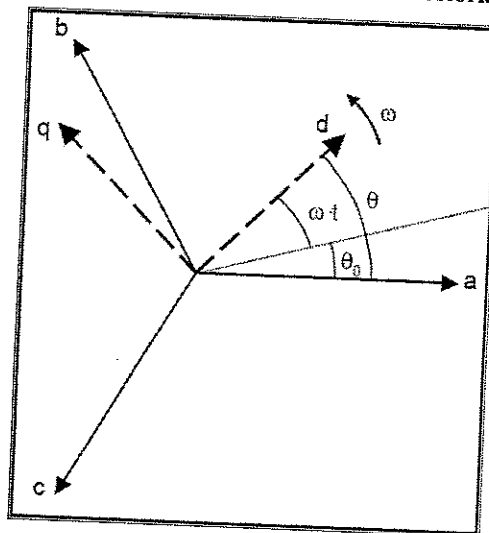
[4]. Transformación Vectorial de Park³³

$$[T] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega \cdot t + \theta_0) & \cos(\omega \cdot t + \theta_0 - 2\pi/3) & \cos(\omega \cdot t + \theta_0 + 2\pi/3) \\ -\sin(\omega \cdot t + \theta_0) & -\sin(\omega \cdot t + \theta_0 - 2\pi/3) & -\sin(\omega \cdot t + \theta_0 + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}$$

³² R. W. Lucky, "Automatic equalization for digital communication," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 44, no. 4, pp. 547-588, Apr. 1965.

³³ W.-K. Chen, *Linear Networks and Systems* (Book style). Belmont, CA: Wadsworth, 1993, pp. 123-135.

Figura 47. Representación de la transformación de Park en forma vectorial.



Fuente. W.-K. Chen, *Linear Networks and Systems* (Book style). Belmont, CA: Wadsworth, 1993, pp. 123-135.

De esta manera obtenemos la respectiva representación del sistema trifásico en el plano vectorial, en resumen: el término que multiplica la matriz de transformación puede tener un valor diverso. Este término presenta el valor $\sqrt{2/3}$. Con este valor se consigue que la transformación sea ortonormal, al verificar la propiedad $[T]^{-1} = [T]^T$. Cabe aclarar que las transformaciones ortonormales se caracterizan por mantener invariante el producto escalar.

Según las características del sistema trifásico y las expresiones anteriores se pueden efectuar las siguientes deducciones:

Si el sistema trifásico de tensiones está equilibrado la suma de tensiones 'abc' es nula en todo momento (Ecuación [1]) y la tensión homopolar es nula.

Si el neutro del sistema trifásico está aislado, la suma de corrientes 'abc' es nula en todo momento

$$i_a + i_b + i_c = 0 \text{ y la corriente } i_0 \text{ es nula.}$$

[5] Ecuación de la suma de corrientes homopolares del sistema trifásico.

Si el sistema trifásico de tensiones está equilibrado y la impedancia de carga es la misma en todas las fases (carga equilibrada). Las sumas de tensiones y corrientes 'abc' son nulas en todo momento y las componentes a secuencia cero son nulas $V_0 = 0, i_0 = 0$

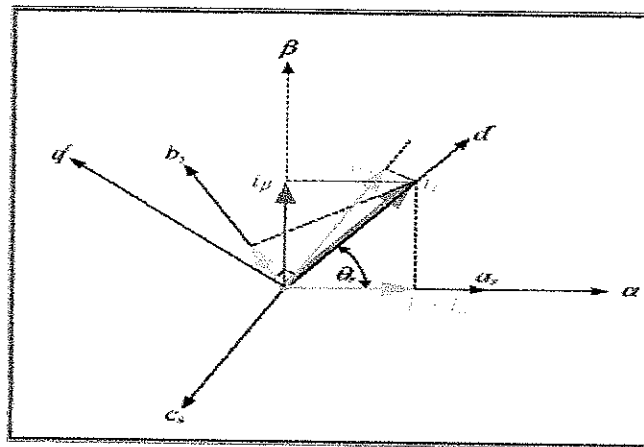
Suele ser común que el sistema trifásico de tensiones sea simétrico y equilibrado y que la carga trifásica esté equilibrada. También es habitual encontrar aplicaciones o cargas donde el neutro está aislado. En estas condiciones, las componentes homopolares son nulas y la aplicación de la transformada de Park o D-Q reduce el número de variables

del sistema, al pasar de tres variables trifásicas 'abc' a dos variables 'dq' (de valor constante en régimen constante)³⁴.

11.4.2 Transformada de Clark

Es un vector formado por tres componentes sinusoidales, las cuales están englobadas dentro de un plano, que esta formado por los ejes a, b y c, los cuales no son ortogonales. Con objetivo de simplificar las ecuaciones del motor, se realiza una transformación, llamada Clarke, que transforma un sistema no ortogonal a un sistema ortogonal. En el caso tratado se transforma el vector I_{abc} de tres componentes en un vector que tan solo tiene dos componentes, α y β , con valor numérico diferente de cero ya que la tercera componentes es cero.

Figura. 48. Representación del vector I_{abc} y el efecto de la transformación de Clarke. Presencia de los ejes d_r y q_r al aplicar la matriz del giro



Fuente. ²²

La transformación de Clarke se realiza utilizando las siguientes ecuaciones, sencillas ecuaciones que convierten I_{abc} formada por tres vectores, contenidos en un plano, en un vector $I_{\alpha\beta}$ de tan solo dos componentes con valor diferente de cero y que pertenece a un sistema ortogonal.³⁵

³⁴ H. Poor, *An Introduction to Signal Detection and Estimation*. New York: Springer-Verlag, 1985, ch. 4.

³⁵ "Space-Vector PWM With TMS320C24x/F24x Using Hardware and Software Determined

[6]. Ecuaciones de la transformación de Clarke³⁶

$$\begin{aligned} i_o &= i_a + i_b + i_c = 0 \\ i_\alpha &= \frac{2}{3} \left(i_a - \frac{1}{2} \cdot i_b - \frac{1}{2} \cdot i_c \right) \\ i_\beta &= \frac{2}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_b - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_c \right) \\ i_0 &= 0 \\ i_\alpha &= i_\alpha \\ i_\beta &= \frac{2 \cdot i_b + i_a}{\sqrt{3}} \end{aligned}$$

La transformación de Clarke ha convertido un sistema trifásico de corrientes, a 120 ° en un plano, a un sistema trifásico ortogonal. Además, es una transformación que no modifica el módulo del vector. Pero no resuelve el problema de la dependencia del ángulo θ_r . Se elimina la dependencia haciendo girar todo el sistema de referencia α y β , con el ángulo θ_r . Para realizar esto tan solo se ha de conseguir que los ejes de referencia α y β giren con este valor de ángulo θ_r , y es tan fácil como aplicar la matriz de un giro, (Ec. 4.12). Se observa en la representación vectorial que a partir de ahora se trabajará con los ejes d_r y q_r que son los ejes magnéticos del rotor, esto quiere decir que los ejes α y β pasan a denominarse d_r y q_r en el momento de aplicar la matriz del giro³⁷,

[7]. Ecuación general de la matriz de transformación de Clarke³⁸

$$\rho(\theta_r) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ 0 & -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix}$$

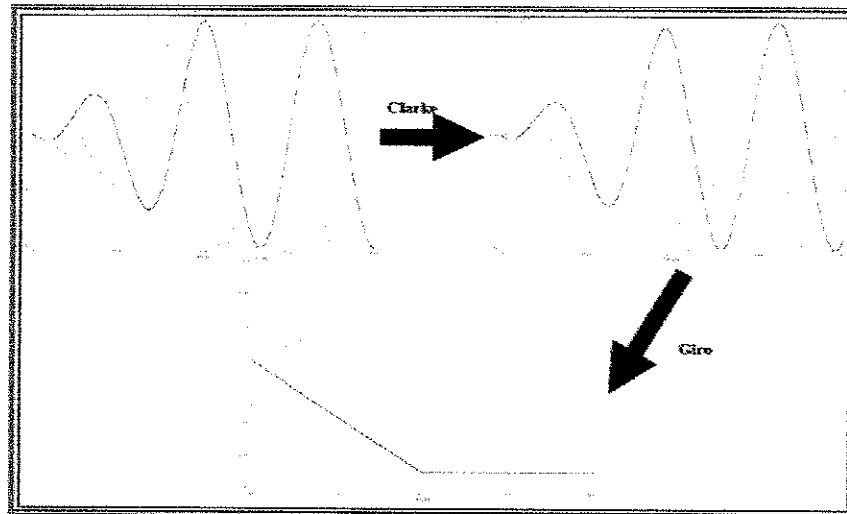
Para resumir se muestra una figura, donde queda esquematizado el proceso seguido con las transformaciones matriciales de Clarke y el giro. Se observa que con la transformación de Clarke, se pasa de un sistema trifásico de ondas sinusoidales a un sistema en el plano de ondas sinusoidales y, finalmente, con el giro se consigue que estas ondas se conviertan en rectas y valores constantes.

³⁶ W.-K. Chen, *Linear Networks and Systems* (Book style). Belmont, CA: Wadsworth, 1993, pp. 123–135.

³⁷ Katsuhiko Ogata, *Modern Control Engineering* Fourth Edition, Prentice Hall International, 2002.

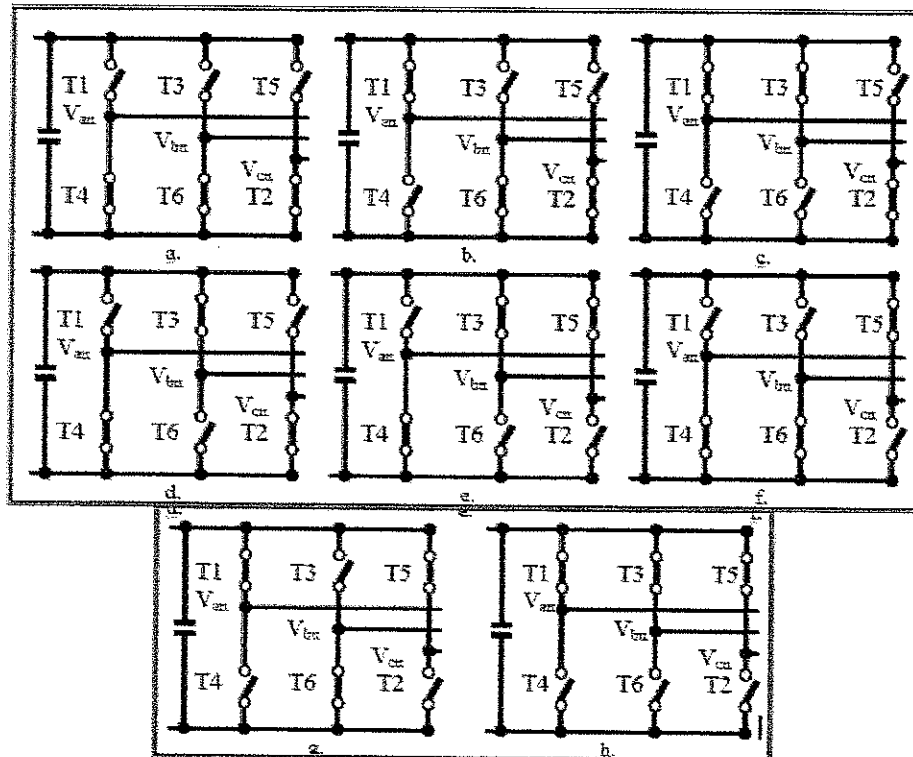
³⁸ W.-K. Chen, *Linear Networks and Systems* (Book style). Belmont, CA: Wadsworth, 1993, pp. 123–135.

Figura 49. Proceso de la transformación matricial de Clarke y la matriz de giro



Fuente. W.-K. Chen, *Linear Networks and Systems* (Book style). Belmont, CA: Wadsworth, 1993, pp. 123-135.

Fig. 50. Estados de Conmutación del inversor trifásico. a. $V_0(000)$. b. $V_1(100)$. c. $V_2(110)$. d. $V_3(010)$. e. $V_4(011)$. f. $V_5(001)$. g. $V_6(101)$. h. $V_7(111)$.

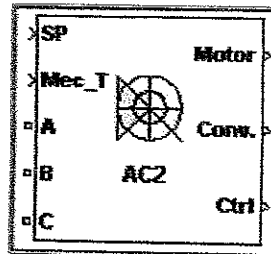


Fuente. Alexis Kwasinski, Philip T Krien, Patrick L Chapman, "Time Domain Comparison of Pulse-Width Modulation Schemes", *IEEE Power Electronics Letters*, Vol 1, No 3, September 2003.

11.4.2 SPWM

Control de Velocidad de un Motor de Inducción mediante el Mando de un VSI mediante Modulación por Ancho de Pulso Vectorial Espacial

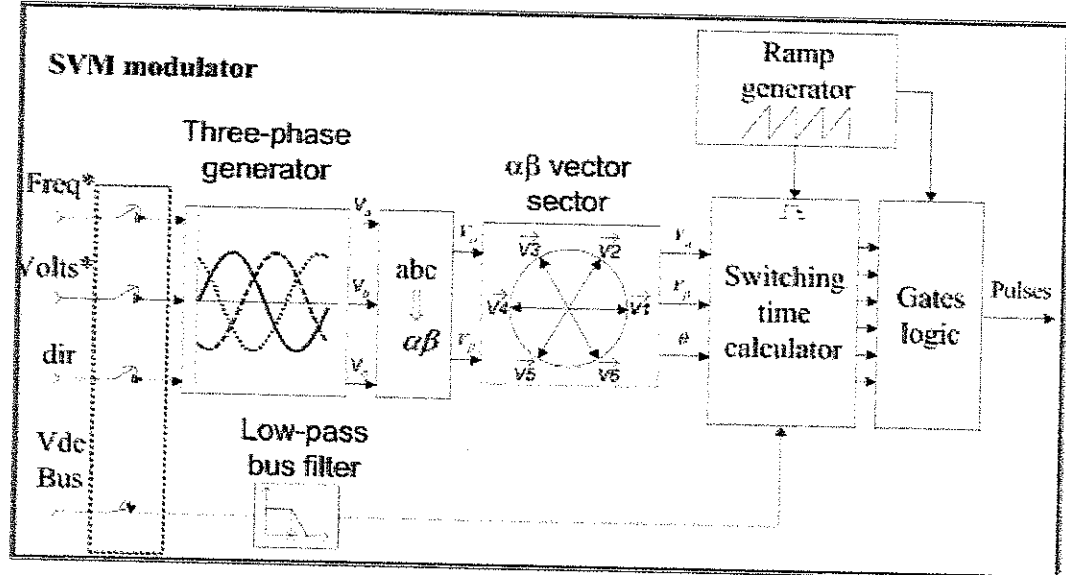
Figura 51. Esquema de Modulación SPWM



Fuente. B. W. Williams "Power Electronics Devices, Drivers and Applications." Editorial: MacMillan Education LTD. 1987

El diagrama esquemático anterior está compuesto por a partir de seis bloques principales como se muestra abajo. El motor de inducción, el inversor trifásico, y el módulo rectificador de diodos trifásico son proporcionados por la librería de SimPowerSystems. Para más detalles en estos tres bloques se puede consultar la guía de usuario de SimPowerSystems. El controlador de velocidad, el circuito Circuito de frenado, y los modelos del modulador espacial vectorial son específicos de la librería del controlador.³⁹

Figura 52. Controlador de Velocidad SVM



Fuente. B.K. Bose, Power Electronic and Variable Frequency Drives: Technology and Applications, IEEE Press, New York, 1996

³⁹ Satcan Turkyaszirni, "Implementation of a dSPACE-based Digital State

Frecuencia de conmutación: Frecuencia de conmutación del inversor (Hz). Frecuencia de corte del sensor de voltaje: Frecuencia de corte del filtro pasa bajas de primer orden aplicado a la medición del voltaje del bus de CC (Hz). Tiempo de muestreo: Tiempo de muestreo del generador de SVM (s). El tiempo de muestreo debe ser un múltiplo del paso del tiempo de simulación.

