



PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ
FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERÍA



PONTIFICIA
UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DEL PERÚ

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN VARIADOR DE VELOCIDAD DE BAJO
COSTO PARA UN MOTOR TRIFÁSICO DE INDUCCIÓN DE 4HP**

Tesis para optar por el Título de **Ingeniero Electrónico**, que presenta el bachiller:

Jorge Renato Gómez Ormeño

ASESOR: Juan Jorge Gonzáles

Lima, Junio del 2013

Resumen

El presente documento de tesis expone la problemática de la micro y pequeña empresa (MYPES) y su necesidad por acceder a tecnología eficiente y de bajo costo. Dado que la principal actividad de las MYPES es la extractiva e industrial y la principal herramienta para esta actividad es el motor de inducción, centraremos nuestro estudio en los variadores de velocidad que controlan a estos motores.

Para el desarrollo del variador de velocidad analizaremos las características más importantes de los motores trifásicos de inducción y las principales técnicas de control de motores que existen en la actualidad. En base a los requerimientos de eficiencia y bajo costo escogeremos el modelo más adecuado.

Una vez definidas las características del variador y la lógica de control, realizaremos simulaciones para corroborar que las etapas diseñadas estén funcionando de acuerdo a lo esperado. Luego de asegurar mediante simulaciones que todo el equipo funciona de acuerdo a lo esperado, procederemos a implementar el variador y analizar en el laboratorio cada una de las etapas para contrastar la implementación versus las simulaciones.

Finalmente, procederemos a formular las conclusiones y recomendaciones de las experiencias realizadas durante el desarrollo del presente trabajo.

FACULTAD DE
CIENCIAS E
INGENIERÍAPONTIFICIA
UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DEL PERÚ

TEMA DE TESIS PARA OPTAR EL TÍTULO DE INGENIERO ELECTRÓNICO

Título : Diseño e implementación de un variador de velocidad de bajo costo para un motor trifásico de inducción de 4HP.

Área : Electricidad - E 5 3 9

Asesor : Ing. Juan Jorge Gonzales

Alumno : Jorge Renato Gómez Ormeño

Código : 200303 68

Fecha : 12 de Mayo de 2009



Descripción y Objetivos

El presente tema de tesis está orientado al desarrollo de un variador de velocidad de bajo costo para un motor trifásico de inducción. El aporte principal de este trabajo consiste en desarrollar un equipo que esté orientado a la Mediana y Pequeña empresa en el Perú. Debido a esto es que es fundamental que sea de bajo costo y cuyos componentes electrónicos no sean de difícil acceso. Se realizará una revisión de la importancia del uso de variadores de velocidad en motores de inducción; posteriormente, se detallará el modelo matemático de estos motores; a continuación, se revisarán los principales esquemas de control y potencia, y finalmente se propondrá un diseño el cual implementaremos. Recogeremos todas las experiencias de la implementación y formularemos recomendaciones y sugerencias para futuras implementaciones.

Como objetivos principales tendremos:

- Exponer de manera adecuada la problemática de las MYPES en el Perú con respecto a la tecnología.
- Exponer la base científica del control de motores de inducción.
- Exponer los principales esquemas de potencia y control para motores de inducción.
- Formular una propuesta de diseño basada en los criterios de: Bajo costo, componentes reducidos, facilidad de implementación, características dinámicas aceptables para los trabajos más comunes de los variadores de velocidad en MYPES.
- Implementar el diseño propuesto.

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ
FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERÍA
DISEÑO DE MOTORES DE INDUCCIÓN TRIFÁSICA
DANIEL TORRE ALVA DAVILA
DECANO

MÁXIMO 100 PÁGINAS

FACULTAD DE
CIENCIAS E
INGENIERÍA



PONTIFICIA
UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DEL PERÚ

TEMA DE TESIS PARA OPTAR EL TÍTULO DE INGENIERO ELECTRÓNICO

Título : Diseño e implementación de un variador de velocidad de bajo costo para un motor trifásico de inducción de 4HP.

Índice

Introducción

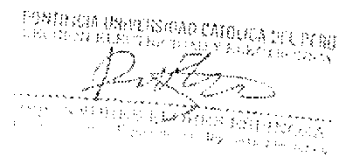
1. Declaración del marco problemático
2. Modelamiento del motor trifásico de inducción
3. Esquemas de potencia y control para motores trifásicos de inducción.
4. Diseño del equipo
5. Implementación del equipo

Conclusiones

Recomendaciones

Bibliografía

Anexos



MÁXIMO 100 PÁGINAS

Dedicado:

A mis Padres, Marcela y Jorge. Por su apoyo incondicional y ejemplo de perseverancia.

A mi abuela, Elena. Por su compromiso y ejemplo de vida.

A mis Hermanos, Eduardo y Mauricio. Por sus palabras de aliento y soporte.

A mis Amigos, Arlette, Michael y Norvil. Por haberme brindado todo su apoyo, amistad y palabras de aliento.

A todos mis seres queridos, por haber contribuido en mí desarrollo personal y profesional.

ÍNDICE GENERAL

<u>Introducción</u>	1
<u>1. Declaración del Marco Problemático</u>	3
1.1 Variadores de velocidad en el mercado local	5
1.2 Hipótesis	5
1.2.1 Hipótesis principal	5
1.2.2 Hipótesis secundaria	6
1.3 Objetivos	6
1.3.1 Objetivo general	6
1.3.2 Objetivo específico	6
1.4 Definiciones Operativas	6
<u>2. Modelamiento del motor trifásico de inducción</u>	8
2.1 Tipos de motores de inducción	8
2.1.1 Motor de rotor bobinado	8
2.1.2 Motor de rotor jaula de ardilla	9
2.2 Modelamiento del motor de inducción	10
<u>3. Esquemas de potencia y control para motores trifásicos de inducción</u>	
3.1 Esquemas de potencia para el control de motores trifásicos de inducción	11
3.1.1 Convertidores AC/DC/AC	12
3.1.1.1 Modulación por ancho de pulso	12
3.1.1.2 Inversores Multinivel	13
3.1.2 Convertidores AC/AC	14
3.1.2.1 Ciclo convertidores	15
3.2 Esquemas de control en motores trifásicos de inducción	17
3.2.1 Control por Frecuencia	17
3.2.2 Control por Vector de Flujo	18
3.2.3 Control Directo por Torque	19
<u>4. Diseño del equipo</u>	19
4.1 Requerimientos	19
4.1.1 Requerimientos de la etapa de potencia	20
4.1.2 Requerimientos de la etapa de control	20

4.2	Diagrama de bloques	21
4.3	Diseño de la etapa de potencia	22
4.3.1	Diagrama de bloques	24
4.3.2	Circuito esquemático	25
4.3.3	Cálculos y criterios de diseño	26
4.3.4	Simulaciones	30
4.4	Diseño de la etapa de control	31
4.4.1	Diagrama de bloques	32
4.4.2	Diagrama de Flujo	33
4.4.3	Circuito esquemático	35
4.4.3.1	Unidad central de procesamiento	35
4.4.3.2	Detector de cruce por cero a la salida del ciclo convertidor	36
4.4.4	Cálculos y criterios de diseño	37
4.4.5	Simulaciones	38
5.	<u>Implementación del equipo</u>	59
5.1	Etapa de Potencia	60
5.1.1	Detector de cruce por cero	61
5.2	Etapa de Control	62
5.3	Integración de etapa de Control y potencia	64
	<u>Conclusiones</u>	67
	<u>Recomendaciones</u>	68
	<u>Fuentes</u>	69
	<u>Anexos</u>	
	Anexo N°1	
	Tabla con el cálculo de las frecuencias generadas por la etapa de control	
	Anexo N°2	
	Diagrama del circuito impreso de la etapa de potencia	

Anexo N°3

Diagrama del circuito impreso del detector de cruce por cero

Anexo N°4

Diagrama del circuito impreso de la tarjeta de control

Anexo N°5

Programa del microcontrolador

Anexo N°6

Presupuesto



ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1: Población ocupada a nivel nacional según estructura de mercado	4
Figura 2: MYPES según actividad económica	4
Figura 3: Precio de los principales modelos de variadores de velocidad de 4HP	5
Figura 4: Rotor bobinado	9
Figura 5: Rotor jaula de ardilla	9
Figura 6: Modelo eléctrico del motor de inducción	10
Figura 7: Formas de onda de un modulador por ancho de pulso	13
Figura 8: Topología general de los inversores multinivel	13
Figura 9: Forma de onda de un inversor multinivel de cinco niveles	14
Figura 10: Cicloconvertidor trifásico	15
Figura 11: Cicloconvertidor en modo sinusoidal	16
Figura 12: Cicloconvertidor en modo trapezoidal	17
Figura 13: Diagrama de bloques de un control por frecuencia	18
Figura 14: Diagrama de bloques de un control vectorial	18
Figura 15: Diagrama de bloques del control directo por torque	19
Figura 16: Diagrama de bloques del variador	21
Figura 17: Diagrama de bloques de una fase de la etapa de potencia	24
Figura 18: Circuito esquemático de una de las fases de la etapa de potencia	25
Figura 19: Generación de la comba positiva	30
Figura 20: Generación de la comba negativa	31
Figura 21: Diagrama de bloques de la etapa de control	32
Figura 22: Circuito esquemático de la etapa de control	35
Figura 23: Circuito esquemático del detector de cruce por cero	36
Figura 24: Simulación de señales de control a 30Hz	38
Figura 25: Simulación de las señales de control a 15Hz	39
Figura 26: Simulación en Simulink del variador	40
Figura 27: Análisis de frecuencia a 60Hz	41
Figura 28: Formas de onda de potencia a 60Hz	42
Figura 29: Formas de onda de potencia a 60Hz	42
Figura 30: Perfil de velocidad del motor a 60Hz	43
Figura 31: Análisis de frecuencia a 36Hz	44
Figura 32: Formas de onda de potencia a 36Hz	44
Figura 33: Formas de onda de potencia a 36Hz	45
Figura 34: Perfil de velocidad del motor a 36Hz	45
Figura 35: Análisis de frecuencia a 25.8Hz	46

Figura 36: Formas de onda de potencia a 25.8Hz	47
Figura 37: Formas de onda de potencia a 25.8Hz	46
Figura 38: Perfil de velocidad del motor a 25.8Hz	48
Figura 39: Análisis de frecuencia a 20Hz	49
Figura 40: Formas de onda de potencia a 20Hz	49
Figura 41: Formas de onda de potencia a 20Hz	50
Figura 42: Perfil de velocidad del motor a 20Hz	50
Figura 43: Análisis de frecuencia a 16.4Hz	51
Figura 44: Formas de onda de potencia a 16.4Hz	52
Figura 45: Formas de onda de potencia a 16.4Hz	52
Figura 46: Perfil de velocidad del motor a 16.4Hz	53
Figura 47: Análisis de frecuencia a 12Hz	54
Figura 48: Formas de onda de potencia a 12Hz	54
Figura 49: Formas de onda de potencia a 12Hz	55
Figura 50: Perfil de velocidad del motor a 12Hz	55
Figura 51: Análisis de frecuencia a 10.6Hz	56
Figura 52: Formas de onda de potencia a 10.6Hz	57
Figura 53: Formas de onda de potencia a 10.6Hz	57
Figura 54: Perfil de velocidad del motor a 10.6Hz	58
Figura 55: Etapas del variador trifásico	59
Figura 56: Tarjeta de potencia	60
Figura 57: Detector de cruce por cero	61
Figura 58: Formas de onda del rectificador de media onda	62
Figura 59: Etapa de control	63
Figura 60: Formas de onda generadas a 30Hz	63
Figura 61: 60 Formas de onda generadas a 15Hz	64
Figura 62: Formas de onda con 1 comba	65
Figura 63: Formas de onda con 2 combas	65
Figura 64: Formas de onda con 3 combas	65
Figura 65: Formas de onda con 4 combas	66
Figura 66: Formas de onda con 5 combas	66

Introducción

Una de las principales máquinas eléctricas que ha causado un gran impacto en el modo de vida de la humanidad es el motor eléctrico. Este ha podido simplificar y desarrollar en gran medida las principales actividades humanas como son: la producción de alimentos, cuidado de la salud y el transporte. Sin embargo, este desarrollo no hubiera sido posible sin la contribución de la electrónica necesaria para controlar los motores. Esta no solamente hace sostenible el funcionamiento de los motores eléctricos sino que también amplía su rango de aplicaciones creando sinergia y mejorando la calidad y desempeño de estos.

El motor eléctrico es ampliamente usado ya que su eficiencia puede llegar a valores de 98%. [1] Adicionalmente, no produce emisiones, no es necesario el uso de químicos combustibles para su funcionamiento y su mantenimiento es sencillo. Es por esto que lo encontramos entre las siguientes industrias: Mineras, agrícolas, pesqueras, alimentarias, papeleras, textiles, químicas. Adicionalmente, a estas funciones se prevé la migración, en un futuro, de los motores de combustión interna de los automóviles a los eléctricos por ser más eficientes, fáciles de controlar y más amigables con el ambiente.

Todo este desarrollo favorece a las grandes empresas del país que cuentan con tecnología moderna para sus procesos productivos y tienen capacidad de adquirir nueva tecnología conforme a la ampliación de la demanda de sus productos. Sin embargo, la mayoría de empresas emergentes nacen bajo el formato de una MYPE; la cual se caracteriza por el bajo nivel de automatización de sus procesos que las lleva a ser menos eficientes. Uno de los factores que fomenta esta realidad es el alto precio de la tecnología de automatización debido a que los equipos que permiten controlar los procesos productivos son fabricados en el extranjero. Esta realidad genera una brecha de tecnología y resta oportunidades de desarrollo a las pequeñas y medianas empresas.

Sin embargo, frente a esta problemática se presenta un área de oportunidad para impulsar el desarrollo de tecnología de bajo costo y una oferta de productos acorde con las necesidades del mercado peruano. Esta hipótesis se ve reforzada con la difusión de los semiconductores de potencia en nuestro país; la facilidad de conseguir los componentes electrónicos necesarios para el desarrollo de sistemas de potencia y control, y la disminución del precio de estos.

¹ Cfr. Definición del curso Máquinas Eléctricas: Profesor Óscar Melgarejo.

Para desarrollar sistemas de control de motores es importante entender los usos y clasificaciones que pueden tener los diversos tipos de motores. Los motores eléctricos se dividen en motores de corriente continua y en motores de corriente alterna. Los motores de corriente continua presentan la ventaja que se puede controlar fácilmente su velocidad y torque con esquemas relativamente sencillos, pero su uso se ve limitado a aplicaciones de baja potencia. Los motores de corriente alterna se prefieren en aplicaciones de mayor envergadura ya que presentan un menor costo, tamaño y mantenimiento, sin embargo, requieren sofisticada electrónica para su control. Debido a los diversos usos que puede tener un motor en la industria es preciso poder controlar sus dos variables más importantes: velocidad y torque. El realizar un control de velocidad y torque de un motor nos permite tener un proceso productivo más eficiente en el cual el producto final va a ser de mejor calidad debido a la mejora de las condiciones del proceso. Este control es posible mediante el uso de variadores de velocidad, los cuales, controlan las variables antes mencionadas y adicionalmente protegen al motor y a la red eléctrica en los momentos que el motor se encuentra en situaciones que lo pueden dañar a él o a la red eléctrica como son: el arranque y el aumento de la carga. Evidentemente el uso de variadores de velocidad es sumamente beneficioso y necesario para la industria y un factor clave para el desarrollo de las pequeñas y medianas empresas en el país. Es por esto importante el desarrollo de estos equipos en el país y a un precio acorde con el mercado.

El desarrollo de variadores de velocidad trifásicos es un campo de estudio en constante desarrollo y generalmente presenta esquemas complejos debido a la gran capacidad de procesamiento que pueden requerir las tecnologías más recientes. El alto precio de implementación de las tecnologías más modernas encarecería un posible desarrollo de un variador de velocidad local y podría verse truncado por la falta de los componentes electrónicos necesarios para su construcción. La mayoría de aplicaciones de las pequeñas y medianas empresas no requieren de la sofisticación de las últimas tecnologías de control de motores, ya que, en la mayoría de los casos no se requiere un corto tiempo de respuesta. Esto abre la posibilidad de evaluar desarrollos locales de bajo precio adaptados a las necesidades de las pequeñas y medianas empresas.

Dada esta problemática se propone el diseño de un variador de velocidad para un motor AC y como elemento de control un microcontrolador de bajo costo. Se evaluará el desempeño del equipo mediante simulaciones y pruebas en laboratorio.

1. DECLARACIÓN DEL MARCO PROBLEMÁTICO

El creciente desarrollo que está experimentando el país requiere de tecnología que pueda ayudarla a desarrollarse a largo plazo. En especial la tecnología aplicada a procesos productivos o transformativos, ya que estos permiten que las empresas puedan obtener más ganancias al aumentar el valor agregado de los productos que ofrecen o el volumen de fabricación del que disponen.

Las organizaciones que desempeñan actividades lucrativas se clasifican de acuerdo a la cantidad de trabajadores que agrupan. Es así que tenemos las siguientes denominaciones:

- 2 a 9 trabajadores: Micro empresa.
- 10 a 49 trabajadores: Pequeña empresa.
- 50 a más trabajadores: Mediana y grande empresa.

La mayoría de empresas en el Perú caen dentro de la clasificación de Micro y pequeña empresa (MYPES) (Fig. 1). Es fundamental que estas accedan a tecnología que les permita ser competitivas tanto en el mercado local como en el internacional ya que representan el 56% del mercado total y son, por lo tanto, un importante motor de la economía nacional. El costo de acceso a la tecnología es alto para la mayoría de MYPES por lo que muchas de ellas no pueden acceder a esta tecnología. Esta realidad disminuye su competitividad en el mercado debido a que tienen un menor control de sus procesos productivos o transformativos lo que genera que aumenten los costos de producción. Frente a esta realidad el mercado local no presenta alternativas de bajo costo por lo que es necesario que se desarrolle tecnología que permitan a los empresarios tener mayor control de sus procesos productivos a un precio que esté a su alcance. Para cumplir con las exigencias del mercado es necesario usar esquemas de bajo costo que no sacrifiquen eficiencia y que puedan ser reproducidos usando recursos disponibles en el mercado local.

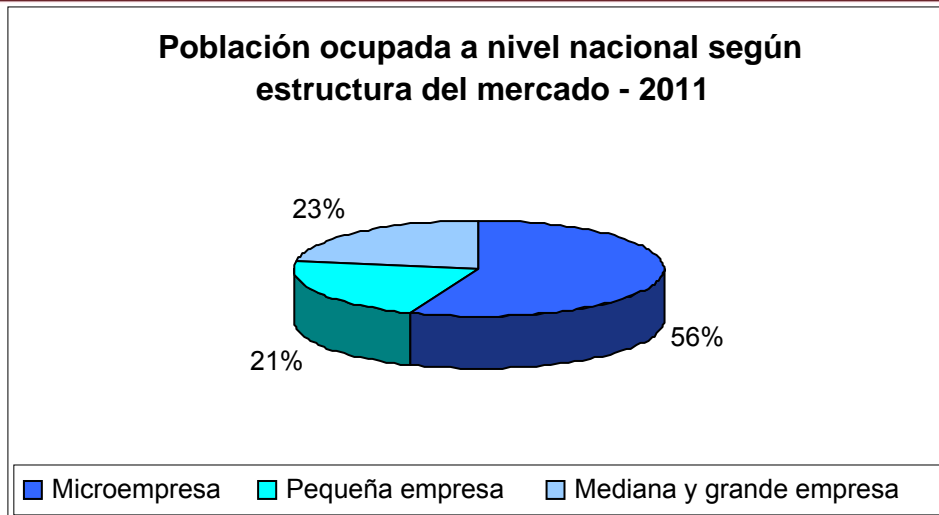


Fig. 1 Población ocupada a nivel nacional según estructura de mercado

Las principal actividad de las MYPE en el Perú son las actividades extractivas (Fig. 2). El desarrollo de estas actividades implica el uso de medios mecánicos para poder extraer las materias primas. El trabajo mecánico requerido para la extracción es obtenido mediante motores que transforman una fuente de energía en energía mecánica. El principal tipo de motor que encontramos en la industria es el motor eléctrico por la facilidad de su uso y versatilidad. Es debido a esto que los motores eléctricos cumplen un rol fundamental dentro de las MYPES.

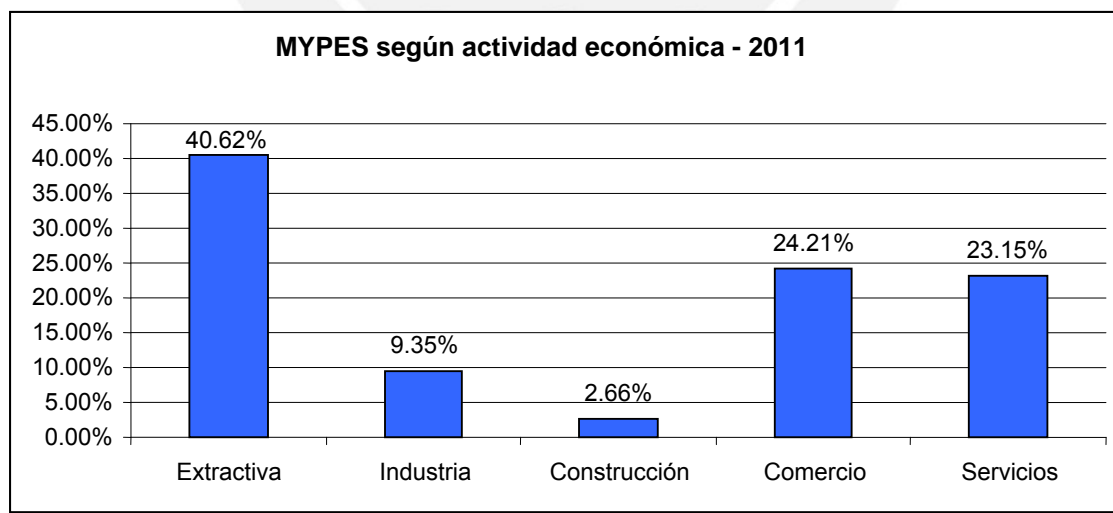


Fig. 2 MYPES según actividad económica

1.1 VARIADORES DE VELOCIDAD EN EL MERCADO LOCAL

Dentro de las marcas más representativas que encontramos en el mercado local tenemos: ABB, Siemens, Allen Bradley y Schneider Electric. En la figura 3 se muestran los precios de los modelos más comunes en el mercado. Estos modelos poseen características análogas al variador que se propone diseñar e implementar en esta tesis.

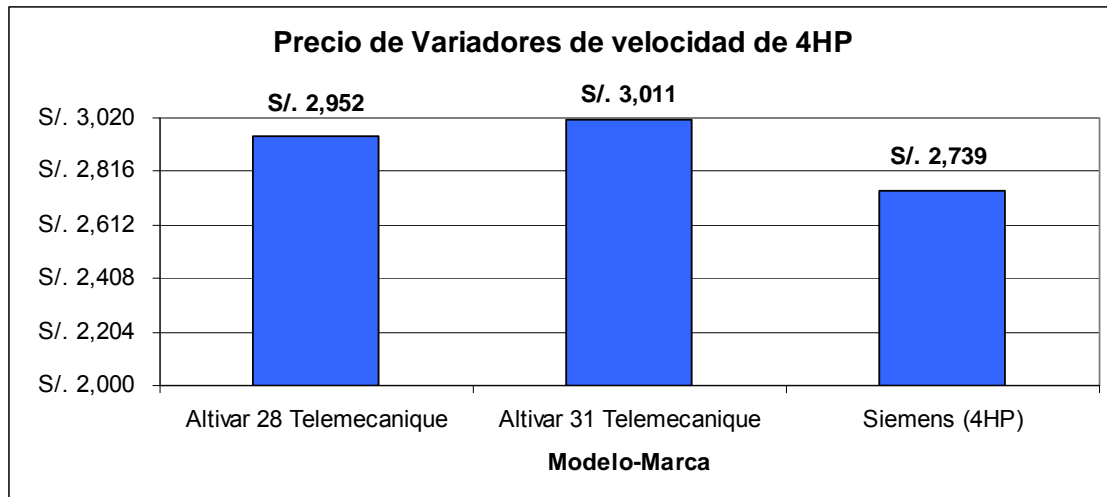


Fig. 3 Precio de los principales modelos de variadores de velocidad de 4HP

Podemos notar que a pesar de la poca potencia que manejan estos variadores el costo del equipo es alto. Es fundamental que el variador que diseñemos no supere estos precios, sino, que su precio sea sustancialmente menor.

1.2 HIPÓTESIS

1.2.1 HIPÓTESIS PRINCIPAL

El acceso a equipos de control de motores para procesos productivos y extractivos por parte de los pequeños empresarios es limitado. Esto se debe en gran medida al alto costo de estos equipos los cuales presentan esquemas de control si bien efectivos, pero a un precio elevado. Para superar esta brecha es necesario que se desarrolle tecnología accesible y eficiente en el país. Por este motivo se propone el desarrollo de un variador de velocidad basado en SCR's y opto acopladores ya que este esquema permite reducir los costos del equipo al simplificar la etapa de potencia y de acople de señales, y presenta un control aceptable de la frecuencia y el voltaje entregados a una carga, en este caso un motor de inducción.

1.2.2 HIPÓTESIS SECUNDARIAS

- 1) Los variadores de velocidad para motores de inducción son ampliamente utilizados en la industria. Sin embargo, su alto precio los hace inaccesibles a un sector empresarial. Es por esto que se propone el desarrollo de un variador de velocidad de bajo costo y eficiente.
- 2) Se puede realizar un adecuado control de la velocidad de giro y el torque de un motor trifásico usando un ciclo convertidor.
- 3) Se pueden minimizar costos de implementación usando SCRs para implementar ciclo convertidores para controlar la etapa de potencia de un variador de velocidad.
- 4) Se puede realizar el control de un ciclo convertidor mediante el uso de microcontroladores.
- 5) Se pueden controlar motores de inducción de 4HP siguiendo el esquema propuesto.

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 OBJETIVO GENERAL

Diseñar un variador de velocidad para un motor de inducción trifásico de bajo costo mediante el uso de componentes disponibles en el mercado nacional. Se propondrá como esquema en la etapa de potencia el uso de un ciclo convertidor implementado con SCRs y controlado por un microcontrolador.

1.3.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- 1) Desarrollar un ciclo convertidor con SCRs para controlar la energía entregada a un motor de inducción de la red trifásica.
- 2) Diseño de la lógica de control óptima para las variables dinámicas del motor.
- 3) Diseño del acoplo de las señales de control y de potencia utilizando optoacopladores para minimizar los costos de implementación.
- 4) Desarrollo de la protección eléctrica del motor.
- 5) Buscar la optimización de recursos y el menor costo de implementación.

1.4 DEFINICIONES OPERATIVAS

Para el diseño del variador de velocidad se considerará como guía las restricciones de bajo costo que impone el mercado local sin sacrificar eficiencia ni eficacia. De esta

forma los criterios más importantes son los referidos a la eficiencia del sistema y al diseño de bajo costo del equipo.

- **Arreglo rectificador de tiristores**

Es la estructura encargada de realizar la rectificación de la señal trifásica y proporcionársela a la carga. Es la estructura de potencia principal, ya que, de acuerdo a sus características se determina la potencia que puede soportar el variador de velocidad. Adicionalmente sus características dinámicas determinaran el tiempo de respuesta del control que ejerzamos sobre el motor.

- **Lógica de control**

Es el elemento principal para controlar todo el sistema, ya que esta etapa comanda el funcionamiento de la etapa de potencia. Provee comunicación entre el usuario y el equipo mediante visualizadores y pulsadores. Tiene como elemento principal a un microcontrolador

- **Acoplo entre la lógica de control y la parte de potencia**

Es la parte encargada de proveer un enlace entre las señales de control y las señales de potencia aislando adecuadamente estas dos etapas. De sus características dinámicas depende en gran medida el tiempo de respuesta del sistema.

- **Tiempo de respuesta**

Indica el tiempo que se demora el sistema en llevar al motor a un estado deseado. La efectividad del sistema depende en gran medida de este valor por lo que debe ser el menor posible.

- **Frecuencia de reloj del microcontrolador**

Indica la velocidad a la cual va a trabajar nuestra lógica de control. La frecuencia debe ser suficiente para cumplir con los requisitos de control y no debe sobrepasar este valor ya que se consumiría mas potencia de la necesaria

- **Potencia nominal**

Es la potencia a la cual va a trabajar el variador. No se le debe exigir una mayor potencia al equipo ya que no esta diseñado para trabajar bajo esas condiciones.

- **Armónicos**

Son componentes de frecuencia diferentes a la frecuencia fundamental de la red (60Hz). Ocasionan un desgaste prematuro de los motores y pueden generar calentamiento por lo que se deben minimizar con el uso de filtros.

- **Lenguaje de programación C**

Lenguaje mediante el cual podemos controlar las funciones de un microcontrolador de acuerdo a una lógica establecida por el programador. Dentro de sus ventajas es que es fácilmente depurable y portable a otros microcontroladores.

2. MODELAMIENTO DEL MOTOR DE INDUCCIÓN

Los motores de inducción trifásicos son los más comunes en la industria por sus características de velocidad y torque, así como, por su fiabilidad y baja frecuencia de mantenimiento. Su uso se prefiere principalmente en procesos que requieren de una gran cantidad de potencia como son los procesos productivos o extractivos. Su conexión trifásica balancea de manera adecuada el consumo de corriente debido a la carga mecánica que puede experimentar su eje. Los motores de inducción reciben este nombre debido a que el voltaje del rotor es inducido en los devanados de este, en lugar de estar conectado físicamente a una fuente externa de alimentación. La característica distintiva de los motores de inducción es que no requieren de una fuente de alimentación DC en el rotor para poder funcionar.

2.1 TIPOS DE MOTORES DE INDUCCIÓN

Los motores de inducción se pueden clasificar principalmente por las características constitutivas del rotor. Cada configuración ofrece características que son importantes de tomar en cuenta para el diseño y puesta en marcha de las aplicaciones que requieren de motores.

2.1.1 EL MOTOR DE ROTOR BOBINADO

El motor de rotor bobinado se caracteriza porque la inducción se realiza en este a través de espiras de cobre bobinadas sobre su rotor como se muestra en la figura 4. Las bobinas están conectadas usualmente en “Y” y los extremos de esta conexión a anillos rozantes dispuestos sobre el eje. Sin embargo, aunque las bobinas se encuentren en un eje en movimiento, se puede acceder eléctricamente a ellas a través de escobillas. La posibilidad de acceder al circuito eléctrico del rotor nos permite variar la resistencia o controlar la corriente que circular por las espiras de tal manera que podamos modificar la relación par-velocidad del motor. Es importante mencionar que el circuito eléctrico del rotor debe mantenerse siempre cerrado, de lo contrario no se generará ningún movimiento en el rotor.

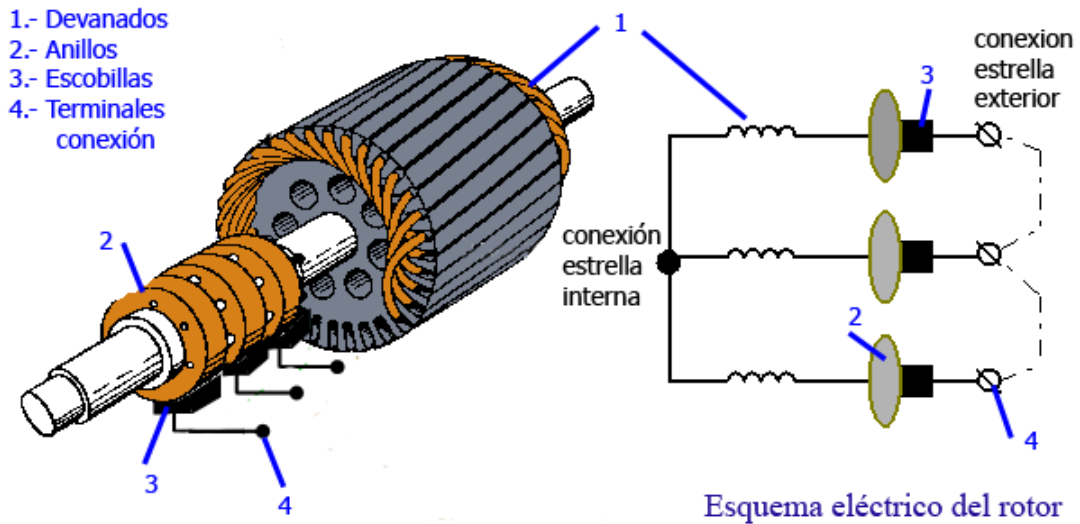


Fig. 4 Rotor bobinado

2.1.2 EL MOTOR DE JAULA DE ARDILLA

El motor de jaula de ardilla recibe este nombre debido a que la inducción de voltaje en el rotor se realiza a través de barras metálicas cortocircuitadas en este asemejándose a una jaula de ardilla. En este tipo de motores no es posible acceder al circuito eléctrico del rotor. Estos motores al no poseer escobillas que rocen con anillos rozantes, requieren menos mantenimiento. Se puede ver su constitución en la figura 5.

