

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ

FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERÍA



PONTIFICIA  
**UNIVERSIDAD**  
**CATÓLICA**  
DEL PERÚ

**DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN INVERSOR TRIFÁSICO DE  
0.5 kW APLICANDO LA TÉCNICA DE MODULACIÓN DE ANCHO  
DE PULSO DE VECTOR ESPACIAL**

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

**José Paolo Santiago Hidalgo Salinas**

**ASESOR: Oscar Melgarejo Ponte**

Lima, julio del 2011

## Resumen

Actualmente se utiliza diversas técnicas de modulación de ancho de pulso (PWM) para el control de diversos dispositivos de potencia como variadores de velocidad, inversores, UPS, etc. Este trabajo de Tesis desarrolla la modulación de ancho de pulso de Vector Espacial (SVPWM) para el diseño y simulación de un Inversor Trifásico para obtener una señal de salida senoidal con una frecuencia y voltaje variable.

Primero se expone la problemática a la cual se enfrenta los inversores trifásicos y la modulación SVPWM. Mencionando la tendencia y los recursos tecnológicos para el desarrollo de estos dispositivos de potencia en nuestro país, así como las diversas aplicaciones de los mismos.

Después se describe todos los conceptos generales e importantes para poder abordar el tema de la modulación vectorial como el de los inversores. Se explica los principios para desarrollar un control vectorial de un inversor trifásico a partir de la modulación SVPWM, siendo su principal característica la de sustituir todo el sistema trifásico por un solo vector cuya velocidad de giro con el paso del tiempo refleja la frecuencia.

Luego, se plantea las hipótesis y objetivos a los cuales se quiere llegar con este trabajo de Tesis; seguido del desarrollo de los diversos diagramas que representan el sistema a diseñar y la respectiva selección de componentes a utilizar.

Por último, los conceptos establecidos y los diagramas planteados, se complementan con la muestra y descripción de los diversos diseños de la estructura de un inversor trifásico, y con las simulaciones de la técnica de control vectorial (SVPWM) para poder lograr una onda de salida muy similar a una senoidal con una baja distorsión armónica y unas mínimas pérdidas por conmutación.

**INDICE**

INTRODUCCIÓN..... 1

CAPÍTULO 1: Desarrollo de un Inversor Trifásico..... 2

1.1 Generación de Energía Eléctrica..... 2

1.2 Desarrollo del Inversor Trifásico..... 2

1.3 Diseño e Implementación de un Inversor Trifásico en el Perú..... 3

1.4 Aplicaciones y características del Inversor Trifásico..... 4

    1.4.1 Aplicaciones..... 4

    1.4.2 Distorsión armónica: Protección..... 4

1.5 Declaración del Marco Problemático..... 5

CAPÍTULO 2: El Inversor Trifásico: Las Tecnologías y Alternativas para su diseño y simulación..... 6

2.1 Inversor Trifásico..... 6

    2.1.1 Características..... 6

    2.1.2 Tipo de Inversores Trifásicos..... 6

2.2 Dispositivos de Conmutación..... 7

    2.2.1 Mosfet de Potencia..... 7

    2.2.2 IGBT..... 7

2.3 Modulación por Ancho de Pulso (PWM)..... 9

2.4 Modulación por Ancho de Pulso del Vector Espacial (SVPWM)..... 9

2.5 Modelo Teórico..... 16

CAPÍTULO 3: Planteamiento para el desarrollo del Inversor Trifásico..... 18

3.1 Hipótesis..... 18

    3.1.1 Hipótesis Principal..... 18

    3.1.2 Hipótesis Secundarias..... 18

3.2 Objetivos..... 18

    3.2.1 Objetivo General..... 18

    3.2.2 Objetivos Específicos..... 19

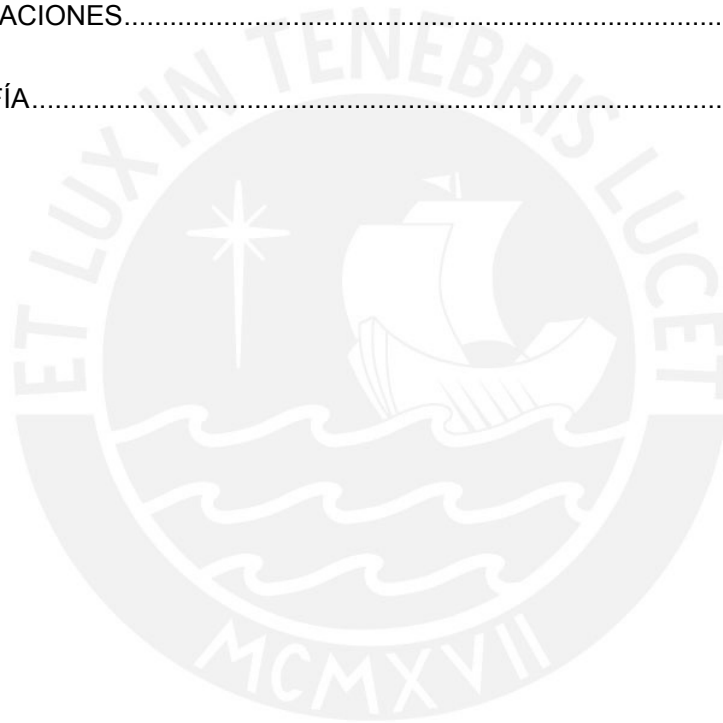
3.3 Planteamiento de la Solución..... 19

3.4 Diagrama de Bloques..... 20

    3.4.1 Diagramas de Bloques General..... 20

3.4.1.1 Fuente.....	20
3.4.1.2 Microcontrolador .....	20
3.4.1.3 Separación de etapas de Control y de Potencia .....	21
3.4.1.4 Driver .....	21
3.4.1.5 Circuito de Interruptores .....	21
3.4.1.6 Carga Trifásica .....	21
3.4.2 Diagrama de Bloques de la Etapa de Control .....	21
3.4.3 Diagrama de Bloques de la Etapa de Potencia .....	22
3.4.4 Diagrama de Bloques del Algoritmo de Control.....	22
3.5 Selección de Componentes Principales en base al Diagrama de Bloques del Inversor Trifásico .....	23
3.5.1 Fuente.....	24
3.5.1.1 Batería .....	24
3.5.1.2 Componentes de adaptación de tensión .....	24
3.5.2 Microcontrolador .....	25
3.5.3 Dispositivo de separación de las etapas de control y de potencia .....	26
3.5.4 Driver .....	27
3.5.5 Dispositivo de Conmutación .....	27
3.5.6 Transformador Elevador .....	29
3.5.7 Protección de los dispositivos de conmutación .....	29
3.5.8 Disipador.....	33
3.5.9 Fusible .....	34
CAPÍTULO 4: Diseño y Simulación del Inversor Trifásico empleando la técnica de Modulación de Ancho de Pulso de Vector Espacial .....	36
4.1 Consideraciones Preliminares .....	36
4.2 Comparación de Técnicas de Modulación PWM sinusoidal, de tercera armónica y SVPWM.....	36
4.3 Diseño Esquemático de Circuitos.....	37
4.3.1 Circuito Esquemático del arreglo de Interruptores .....	37
4.3.2 Circuito Esquemático del Driver .....	38
4.3.2.1 Diseño del Driver para el Mosfet IRFZ48N .....	39
4.3.2.2 Diseño del Driver para el Mosfet IRF4905P .....	49
4.3.2.3 Funcionamiento de los Drivers .....	52
4.3.3 Circuito Esquemático del Inversor Trifásico .....	52

4.4 Simulación de los Drivers .....	54
4.4.1 Driver para Mosfet IRFZ48N.....	54
4.4.2 Driver para Mosfet IRF4905PbF .....	58
4.5 Simulación de la técnica de Modulación de Ancho de Pulsos de Vector Espacial .....	61
4.6 Desarrollo del Algoritmo de Control.....	90
4.7 Resultados y Análisis.....	91
4.8 Costos.....	92
 CONCLUSIONES.....	 94
 RECOMENDACIONES.....	 95
 BIBLIOGRAFÍA.....	 96



## INTRODUCCIÓN

En la actualidad, los requerimientos de energía eléctrica de corriente alterna de las viviendas y de la industria provienen principalmente de fuentes de energía no renovables. El progreso de la tecnología ha permitido el uso de fuentes de energía renovables, tales como la eólica y la solar, para generar energía eléctrica principalmente de corriente continua, que es almacenada en bancos de baterías; estos, mediante el uso de inversores, pueden suministrar la energía eléctrica de calidad que las empresas u hogares necesitan. Sin embargo, los inversores desarrollados en nuestro país no cubren por completo estos requerimientos ya sea porque funcionan de manera ineficiente y limitada con respecto a las cargas y potencias aplicadas o porque los inversores de mejor calidad tienen altos costos.

Gracias a los avances tecnológicos y a las necesidades generadas se han desarrollado nuevos dispositivos de conmutación que permiten un mejor diseño e implementación de los inversores. Por otro lado, el incremento del uso de fuentes de energía renovables producirá cortes eléctricos no previsibles, por lo cual se necesitarán de equipos que prevean estos problemas como los UPS (Fuentes de poder Ininterrumpidas), que son una aplicación importante de los inversores. También cabe resaltar otra importante aplicación del inversor, como es el control de velocidad de motores trifásicos de corriente alterna, dado que cada vez se busca que sean más precisos.

Debido a que el inversor, utilizando un adecuado método de control, puede satisfacer los requerimientos y necesidades mencionadas y además es la base del desarrollo de muchas aplicaciones; se busca diseñar y simular un inversor trifásico adecuado, eficiente y eficaz que aporte al desarrollo de la Electrónica de Potencia en nuestro país.

De esta forma, mediante este trabajo, se busca presentar el diseño y simulación de un inversor trifásico aplicando la técnica de modulación de ancho de pulso de Vector Espacial, cuya onda de salida, muy similar a una sinusoidal, presentará una menor distorsión armónica y entregará una potencia con el mínimo de pérdidas. Además, se espera que contribuya al desarrollo e investigación de equipos eficientes y aplicaciones de potencia que sirvan para una mejor calidad de servicio a los usuarios de estos sistemas.

# CAPÍTULO 1: Desarrollo de un Inversor Trifásico

## 1.1 Generación de Energía Eléctrica

La generación de energía eléctrica, en términos generales, consiste en transformar algún tipo de energía no eléctrica, ya sea química, mecánica, térmica o luminosa (entre otras), en energía eléctrica.

La generación se lleva a cabo mediante técnicas muy diferentes. Por ejemplo, se tiene la energía eléctrica generada por el movimiento rotatorio de una fuente de energía mecánica directa, como la corriente de un salto de agua, la producida por el viento, o a través de un ciclo termodinámico. Para este último caso, se calienta un fluido al que se hace recorrer un circuito en el que mueve un motor o una turbina; el calor de este proceso se obtiene mediante la quema de combustibles fósiles, reacciones nucleares y otros procesos. Esta técnica para generar energía eléctrica puede suministrar grandes cantidades y potencias de electricidad para generar corriente continua en un dinamo o corriente alterna en un alternador.

La generación de energía eléctrica es una actividad humana básica, ya que está directamente relacionada con los requerimientos actuales del hombre en todas las actividades de su vida (transporte, comunicaciones, servicios, en el hogar, etc.). Todas las formas de utilización de las fuentes de energía, tanto las habituales como las denominadas alternativas o no convencionales, agreden en mayor o menor medida el ambiente.

## 1.2 Desarrollo del Inversor Trifásico

Los Recursos Tecnológicos empleados para el desarrollo de un inversor son, principalmente, dispositivos de conmutación (semiconductores) los cuales han experimentado una evolución en términos de frecuencia de conmutación, pérdidas en conducción y facilidad de gobierno; de esta manera estos dispositivos han contribuido a la popularización de los inversores [14]. A raíz de que la tendencia en el desarrollo de los inversores es disminuir los costos y aumentar la eficacia, lo que se busca son dispositivos de conmutación que optimicen su trabajo. Estos dispositivos pueden ser Mosfets de potencia, IGBTs, SCRs, entre otros. Además, otro recurso tecnológico importante es el microcontrolador a usar para el control de la señal de salida del inversor. La electrónica digital ha experimentado un auge que ha permitido que



microcontroladores con potentes herramientas de depuración y desarrollo estén al alcance de los diseñadores a muy bajo costo, logrando así que se pueda utilizar y planear estrategias de control complejas sin algún aumento apreciable en los gastos al final del desarrollo del equipo. También hay que considerar otros dispositivos como los transistores; dispositivos semiconductores que cumplen una función de conmutación trabajando en niveles de corte y saturación para permitir el paso o no de corriente. Estos dispositivos, al igual que los Mosfets o IGBTs, pueden funcionar como dispositivo de conmutación del denominado Puente H en el desarrollo del Inversor. El transistor es un dispositivo elemental para la fabricación del driver del dispositivo de conmutación del Puente H.

### **1.3 Diseño e Implementación de un Inversor Trifásico en el Perú**

Los inversores Trifásicos, en el mercado nacional, son diseños de bajo nivel; utilizados para bajas y hasta medianas potencias. Muchas de las personas que desarrollan este tipo de equipos o aplicaciones relacionadas a ellos, no van más allá del diseño pues no encuentran ningún tipo de respaldo por parte del Estado y, más bien, tienen que buscar la de Empresas Privadas, y al no encontrarla, tienen que dejar de lado su proyecto sin poder implementarlo.

También, cabe resaltar, que estos dispositivos son caracterizados por la aplicación de la técnica de modulación (PWM) utilizada para controlar la onda de salida del equipo con lo que entregan tensiones con alto grado de contenido armónico; causado por las bajas frecuencias de conmutación de los semiconductores en relación a la frecuencia fundamental de la señal y por la forma de onda de la señal de salida. De esta manera, los voltajes y corrientes no son los esperados. Esto significa que existe contaminación de armónicos, pérdidas adicionales, rizado en la corriente y gran cantidad de ruido que puede dañar los sistemas de control [15].

Por todo esto es que los inversores desarrollados en nuestro país son de un bajo nivel de eficiencia y usados en aplicaciones simples y específicas.

Se han presentado daños y fallas en motores eléctricos de algunas empresas debido a los inversores aplicados al control de estos. Los principales problemas denunciados son fallas de rodamientos del motor y pérdida de la aislación en las bobinas del motor, causadas por corrientes circulantes, desgaste dieléctrico, sobretensión y descarga corona. Las corrientes circulantes son generadas por capacitancias parásitas que se



generan en las distintas capas de las bobinas del motor. Los bruscos cambios de voltaje ( $dV/dt$ ) inducen corrientes y descargas corona en las bobinas del motor lo que provoca su desgaste prematuro.

## **1.4 Aplicaciones y características del Inversor Trifásico**

### **1.4.1 Aplicaciones**

Los inversores se usan usualmente en aplicaciones industriales, como impulsores (variadores, reguladores o controles) de motor de corrientes alterna y velocidad variables, o en calentamiento por inducción, fuentes de alimentación de reserva y fuentes de alimentación ininterrumpida.

Los inversores han podido sustituir a los reductores de velocidad mecánicos en el campo del control de motores, con muchas ventajas respecto a éstos, como por ejemplo: mejor rendimiento, ausencia de elementos mecánicos de desgaste, vibraciones, mayor versatilidad en el control, etc. Otra aplicación importante esta en las fuentes de alimentación ininterrumpida, equipos vitales para el funcionamiento y respaldo de empresas, hospitales, etc. Los inversores son parte fundamental para el funcionamiento adecuado de estos equipos.

También cabe mencionar otras aplicaciones de los inversores como los balastos electrónicos, calentamiento por inducción, etc.

### **1.4.2 Distorsión armónica: Protección**

Los armónicos son distorsiones de las ondas sinusoidales de tensión y/o corriente de los sistemas eléctricos, debido al uso de cargas con impedancia no lineal, al empleo de materiales ferromagnéticos saturables, y en general al uso de equipos que necesiten realizar conmutaciones en su operación normal. La aparición de corrientes y/o tensiones armónicas en el sistema eléctrico crea problemas tales como, el aumento de pérdidas de potencia activa, sobretensiones en los condensadores, errores de medición, mal funcionamiento de protecciones, daño en los aislamientos, deterioro de dieléctricos, disminución de la vida útil de los equipos, entre otros [16].

Por ello, para minimizar la distorsión armónica, se emplea la técnica de modulación de ancho de pulso de Vector Espacial (SVPWM) para realizar el control de los

dispositivos de conmutación, pues posee la menor distorsión armónica (THD) a comparación de los otros tipos de modulación PWM [17].

### **1.5 Declaración del Marco Problemático**

Los Inversores desarrollados en el Perú presentan características, en su nivel de eficiencia y eficacia de funcionamiento, que limitan la potencia y el tipo de carga con la cual se trabaja; esto es debido a su bajo nivel de diseño e implementación que se realiza ya sea por la poca inversión económica o la poca dedicación a los proyectos de Potencia en nuestro país. Estos inversores, localmente diseñados y construidos, solo trabajan a bajas potencias y la forma de su onda de tensión de salida es casi siempre cuadrática, lo cual produce una gran distorsión armónica que afecta negativamente a cargas tipo R-L y limita su aplicación casi exclusivamente a cargas tipo resistivas.

Por otro lado, tenemos los problemas medio ambientales, el incremento en el precio del petróleo que hubo anteriormente y que seguramente habrá en el futuro debido a la crisis Mundial, la mayor demanda de energía y la posibilidad del agotamiento de los recursos del planeta son causas que han provocado la búsqueda de nuevas alternativas de energía.

Es por ello que desarrollar equipos como los inversores es una adecuada forma de poder usar fuentes renovables como una alternativa de energía pero tanto el Estado como las empresas privadas no tienen mucho interés en invertir en desarrollo de proyectos de este tipo, ya que es un mercado nuevo y con pocos fines de lucro hasta el momento.

Por último, cabe resaltar que es importante considerar el tipo de dispositivo de conmutación que se use, el circuito de protección que se implemente, la exactitud del control de que se realice, el nivel de voltaje a la salida (calidad de señal) y la frecuencia de conmutación de los dispositivos de conmutación a utilizar, ya que son factores que determinarán el diseño para el desarrollo de un inversor que pueda trabajar de manera adecuada, eficaz y eficiente con el mayor tipo de dispositivos eléctricos de uso cotidiano.

## CAPÍTULO 2: El Inversor Trifásico: Las Tecnologías y Alternativas para su diseño y simulación

### 2.1 Inversor Trifásico

#### 2.1.1 Características

El Inversor Trifásico es un dispositivo utilizado para convertir una corriente continua en una corriente alterna, con la magnitud y frecuencia deseadas [1].