El generador de señal trifásico se utiliza para producir tres ondas senoidales con frecuencia y amplitud variables. Las tres señales están desfasadas entre si un ángulo de 120 grados. La frecuencia y voltaje exigidos por el inversor son dos de las entradas del bloque.

El filtro de bus pasa bajas se utiliza para eliminar transitorios rápidos en la medición del voltaje del bus de CC. Esta medición se utiliza para calcular el vector de voltaje aplicado al motor⁴⁰.

La transformación $\alpha-\beta$ convierte las variables desde el sistema trifásico al sistema bidimensional $\alpha-\beta$. El sector vectorial $\alpha-\beta$ se utiliza para encontrar el sector del plano $\alpha-\beta$ en el cual se ubica el vector de voltaje. El plano $\alpha-\beta$ se divide en seis sectores espaciados por 60 grados diferentes. El generador de rampa se utiliza para producir una rampa unitaria a la frecuencia de conmutación de PWM. Esta rampa se utiliza como base de tiempo para la secuencia de conmutación. El calculador de tiempo de conmutación se utiliza para calcular la temporización del vector de voltaje aplicado al motor. La entrada del bloque es el sector en el cual se ubica el vector de voltaje.

Las compuertas lógicas reciben la secuencia de temporización del calculador de tiempo de conmutación y de la rampa del generador de la rampa. Este bloque compara la rampa y las señales de temporización de compuerta para activar los IGBTs del inversor en el momento apropiado⁴¹.

⁴⁰ "A space vector modulation based hysteresis current controller for the PWM rectifier with voltage link". Texas Instruments.

⁴¹ Hoang Le-Huy and Maher Hamdi, "Control of Direct-Drive DC Motor

PARTE IV

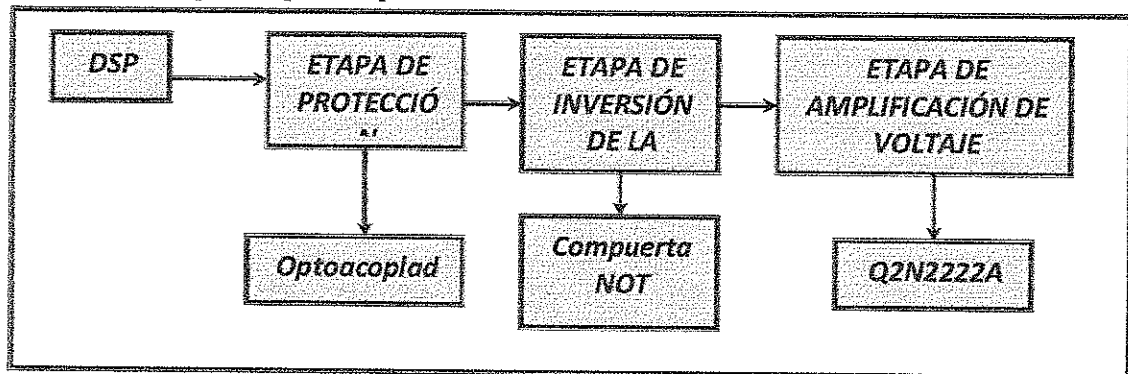
PRUEBAS DE LABORATORIO, ESQUEMAS E IMPLEMENTACIÓN DEL PROTOTIPO

12. ETAPAS DE PROTECCIÓN Y AMPLIFICACIÓN DE LA SEÑAL PWM

Luego de verificar que efectivamente cada uno de los componentes funcione correctamente se procede al diseño de la primera etapa del proyecto que consiste en el tratamiento de la señal PWM del DSP. Se necesita enviar la señal del DSP hacia los circuitos de disparo de los IGBT de potencia, pero para ello no se puede arriesgar la vida del DSP, por lo tanto se crean unas sub etapas dentro de esta primera etapa del proyecto.

Estas etapas se conforman de la siguiente manera:

Figura 53. Etapa de la primera parte del diseño.

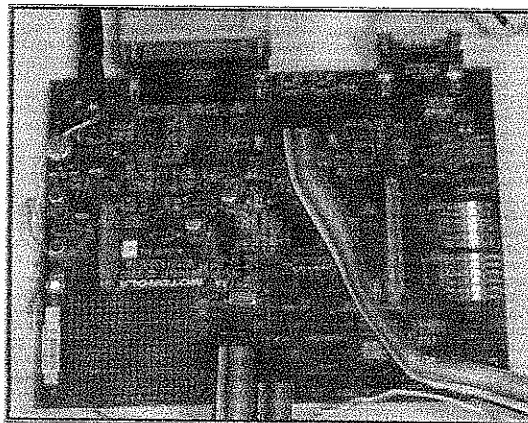


Fuente. Autor

12.1 DSP

El DSP está generando una señal PWM que lleva un voltaje máximo de 3.3 voltios, la cual ingresa a la etapa de amplificación, esta señal es lo que se llamaría la señal de control para el sistema inversor trifásico.

Figura 54. DSP 8323 de la Familia 56800 de Motorola.



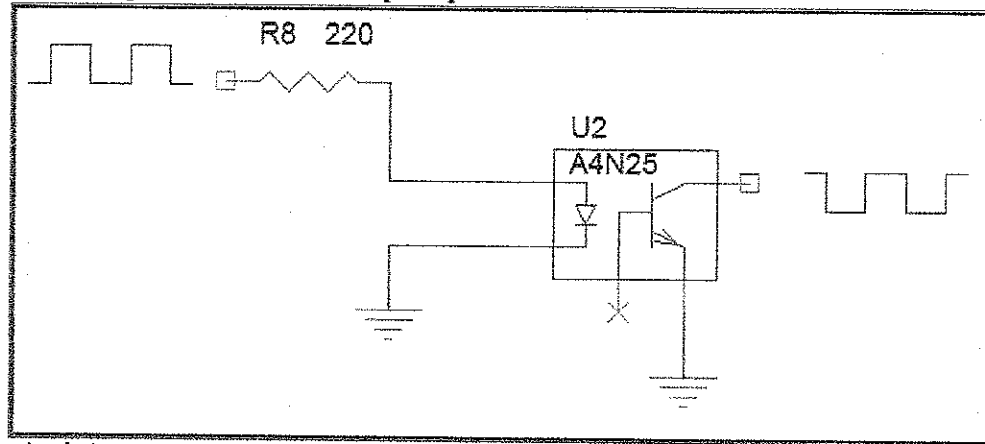
Fuente. Autor

El DSP envía señales mucho más finas y precisas para realizar la conmutación de dispositivos los cuales necesitan pulsos definidos para que exista mas confianza de que no se presenten pulsos indeseados generados por una señal con ruido, por tal motivo el módulo PWM del DSP se puede controlar de manera más realizable.

12.2 Etapa de Protección

Esta etapa esta diseñada específicamente para asilar el DSP con el resto del circuito, puesto que el DSP es sensible a corrientes y picos indeseados por lo tanto las tierras también se encuentran aisladas.

Figura 55. Esquema eléctrico de la etapa de protección del DSP



Fuente. Autor

12.3 Etapa de inversión de la señal:

Para esta etapa del diseño se utilizó el transistor 2N2222A NPN, el cual permite realizar una inversión de la señal que envió el optoacoplador. Figura 57.

12.4 Etapa de amplificación de voltaje:

Esta señal, viene formada de la misma etapa de inversión de la señal en la cual los transistores 2N2222A no solo están invirtiendo la señal sino que además están amplificando, y no la distorsiona, además es económico y no es robusto en su estructura física, lo cual lo hace una buena opción para implementar, antes de tener estos transistores como opción se había estimado como opción conectar TIP los cuales se supone que amplifican más la señal, pero como por sus características consumen más corriente, entonces, no era favorable para el funcionamiento del circuito.

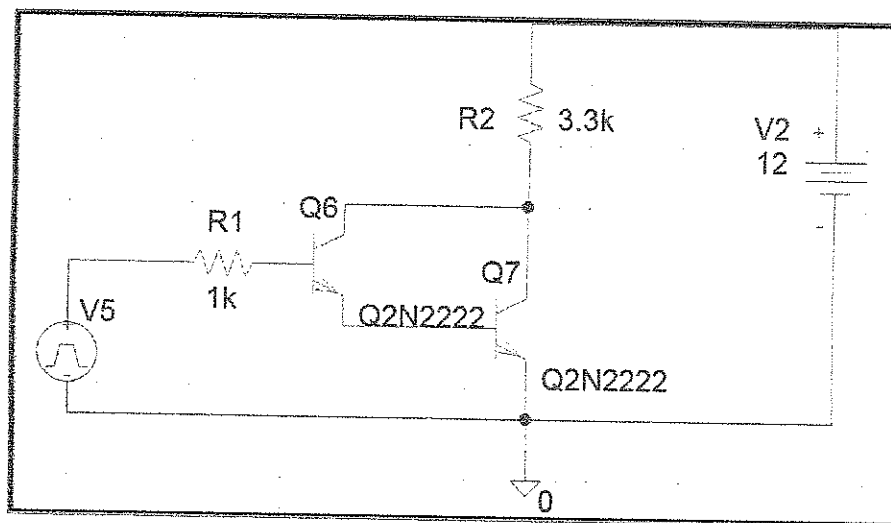
13. ESQUEMAS DE MONTAJE

13.1 Simulaciones de darlington.

Esta configuración basada en la conexión de dos transistores, tiene como característica amplificar la señal y por tanto se simula para observar como es el comportamiento que debe tener con la señal que se induce en la base del mismo. Esta configuración establece más la señal y la mantiene más constante.

13.1.1 Configuración Darlington con transistores NPN

Figura 56. Simulación de configuración Darlington con transistores NPN.

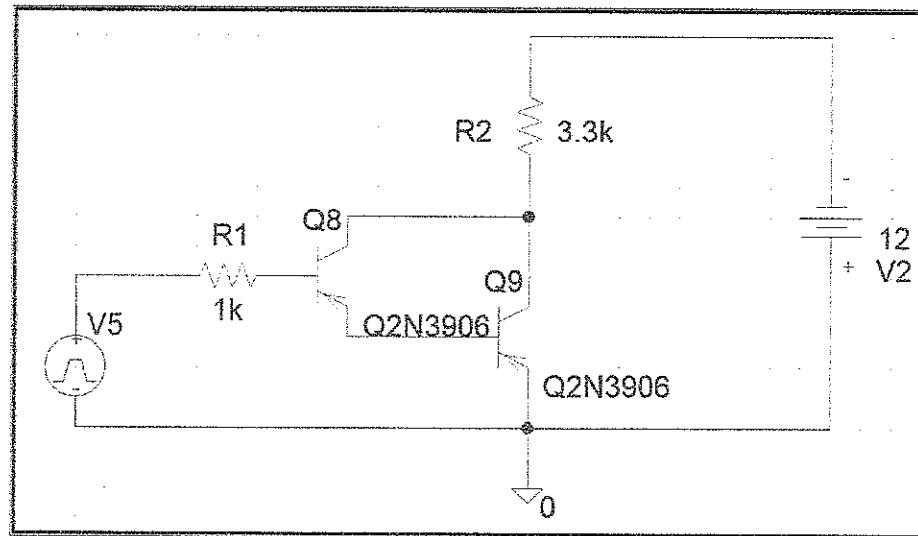


Fuente. Autor (Simulador ORCAD)

13.1.1.1 Configuración Darlington con transistores PNP

Con esta simulación se quiere observar el comportamiento de ésta configuración de los transistores a medida que se va variando el voltaje, y compararlo con la práctica real, al realizar las pruebas de selección del voltaje para actuación de los IGBT's. De esta manera se puede observar y comprobar el funcionamiento que se ha podido observar con las pruebas que ya se han hecho.

Figura 57. Esquema eléctrico de configuración Darlington para transistor PNP



Fuente. Autor. (Simulación ORCAD RELEASE).

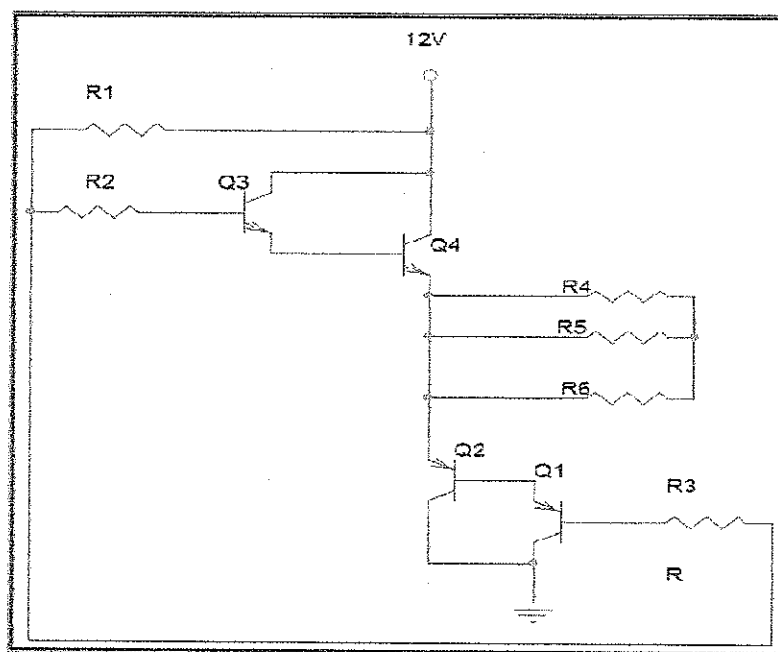
Con esta simulación se observa que comportamiento se tiene en corriente y voltaje respecto del transistor NPN y de esta forma se podrá efectuar el control para la conmutación de estos dos transistores para la activación del IGBT, encontrando así, valores de corriente y voltaje adecuados para tal proceso.

13.2 Acondicionamiento de los BD645 y BD646

Ya observando la señal que en cada tipo de configuración Darlington se genera, el siguiente paso ahora es unir estas dos configuraciones, esta forma se genera el circuito básico de la tarjeta de acondicionamiento de la señal, ahora se realiza la simulación teniendo en cuenta los puntos de conexión de entradas y salidas físicas que tiene la tarjeta, como se observa el circuito en *Circuit Maker*.⁴²

⁴² *Circuit Maker*. Herramienta de Software que simula circuitos eléctricos.

Figura 58. Conexión de la tarjeta de acondicionamiento.



Fuente. Autor Simulación en ORCAD

Esta simulación, se centra básicamente en lo que se refiere únicamente al circuito de excitación para el IGBT de potencia, el cual solo se conforma de la configuración básica de lo IGBT en configuración Darlington respectiva para cada configuración sea PNP o NPN; por lo tanto, valga aclarar que en el programa de simulación de ORCAD no se encuentra la referencia del IGBT implementado realmente por lo que se formó una configuración Darlington con dos transistores por separado, lo cual nos lleva a obtener un resultado que se espera, el cual es la señal PWM que activará y desactivará el IGBT de potencia, de acuerdo a los pulsos de esta misma señal en la base del dispositivo.

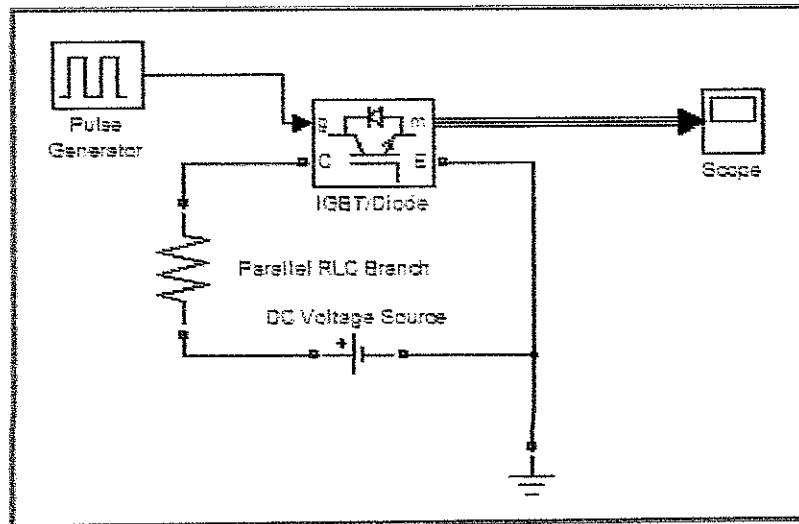
La demás configuración de la tarjeta de acondicionamiento de la señal para el IGBT de potencia, consiste simplemente en el filtrado de las señales eliminando todo tipo de ruido, por tal motivo, se simuló solo esta parte queriendo saber cuál es el comportamiento de este tipo de configuración con la señal PWM que recibe cada dispositivo y la forma como actúa en el momento de realizar la conmutación.