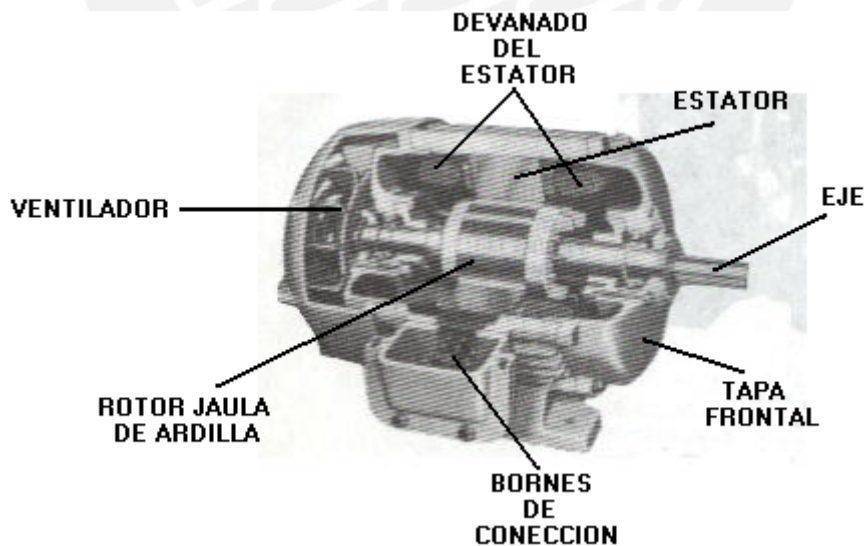


Fig. 5 Rotor jaula de ardilla

2.2 MODELAMIENTO DEL MOTOR DE INDUCCIÓN

Los motores de inducción poseen un modelo eléctrico muy similar al de los transformadores y se diferencian en el secundario; el cual, en los transformadores es fijo, y en los motores es rotativo. En la figura 6 se muestra el modelo eléctrico equivalente del motor de inducción.

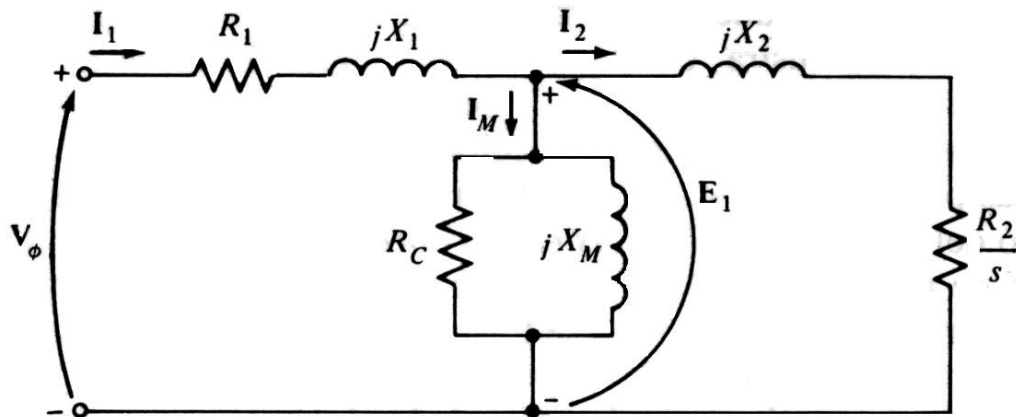


Fig.6 Modelo eléctrico del motor de inducción

En el modelo observamos que la resistencia R_1 modela las pérdidas de potencia activa en el estator y la inductancia X_1 cuantifica la reactancia de dispersión propia del bobinado. La resistencia R_c y la reactancia de magnetización X_M modelan las pérdidas en el entrehierro del motor, mientras más pequeño sea el entrehierro, menor serán estas pérdidas. La resistencia R_2 y la inductancia X_2 modelan la impedancia del rotor. Al energizarse un motor van a empezar a circular unas corrientes en el estator que van a producir un campo magnético rotativo. La rotación de este campo magnético viene dada por la siguiente ecuación:

$$n = \frac{120 \times F}{P} \quad (\text{Ecuación 1})$$

Donde:

F = Frecuencia de la tensión de alimentación

P = Cantidad de polos del motor

n = Velocidad en RPM de rotación del campo magnético

El campo magnético generado en el estator induce un voltaje en el rotor el cual viene dado por:

$$e = (v \times B) \cdot l \quad (\text{Ecuación 2})$$

Donde:

e = Voltaje inducido en una barra

v = Velocidad de la barra relativa al campo magnético

B = Vector de densidad de flujo magnético

l = Longitud del conductor en el campo magnético

El voltaje inducido en el rotor va a generar que circulen corrientes en este, que a su vez, van a generar un campo magnético del rotor. La interacción del campo magnético del estator y del rotor van a producir el par inducido de la máquina.

Al energizar un motor se observará que los campos magnéticos del estator y del rotor giran a velocidad síncrona y que difieren con la velocidad del eje del motor. Esto se debe a que es necesaria esta diferencia de velocidades para que se pueda producir una inducción magnética en las barras metálicas del estator. El eje del motor puede acelerar hasta una velocidad cercana a la velocidad síncrona; pero nunca alcanzarla, ya que, de lo contrario no se induciría voltaje alguno en el rotor. Esta diferencia de velocidades se conoce como deslizamiento.

3. ESQUEMAS DE POTENCIA Y CONTROL PARA MOTORES TRIFÁSICOS DE INDUCCIÓN

Los esquemas de potencia y control de motores eléctricos han sufrido una larga evolución desde que se les empezó a implementar con componentes de estado sólido. Es por esto, que encontramos una gama de técnicas y esquemas con diversas ventajas y desventajas. Las principales características de interés de los esquemas de potencia son principalmente el voltaje y la corriente que pueden soportar, y la cantidad de armónicos de alta frecuencia que introducen en su señal de salida. Los esquemas de control han evolucionado de manera dramática con la aparición de los microprocesadores y últimamente con los microcontroladores de bajo costo permitiendo algoritmos de control más eficientes y complejos. Una de las ventajas adicionales del uso de microcontroladores es la posibilidad de ampliar las capacidades de automatización, ya que, permite la integración con sistemas SCADA; ampliando el rango de aplicaciones de los motores de inducción.

3.1 ESQUEMAS DE POTENCIA PARA EL CONTROL DE MOTORES TRIFÁSICOS DE INDUCCIÓN

Uno de los requerimientos de las etapas de potencia de todo variador de velocidad es la posibilidad de poder controlar el voltaje y la frecuencia de salida de esta etapa. La generación de una tensión de frecuencia y voltaje variable implica el uso de convertidores de estado sólido AC/DC/AC o AC/AC. Los convertidores de AC/DC/AC se basan en la rectificación del voltaje de red y la posterior generación de una señal sinusoidal de frecuencia y amplitud variable; esto implica el desarrollo de hardware que permita acoplar las señales y el uso de transformadores que aumentan el precio del equipo. Estos convertidores pueden generar frecuencias mayores a la frecuencia de alimentación. Los convertidores AC/AC controlan la rectificación de la tensión de red mediante tiristores, los cuales son controlados mediante una lógica de control logrando así variar la frecuencia y el voltaje RMS de la señal. En los convertidores AC/AC es posible disminuir la frecuencia de la señal de salida, pero no es posible aumentarla como en el caso de los convertidores AC/DC/AC.

3.1.1 CONVERTIDORES AC/DC/AC

Los convertidores AC/DC/AC están conformados por un bloque que rectifica y filtra la tensión de alimentación, y un bloque posterior que se encarga de generar un voltaje alterno de voltaje y frecuencia variable de acuerdo a una señal de control. Entre las principales desventajas de este esquema tenemos:

- Generación de armónicos de alta frecuencia debido a la frecuencia de conmutación de las ondas PWM.
- Uso de condensadores de gran capacidad que incrementan el costo del equipo y que con el tiempo van disminuyendo su capacidad.
- Pérdida de potencia en el bus DC.

A pesar de estas desventajas este esquema presenta la ventaja que es relativamente sencillo controlar el voltaje y la frecuencia de salida.

Las principales técnicas para generar voltajes alternos son: modulación por ancho de pulso e inversores multinivel.

3.1.1.1 MODULACIÓN POR ANCHO DE PULSO

La modulación por ancho de pulso se basa en la conversión de una señal de entrada continua $u^*(t)$ en una secuencia de instantes de conmutación t_i . Los instantes de conmutación están determinados por la intersección entre la señal de referencia $u^*(t)$ y

una señal portadora triangular $U_i(t)$ con frecuencia constante. La pendiente lineal de $U_i(t)$ asegura que el ciclo de trabajo del voltaje de salida conmutado varía proporcionalmente a la señal de referencia $u^*(t)$. Para determinar la frecuencia de modulación es importante tener en cuenta el criterio de Nyquist. Las formas de onda de un modulador por ancho de pulso se muestran en la figura 7.

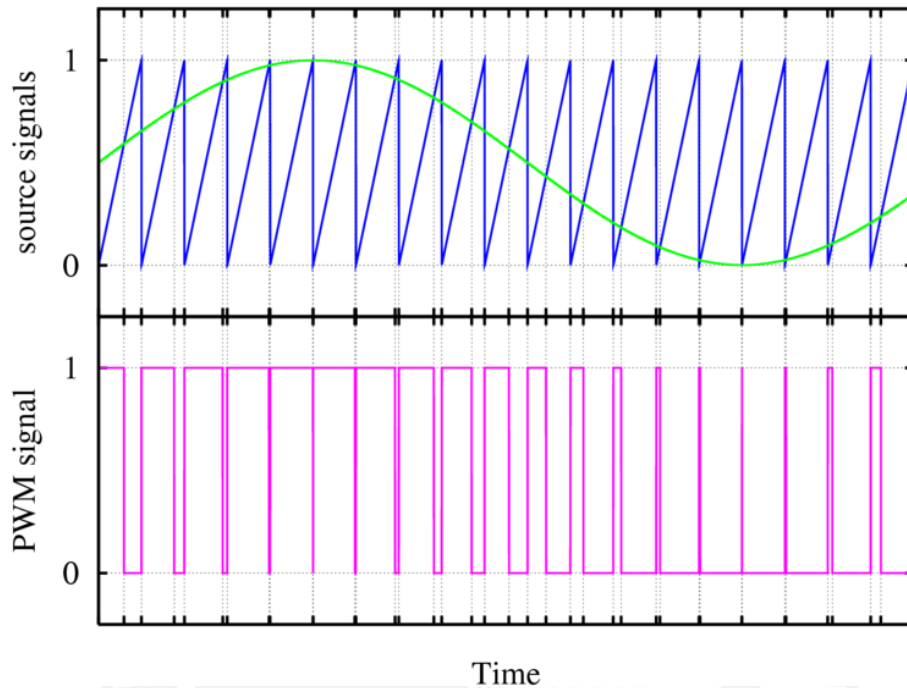


Fig. 7 Formas de onda de un modulador por ancho de pulso

3.1.1.2 INVERSORES MULTINIVEL

Los inversores multinivel generan una onda de diferentes niveles fijos y finitos de voltaje DC que imitan la forma de onda de una onda AC, de tal manera, que mientras más niveles de tensión DC se dispongan, menor contenido de armónicas tendrá la señal de salida. En la figura 8 se muestra la topología general de los inversores multinivel.

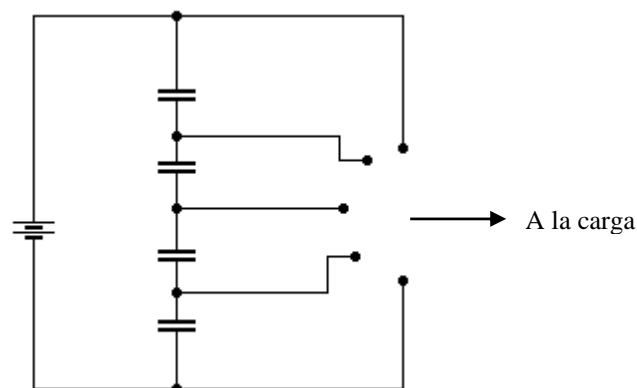


Fig. 8 Topología general de los inversores multinivel

Este esquema aprovecha la distribución del voltaje DC de la fuente de alimentación en los condensadores que están en serie con esta, de tal manera, que podamos obtener el mismo voltaje en bornes de cada condensador según la ecuación 3.

$$E_m = \frac{V_{CD}}{m-1} \quad (\text{Ecuación 3})$$

Donde:

E_m : Voltaje en bornes de cada condensador.

V_{CD} : Voltaje de la Fuente de alimentación.

m : Cantidad de niveles.

El voltaje alterno se obtiene conmutando de manera apropiada el voltaje de cada uno de los condensadores de acuerdo a una lógica de control que permita obtener la señal de frecuencia y voltaje deseado. En la figura 9 se ilustra el voltaje alterno generado por un inversor multinivel de cinco niveles.

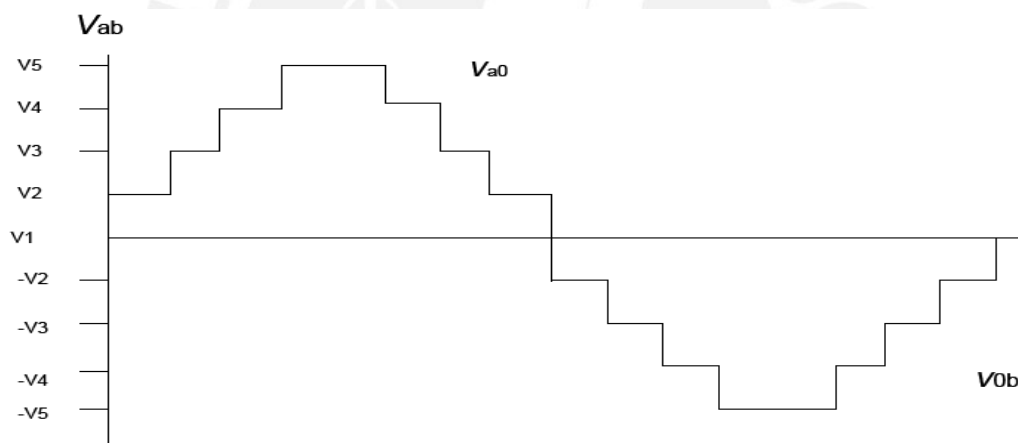


Figura 9. Forma de onda de un inversor multinivel de cinco niveles

Una de las ventajas de este esquema es que hace un uso eficiente del factor de potencia. Sin embargo, presenta como desventaja el uso de condensadores de gran capacidad dependiendo de la potencia de la carga lo que incrementa su costo.

3.1.2 CONVERTIDORES AC/AC

Están conformados por un bloque rectificador controlado por una lógica de control. De tal manera que se puede rectificar la señal AC controlando los intervalos de conducción de los elementos rectificadores. Al rectificar la señal podemos variar la frecuencia y la amplitud de la señal. El desempeño del convertidor aumenta si disponemos de una mayor cantidad de fases de voltaje de tal manera que se

aprovechan mejor las crestas de las señales y podemos obtener un voltaje de salida con mejores características de frecuencia y voltaje.

Este esquema tiene como ventajas fundamentales que en aplicaciones de potencia elevada presenta menores pérdidas que los convertidores AC/DC/AC y que poseen una vida útil mayor al no tener un bus DC. Pese a estas ventajas el control de estos convertidores es complejo y requiere de una referencia del voltaje a la salida del mismo para controlar las señales de conmutación de los rectificadores.

3.1.2.1 CICLOCONVERTIDORES

Un cicloconvertidor es un cambiador directo de frecuencias, que convierte corriente alterna con una frecuencia en corriente alterna de otra frecuencia, por conversión CA-CA, sin necesidad de un enlace intermedio. [2]² Esto es posible mediante la conmutación de una señal trifásica mediante interruptores bidireccionales comandados por una lógica tal que permita obtener las frecuencias deseadas. En la figura 10 se muestra un diagrama esquemático de un cicloconvertidor general.

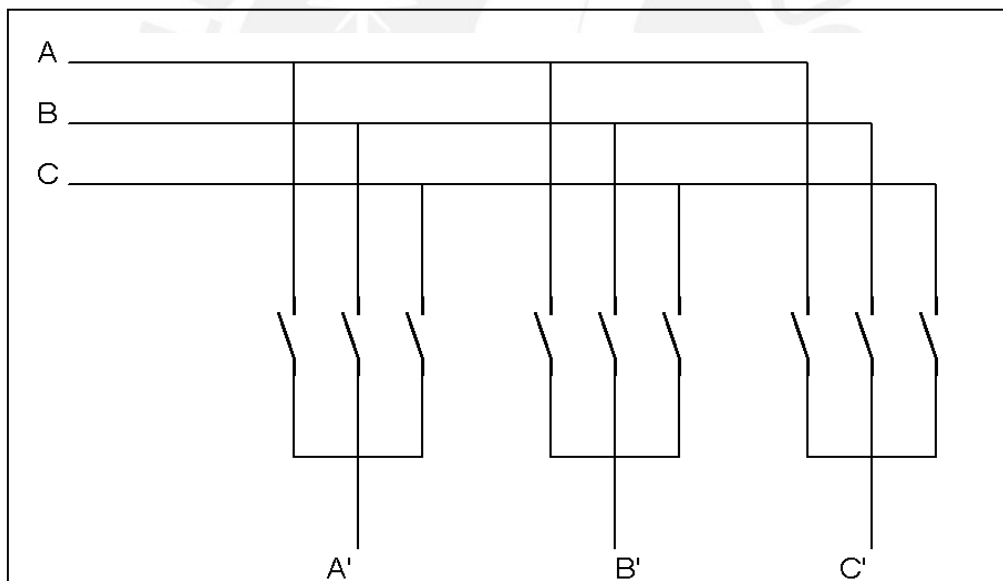


Fig. 10. Cicloconvertidor trifásico

Como elemento de conmutación de estado sólido es común que se usen los SCRs, debido a su característica de conmutación natural y a la gran cantidad de corriente que pueden soportar. La conmutación natural de los SCRs provee una ventaja adicional en el control del cicloconvertidor, ya que, debido a esta característica, se evitan cortocircuitos entre fases debidos a una falla en la lógica de control. Los SCRs no son el único dispositivo de potencia con el que se puede implementar un cicloconvertidor.

² Cfr. Definición de Cicloconvertidor Muhammad Rashid pag. 526

Actualmente, se está experimentando con IGBT (Insulated gate bi-polar transistor) y GTO (Gate turn off). Si bien los IGBTs y los GTO presentan un buen desempeño estos tienen un costo elevado. Es posible implementar un cicloconvertidor usando TRIACs, sin embargo, para potencias altas se prefiere usar SCRs debido a que cada dispositivo solo disipa la potencia de una polaridad alargando la vida útil del componente.

Los cicloconvertidores pueden trabajar usando dos lógicas de control: modo trapezoidal y modo sinusoidal.

- Modo Sinusoidal

En este modo se controla el ángulo de disparo de cada fase trifásica de modo que podemos construir una señal sinusoidal. Debido a que trabaja con ángulos de disparo parciales tiene como desventaja que a bajas velocidades se requiere una cantidad mayor de potencia reactiva lo que genera que el factor de potencia disminuya. En la figura 11 se muestran las formas de onda asociadas a los voltajes trifásicos de la red de alimentación y la salida del cicloconvertidor.

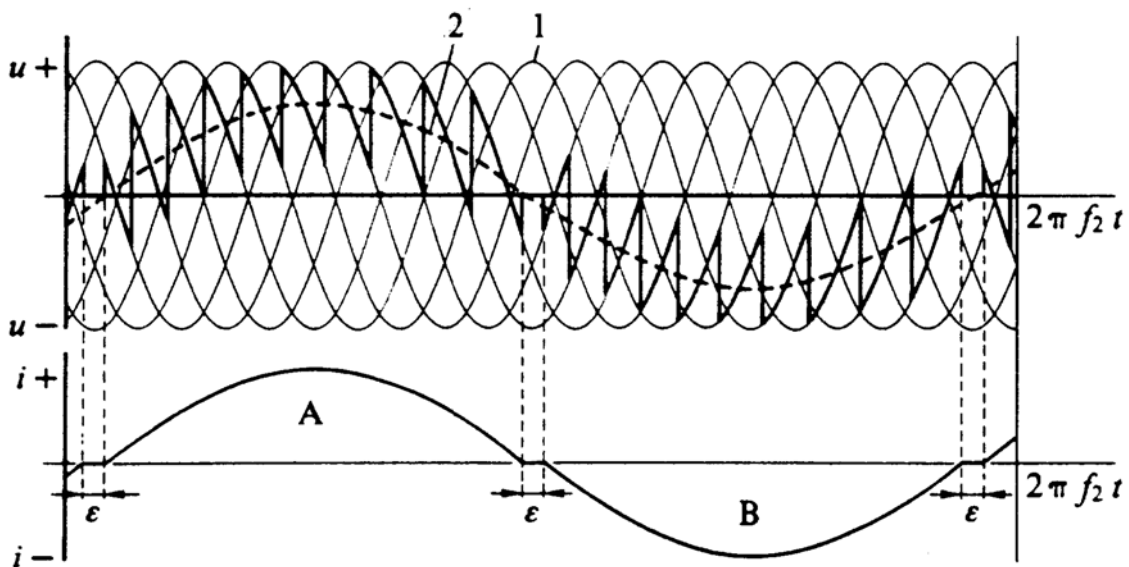


Fig. 11 Cicloconvertidor en modo sinusoidal.

- Modo trapezoidal

En este modo se procura utilizar el mayor ángulo de disparo posible, de tal manera, que se mejore el factor de potencia con respecto al modo sinusoidal.

El único instante en que se varía el ángulo de disparo es cuando la señal de salida cambia de polaridad. En la figura 12 se muestran las formas de onda asociadas a los voltajes trifásicos de la red de alimentación y la salida del cicloconvertidor.

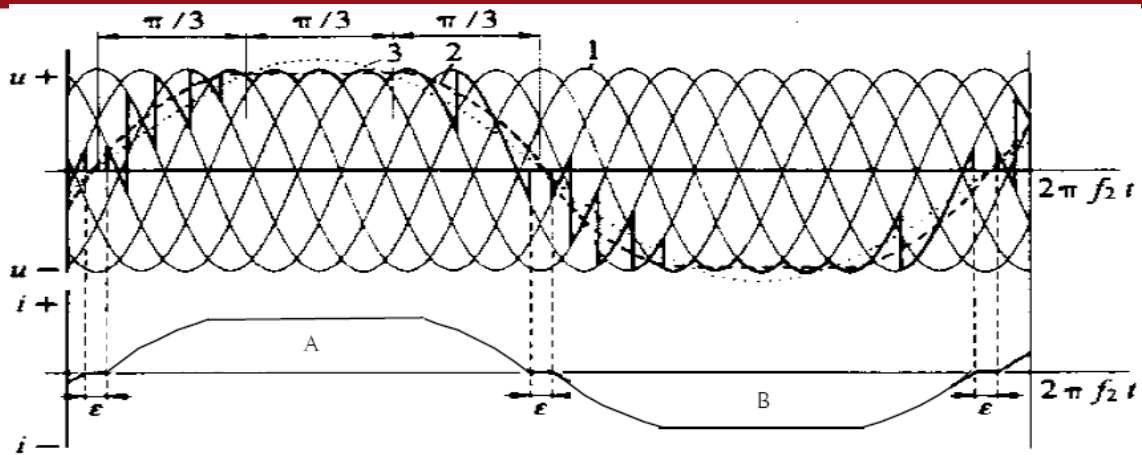


Fig. 12 Cicloconvertidor en modo trapezoidal

3.2 ESQUEMAS DE CONTROL PARA MOTORES TRIFÁSICOS DE INDUCCIÓN

Los algoritmos de control que se tienen para variar la velocidad de un motor trifásico son: el control por frecuencia, el control por vector de flujo y el control directo de torque. El control por frecuencia se basa en controlar la frecuencia del voltaje de alimentación del motor el cual es proporcional a la velocidad de giro. El control por vector de flujo se basa en calcular el torque y el flujo magnético que desarrolla el motor; esto es posible midiendo las corrientes de fase y la posición del rotor; cabe mencionar que necesita un sensor de referencia de la posición del eje del motor. El control Directo por Torque, al igual que el control por vector de flujo, se basa en calcular el torque y el flujo magnético que desarrolla el motor pero en este caso lo hace midiendo las corrientes y voltajes de fase y no necesita un sensor de referencia del eje del motor debido a la exactitud del modelo matemático que tiene el controlador del motor.

3.2.1 CONTROL POR FRECUENCIA

El control por frecuencia basa su principio de operación en las siguientes relaciones de variables de un motor de inducción:

$$RPM = 120 \frac{F}{P} \tag{Ecuación 4}$$

Donde:

RPM: Velocidad de giro del motor en Revoluciones por minuto.

F: Frecuencia de la tensión de alimentación.

P: Numero de polos del motor.

$$B = \frac{V}{F * K} \tag{Ecuación 5}$$

Donde:

B: Flujo magnético.

V: Voltaje.

K: Constante.

Esta técnica aprovecha la relación entre la velocidad de giro del motor y la frecuencia de la tensión de alimentación. Se realiza el control de velocidad controlando la frecuencia de la tensión de alimentación y conociendo la cantidad de polos del motor de acuerdo a la ecuación 2. Sin embargo, se debe tener cuidado con no saturar el flujo magnético del motor, por lo que se debe variar el voltaje de la tensión de alimentación proporcionalmente con la frecuencia de tal manera que el flujo magnético se mantenga constante de acuerdo a la ecuación 3. En la figura 13 podemos observar un esquema del sistema de control de velocidad por frecuencia.

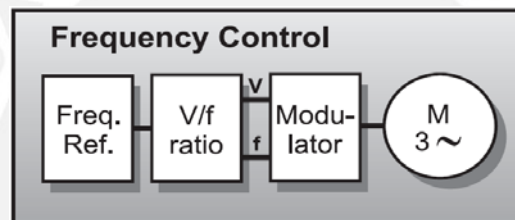


Fig. 13 Diagrama de bloques de un control por frecuencia

3.2.2 CONTROL POR VECTOR DE FLUJO

El control vectorial se basa en la emulación de esquemas de control de un motor DC en el cual el conmutador mantiene un ángulo ortogonal fijo entre el campo de flujo y el campo de la fuerza magneto motriz. Para emular esta condición en un motor de inducción AC es necesario orientar las corrientes del estator con respecto al flujo del rotor de tal manera que se obtenga un control independiente del flujo y torque. Para lograr esto se requiere realimentar la posición del eje del motor para poder cuantificar la posición angular espacial del flujo en el rotor. Para poder soportar la acción de control es necesario que se disponga de un control preciso del voltaje y de la fase de la tensión de alimentación. En la figura 14 podemos observar un esquema del sistema de control por vector de flujo.

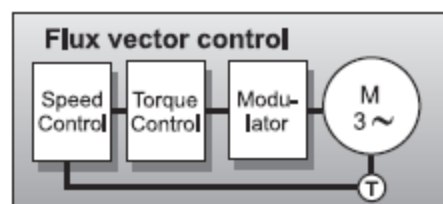


Fig. 14 Diagrama de bloques de un control vectorial

3.3.3 CONTROL DIRECTO POR TORQUE

El control directo de torque se basa en controlar el flujo magnetizante y el torque basado en la medición del voltaje y la corriente del motor. Con estos valores y con la ayuda de un preciso modelo del motor es que se pueden estimar el flujo magnetizante y el torque del motor. De acuerdo al setpoint de velocidad y de torque el sistema varía la salida de un inversor de voltaje de tal manera que se alcancen los valores requeridos de velocidad y torque.

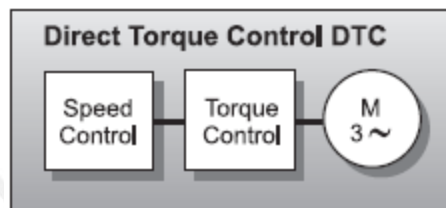


Fig. 15 Diagrama de bloques del control directo por torque

4 DISEÑO DEL EQUIPO

Siendo la principal misión de este variador de velocidad ser un equipo de bajo costo y desarrollado de manera local, se preferirán componentes que cumplan con esta característica y que maximicen la relación calidad/precio. El esquema empleado en la etapa de potencia es la de un cicloconvertidor porque ofrece un costo bajo considerando la potencia que puede manejar y porque realiza de manera adecuada la disipación de potencia. La etapa de control está gobernada principalmente por un microcontrolador lo suficientemente veloz para controlar las funciones de control y soportar las correspondientes señales de entrada/salida de esta etapa. Se dispondrán los componentes de tal manera que se facilite la ventilación del variador debido a la gran cantidad de potencia que tiene que ser capaz de manejar. Se tendrá en cuenta la minimización del chasis del equipo de tal manera que no ocupe más espacio del necesario para su correcto funcionamiento.

4.1 REQUERIMIENTOS

Las principales características de todo variador de velocidad son la capacidad de corriente y voltaje que puede manejar, y la velocidad de su lógica de control. Debido a que este es un diseño de bajo costo y hasta cierto punto experimental, los requerimientos que propongo tienen un fin práctico e ilustrativo para que se pueda demostrar la tesis. Esto no impide que lo propuesto en esta tesis no pueda ser llevado a potencias mayores debido a que los principios fundamentales serán demostrados o

refutados y si se deseara ampliar la capacidad de potencia de este equipo se expondrán los criterios de diseño que se deberían seguir para tal fin.

4.1.1 REQUERIMIENTOS DE LA ETAPA DE POTENCIA

La etapa de potencia es la característica principal de todo variador de velocidad. Trabajaremos a condiciones que se pueden encontrar en un laboratorio de sistemas eléctricos, así como, en las principales industrias y que satisfagan los fines didácticos de este equipo.

Los requerimientos propuestos son:

- Capacidad de manejar un motor de 4HP.
- Capacidad de soportar voltajes de red de 220VAC.
- Diseñador para una conexión en estrella del motor.
- Capacidad de soportar 15% de sobre carga.
- Protección contra cortocircuitos.

4.1.2 REQUERIMIENTOS DE LA ETAPA DE CONTROL

La etapa de control debe ser lo suficientemente robusta como para controlar adecuadamente a la etapa de potencia, tanto en términos de velocidad, como en líneas de control. Debe ser capaz de soportar el algoritmo de control elegido con una velocidad aceptable de tal manera que el tiempo de respuesta del sistema sea el adecuado para las aplicaciones más comunes de los variadores de velocidad de las características propuestas en esta tesis. Debe poseer entradas que le permitan comunicarse con otros dispositivos de automatización y funciones. Específicamente, las características que debe cumplir son:

- Capacidad de soportar el algoritmo de control elegido.
- Comunicarse con el usuario mediante un visualizador LCD.
- Capacidad de recibir órdenes del usuario mediante un teclado matricial.

4.2 DIAGRAMA DE BLOQUES

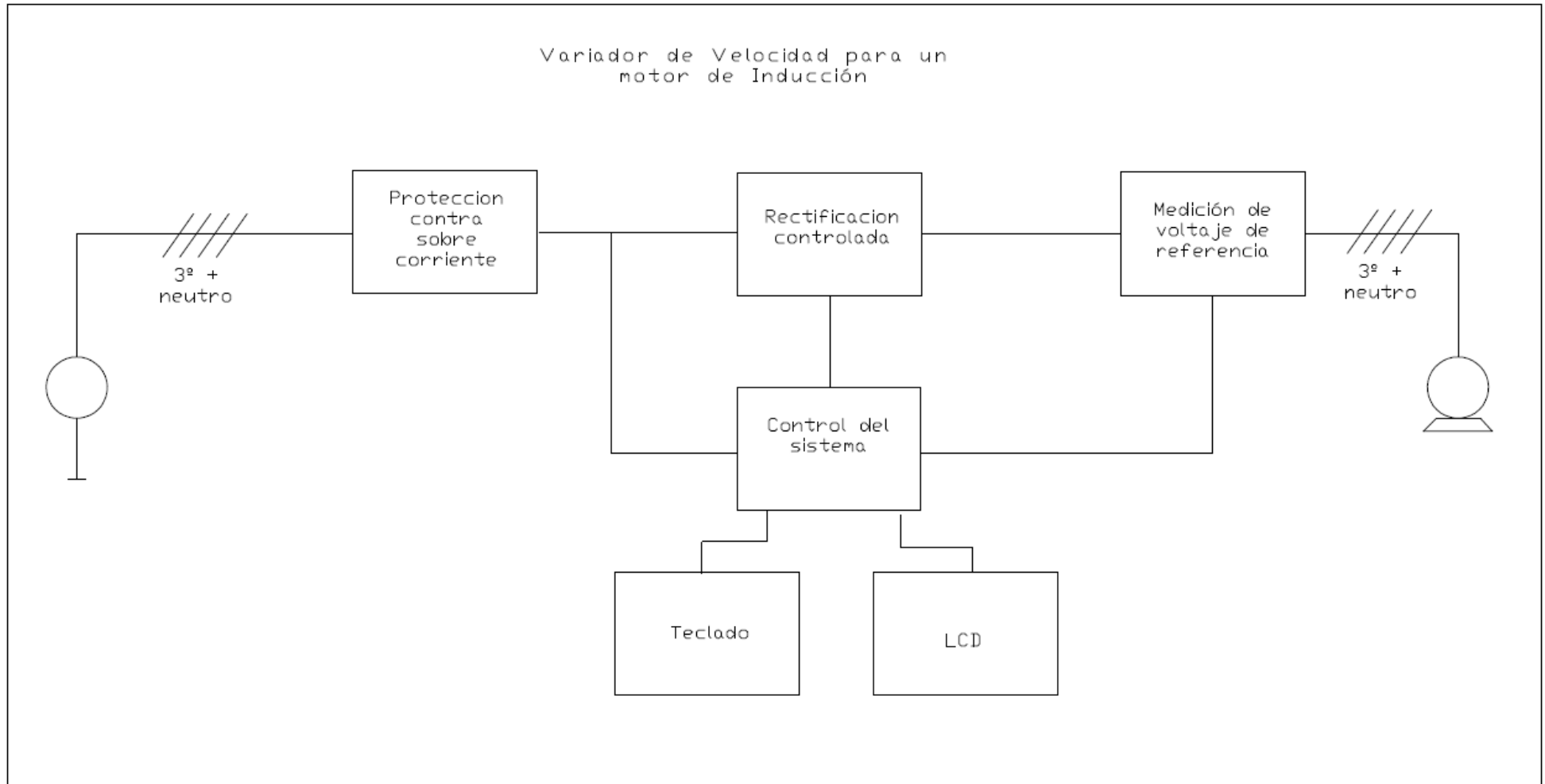


Fig.16 Diagrama de bloques del variador

4.3 DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA

De acuerdo a la premisa inicial de este trabajo (que se puede implementar un variador de velocidad de bajo costo) y a los esquemas de potencias vistos en el capítulo 3, propongo el uso de un cicloconvertidor de media onda con SCRs como elemento principal de control de potencia del motor de inducción. Debido a las siguientes características de este esquema:

- Al ser un inversor AC/AC se elimina el bus de DC.
- Los SCRs pueden manejar una gran cantidad de corriente. Lo que facilitaría el diseño de equipos de potencias mayores.
- Simplifican la etapa de control debido a los requisitos de conducción de los SCRs.
- Se maneja mejor la disipación de calor de la etapa de potencia y se alarga la vida útil de los semiconductores.