En aplicaciones de potencia baja e intermedia se pueden aceptar voltajes de onda cuadrada o cuasi-cuadrada; en cambio, para aplicaciones para alta potencia se requieren formas de onda senoidal con poca distorsión [1].

Los inversores se utilizan en aplicaciones tales como en el control de motores de corriente alterna de velocidad ajustable, en los sistemas de alimentación ininterrumpida o en los variadores de frecuencia, entre otras. El método más extendido para efectuar el control de los dispositivos semiconductores de un circuito inversor de potencia es la conmutación basada en la modulación por ancho de pulso [2].

Estos equipos usan dispositivos de conmutación como BJT, MOSFET, IGBT y GTO. Usan generalmente señales de control por modulación por ancho de pulso (PWM) para producir un voltaje de salida CA.

#### 2.1.2 Tipos de Inversores Trifásicos

Existen dos configuraciones para realizar un Inversor Trifásico.

Primero, se puede conectar tres puentes inversores monofásicos medios o completos en paralelo para formar la configuración de un inversor Trifásico. Las señales de control de los inversores monofásicos deben adelantarse o atrasarse  $120^\circ$  entre sí para obtener voltajes trifásicos balanceados.

Segundo, se puede obtener una salida trifásica mediante la configuración de tres semipuentes donde en cada uno de ellos se dispone de dos semiconductores de potencia (teniendo un total de seis), como lo muestra la figura 2.1. Se puede aplicar dos clases de señales de control a estos semiconductores: conducción a  $180^\circ$  o

conducción a  $120^\circ$ . La conducción a  $180^\circ$  utiliza mejor los interruptores y es el método que se prefiere [1]. Cabe mencionar que esta es la configuración que se utiliza:

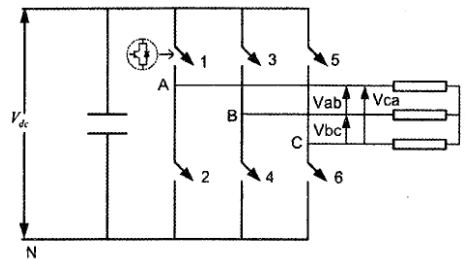


Figura 2.1 Configuración de seis semiconductores de potencia

Elaboración propia

## 2.2 Dispositivos de Conmutación

### 2.2.1 Mosfet de Potencia

Un MOSFET de potencia es un dispositivo controlado por voltaje que solo requiere una corriente pequeña de entrada [1].

Los MOSFETs tienen una alta impedancia de entrada, la velocidad de conmutación es muy alta, los tiempos de conmutación están en el orden de los nanosegundos (bajas pérdidas de conmutación) y requieren de poca energía de compuerta (entrada). Los MOSFETs de potencia están encontrando aplicaciones cada vez más numerosas en convertidores de baja potencia y alta frecuencia. Estos dispositivos no sufren del problema destructivo que causan las fugas térmicas localizadas producidas por altas concentraciones de corriente (segunda avalancha), como sucede con los transistores BJT. Sin embargo, los MOSFETs tienen el problema de descargas electrostáticas y requieren de un cuidado especial en su manejo. Además, es relativamente difícil protegerlos en condiciones de falla por cortocircuito [1].

Existen dos tipos de MOSFET: Los Mosfet decrementales y los Mosfet incrementales. Cada tipo de MOSFET presenta dos clases de canales, canal n y canal p. Los tres terminales de este semiconductor son Compuerta, Drenaje y Fuente [1] [2].

### 2.2.2 IGBT

Los IGBTs combinan las ventajas de los BJTs y los MOSFETs. Tienen una alta impedancia de entrada como los MOSFETs, bajas pérdidas de conmutación [4], y,

además, pocas pérdidas por conducción en estado activo, como los BJTs [1]. Sin embargo, no presenta problemas de segunda avalancha, como estos últimos. Por el diseño y la estructura del dispositivo, se controla la resistencia equivalente de drenaje a fuente ( $R_{ds}$ ), para que se comporte como la de un BJT. Un IGBT es un semiconductor controlado por voltaje, parecido a un MOSFET. Comparte ciertas características con estos, como son: facilidad de excitación de compuerta (disparo), picos de corriente, capacidad, sensibilidad y robustez. Además, requiere de un circuito de control muy simple. Cabe mencionar que el rendimiento de un IGBT se parece más al de un BJT que al de un MOSFET; pero, en forma inherente, el IGBT es más rápido que un BJT. Las desventajas del IGBT, frente al MOSFET, es que su velocidad de conmutación es menor y su precio es mayor [1].

A continuación se resume las características importantes de los dos dispositivos de potencia planteados:

Tipo de interruptor	Variable de control	Características de control	Frecuencia de conmutación	Especificación Máx. de voltaje $V_s$	Especificación Máx. de corriente $I_s$
MOSFET	Voltaje	Continua	Muy alta (100KHz)	1 kV $S_s=V_s \cdot I_s$ $S_s=0.1 \text{ MVA}$	150A $S_s=V_s \cdot I_s$ $S_s=0.1 \text{ MVA}$
IGBT	Voltaje	Continua	Alta (20KHz)	3.5 kV $S_s=V_s \cdot I_s$ $S_s=1.5 \text{ MVA}$	2 kA $S_s=V_s \cdot I_s$ $S_s=1.5 \text{ MVA}$

Tabla 2.1 Comparaciones entre Mosfet e IGBT  
Fuente: Rachid (2004)

Tipo de Interruptor	MOSFET	IGBT
<b>Ventajas</b>	Mayor velocidad de conmutación. Baja pérdida por conmutación. Circuito simple de control de compuerta. Poca potencia de compuerta. Coeficiente positivo de temperatura en paso de corriente y facilita funcionamiento en paralelo. Costo asequible y fácil de encontrar en el mercado local a comparación del IGBT.	Bajo voltaje en estado encendido. Poca potencia en la compuerta. Alta capacidad de voltaje.
<b>Limitaciones</b>	Alta caída de voltaje, hasta de 10V. Menor capacidad de voltaje en estado apagado. Dispositivo de voltaje unipolar.	Menor capacidad de voltaje en estado apagado. Dispositivo de voltaje unipolar. Menor velocidad de conmutación en comparación con los mosfets. Precio de costo mayor al de los mosfets.

Tabla 2.2 Comparaciones entre Mosfet e IGBT  
Fuente: Rachid (2004)

Según las tablas 2.1 y 2.2 se puede concluir que el dispositivo de conmutación a utilizar, para el desarrollo del inversor trifásico de 0.5 KW empleando la modulación del Vector Espacial, es el Mosfet; ya que presenta una mayor velocidad de conmutación (se puede emplear para altas frecuencias de conmutación), bajas pérdidas por conmutación, su circuito de control es simple, es apropiado para trabajar en bajas y medianas potencias y, es de un costo menor al IGBT y más asequible en el mercado local.

### **2.3 Modulación por Ancho de Pulso (PWM)**

La modulación por ancho de pulso es una técnica que se basa en la comparación entre dos señales: una señal moduladora y una señal de referencia (señal repetitiva o portadora). Como resultado de dicha comparación, se obtiene una señal cuadrada de ancho de pulsos variable, función de las dos señales que se comparan.

En muchas aplicaciones industriales, para controlar el voltaje de salida de los inversores, se necesita con frecuencia hacer frente a las variaciones del voltaje de entrada de corriente continua, regular el voltaje de los inversores y satisfacer los requisitos de control de voltaje y frecuencia constantes.

En la situación en que el voltaje de entrada de corriente continua del inversor es fijo y no es controlable, se puede obtener un voltaje de salida de corriente alterna variable haciendo variar la ganancia del inversor, lo cual se puede llevar a cabo aplicando la técnica de modulación de ancho de pulsos (PWM). Los más comunes son: único ancho de pulso, modulación de múltiple pulsos, SPWM y MSPWM [1] (Anexo A-1).

### **2.4 Modulación por Ancho de Pulso del Vector Espacial (SVPWM)**

La técnica de modulación de Ancho de Pulso del Vector Espacial consiste en aplicar los diferentes vectores espaciales (Anexo A-13) durante unos tiempos determinados y en un orden determinado, según un vector de referencia que depende del sistema trifásico que se desea obtener, para de esa forma conseguir que la señal de salida tenga una menor distorsión armónica.

La principal característica de la SVPWM es que sustituye todo el sistema trifásico por un solo vector (vector de referencia), en el que la frecuencia queda reflejada en su velocidad de giro con el paso del tiempo. Esto permite emplear dicho vector para estudiar tanto los regímenes estacionarios como dinámicos en dichos sistemas.



La figura 2.2 muestra las diferentes posiciones del vector espacial sobre el plano  $\alpha$ - $\beta$  que representan los estados de conmutación (dichos vectores son llamados vectores de conmutación) del inversor trifásico:

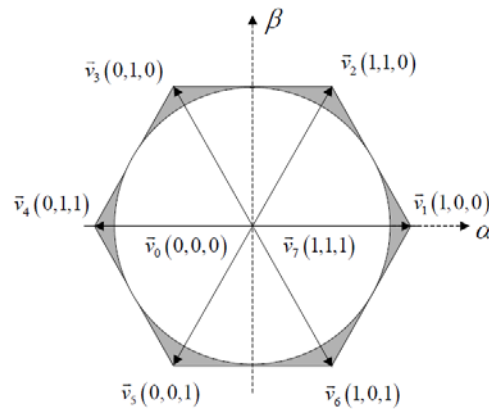


Figura 2.2 Posición de los vectores espaciales  
Elaboración propia

Como se puede apreciar en la figura 2.2, los extremos de los vectores forman un hexágono regular. Cada extremo representa un vector (activo), además de dos vectores más que corresponden al valor cero (nulo) y que se representan en el centro del plano. Estos ocho vectores, llamados vectores directores, son los únicos que puede generar el inversor trifásico de seis interruptores y por tanto son vectores fijos en el plano complejo (no giran). Los seis vectores directores activos representan las 6 combinaciones posibles en un inversor trifásico que generan una transferencia de energía entra la fuente y la carga, mientras que los dos vectores directores nulos representan las 2 combinaciones posibles en el inversor sin intercambio de energía entre la fuente y la carga. Los vectores directores activos tienen el mismo módulo  $((2/3) \cdot V_{dc})$  y están desfasados  $60^\circ$  entre sí; en cambio, los vectores directores nulos solo pueden indicarse como un punto en el centro del plano complejo ya que su módulo es cero. Cabe mencionar que la acción de cada uno de los 6 vectores activos dura como máximo  $60^\circ$ , mientras que los 2 vectores nulos solo funcionarán cuando se introduzca un espacio de tiempo de no conducción, es decir, cuando se quiera reducir el tiempo de acción de los vectores activos se introduce un vector nulo. A continuación se muestra los estados de conmutación del inversor trifásico y el vector director que representa, donde el valor de 1 representa al switch cerrado y el valor de 0 al switch abierto:



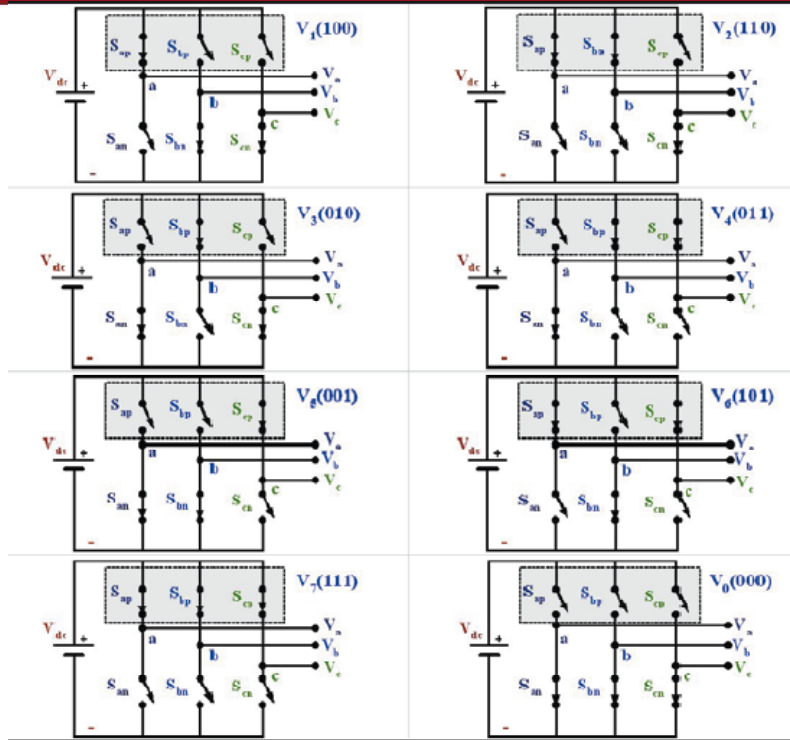


Figura 2.3 Estados de los interruptores

Fuente: Seguí (2003)

Como se observa en la figura 2.3, se presenta los 8 estados de conmutación posibles de un inversor trifásico de tres semipuentes. Los vectores directores representan los estados de conmutación del inversor mediante el estado de los switches superiores de los semipuentes. Estos estados de conmutación se representan mediante el vector espacial (vectores directores activos y nulos) en el plano complejo en la figura 2.2.

El área encerrada entre dos vectores adyacentes en el hexágono, se define como un sector; en total se dispone de seis sectores. Los vectores entre dos vectores directores se llaman vectores intermedios. La siguiente figura muestra los vectores directores y seis vectores intermedios.

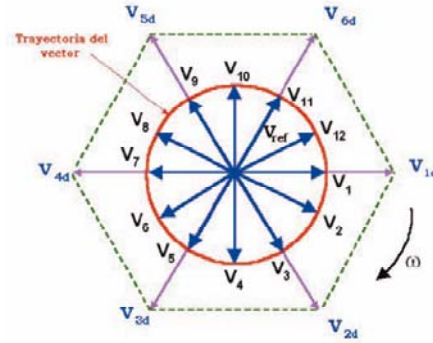


Figura 2.4 SVPWM de 12 estados de conmutación

Fuente: Seguí (2003)

El vector de referencia actúa como consigna y gira dentro del plano complejo saltando de un vector de conmutación al siguiente, de forma que cuantos más vectores de conmutación intermedios se generen entre los vectores directores, más senoidal es la onda de salida y así se obtendrá una menor distorsión armónica.

Para generar los vectores intermedios, y así obtener una salida más senoidal, el vector de referencia (que representa el voltaje senoidal trifásico) conmuta entre dos vectores directores adyacentes y un vector nulo en un periodo de conmutación para así obtener un vector intermedio. Para calcular los tiempos de aplicación de los diferentes vectores directores, se considera la siguiente figura:

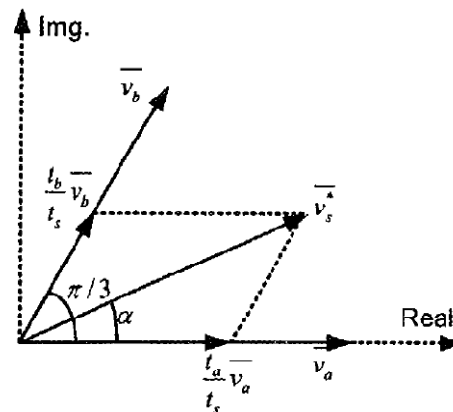


Figura 2.5 Principio de tiempo de cálculo del vector espacial

Fuente: Vernavá (2007)

La figura 2.5 representa la posición de los diferentes vectores espaciales directores adyacentes y el vector de referencia en el primer sector. Los tiempos de aplicación de los vectores espaciales adyacentes y del vector nulo, según la figura 2.5, son:

$$t_a = \frac{|\bar{v}_s^*| \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right)}{|\bar{v}_a| \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right)}$$

$$t_b = \frac{|\bar{v}_s^*| \sin(\alpha)}{|\bar{v}_b| \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right)} \qquad |\bar{v}_a| = |\bar{v}_b| = (2/3)V_{dc}$$

$$t_0 = t_s - t_a - t_b$$

Ec.2.1

Donde:

- $t_0$  = tiempo de aplicación del vector nulo
- $t_a$  = tiempo de aplicación del vector director activo  $V_a$
- $t_b$  = tiempo de aplicación del vector director activo  $V_b$
- $t_s$  = período de conmutación (tiempo de aplicación del vector de referencia) y el tiempo total necesario para generar un vector intermedio.

Para obtener una frecuencia de conmutación fija y un desempeño armónico óptimo de la modulación SVPWM, cada rama del inversor debe cambiar su estado solo una vez en un periodo de conmutación (obtener un vector intermedio por periodo). Esto se logra aplicando primero un vector de estado cero durante  $\frac{1}{4}$  del total de su tiempo de aplicación ( $t_0$ ); seguido de dos vectores adyacentes directores aplicados durante la mitad de su tiempo de aplicación ( $t_a$  y  $t_b$ ); después se vuelve a aplicar el vector cero durante  $\frac{1}{4}$  del total de su tiempo de aplicación. Todo esto en medio periodo de conmutación ( $t_s$ ). La siguiente mitad del periodo de conmutación se aplica el “espejo” de la primera mitad. Entonces, el total del periodo de conmutación ( $t_s$ ) estaría dividido en siete partes. Así se obtiene el SVPWM simétrico que presenta una menor distorsión en la señal de salida y un mejor espectro de componentes armónicos, debido a la simetría que presentan las formas de onda de la modulación (Anexo A-11).

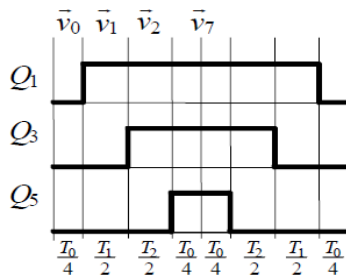


Figura 2.6 Disposición del vector espacial para un periodo de conmutación en el primer sector – SVPWM Simétrico.  
Fuente: Vernavá (2007)

De esta forma, como se observa en la figura 2.6, se logra formar un vector intermedio a través de la conmutación de dos vectores directores adyacentes y un vector cero en el sector I.

Tomar en cuenta que el ángulo  $\alpha$  es el que corresponde a la ubicación de cada vector intermedio a generar (mediante el vector de referencia) en cada sector; por eso, es necesario fijar previamente el número de vectores intermedios que se adoptarán para lograr la señal de salida senoidal, para así poder ubicarlos simétricamente en el plano complejo.