13.3 Conexión de los IGBT de Potencia 300GAL122D y 200GAL122D

Esta simulación se realizó con *SIMULINK*, para obtener una señal de salida en simulación en tiempo más real, pues se trata de dispositivos de potencia. La señal de salida de cada IGBT debe ser una señal sin distorsión y sin ruido, pues ésta irá a la carga trifásica que en este caso sería el motor de Inducción.

La simulación de esta da como resultado una excelente guía de los niveles de frecuencia y período que se deben aplicar en la implementación real.

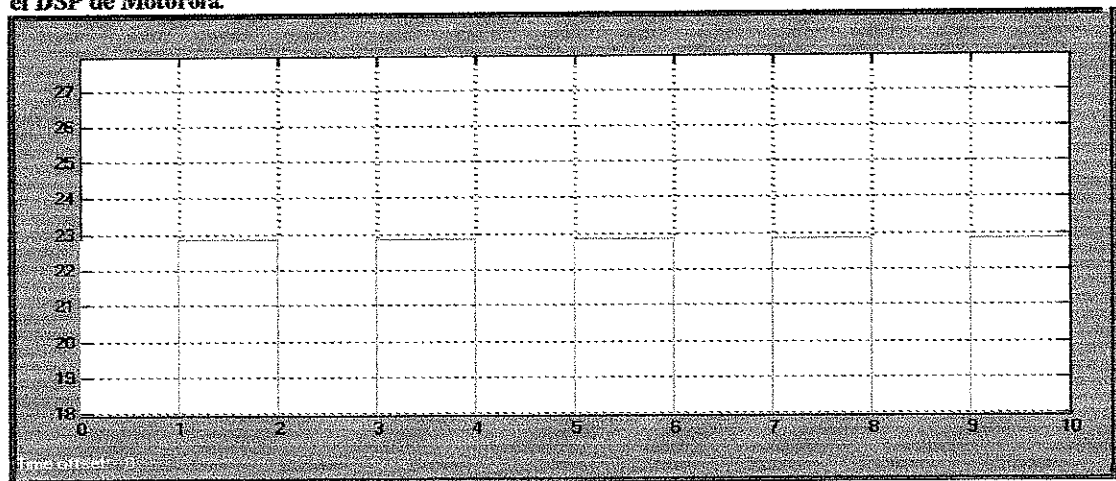
Figura 59. Esquema de la forma de conexión del IGBT de potencia., simulado en SIMULINK⁴³.



Fuente. Autor (SIMULINK – Matlab)

La figura 59. muestra una configuración sencilla de activación de un IGBT, al cual se le induce un voltaje de alimentación de 24V al colector, el cual va con su respectiva resistencia de colector para evitar que existan niveles de corriente que saturen el dispositivo, la resistencia que se colocó es de aproximadamente 1K.

Figura 60. Respuesta de la salida del IGBT de potencia respecto de la señal de PWM introducida por el DSP de Motorola.



Fuente. Autor

En la simulación anterior se puede detallar claramente los pulsos que se le inducen por el módulo de PWM del DSP, por lo tanto se puede observar la misma señal que se observa en la realidad en el osciloscopio, se pueden observar los tiempos de cambio en la señal, puesto que existe el pulso de activación y desactivación del IGBT, pero vale la pena aclarar que como se está simulando la señal enviada por el DSP, en esta gráfica este no es

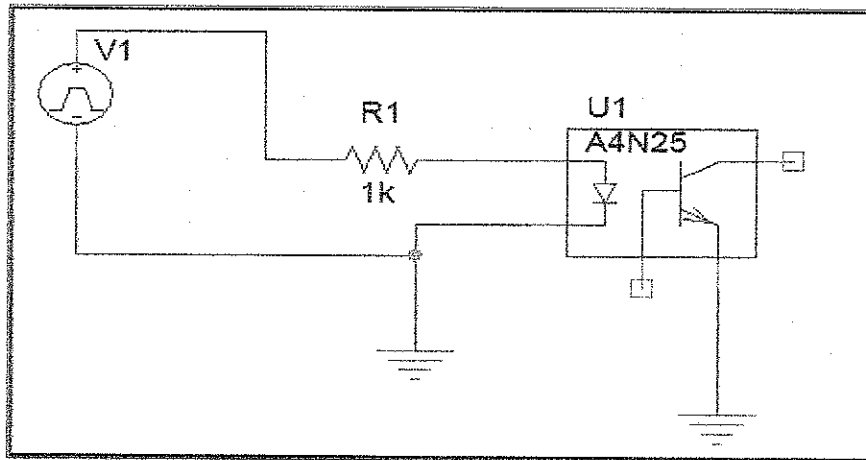
⁴³ SIMULINK. Herramienta de MATLAB para la simulación de circuitos electrónicos de potencia.

el tiempo real pues las señales es obvio que tienen frecuencia, periodos y en general tiempos diferentes.

13.4 MOC 4N25 aplicando señal PWM

La simulación de esta etapa debe comprobar que invierte la señal que se le está induciendo por el pin de entrada.

Figura 61. Esquema Eléctrico de la conexión del MOC 4N25

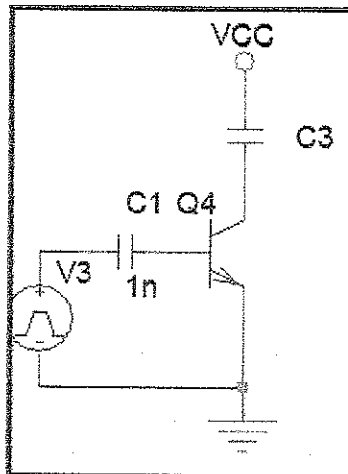


Fuente. Autor simulación en ORCAD

13.5 Amplificador de Señal PWM

Esta simulación debe mostrar en la salida (colector), una señal invertida y amplificada a un nivel de voltaje ideal para activar la tarjeta de acondicionamiento. Se debe asimismo ver que cuando se le induce un nivel de 0V desde el PWM, no debe haber salida con nivel de voltaje pues el transistor se tiene que abrir internamente para no dejar pasar ningún tipo de señal, que pueda alimentar los IGBT de la tarjeta en forma indeseada.

Figura 62. Esquema eléctrico de la conexión y configuración del transistor Q2N2222 para la amplificación de la señal.

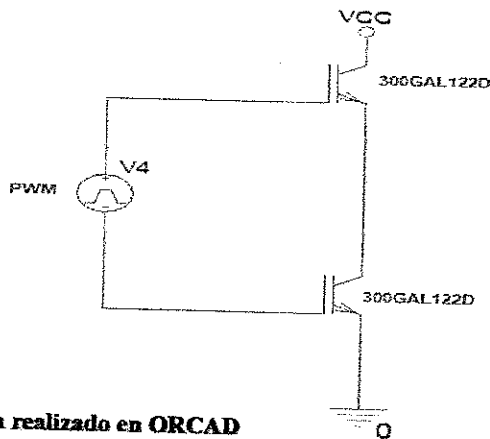


Fuente. Autor Simulación en ORCAD

13.6 Señal PWM a Inversor Medio Puento

La conmutación de acuerdo a los pulsos que le están ingresando a la base de cada IGBT por lo tanto se debe reconocer en cada dispositivo el tipo de pulso de PWM por tanto debe conmutar correctamente cada IGBT. La simulación guía para el acondicionamiento de la señal que deben trabajar y la forma como se deben conectar los IGBT, el resultado se debe ver en la carga que se coloca a la salida de los IGBT.

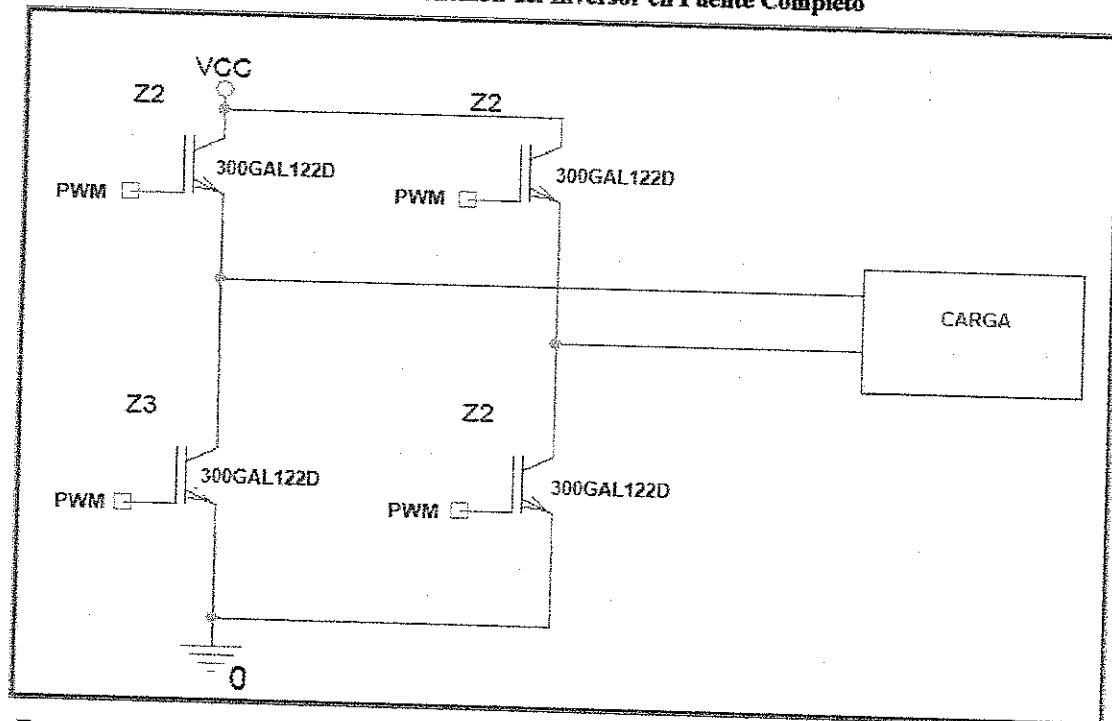
Figura 63. Esquema eléctrico de la conexión del Inversor en medio puente



Fuente. Autor. Esquema realizado en ORCAD

13.7 Señal PWM a Inversor en Puente Completo

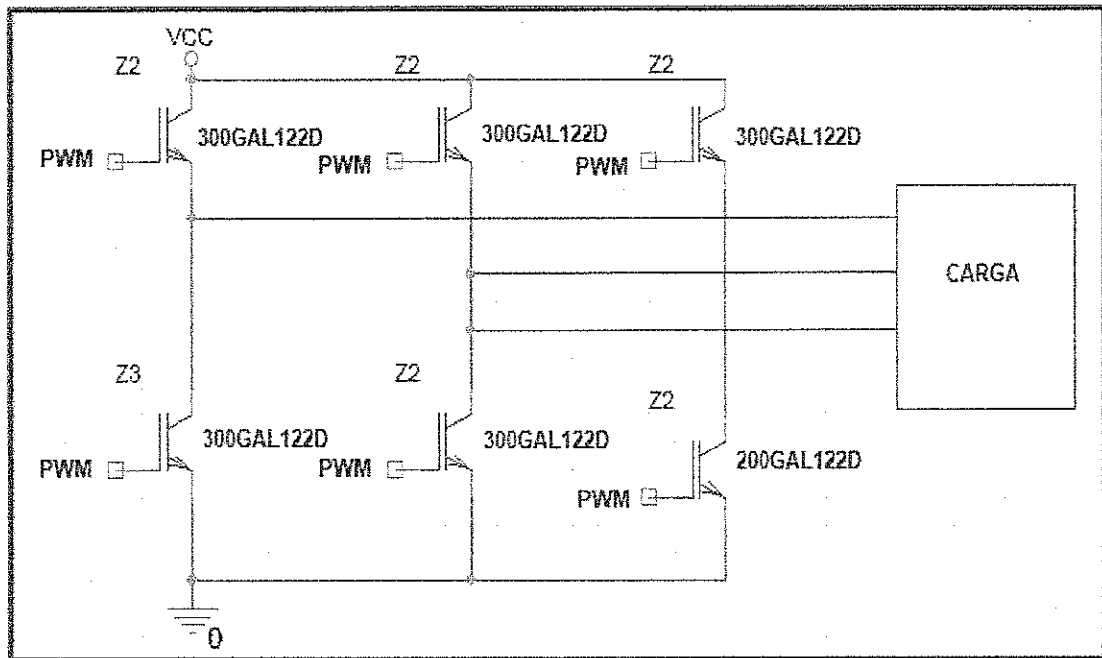
Figura 64. Esquema eléctrico de la conexión del Inversor en Puente Completo



Fuente. Autor, Esquema en ORCAD

13.8 Señal PWM en Inversor Trifásico

Figura 65. Esquema eléctrico de la conexión del inversor trifásico



Fuente. Autor Esquema en ORCAD

13.9 Pruebas

Lo primero que se realiza es el reconocimiento de cada uno de los dispositivos que se van a utilizar entre los cuales se tienen:

- ✓ La tarjeta del circuito de disparo
- ✓ El IGBT
- ✓ DSP (Digital Signal Processing)

Para comenzar a probar la tarjeta primero hay que realizar el desglosamiento de los elementos que la componen, por lo tanto se va a extraer el circuito de la tarjeta, del cual se encontró elementos como condensadores, resistencias y diodos, cada uno cumpliendo una función específica dentro del mismo circuito de disparo, por lo tanto como ya anteriormente se indicaron las características de los tiristores y de los diodos implementados, puesto que no son de referencias comunes y son diodos supresores de transitorios de voltaje por lo que se tuvo que dar a conocer sus características principales.

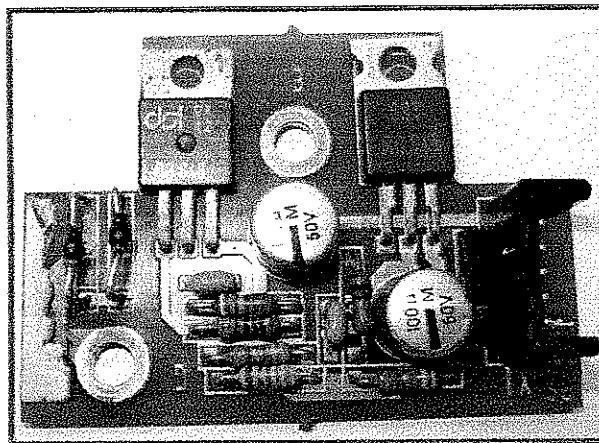
1. Se realizan pruebas de continuidad para ver que las conexiones en forma física estén correctamente en cada una de las tarjetas, dentro de esta prueba se encuentra comprobar la configuración Darlington de los transistores.

2. Inducir pequeños valores de voltaje en cada uno de los transistores de la tarjeta para comprobar por medio de un multímetro y un osciloscopio que las salidas de cada uno sean las deseadas.
3. Comprobar que con los 3.3 y/o 4.5 Voltios del DSP (valor de voltaje inducido por el DSP al 50% y/o 100%), reaccionen de forma que puedan brindar a la salida un voltaje ideal para activar los IGBT de potencia.