La conexión de las líneas de potencia se realizará mediante borneras con tornillo los cuales permitirán una fácil conexión con las líneas trifásicas y las líneas de salida. Las borneras de tornillo tienen el espesor adecuado para soportar las corrientes de línea del sistema. La etapa de potencia se aislará eléctricamente de la etapa de control mediante el uso de optoacopladores los cuales serán activados por señales provenientes de la etapa de control. La conexión de la etapa de Control con la etapa de potencia se realizará mediante conectores molex de cuatro pines, por ser los mas convenientes y versátiles para este fin. Se dispondrá de una fuente de alimentación independiente para cada circuito de disparo de SCR excepto para el caso en el que la conexión de los cátodos de los SCRs sea común, en cuyo caso se usara una sola fuente. Se usarán conectores con tornillo para conectar la alimentación a las fuentes. El circuito RC de protección contra transitorios de voltaje se implementará por fase de tal manera que se protegen a dos SCRs en contra fase a la vez. Se usarán condensadores de poliéster para este fin, ya que, presentan una mejor respuesta a las altas frecuencias que afectan a los SCRs.

El esquema de potencia diseñado recibe alimentación trifásica y nos entrega las señales rectificadas, de acuerdo a la señales de la etapa de control, en una única salida. Es por esto que se deben realizar tres implementaciones de tal manera que podamos obtener tres señales trifásicas y poder tener el cicloconvertidor. También se pudo haber implementado en una sola tarjeta toda la etapa de potencia, sin embargo, por la facilidad de implementación y simetría se las etapas se prefiere implementarlas de manera independiente. Además, de esta manera es más fácil realizar pruebas en el

laboratorio en las etapas previas al diseño final de la tarjeta (pruebas en protoboard). La modularidad que nos provee este esquema facilita su reparación en caso de falla, ya que, solamente se tendría que reemplazar la tarjeta defectuosa y el equipo estaría operativo de nuevo en muy poco tiempo. Esta característica disminuye drásticamente el tiempo que el variador estaría inoperativo ante una falla, lo cual, dentro de un proceso productivo tiene un costo alto ya que genera que se detenga la producción o en todo caso el proceso que depende del funcionamiento del motor. Una ventaja adicional de este esquema es que en caso se desee aumentar la capacidad de potencia que debe manejar el variador solo se tendrían que cambiar las tarjetas de potencia, ya que, el algoritmo de control, y por ende la etapa de control, se mantienen iguales. No sería necesario comprar un variador nuevo, lo cual disminuiría los costos de aumento de capacidad en el proceso o actividad que controla el motor.



4.3.1 DIAGRAMA DE BLOQUES

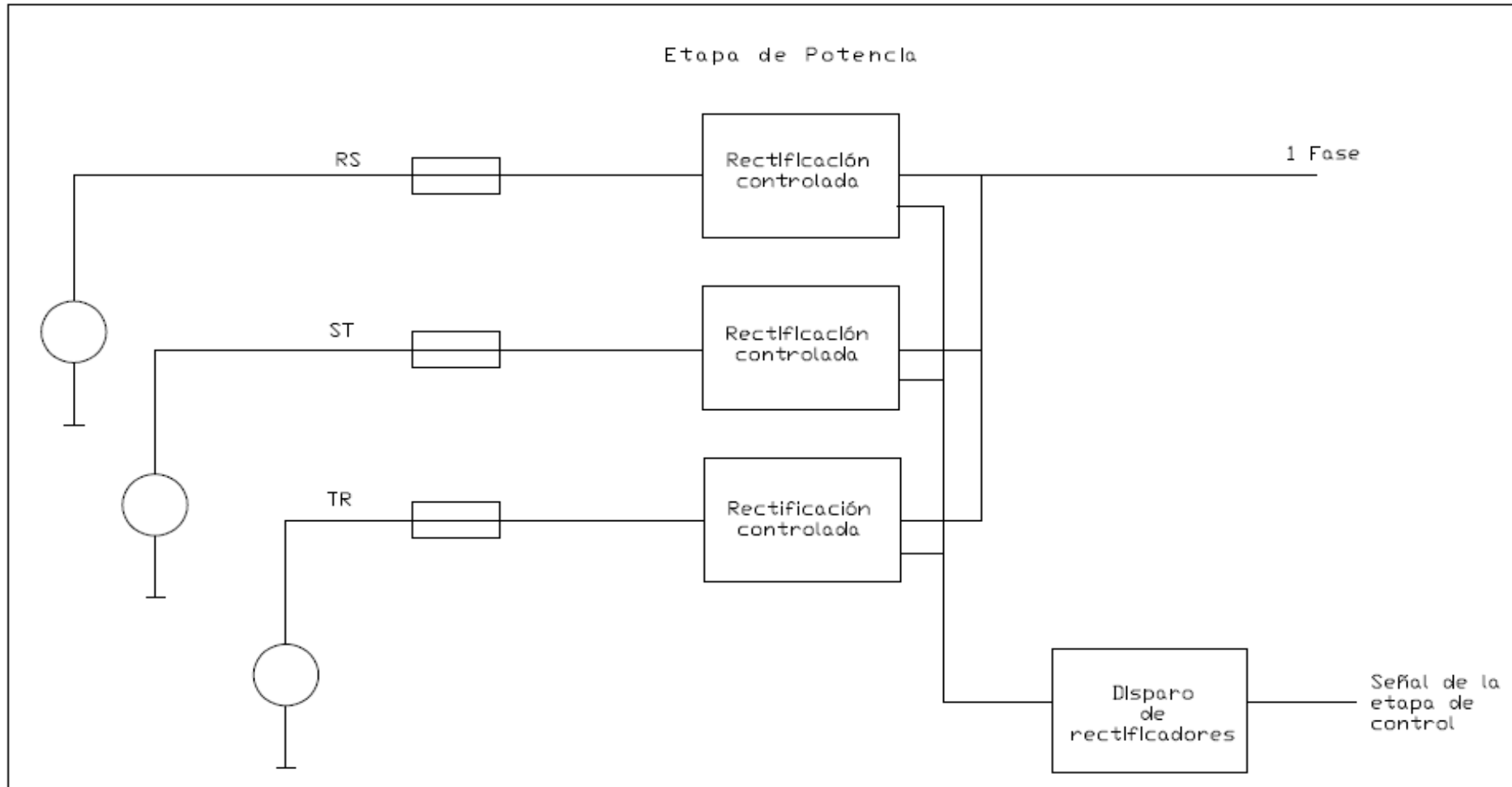


Fig. 17 Diagrama de bloques de una fase de la etapa de potencia

4.3.2 CIRCUITO ESQUEMÁTICO

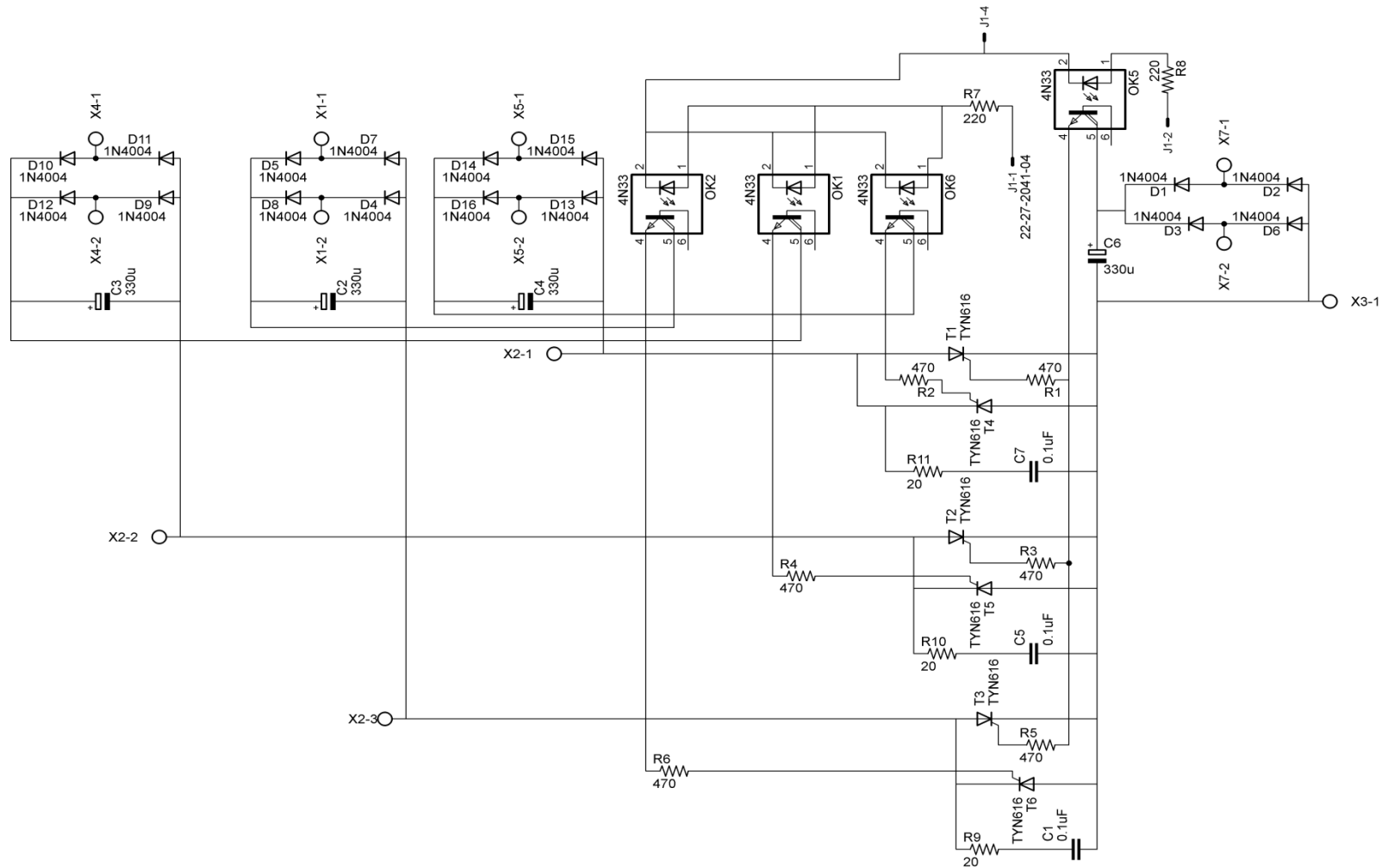


Fig. 18 Circuito esquemático de una de las fases de la etapa de potencia

4.3.3 CÁLCULOS Y CRITERIOS DE DISEÑO

El circuito esquemático tiene cuatro partes bien definidas: Fuentes de alimentación, Cicloconvertidor, Protección contra picos transitorios de voltaje y acoplamiento con la etapa de control. Revisaremos los criterios de diseño que se ha usado para dimensionar cada una de éstas.

- Cicloconvertidor (SCRs)

De acuerdo a la potencia que se requiere proveer a los motores podemos obtener la corriente necesaria de acuerdo a la ecuación 6

$$\eta = \frac{HP \times 746}{\sqrt{3} \times VI \times Il \times \cos(\phi)} \quad (\text{Ecuación 6})$$

Donde:

η = Eficiencia

Il = Corriente de Línea

HP = Potencia del motor en HP

$\cos(\phi)$ = Factor de potencia

VI = Voltaje de Línea

De acuerdo a los requerimientos establecidos para la etapa de potencia en la sección 4.1.1 y asumiendo una eficiencia y factor de potencia típicos de 0.8 hallamos que la corriente que deben soportar los SCRs es de 12.23A en condiciones nominales. En caso que se genere una sobre carga del 15% la corriente que deben soportar los SCRs debe ser de 14.07A. De acuerdo a estos cálculos elegimos los SCRs TYN616 porque soportan 16A a un ángulo de conducción de 180° y nos permiten disponer de un 15% más de la corriente máxima a la que está diseñado el variador. Adicionalmente, pueden soportar picos de 100A no repetitivos durante 10ms lo cual los hace muy robustos para soportar las corrientes de arranque de los motores de inducción. En estado de no conducción puede bloquear hasta 600v, lo cual es suficiente para bloquear el voltaje de la red de alimentación.

- Fuentes de alimentación

Serán independientes y no reguladas, ya que, su función será la de polarizar los SCRs entre los terminales Gate y Cátodo de manera que se disparen. Para este fin se usarán dos transformadores con 6 secundarios de 5VAC. De tal manera que en total tengamos 12 fuentes independientes las cuales alimentarán los circuitos de disparo de las tres tarjetas. Se empleará un rectificador de onda completa y un condensador como filtro de tal manera que se asegure la presencia de un voltaje estable y que soporte las fluctuaciones que pudieran darse en una red de alimentación de un

entorno de manufactura. La potencia de la fuente debe ser la suficiente para que se satisfaga la siguiente condición:

$$P_{\text{Fuente}} = P_{\text{Emisor-Colector}} + P_{\text{Resistencia}} + P_{\text{Gate-Catodo}}$$

La máxima potencia que pudiera ser necesaria de acuerdo a la hoja técnica de los optoacopladores y SCRs sería:

$$P_{\text{Gate-Catodo}} = 10\text{mA} \cdot 1\text{v} = 10\text{mW}$$

$$P_{\text{Resistencia}@470\Omega} = (10\text{mA})^2 \cdot 470 = 47\text{mW}$$

$$P_{\text{Emisor-Colector}} = 10\text{mA} \cdot 1.2\text{v} = 12\text{mW}$$

De las condiciones anteriores vemos que con una potencia de 69mW por fuente podemos satisfacer los requerimientos de disparo de un SCR. Es por esto y de acuerdo a la oferta de transformadores en el mercado local que las especificaciones del transformador deben ser: Primario diseñado para trabajar a la tensión de red (en el caso de Perú 220Vac) y secundario a 5Vac@100mA. Como la corriente de la fuente es muy pequeña podemos usar diodos 1n4001 o superior de acuerdo a la disponibilidad en el mercado y a su precio, ya que, cualquiera de estos diodos satisfará las necesidades de corriente de la fuente. Este esquema provee la potencia necesaria para disparar un SCR o tres SCRs a la vez, como se muestra en el diagrama esquemático.

El valor de la capacitancia la obtendremos en función del nivel de rizado que podemos tolerar a la salida de la fuente de acuerdo a la ecuación 5.

$$V_{rpp} = \frac{I_{\text{Carga}}}{2 \times f \times C} \quad (\text{Ecuación 7})$$

Donde:

V_{rpp} = Voltaje de rizado de la fuente

C = Capacitancia

I_{Carga} = Corriente de la carga

F = Frecuencia de la tensión de alimentación

Vemos que para un valor de 330 μ F obtenemos un rizado de 0.25v en el caso de disparar un solo SCR, y de 0.75v en el caso de disparar tres SCRs. Estos valores nos aseguran un voltaje suficiente para disparar los SCRs a la frecuencia máxima a la que van a ser disparados (60Hz).

- Protección contra picos transitorios de voltaje

La protección contra picos transitorios de voltaje tiene como misión proteger al SCR frente a variaciones bruscas de voltaje que pudieran dispararlo. Esta protección consiste en un filtro RC que se conecta en paralelo al ánodo y cátodo del SCR. Para encontrar los valores adecuados de R y C se debe tener en cuenta la tasa de cambio de voltaje máxima que puede soportar el SCR (500v/μs para el TYN616). Esta se relaciona con los parámetros R y C de acuerdo a la ecuación 8

$$\frac{dv}{dt} = \frac{0.632 \times R V_{AK}}{R_s^2 \times C} \quad (\text{Ecuación 8})$$

Donde:

dv/dt=Variación máxima que soporta el SCR

V_{AK}=Voltaje aplicado al SCR

R_s=Resistencia

C=Condensador

R=Resistencia de la carga

El valor de la resistencia R_s se obtiene de acuerdo a la ecuación 9.

$$R_s = \frac{V_{AK}}{I_{Descarga}} \quad (\text{Ecuación 9})$$

Donde:

V_{AK}=Voltaje aplicado al SCR

I_{Descarga}=Corriente de descarga del condensador

Escogemos una corriente de descarga del condensador de 16A con lo cual despejamos una R_s = 20Ω de la ecuación 9. Con este valor podemos despejar C de la ecuación 8 considerando una resistencia de carga de 5Ω y una variación máxima de voltaje de 300V/μs. Obtenemos un valor de capacitancia de 8nF.

Finalmente, para definir la potencia que debe disipar la resistencia usaremos la ecuación 10

$$P = I^2 \times R = 20 \times \left(\frac{V_s}{20 + \frac{1}{2 \times \pi \times f \times C}} \right)^2 \quad (\text{Ecuación 10})$$

Donde:

P= Potencia que disipa la resistencia

C= Capacitancia

V_s=Voltaje aplicado al SCR

f= Frecuencia de la red

Despejamos la potencia con los valores ya calculados y con una frecuencia máxima de conmutación del SCR de 60Hz. Hallamos que la resistencia debe ser capaz de disipar como mínimo 0.013mW, sin embargo, en la etapa de la implementación usaremos resistencias de 1/8 de Watt.

- Protección térmica

Los SCRs son dispositivos que pueden llegar a dispararse si se superan los rangos de temperatura para los que trabajan. Motivo por el cual, el cálculo de la protección térmica que deben llevar es fundamental, más aún cuando se trabajan con altas potencias. La potencia que debe se debe disipar está dada por la ecuación 11.

$$P_d = P_{ac} + P_{gc} \quad (\text{Ecuación 11})$$

Donde:

P_d= Potencia total que debe disipar el SCR.

P_{ac}= Potencia a disipar por la caída de tensión y la corriente entre ánodo y cátodo

P_{gc}= Potencia a disipar por la caída de tensión y la corriente entre la compuerta y cátodo

De la hoja técnica del SCR y considerando un 20% mas como margen de seguridad, definimos que la potencia P_d es 15w. Ahora, determinaremos la resistencia térmica del disipador mediante la ecuación 12.

$$R_{\theta_{da}} = \frac{T_j - T_a}{P_d} - (R_{\theta_{jc}} + R_{\theta_{cd}}) \quad (\text{Ecuación 12})$$

Donde:

R_{θjc}=1.1°C/W (Tomado de la hoja técnica)

R_{θcd}= 1.2°C/W (Tomado de la tabla del Anexo 6 - contacto con mica y silicona.)

T_j= 87.5°C (Tomado de hoja técnica - 70% de temperatura máxima)

$$T_a = 25^\circ\text{C}$$

Finalmente, despejamos la ecuación y hallamos que la resistencia térmica del disipador a usar debe ser de 2.3°C/W . Con este valor podemos escoger el disipador con las dimensiones adecuadas para que el SCR trabaje dentro del rango de temperaturas especificadas por el fabricante.

- Protección contra cortocircuitos

La protección contra cortocircuitos será mediante fusibles de acción lenta, los cuales irán montados en portafusibles. Los portafusibles serán de montaje en chasis de tal manera que sea sencillo para el usuario reemplazarlos en caso de alguna falla. Serán de $220\text{Vac}@16\text{A}$.

4.3.4 SIMULACIONES

Para simular la etapa de potencia usaremos la herramienta simulink de Matlab, ya que, esta herramienta nos provee de una amplia gama de instrumentos de simulación y nos permite realizar cálculos precisos de cómo se comporta el circuito. Observaremos las formas de ondas de la corriente y el voltaje generados, así como, el voltaje y corrientes en uno de los SCRs.

- Formas de onda de la salida de una fase
 - Simulación de la comba positiva

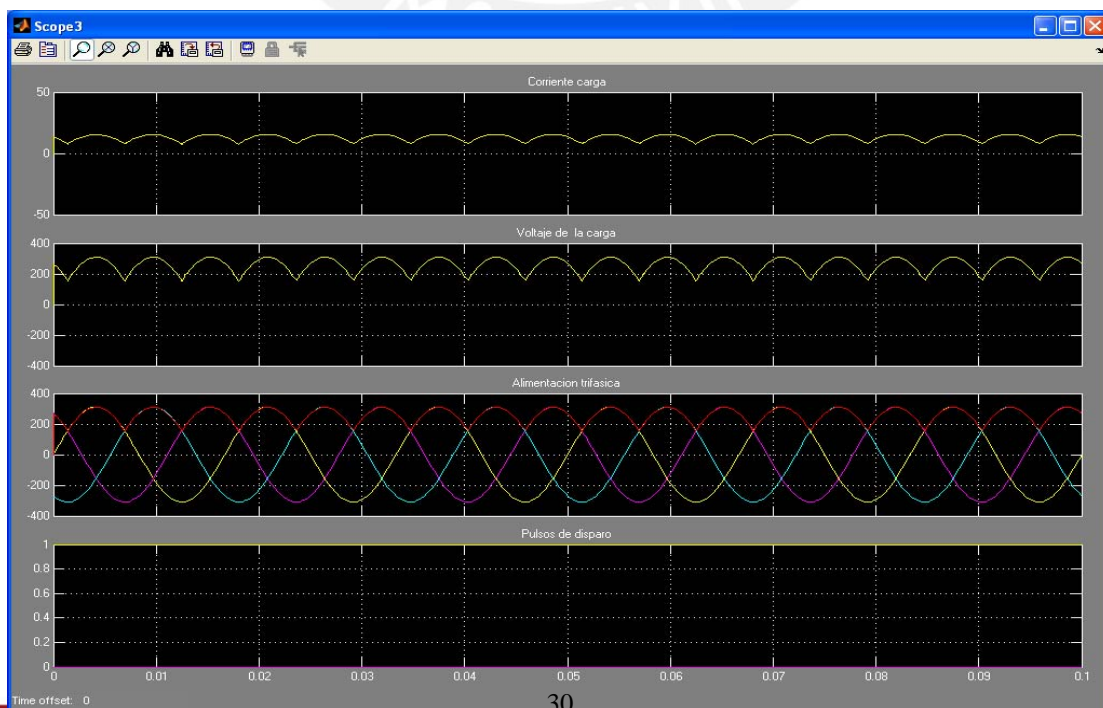


Fig. 19 Generación de la comba positiva

- Simulación de la comba negativa

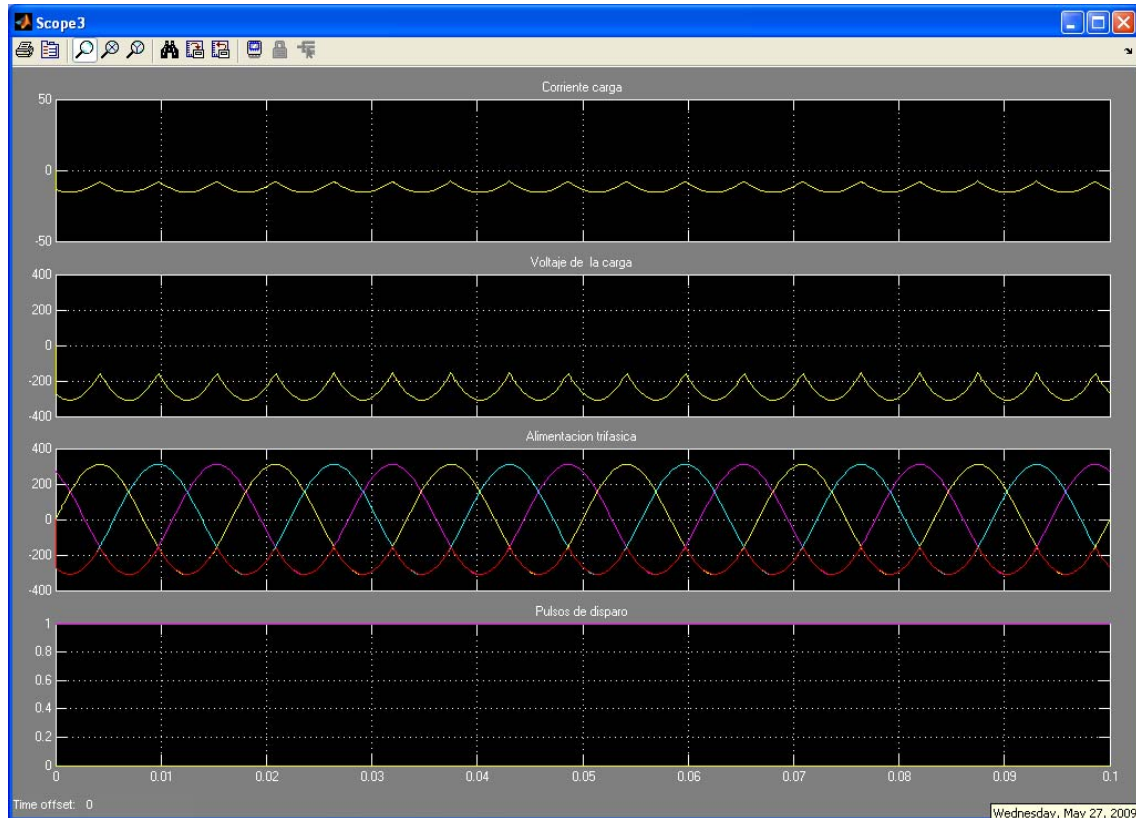


Fig. 20 Generación de la comba negativa

En ambos casos observamos que las señales se generan de acuerdo a lo esperado y que responden de manera adecuada a los pulsos de disparo. Observamos como la señal del voltaje en la carga se superpone a los voltajes de fase de la alimentación trifásica y conmuta de manera natural sin causar ningún tipo de cortocircuitos o caídas de voltaje. La etapa de control cumple con su cometido.

4.4 DISEÑO DE LA ETAPA DE CONTROL

La etapa de control se encarga principalmente de recibir las órdenes del usuario, generar las señales adecuadas para el control de la etapa de potencia y mostrar al usuario los datos más relevantes de la operación del mismo. Para recibir las órdenes del usuario se dispondrá de un teclado. El teclado que implementemos será matricial y estará multiplexado. El teclado funcionará con lógica negativa, ya que, se usaran

resistencias a modo de pull ups para evitar que se induzca ruido en los cables que unen el teclado matricial con el sistema de control.

Las señales de control necesarias que debe generar el sistema para controlar la conducción en las combas positivas o negativas del ciclo convertidor son seis y serán de frecuencia y ancho variable. Con estas seis señales se podrá habilitar o deshabilitar toda la etapa de potencia de acuerdo se requiera y se generarán las ondas trifásicas de la salida de la etapa de potencia.

El sistema recibirá una señal de referencia de la frecuencia de la tensión de alimentación de tal manera que se puedan generar las ondas de potencia perfectamente sincronizadas. Adicionalmente, recibirá retroalimentación del voltaje generado por cada fase de potencia de tal manera que se eviten los cortocircuitos por conmutación entre combas negativas y positivas. Ambas retroalimentaciones serán a través de un detector de cruce por cero, ya que, con este método se puede determinar la frecuencia de una onda y el estado de la línea para asegurar que no haya tensión en ella. El detector de cruce por cero estará aislado eléctricamente del sistema de control mediante un medio magnético u óptico, sin embargo, se preferirá un medio óptico por el tamaño reducido y el bajo costo.

El sistema se comunicará con el usuario mediante una pantalla LCD. De tal manera, que en esta se mostrarán los menús de configuración y los principales parámetros del variador.

4.4.1 DIAGRAMA DE BLOQUES

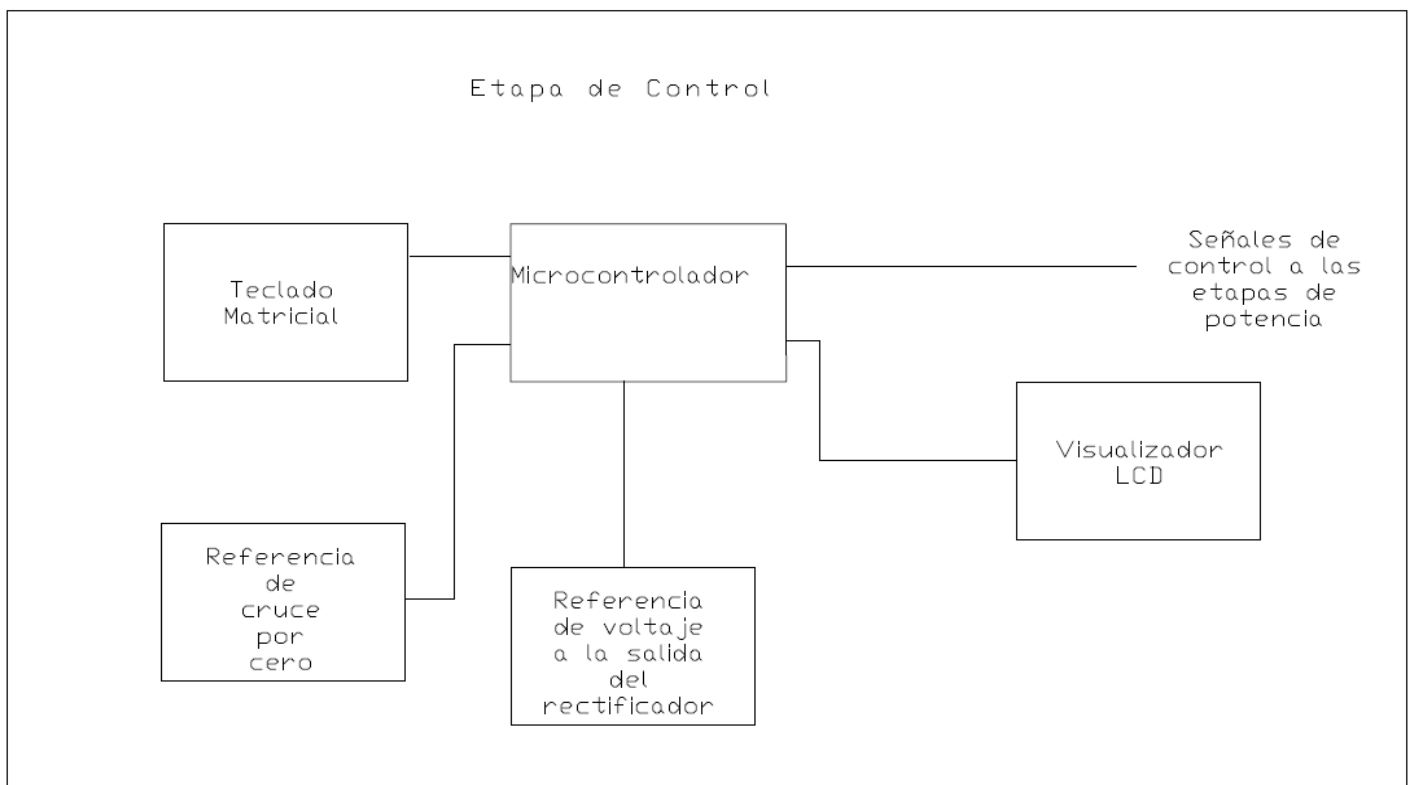
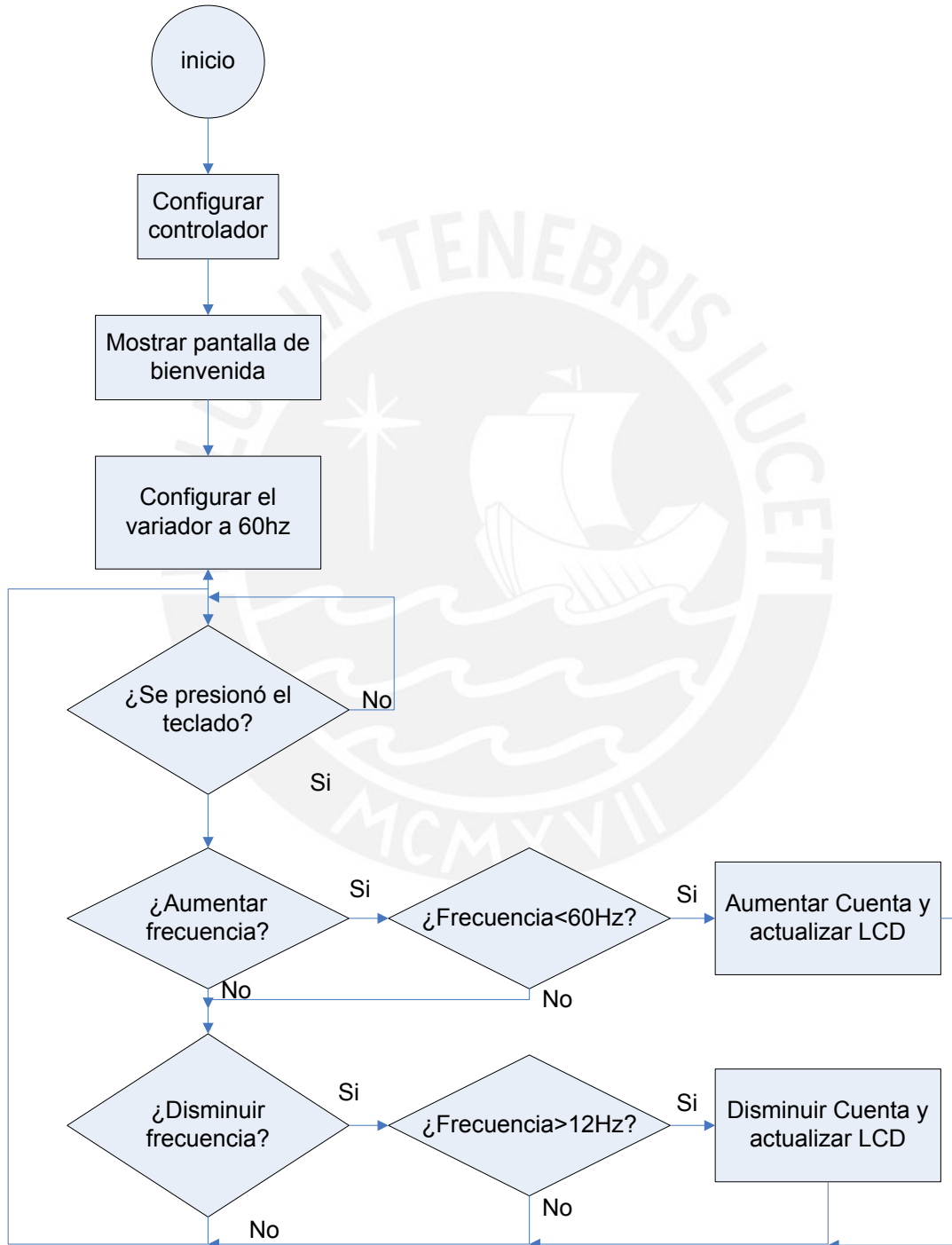