Como se dijo anteriormente, cuantos más vectores intermedios se generen, la tensión de salida será más senoidal y se tendrá, como consecuencia, un menor contenido armónico. Sin embargo, se debe tener en cuenta que para obtener un vector intermedio, el inversor debe realizar una serie de conmutaciones; entonces, si se genera un número elevado de vectores intermedios, se produciría una gran cantidad de conmutaciones (frecuencia de conmutación alta) por parte de los semiconductores del inversor y como resultado, una mayor pérdida por conmutación de ellos. Dicho esto, se consideran dos criterios que se contraponen: por un lado se busca la reducción del contenido armónico que se obtiene con tener una frecuencia de conmutación mucho mayor que la frecuencia fundamental; y por el otro, se busca una reducción de las pérdidas de conmutación reduciendo el número de conmutaciones (frecuencia de conmutación) que el semiconductor tenga que realizar en un periodo de conmutación. Entonces, se debe llegar a un compromiso entre ambos criterios para lograr una señal de salida adecuada, lo cual se obtiene utilizando la modulación SVPWM simétrica anteriormente mencionada.

La ubicación de los vectores intermedios y la secuencia de conmutación necesaria para crear los patrones de las señales de disparo (señales de control) para cada sextante (SVPWM simétrico – Anexo A-11), determinarán la duración de cada vector director ( $t_a$ ,  $t_b$ ,  $t_o$ ).

Considerando la secuencia de conmutación SVPWM simétrica de la figura 2.6, la cual se opta para desarrollar la modulación de los pulsos que controlan la activación de los dispositivos de conmutación (señal de control), se deduce que para la generación de un solo vector intermedio (generado en un periodo de conmutación) se necesitan de 12 conmutaciones de los dispositivos de conmutación (mosfets), 6 aperturas y 6 cierres. Entonces, eligiendo el número de vectores intermedios a utilizar para generar

las señales de voltaje de salida del inversor trifásico, se define el número de conmutaciones de la siguiente manera:

$$N1 * NC = N2 \quad \text{Ec.2.2}$$

Siendo,

- N1 = Número total de vectores intermedios a utilizar para generar las señales de salida del inversor trifásico.
- NC = 12 conmutaciones que realizan los dispositivos de conmutación para generar un solo vector en un periodo de conmutación (ts).
- N2= Número total de conmutaciones que realizan los dispositivos de conmutación para generar un periodo de las señales de voltaje de salida del inversor trifásico

El control vectorial o SVPWM de inversores trifásicos alimentados por fuente de Tensión constituye una poderosa herramienta para el desarrollo y control de los convertidores de continua-alterna [11]. Las ventajas que presenta son:

- Cuando se trata de controlar un motor trifásico de inducción, el control vectorial sobre el inversor trifásico permite desacoplar las variables del motor de inducción de forma que se logra un control independiente de la velocidad y del par, equiparable al motor de corriente continua [11].

- Cuando se pretende generar un sistema trifásico de tensiones senoidales (por ejemplo en sistemas de generación de energía eléctrica a partir de paneles solares y baterías), la implementación digital del control vectorial resulta mucho más sencilla que la de un PWM senoidal Trifásico [11].

- Por otro lado, hay que considerar que la modulación de ancho de pulso de Vector Espacial mejora la utilización de la tensión de corriente continua en un 15.5% en comparación con la modulación PWM Senoidal (Anexo A-4). Esto se comprueba por el hecho de que el valor máximo de tensión de la SVPWM es  $V_{dc}/\sqrt{3}$  y el de SPWM es

$V_{dc}/2$ ; ahora, comparando los dos valores se tiene que:  $\frac{V_{dc}}{\frac{\sqrt{3}}{2}} = 1.155$ ; entonces, se observa que el control vectorial brinda un 15.5 % más de tensión y por lo tanto, la corriente es menor en el mismo porcentaje.

- Permite controlar la amplitud de la tensión fundamental de salida así como su frecuencia de salida. Esto se realiza a partir del establecimiento del índice de modulación (cociente entre el valor del vector de referencia y el valor máximo que puede alcanzar la amplitud) y la frecuencia fundamental respectivamente (tomar en cuenta que para un índice de modulación mayor a 1, se considera sobremodulación – Anexo A-10).

## **2.5 Modelo Teórico**

El desarrollo de un Inversor Trifásico depende de las cargas que se va a energizar, las tecnologías o dispositivos que se van a usar para ser diseñado y construido, de la eliminación de los armónicos y del método de control de los dispositivos de conmutación. Es muy importante determinar la potencia que se requiere a la salida del inversor (para cumplir con los requerimientos de la carga) y el costo que implica el desarrollo del inversor que lo satisfaga para diseñar e implementar un equipo eficiente y adecuado.

Se define como modelo teórico el diseño adecuado de un inversor trifásico que pueda utilizar el método de Modulación de Ancho de Pulso del Vector Espacial para lograr una salida senoidal que se verá reflejada en los resultados de la simulación. La señal de salida del inversor a diseñar será una onda de corriente alterna cuadrada con tendencia sinusoidal, donde la componente fundamental tendrá la magnitud, frecuencia y fase deseada, y una baja distorsión armónica. Se procederá a filtrar dicha onda de salida del inversor y así se podrá obtener la señal sinusoidal. De esta manera, se podrá ofrecer el diseño de un equipo que pueda entregar una potencia con el mínimo de pérdidas y que tenga un mejor manejo de la distorsión armónica. Por otro lado, se logrará un mejor manejo de la señal de salida que será independiente de la carga que tenga, ya sea inductiva, capacitiva o resistiva.

La eliminación de armónicos es un factor importante a considerar, ya que algunos de sus principales efectos son: interferencias en sistemas de comunicación, calentamiento de motores de inducción y efectos de resonancia.

El costo es muy importante, pues siempre se busca realizar proyectos o productos de mayor rentabilidad, y eso es lo que se quiere lograr.



Entonces, tomando en cuenta lo anteriormente mencionado, se plantea como alternativa para el diseño del Inversor Trifásico el uso de Mosfets de potencia debido a sus características de alta velocidad de conmutación y precio económico a comparación de otros dispositivos. El inversor Trifásico constará de tres semipuentes donde cada uno de ellos dispondrá de dos Mosfets; las tres semirramas se conectan por los extremos a una fuente de corriente continua y desde los puntos medios de las ramas se conecta a un sistema carga trifásica. Este es el circuito más adecuado para construir el Inversor; las señales de control de compuerta de los dispositivos de conmutación deben adelantarse o atrasarse  $120^\circ$  uno respecto del otro para así obtener tensiones trifásicas balanceadas, que es lo que se busca.

Finalmente, según lo dicho, se utilizará la Modulación de Ancho de Pulso de Vector Espacial (SVPWM) como mecanismo de control de los Mosfets (dispositivos de conmutación). Mediante esta modulación se podrá obtener la señal de salida senoidal que se busca del inversor. Este método logra la eliminación de una gran cantidad de armónicos y un mínimo de pérdida de potencia debido a esta salida senoidal que se tendrá. Además, cabe resaltar que se diseñara circuitos de protección contra sobrecorrientes, cortocircuitos, diferencial de corriente respecto a un diferencial de tiempo ( $di/dt$ ) y diferencial de voltaje respecto a un diferencia de tiempo ( $dv/dt$ ). Al conseguir el desarrollo de este equipo, según los requerimientos mencionados, se obtendrá un dispositivo cuyo costo-beneficio será alto.



## CAPÍTULO 3: Planteamiento para el desarrollo del Inversor Trifásico

### 3.1 Hipótesis

#### 3.1.1 Hipótesis Principal

Dado que, en nuestro país, se necesita el desarrollo de inversores Trifásicos que trabajen independientemente del tipo de carga de manera eficiente y eficaz, y además que puedan ser utilizados conjuntamente con fuentes de energía renovable; entonces, el Diseño y Simulación de un Inversor Trifásico utilizando la técnica de Modulación de Ancho de Pulso de Vector Espacial se presenta como un aporte para cumplir estos fines pues permitirá una salida de tensión casi senoidal con una menor distorsión armónica en comparación a otras técnicas de Modulación de Ancho de pulso (PWM) usadas, reducirá las pérdidas de conmutación y se podrá variar fácilmente la tensión y frecuencia de la señal de salida.

#### 3.1.2 Hipótesis Secundarias

1. La Potencia a la cual se busca que trabaje el inversor a diseñar, satisfará la carga eléctrica de una vivienda rural. Debe poseer bajos niveles de armónicos y su costo de fabricación debe ser mínimo. Estas son características que se pretenden lograr con esta tesis.
2. La utilización de Mosfets de Potencia como dispositivos de conmutación permitirá diseñar circuitos menos complejos manteniendo su respuesta rápida.
3. Utilización de tres semipuentes, con dos Mosfets por rama, para desarrollar el Inversor reducirá el número de componentes y será el circuito más adecuado para llevar a cabo el diseño del Inversor Trifásico.

### 3.2 Objetivos

#### 3.2.1 Objetivo General

Diseño y Simulación de un Inversor Trifásico aplicando la técnica de Modulación de Ancho de Pulso de Vector Espacial que sea eficiente y eficaz, de modo que entregue una señal de salida trifásica casi senoidal de 220 Vac, a una frecuencia de 60 hertz y una mínima distorsión armónica para una potencia de 0.5 KW.

### **3.2.2 Objetivos Específicos**

1. Demostrar la limitación de las técnicas de modulación de ancho de pulso para el diseño de los Inversores Trifásicos respecto a la modulación del Vector Espacial para la obtención de tensiones de salida con menor número de armónicos.
2. Diseñar los circuitos de Control y Potencia para lograr un correcto funcionamiento del inversor trifásico y convertir la corriente continua de entrada en corriente alterna.
3. Simulación de la Modulación de Ancho de Pulso de Vector Espacial (SVPWM) y el Inversor Trifásico, utilizando Bloques de Funciones del programa Simulink, para obtener los voltajes de fase trifásicos muy similares a una senoidal.
4. Análisis de la respuesta en frecuencia de las señales de salida de voltaje de fase del inversor trifásico y demostración de su bajo contenido armónico.
5. Demostrar y comprobar que mediante el uso de un mayor número de vectores intermedios, la señal de salida del inversor presenta una forma más senoidal y una menor distorsión armónica.

### **3.3 Planteamiento de la solución**

Este trabajo de Tesis busca diseñar y simular un Inversor Trifásico que tenga una onda de salida de corriente alterna (CA) cuadrada con tendencia senoidal donde la componente fundamental tenga la magnitud, frecuencia y fase deseada, obteniéndose una baja distorsión armónica, para que así sea sencillo filtrar dicha onda de salida y obtener una señal de salida muy similar a una senoidal. Además, se conseguirá las menores pérdidas por conmutación y una mínima pérdida de potencia por parte de este dispositivo. También, se busca que el equipo se adapte bien a la respuesta dinámica de cargas no lineales.

Para poder lograr lo anterior, según lo investigado, se utilizará Mosfets de potencia para el Diseño del Inversor Trifásico, en un arreglo de tres semirramas en paralelo, conectados por los extremos a la fuente de tensión continua. Cada semirrama estará formada por dos Mosfets, que dará un total de seis Mosfets en el arreglo. Cada Mosfet de potencia contará con un driver y un dispositivo de protección contra cortocircuito, que se diseñarán según las necesidades de lo que se plantea. La activación de los dispositivos de conmutación (Mosfets) se realizará mediante una señal de control (secuencia de pulsos) proveniente de un microcontrolador que mandará su señal al driver conectado al Mosfet, permitiendo que este se cierre o se abra (deje o no deje

pasar la corriente). Como señal de control se considera la modulación de Ancho de Pulso de Vector Espacial (SVPWM), la cual presenta una menor distorsión armónica en la señal de salida. La Simulación del Inversor Trifásico consistirá en plasmar las diversas partes del Diagrama de Bloques (especificado más adelante) empleando la modulación SVPWM, mediante la herramienta Simulink del programa Matlab. De esta manera, se busca obtener una salida senoidal y hacer un análisis de esta con respecto a las señales de entrada del sistema desde el punto de vista de las diferencias que puedan tener, ya sea la forma, la distorsión armónica, el desfase, etc.

### 3.4 Diagrama de Bloques

#### 3.4.1 Diagrama de Bloques General

A continuación se presenta el Diagrama de Bloques General que muestra las diversas etapas del Inversor Trifásico a diseñar y se detalla la función de cada uno de ellas.

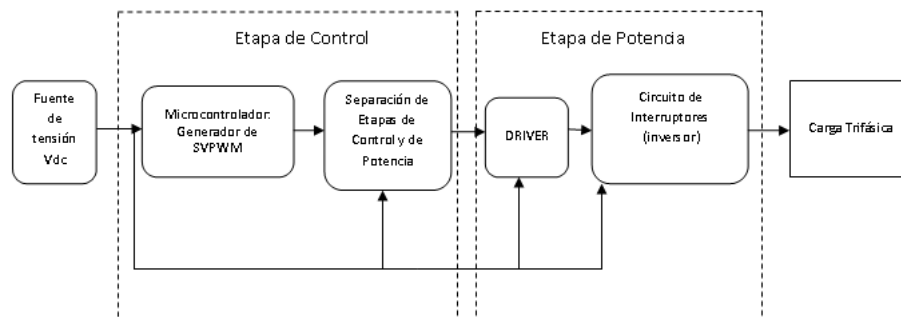


Figura 3.1 Diagrama de Bloques del Inversor Trifásico  
Elaboración propia

##### 3.4.1.1 Fuente

Esta etapa representa las Baterías y el Circuito de adaptación de tensión que energizará las diversas partes del Inversor, como son el Microcontrolador, la Etapa de separación de las etapas de control y potencia, el Driver y el Circuito de interruptores. Cada etapa recibirá el voltaje necesario para su funcionamiento.

##### 3.4.1.2 Microcontrolador

Este bloque representa la unidad de procesamiento. El Microcontrolador ejecutará el algoritmo de control para la generación de la modulación SVPWM. Esto consiste en que a partir de un valor de referencia, obtenido de tres señales sinusoidales, se

adquiera los datos y se efectúe el procesamiento adecuado para generar la secuencia de pulsos necesarios para la conmutación de los interruptores (Dispositivos de conmutación). La salida de esta etapa entra al bloque de Separación de Etapas de Control y de Potencia.

### **3.4.1.3 Separación de Etapas de Control y de Potencia**

En esta etapa se encuentra el dispositivo que separa las etapas de Control y de Potencia. La función del dispositivo es la de aislar eléctricamente estas etapas por medidas de seguridad. Así se logra que una etapa no afecte a la otra, en caso de que haya alguna falla eléctrica.

### **3.4.1.4 Driver**

Este bloque representa el circuito que permite la activación y desactivación de los interruptores mediante la señal de control del microcontrolador (secuencia de pulsos). Recibe como señal de entrada la secuencia de pulsos generada por el Microcontrolador, que permitirá que el Driver deje o no pasar la corriente para realizar la conmutación del bloque del circuito de interruptores.

### **3.4.1.5 Circuito de Interruptores**

Esta etapa representa al arreglo de los dispositivos de conmutación que forman al Inversor. Mediante las diversas conmutaciones se generaría la señal de salida sinusoidal. La entrada de este bloque son las señales del Driver, que permiten la activación del arreglo de interruptores; y la salida es la señal sinusoidal que se aplica a la carga trifásica.

### **3.4.1.6 Carga Trifásica**

Este bloque representa la carga trifásica, a la cual se le entrega la tensión trifásica sinusoidal que proviene del bloque del circuito de interruptores. Esta carga puede estar configuración Estrella (Y) o Delta (D).

## **3.4.2 Diagrama de Bloques de la Etapa de Control**

A continuación se presenta el Diagrama de Bloques de la Etapa de Control y el respectivo número de entradas y salidas.

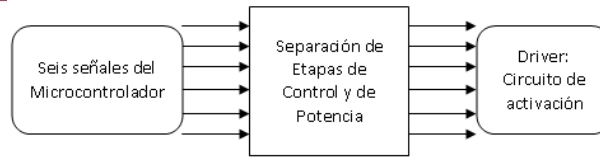


Figura 3.2 Diagrama de Bloques de la Etapa de Control del Inversor Trifásico  
Elaboración propia

En la figura 3.2 se puede observar que las entradas son seis señales de control provenientes del microcontrolador (secuencia de pulsos) y las salidas también son seis señales que se dirigen al Driver del Inversor. El bloque de Separación de Etapas de control y de potencia divide el sistema, de modo que ninguna etapa afecte a la otra cuando suceda alguna falla.

### 3.4.3 Diagrama de Bloques de la Etapa de Potencia

Se presenta el Diagrama de Bloques de la Etapa de Potencia y el respectivo número de entradas y salidas.

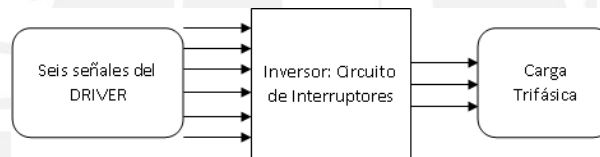


Figura 3.3 Diagrama de Bloques de la Etapa de Potencia del Inversor Trifásico  
Elaboración propia

La figura 3.3 representa la Etapa de Potencia, donde se puede observar los distintos bloques que intervienen. El Driver envía seis señales a la etapa del Circuito de Interruptores, y estos, según las señales, conmutan para generar la señal de salida senoidal trifásica que alimentará a la carga trifásica.

### 3.4.4 Diagrama de Bloques del Algoritmo de Control

Se muestra el Diagrama de Bloques del Algoritmo de Control para la generación de la modulación de Ancho de Pulso de Vector Espacial (SVPWM).

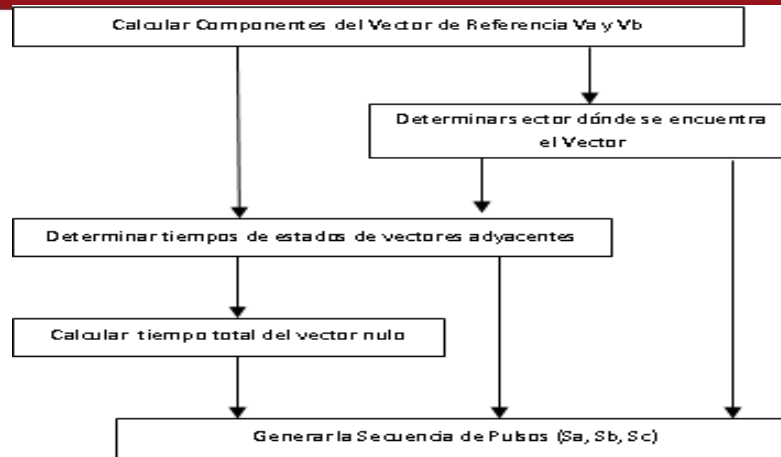


Figura 3.4 Diagrama de Bloques del Algoritmo de Control

Elaboración propia

La figura 3.4 muestra el Algoritmo de Control de la modulación de Ancho de Pulso de Vector Espacial (SVPWM). Este algoritmo consiste en: primero se calcula los componentes complejos,  $V_\alpha$  y  $V_\beta$ , del Vector de Referencia (Anexo A-13); después se determina el sector ( $m$ ), dentro del hexágono, donde se encuentra el vector espacial. Al determinar el sector, se sabe que vectores adyacentes se utilizarán para la modulación, así que se determinan los tiempos de acción de cada uno de ellos ( $T_m, T_{m+1}$ ). Al establecer los tiempos de aplicación de los vectores adyacentes, se puede obtener el tiempo de aplicación del vector nulo ( $T_{nulo}$ ) a partir de la diferencia del periodo de conmutación con los tiempos de aplicación de los vectores adyacentes. Finalmente, se puede generar la secuencia de pulsos de control para los dispositivos de conmutación, a partir de la obtención de los valores del sector ( $m$ ) y de los tiempos de aplicación  $T_m, T_{m+1}$  y  $T_{nulo}$ .