13.9.1 Prueba de funcionamiento de BD645 Y BD646

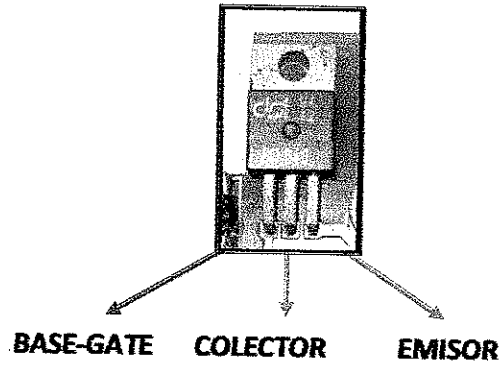
Primero se realizaron las conexiones en cada uno de sus pines identificando base, colector y emisor de cada uno de ellos, luego se realizaron las primeras pruebas con el transistor BD645 que es de configuración Darlington NPN, por lo tanto según su hoja de especificaciones se le induce un voltaje de 5.0 Voltios en Base- Emisor por lo tanto teniendo en cuenta su configuración normal y con una fuente de alimentación de 10V a 12V, se comienza a alimentar el transistor y lo que quiere observar es el voltaje generado entre emisor-base, pues este es el voltaje que se va a requerir para la activación y control de los IGBT de potencia, por lo tanto se comienzan a variar los voltajes desde un valor de 3, 3.5, 4, 4.5 y 5 Voltios que es el valor máximo que soporta este dispositivo, asimismo un problema que se presenta es el manejo de corrientes puesto que hay que acondicionar valores reales que sean ideales para el control de los IGBT's, por lo tanto se debe tener en cuenta que la corriente máxima del BD645 Y BD646 es de 8 Amperios.

Figura 66. Tarjeta del circuito de disparo de IGBT con los transistores BD645 y BD646



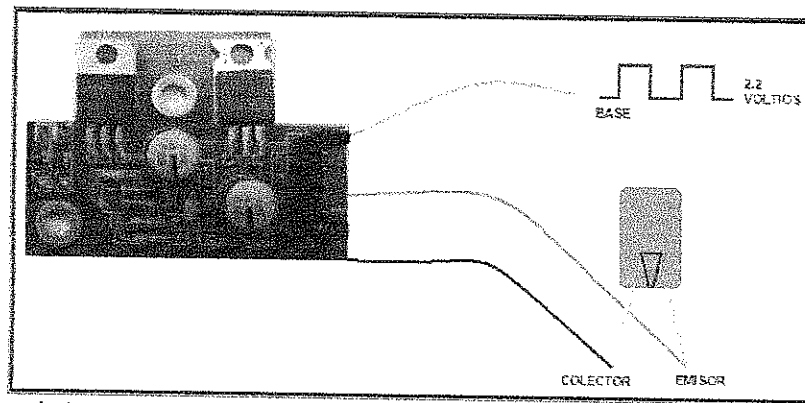
Fuente. Fotografía - Autor

Figura 67. Distribución de pines para conexión de transistor real



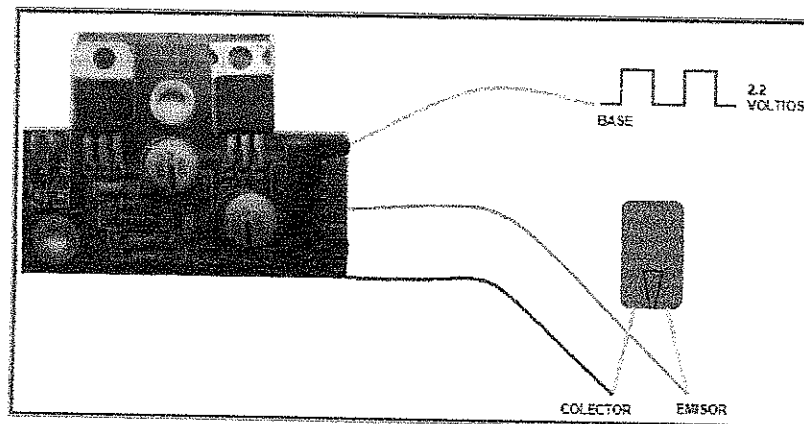
Fuente. Fotografía - Autor

Figura 68. Prueba de conmutación con la tarjeta de disparo en estado de activación



Fuente. Fotografía - Autor

Figura 69. Prueba de conmutación con la tarjeta de disparo en estado de desactivación



Fuente. Fotografía - Autor

Las pruebas que se realizaron con la tarjeta y el led, se baso en aplicar la teoría de activación los IGBT en forma general, pero lo que se realizó fue hacer conmutar al IGBT solo sin el acondicionamiento del circuito que lo componen en la tarjeta, de esta manera

ya sabiendo la forma como se comporta cada dispositivo se puede con confianza realizar en una prueba la alimentación del dispositivo con la tarjeta y predecir el tipo de señal que debería generar.

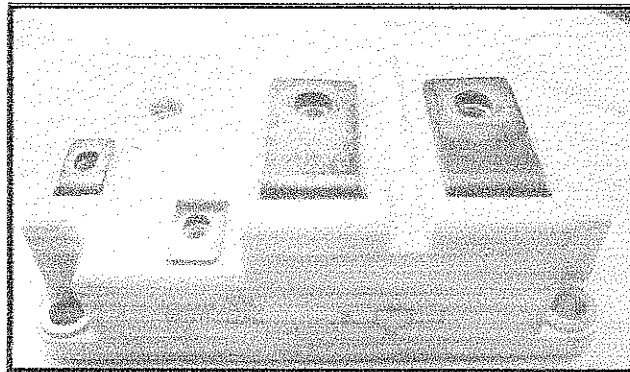
De esta manera se realizaron las pruebas sobre el dispositivo para encontrar voltajes y corrientes ideales, aunque se presentan problemas con la corriente en el colector puesto que es muy alta y para tal caso es recomendado utilizar una resistencia de potencia con la cual se pueden abolir niveles de corriente que pueden ocasionar daños en el transistor, y en la tarjeta de disparo. Por esto, como se indico anteriormente se probaron con valores pequeños de voltaje y se fue variando poco a poco hasta encontrar el valor ideal, por tanto constantemente se tuvo que variar el valor de resistencia y potencia.

Otro de los problemas presentados durante la prueba, se detectó cuando todo estaba conectado correctamente pero el transistor no estaba haciendo ningún tipo de conmutación, por lo que se detecto que luego de las resistencia tanto de base como de colector no había ningún tipo de voltaje, por tanto en ello también interfirió el valor de la resistencia, por tanto esta resistencia en cada pin tenia que abolir el problema de corriente y dejara pasar el voltaje correcto hacia los pines del transistor.

Las pruebas para verificar que si estuviera realizando la conmutación se realizó con un led, puesto que en las primeras pruebas se hizo con un bombillo de 15Wattios y aunque era muy pequeño requería de mayor voltaje por lo que se corría el riesgo que al aumentar el nivel de voltaje en la base del transistor se calentar y por lo tanto sobrepasara sus limites de tensión por lo que dañaría el dispositivo, por lo tanto se recurrió a un led con el cual por lo que consume para su encendido solo 1.5 Voltios, fu ideal, y de esta manera se encontró que la conmutación la estaba realizando de manera correcta el transistor con niveles de de 2.0 Voltios.

13.9.2 Prueba de Funcionamiento de los IGBT's

Figura 70. Estructura Física del IGBT 300GAL122D



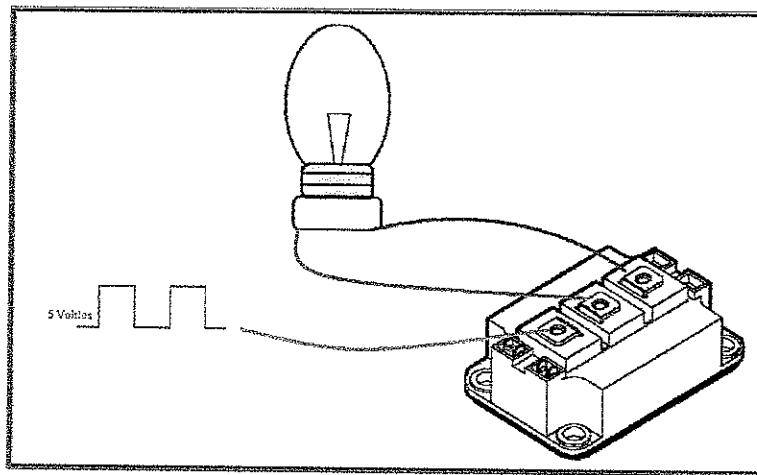
Fuente. Fotografía - Autor

La primer prueba que se realizó con este IGBT, donde se probó su funcionalidad tuvo su aplicación teniendo en cuenta el circuito de configuración interna del mismo, por tanto según este circuito de configuración el cual como se puede observar en la figura xx externamente el lo trae ilustrado a modo de guía para las conexiones externas.

Asimismo se probó alimentando el IGBT por colector a 24Voltios, y por base se varió desde 5 hasta 20 Voltios, asimismo como la finalidad es probar que este realizando la conmutación con el cambio d nivel de tensión, por este motivo se conecto un bombillo entre colector y emisor para observar que se haya cerrado o abierto el circuito en totalidad para que no haya riesgo que se presenten tensiones que activen el IGBT de manera indeseada lo cual causaría estragos en todo el sistema.

Los resultados obtenidos fueron los siguientes:

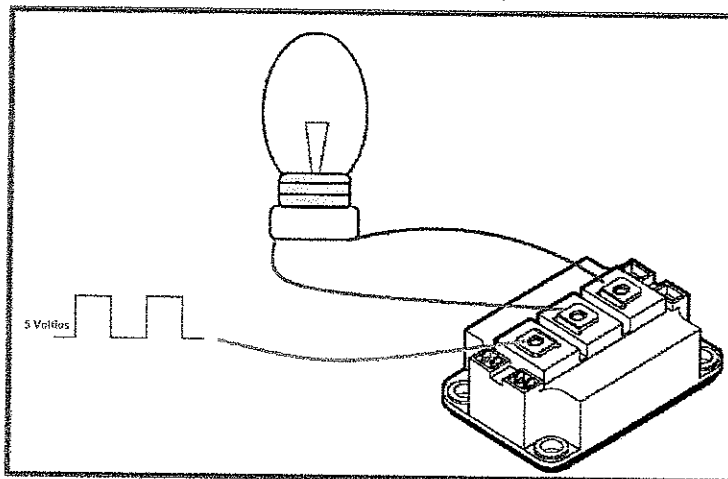
Figura 71. Esquema de la prueba de conmutación con los IGBT en activación.



Fuente. Autor

1. Cuando se le induce un voltaje de 5 ó más voltios en base, se energiza el IGBT y se abre el circuito por tanto se apaga el bombillo.

Figura 72. Esquema de prueba de conmutación con IGBT, es estado de desactivación.

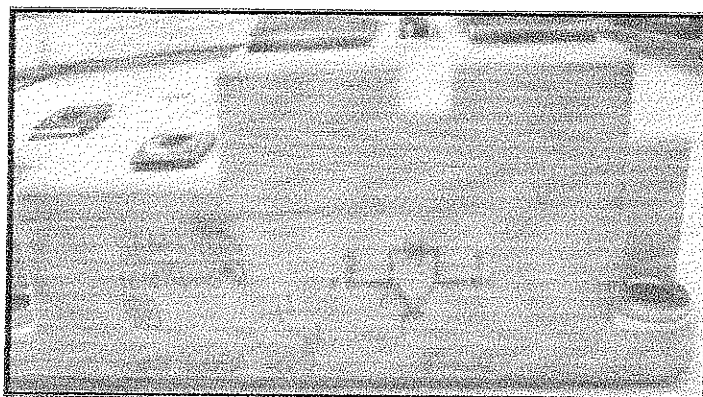


Fuente. Autor

2. Al no inducir tensión de cero Voltios se desenergiza el IGBT por tanto está cerrado el circuito y energiza ó enciende el bombillo.

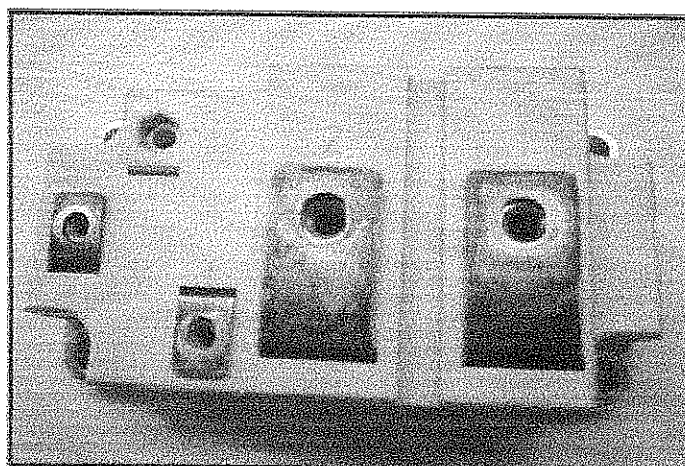
Por tanto se puede comprobar que el IGBT tiene una configuración negativa, quiere decir que según el comportamiento común de un IGBT cuando se energiza se cierra el circuito interno por tanto hace la conmutación para activar, pero en ese caso este tipo de IGBT tiene una lógica inversa que también es válida dentro del contexto de los IGBT's.

Figura 73. Circuito interno del IGBT dado por el fabricante



Fuente. Fotografía - Autor

Figura 74. Vista de Ariba del IGBT. Aquí se pueden ver los pines de conexión.



Fuente. Fotografía Autor.

Para la conexión externa del IGBT se debe tener en cuenta los pines de conexión que el mismo indica:

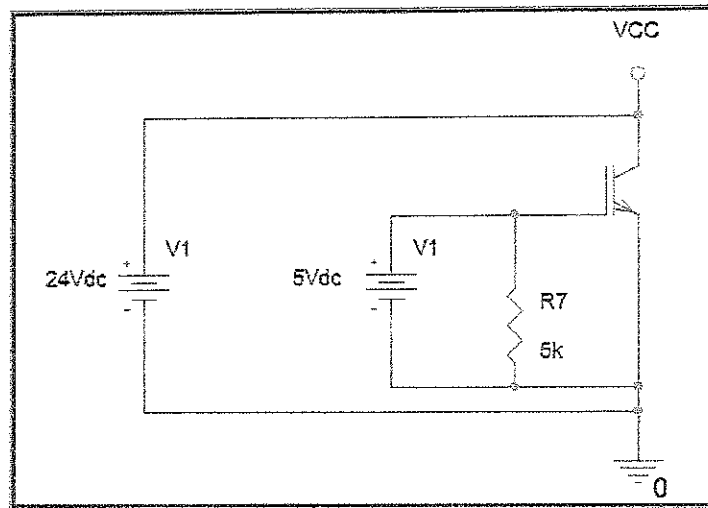
- Pin 1: Este pin de conexión corresponde al colector, por medio del cual se alimenta el dispositivo con 24Voltios fijos.

- Pin 2: Este Pin corresponde al emisor el cual también tiene conexión con el pin 3 el cual va directamente conectado a la tarjeta de disparo que se conocerá más adelante.
- Pin 5: Este pin es la base, al cual se le induce un voltaje que se está variando de acuerdo al tiempo de conmutación que requiera cada IGBT.

13.9.3 Funcionamiento en cada uno de los IGBT:

Los IGBT se probaron de una manera sencilla pero práctica y efectiva para saber que su funcionamiento es correcto, pues anteriormente se realizaron algunas pruebas, de las cuales aunque se tenían unos tiempos de conmutación no eran los ideales pues funcionaban solo en cierto momento, además se estaba generando una corriente muy grande, por lo que al conectar se necesitaba una resistencia de potencia, la cual se calentaba de un modo exagerado, por lo tanto se probó de la forma correcta, con una resistencia entre base y emisor, en el mismo punto de conmutación del IGBT. El diagrama se muestra en la figura xx.

Figura 75. Circuito de conexión con la que se realizó la prueba de funcionamiento a cada IGBT de potencia e forma individual.



Fuente. Autor (Esquema - ORCAD)

13.9.4 Acondicionamiento de la señal PWM

Luego de realizar las diferentes pruebas se efectúa e cambio de período y frecuencia en la señal PWM, hasta alcanzar la señal ideal para el comportamiento efectivo en los IGBT de potencia.