Fig. 21 Diagrama de bloques de la etapa de control

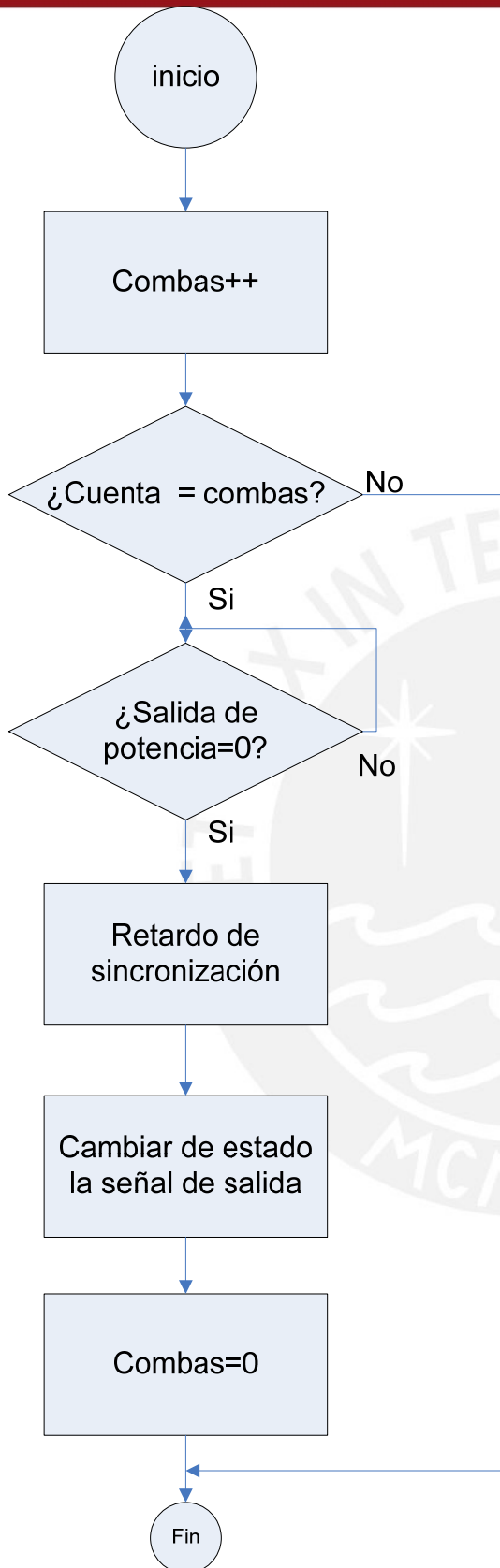
4.4.2 DIAGRAMA DE FLUJO

- Programa principal



- Interrupción para cada fase trifásica





4.4.3 CIRCUITO ESQUEMÁTICO

4.4.3.1 UNIDAD CENTRAL DE PROCESAMIENTO

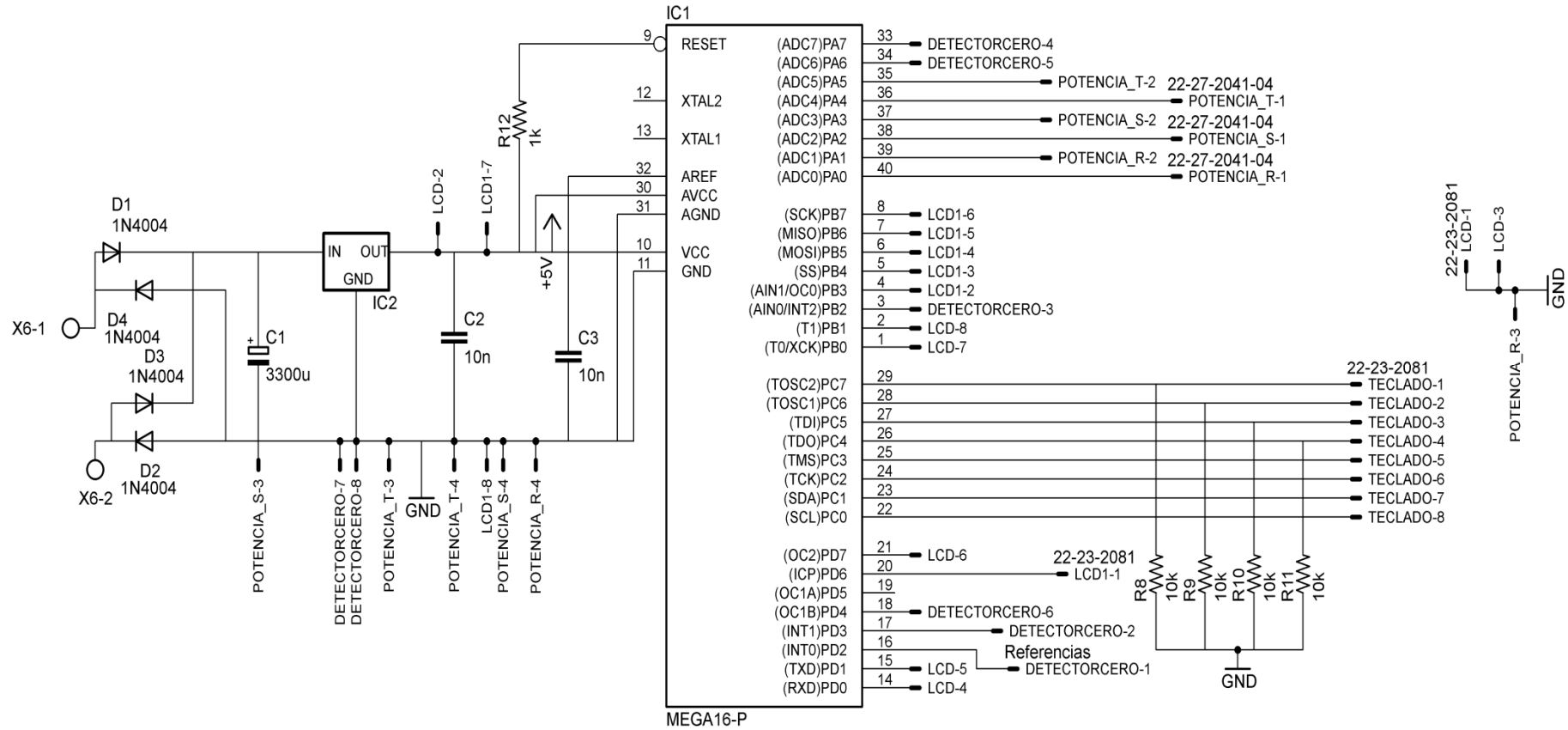


Fig. 22 Circuito esquemático de la etapa de control

4.3.3.2 DETECTOR DE CRUCE POR CERO DE LA SALIDA DEL CICLO CONVERTIDOR

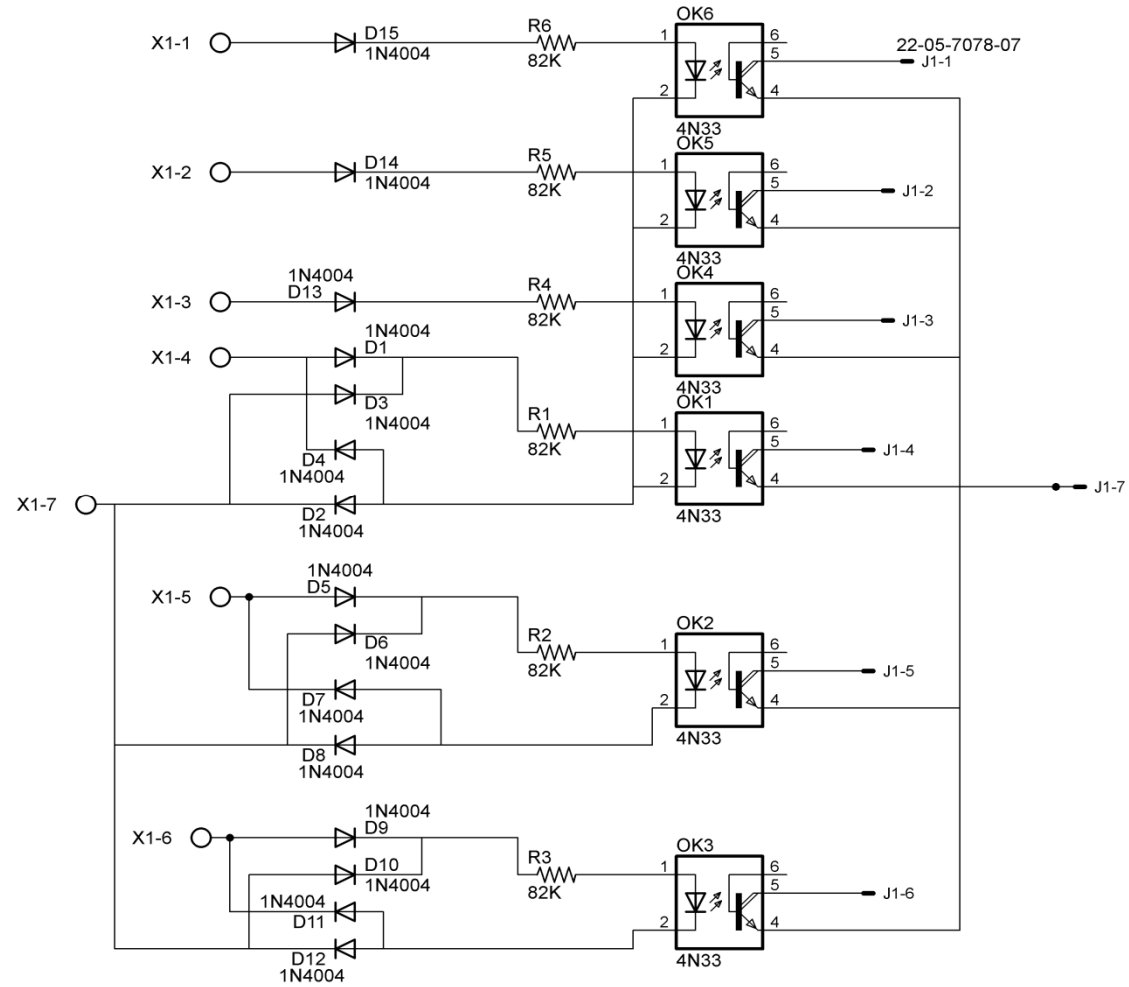


Fig. 23 Circuito esquemático del detector de cruce por cero

4.4.4 CÁLCULOS Y CRITERIOS DE DISEÑO

La parte central y determinante de la eficiencia y flexibilidad de una etapa de control es, precisamente, el dispositivo que se encarga de determinar las acciones de control que son necesarias. En este caso y debido al alcance de este trabajo trabajaremos con un microcontrolador debido a sus características de bajo costo, cantidad de periféricos dentro de un solo circuito integrado, rango de velocidades y facilidad de programación. De todas las características antes mencionadas el microcontrolador ATMEGA16 nos provee de las funciones que se necesitan para realizar el control de un variador de velocidad con una etapa de potencia basada en un cicloconvertidor por los siguientes motivos:

- Frecuencia de Reloj de hasta 16MHZ.
- Oscilador interno de hasta 8MHZ.
- 16Kb de memoria de programa (Flash).
- 1Kb de memoria RAM.
- Temporizadores internos de 8 bits y 16 bits.
- Captura de interrupciones externas.
- ADC incorporado en el chip.
- 32 pines configurables como entradas o salidas.
- Programación sin necesidad de retirar el circuito integrado del sistema (ISP)

Una parte fundamental para el buen desempeño del variador de velocidad es la generación adecuada y precisa de las señales de control que van a comandar a la etapa de potencia y que, en conjunto, nos van a entregar las señales de potencia necesarias para controlar la velocidad del motor. De acuerdo a la necesidad de tener tres señales trifásicas de frecuencia y voltaje variables desfasadas 120° entre sí debemos de tener un sistema de control que las genere de manera adecuada y en sincronía con la tensión de entrada. Para lograr este propósito usaremos las interrupciones externas que tiene el microcontrolador, de tal manera que el sistema reaccione a las variaciones de frecuencia que pueda tener la red y nos garantice que los SCR se disparan perfectamente sincronizados. Esta característica es muy importante, ya que, de no cumplirse los SCRs podrían generar un cortocircuito y por ende generar una falla en el variador.

El sistema de control necesita tener una señal de entrada con la información de la polaridad e inicio de la onda senoidal de la tensión de red (secuencia R) y 3 señales de entrada con la información del voltaje a la salida de cada uno de los tres

rectificadores trifásicos, respectivamente. Para lograr estas señales usaremos un rectificador de media onda, ya que, al conducir únicamente en las combas positivas o negativas podemos determinar la polaridad de la señal que rectifica y para lograr las 3 señales del estado del voltaje de los tres rectificadores usaremos un rectificador de onda completa ya que nos permitirá identificar el momento en el que la tensión de la red es cero. Los rectificadores en conjunto con optoacopladores permitirán que se genere una señal digital aislada de la etapa de potencia al microcontrolador. Con esta información el sistema disparará los SCR en el momento indicado y garantizará la sincronización con la frecuencia de la tensión de red y que no se generen cortocircuitos por mala sincronización entre SCRs.

4.4.5 SIMULACIONES

Para simular la lógica de control usaremos el programa Vmlab, en el cual hemos desarrollado el código del programa del microcontrolador, y el Simulink del software Matlab para mostrar cómo se relaciona la etapa de control con la de potencia. También realizaremos un análisis del espectro de frecuencia de las señales del variador para evaluar la generación de armónicos.

- Señales de control de la etapa de control

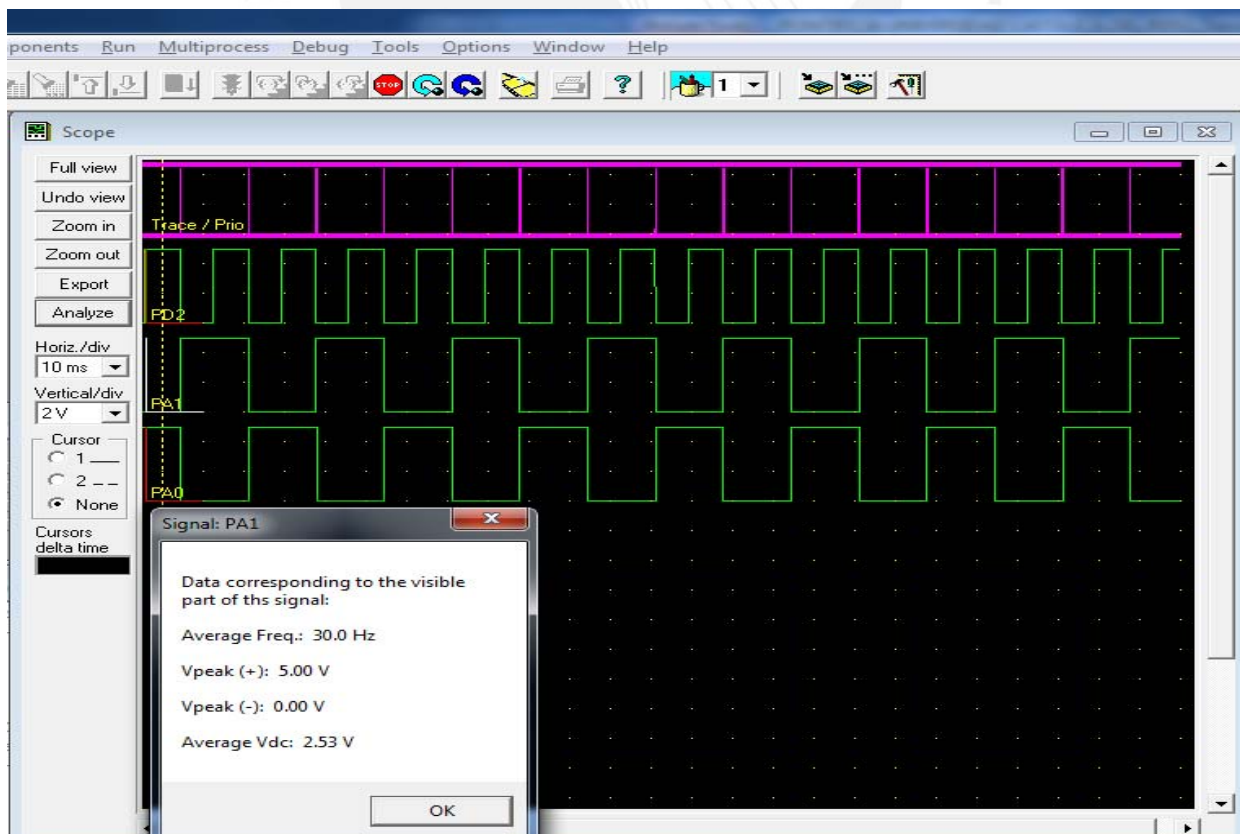


Fig. 24 Simulación de señales de control a 30Hz

Observamos en la figura 24 las formas de onda generadas por el sistema para una frecuencia de salida de 30Hz. La señal PD2 corresponde a la señal del detector de cruce por cero de la fase R de la tensión trifásica y las señales PA1 y PA0 a las señales de control de las fases positivas y negativas de la fase R' del generador. Es en función a los cambios de estado de la señal PD2 que la lógica del circuito identifica las combas de la señal de entrada y genera en perfecta fase las señales de control para la etapa de potencia.

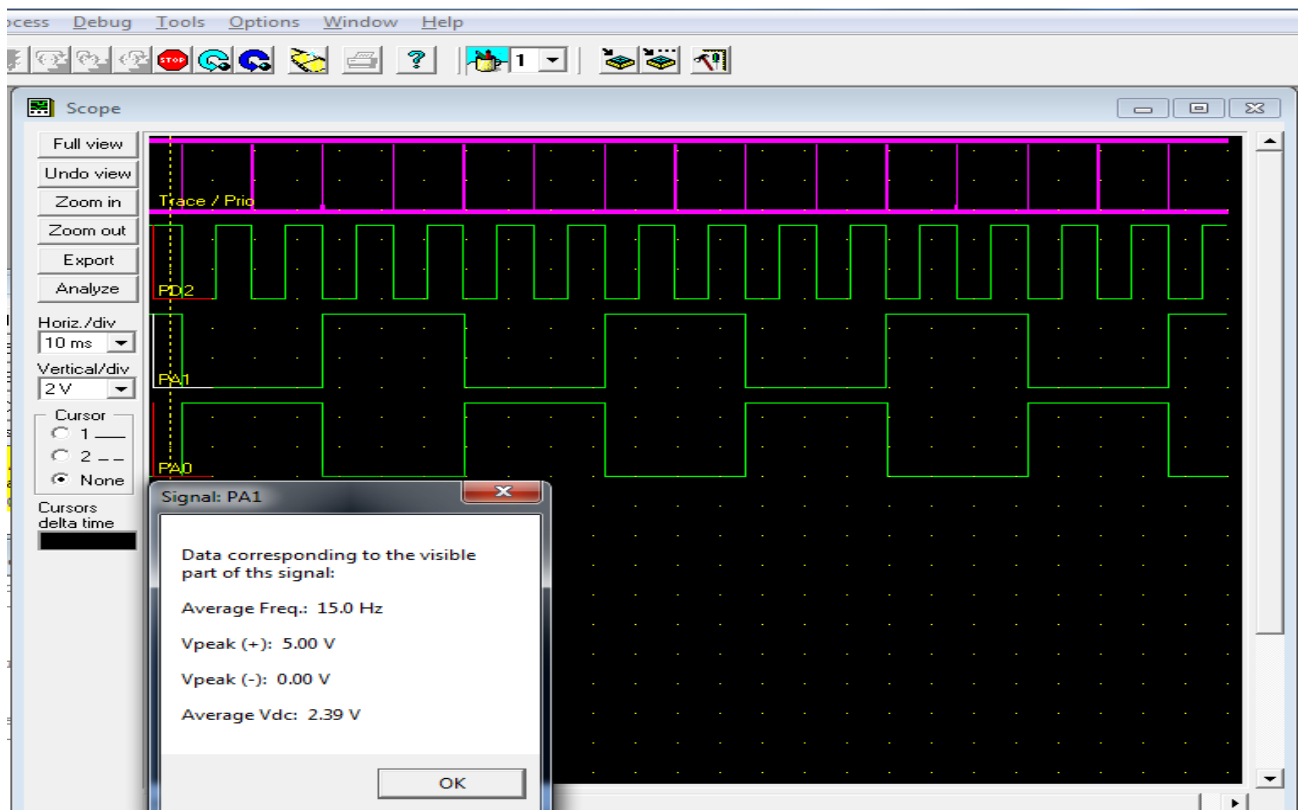


Fig. 25 Simulación de las señales de control a 15Hz

La figura 25 muestra las señales para una frecuencia de 15Hz, vemos como se mantiene la sincronización de las señales que comandan la etapa de potencia con la señal de referencia.

Adicionalmente a la señal del detector de cruce por cero de referencia de fase, el sistema de control recibe la señal del estado de la tensión de salida de fase de la etapa de potencia. Dependiendo del estado de esta señal es que se retrasa o no la conmutación de las señales que comandan los SCRs. Esta condición es fundamental, ya que, de no respetarse podríamos generar cortocircuitos entre fases y dañar la etapa de potencia.

- Señales generadas en la etapa de potencia con la lógica de control
- Usaremos el Simulink de matlab usando el siguiente esquema:

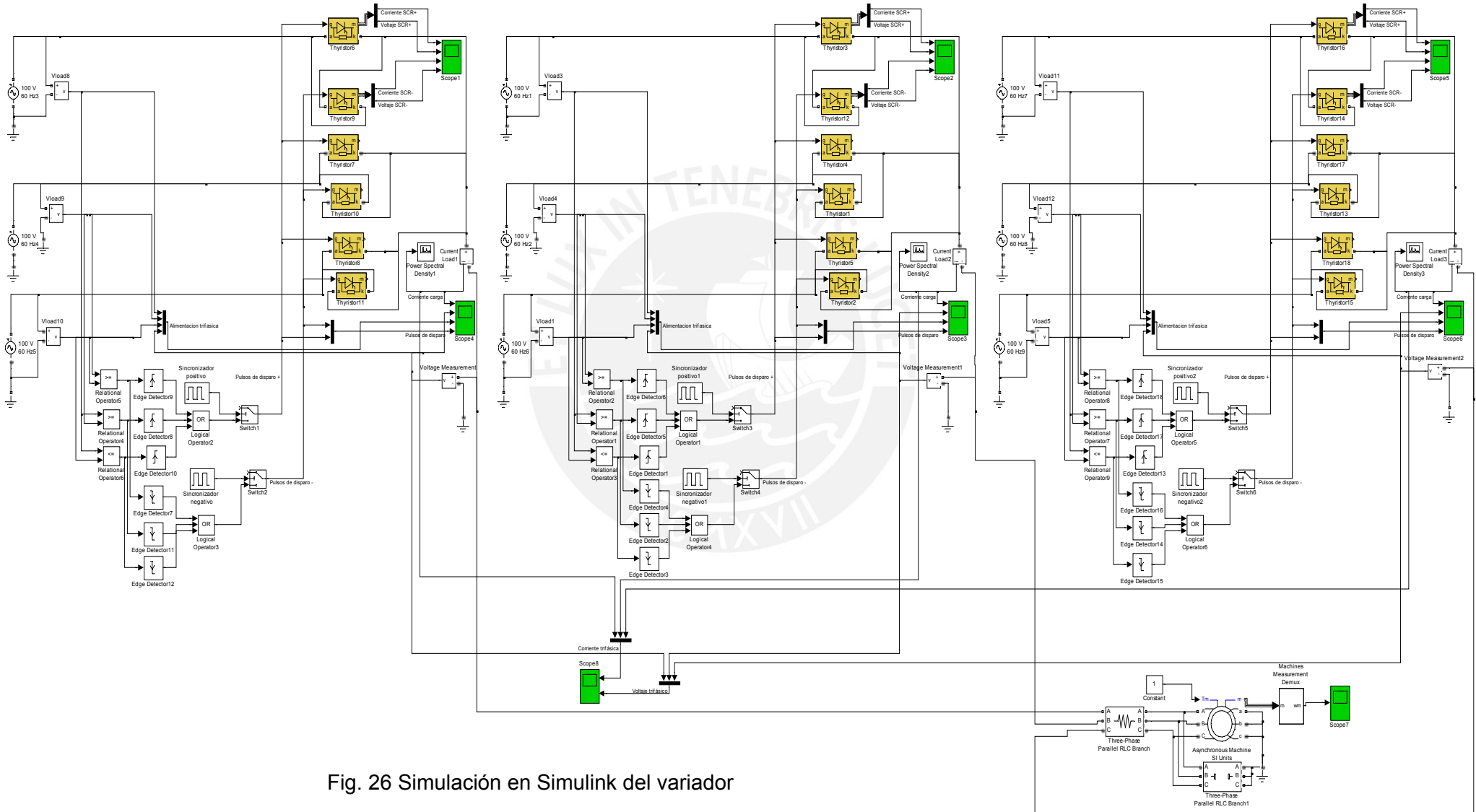


Fig. 26 Simulación en Simulink del variador

Para poder generar una tensión trifásica de frecuencia variable vamos a controlar la rectificación de la tensión trifásica de la red. Este proceso se llevará a cabo con un arreglo de 6 SCRs y 2 generadores de onda por cada fase. Los generadores de onda funcionarán de acuerdo a los parámetros definidos en las tablas del anexo 1. Los parámetros de esta tabla han sido calculados para frecuencias discretas de trabajo del variador, ya que este tipo de control tiene un incremento fijo para el ancho de pulso de salida debido a los estados de conducción de los SCRs. Finalmente, la señal generada por la etapa de potencia es llevada a un motor trifásico de inducción.

Este esquema nos permite observar las señales más importantes del variador y evaluar su desempeño a distintas frecuencias de trabajo. A continuación los resultados