### **3.5 Selección de Componentes Principales en base al Diagrama de Bloques del Inversor Trifásico**

A continuación se presenta una descripción general de los componentes principales que forman el inversor como la fuente, los dispositivos de conmutación, etc. A partir de la definición del voltaje de entrada a utilizar y la corriente máxima con la cual se va a trabajar, se logra determinar y seleccionar los dispositivos adecuados a emplear que representan las diversas partes del diagrama de bloques del inversor; además, se describe el transformador elevador a utilizar para poder elevar el nivel de voltaje de salida del inversor a 220 Vac, y se podrá definir un circuito de protección contra  $dv/dt$ ,



un elemento de disipación de calor para el dispositivo de conmutación y un elemento de protección contra cortocircuito para el equipo.

### **3.5.1 Fuente**

Se trata de la Fuente de alimentación y el circuito de adaptación de tensión que energiza los diversos componentes del Inversor Trifásico.

#### **3.5.1.1. Batería**

Se ha decidido utilizar una batería de 12 voltios de 80 Amperios/hora para la etapa de potencia y otra batería de 6 voltios de 4 Amperios/hora para la etapa de control. En cuanto a la batería de 12 voltios, esta es debido a que se quiere tener una amplitud considerable en la señal de salida trifásica y es el nivel de voltaje necesario para asegurar la activación de los dispositivos de conmutación; los 80 Amperios/hora es debido a que se busca que la batería trabaje durante un tiempo apropiado a plena carga. Como se desea una potencia de 0.5 KW, por lo cual a plena carga se requerirá una corriente de 40 amperios ( $0.5 \text{ KW} / 12 \text{ voltios}$ ), entonces, si tenemos una batería de 80 amperios-hora, el inversor podrá trabajar 2 horas de manera continua a plena carga. Y la batería de 6 voltios es la encargada de energizar la etapa del microcontrolador y de control, las cuales solo requerirán una corriente en miliamperios.

#### **3.5.1.2 Componentes de adaptación de Tensión**

Para energizar al microcontrolador y al dispositivo de separación de las etapas de control y potencia, se necesitará un voltaje de 5 voltios y una corriente menor a un amperio. Se ha considerado una batería de 6 voltios debido a que no existen en el mercado fuentes de 5 voltios; por tal motivo se necesita adaptar el voltaje de la batería para poder alimentar a los dispositivos que necesiten 5 voltios. Entonces, para esto, se ha elegido el dispositivo LM7805 para obtener el voltaje deseado. A continuación se menciona algunas de sus características importantes:



Características	LM7805
Máximo Voltaje de Entrada (V)	35
Voltaje de Salida (V)	4.8 – 5.2
Máxima Corriente de Salida (A)	2.2
Empaquetadura	TO-220

Tabla 3.1 Características del LM7805

Fuente: [http://www.datasheetcatalog.net/es/datasheets\\_pdf/L/M/7/8/LM7805.shtml](http://www.datasheetcatalog.net/es/datasheets_pdf/L/M/7/8/LM7805.shtml)

### 3.5.2 Microcontrolador

El microcontrolador se encargará del procesamiento (basado en el algoritmo de control planteado anteriormente) del voltaje de referencia, utilizando la modulación por ancho de pulso de Vector Espacial que generará los pulsos necesarios para la conmutación de los Mosfets de potencia.

El control vectorial exige una gran cantidad de cálculos (sobre todo cuando se necesita una elevada precisión para lograr una salida senoidal) y un rápido procesamiento de señales. Esto es debido a que se necesita diversas variaciones de ancho de pulso para generar los vectores intermedios mediante la combinación de los vectores directores en tiempos cortos. Los sistemas analógicos no pueden brindar una respuesta rápida de control, siendo difícil implementar un control dinámico de buena prestación.

Los microprocesadores DSP (Digital Signal Processor), debido a que realizan todas sus funciones internas en forma digital, alcanzan una velocidad muy elevada de procesamiento, reduciendo, en consecuencia y en forma satisfactoria, el tiempo total de respuesta; por eso es que para realizar la modulación SVPWM es conveniente utilizar un DSP.

Se ha decidido utilizar un microcontrolador DSP de Texas Instruments de la familia TMS320C24x. Este DSP tiene incorporado la arquitectura Harvard con un núcleo de 16 bits de coma fija. Brindan el nivel de precisión esperado.

A continuación se muestra la arquitectura del DSP:

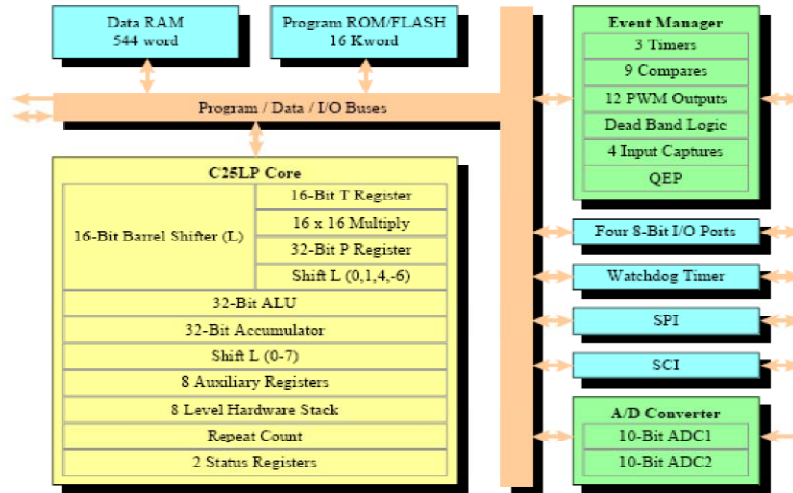


Figura 3.5 Arquitectura del microcontrolador DSP – TMS320C24x  
Fuente: Vernavá (2007)

El microcontrolador DSP TMS320C24x es un único chip cuya CPU se basa en un núcleo con una velocidad de procesamiento de 20 MIPS (20 Mega instrucciones por segundo), con 16 bits de coma fija. Tiene incorporado los periféricos necesarios para el control SVPWM de elevada prestación. Este microcontrolador tiene un harward que sumado a los softwares pertinentes, realizan todas las funciones necesarias para el control vectorial de elevada prestación en estado estable y dinámico (Ver Anexo A-6).

### 3.5.3 Dispositivo de separación de las etapas de control y de potencia

Este dispositivo sirve para evitar el contacto directo entre las etapas de control y de potencia por medidas de seguridad del equipo a diseñar. Como dispositivo de separación de las Etapas de Control y de Potencia se ha optado por utilizar el optoacoplador. En estos dispositivos se combina un diodo emisor de luz infrarroja y un fototransistor de silicio. La señal de entrada se aplica al diodo y la señal de salida se toma del fototransistor. Los tiempos de subida y de bajada de los fototransistores son muy pequeños; los valores típicos de tiempo de encendido son de 2 a 5 us, y de tiempo de apagado son de 300 ns. Estos tiempos de encendido y apagado limita las aplicaciones en alta frecuencia [1].

Entonces, según la necesidad de corriente y la frecuencia a la cual se trabajará se utilizará el optoacoplador 4n35 (White package). A continuación se menciona sus características más importantes:

Características	4n35
Máximo Voltaje de Entrada Inversor (V)	6
Máxima Corriente Pico (A)	3
Máximo Voltaje Colector-Emisor (V)	30
Máximo Voltaje Colector-Base (V)	70
Máximo Voltaje Emisor-Colector (V)	7

Tabla 3.2 Características del 4n35

Fuente: [http://www.datasheetcatalog.net/es/datasheets\\_pdf/4/N/3/5/4N35.shtml](http://www.datasheetcatalog.net/es/datasheets_pdf/4/N/3/5/4N35.shtml)

### 3.5.4 Driver

El Driver consiste en un arreglo de resistencias y un transistor. Recibe la señal del optoacoplador a través del transistor BJT, y si este se satura o no, deja pasar la corriente para poder efectuar la conmutación del dispositivo interruptor (Mosfet de potencia).

Cada Interruptor (Mosfet de potencia) posee su Driver. Las corrientes y voltajes que se manejan en el Driver son de los miliamperios, así que el transistor BJT que se ha elegido es el BD233, debido a su capacidad de respuesta y a su fácil manejo. Más adelante se demuestra la validez de la elección de este componente. A continuación se da algunas características de este componente:

Características	BD233
Máximo Voltaje Colector-Base (V)	45
Máximo Voltaje Colector-Emisor (V)	45
Máximo Voltaje Emisor-Base (V)	5
Máxima Corriente Colector (A)	2
Empaquetadura	TO-126

Tabla 3.3 Características del BD233

Fuente: <http://www.audioattic.de/datasheets/BD235.pdf>

### 3.5.5 Dispositivo de Conmutación

El Dispositivo de Conmutación representa el componente más importante del inversor trifásico, pues mediante las diversas conmutaciones de un arreglo de varios dispositivos se genera la señal de salida senoidal. La función del Dispositivo de Conmutación es de saturación o corte, es decir, deja o no deja pasar la corriente. El

circuito de excitación del Dispositivo es el Driver, el cual se encarga de la excitación de la compuerta del Dispositivo para que este se cierre o se abra.

Como Dispositivo de Conmutación se ha considerado el Mosfet de potencia. Existen dos tipos de Mosfet: de canal n y canal p; ambos se polarizan diferente. Las características principales de los Mosfets de potencia son:

- Alta impedancia de entrada
- Controlado por voltaje.
- Usado hasta medianas potencias
- Alta frecuencia de conmutación (100khz)
- Alto soporte de  $dV/dt$
- Mediano soporte de  $di/dt$
- Fácil control
- Significativas capacidades parásitas
- Mediana capacidad de corriente (1200A)
- Mediana capacidad de voltaje de bloqueo
- Precio económico
- Sensible a la electricidad estática

Como se está diseñando un Inversor Trifásico de 0.5 Kw, alimentado por una fuente de 12 voltios, la corriente que debe soportar el dispositivo de conmutación debe ser de 40 amperios a mas ( $0.5kW/12V$ ). Además el dispositivo debe ser de respuesta rápida y debe trabajar a altas frecuencias de conmutación (para la modulación SVPWM). Por otro lado, como se está diseñando un inversor de tres semirramas (cada una de las cuales tendrán dos Mosfets, es decir, el Inversor Trifásico tendrá 6 Mosfets de potencia en total), se usarán Mosfets tipo P para los dispositivos de conmutación superiores y Mosfet tipo N para los inferiores (para que la tierra de los semiconductores sea común). Por todos estos criterios mencionados, se utilizará los Mosfet IRF4905PbF como dispositivo de conmutación superior y los Mosfet IRFZ48N como dispositivo inferior. Cabe mencionar que más adelante se demuestra la validez de esta selección. A continuación se menciona las características más importantes de estos Mosfets:

Características	IRF4905PbF	IRFZ48N
Máxima Corriente Drenador (A)	-74	64
Máximo Voltaje Compuerta-Fuente (V)	+/- 20	+/- 20
Máxima Corriente de Avalancha (A)	-38	32
dV/dt (V/ns)	-5.0	5.0
Disipación de Potencia (W)	200	130
Empaquetadura	TO-220AB	TO-220AB

Tabla 3.4 Características del IRF4905PbF y IRFZ48N

Fuentes: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irf4905.pdf> y <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irfz48n.pdf>

### 3.5.6 Transformador elevador

Como se dijo anteriormente, al emplear la modulación SVPWM, la amplitud máxima de la señal de salida de voltaje del inversor trifásico es de 6.93 Vac ( $V_{dc}/\sqrt{3}$ , siendo  $V_{dc}=12$  voltios), aproximadamente 7 Vac. El voltaje RMS de dicha salida de voltaje es de 4.9 Vac, aproximadamente 5 Vac. Por lo cual, para tener una señal de salida de voltaje de 220 Vac, se necesita conectar un transformador a la salida del inversor para poder elevar su nivel de voltaje. Dicho transformador elevador debe ser de 5/220 Vac para una potencia de 750 watts, ya que el inversor es de 0.5K watts. A continuación se muestra una tabla con las características del Transformador elevador que se necesita fabricar:

Características	Transformador Elevador
Voltaje de Entrada	5 Vac
Voltaje de Salida	220 Vac
Nivel de Potencia	750 watts
Frecuencia	60 hertz
Nivel de Tensión	Baja

Tabla 3.5 Características del Transformador Elevador

Elaboración propia

### 3.5.7 Protección de los dispositivos de conmutación

Las cargas inductivas generan condiciones de trabajo bastante desfavorables para los dispositivos de conmutación, ocasionando cambios bruscos de corriente o tensión en un tiempo determinado, perjudicando así al semiconductor. Para ello se plantea el

desarrollo de circuitos de protección de los semiconductores contra  $dv/dt$  y  $di/dt$ . Esta protección, más conocida como red snubber, se puede considerar como un conjunto de componentes (pasivos y/o activos) que se incorporan a un circuito de potencia, para la protección de dispositivos de conmutación contra las transiciones de encendido y de apagado, asegurando un régimen de trabajo seguro.

La función principal que desarrollan los circuitos snubber es absorber la energía procedente de los elementos reactivos del circuito durante el proceso de conmutación controlando parámetros tales como la evolución de la tensión o corriente en el interruptor, o bien limitando los valores máximos de tensión que ha de soportar. Se incrementa de esta forma la fiabilidad de los semiconductores al reducirse la degradación que sufren debido a los aumentos de potencia disipada y de la temperatura de la unión. Aunque existen distintos tipos de circuitos, en el diseño solamente utilizaremos el Snubber de Tensión RCD, el cual es un tipo de circuito que encuentra un amplio campo de aplicación en la protección de interruptores, como es el caso de los transistores bipolares BJT e IGBTs. Se distinguen tres utilidades en los circuitos RCD (resistencia, condensador y diodo):

- Limitan el pico máximo de tensión aplicado al interruptor durante el transitorio que aparece en el proceso de apagado.
- Control de la pendiente de subida de la tensión ( $dv/dt$ ) en el interruptor durante el proceso de apagado.
- Enclavamiento de la tensión en el interruptor.

En la Figura 3.6 se observa el esquema de la red snubber a implementar, teniendo una carga inductiva R-L:

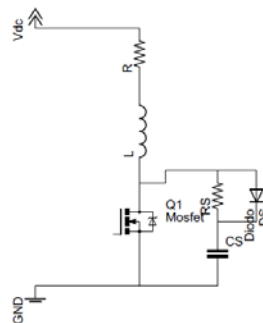


Figura 3.6 Snubber de protección.

Elaboración propia



El condensador  $C_s$  asegura un nivel mínimo de voltaje en el dispositivo hasta que la corriente sea cero, garantizando con esto reducir las pérdidas de potencia en la conmutación; la resistencia  $R_s$  limita el pico de corriente de descarga del capacitor a través del transistor a un valor seguro; y el diodo  $D_s$ , puesto en paralelo a la resistencia, permitirá la carga del condensador de una manera rápida cuando el transistor este en corte. Cabe resaltar que el mosfet presenta un diodo interno que lo protege contra altos picos de voltajes.

Por otro lado, la capacidad de manejar los altos picos de corriente del Mosfet, el hecho que la velocidad de conmutación puede ser fácilmente controlada mediante el control de corriente en el Gate y el nivel bajo de perdidas por conmutación que presenta el Mosfet; elimina la necesidad de un snubber para el control de la  $di/dt$  durante el proceso de encendido del semiconductor.

A partir de lo mencionado, se define las ecuaciones para el cálculo de los elementos del snubber para el apagado del dispositivo de conmutación (según [1], [26] y [27]):

Primero, definimos el Capacitor snubber  $C_s$ :

$$C_s \geq \frac{I_L * t_f}{2 * V_{dc}} \quad \text{Ec.3.1}$$

Donde,

$C_s$  = Capacitor que limita la  $dv/dt$  durante el proceso de apagado del dispositivo de conmutación.

$I_L$  = Corriente en la carga.

$V_{dc}$  = Voltaje de Corriente Continua del dispositivo de conmutación.

$t_f$  = Tiempo de caída del transistor según hoja de datos.

Cabe mencionar que el tiempo de caída del transistor ( $t_f$ ) obedece a la figura 3.7:



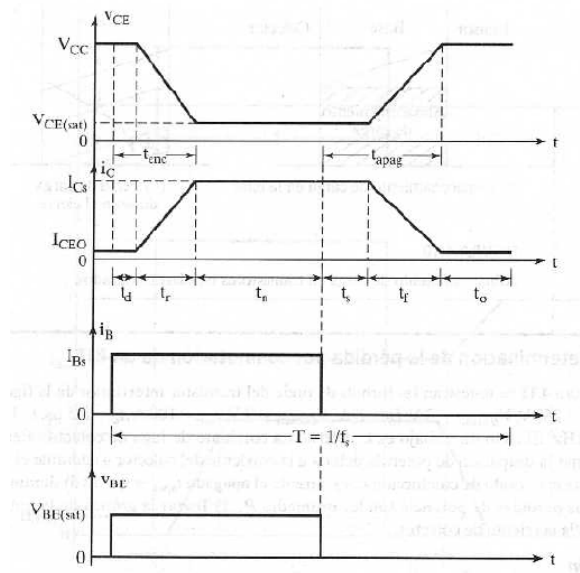


Figura 3.7 Formas de onda de conmutación para el interruptor de la figura 3.6

Fuente: Rashid (2004)

Segundo, se define la Resistencia snubber  $R_s$ , la cual presenta dos límites:

- Resistencia mínima:

$$R_{smin} \geq \frac{V_D}{I_M - I_L} \tag{Ec.3.2}$$

- Resistencia máxima:

$$R_{smax} < \frac{T_{ON(min)}}{3 * C_s} \tag{Ec.3.3}$$

Donde,

$R_{smin}$  = Valor mínimo de la resistencia  $R_s$ , la cual ayuda a limitar la  $dv/dt$  durante el proceso de apagado del dispositivo de conmutación.

$R_{smax}$  = Valor máximo de la resistencia  $R_s$ , la cual ayuda a limitar la  $dv/dt$  durante el proceso de apagado del dispositivo de conmutación.