Figura 76. Ventana de programación de señal PWM de prueba en el PROCESADOR EXPERTO

Bean Inspector PWM1 :PWMMC

Bean Items Visibility Help Peripheral Initialization >

Properties	Methods	Events	Comment
✓ Frequency	500 Hz	high: 500 Hz	
✓ Output Frequency	500 Hz		
✓ Same frequency in modes	no		
[-] PWMA			
✓ PWMA prescaler	Auto selected prescaler	high: 4	
✓ Reload	1		
✓ Half cycle reload	no		
[+] Hardware acceleration	Disabled		
✓ Dead-time	17 μ s	high: 17 μ s	
[-] Correction	Enabled		
✓ Correction	method 1		
[+] Internal correction logic	Disabled		
[+] Pins	Disabled		
[-] PWM pairs	Enabled		
✓ PWM Pair 0	top		
✓ PWM Pair 1	top		
✓ PWM Pair 2	top		
[+] Interrupt service/event	Disabled		
[-] Channel 0			
✓ Channel	PWModA0	PWModA0	
✓ PWM pin	PWMA0_GPIOA0	PWMA0_GPIOA0	
✓ PWM pin signal			
✓ Duty	50 %	high: 1kHz	
✓ Pin PWM0 active	no		
✓ Output software control	no		
✓ Mask channel	no		
✓ Mask fault 0	yes		
✓ Mask fault 1	yes		
✓ Mask fault 2	yes		
[-] Channel 1			
✓ Channel	PWMA1	PWModA1	
✓ PWM pin	PWMA1_GPIOA1	PWMA1_GPIOA1	
✓ PWM pin signal			
✓ Duty	50 %	high: 1kHz	
✓ Pin PWM1 active	no		
✓ Output software control	no		
✓ Mask channel	no		
✓ Mask fault 0	yes		
✓ Mask fault 1	yes		
✓ Mask fault 2	yes		

BASIC ADVANCED EXPERT

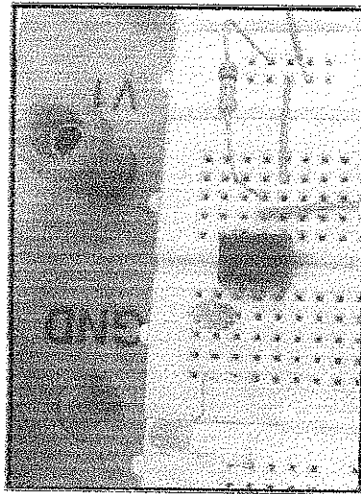
Fuente. Diseño e implementación de prácticas de laboratorio para procesamiento digital de señales utilizando DSP's de la Familia 56800 de Motorola. Julián Avendaño.

13.9.5 Optoacoplamiento de la Señal

Primero se realizó el montaje de una sola etapa, vale la pena aclarar que cada etapa lleva un optoacoplador 4N25 para la protección del DSP e independizar cada una de las seis señales que se requieren para el prototipo.

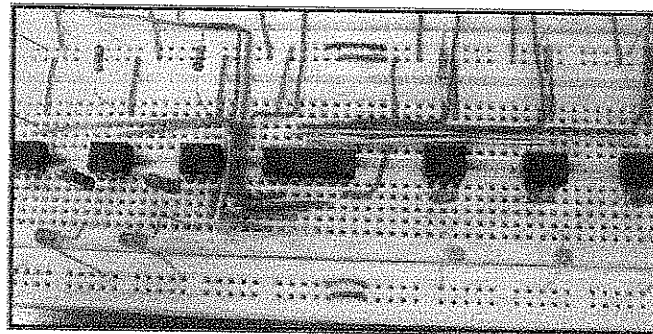
Como se pudo observar en la simulación realizada de esta etapa, la señal que se genera es la señal invertida de la que ingresa, por tanto, como se requiere una señal sin distorsión, se probaron varias configuraciones del optoacoplador 4N25 y valores en resistencia del mismo, se obtiene una señal PWM invertida ideal, como se muestra en la figura xx:

Figura 77. Implementación real del 4N25, en una señal.



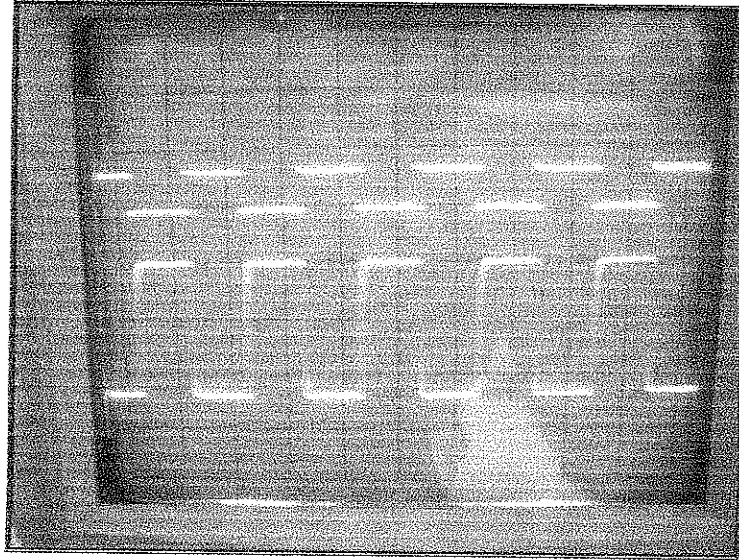
Fuente. Fotografía – Autor

Figura 78. Implementación de las seis señales optoacopladas.



Fuente. Autor.

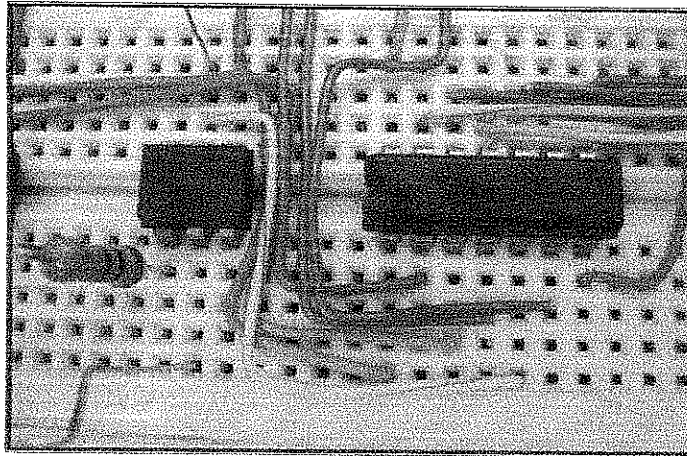
Figura 79. Señal real generada a la salida del optoacoplador



Fuente. Fotografía - Autor

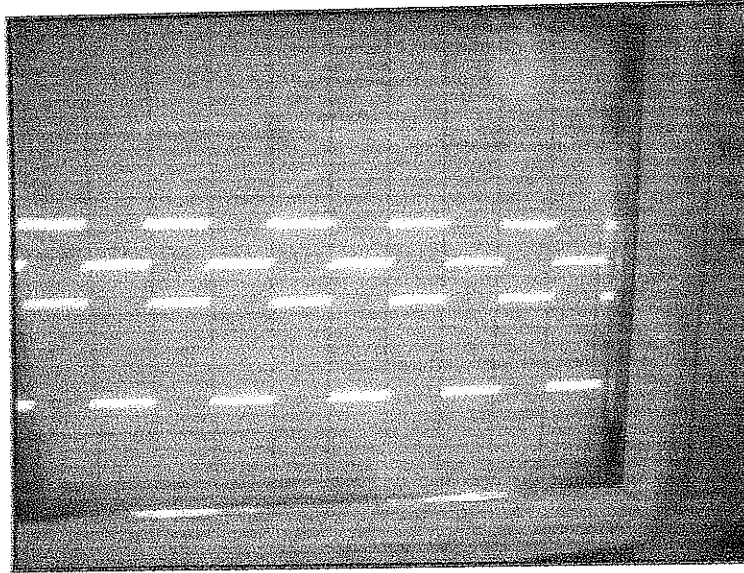
Luego de haber obtenido una señal ideal, se añade una compuerta *NOT 74LS04* que invierte la señal a la salida para obtener la PWM positiva, como se muestra en la figura 81:

Figura 80. Implementación real de la negación de la señal



Fuente. Fotografía - Autor

Figura 81. Señal de salida del optoacoplador comparada con la señal de salida de la NOT



Fuente. Fotografía - Autor

Como se puede observar las señales resultantes son ideales, especialmente la salida de la NOT, por tal motivo, ahora se realiza el montaje de las seis señales que se requieren para el Inversor Trifásico.

Luego a cada etapa se le hacen las mismas pruebas que se realizaron para la primera etapa, y el resultado obtenido son señales sin distorsión, las seis señales son independientes una de la otra para evitar inducción de señales indeseadas que se sumen ó afecten a las salida.

Cada señal tiene la misma amplitud y período que las otras, por lo tanto esta etapa es correcta en funcionamiento. El único problema que se llegó a presentar fueron las tierras, pero se superó realizando correctas conexiones e independizándolas de la tierra del DSP.

13.9.6 Amplificación de la Señal

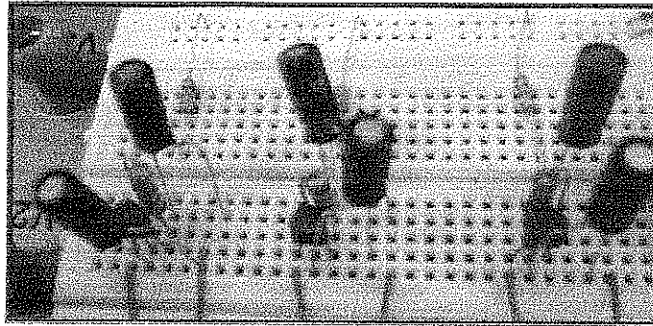
Las señales obtenidas de cada salida de la compuerta NOT, a pesar de ser señales sin ruido, son señales de bajo voltaje por lo tanto no se pueden ingresar a la tarjeta de acondicionamiento.

Para solucionar este problema se probaron varios tipos y configuraciones de transistores, se realizaron pruebas con un TIP 122, TIP 31C y finalmente con un Q2N2222, éste último mostró un comportamiento en el circuito mucho más efectivo, por lo tanto se implementó el 2N2222, este tipo de transistor a pesar que su estructura física no es robusta como los otros transistores, si contiene las características físicas y eléctricas adecuadas.

Como se realizó en la etapa de optoacoplamiento, en esta etapa, se probó en una sola etapa con una sola señal de la NOT, ahora, varias configuraciones y tipos de amplificadores fueron implementados, pero no se obtuvieron resultados positivos, por lo tanto se implementó el circuito de *estabilización del sistema por el emisor*, que además de enviar a la salida una señal amplificada sin ruido, elimina todos los problemas de corriente que puedan presentar, puesto que como se observa en la figura xx (circuito de simulación), tiene 2 filtros, uno en la entrada y otro en la salida que mejoran el comportamiento de la señal y regulan la corriente que desestabilizan al transistor.

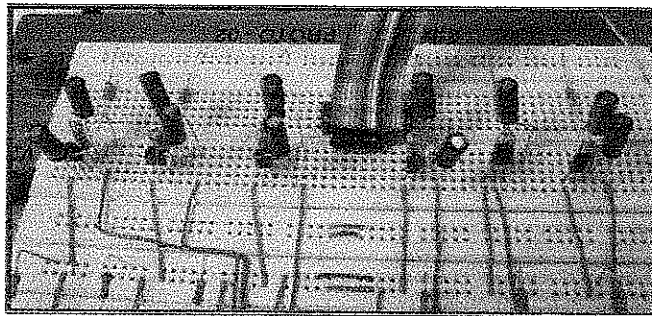
Ahora viendo en el osciloscopio que la señal de salida es ideal, se implementa el mismo circuito para las cinco señales restantes de la compuerta NOT.

Figura 82. Implementación real de la etapa de amplificación



Fuente. Fotografía - Autor

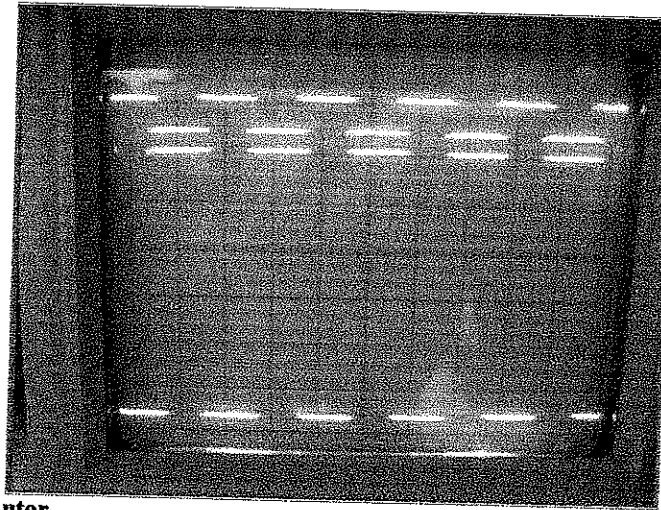
Figura 83. Implementación real de las seis señales amplificadas.



Fuente. Autor.

La señal resultante o señal de salida es ideal pues el nivel de voltaje se amplifica a 6.3 V, que es un nivel aceptado dentro del rango de valores para activar la tarjeta de acondicionamiento y obtener una salida correcta, la señal se puede comprobar con los resultados que muestra el osciloscopio.

Figura 84. Señal de salida del amplificador comparada con la salida de la compuerta NOT



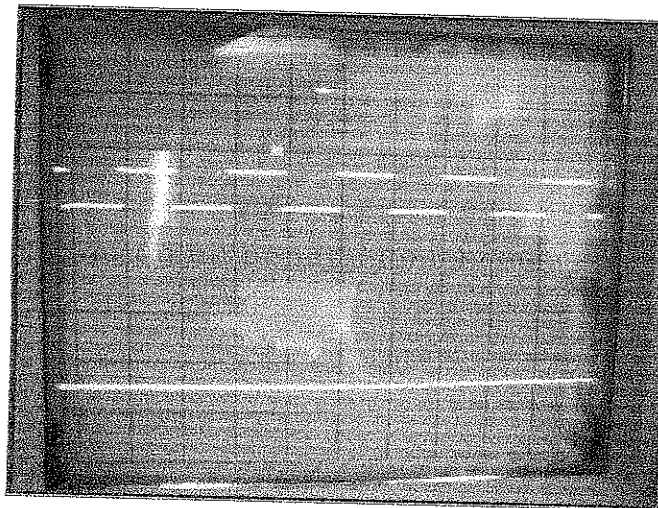
Fuente. Fotografía - Autor

13.9.7 Señal PWM a tarjeta de Acondicionamiento

Las simulaciones que se realizaron de esta etapa, muestran resultados que se deberían obtener en la implementación física, por tanto, con la guía de la configuración de la tarjeta (ver figura de simulación de la tarjeta), se realizan las correctas conexiones, de acuerdo con los valores de voltaje que se requieren para alimentar la tarjeta, según la hoja de especificaciones de cada IGBT que la conforma. *Ver A1 y A2.*

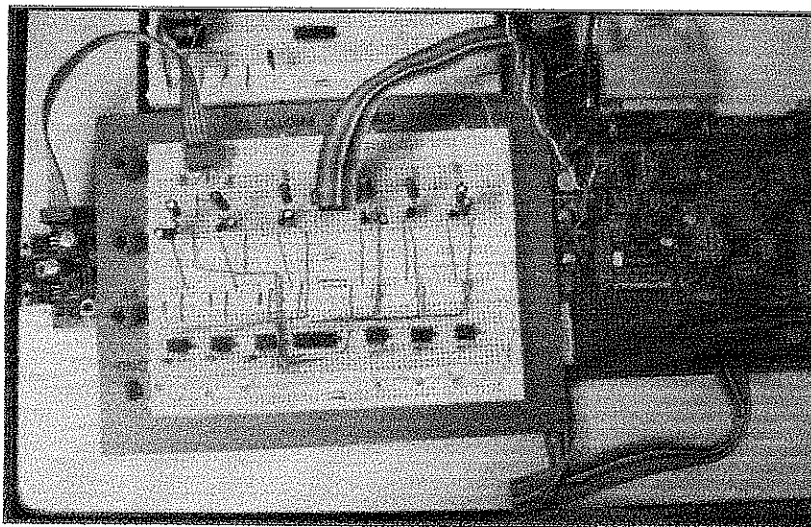
Por tanto se realiza la conexión de la siguiente manera:

Figura 85. Señal PWM enviada del DSP.