- A una frecuencia de 60 Hz

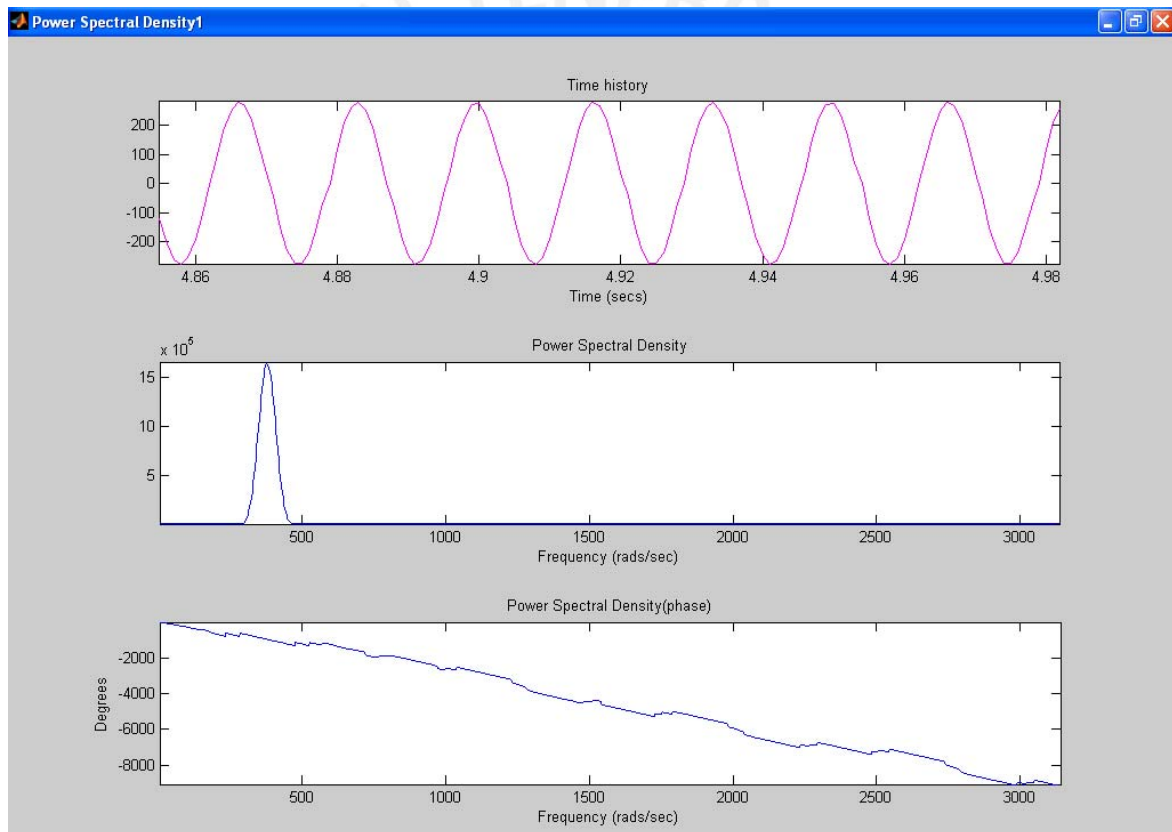


Fig. 27 Análisis de frecuencia a 60Hz

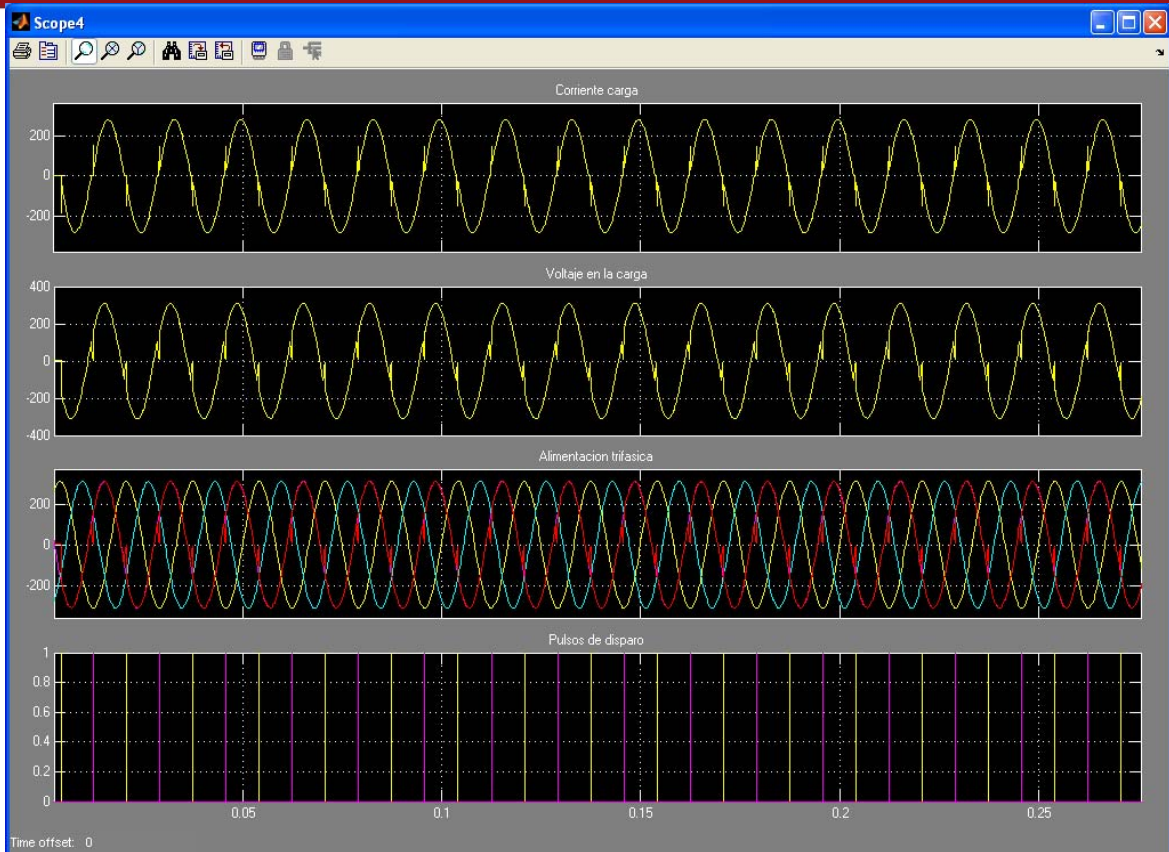


Fig. 28 Formas de onda de potencia a 60Hz

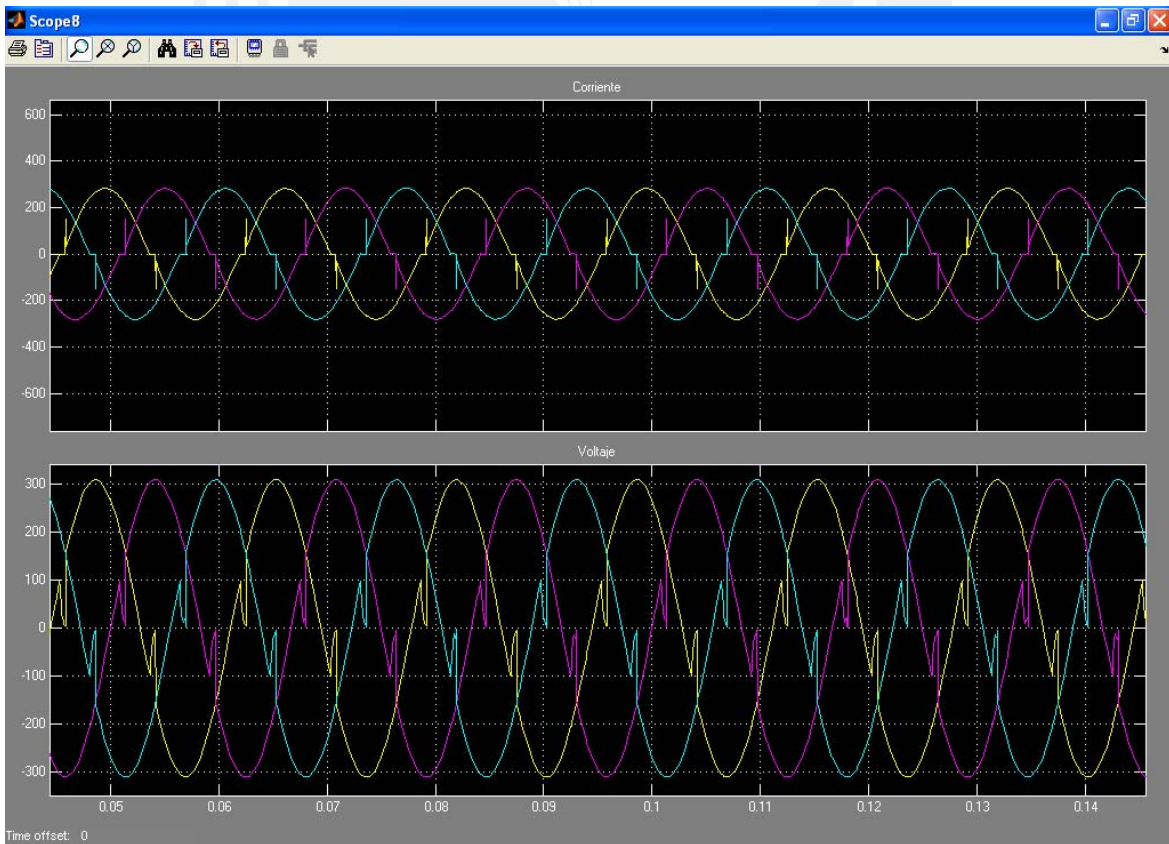


Fig. 29 Formas de onda de potencia a 60Hz

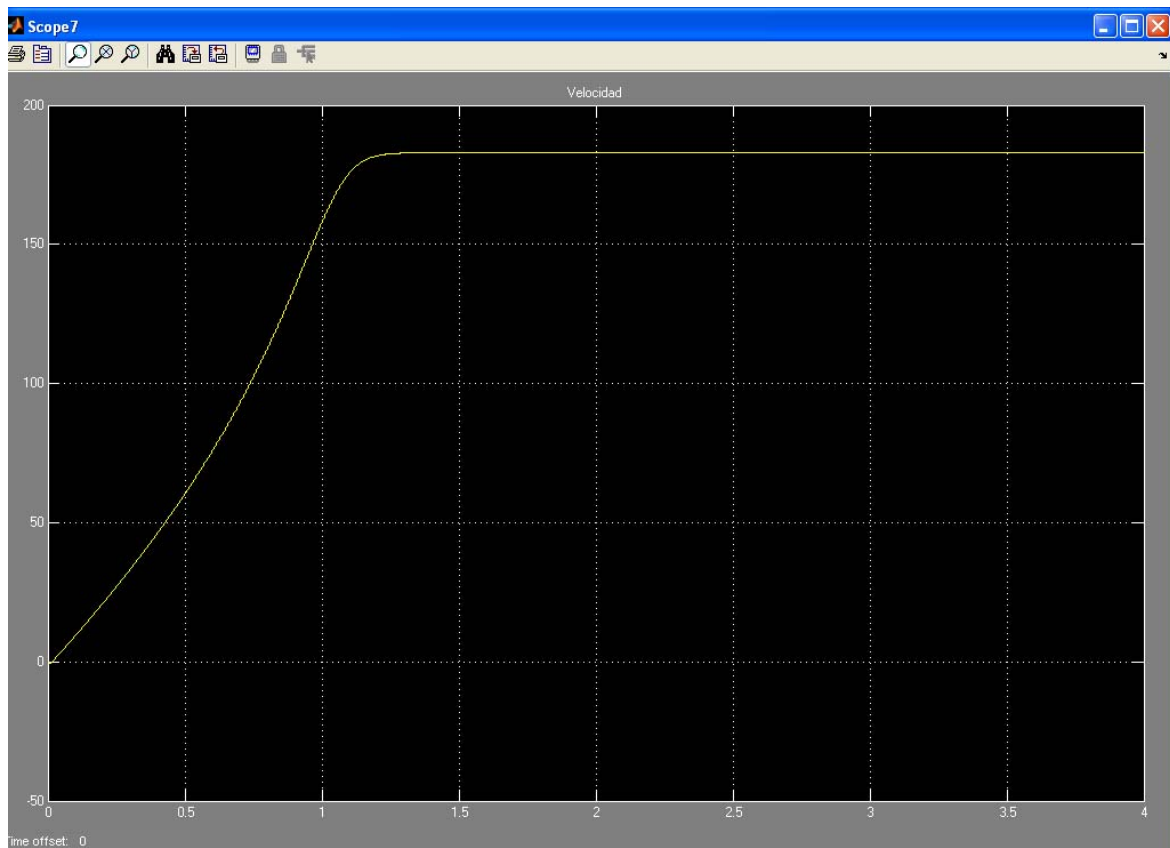


Fig. 30 Perfil de velocidad del motor a 60Hz

Observamos que para una frecuencia de la tensión de salida de 60Hz el desempeño del variador es bastante estable. No se observan variaciones en la velocidad del motor y la cantidad de armónicos en mínima.

- A una frecuencia de 36Hz

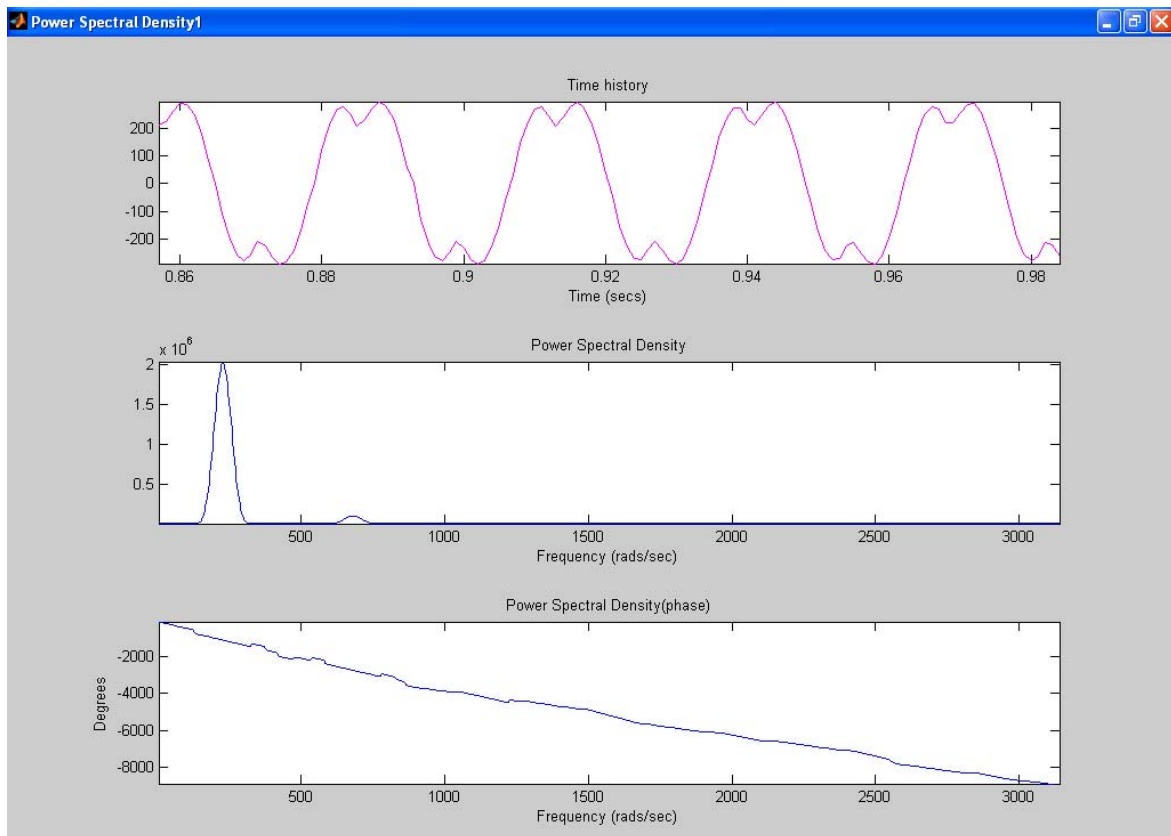


Fig. 31 Análisis de frecuencia a 36Hz

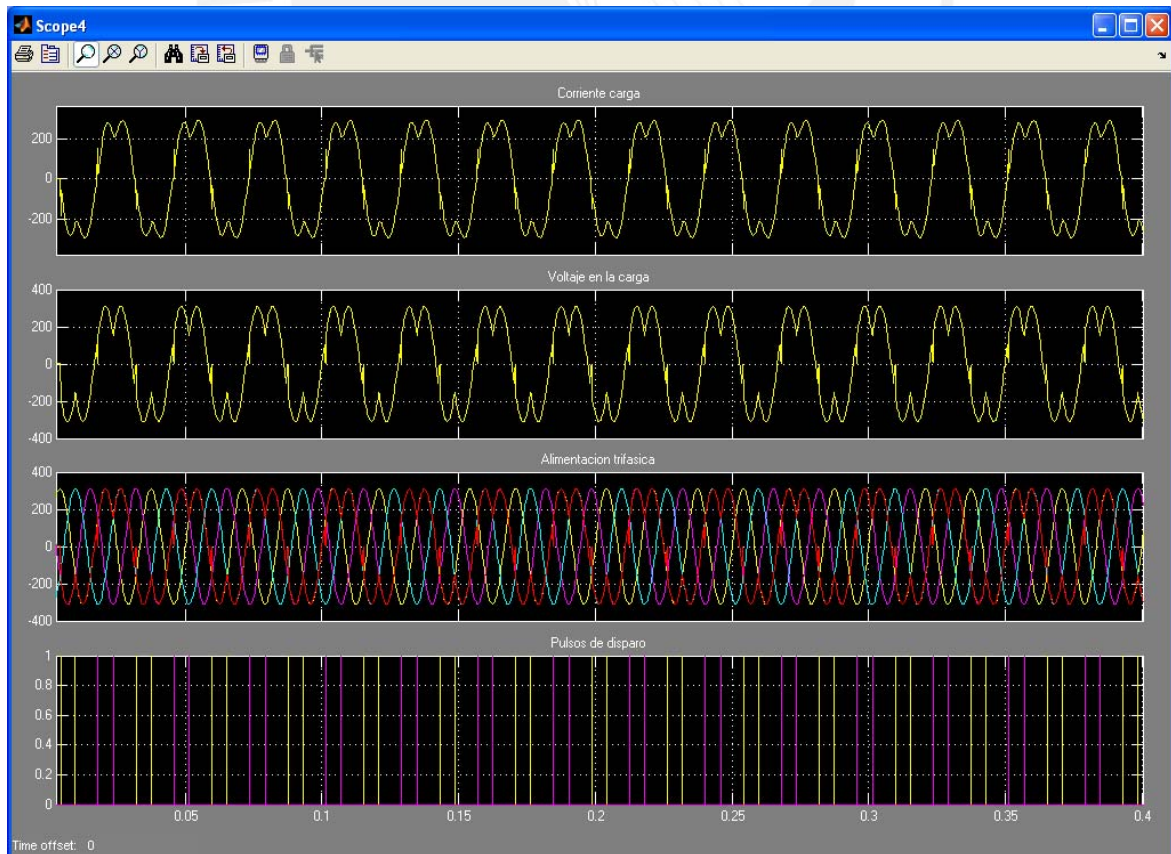


Fig. 32 Formas de onda de potencia a 36Hz

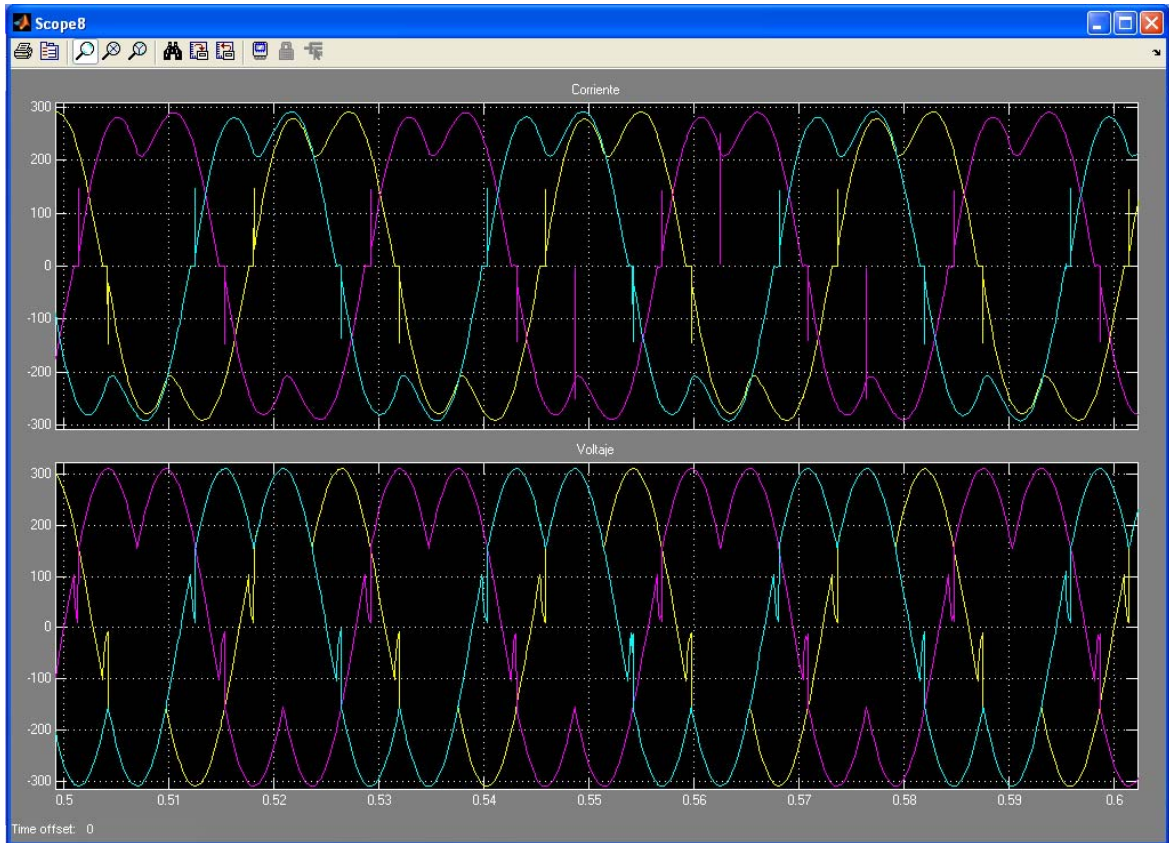


Fig. 33 Formas de onda de potencia a 36Hz

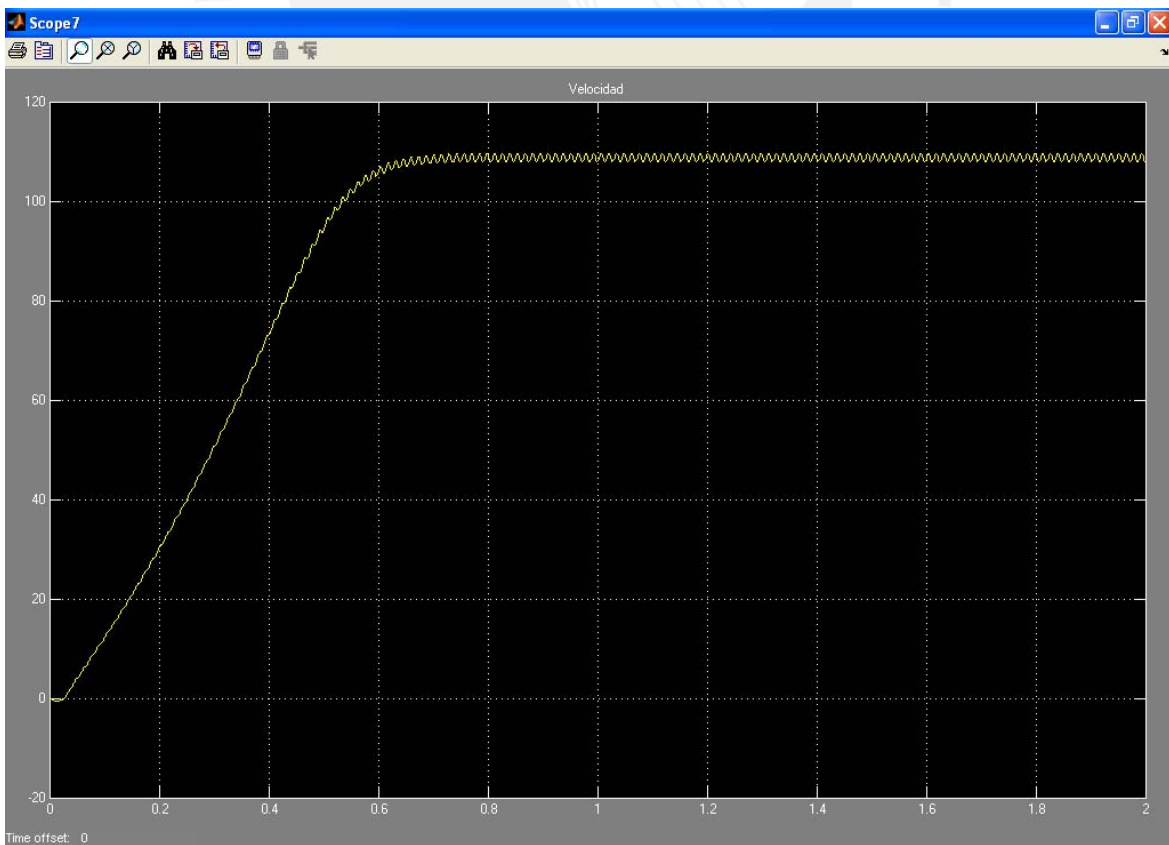


Fig. 34 Perfil de velocidad del motor a 36Hz

Observamos que para una frecuencia de 36Hz se generan armónicos de baja magnitud que generan que la velocidad del motor tenga una ligera oscilación. Esta oscilación debe ser imperceptible en el eje del motor y no debería comprometer la función de este. Las señales generadas por la etapa de control se mantienen perfectamente simétricas.

- A una frecuencia de 25.8Hz

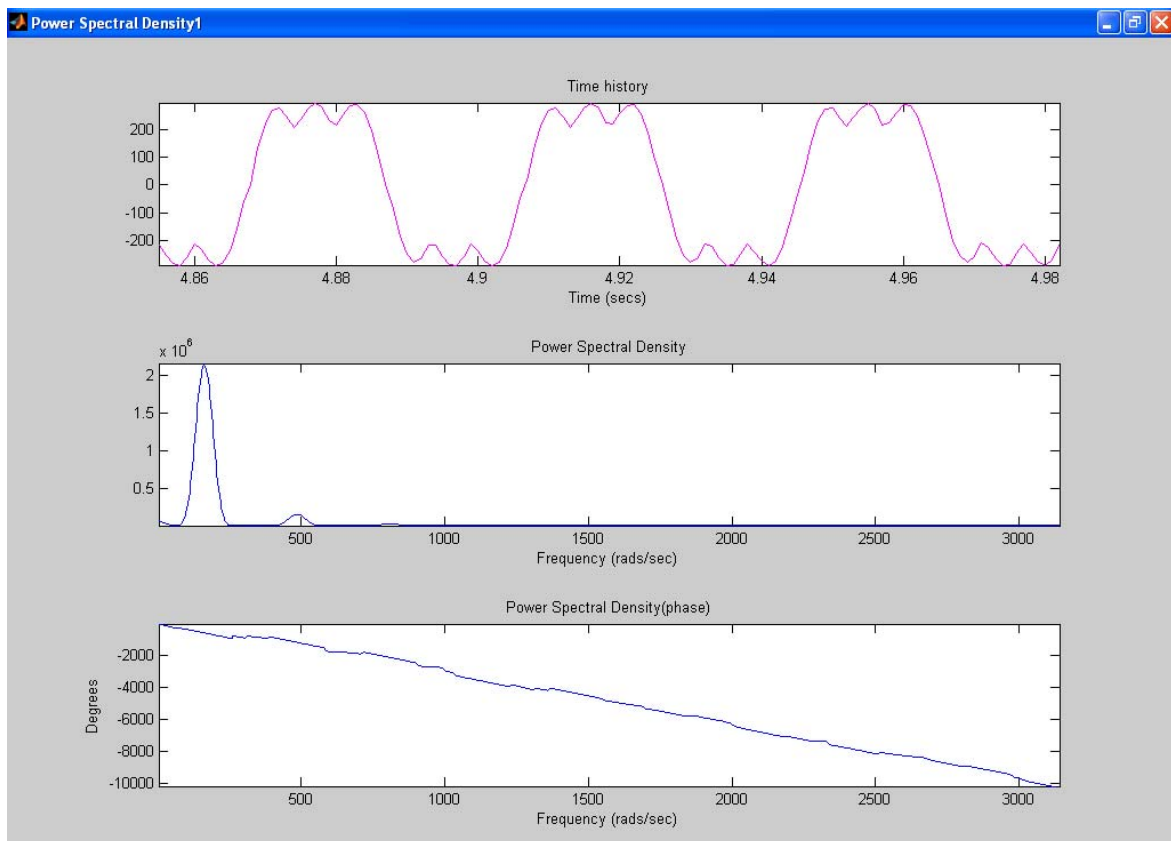


Fig. 35 Análisis de frecuencia a 25.8Hz

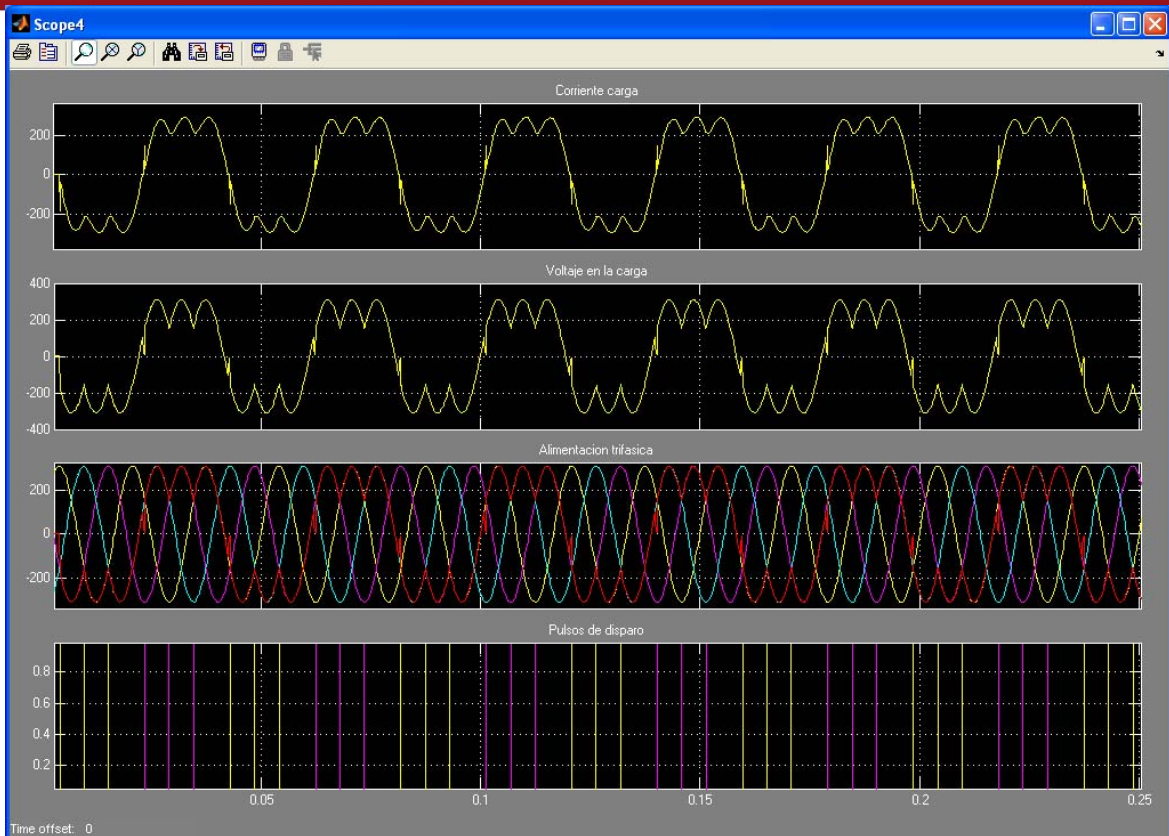


Fig. 36 Formas de onda de potencia a 25.8Hz

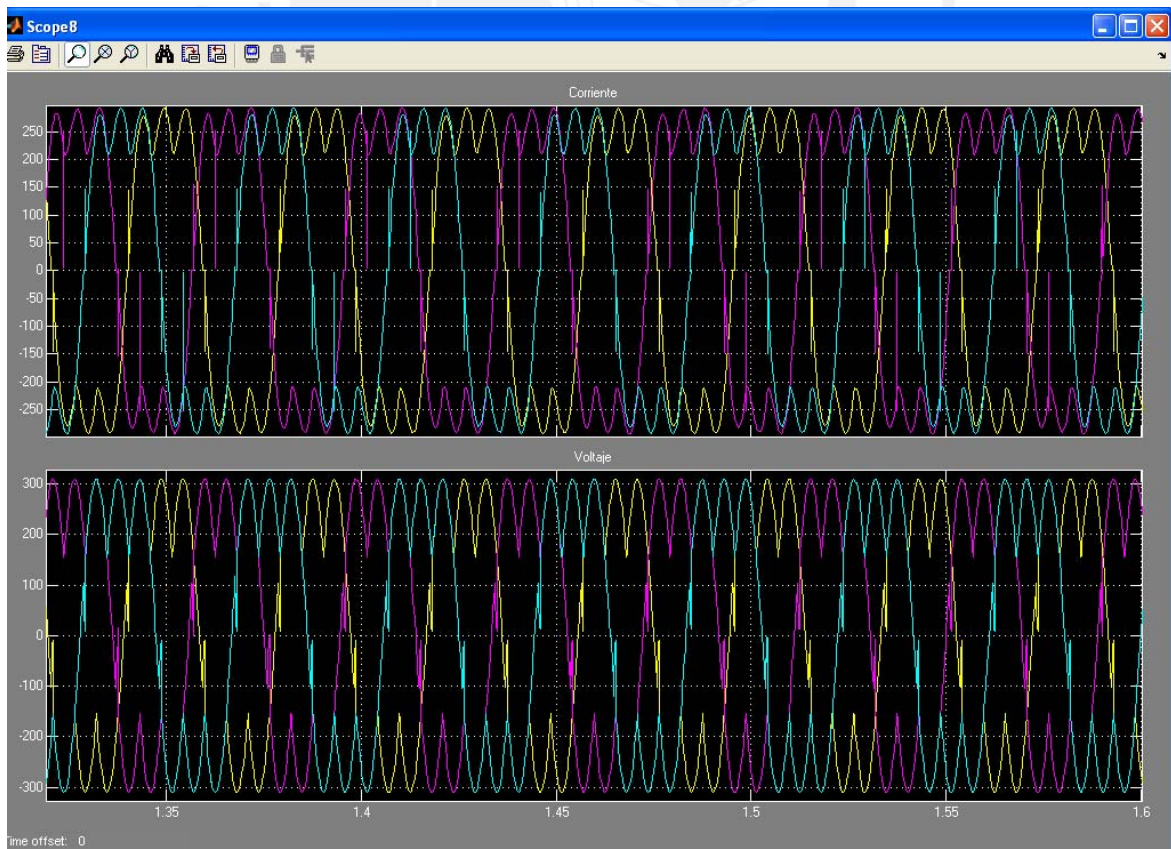


Fig. 37 Formas de onda de potencia a 25.8Hz

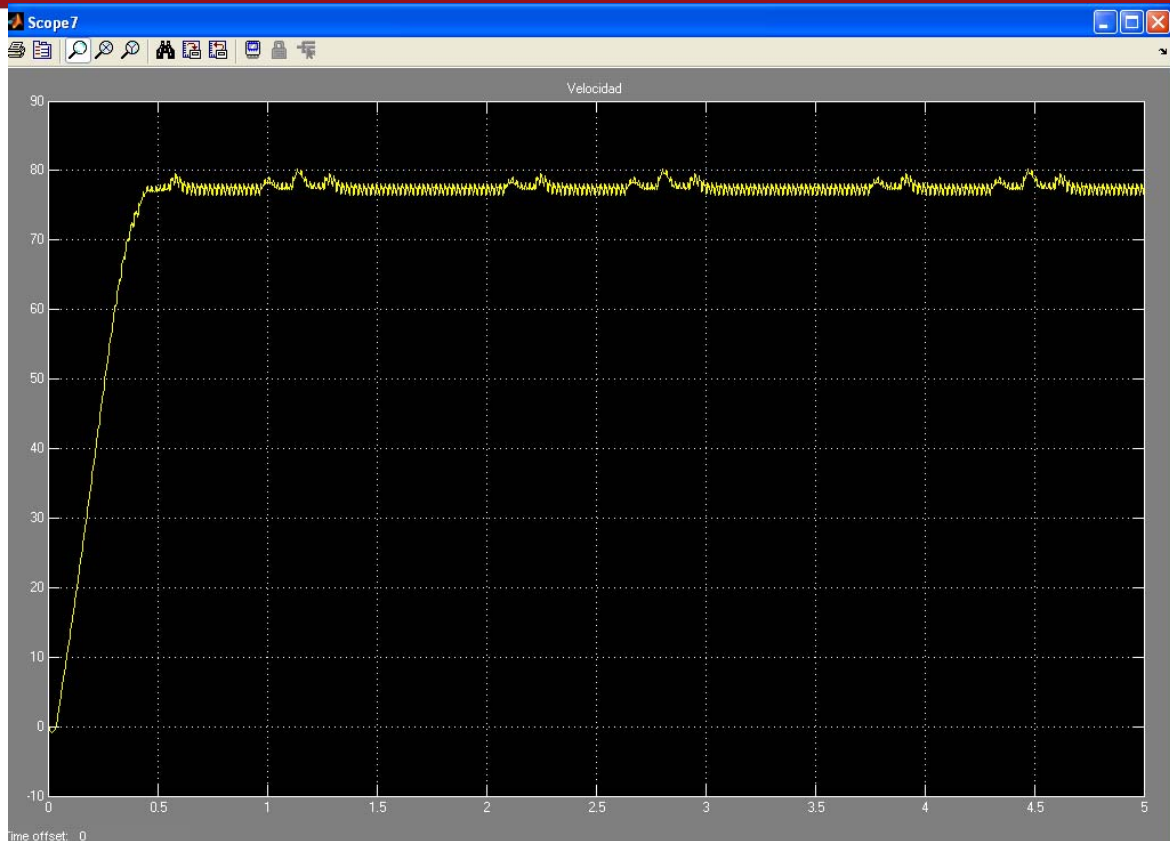


Fig. 38 Perfil de velocidad del motor a 25.8Hz

Observamos que a una frecuencia de 25.8Hz la cantidad de armónicos aumenta y que la oscilación en el eje del motor es mayor. Sin embargo debido a la baja velocidad del eje y la alta frecuencia de los armónicos, no se deberían ver comprometidas las funciones del motor. Las señales generadas por la etapa de potencia se mantienen simétricas.