$T_{ON(min)}$  = Tiempo mínimo en el cual el transistor se encuentra en estado encendido (saturado).

$V_D =$  Voltaje máximo que soporta el dispositivo de conmutación según hoja de datos del fabricante.

$I_M =$  Corriente máxima que soporta el dispositivo de conmutación según hoja de datos del fabricante.

$I_L =$  Corriente en la carga.

Tercero, el diodo snubber  $D_s$  se selecciona según el nivel de corriente y voltaje nominal que se maneja en el transistor según la carga.

Por último, se define la ecuación para obtener la disipación de potencia de la resistencia  $R_s$  debido al circuito de protección contra  $dv/dt$  para el dispositivo de conmutación:

$$P_{R_s} = 0.5 * C_s * V_D^2 * f_s$$

Ec.3.4

Donde,

$C_s =$  Capacitor que limita la  $dv/dt$  durante el proceso de apagado del dispositivo de conmutación.

$V_D^2 =$  Voltaje máximo al cuadrado que soporta el dispositivo de conmutación según hoja de datos del fabricante.

$f_s =$  Frecuencia de conmutación del dispositivo de conmutación.

### 3.5.8 Disipador

Para la disipación de calor de los semiconductores se ha decidido utilizar un disipador común. Este accesorio es utilizado siempre y cuando el dispositivo semiconductor no pueda manejar la potencia que consume, entonces necesita de un disipador que le permita evacuar todo el calor y así evitar la destrucción.

Como mencione, se emplea un disipador común para los seis Mosfets de potencia, separados eléctricamente por una mica de protección (aislante eléctrico), de tal forma que no haya conducción eléctrica (continuidad) entre los drenadores de los Mosfets (cabeza de metal) y el disipador, evitando así que los drenadores de cada mosfet se unan eléctricamente. Las tuercas que unen los mosfets con el Drenador utilizaran un

recubrimiento (especie de tuercas de material aislante) para también aislar la conducción eléctrica del drenador con el disipador.

A continuación se calcula la resistencia térmica del disipador:

$$R_{da} = \frac{(T_j - T_a)}{w} - R_{jc} - R_{cd} \quad \text{Ec.3.5}$$

Siendo

- $R_{da}$  = Resistencia térmica del disipador (lo que se busca hallar)
- $T_j$  = Temperatura máxima de funcionamiento (175°C para los dos tipos de Mosfets)
- $T_a$  = Temperatura ambiente (40°C, pues el mosfet estará en un lugar cerrado)
- $w$  = Potencia total máxima disipada (hoja de datos: 200W)
- $R_{jc}$  = Resistencia térmica unión-cápsula (hoja de datos: para el IRFZ48N es 1.15 °C/W y para el IRF4905PbF es 0.75°C/W)
- $R_{cd}$  = Resistencia térmica cápsula-disipador. Depende del aislamiento entre estos dos (Para el IRFZ48N y el IRF4905PbF es 1.2 °C/W)

Primero se calcula la resistencia térmica total ( $R_{jc} + R_{cd}$ ) de los seis mosfets ya que se utilizara un disipador común para ahorrar espacio y costos. Las resistencias térmicas se encuentran en paralelo, entonces se calcula como si se trabajara con resistencias para corriente en paralelo. Por lo cual el valor de la resistencia térmica total es 0.355°C/W. A continuación se obtiene la resistencia térmica del disipador:

$$R_{da} = \frac{175^\circ\text{C} - 40^\circ\text{C}}{200} - 0,355^\circ \frac{\text{C}}{\text{W}} = 0,395^\circ \frac{\text{C}}{\text{W}}$$

Por lo tanto, tenemos que para una  $R_{da} = 0.395$  °C/W y una potencia de 200 W, según la tabla del disipador P39 marca Semikron (Anexo A-8), la longitud del disipador a emplear debe ser de 90mm. Tomar en cuenta que el ancho es constante y vale 300mm.

### 3.5.9 Fusible

Para la protección contra cortocircuito se va a utilizar un fusible de accionamiento rápido y su respectivo portafusible. Como se va a trabajar a una corriente máxima de 40 amperios a 12 voltios y según el criterio de selección de fusibles para cortocircuito,

el cual consiste en elegir un fusible para una corriente igual a 1.6 veces la corriente nominal, se selecciona un fusible de 63 amperios ( $1.6 \times 40A$ ) y 80 voltios que puede brindar la seguridad adecuada cuando ocurra alguna falla eléctrica y se produzca un cortocircuito. Si sucediera esto, el fusible se abriría (se rompe la línea de conducción), no dejando pasar la corriente. A continuación se proporciona algunos datos importantes sobre este componente:

Características	Fusible
Fabricante	Littlefuse / Wickmann Brand
Empaquetadura	50 (Standard)
Categoría	Circuito de Protección
Tipo de Fusible	Accionamiento rápido
Voltaje (VDC)	80
Corriente (A)	63
Descripción	Fusible de Banda 63A 80V Housing 11MM

Tabla 3.6 Características del Fusible

Fuente: <http://www.digikey.com/>

## **CAPÍTULO 4: Diseño y Simulación del Inversor Trifásico empleando la Técnica de Modulación de Ancho de Pulso de Vector Espacial**

### **4.1 Consideraciones Preliminares**

El diseño esquemático de los circuitos del inversor es desarrollado en el Programa Eagle. Para el diseño del inversor, se ha enfocado en los Drivers correspondientes y el arreglo de dispositivos de potencia que forman el equipo, es decir, todo lo referente al hardware del inversor. Cuyos valores se justifican con los cálculos correspondientes.

El Inversor Trifásico manejará una corriente máxima de 40 amperios, por lo cual se recomienda que las semirramas que unen los dispositivos de conmutación con la fuente de alimentación (batería) y la carga trifásica sean unidas, por seguridad, a través de cables que soporten 50 amperios, ya que unir los dispositivos de conmutación mediante pistas de un circuito impreso sería peligroso debido a la gran cantidad de corriente.

Respecto a la simulación, esta se ha desarrollado en el programa Simulink de Matlab. La simulación se ha orientado en comprobar los beneficios de la modulación de ancho de pulso de Vector Espacial; demostrando la similitud de la señal de salida con una senoidal, además de analizar su distorsión armónica. La simulación realizada, es en base a la teoría expuesta anteriormente, usando las ideas y ecuaciones que explican cómo se realizar una modulación del Vector Espacial.

### **4.2 Comparación de técnicas de modulación PWM sinusoidal, de tercera armónica y SVPWM**

Para crear las formas de onda de corriente alterna, de frecuencia variable y voltaje variable, se puede usar cualquier esquema de modulación. Tenemos la modulación de ancho de pulso sinusoidal (SPWM) que compara la portadora triangular de alta frecuencia con tres señales sinusoidales de referencia, llamadas señales moduladoras, para generar las señales de compuerta de los Mosfets del inversor. Esta es básicamente una técnica de dominio analógico y se suele usar en conversión de

potencia, con implementación tanto analógica como digital. A causa de la cancelación de los componentes de tercera armónica y la mejor utilización de la alimentación de corriente continua, se prefiere la PWM con tercera armónica en aplicaciones trifásicas. En contraste con las técnicas de PWM sinusoidal y de tercera armónica, el método de Vector Espacial no considera cada uno de los tres voltajes de entrada como identidades separadas. Los tres voltajes se toman en cuenta en forma simultánea en un marco de referencia bidimensional y el vector de referencia se procesa como una sola unidad. La modulación de ancho de pulso de Vector Espacial tiene las ventajas de menos armónicos y mayor índice de modulación, además de la posibilidad de implementación digital completa mediante un microprocesador. Por la flexibilidad de su manipulación, la SVPWM tiene cada vez mayores aplicaciones en los convertidores de potencia y en la excitación de motores.

### 4.3 Diseño Esquemático de Circuitos

A continuación se muestra los circuitos que se han diseñado para el Inversor Trifásico. Tanto el arreglo de dispositivos de conmutación, los Drivers para cada dispositivo y el circuito completo del inversor trifásico.

#### 4.3.1 Circuito Esquemático del arreglo de Interruptores

En la figura 4.1 se muestra el diagrama esquemático del arreglo de los dispositivos de conmutación.

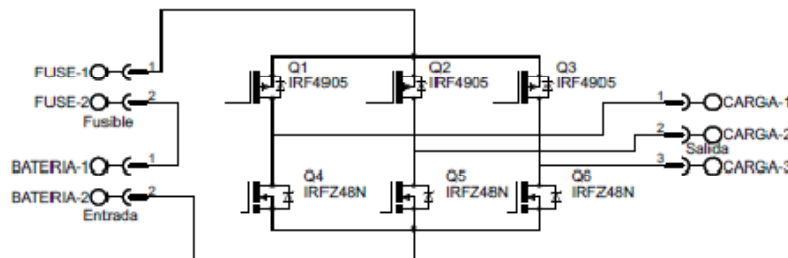


Figura 4.1 Arreglo de Interruptores  
Elaboración propia

Como se observa en la figura 4.1, la batería de 12 voltios está conectada en serie con el fusible de protección de 50 Amperios por medidas de seguridad, en caso ocurra un cortocircuito. Además, se tiene un arreglo de 6 Mosfets de potencia mediante tres semirramas, siendo Mosfet tipo P los dispositivos superiores (IRF4905) y Mosfet tipo N



los componentes inferiores (IRFZ48N). La batería de 12 voltios se encuentra unida a los extremos de las semirramas, brindando la energía (corriente) necesaria para generar la señal de salida trifásica cuando los Mosfets conmuten según la señal de control. La salida de la señal trifásica es obtenida de los puntos medios de las semirramas. La corriente máxima que puede entregar el inversor es de 40 amperios para una potencia de 0.5 kw.

### 4.3.2 Circuito Esquemático del Driver

En la figura 4.2 se muestra los dos tipos de drivers para cada tipo de Mosfet. El primer Driver es para el Mosfet IRFZ48N, tipo N. El segundo Driver es para el Mosfet IRF4905, tipo P.

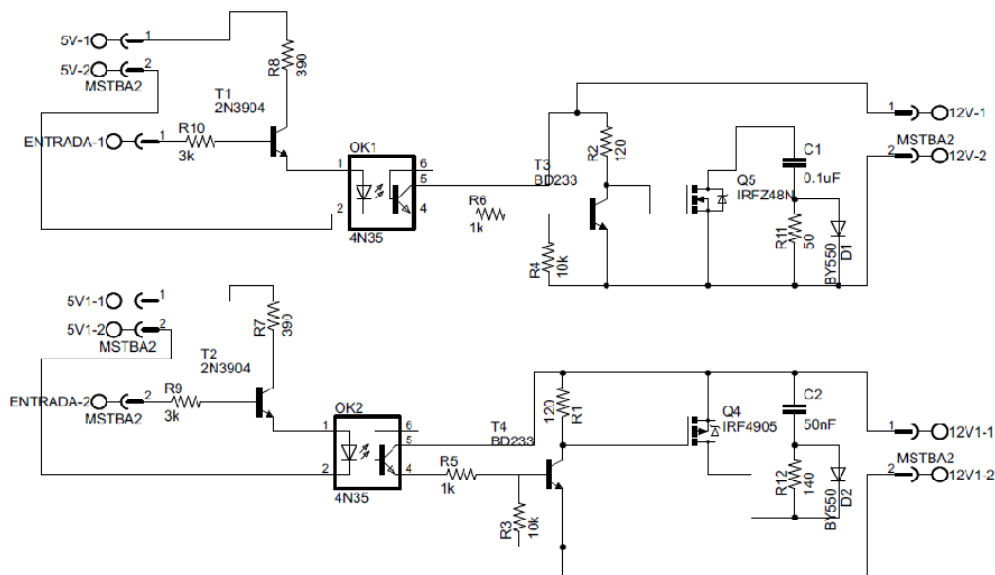


Figura 4.2 Circuito Esquemático de los dos tipos de Drivers

Primero: Driver para el Mosfet IRFZ48N / Segundo: Driver para el Mosfet IRF4905

Elaboración propia

Cabe mencionar que los dos tipos de drivers presentados son drivers típicos de activación de dispositivos de conmutación como los mosfets. Por otro lado, se tiene experiencia utilizando dichos circuitos de activación, por lo cual son propuestos para el diseño del inversor. A continuación se muestra los cálculos hechos para diseñar los dos tipos de drivers.

### 4.3.2.1 Diseño del Driver para el Mosfet IRFZ48N

El diseño del driver que trabaja con el mosfet IRFZ48N se basa en el cálculo de las 5 resistencias y del circuito de protección contra dv/dt del primer circuito de la figura 4.2 en base a los voltajes y corrientes con las que se trabaja. El cálculo de las resistencias se realiza a través del planteamiento de 4 ecuaciones y el cálculo del circuito de protección mediante las ecuaciones Ec.3.1, Ec.3.2, Ec.3.3 y Ec.3.4, anteriormente expuestas.

#### Selección de la Resistencia R8:

Basándose en el circuito esquemático del driver, se plantea la ecuación 4.1 que involucra la fuente de 5 voltios ( $V_{dc}$ ), la resistencia R8 ( $V_{R8}$ ), el transistor 2N3904 ( $V_{1CE}$ ) y la entrada del optoacoplador ( $V_F$ ) como muestra la figura 4.3 resaltado en color rojo:

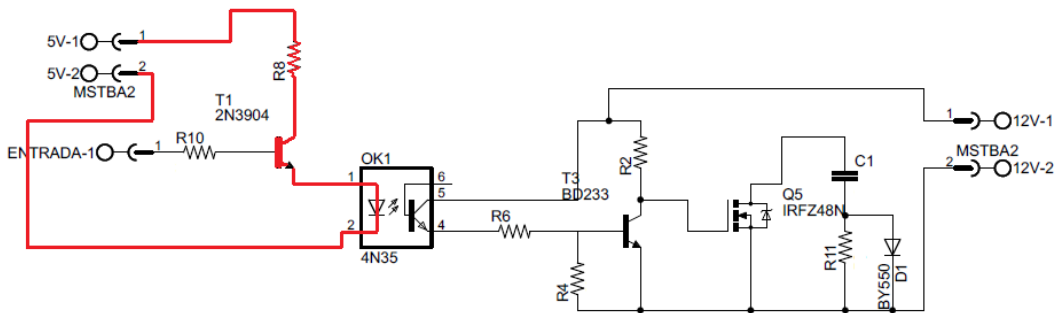


Figura 4.3 Driver para el Mosfet IRFZ48N para calcular la resistencia R8  
Elaboración propia

Entonces, se define la ecuación 4.1:

$$V_{dc} = R8 * I_F + V_F + V_{1CE} \quad \text{Ec.4.1}$$

Para el diseño de esta rama marcada de rojo se considera que la corriente que circula es la corriente determinada por el optoacoplador, ya que según la corriente que se desea que circule por la entrada de este dispositivo, se determinará el voltaje en los puntos de salida del mismo (según hoja de datos), el cual servirá para el diseño de la resistencia R6.

Luego, considerando los siguientes valores según como aparecen en la ecuación Ec.4.1:

- $V_{dc} = 5 \text{ voltios}$  Fuente de alimentación
- $I_F = 10 \text{ mA}$  Corriente del optoacoplador 4N35 que circula por la línea marcada de rojo en la figura 4.3; el valor es obtenido de la hoja de datos. Se considera dicho valor de corriente pues se desea que el voltaje de salida del optoacoplador ( $V_{CE}$ ) este saturado y con un valor de 2 voltios (Anexo A-15) que más adelante se explicará y utilizará. Además, esta corriente se convierte en la corriente de colector del transistor 2N3904.
- $V_F = 1.18 \text{ voltios}$  Voltaje del diodo interno del optoacoplador, puntos 1 y 2. Dicho valor es obtenido de la hoja de datos del 4N35 en base a la corriente  $I_F$  (Anexo A-15).
- $V_{1CE} = 0.05 \text{ voltios}$  El voltaje colector – emisor del transistor 2N3904. El valor es obtenido de las gráficas de las hojas de datos del transistor en base a la corriente de colector, que en este caso corresponde a la corriente  $I_F$  (Anexo A-15).

Entonces, reemplazando los valores en la ecuación 4.1 tenemos:

$$5v = R8 * 10mA + 1.18v + 0.05v$$

$$R8 = 377 \text{ ohmios}$$

El valor obtenido para la resistencia R8 no es muy común, debido a ello, se elige un valor comercial para dicha resistencia. El que se elige es 390 ohmios.

Finalmente, se calcula la potencia mínima que debe soportar la resistencia R8,

$$\text{Potencia} = \text{Corriente}^2 * \text{Resistencia}$$

Entonces,

$$\text{Potencia} = (10mA)^2 * 390ohm$$

$$\text{Potencia} = 39mWatts$$

Según este resultado se podrá utilizar una resistencia cerámica de  $\frac{1}{4}$  de watt, es decir, de 250mWatts.

Selección de la Resistencia R10

De la misma forma, basándose en el circuito esquemático del driver, se plantea la ecuación 4.2 que involucra la salida de la señal del microcontrolador ( $V_{dc}$ ), la resistencia R10 ( $V_{R10}$ ), el transistor 2N3904 ( $V_{1BE}$ ) y la entrada del optoacoplador ( $V_F$ ) como muestra la figura 4.4 resaltado en color rojo:

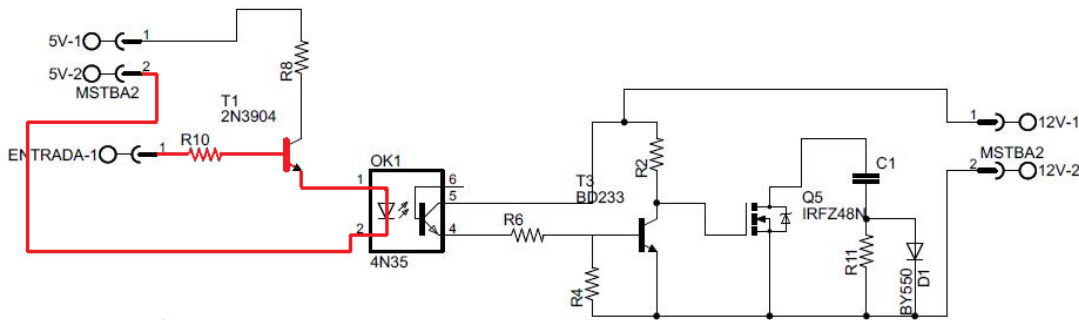


Figura 4.4 Driver para el Mosfet IRFZ48N para calcular la resistencia R10  
Elaboración propia

Se define la ecuación 4.2:

$$V_{dc} = I_{1B} * R_{10} + V_{1BE} + V_F \tag{Ec.4.2}$$

Considerando los siguientes valores según como aparecen en la ecuación Ec.4.2

$V_{dc} = 5 \text{ voltios}$  La señal de salida del microcontrolador. Este envía pulsos de 0 a 5 voltios a la entrada el driver.