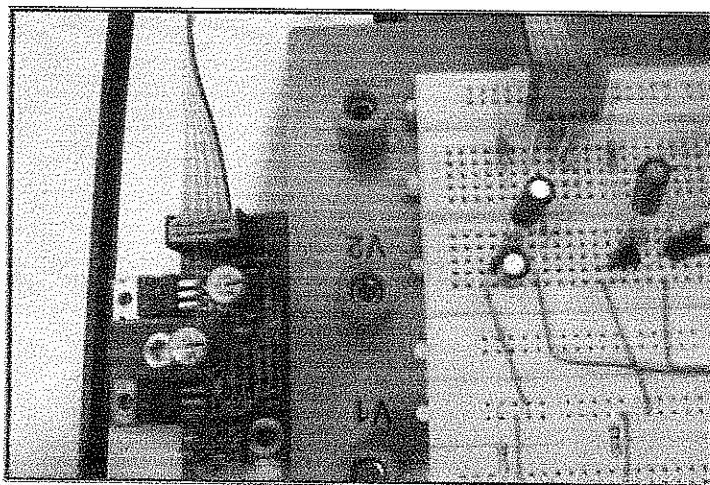
Fuente. Autor.

Figura 86. Implementación del PWM a la tarjeta de acondicionamiento.



Fuente. Autor.

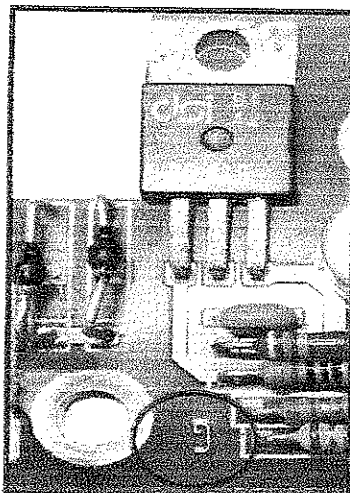
Figura 87. Conexión real a la tarjeta por medio del bus de datos



Fuente. Autor

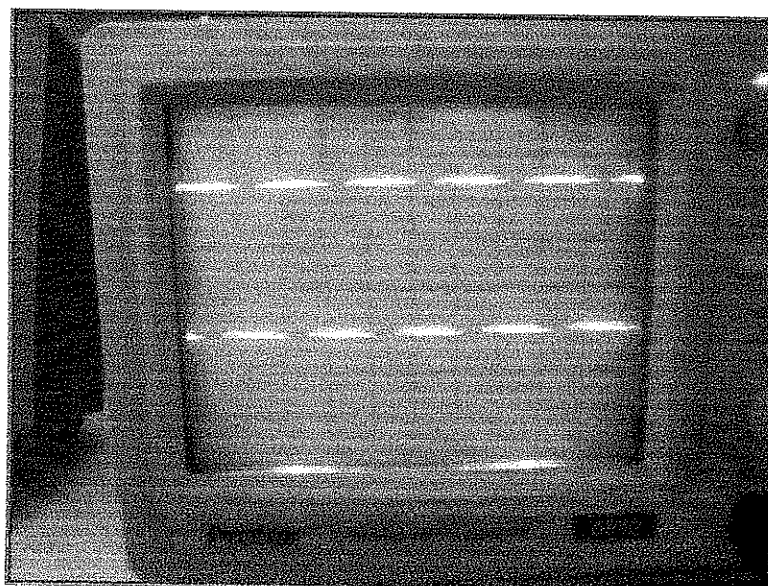
Al colector de la tarjeta se le ingresan los mismos 12V de los transistores 2N2222, emisor a tierra y a la base entran los 6.3V de la señal PWM que viene de la salida de los transistores 2N2222, luego se observa la salida de la tarjeta en el pin indicado como "G" que es el GATE ó salida total de la tarjeta y entrada al IGBT de potencia.

Figura 88. Pin de Salida de la tarjeta



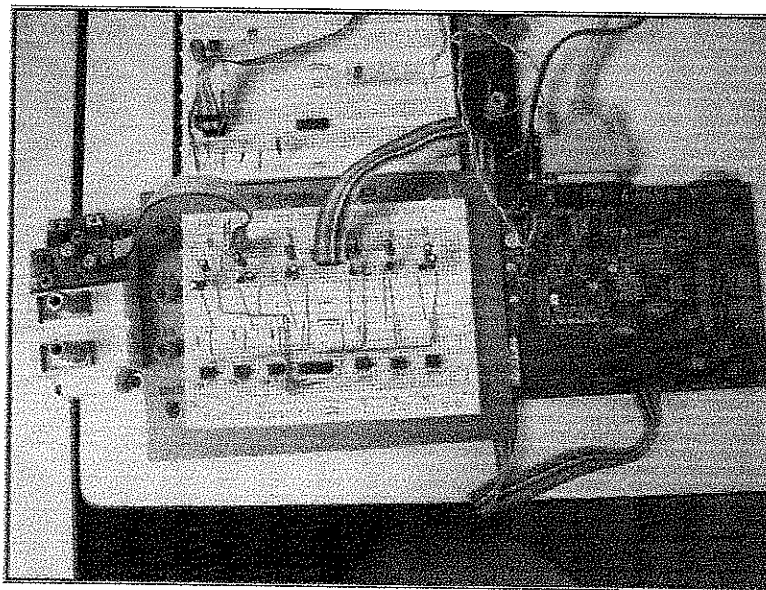
Fuente. Autor

Figura 89. Señal real a la salida de la tarjeta con acoplamiento de todo el circuito



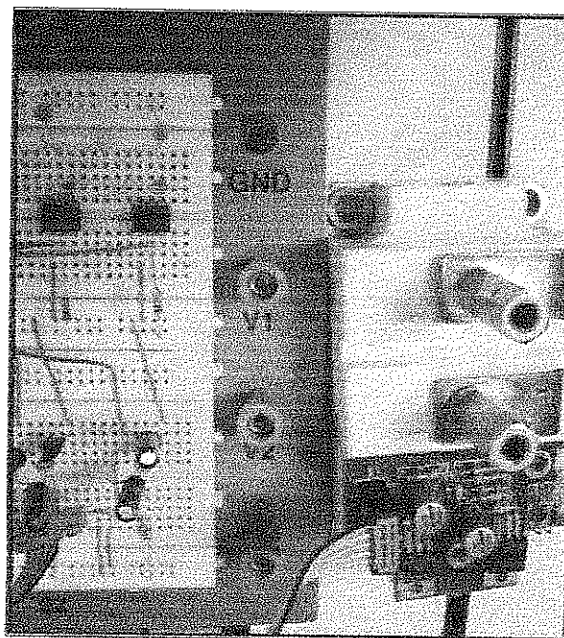
Fuente. Autor

Figura 90. Implementación y acoplamiento del sistema a un IGBT de potencia



Fuente. Autor

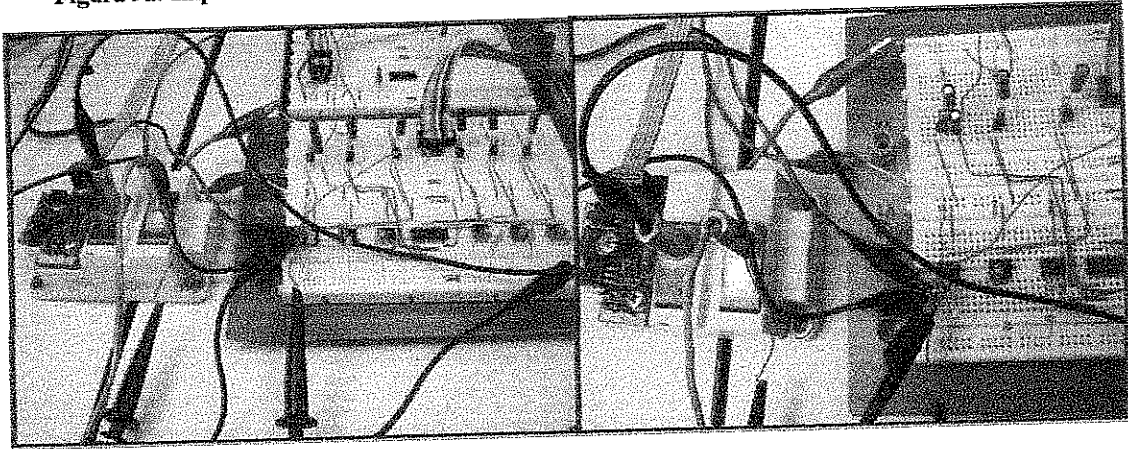
Figura 91. Implementación de el IGBT y la tarjeta de acondicionamiento.



Fuente. Autor

Cabe indicar que como se esta trabajando con un tipo de transistor, de mayor gama, pero tiene comportamiento como cualquier otro tipo de transistor, se invierte la señal a la salida, por lo tanto sale negada, pero se deja así puesto que el IGBT de potencia también presenta esta comportamiento y a la salida total se tendría una señal PWM positiva ideal.

Figura 92. Implementación del IGBT de Potencia con señal PWM.



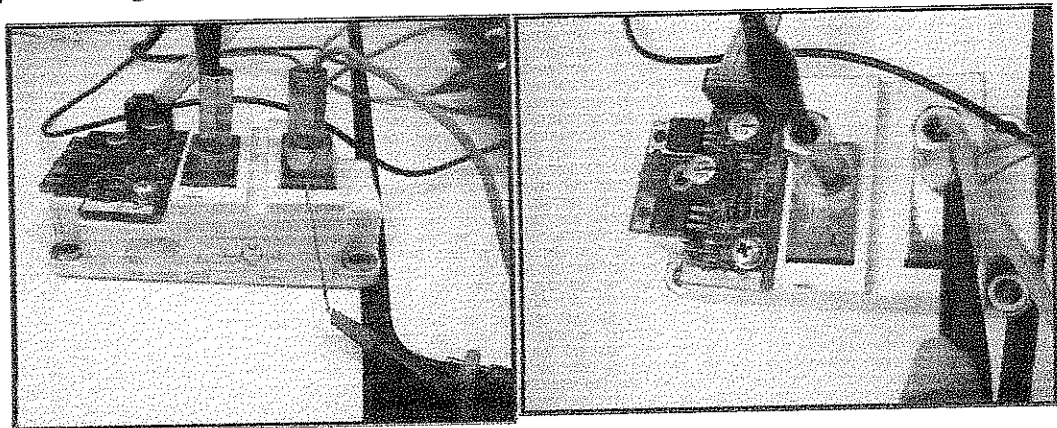
Fuente. Autor

Figura 94. Señal de salida del IGBT de Potencia.



Fuente. Autor.

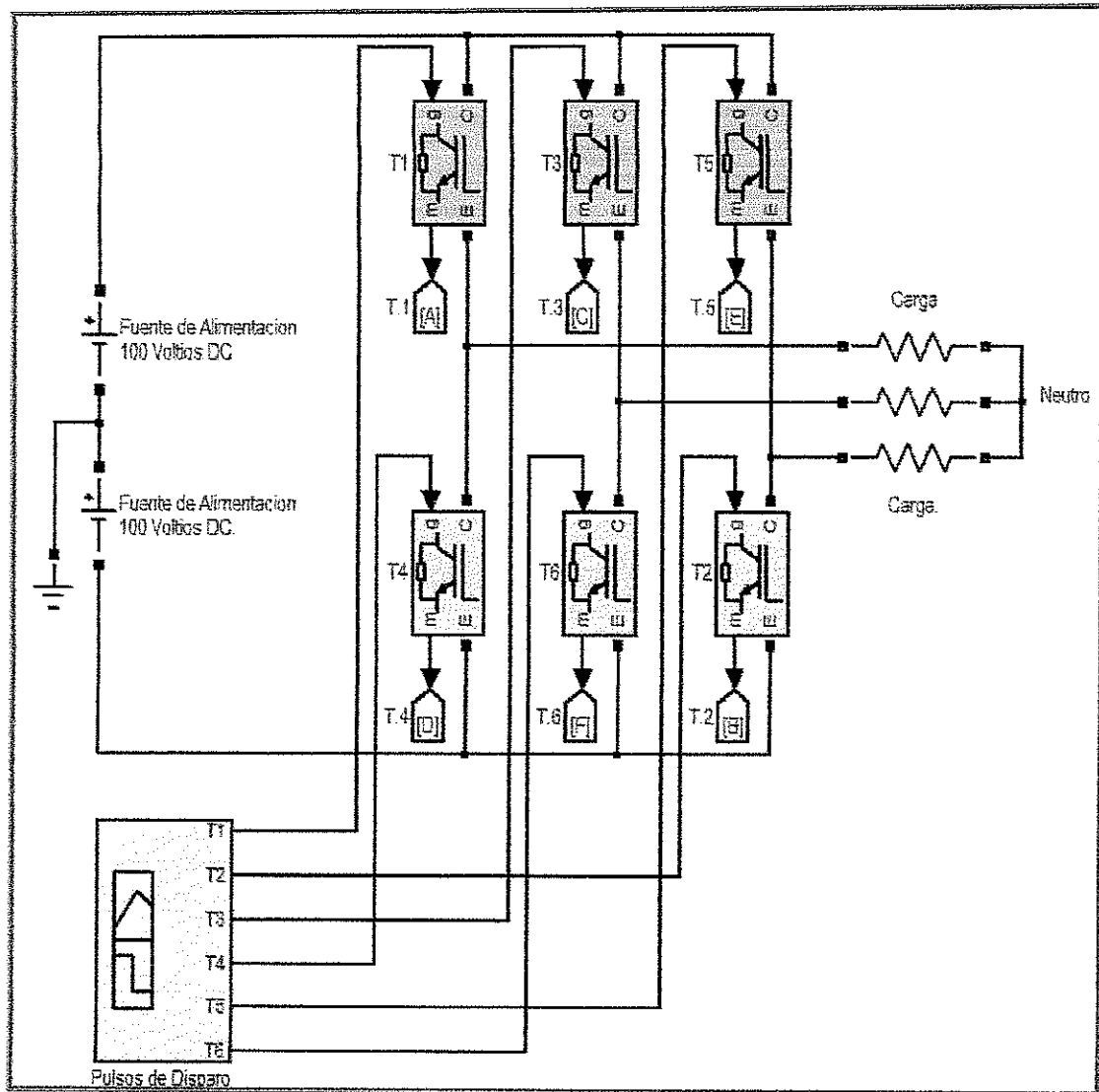
Figura 95. Fotografía de IGBT en funcionamiento en el momento de observar la señal de salida



Fuente. Autor.

15. SIMULACIONES

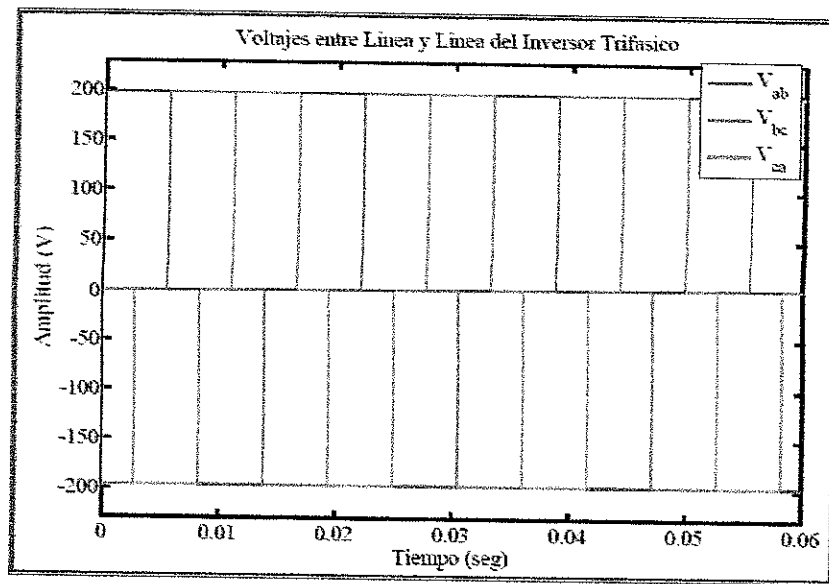
Figura 96. Inverso Trifásico



Fuente⁴⁴.