- A una frecuencia de 20Hz

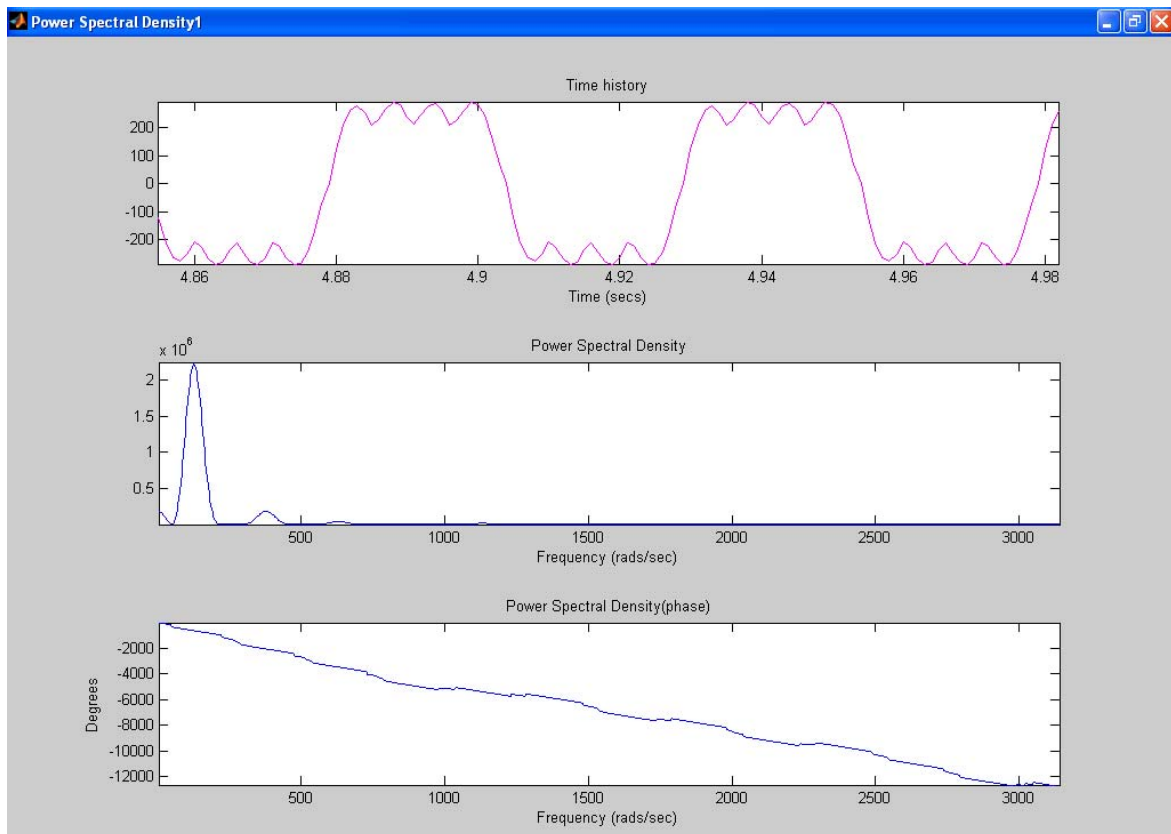


Fig. 39 Análisis de frecuencia a 20Hz

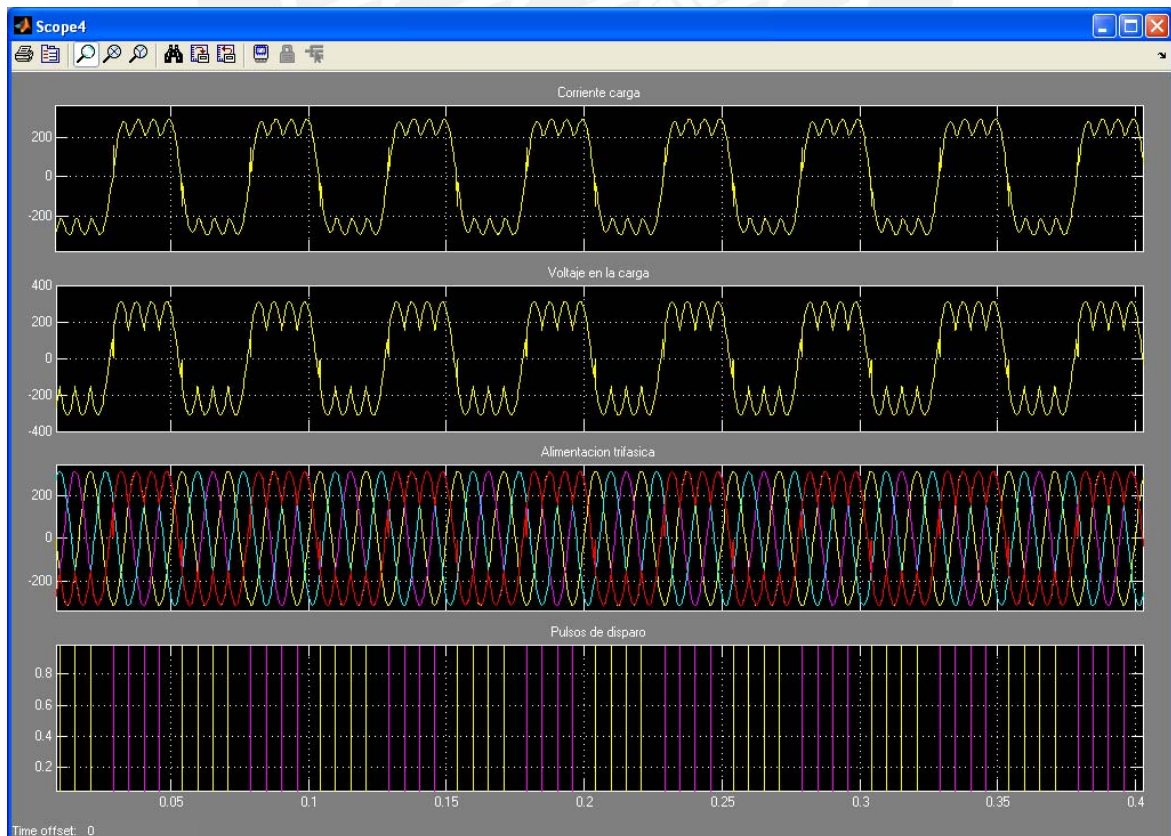


Fig. 40 Formas de onda de potencia a 20Hz



Fig. 41 Formas de onda de potencia a 20Hz



Fig. 42 Perfil de velocidad del motor a 20Hz

Observamos que el nivel de armónicos se mantiene y reducen su frecuencia proporcionalmente con la frecuencia del variador. La velocidad del motor es estable y las señales generadas por la etapa de potencia se mantienen simétricas.

- A una frecuencia de 16.4Hz

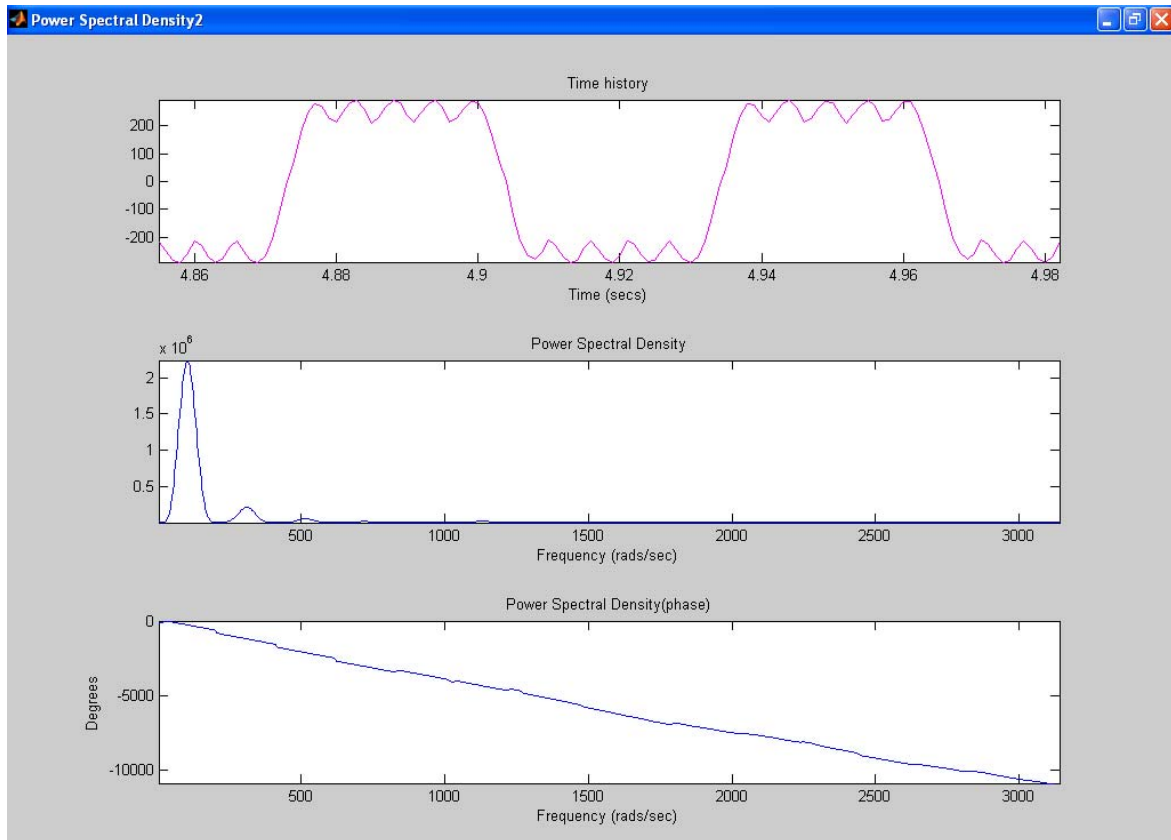


Fig. 43 Análisis de frecuencia a 16.4Hz

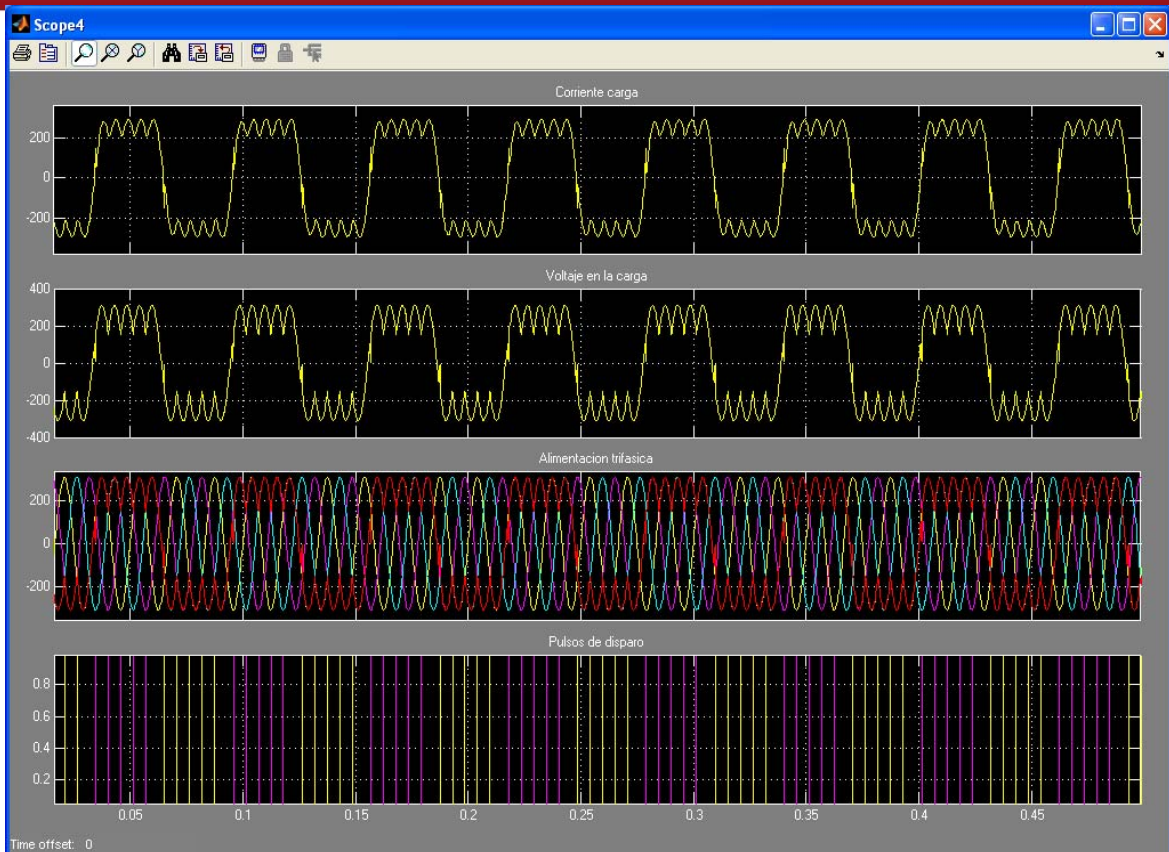


Fig. 44 Formas de onda de potencia a 16.4Hz

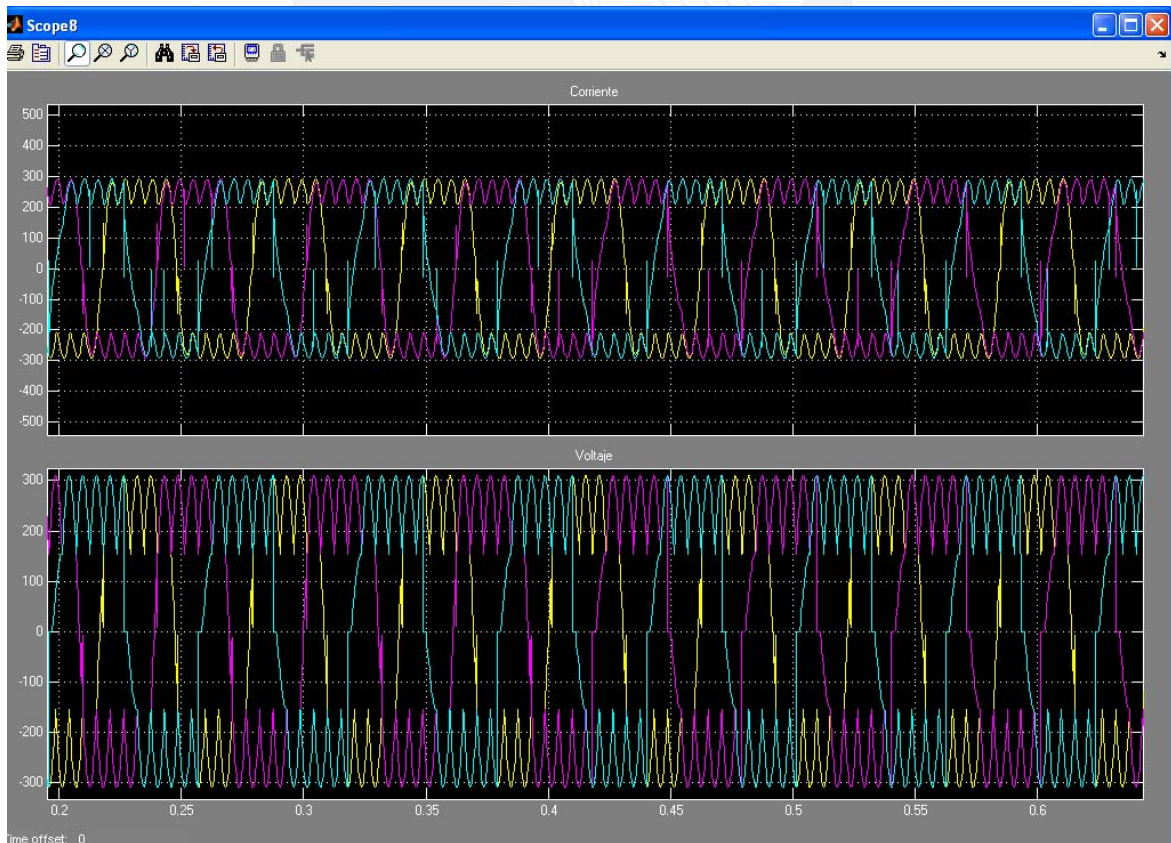


Fig. 45 Formas de onda de potencia a 16.4Hz

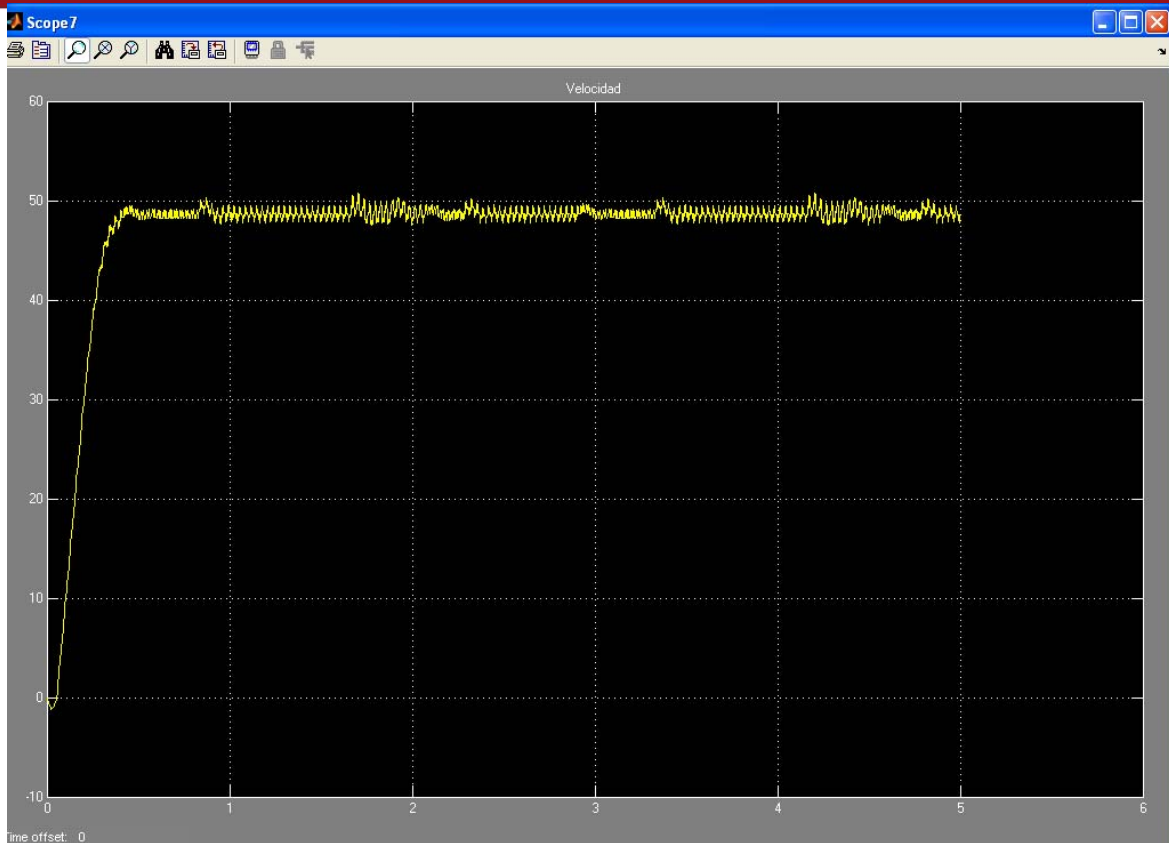


Fig. 46 Perfil de velocidad del motor a 16.4Hz

Observamos que la oscilación en el eje del motor es más pronunciada, sin embargo esto debería ser tolerado por la mayoría de procesos en los cuales se usan motores trifásicos. La velocidad del motor es estable y las señales generadas por la etapa de potencia se mantienen simétricas.

- A una frecuencia de 12Hz

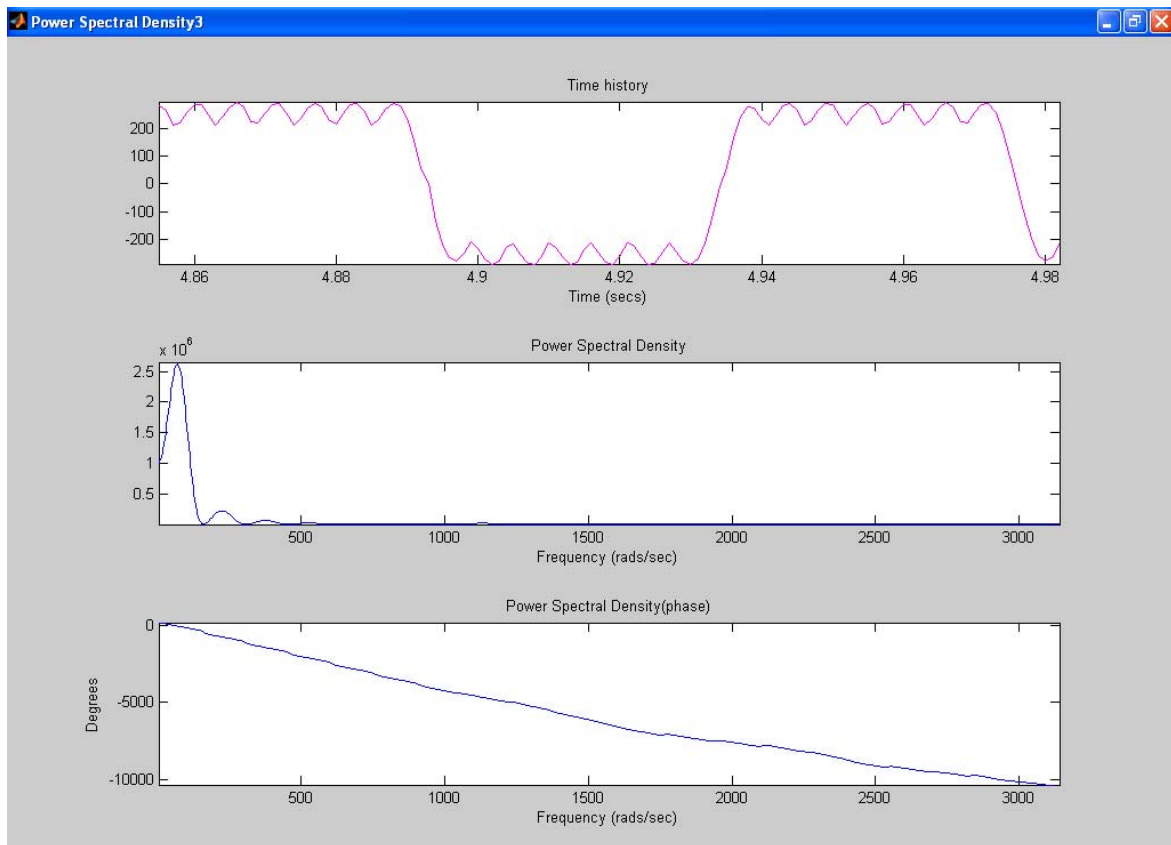


Fig. 47 Análisis de frecuencia a 12Hz

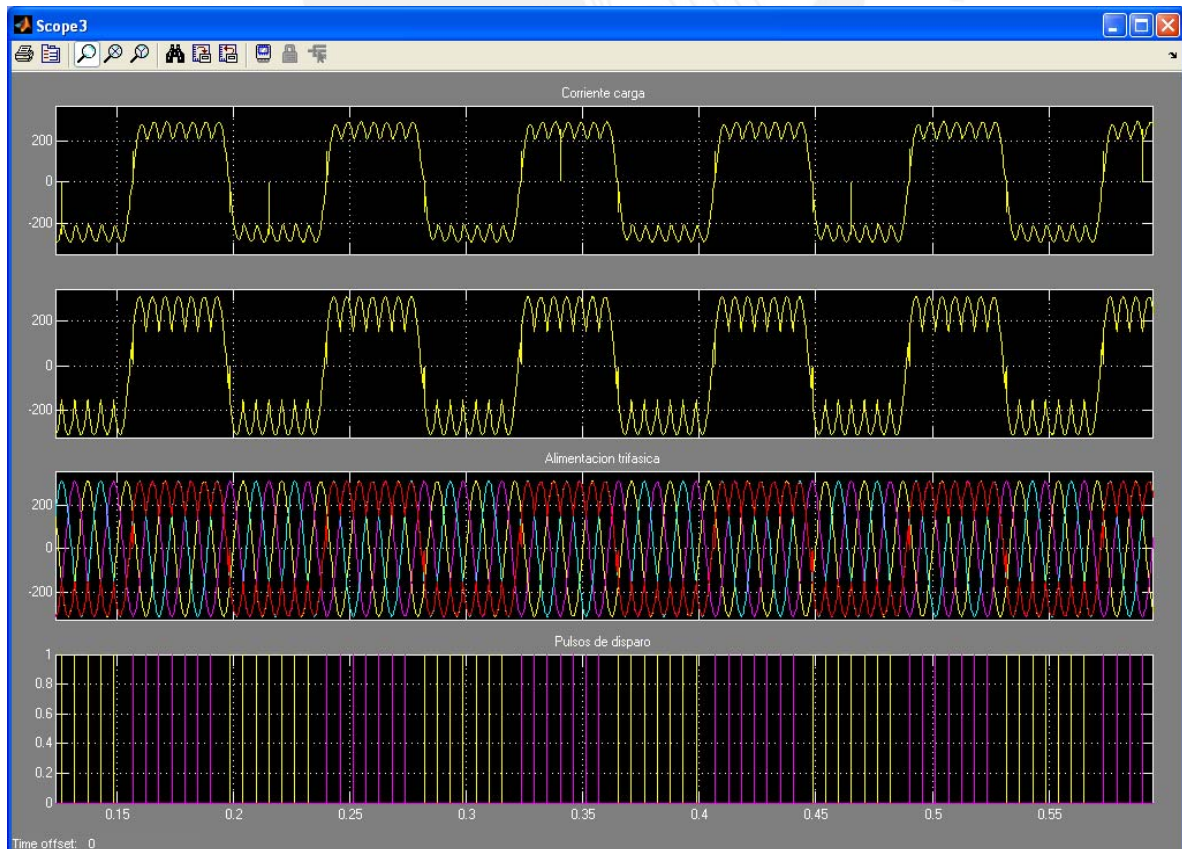


Fig. 48 Formas de onda de potencia a 12Hz

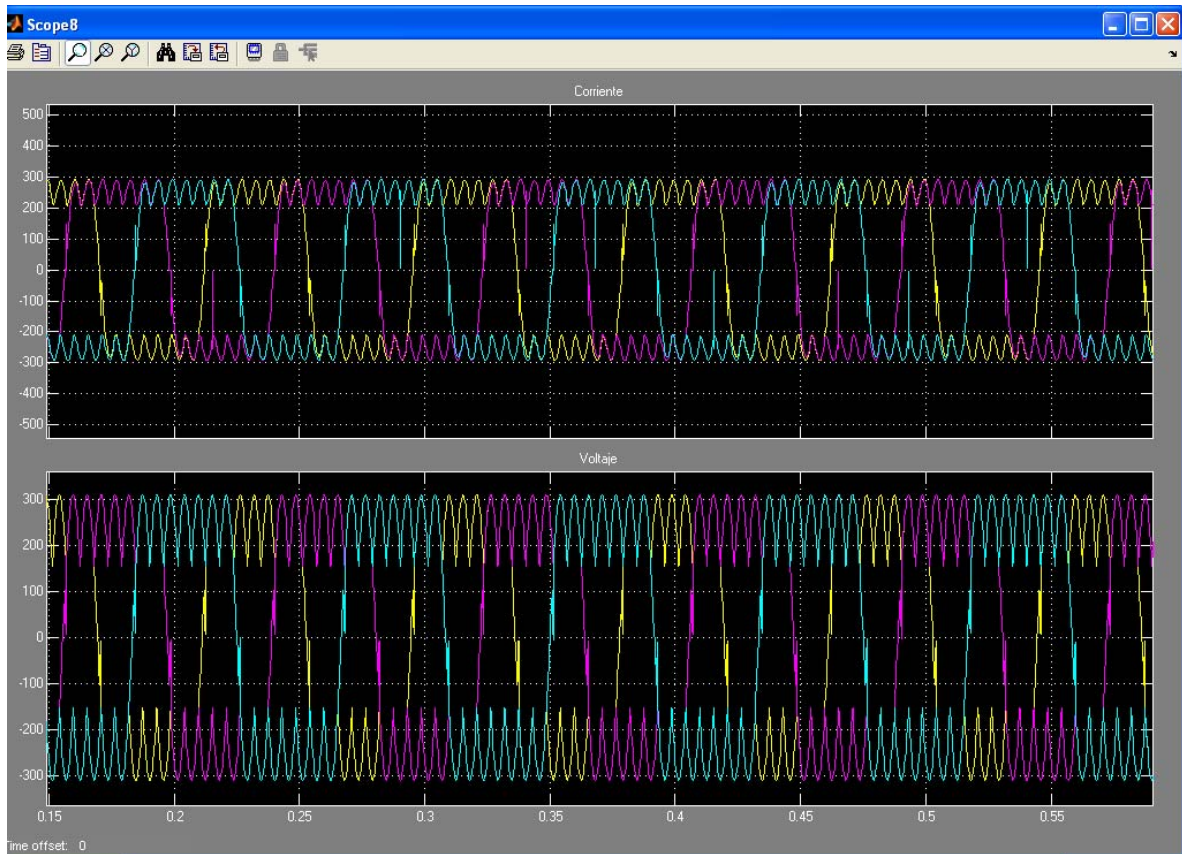


Fig. 49 Formas de onda de potencia a 12Hz

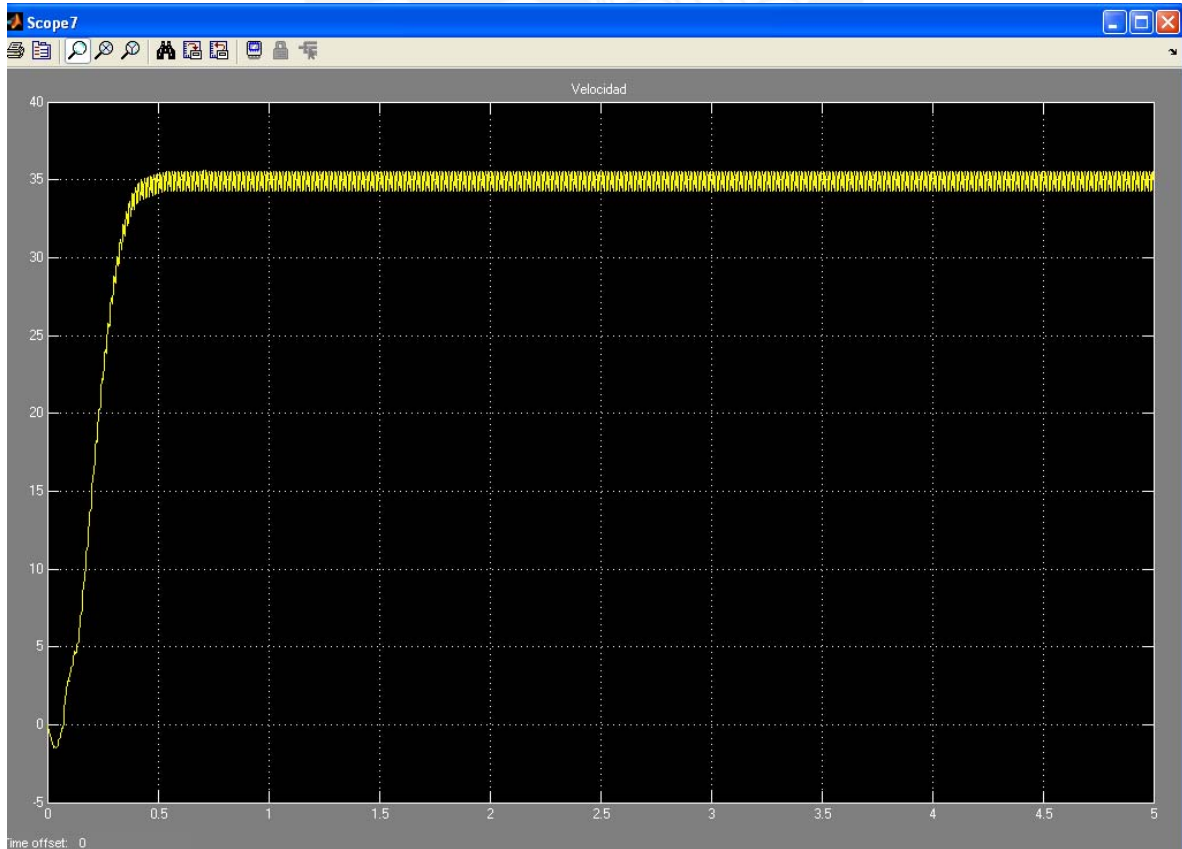


Fig. 50 Perfil de velocidad del motor a 12Hz

Observamos que la oscilación de la velocidad del motor es más pronunciada, sin embargo esto debería ser tolerado por la mayoría de procesos en los cuales se usan motores trifásicos. Las señales generadas por la etapa de potencia se mantienen simétricas.