$I_{1B} = 1 \text{ mA}$  Corriente base – emisor del transistor 2N3904, el valor es obtenido de la hoja de datos. Se considera este valor de corriente pues se quiere trabajar en la región de saturación del transistor. Cabe mencionar que se cumple la relación de saturación entre la corriente de colector y la corriente de base del transistor ( $I_c = I_B * \beta_{SAT}$ , siendo  $\beta_{SAT}$  de diseño igual a 10). Reemplazando por los valores tenemos:  $10 \text{ mA} = 1 \text{ mA} * 10$  (Anexo A-15).

$V_{1BE} = 0.7 \text{ voltios}$  El voltaje de base – emisor del transistor 2N3904. El valor es obtenido de las gráficas de la hoja de datos (Anexo A-15),

según la corriente de colector usada (10mA). Considerar que el transistor está trabajando en la región de saturación.

$V_F = 1.18 \text{ voltios}$  Voltaje del diodo interno del optoacoplador, puntos 1 y 2. Dicho valor es obtenido de la hoja de datos del 4N35 en base a la corriente  $I_F$  (Anexo A-15).

Entonces, reemplazando los valores en la ecuación 4.2 tenemos:

$$5v = 1mA * R10 + 0.7v + 1.18v$$

$$R10 = 3.12K \text{ ohmios}$$

El valor de la resistencia R10 es de 3.12K ohm. Dicho valor de resistencia no es común, por lo cual se prefiere un valor más comercial. Por lo tanto, elegimos el valor de 3K ohmios para la resistencia R10

Por último, se calcula la potencia mínima que debe soportar la resistencia R10,

$$Potencia = Corriente^2 * Resistencia$$

Entonces,

$$Potencia = (1mA)^2 * 3 Kohm$$

$$Potencia = 3 \text{ m Watt}$$

Al calcular la potencia que va a consumir la resistencia R10, concluimos que se empleara una resistencia cerámica de 1/4 de watt, es decir, de 250mW.

#### Selección de la Resistencia R6:

Se plantea la ecuación 4.3 que involucra la fuente de 12 voltios ( $V_{dc}$ ), la salida del optoacoplador ( $V_{CE}$ ), la resistencia R6 ( $V_{R6}$ ) y el transistor BD233 ( $V_{3BE}$ ) como muestra la figura 4.5 resaltado en color rojo:

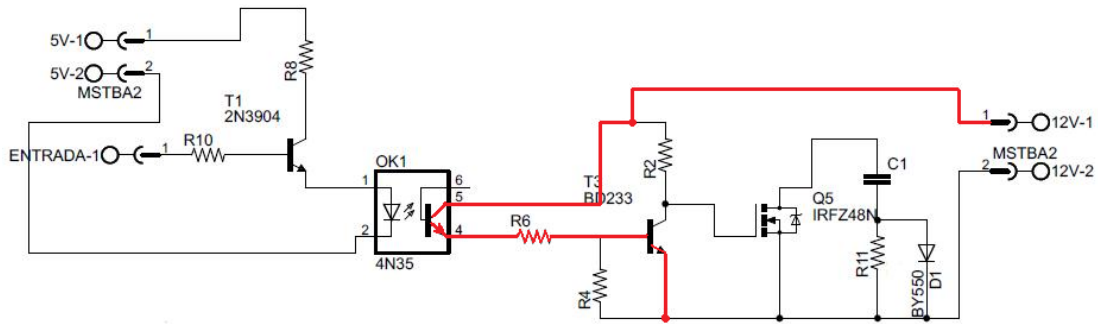


Figura 4.5 Driver para el Mosfet IRFZ48N para calcular la resistencia R6  
Elaboración propia

Se define la ecuación 4.3:

$$V_{dc} - V_{3BE} = V_{R6} + V_{CE} \tag{Ec.4.3}$$

Considerando los siguientes valores según como aparecen en la ecuación Ec.4.3:

$V_{dc} = 12 \text{ voltios}$  Fuente de alimentación

$V_{3BE} = 0.7 \text{ voltios}$  Voltaje base – emisor del transistor BD233, el valor es obtenido de la hoja de datos (Anexo A-15).

$V_{R6} = R6 * I_C$  Siendo  $I_C$  la corriente que circula por la línea marcada de rojo en la figura 4.5. Corresponde a la corriente de Colector del transistor interno de salida del optoacoplador

$I_C = 10mA$  La corriente a considerar según hoja de datos del optoacoplador 4N35 (Anexo A-15). Además, es la corriente de base necesaria para saturar al transistor BD233 según el diseño llevado a cabo.

$V_{CE} = 2 \text{ voltios}$  El voltaje de salida de los puntos 5 y 4 del optoacoplador 4N35 tomando en cuenta el valor de la corriente  $I_C$  y la corriente  $I_F$  de entrada del optoacoplador, según la hoja de datos (Anexo A-15).

Entonces, reemplazando los valores en la ecuación 4.3 tenemos:

$$12v - 0.7v = 2v + R6 * 10mA$$

$$R6 = 930 \text{ ohmios}$$



Como se puede observar en el resultado de la ecuación 4.3, el valor de la resistencia R6 es 930 ohmios. Dicho valor de ohmiaje no es muy común, por lo cual se elige un valor comercial para dicha resistencia. De esta manera, elegimos el valor de 1k ohmio para la resistencia R6.

Finalmente, se calcula la potencia mínima que debe soportar la resistencia R6,

$$Potencia = Corriente^2 * Resistencia$$

Entonces,

$$Potencia = (10mA)^2 * 1Kohm$$

$$Potencia = 100mWatts$$

Por lo cual se podrá utilizar una resistencia cerámica de ¼ de watt, es decir, de 250mWatts.

Selección de la Resistencia R2:

Basándose en el circuito esquemático del driver, se plantea la ecuación 4.4 que involucra la fuente de 12 voltios ( $V_{dc}$ ), la resistencia R2 ( $V_{R2}$ ) y el transistor BD233 ( $V_{3CE}$ ) como muestra la figura 4.6 resaltado en color rojo:

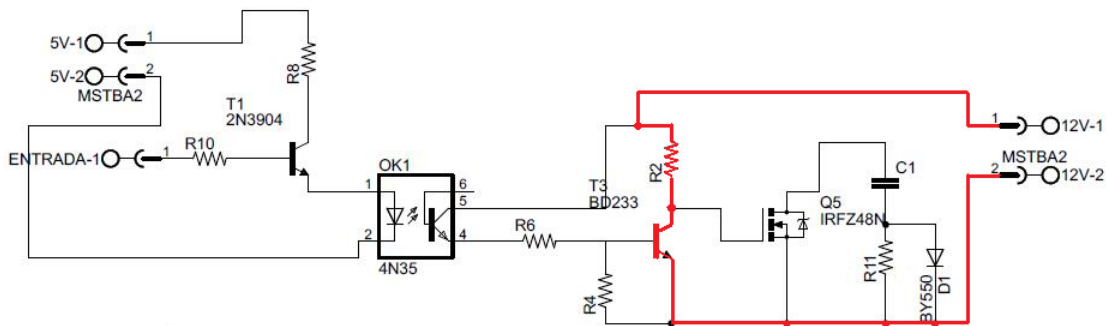


Figura 4.6 Driver para el Mosfet IRFZ48N para calcular la resistencia R2

Elaboración propia

Se define la ecuación 4.4:

$$V_{dc} = I_{3C} * R2 + V_{3CE} \tag{Ec.4.4}$$

Considerando los siguientes valores según como aparecen en la ecuación Ec.4.4:

$V_{dc} = 12 \text{ voltios}$  Fuente de alimentación

$I_{3C} = 100mA$  Corriente de colector del transistor BD233; el valor es obtenido de la hoja de datos. Se considera este valor de corriente pues se quiere trabajar en la región de saturación del transistor. Cabe mencionar que se cumple la relación de saturación entre la corriente de colector y la corriente de base del transistor ( $I_c = I_B * \beta_{SAT}$ , siendo  $\beta_{SAT}$  de diseño igual a 10.). Reemplazando por los valores tenemos:  $100mA = 10mA * 10$ .

$V_{3CE} = 0.05 \text{ voltios}$  El voltaje de colector – emisor del transistor BD233. El valor es obtenido de las gráficas de la hoja de datos según la corriente de colector (Anexo A-15).

Entonces, reemplazando los valores en la ecuación 4.4 tenemos:

$$12v = 100mA * R2 + 0.05v$$

$$R2 = 119.5 \text{ ohmios}$$

La ecuación 4.4 permite obtener el valor de la resistencia R2, el cual es 119.5 ohmios. Dicho valor de ohmiaje no es común, por lo cual se elige un valor más comercial para dicha resistencia. Por lo tanto, elegimos el valor de 120 ohmios para la resistencia R2.

Por último, se calcula la potencia mínima que debe soportar la resistencia R2,

$$\text{Potencia} = \text{Corriente}^2 * \text{Resistencia}$$

Entonces,

$$\text{Potencia} = (100mA)^2 * 120ohm$$

$$\text{Potencia} = 1.2 \text{ Watt}$$

Al calcular la potencia que va a consumir la resistencia R2, concluimos que se empleara una resistencia cerámica de 5 de watts para prevenir.

#### Selección de la Resistencia R4

La resistencia R4 sirve para asegurar el estado de corte del transistor BD233 debido a los voltajes parásitos que surgen cuando el transistor se encuentra en dicho estado.

Para lograr esto, se necesita de un valor alto de ohmiaje; por lo cual, el valor que se elige para la resistencia R4 es de 10K ohmios. Además, como el valor de ohmiaje dado es muy elevado, por la resistencia R4 no circulará corriente cuando el transistor BD233 se encuentre en estado de saturación. Por tal motivo el consumo de potencia será muy bajo. Esto se puede comprobar con la siguiente ecuación:

$$Potencia = Voltaje^2 / Resistencia$$

Como la resistencia R4 está en paralelo con las uniones base – emisor del transistor BD233, la diferencia de potencial que presenta esta resistencia es de 0.7 voltios cuando el transistor está saturado; y cuando el transistor esta en corte, la resistencia no presenta un voltaje. Entonces, según lo mencionado calculamos la potencia de la resistencia:

$$Potencia = \frac{(0.7 \text{ voltios})^2}{10K \text{ ohm}}$$

$$Potencia = 49\mu \text{ Watts}$$

Como se puede observar en el resultado anterior, la potencia de la resistencia R4 es de 49u Watts, por lo cual se empleara una resistencia de ¼ de watt para representarla.

Circuito de protección contra dv/dt

Según las ecuaciones Ec.3.1, Ec.3.2, Ec.3.3 y Ec.3.4 planteadas en el capítulo 3, se logra obtener el valor de los componentes C1 (Cs), R11 (Rs) y D1 (Ds) resaltados en rojo en la figura 4.7:

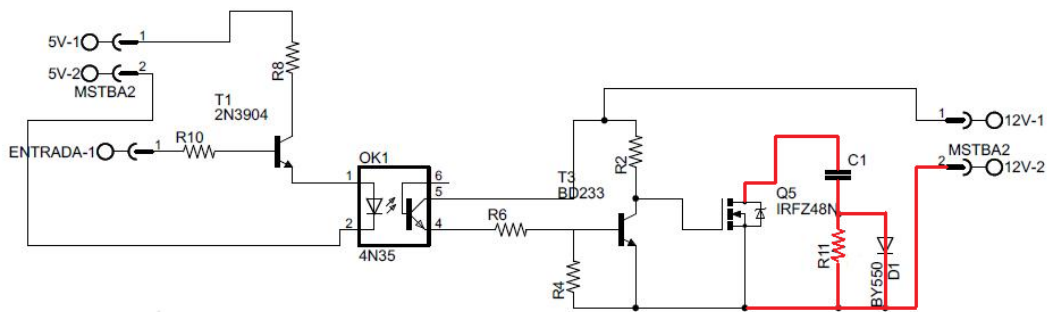


Figura 4.7 Driver para el Mosfet IRFZ48N para calcular el circuito de protección contra dv/dt  
Elaboración propia

Según la ecuación Ec.3.1 se obtiene el capacitor snubber C1 (Cs):

$$C_s \geq \frac{I_L * t_f}{2 * V_{dc}}$$

Ec.3.1

Reemplazando por los valores adecuados,

$I_L = 6 \text{ amperios}$  Corriente en la carga. Se considera 6 amperios debido a que es la corriente promedio de consumo de una casa rural.

$V_{dc} = 12 \text{ voltios}$  Voltaje de Corriente Continua de la batería.

$t_f = 50n \text{ segundos}$  Tiempo de caída del Mosfet IRFZ48N de la hoja de datos del fabricante (Anexo A-15).

Se tiene,

$$C1 \geq \frac{6A * 50ns}{2 * 12v}$$

$$C1 \geq 12,5n \text{ Faradios}$$

Entonces el capacitor snubber C1 tiene que ser mayor o igual a 12.5nF. A partir de esto, se elige el valor de 0.1uF de 50 voltios para el capacitor snubber C1 ( $C1=0.1\mu F$ ), ya que dicho valor cumple con las expectativas de protección (mostradas más adelante en la simulación de los drivers y en el Anexo A-12).

A partir de la ecuación Ec.3.2 y Ec.3.3 se obtiene los límites de la resistencia snubber R11 ( $R_s$ ):

Resistencia mínima de  $R_s$ :

$$R_{smin} \geq \frac{V_D}{I_M - I_L}$$

Ec.3.2

Resistencia máxima de  $R_s$ :

$$R_{smax} < \frac{T_{ON(min)}}{3 * C_s}$$

Ec.3.3

Reemplazando por los valores correctos,

$T_{ON(min)} = 22.5\mu s$  Tiempo mínimo de 22.5u segundos en el cual el Mosfet IRFZ48N se encuentra en estado encendido (saturado). Dicho tiempo se

calcula mediante la ecuación Ec.2.1 para obtener los tiempos de aplicación de los vectores espaciales intermedios (Anexo A-3 y A-11).

$V_D = 55 \text{ voltios}$  Voltaje máximo que soporta el Mosfet IRFZ48N en sus bornes Drain y Source ( $V_{DS}$ ) según hoja de datos del fabricante (Anexo A-15).

$I_M = 64 \text{ amperios}$  Corriente de Drain ( $I_D$ ) máxima que soporta el Mosfet IRFZ48N según hoja de datos del fabricante (Anexo A-15).

$I_L = 6 \text{ amperios}$  Corriente en la carga. Se considera 6 amperios debido a que es la corriente promedio de consumo de una casa rural.

$C_s = C1 = 0.1\mu F$  Valor obtenido del capacitor snubber que limita la  $dv/dt$  durante el proceso de apagado del dispositivo de conmutación.

Se tiene,

$$R_{smin} \geq \frac{55v}{64A - 6A}$$

$$R_{smin} \geq 0.95 \text{ ohmios}$$

$$R_{smax} < \frac{22.5us}{3 * 0.1\mu F}$$

$$R_{smax} < 75 \text{ ohmios}$$

Por lo tanto, la resistencia snubber R11 debe estar entre  $0.95\Omega \leq R11 < 75\Omega$ . A partir de ello, se elige el valor de 50 ohmios para la resistencia snubber ( $R11=50$  ohmios), debido a que dicho valor de ohmiaje cumple con las expectativas de protección contra  $dv/dt$  para el mosfet IRFZ48N, lo cual se demuestra más adelante. Luego, se calcula la potencia disipada por la resistencia R11 debido al circuito de protección snubber utilizando la ecuación Ec.3.4:

$$P_{RS} = 0.5 * C_s * V_D^2 * f_s \quad \text{Ec.3.4}$$

Reemplazando por los valores adecuados,

$C_s = C1 = 0.1\mu F$  Valor obtenido del capacitor snubber que limita la  $dv/dt$  durante el proceso de apagado del dispositivo de conmutación.

$V_D^2 = 3025 \text{ voltios}$  Voltaje máximo al cuadrado que soporta el Mosfet IRFZ48N en sus bornes Drain y Source ( $V_{DS}$ ) según hoja de datos del fabricante (Anexo A-15).

$f_s = 5000 \text{ hertz}$  Frecuencia de conmutación con la que trabaja el Mosfet IRFZ48N

Entonces se tiene,

$$P_{RS} = 0.5 * 0.1\mu F * 55^2 * 5000\text{Hz}$$

$$P_{RS} = 0.75 \text{ Watts}$$

Por lo cual se concluye que la resistencia snubber R11 debe ser de 50 ohmios y de 1 watt de potencia.

Finalmente, el diodo snubber D1 (Ds) debe tener, por seguridad, una capacidad mínima de 20 voltios y 40 amperios para poder cargar el capacitor snubber cuando el transistor se encuentre en corte. Esto es debido a que la batería de 12 voltios de corriente continua utilizada puede entregar hasta una corriente de 40 amperios. Por tal motivo, se elige como diodo snubber D1 (según los componentes existentes en el mercado) un diodo schottky de 250V y 40A (Anexo A-15).

#### **4.3.2.2 Diseño del Driver para el Mosfet IRF4905P**

El diseño del driver que trabaja con el mosfet IRF4905P se baso en el diseño del driver anterior; por lo cual, como se observa en la figura 4.2, los dos drivers tienen la misma estructura, los mismos valores de resistencias, transistores y optoacoplador. Por ello es que estos drivers manejan los mismos valores de voltaje y de corriente. Las únicas diferencias entre ellos dos son: Primero, la posición del mosfet a activar, ya que mientras que el driver para el mosfet IRFZ48N (tipo N) presenta el mosfet en los extremos del transistor BD233, el driver para el mosfet IRF4905 (tipo P) presenta el mosfet en los extremos de la resistencia de 120 ohm (ver la figura 4.2); segundo, los valores de los componentes que forman el circuito de protección contra dv/dt difieren, pues los dos tipos de mosfet presentan diferentes características según hoja de datos del fabricante. Dicho esto, ya no es necesario realizar los cálculos para el diseño de las resistencias que se utilizan para activar o desactivar el mosfet en este driver, ya que son los mismos que se desarrollaron para el driver anterior; pero si se necesita



calcular el valor de los componentes del snubber de protección contra  $dv/dt$  (C2, R12 y D2).

Entonces, según lo mencionado, se puede definir los valores de las resistencias del driver, los cuales son:

$R9 = R10 = 3k\ ohm$  Potencia = 3m Watts, entonces se utiliza una resistencia cerámica de  $\frac{1}{4}$  de watt.

$R7 = R8 = 390\ ohm$  Potencia = 39m Watts, entonces se utiliza una resistencia cerámica de  $\frac{1}{4}$  de watt.