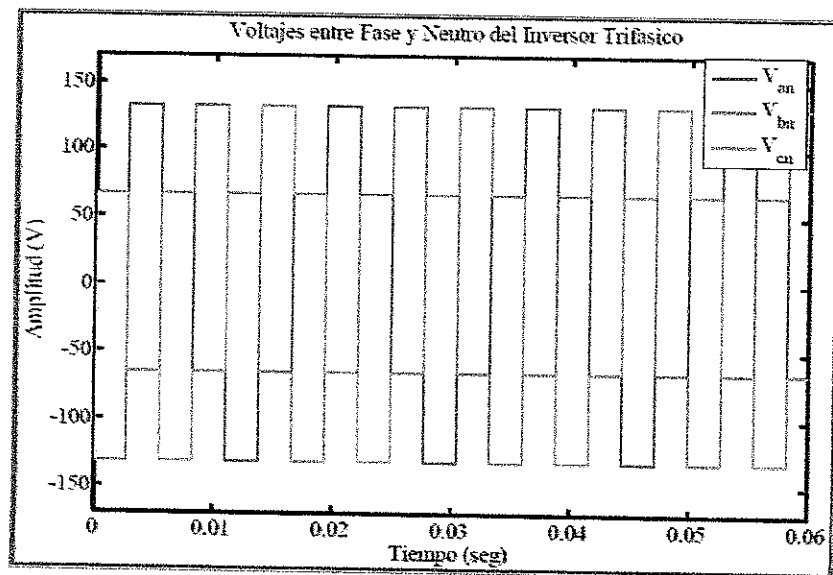
⁴⁴ Inversor trifásico implementado con los IGBT de SEMIKRON, esta simulación fue realizada en MATLAB con la herramienta del SimPowerSim , SIMULINK.

Figura 97. Voltajes entre línea para una carga lineal a la salida del inversor trifásico de la figura (anterior)



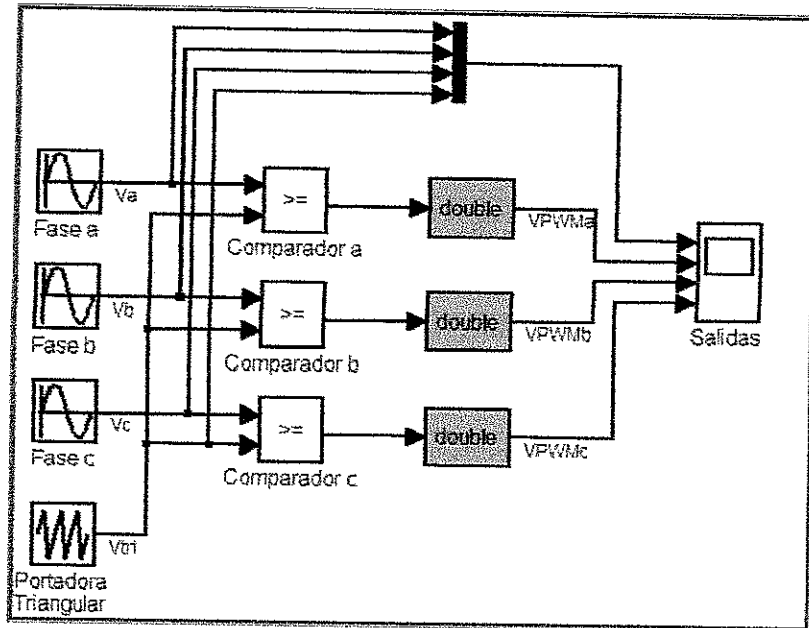
Fuente. Simulación Autor, SIMULINK de MATLAB

Figura 98. Voltajes entre fase y neutro a la salida del inversor trifásico



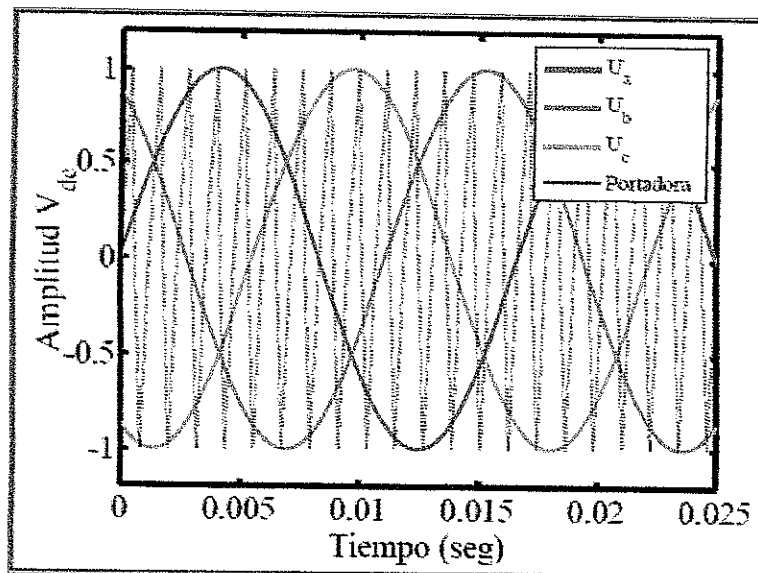
Fuente. Autor (SIMULINK de MATLAB)

Figura 99. Esquema de simulación de comparación de voltajes



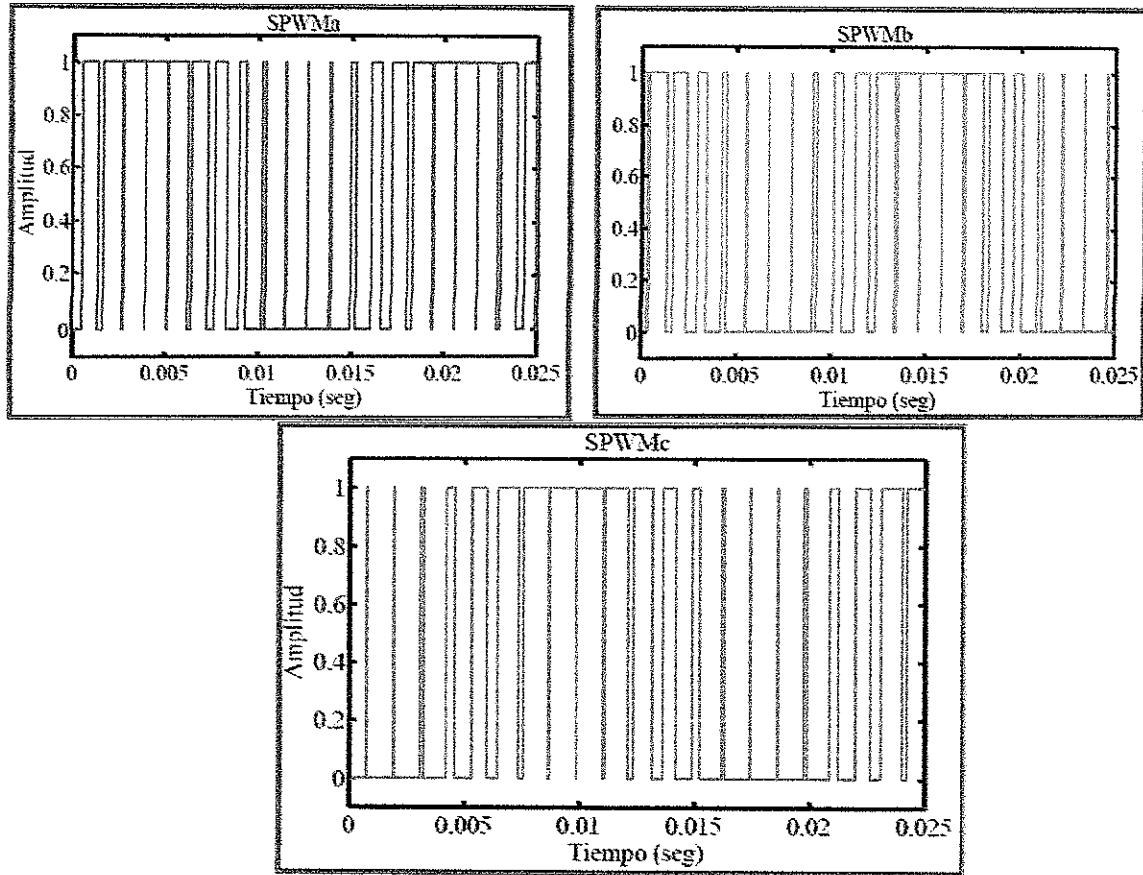
Fuente. Autor (SIMULINK de MATLAB)

Figura 100. Salida de las tres fases de la red



Fuente. Autor (SIMULINK de MATLAB)

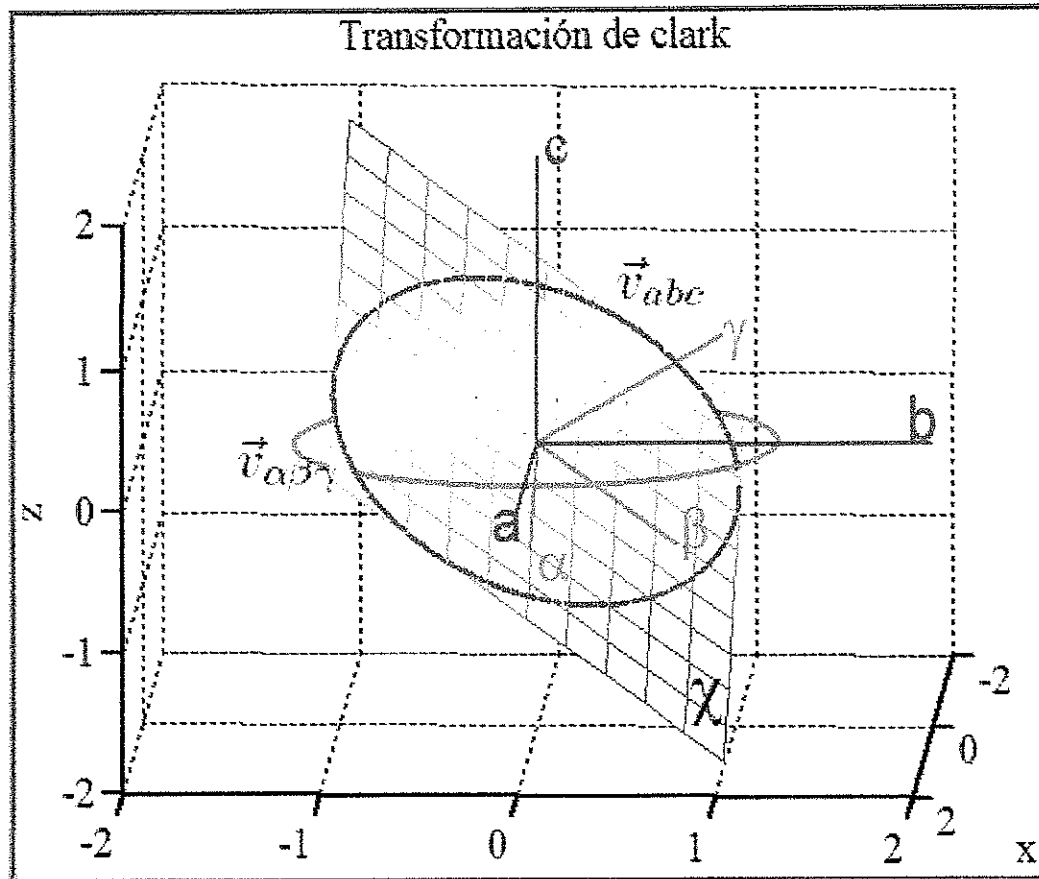
Figura 101 Diagrama de Bloques de la modulación SPWM. Formas de Onda Básicas



Fuente: Autor (SIMULINK de MATLAB)

La principal limitación de la modulación SPWM radica en el estrecho rango de linealidad. La frecuencia de la onda portadora F_i establece la frecuencia de conmutación del inversor. Se observa que la señal portadora triangular se compara con los tres voltajes sinusoidales de control del sistema trifásico. La salida de los comparadores producen los pulsos de conmutación usados para activar a los IGBTs del inversor. Estos tres voltajes de disparo tienen la misma frecuencia que la onda deseada F_l , y a esta frecuencia se le conoce como la frecuencia de modulación de la señal senoidal de salida. El índice de la modulación de frecuencia es igual a la relación $m_f = F_s/F_l$. El valor de m_f debe ser entero impar y múltiplo de tres para cancelar los armónicos más dominantes, pues éstos son los responsables de las pérdidas del convertidor.

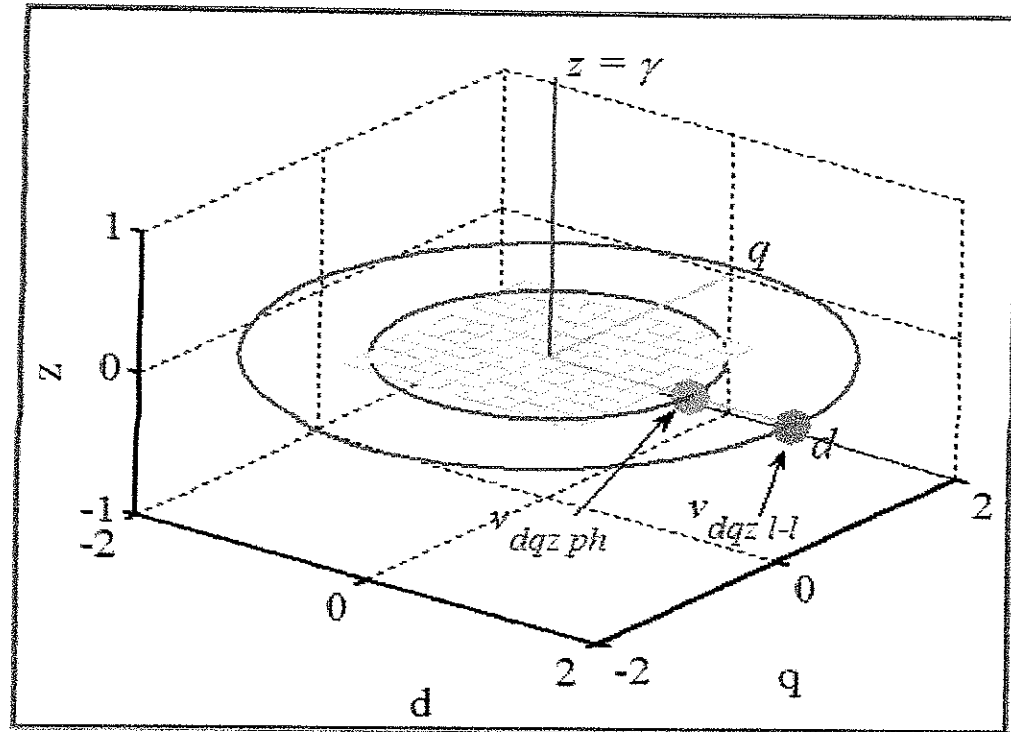
Figura 102. Simulación de la Transformación de Clark



```
function [x_alpha_beta_gamma]= clark(x_a, x_b, x_c)
** matriz de Transformacion
T=(sqrt(2/3))...
    *[1          -.5,      -.5;
      0,          sqrt(3)/2, -sqrt(3)/2;
      1/sqrt(2), 1/sqrt(2),  1/sqrt(2) ];
x_abc = [x_a; x_b; x_c];
x_alpha_beta_gamma = T*x_abc;
```

Fuente. Autor (SIMULINK de MATLAB)