- A una frecuencia de 10.6Hz

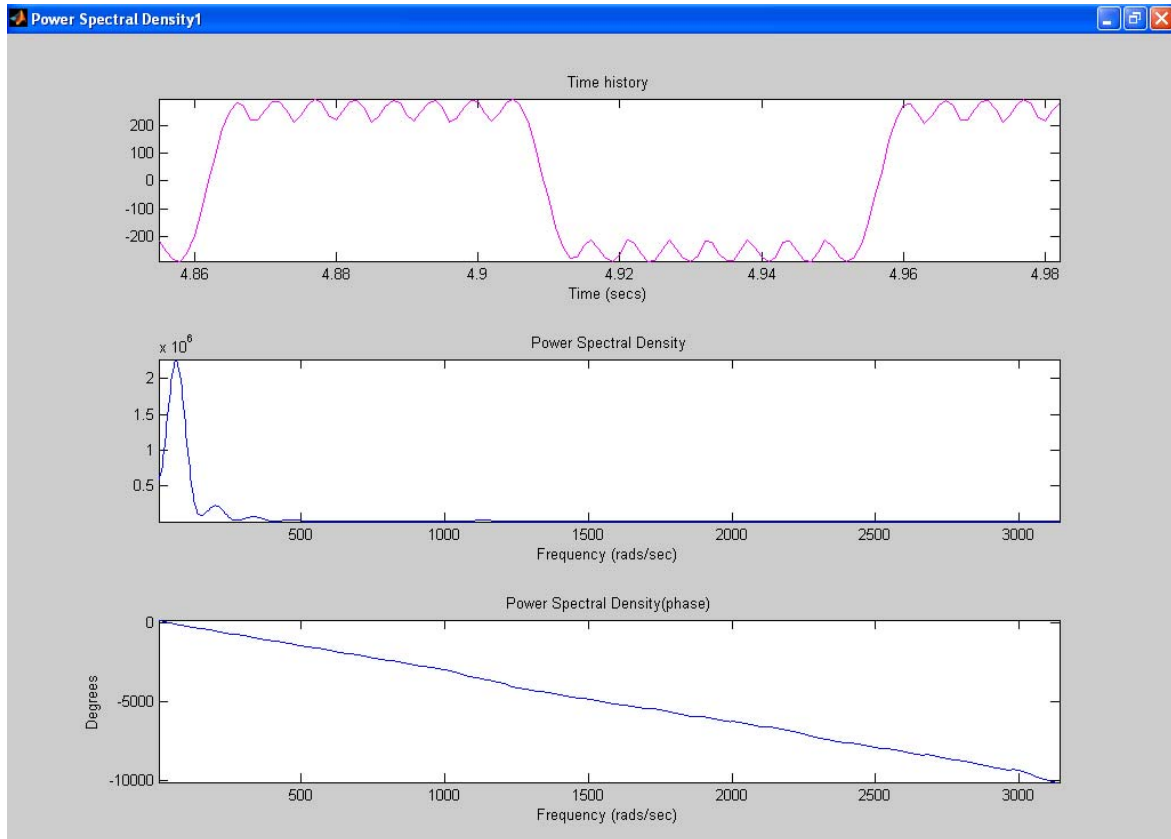


Fig. 51 Análisis de frecuencia a 10.6Hz

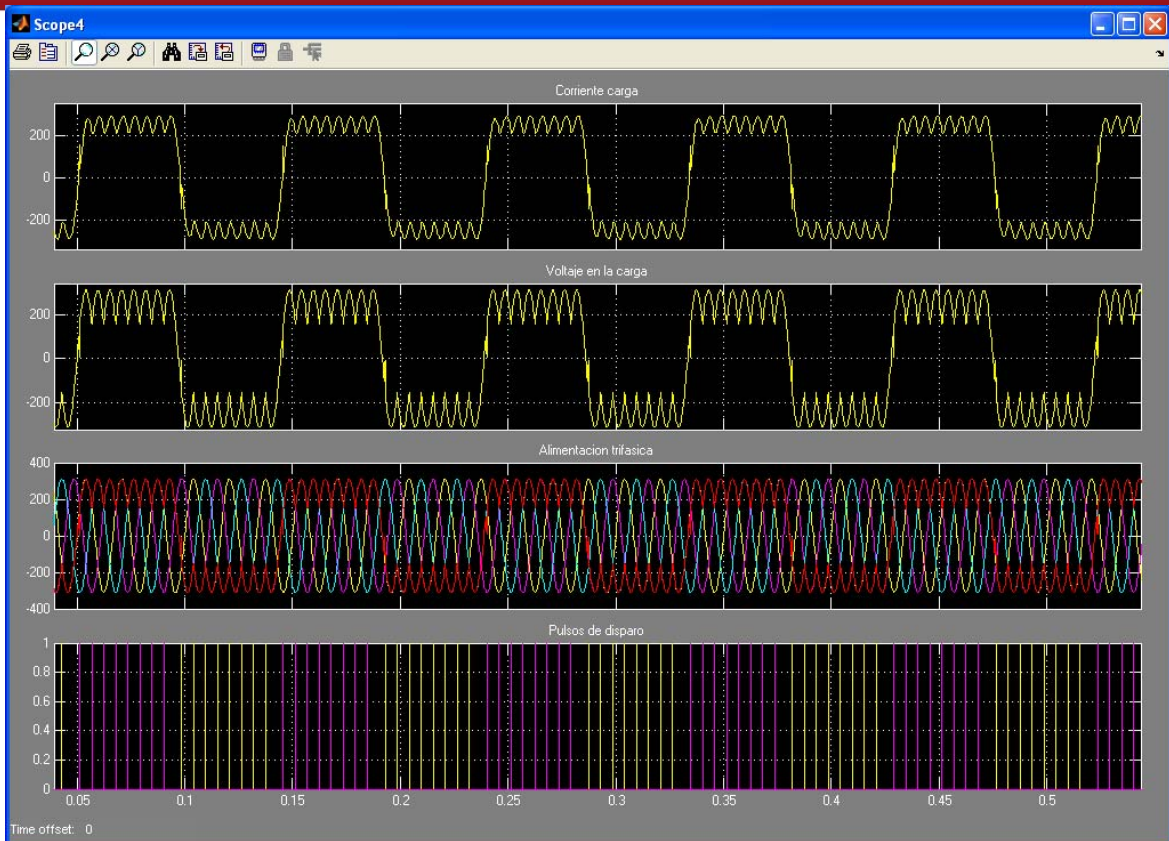


Fig. 52 Formas de onda de potencia a 10.6Hz

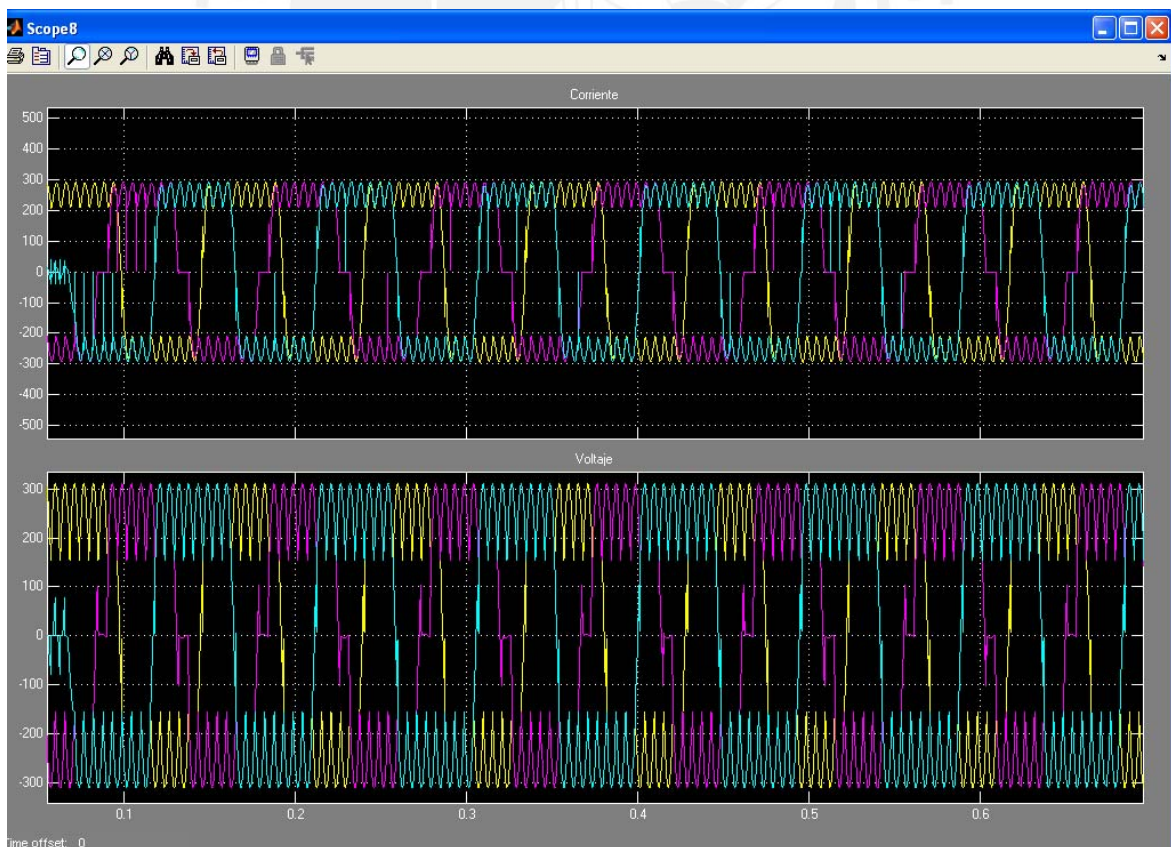


Fig. 53 Formas de onda de potencia a 10.6Hz

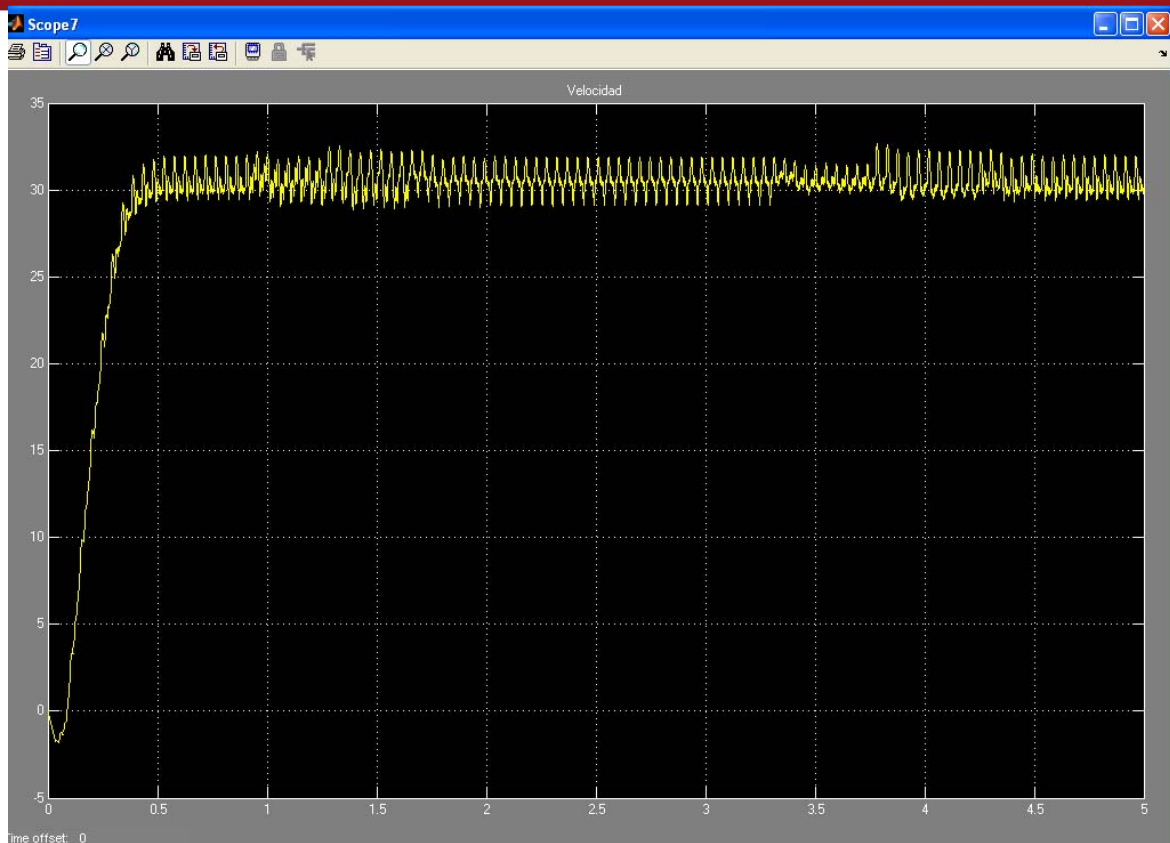


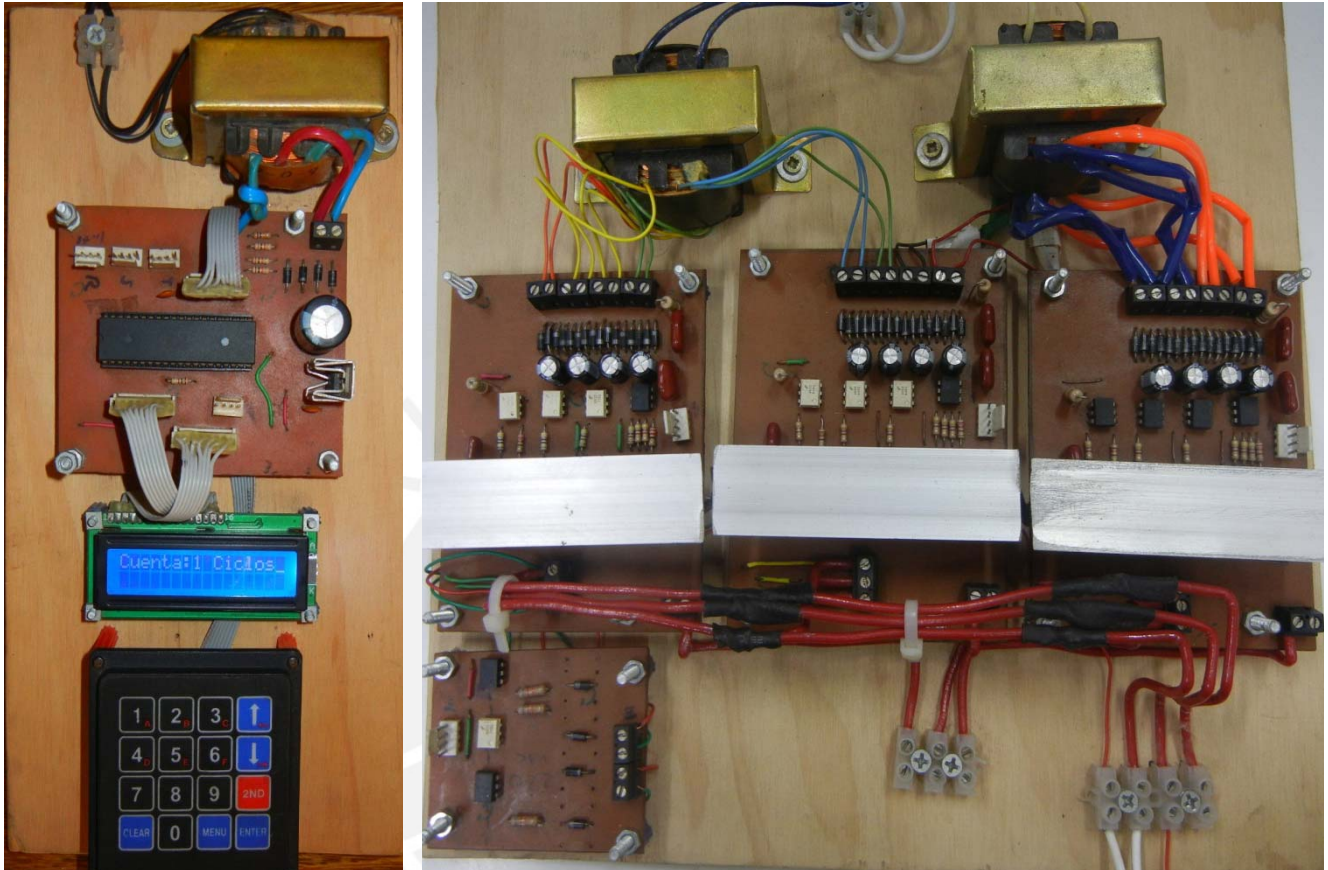
Fig. 54 Perfil de velocidad del motor a 10.6Hz

A una frecuencia de 10.6Hz observamos que la velocidad del eje del motor de vuelve completamente inestable; por lo que la mínima velocidad que puede controlar el variador es la que corresponde a 12Hz.

El desempeño del variador puede mejorarse significativamente introduciendo un filtro pasa bajos a la salida de la etapa de potencia. Un filtro debidamente diseñado para la carga y frecuencias de trabajo del motor debería de aumentar la estabilidad de la velocidad en el eje de este.

5. IMPLEMENTACIÓN DEL EQUIPO

Para la implementación del variador se han tenido en cuenta criterios como: modularidad, versatilidad para realizar pruebas y tamaño reducido. En la figura 55 se pueden observar los módulos básicos que comprenden al variador.



Etapa de control

Etapa de potencia

Fig. 55 Etapas del variador trifásico

En la figura de la izquierda podemos ver la etapa de control. Esta, está compuesta de un transformador, la tarjeta de control y los periféricos. La tarjeta de control contiene a la fuente de potencia y el microcontrolador que gobernará todo el desempeño del equipo. Los periféricos son: un display LCD para que el usuario sepa el estado del variador y un teclado matricial para que el usuario pueda comandar el variador.

En la figura de la derecha tenemos la etapa de potencia. Esta etapa contiene las tarjetas que llevan los SCRs que hacen posible la rectificación de la tensión trifásica. Adicionalmente tiene 2 transformadores que permiten tener la tensión necesaria para disparar cada SCRs y la tarjeta con el circuito detector de cruce por cero.

Las conexiones entre ambas etapas se realizan con cables planos con conectores en sus extremos. Las conexiones de potencia se realizan a través de borneras de tornillo. Cabe resaltar que debido a la modularidad del sistema es fácil realizar cualquier

variación en la etapa de control o de potencia. Esta característica es sumamente ventajosa cuando se quiere ampliar la potencia que es capaz de manejar el variador, ya que solamente se tendrían que cambiar las tarjetas de potencia por otras con SCRs de mayor capacidad.

5.1 IMPLEMENTACIÓN DE LA ETAPA DE POTENCIA

La etapa de potencia mantiene el mismo criterio de modularidad usado para diseñar el variador, de tal manera que esta está conformada por 2 tipos de tarjetas: tarjeta rectificadora y tarjeta del detector de cruce por cero.

En la figura 56 observamos una de las tarjetas rectificadoras encargadas de rectificar las señales trifásicas y proveernos de una señal de voltaje y frecuencia variables.

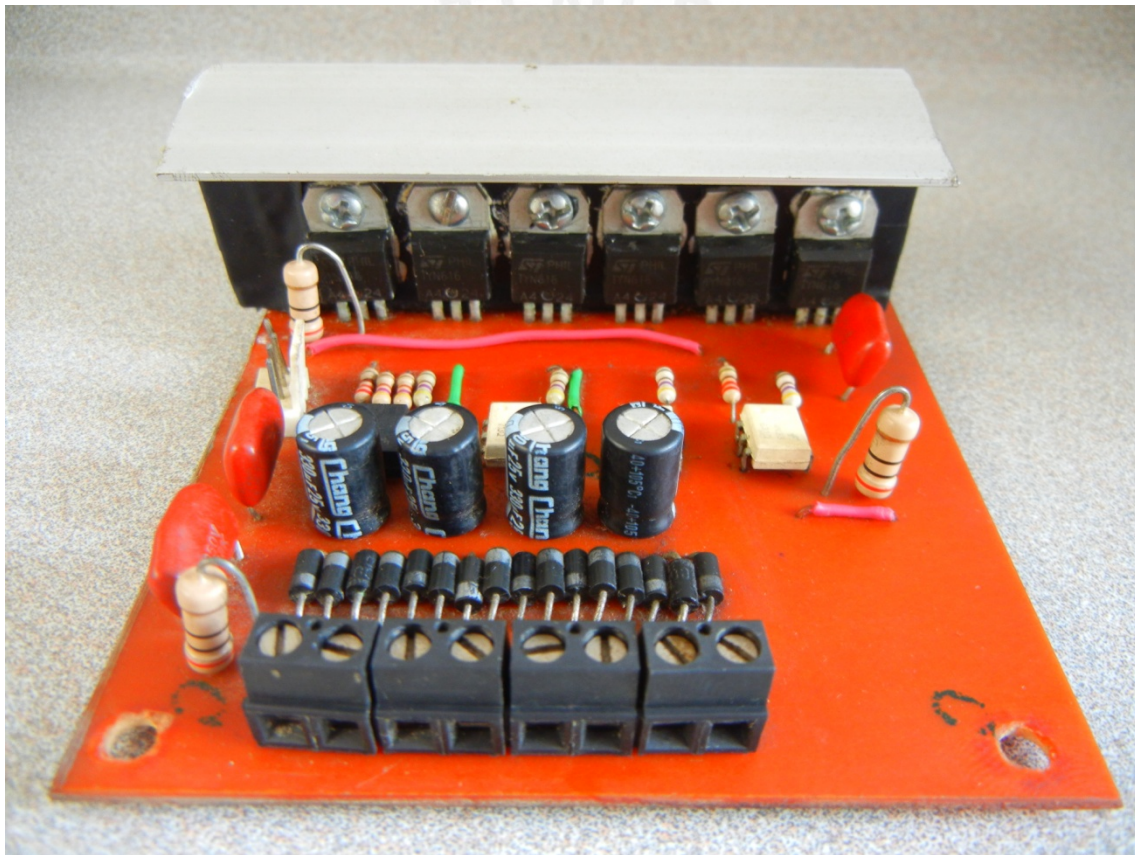


Fig. 56 Tarjeta de potencia

En la parte izquierda observamos los bornes para conectar los secundarios del transformador de 220VAC/5VAC. A continuación, se observa la etapa de rectificado y filtrado que provee de una tensión DC no regulada que llega a los optoacopladores que son disparados por la señal que llega por el molex de cuatro pines que se encuentra en la parte superior. La señal de disparo generada por los optoacopladores llega al arreglo de SCRs que se encuentra en la parte central. Estos dispositivos se

encuentran unidos mecánicamente a un disipador para que trabajen en el rango de temperaturas que recomienda el fabricante. Los SCRs reciben la tensión trifásica por la bornera de tornillo de tres pines que se encuentra a la derecha y entregan su salida a la bornera de 2 pines que se encuentra en la parte superior derecha. Un pin llevará la señal a una de las fases del motor y la otra llevará una señal de referencia al detector de cruce por cero.

5.1.1 DETECTOR DE CRUCE POR CERO

La tarjeta del detector de cruce por cero (Fig. 57) recibe por la parte inferior a través de borneras tipo tornillo la tensión de proveniente de cada fase de la tensión trifásica y de la salida de cada tarjeta de potencia. Estas tensiones son llevadas al arreglo de diodos para que sufran una rectificación de media onda o de onda completa según corresponda, la tarjeta tiene tres conjuntos rectificadores de media onda y tres conjuntos rectificadores de onda completa. La tensión rectificada activa los opto acopladores a través de resistencias para limitar la corriente que circula por estos. Finalmente los opto acopladores cambian de estado entre el emisor y colector los cuales se conectan eléctricamente a la tarjeta de control a través del conector molex de la parte superior de la tarjeta.

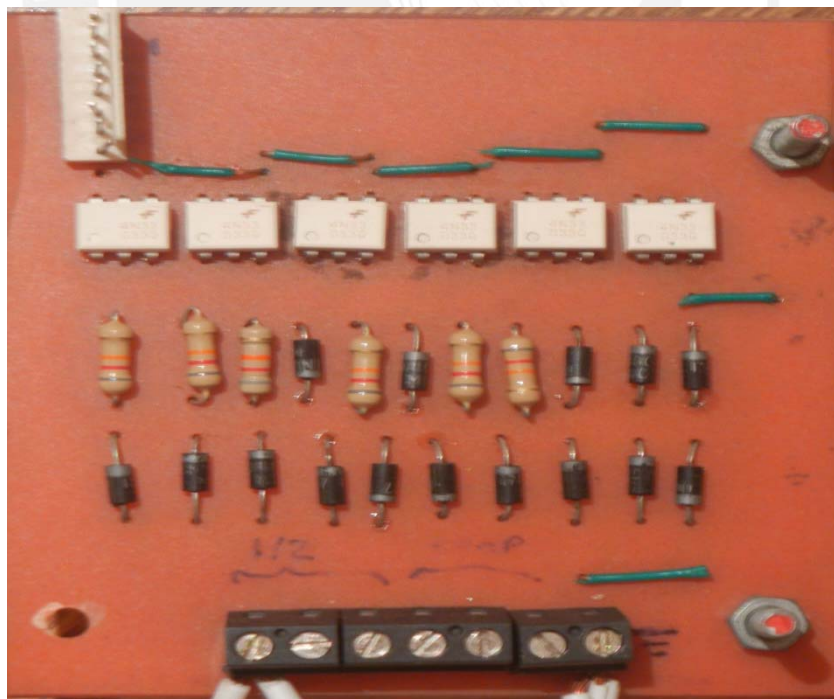


Fig. 57. Detector de cruce por cero

El detector de cruce por cero provee una rectificación de media onda para que la etapa

de control pueda tener una referencia del inicio de la fase de la tensión de red. Esto permite que la etapa de control pueda sincronizar el disparo de la polaridad correcta en los SCRs. En la figura 58 podemos ver la forma de onda de la salida del rectificador de media onda. En este ejemplo se usó la tensión de red como referencia, motivo por el cual la mitad del periodo la señal de salida tiene tensión y el resto del periodo se mantiene en 0v. El microcontrolador usa cada flanco de bajada para disparar la lógica que genera la frecuencia de las señales de salida.

La rectificación de onda completa permite que la etapa de control tenga una referencia de si existe o no voltaje a la salida de cada tarjeta de potencia. Esto es crucial ya que la conmutación de la polaridad a la salida de cada etapa de potencia debe realizarse solo si la tensión de línea es 0v.

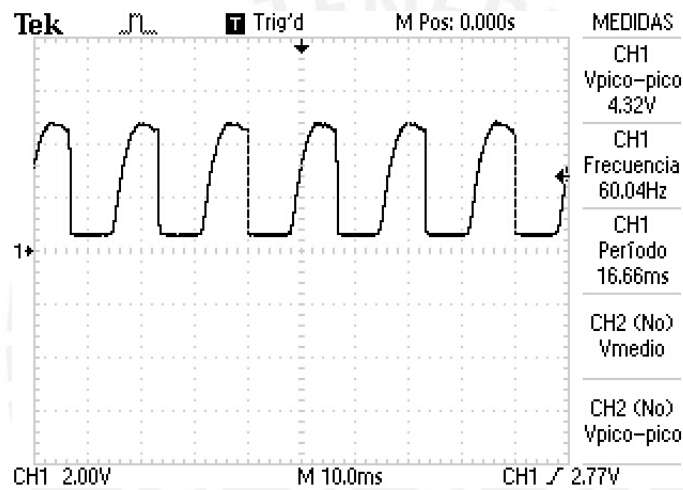


Fig. 58 Formas de onda del rectificador de media onda

5.2 IMPLEMENTACIÓN DE LA ETAPA DE CONTROL

La etapa de control está constituida por una tarjeta que contiene al microcontrolador y la fuente de poder, un teclado matricial, una pantalla LCD y un transformador para energizar toda la etapa. En la figura 59 vemos la implementación de esta etapa.

La tarjeta principal contiene al microcontrolador en la parte central, a la fuente de poder en la parte superior derecha y los conectores molex que hacen posible la comunicación con las demás etapas del variador. La tarjeta principal recibe tensión a través del transformador que está en la parte superior derecha el cual convierte la tensión de red en tensión de 9VAC de tal manera que el regulador de la fuente de poder pueda generar 5VDC. Finalmente en la parte inferior tenemos el teclado matricial para que el microcontrolador pueda recibir órdenes del usuario, y un display LCD para que el usuario pueda verificar el estado del sistema en cualquier momento.



Fig 59. Etapa de control

La etapa de control genera tres grupos de señales desfazadas 120° entre si de tal manera que estas controlen a la etapa de potencia y se imite a la tensión trifásica de la red eléctrica a su salida. Estas señales tienen un rango de frecuencias discretas, ya que el microcontrolador las genera en base a los flancos de bajada que recibe de los rectificadores de media onda del detector de cruce por cero. Las frecuencias que genera el sistema son: 60Hz, 30Hz, 15Hz, 10Hz, 7.5Hz, 6Hz y 5Hz y su calculo se demuestra en el anexo1. Las formas de onda generadas por el sistema se muestran en las siguientes imágenes.

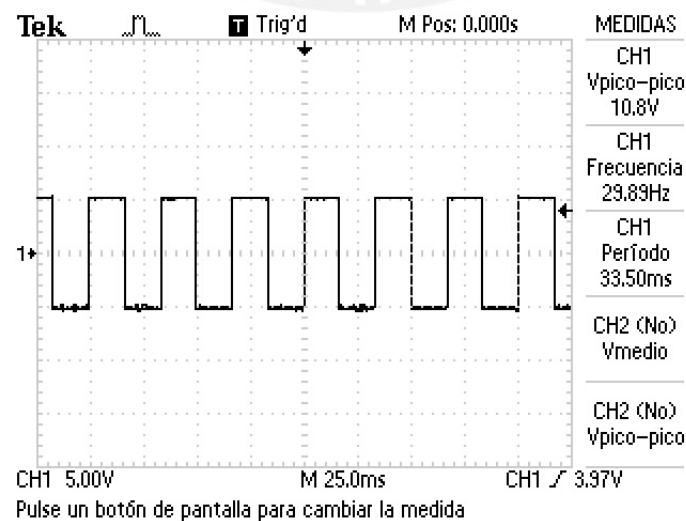


Fig. 60 Formas de onda generadas a 30Hz

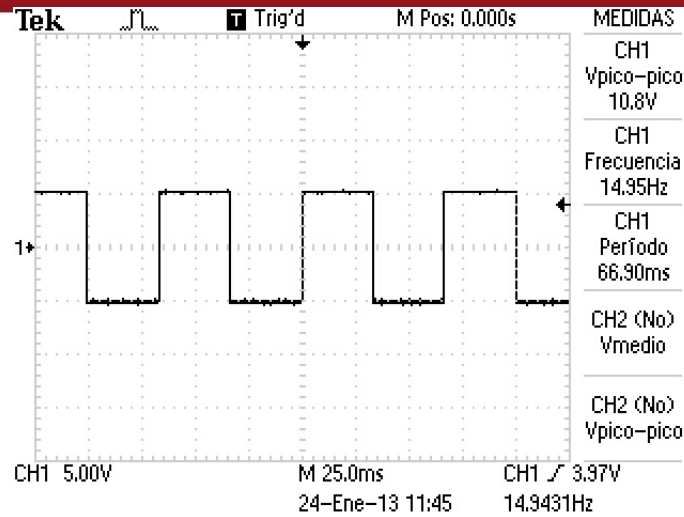


Fig. 61 Formas de onda generadas a 15Hz

5.3 Integración de etapa de Control y potencia

Luego de haber comprobado el funcionamiento de las etapas de potencia y control por separado, realizamos la integración de ambas etapas para evaluar el desempeño del equipo. Las pruebas se realizaron usando tensión bifásica en baja tensión para la alimentación de las etapa rectificadora de potencia y tensión de red para el detector de cruce por cero. Es por este motivo que las señales de salida se ven con un valle entre pico y pico en la porción de la onda de una misma polaridad.

A la salida de la fase se conecto un motor de baja potencia para simular la carga inductiva de un motor trifásico y el ruido eléctrico que este genera. A continuación se muestra una tabla con la frecuencia de cada señal y la velocidad alcanzada por el motor, así como la forma de onda en el osciloscopio.