$R5 = R6 = 1k\ ohm$  Potencia = 100m Watts, entonces se utiliza una resistencia cerámica de  $\frac{1}{4}$  de watt.

$R1 = R2 = 120\ ohm$  Potencia = 1.2 Watts, entonces se utiliza una resistencia cerámica de 5 watts.

$R3 = R4 = 10K\ ohm$  Potencia=49u Watts, entonces se utiliza una resistencia cerámica de  $\frac{1}{4}$  de watt.

A continuación se define los componentes snubber del driver para el Mosfet IRF4905P utilizando las ecuaciones Ec.3.1, Ec.3.2, Ec.3.3 y Ec.3.4:

#### Selección del Capacitor snubber C2

Considerando el valor  $t_f = 96n$  segundos (tiempo de caída), según hoja de datos del fabricante del Mosfet IRF4905P (Anexo A-15), se tiene:

$$C2 \geq \frac{6A * 96ns}{2 * 24v}$$

$$C2 \geq 24n\ Faradios$$

$$C2 = 50nF$$

Se elige el valor de 50nF de 50 voltios para el capacitor snubber C2, ya que cumple con las expectativas del circuito de protección contra  $dv/dt$  para el Mosfet IRF4905P.

### Selección de la Resistencia snubber R12

Considerando el valor de  $I_M$  igual a 74 amperios y  $V_D$  igual a 55 voltios (valores de corriente y voltaje máximos que soporta el Mosfet IRF4905P), según hoja de datos del fabricante (Anexo A-15), se tiene:

Resistencia mínima:

$$R_{smin} \geq \frac{55v}{74A - 6A}$$

$$R_{smin} \geq 0.81 \text{ ohmios}$$

Resistencia máxima:

$$R_{smax} < \frac{22.5us}{3 * 50ns}$$

$$R_{smax} < 150 \text{ ohmios}$$

Por lo tanto, la resistencia snubber se encuentra entre  $0.81 \text{ ohm} \leq R12 < 150 \text{ ohm}$ . A partir de esto, se elige 140 ohmios como valor de la resistencia R12, pues permite una descarga adecuada y segura del capacitor snubber cuando el mosfet se satura.

Finalmente, se obtiene la potencia disipada por la resistencia R12 debido al circuito snubber:

$$P_{RS} = 0.5 * 50nF * 55^2 * 5000Hz$$

$$P_{RS} = 0.4 \text{ Watts}$$

De esta manera, se establece que la resistencia snubber R12 debe ser de 140 ohmios de ½ watts.

### Selección del Diodo snubber D2

El diodo snubber D2 (Ds), de igual forma que para el diodo snubber D1, debe tener (por seguridad) una capacidad mínima de 20 voltios y 40 amperios para poder cargar el capacitor snubber C2 cuando el mosfet se encuentre en corte. Esto es debido a que la batería de 12 voltios de corriente continua utilizada puede entregar hasta una corriente de 40 amperios. Entonces el diodo snubber D2 debe ser, al igual que el diodo D1, un diodo schottky de 250V y 40 A (Anexo A-15).

### **4.3.2.3 Funcionamiento de los Drivers**

Cabe volver a mencionar que los dos tipos de Drivers utilizan los mismos componentes, por lo cual manejan los mismos valores de corriente y voltajes; la diferencia entre ellos es la posición del dispositivo de conmutación. Mientras que el primer driver tiene el Mosfet tipo N en los extremos del transistor BD233, el segundo driver presenta el Mosfet tipo P entre los extremos de la resistencia de 120 ohmios.

El funcionamiento del Driver es de la siguiente manera: El primero driver activa el Mosfet tipo N al ingresar un valor de 0 voltios (0 lógico) por parte del microcontrolador; y con un voltaje de 5 voltios (1 lógico), el microcontrolador “abre” el Mosfet. Para el segundo driver el funcionamiento es al revés, es decir, con un 0 lógico el Mosfet tipo P está abierto y con un 1 lógico se cierra, permitiendo pasar la corriente de la fuente. Entonces, si la señal del microcontrolador genera un 1 lógico (5 voltios) en la bornera ENTRADA, consumiendo 1mA de corriente debido a la resistencia de 3K, causaría que el transistor 2N3904 se cierre (se active). De esta manera, se cerraría el circuito formado por la batería de 5 voltios, la resistencia de 390 ohmios, y el led del optoacoplador (se consumiría 10mA, y el led del 4n35 consumiría 1.18 voltios). Al excitarse el optoacoplador, activaría el fototransistor, cerrando así el circuito formado por la batería de 12 voltios, el fototransistor, la resistencia de 1K y la base-emisor del transistor BD233. Por esta última rama, circularía 10 mA, y el fototransistor consumiría 2 voltios. Entonces al haber una corriente en la base del BD233, este se cerraría, permitiendo que se genere el circuito formado por los 12 voltios, la resistencia de 120 ohmios y el colector-emisor del BD233. La corriente sería de 100mA y el transistor BD233 consumiría 0.05 voltios. Considerar que tanto el transistor 2n3904 y el BD233 funcionan en la región de Corte y Saturación. Entonces, según la posición del Mosfet a utilizar (si se encuentra en los extremos de la resistencia de 120 ohmios, mosfet tipo P, o en los extremos del transistor BD233, mosfet tipo N), este se cerrará o abrirá, permitiendo o no el paso de la corriente por sus terminales del Drenador y de la Fuente, respectivamente. Así es como funcionan los Drivers que excitan a los Mosfet de potencia.

### **4.3.3 Circuito Esquemático del Inversor Trifásico**

A continuación se muestra la representación gráfica de todo el equipo inversor. Para así, poder entender la interconexión entre el arreglo de interruptores y los Drivers respectivos.

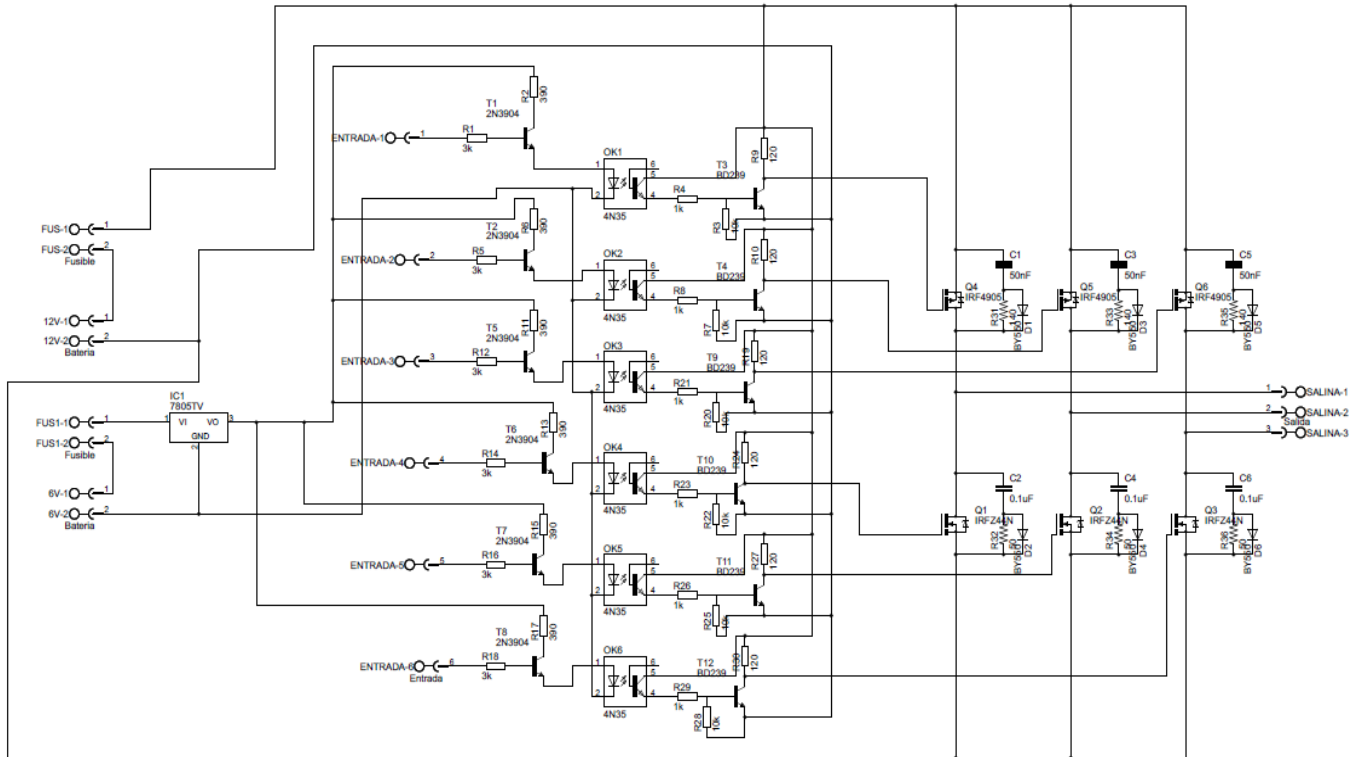


Figura 4.8 Circuito esquemático del Inversor Trifásico

Elaboración propia

El circuito esquemático de la figura 4.8 representa la suma de los Drivers con las tres semirramas de los dispositivos de conmutación. En el verdadero desarrollo del Inversor Trifásico, la unión de los dispositivos de conmutación con la batería y la carga trifásica será a través de cables que soporten 50 amperios (cable número 6) para seguridad eléctrica de los diversos componentes. Cada Driver tiene una entrada para la señal lógica del microcontrolador, que permitirá activarlo o no, para así poder cerrar o abrir el Mosfet y de esta manera dejar o no pasar la corriente hacia la carga trifásica. De esta manera se forma la señal de salida casi senoidal debido a las conmutaciones de los Mosfets de potencia orientados por la secuencia de pulsos que genera el microcontrolador en base a la modulación SVPWM. Existen ocho combinaciones posibles de conmutación de los Mosfets, las cuales permitirán formar la señal de salida trifásica. Esta señal se obtiene de los puntos medios de las semirramas. Todos los valores de las corrientes y voltajes del Driver, mencionados anteriormente, se cumplirían en este circuito; en cuanto al arreglo de Mosfets, estos están conectados por sus extremos a una batería de 12 voltios, la cual brindará la corriente a la carga trifásica, teniendo como máximo una potencia de 0.5kw. Por otro lado, el circuito de mando y el microcontrolador se alimenta con 5 voltios, motivo por el cual se tiene la

entrada de una batería de 6 voltios y conectado a ella un regulador de voltaje (LM7805) que brinde los 5 voltios necesarios para alimentar estos dispositivos.

#### **4.4 Simulación de los Drivers**

Los drivers diseñados para activación y desactivación de los Mosfets de potencia se simularon en el programa Proteus 7.5 para verificar si su funcionamiento es correcto; de esta manera se comprobaría que los cálculos hechos para hallar cada componente del driver son los adecuados.

Se ha usado como señal de entrada un generador de pulsos (PWM) cuyo pulso elevado es de 5 voltios, con un duty cycle de 50% y un periodo de 20m segundos. Se ha utilizado una fuente de 5 voltios para energizar la parte de control del driver y una fuente de 12 voltios para energizar la parte de potencia del mismo. Para un primer análisis del driver, se ha colocado una carga resistiva temporal de 1k $\Omega$  en serie con el mosfet correspondiente; después, para el segundo análisis se ha puesto una carga inductiva temporal R-L, con una inductancia de 1mH y una resistencia de 1k $\Omega$ , también en serie con el mosfet. Al realizar los análisis, se busca demostrar la activación o desactivación del dispositivo de conmutación a través del driver; permitiendo la conducción o no de corriente a través de las cargas temporales, independiente del tipo de carga. De esta forma se comprobará el funcionamiento del driver diseñado.

##### **4.4.1 Driver para Mosfet IRFZ48N**

A continuación se muestra el circuito del driver para el mosfet tipo N y sus respectivas simulaciones, según las condiciones anteriormente mencionadas.

Primero se muestra las simulaciones del driver para una carga temporal resistiva de 1k $\Omega$ :

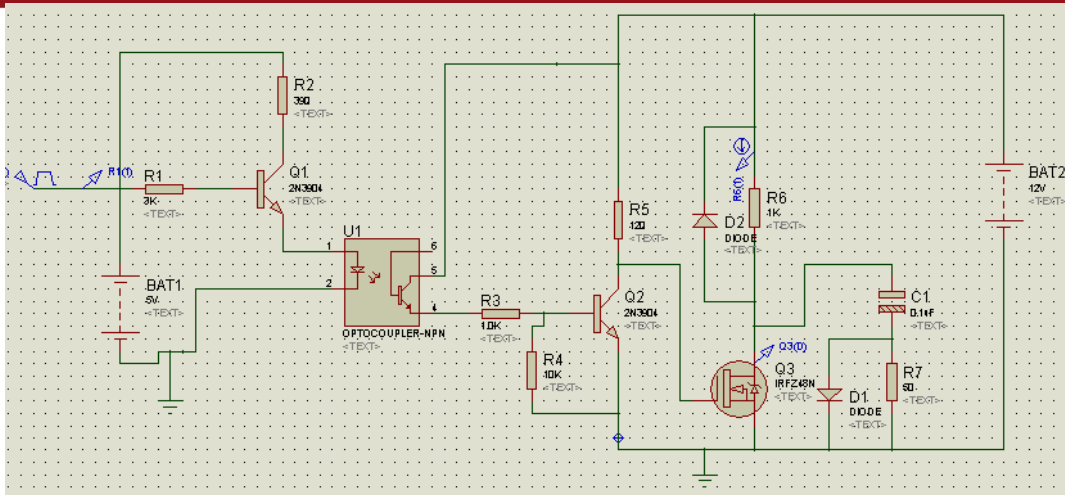


Figura 4.9 Driver para Mosfet IRFZ48N con carga resistiva  
Elaboración propia

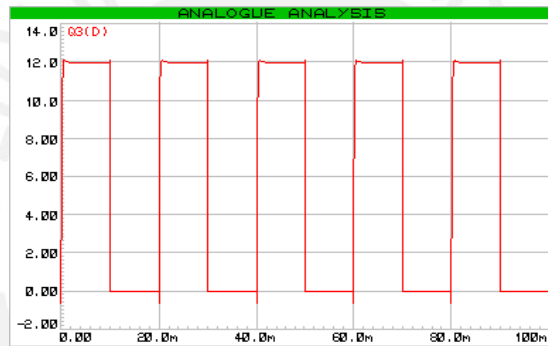


Figura 4.10 Simulación del Voltaje en el estado de corte y saturación del IRFZ48N para una carga resistiva  
Elaboración propia

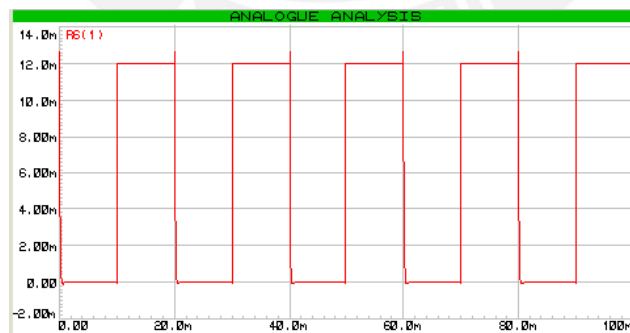


Figura 4.11 Simulación de la Corriente en el estado de corte y saturación del IRFZ48N para una carga resistiva  
Elaboración propia

Como se puede observar en la figura 4.9, lo que se mide (flechas azules) es el Mosfet IRFZ48N, que entra en saturación cada vez que lo activa el transistor BD233;



permitiendo que pase corriente por la carga de 1K ohmio. En la figura 4.10, la línea roja representa el voltaje que pasa por el mosfet, va de 12 voltios cuando no conduce (ya que cuando el BD233 no lo activa, el IRFZ48N consume todo el voltaje), y de 0 voltios, cuando conduce (en este caso la carga es la que consume los 12 voltios). En la figura 4.11 la línea roja representa la corriente que pasa por el semiconductor cuando esta activo y desactivo. Cuando el mosfet se encuentra en corte no conduce (consume todo el voltaje), por lo cual la corriente es 0 (se puede ver esto en la figura 4.11); y cuando el mosfet está saturado, es decir, la carga de 1k ohm emplea todo el voltaje de 12 voltios, aparece una corriente de 12mA que es consumida por la carga de 1K ohm. De esta forma, se comprueba que el driver está funcionando correctamente con la carga resistiva (Anexo A-12).