Figura 103. Simulación de la Transformación de Park⁴⁵



```
function [x_d_q_0]= park(x_alpha, x_beta, x_gamma, omega, time ,theta_0)
** matriz de Transformación dq0-alpha-beta-gamma
theta=omega*time+theta_0;
% T=[ cos(theta) sin(theta) 0;
%     -sin(theta) cos(theta) 0;
%     0 0 1];

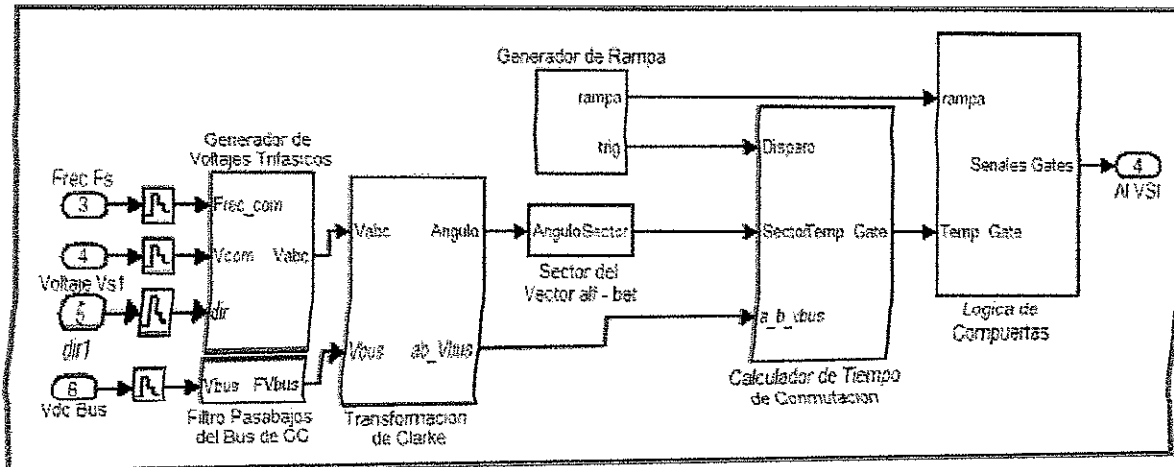
Tdq0_abc=sqrt(2/3)*...
    [ cos(theta) cos(theta-(2*pi/3)) cos(theta+(2*pi/3));...
      -sin(theta) -sin(theta-(2*pi/3)) -sin(theta+(2*pi/3));...
        1/sqrt(2) 1/sqrt(2) 1/sqrt(2)];

x_abg = [x_alpha; x_beta; x_gamma];
x_d_q_0 = Tdq0_abc * x_abg;
```

Fuente. Autor (Simulación en Software MATLAB)

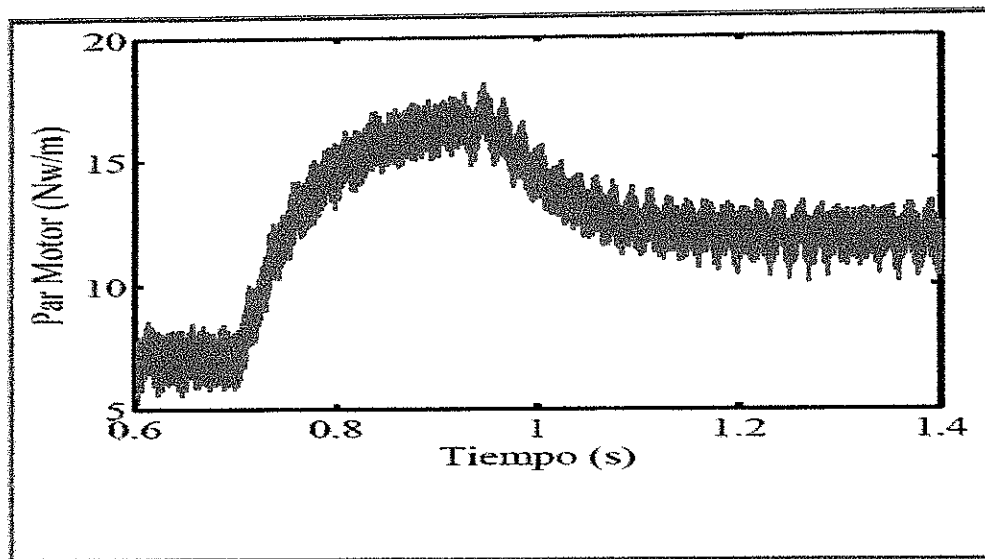
⁴⁵ **Transformada de Park.** Convierte un sistema trifásico a un sistema de dos coordenadas invariante en el tiempo que sea fijo a un ángulo determinado de referencia. Una componente en cero de la secuencia se introduce de nuevo de modo que la conversión sea bidireccional.

Figura 104 . Sistema de Generador del SVPWM⁴⁶



Fuente. Autor (Simulación en Software MATLAB)

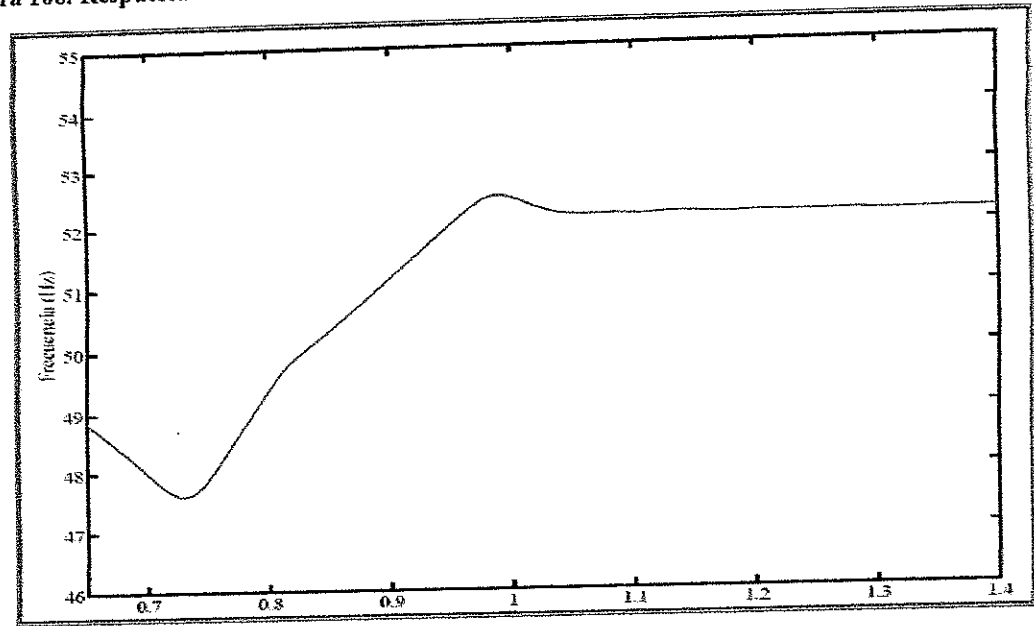
Figura 105. Respuesta del PAR MOTOR



Fuente. Autor (Simulación en Software MATLAB)

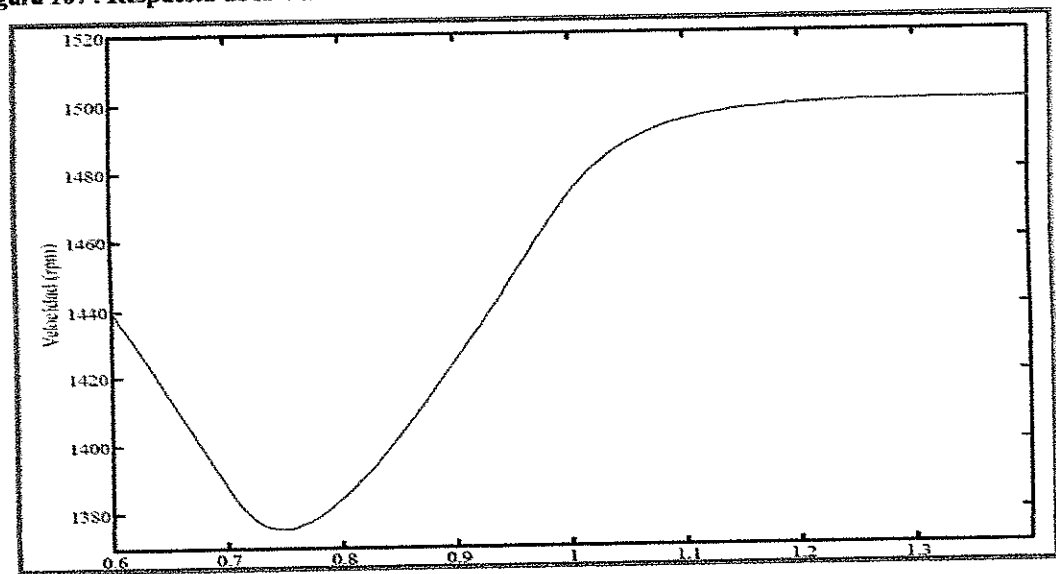
⁴⁶ En la modulación **SVPWM**, los tiempos de la conmutación fueron calculados y asignados para un tipo de representación específico de PWM. Por lo tanto SVPWM también se puede observar como una técnica PWM basada en portadora con una señal moduladora de baja frecuencia sobre una señal portadora de alta frecuencia.

Figura 106. Respuesta de la Frecuencia de Operación



Fuente. Autor (Simulación en Software MATLAB)

Figura 107. Respuesta de la Velocidad



Fuente. Autor (Simulación en Software MATLAB)

PARTE V

**EVALUACIÓN DE LOS
RESULTADOS**

14. MEJORAMIENTOS DEL PROTOTIPO RESPECTO DE LOS TRADICIONALES

El prototipo que se realizó tiene una gran ventaja respecto de los sistemas comunes, puesto que se puede observar mediante la simulación en MATLAB, la forma como se comporta a la salida la frecuencia y el voltaje que son las dos variables que en principio son las que se requieren controlar, para mantener el control de la velocidad del motor.

El sistema implementado ha sido realizado teniendo en cuenta las características y conceptos basados en la investigación previa y estudio del marco teórico del control de velocidad de motores de inducción, pero este sistema en especial presenta ventajas de estabilidad y seguridad de la precisión de la señal PWM inducida al controlador de velocidad.

La transformación de Parke y Clarke, son procesos matemáticos que permitieron encontrar los pulsos que se le inducen a cada IGBT de acuerdo con el ancho requerido por el sistema en el momento de accionamiento de la máquina trifásica, por tanto este sistema respecto de otros métodos tradicionales hace más efectivo el cambio de velocidad, manteniendo la frecuencia constante de los pulsos de accionamiento y de la misma forma el nivel de voltaje requerido por cada dispositivo de potencia sin sobre pasar los límites de soporte ó saturación de voltaje de cada dispositivo de potencia.

El proceso de investigación realizada pre y pos al prototipo, previene errores que parecieran ser de pequeña importancia pero que en realidad lo afectan bastante, ya como son la implementación y el acondicionamiento de cada IGBT dentro del inversor puesto que hay que tener en cuenta las características en cuanto a prevención de corriente y saturación, armónicos, que se pueden presentar por la mala conexión o falta de fiema en las conexiones, respecto del cableado y la alimentación, pues todos los voltajes se encuentran correctamente alineados en cada etapa.

Otra ventaja que ofrece este prototipo es la tarjeta de acondicionamiento de la señal, puesto que permite que los cambios de conmutación de los IGBT en de forma más rápida, y de la misma se complementa este proceso con los *tiempos muertos*⁴⁷ que hacen posible la confirmación de que el IGBT se activó o se desactivo satisfactoriamente.

⁴⁷ **Tiempo muerto.** Espacio de tiempo en microsegundos que se agrega en cada ciclo de la señal PWM, antes y después de los tiempos de subida y bajada, para confirmar que el dispositivo culminó su conmutación de forma completa.

CONCLUSIONES

Se establece que la señal de frecuencia del PWM no debe ser de rangos muy bajos pues físicamente no se puede observar facilidad ya que es muy rápido el cambio que realiza, pero si se puede observar por medio de osciloscopio lo cual permite ver que no tiene un buen comportamiento hacia los dispositivos de potencia, las pruebas que se realizaron con el sistema acoplado completo se controlaron con una señal PWM de 500Hz de frecuencia.

La tarjeta de acondicionamiento es necesaria en la activación de cada IGBT puesto que si bien se pueden llegar a realizar implementaciones de la PWM directamente hacia la base del IGBT de potencia y se van a obtener con seguridad resultados, la tarea de esta tarjeta es brindar a la entrada de la base del dispositivo de potencia una mejor entrada del pulso y asimismo en el momento de su desactivación una respuesta más rápida lo cual permite que el IGBT no tenga un tiempo más del establecido en cuanto a su desactivación por lo tanto se eliminan los riesgos de activación y desactivación indeseada por parte del IGBT de potencia.

La técnica del SVM, es un método matemático que permitió encontrar de manera más precisa los tiempos y ciclos de conmutación en cada uno de los IGBT, teniendo en cuenta asimismo los vectores no activos de los tiempos en que todos los IGBT están desactivados.

Se recomienda en el manejo de las señales PWM para el control del inversor trifásico incluir unos *tiempos muertos*, los cuales reducen mucho más el riesgo de activaciones indeseadas por parte de cualquiera de los elementos de potencia, de esta forma se lleva a cabo un tiempo muerto en cada uno de los ciclos de la señal completa para asegurar que en cada cambio de estado del dispositivo se asegure su estado anterior, por ejemplo si el IGBT T3 figura 115. va a ser activado el tiempo muerto garantiza que el IGBT realmente está desactivado, en caso de que cualquiera de los dispositivos tengan internamente una “fuga”, este tiempo muerto va a crear todo riesgo de fuga y le va a dar al IGBT un corto tiempo para que complete su ciclo.

Se establecieron las características de los dispositivos de potencia puesto que son bastante robustos y poco implementados en ambientes estudiantiles como lo es la Universidad, por tanto se tuvo en cuenta sus rangos máximos, algunos inconvenientes presentados durante el momento de las pruebas fue picos de corriente a causa de los niveles de voltaje y potencia que se manejaron en el sistema, los cuales se resolvieron añadiendo la carga al final o salida del IGBT, asimismo se estaba prevenido puesto que la tarjeta de acondicionamiento contiene dos diodos TVS (*ver anexo 4*) los cuales tiene la función de supresor de picos de voltaje, por lo tanto aseguró la entrada de la señal hacia los IGBT.

REFERENCIAS

- [1] Andrzej M. Trzynadlowski, "Introduction to Modern Power Electronics", Copyright© 1998 by John Wiley & Sons, Inc. All rights reserved.
- [2] B. K. Bose, "Modern Power Electronics and AC Drives", © 2002 Prentice Hall PTR.
- [3] F. Ashrafzadeht, E.P. Nowickit, and J.C. Samont, "A Self-Organizing and Self-Tuning Fuzzy Logic Control ler for Field Oriented Control of Induction Motor Drives", 0-7803-3008-0/95 \$4.00© 1995 IEEE, pp. 1656-1662.
- [4] J. M. D. Murphy, F.G. Turnbull." Power Electronic Control of AC Motors." Editorial Pergamon Press. 1988.
- [5] Ned Mohan." Electronics Converters Applications and Design." Editorial John Wiley Sons.
- [6] Muhammad H. Rashid. "Electrónica de Potencia" Editorial Pearson Educación. 2a. Ed.
- [7] Timothy J. Maloney. "Electrónica Industrial Moderna" Editorial Prentice Hall. 3a Ed.
- [8] B. W. Williams "Power Electronics Devices, Drivers and Applications." Editorial: MacMillan Education LTD. 1987
- [9] http://iie.fing.edu.uy/ense/asign/dsp/proyectos/2006/filtros_activos/
- [10] http://www.sulcom.com.br/t/transistores_mais_comuns_caracteristicas.shtml
- [11] <http://www.bourns.com/pdfs/bd645.pdf>
- [12] <http://www.ortodoxism.ro/datasheets/PowerInnovations/mXrqtqy.pdf>
- [13] <http://www.chipdocs.com/datasheets/datasheet-pdf/Power-Innovations/BD646.html>
- [14] http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/B/D/6/4/BD646.shtml
- [15] http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/205044/SEMIKRON/SKM300GA123D_06.html