Figura	Frecuencia	RPM
Fig. 45	30.3	110
Fig. 46	11.8	43.0
Fig. 47	10.0	38.0
Fig. 48	7.9	30.0
Fig. 49	6.3	25.0

Tabla 1. Frecuencias y velocidades alcanzadas por el sistema

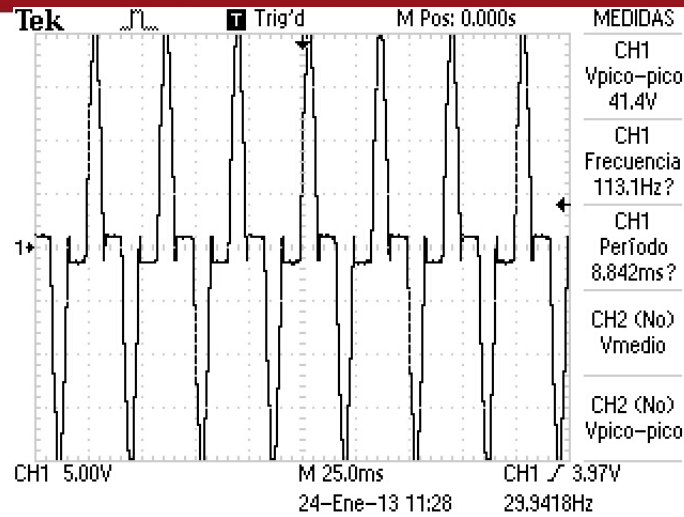


Fig. 62 Formas de onda con 1 comba

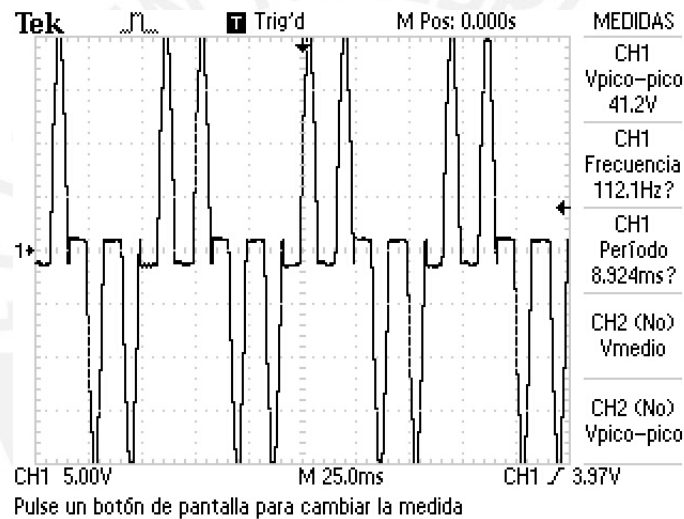


Fig. 63 Formas de onda con 2 combas

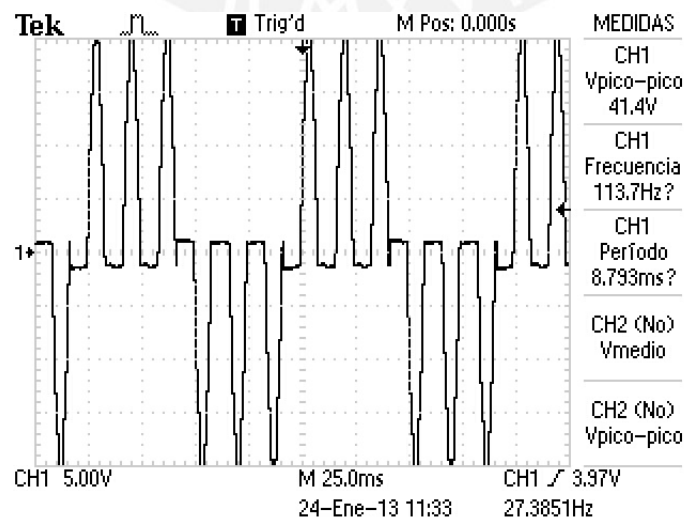


Fig. 64 Formas de onda con 3 combas

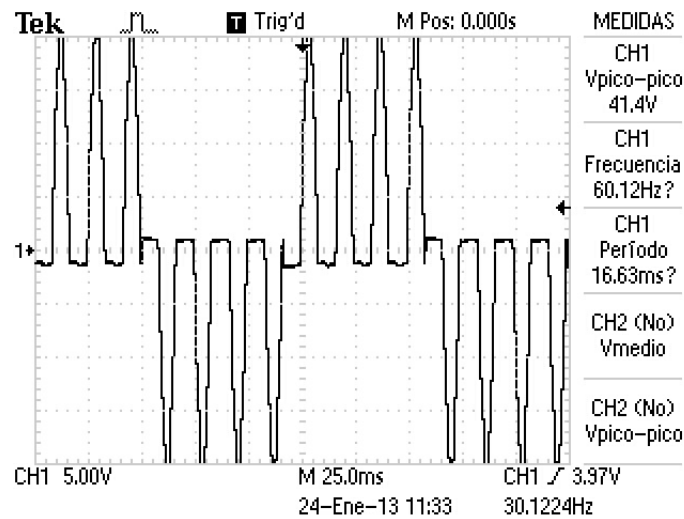


Fig. 65 Formas de onda con 4 combas

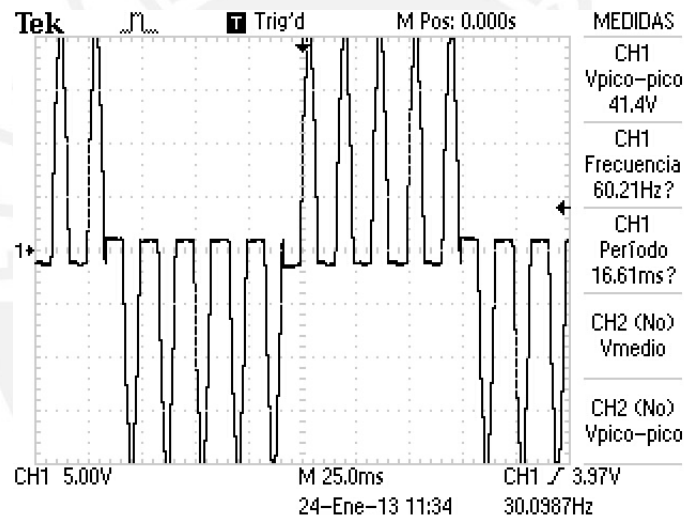


Fig. 66 Formas de onda con 5 combas

Luego de realizadas las pruebas vemos que las señales obtenidas de la integración del sistema son las esperadas de acuerdo a la simulación realizada en Matlab y que la velocidad del motor se mantiene dentro de los rangos esperados. Estos resultados son fácilmente extrapolables a una tensión de alimentación trifásica con la que el variador debe desempeñarse en un ambiente de trabajo industrial.

Conclusiones

1. De acuerdo a lo expuesto es posible realizar el diseño e implementación de un variador de velocidad de bajo costo. La disminución del costo del equipo facilitará el acceso a la tecnología por parte de las MYPES.
2. Se puede fabricar un variador de velocidad con S/1000, asumiendo: S/250 en costo de materiales (Anexo 7), S/ 250 en insumos de fabricación y S/500 de ganancia neta. Este valor es mucho menor al costo promedio del mercado de un variador de similares características (S/2800 – Pág. 5).
3. En las aplicaciones que se use un cicloconvertidor se tiene que tener en consideración el bajo factor de potencia que presenta este esquema. Por lo que antes de sugerir su implementación en el campo es conveniente realizar un estudio de la energía reactiva de la empresa a donde vaya a operar.
4. El uso de este esquema no es recomendable para aplicaciones que requieran una variación precisa de la velocidad del motor.
5. La velocidad de procesamiento del microcontrolador ATMEGA 16 es suficiente para poder generar 6 ondas de frecuencia y fase variables por software.
6. Se puede realizar el disparo de SCRs mediante el uso de optoacopladores; esto evita el uso de transformadores de disparo, como se sugiere en algunos esquemas.
7. Se puede realizar un detector de cruce por cero con una respuesta adecuada a partir de optoacopladores como elemento aislante en la etapa de potencia y la etapa de control.

Recomendaciones

1. El variador se debe mantener en una zona que cuente con una ventilación apropiada de tal manera que los SCRs no se sobrecaliente debido a la potencia que disipan.
2. En caso de querer realizar funciones de control desde una PC, es necesario implementar un módulo de interconexión RS232.
3. En caso de que se requiera una mayor precisión en el control del motor, se recomienda el uso de los algoritmos de control por vector de flujo o control directo por torque.
4. Para tener una mejor protección contra cortocircuitos y sobre corrientes se recomienda usar una llave termomagnética.
5. Se puede incrementar la potencia del variador presentado cambiando los SCRs por otros de mayor potencia, ya que, las señales de control no cambian.
6. Se puede mejorar la estabilidad de la señal de salida agregando un filtro Pasa bajos, de tal manera que se eviten variaciones bruscas de la tensión y se disminuya el ruido eléctrico.

Fuentes

1. RASHID, Muhammad
1993. Power electronics: circuits , devices and aplicaciones. Englewood Cliff.
Prentice Hall.
2. CHAPMAN, Stephen
2005 Máquinas Eléctricas. México D.F. McGraw-Hill Interamericana
3. BOSE, Bimal
1997 Power electronics and variable frequency drives: technology and
aplicaciones. Nueva York, IEEE
4. FERNANDEZ, Edgardo
2006 Diseño de un inversor multinivel en cascada monofásico de bajo
contenido armónico para cargar resistivas. Lima
5. WEBB, Richard
2009 Anuario estadístico en números 2008. Lima. Cuanto
6. Encuentro latinoamericano de centros de servicio para la micro, pequeña y
mediana empresa. Cosude.
7. Asea Brown Boveri
1999 Direct torque control
< <http://www.abb.fi/vsd/index.htm> >
8. Melgarejo, Oscar
Apuntes de clase del curso Máquinas Eléctricas
9. TOLBERT, Leon
2001 Cycloconverters
< www.uv.es/emaset/iep00/descargas/cycloconvertertutorial.pdf >
10. ECHEVARRIA, Jose
2005 Evolución histórica del control de motores de inducción
< www.ceit.es/electrocom/electronics/tesis/jmecheve/Capitulo2.pdf >

11. Disipadores térmicos en semiconductores

(n.f). Recuperada Junio 9, 2013, de

<http://www.lcardaba.com/articles/heatsinks/heatsinks.htm>



Anexo N°1

Tabla con el cálculo de las frecuencias generadas por la etapa de control

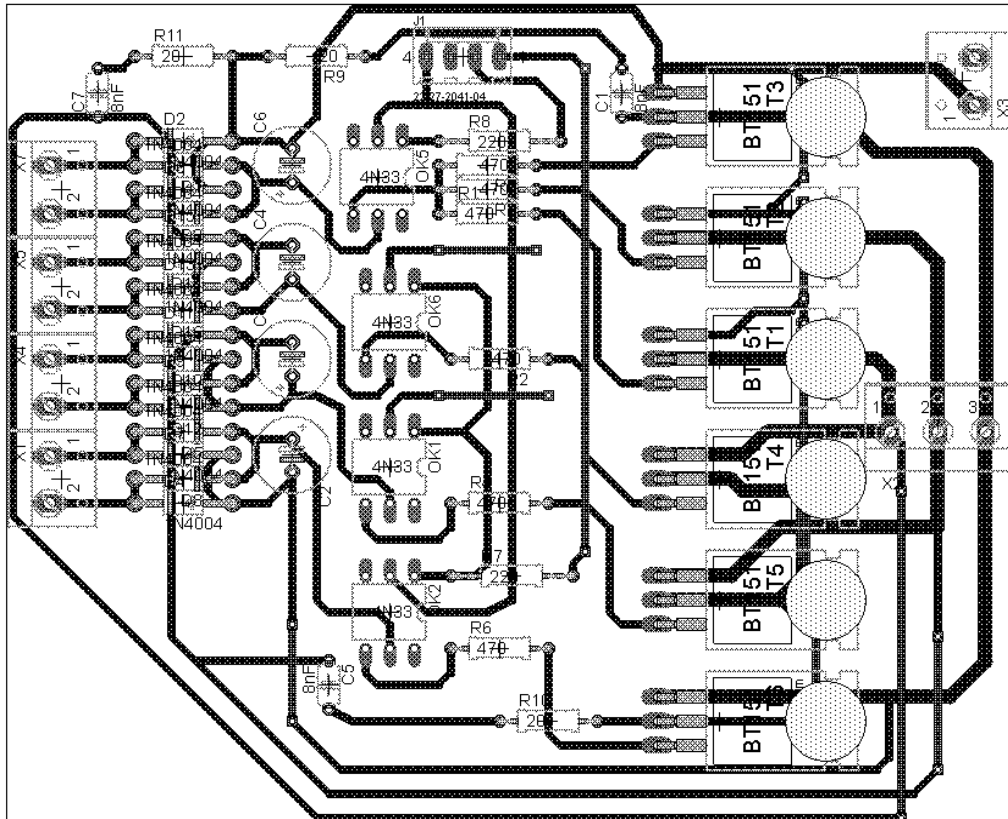
Fase R					
Combas	Señal	Período (ms)	Duty Cycle	Fase (ms)	Frecuencia
1	positiva	16.67	5	1.39	60.0
1	negativa	16.67	5	9.72	
2	positiva	27.74	25	1.39	36.0
2	negativa	27.74	25	15.26	
3	positiva	38.81	25	1.39	25.8
3	negativa	38.81	25	20.80	
4	positiva	49.89	40	1.39	20.0
4	negativa	49.89	40	26.33	

Fase S					
Combas	Señal	Período (ms)	Duty Cycle	Fase (ms)	Frecuencia
1	positiva	16.67	5	6.95	60.0
1	negativa	16.67	5	15.28	
2	positiva	27.74	25	6.95	36.0
2	negativa	27.74	25	20.82	
3	positiva	38.81	25	6.95	25.8
3	negativa	38.81	25	26.35	
4	positiva	49.89	40	6.95	20.0
4	negativa	49.89	40	31.89	

Fase T					
Combas	Señal	Período (ms)	Duty Cycle	Fase (ms)	Frecuencia
1	positiva	16.67	5	12.50	60.0
1	negativa	16.67	5	20.83	
2	positiva	27.74	25	12.50	36.0
2	negativa	27.74	25	26.37	
3	positiva	38.81	25	12.50	25.8
3	negativa	38.81	25	31.91	
4	positiva	49.89	40	12.50	20.0
4	negativa	49.89	40	37.44	

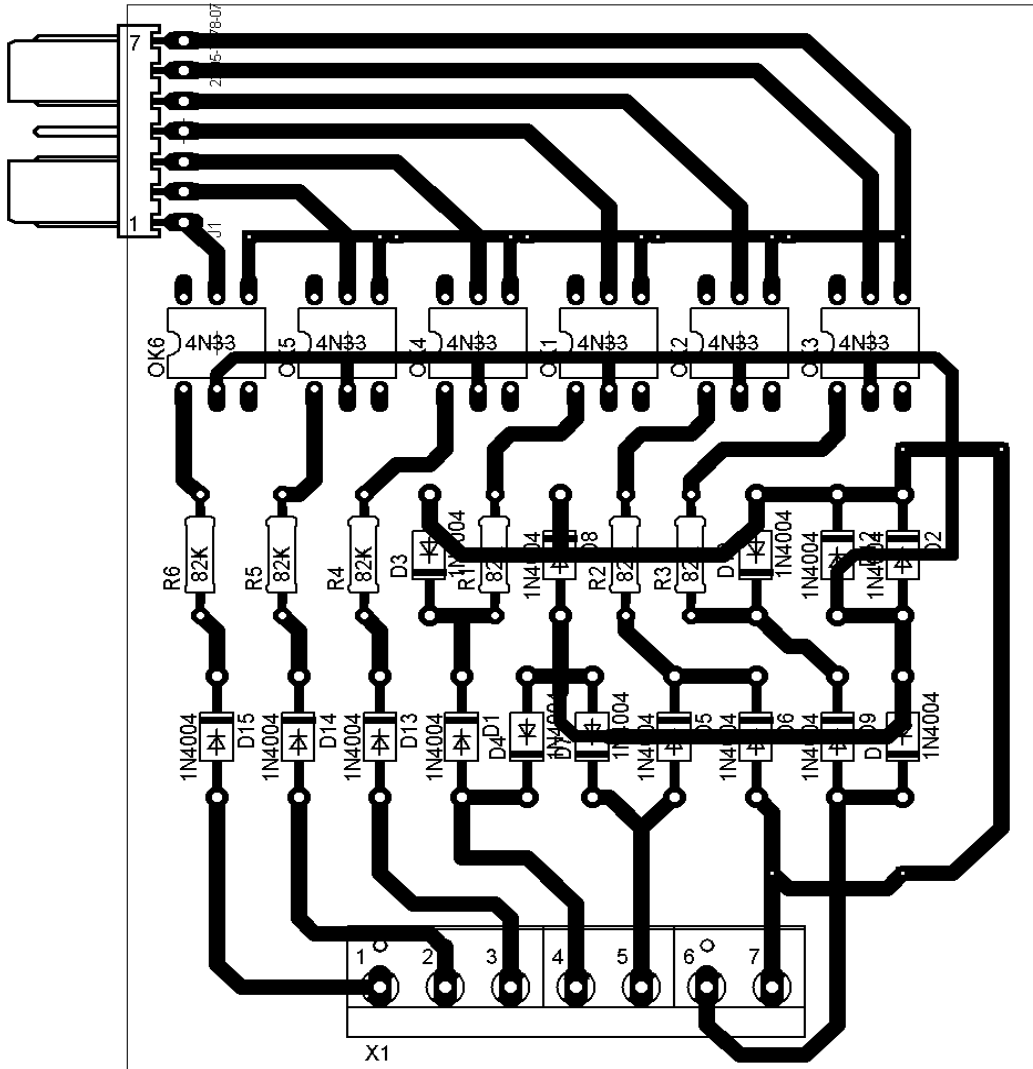
Anexo N°2

Diagrama del circuito impreso de la etapa de potencia



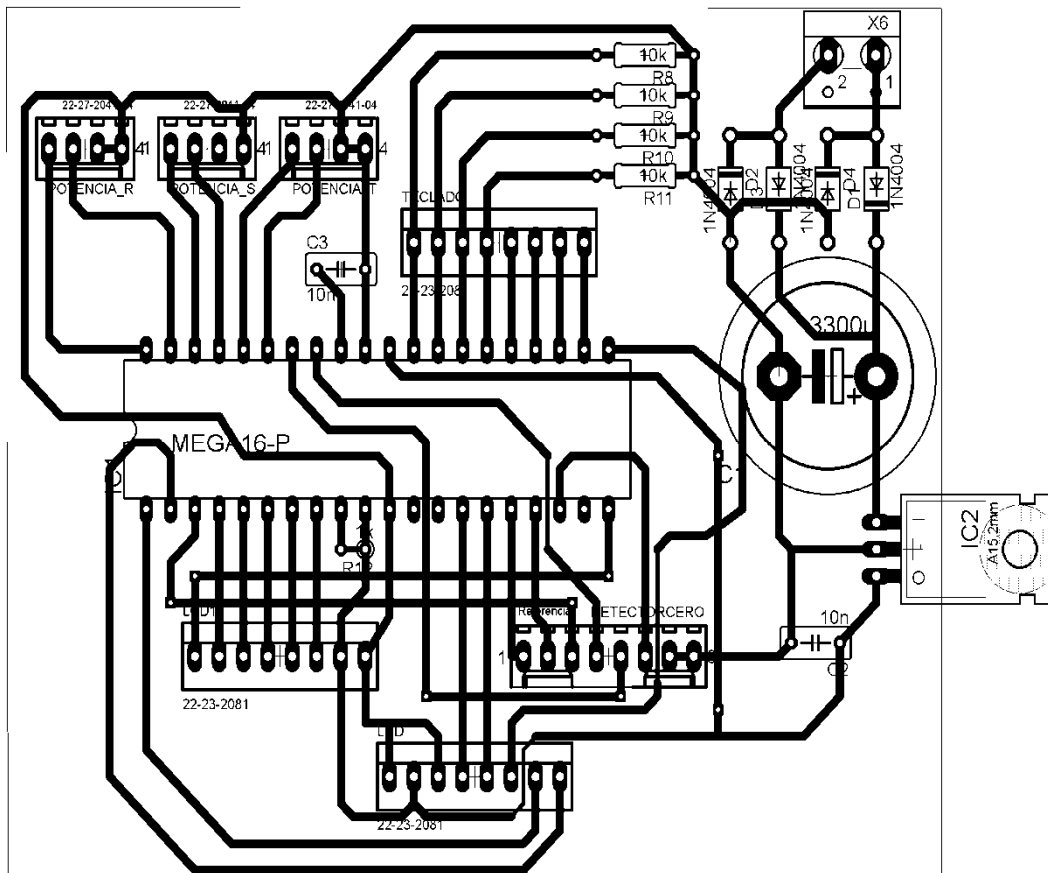
Anexo N°3

Diagrama del circuito impreso del detector de cruce por cero



Anexo N°4

Diagrama del circuito impreso de la tarjeta de control



Anexo N°5

Programa del microcontrolador

```

#include <avr\io.h>          // Most basic include files
#include <avr\interrupt.h>   // Add the necessary ones
#include <avr\signal.h>     // here
//#include "funciones.h"

unsigned int contador,contador1;
unsigned int delay;
char
var,fase,sinc,sinc1,sinc2,habilita_faseS=0,habilita_faseT=0,var1,sreg,bandera=0xFF;
unsigned char pulsador, frecuencia,linea,status=0,status1=0,status2=0,cuentapos;
int cuenta=0,cuenta0,cuenta1,cuenta2,ancho=150;
float cuenta_disp;
unsigned char teclado=0; //contienes la tecla que se presiona en hex
unsigned char lcd[16];

SIGNAL(SIG_INTERRUPT0)
{
sreg=SREG;
cuenta0++;
if (status)
{
    if (cuenta>=cuenta0)
    {
        do
        {
            var=PINA;
            var=var&0x80;
        }
        while (var==0);

        PORTA=0x01|PORTA;          // PA0 comba negativa
        var=PORTA;
        var=var&0xFD;
        PORTA=var;
    }
}
}

```

```
        status=0xFF;
    if(cuenta<=cuenta0)
    {
        cuenta0=0;
        status=0;
    }
}
else
{
    if (cuenta>=cuenta0)
    {
        do
        {
            var=PIN_A;
            var=var&0x80;
        }
        while (var==0);

        PORTA=0x02|PORTA; // PA1 comba positiva
        var=PORTA;
        var=var&0xFE;
        PORTA=var;
        if(cuenta<=cuenta0)
        {
            cuenta0=0;
            status=0xFF;
        }
    }
}

if (status)
{
    if (cuenta<=0)
    {
        do
```



```
{
    var=PINA;
    var=var&0x80;
}
while (var==0);
PORTA=0x01|PORTA;           // PA0 comba negativa
var=PORTA;
var=var&0xFD;
PORTA=var;
status=0xFF;
var=var&0xFE;
PORTA=var;
if(cuenta<=cuenta0)
{
    cuenta0=0;
    status=0;
}
}
}
else
{
if (cuenta==0)
{
    do
    {
        var=PINA;
        var=var&0x80;
    }
    while (var==0);
PORTA=0x02|PORTA;           // PA1 comba positiva
var=PORTA;
var=var&0xFE;
PORTA=var;
var=var&0xFD;
PORTA=var;
```

```
        if(cuenta<=cuenta0)
        {
            cuenta0=0;
            status=0xFF;
        }
    }
}
SREG=sreg;
}
```

```
SIGNAL(SIG_INTERRUPT1)
{
    sreg=SREG;
    cuenta1++;
    if (status1)
    {
        if (cuenta>=cuenta1)
        {
            do
            {
                var=PINA;
                var=var&0x40;
            }
            while (var==0);

            PORTA=0x04|PORTA;           // PA2 comba negativa
            var=PORTA;
            var=var&0xF7;
            PORTA=var;
            status1=0xFF;
        }
        if(cuenta<=cuenta1)
        {
            cuenta1=0;
            status1=0;
        }
    }
}
```

```
}  
}  
else  
{  
if (cuenta>=cuenta1)  
{  
    do  
    {  
        var=PINA;  
        var=var&0x40;  
    }  
    while (var==0);  
  
    PORTA=0x08|PORTA;        // PA3 comba positiva  
    var=PORTA;  
    var=var&0xFB;  
    PORTA=var;  
if(cuenta<=cuenta1)  
{  
    cuenta1=0;  
    status1=0xFF;  
}  
}  
}  
  
if (status1)  
{  
if (cuenta==0)  
{  
    do  
    {  
        var=PINA;  
        var=var&0x40;  
    }  
    while (var==0);  
    PORTA=0x04|PORTA;        // PA2 comba negativa
```

```
        var=PORTA;
        var=var&0xF7;
        PORTA=var;
        status1=0xFF;
        var=var&0xFB;
    PORTA=var;
    if(cuenta<=cuenta1)
    {
        cuenta1=0;
        status1=0;
    }
}
}
else
{
    if (cuenta==0)
    {
        do
        {
            var=PINA;
            var=var&0x40;
        }
        while (var==0);
        PORTA=0x08|PORTA; // PA3 comba positiva
        var=PORTA;
        var=var&0xFB;
        PORTA=var;
        var=var&0xF7;
        PORTA=var;

        if(cuenta<=cuenta1)
        {
            cuenta1=0;
            status1=0xFF;
        }
    }
}
```

```
}  
SREG=sreg;  
}  
  
SIGNAL(SIG_INTERRUPT2)  
{  
sreg=SREG;  
cuenta2++;  
if (status2)  
{  
if (cuenta>=cuenta2)  
{  
do  
{  
var=PIND;  
var=var&0x10;  
}  
while (var==0);  
PORTA=0x10|PORTA; // PA0 comba negativa  
var=PORTA;  
var=var&0xDF;  
PORTA=var;  
status2=0xFF;  
if(cuenta<=cuenta2)  
{  
cuenta2=0;  
status2=0;  
}  
}  
}  
else  
{  
if (cuenta>=cuenta2)  
{  
do  
{
```

```
        var=PIND;
        var=var&0x10;
    }
    while (var==0);

    PORTA=0x20|PORTA;           // PA1 comba positiva
    var=PORTA;
    var=var&0xEF;
    PORTA=var;
    if(cuenta<=cuenta2)
    {
        cuenta2=0;
        status2=0xFF;
    }
}
}

if (status2)
{
    if (cuenta==0)
    {
        do
        {
            var=PIND;
            var=var&0x10;
        }
        while (var==0);
    }
    PORTA=0x10|PORTA;           // PA0 comba negativa
    var=PORTA;
    var=var&0xDF;
    PORTA=var;
    status2=0xFF;
    var=var&0xEF;
    PORTA=var;
    if(cuenta<=cuenta2)
    {
```

```
        cuenta2=0;
        status2=0;
    }
}
else
{
    if (cuenta==0)
    {
        do
        {
            var=PIND;
            var=var&0x10;
        }
        while (var==0);
        PORTA=0x20|PORTA; // PA1 comba positiva
        var=PORTA;
        var=var&0xEF;
        PORTA=var;
        var=var&0xDF;
        PORTA=var;

        if(cuenta<=cuenta2)
        {
            cuenta2=0;
            status2=0xFF;
        }
    }
}
SREG=sreg;
}
```

```
// *****  
  
// Main program  
//  
int main(void)  
{  
  
    DDRA=0x3F;  
    PORTC=0xFF;  
    DDRC=0x0F;  
    configura_puertos_LCD();  
    retardox_LCD();  
    configura_LCD();  
    limpio_LCD();  
    write_IR(0x02);  
    envia_cadena(" Iniciando");  
  
    while(delay<60000)  
    {  
        delay++;  
    }  
    delay=0;  
    while(delay<60000)  
    {  
        delay++;  
    }  
    delay=0;  
  
    // configuracion de interrupcion por flanco de bajada  
    PORTD=(1<<PD2|1<<PD3|1<<PD4);  
    PORTB=(1<<PB2);  
    PORTA=(1<<PA7|1<<PA6);  
    MCUCR=(1<<ISC01)|(1<<ISC11);  
    MCUCSR=(1<<ISC11);  
    GICR=(1<<INT0|1<<INT1|1<<INT2);
```



```
sei();
```

```
while(1)
```

```
{
```

```
    pulsador=PINC;
```

```
    pulsador=pulsador&0xC0;
```

```
    if(pulsador==0x80)
```

```
    {
```

```
        do
```

```
        {
```

```
            pulsador=PINC;
```

```
            pulsador=pulsador&0xC0;
```

```
        }
```

```
        while(pulsador==0x80);
```

```
    if(cuenta<60)
```

```
    cuenta++;
```

```
    switch (cuenta)
```

```
    {
```

```
    case 1:
```

```
        cuenta_disp=60;
```

```
        break;
```

```
    case 2:
```

```
        cuenta_disp=36;
```

```
        break;
```

```
    case 3:
```

```
        cuenta_disp=25.8;
```

```
        break;
```

```
    case 4:
```

```
        cuenta_disp=20;
```

```
        break;
```

```
    case 5:
```

```
        cuenta_disp=16.4;
```

```
        break;
```

```
    case 6:
```

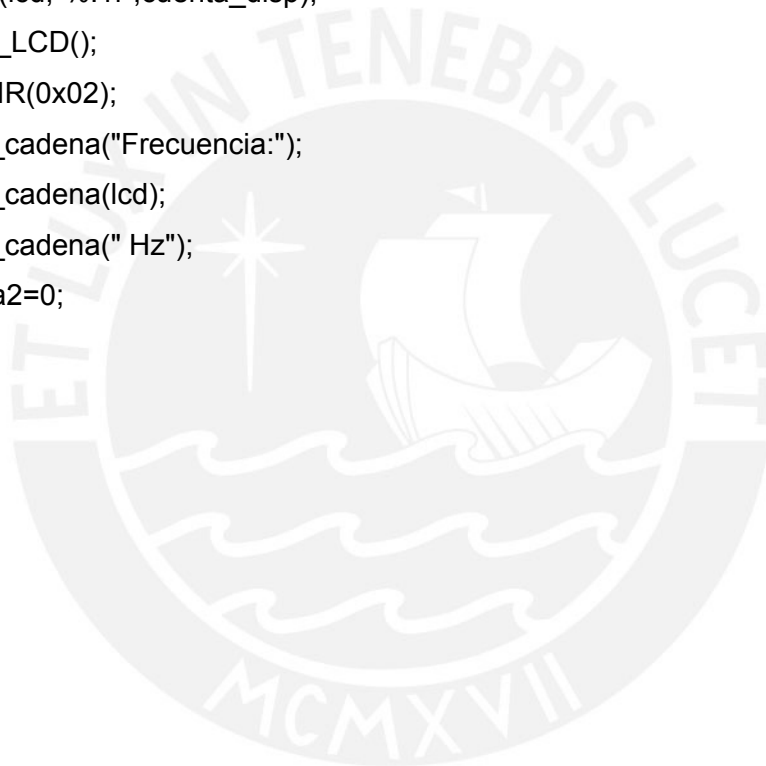
```
    cuenta_disp=13.9;
    break;
    case 7:
    cuenta_disp=12;
    break;
    case 8:
    cuenta_disp=10.6;
    break;
    case 9:
    cuenta_disp=9.5;
    break;
    case 10:
    cuenta_disp=8.6;
    break;
    case 11:
    cuenta_disp=7.8;
    break;
    default:
    cuenta_disp=99;
    break;
}

sprintf(lcd,"%0.1f",cuenta_disp);
limpio_LCD();
write_IR(0x02);
envia_cadena("Frecuencia:");
envia_cadena(lcd);
envia_cadena(" Hz");
}

if(pulsador==0x40)
{
    do
    {
        pulsador=PINC;
        pulsador=pulsador&0xC0;
    }
}
```

```
while(pulsador==0x40);  
if (cuenta>=1)  
{  
cuenta--;  
cuenta0=0;  
cuenta1=0;  
cuenta2=0;  
}  
switch (cuenta)  
{  
case 1:  
cuenta_disp=60;  
break;  
case 2:  
cuenta_disp=36;  
break;  
case 3:  
cuenta_disp=25.8;  
break;  
case 4:  
cuenta_disp=20;  
break;  
case 5:  
cuenta_disp=16.4;  
break;  
case 6:  
cuenta_disp=13.9;  
break;  
case 7:  
cuenta_disp=12;  
break;  
case 8:  
cuenta_disp=10.6;  
break;  
case 9:  
cuenta_disp=9.5;  
break;
```

```
case 10:  
    cuenta_disp=8.6;  
    break;  
case 11:  
    cuenta_disp=7.8;  
    break;  
default:  
    cuenta_disp=99;  
    break;  
}  
sprintf(lcd,"%0.1f",cuenta_disp);  
limpio_LCD();  
write_IR(0x02);  
envia_cadena("Frecuencia:");  
envia_cadena(lcd);  
envia_cadena(" Hz");  
cuenta2=0;  
}  
}  
}
```



Anexo N°6

Tabla de resistencia térmica de aisladores

RESISTENCIA TERMICA CONTENEDOR -DISIPADOR				
Tipo de contenedor	Contacto directo sin mica	Contacto directo y silicona	Contacto con mica	Contacto con mica silicona
TO.5	1	0,7	--	--
TO.39	1	0,7	2	1,5
TO.126	1,4	1	1,4	1,3
TO.220	0,8	0,5	1,4	1,2
TO.202	0,8	0,5	1,4	1,2
TO.152	0,8	0,5	1,2	0,9
TO.90	0,5	0,3	1	0,7
TO.3P.	0,4	0,2	2,1	1,5
TO.59	1,2	0,7		
TO.117	2	1,7	--	--
SOT.48	1,8	1,5		
DIA.4L	1,1	0,7		
TO.66	1,1	0,65		



Anexo N°7
Presupuesto

Etapa de potencia				
Item	Descripción	Cantidad	Precio (S/.)	Total
1	PCB	3	3	9
2	SCR	18	2.5	45
3	Optoacopladores	12	2	24
4	Diodos	48	0.1	4.8
5	Condensadores	12	0.8	9.6
6	Resistencias	24	0.03	0.72
7	Molex (4 pines)	3	0.8	2.4
8	Conectores de tornillo (2 pines)	15	1	15
9	Conectores de tornillo (3 pines)	3	1.5	4.5
10	Transformador	2	12	24

Total**S/. 139.02**

Etapa de Control				
Item	Descripción	Cantidad	Precio	Total
1	PCB	2	3	6
2	LCD	1	20	20
3	ATMEGA	1	20	20
4	Teclado	1	23	23
5	Lm7805	1	1	1
6	Diodos	16	0.1	1.6
7	Condensador	1	2	2
8	Molex (4 pines)	5	0.8	4
9	Molex (8 pines)	2	1.5	3
10	Conectores de tornillo (2 pines)	3	1	3
11	Optoacopladores	3	2	6
12	Resistencias	3	0.1	0.3
13	Transformador	1	12	12
14	Disipador	1	0.5	0.5
15	Cable plano	1	4	4

Total**S/. 106.40**