Segundo, se muestra las simulaciones del driver para el mosfet IRFZ48N para una carga temporal inductiva R-L, con una inductancia de 1mH y una resistencia de 1kΩ:

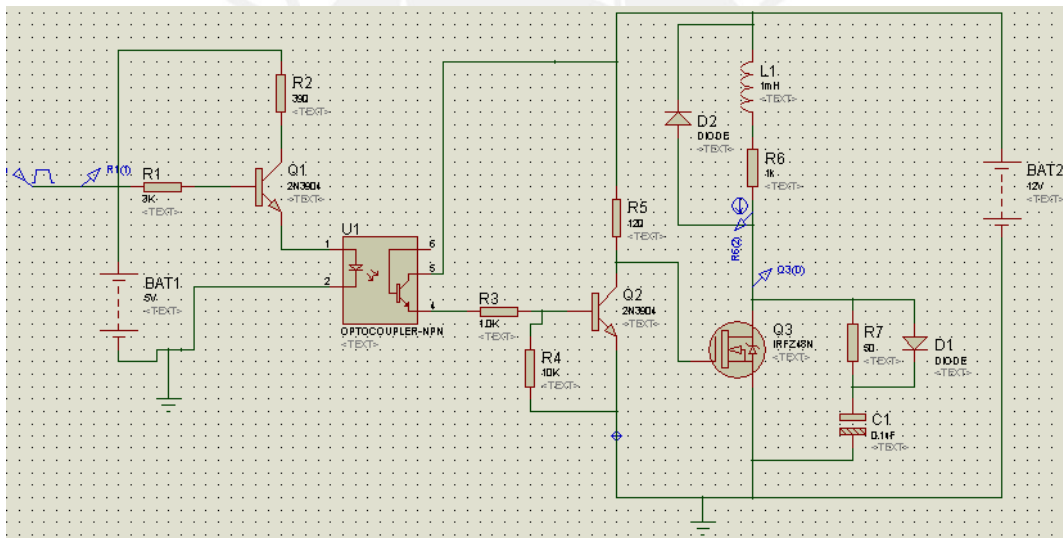


Figura 4.12 Driver para Mosfet IRFZ48N con carga inductiva R-L

Elaboración propia

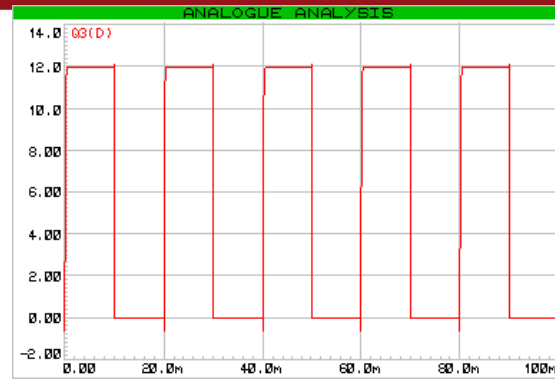


Figura 4.13 Simulación del Voltaje en el estado de corte y saturación del IRFZ48N para una carga inductiva R-L

Elaboración propia

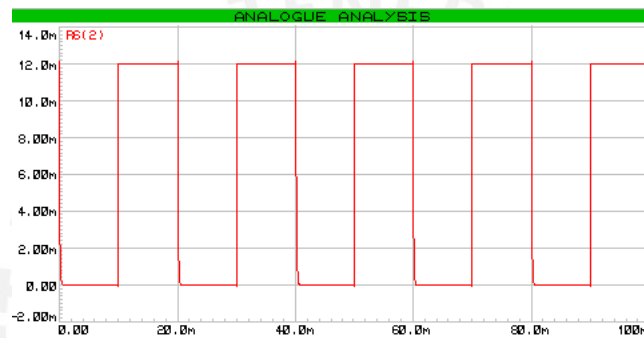


Figura 4.14 Simulación de la Corriente en el estado de corte y saturación del IRFZ48N para una carga inductiva R-L

Elaboración propia

En la figura 4.12, se observa el driver para el Mosfet IRFZ48N con la carga inductiva R-L. De igual forma que para la simulación con la carga resistiva, lo que se mide es el Mosfet IRFZ48N (flechas azules), que entra en saturación cada vez que lo activa el transistor BD233; permitiendo que pase corriente por la carga de 1K ohmio. Debido a las cargas inductivas se genera una elevación significativa de la  $dv/dt$  y de la  $di/dt$  en el dispositivo de conmutación, lo cual puede ser destructivo para el semiconductor. Para evitar esto, se utiliza un circuito de protección snubber, el cual se encuentra colocado en paralelo al Mosfet IRFZ48N como muestra la figura 4.12; de esta manera se evita esos cambios bruscos de voltaje y de corriente en cortos tiempos en el mosfet. En la figura 4.13, se muestra el voltaje que pasa por el semiconductor (línea roja), va de 12 voltios cuando no conduce (ya que cuando el BD233 no lo activa, el IRFZ48N consume todo el voltaje), a 0 voltios cuando conduce (en este caso la carga inductiva es la que consume los 12 voltios). En la figura 4.14 la línea roja representa la corriente que pasa por el semiconductor cuando esta activo y desactivo (la misma corriente

atraviesa la carga inductiva, ya que esta se encuentra en serie con el mosfet). Cuando el mosfet se encuentra en corte no conduce (consume todo el voltaje), por lo cual la corriente es 0 (se puede ver esto en la figura 4.14); y cuando el mosfet está saturado, es decir, la carga inductiva emplea todo el voltaje de 12 voltios, aparece una corriente de 12mA que es consumida por la resistencia de dicha carga. De esta forma, se comprueba que el driver para el mosfet IRFZ48N también está funcionando correctamente con la carga inductiva (Anexo A-12).

#### 4.4.2 Driver para Mosfet IRF4905PbF

A continuación se muestra el circuito y las simulaciones del driver para el mosfet IRF4905PbF tipo P, teniendo como entrada un generador de pulsos PWM.

Primero se muestra las simulaciones del driver para una carga temporal resistiva de 1kΩ:

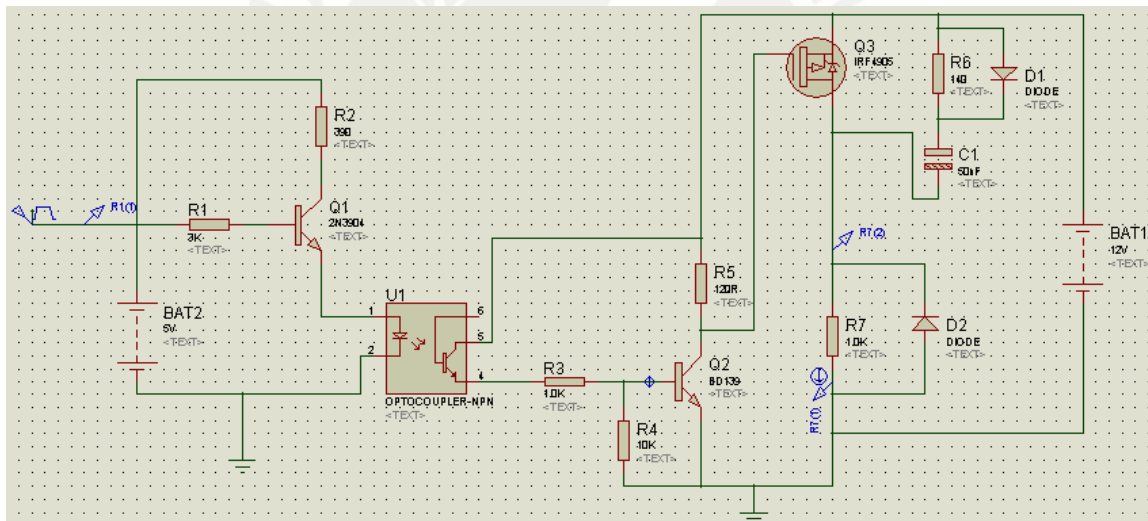


Figura 4.15 Driver para Mosfet IRF4905PbF con una carga resistiva

Elaboración propia

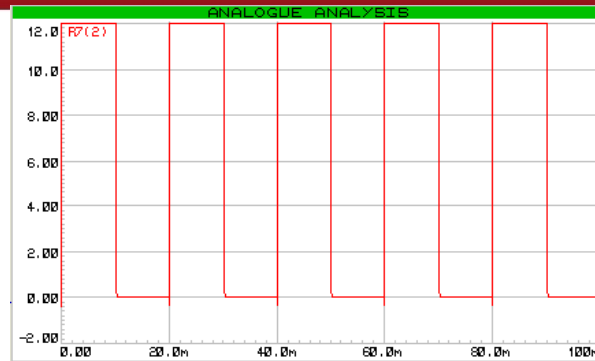


Figura 4.16 Simulación del Voltaje en el estado de corte y saturación del IRF4905P para una carga resistiva

Elaboración propia

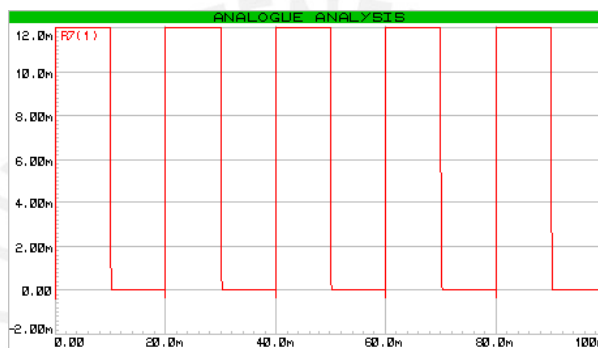


Figura 4.17 Simulación de la Corriente en el estado de corte y saturación del IRF4905P para una carga resistiva

Elaboración propia

Para este caso, se toma las mediciones en la carga resistiva de 1K ohmio (flechas azules en la figura 4.15). Como se observa en la figura 4.16 (la línea de tensión es representada por la línea roja), cuando el mosfet conduce, la carga resistiva consume los 12 voltios; y cuando el mosfet no conduce, la carga no consume corriente, por lo cual su nivel de tensión es de 0 voltios. De igual manera en la figura 4.17 (donde la línea roja representa la corriente que pasa por la carga de 1k $\Omega$ ), cuando el mosfet se encuentra saturado, la carga resistiva consume corriente y cuando se encuentra en corte, la carga no consume corriente debido a que está abierta. Todo esto es debido a la conmutación del mosfet. La corriente que consume la carga resistiva, al igual que para el análisis del mosfet anterior, es de 12mA y se puede verificar en la figura 4.17. De esta manera, se comprueba que el driver para el Mosfet IRF4905P funciona correctamente con una carga resistiva (Anexo A-12).

Segundo, se muestra las simulaciones del driver para el Mosfet IRF4905P para una carga temporal inductiva R-L, formada por una inductancia de 1mH y una resistencia de 1KΩ:

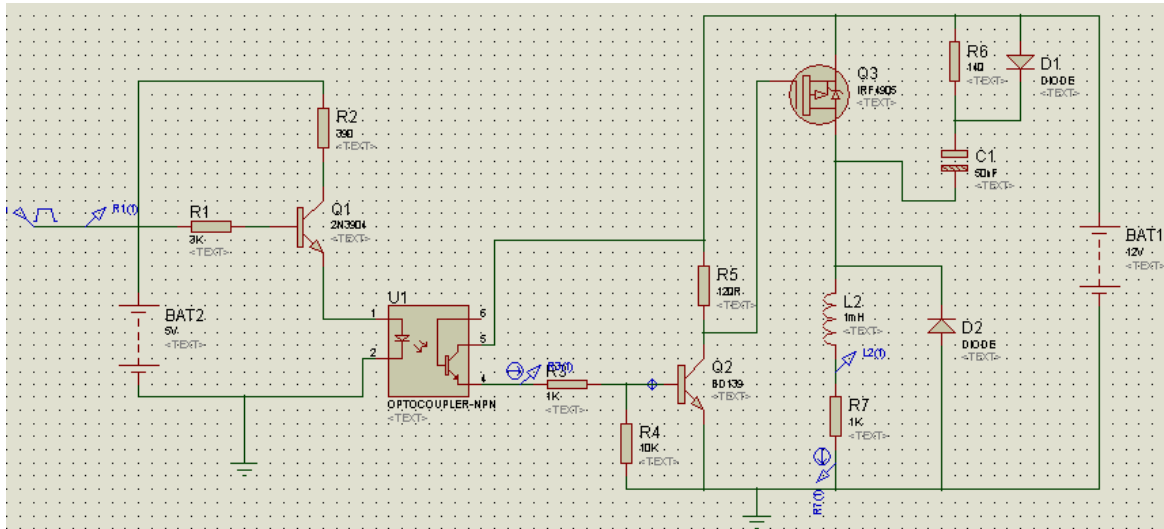


Figura 4.18 Driver para Mosfet IRF4905PbF con una carga inductiva R-L  
Elaboración propia

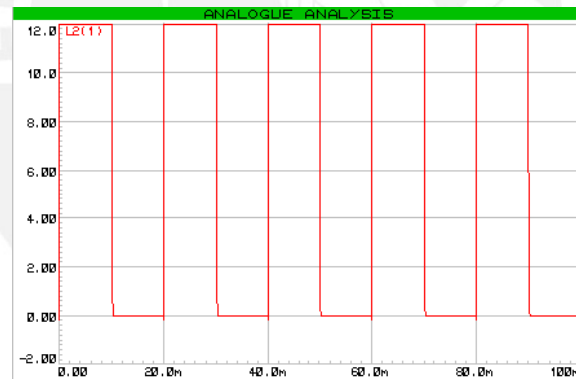


Figura 4.19 Simulación del Voltaje en el estado de corte y saturación del IRF4905PbF para una carga inductiva R-L  
Elaboración propia

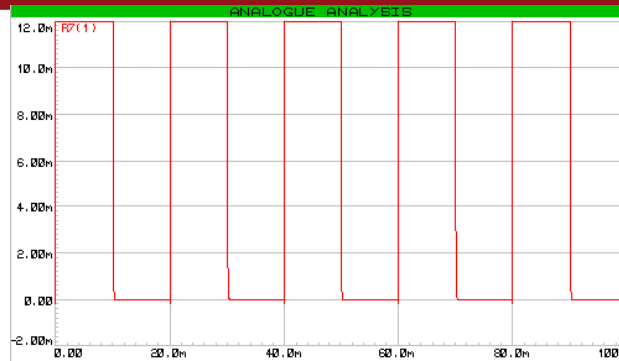


Figura 4.20 Simulación de la Corriente en el estado de corte y saturación del IRF4905PbF para una carga inductiva R-L

Elaboración propia

En la figura 4.18 se muestra el driver para el Mosfet IRF4905P con la carga inductiva R-L. Las mediciones se realizan en la resistencia (flechas azules en la figura 4.18). Como anteriormente se mencionó, a causa de las cargas inductivas se genera una elevación significativa de la  $dv/dt$  y de la  $di/dt$  en el mosfet, lo cual puede destruir al semiconductor. En consecuencia, también se utiliza un circuito de protección snubber, el cual se encuentra colocado en paralelo al Mosfet IRF4905P como muestra la figura 4.18; de esta forma se evita esos cambios bruscos de voltaje y de corriente en cortos tiempos en el dispositivo. Como se observa en la figura 4.19 (la línea de tensión es representada por la línea roja), si el mosfet se encuentra saturado, la carga inductiva consume los 12 voltios; y cuando el mosfet está en corte, la carga no consume corriente, por lo cual su nivel de tensión es de 0v. De igual forma sucede en la figura 4.20 (donde la línea roja representa la corriente que pasa por la carga inductiva), cuando el mosfet está saturado, la carga inductiva consume corriente, pero cuando el mosfet se encuentra en corte, la carga no consume corriente debido a que está abierta. La corriente consumida por la resistencia de la carga inductiva es de 12mA (se puede verificar en la figura 4.20). Entonces, se demuestra que el driver para el Mosfet IRF4905P también funciona correctamente con una carga inductiva (Anexo A-12).

#### **4.5 Simulación de la Técnica de Modulación de Ancho de Pulso de Vector Espacial**

La técnica de modulación de Ancho de Pulso de Vector Espacial (SVPWM) se ha simulado con la herramienta Simulink del programa Matlab. Antes de mostrar y explicar los bloques de simulación y sus respectivos resultados, se definirá y establecerá las ecuaciones y la lógica que se utilizó para desarrollarlos.



Primero hay que recordar que el inversor que se está diseñando es un equipo de tres semirramas (semipuentes), con tres Mosfets superiores y tres Mosfets Inferiores (como la muestra la figura 4.1). La representación del Vector Espacial de un sistema trifásico balanceado de tensiones de fase es la siguiente:

$$\bar{v}_s = \frac{2}{3}(v_a + \bar{\alpha}v_b + \bar{\alpha}^2v_c)$$

Donde  $\bar{\alpha} = e^{j2\pi/3}$ . El Vector Espacial es una representación simultánea de todas las cantidades trifásicas, en este caso, de la señal de tensión del inversor trifásico. Esta es una variable compleja y está en función del tiempo en contraste con los fasores.

Si tenemos la siguiente representación de un Inversor Trifásico:

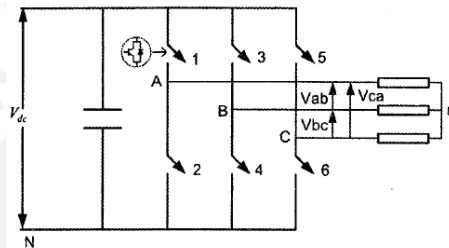


Figura 4.21 Circuito de un Inversor Trifásico  
Elaboración propia

Los voltajes de fase de la carga trifásica en conexión estrella se pueden definir utilizando la diferencia de voltaje entre el punto neutro (n) de la carga y el punto negativo (N) de la fuente Vdc; a partir de ello, se definen las siguientes relaciones:

$$\begin{aligned} v_A &= v_a + v_{nN} \\ v_B &= v_b + v_{nN} \\ v_C &= v_c + v_{nN} \end{aligned} \tag{Ec.4.5}$$

Tomando en cuenta que los tres voltajes de fase ( $v_a, v_b$  y  $v_c$ ) en una carga trifásica suman cero (principio que debe cumplirse para usar la representación vectorial), entonces, a partir de las tres ecuaciones anteriores se define:

$$v_{nN} = \frac{1}{3}(v_A + v_B + v_C) \tag{Ec.4.6}$$

Sustituyendo la ecuación Ec.4.6 en la Ec.4.5, se obtienen los voltajes de fase en la carga (respecto al punto neutro de la carga) de la siguiente forma:

$$v_a = \frac{2}{3}v_A - \frac{1}{3}(v_B + v_C)$$

$$v_b = \frac{2}{3}v_B - \frac{1}{3}(v_A + v_C)$$

$$v_c = \frac{2}{3}v_C - \frac{1}{3}(v_B + v_A)$$

Ec.4.7

Tomar en cuenta que los valores de voltaje  $v_A, v_B$  y  $v_C$  representan los valores  $v_{AN}, v_{BN}$  y  $v_{CN}$  respectivamente (verificarlo en figura 4.21).

A partir de las ecuaciones anteriores se puede deducir los voltajes de fase de la carga trifásica, en base a los estados de conmutación de los switches, en la tabla 4.1:

Estado	Switch activo	$v_a$	$v_b$	$v_c$
1	1,4,6	$(2/3)V_{dc}$	$-(1/3)V_{dc}$	$-(1/3)V_{dc}$
2	1,3,6	$(1/3)V_{dc}$	$(1/3)V_{dc}$	$-(2/3)V_{dc}$
3	2,3,6	$-(1/3)V_{dc}$	$(2/3)V_{dc}$	$-(1/3)V_{dc}$
4	2,3,5	$-(2/3)V_{dc}$	$(1/3)V_{dc}$	$(1/3)V_{dc}$
5	2,4,5	$-(1/3)V_{dc}$	$-(1/3)V_{dc}$	$(2/3)V_{dc}$
6	1,4,5	$(1/3)V_{dc}$	$-(2/3)V_{dc}$	$(1/3)V_{dc}$
7	1,3,5	0	0	0
8	2,4,6	0	0	0

Tabla 4.1 Valores de los Voltajes de fase para los diferentes estados de conmutación  
Elaboración propia

A continuación se deduce los correspondientes vectores espaciales según el estado de conmutación:

Estado	Vector Espacial del Voltaje de fase
1	$(2/3)V_{dc}$
2	$(2/3)V_{dc}e^{j\pi/3}$
3	$(2/3)V_{dc}e^{j2\pi/3}$
4	$(2/3)V_{dc}e^{j\pi}$
5	$(2/3)V_{dc}e^{j4\pi/3}$
6	$(2/3)V_{dc}e^{j5\pi/3}$
7	0
8	0

Tabla 4.2 Vectores Espaciales de Voltajes de fase  
Elaboración propia

Finalmente, se muestra los vectores espaciales de los voltajes de fase en el plano Real-Imaginario, cuyos extremos forman un hexágono regular:

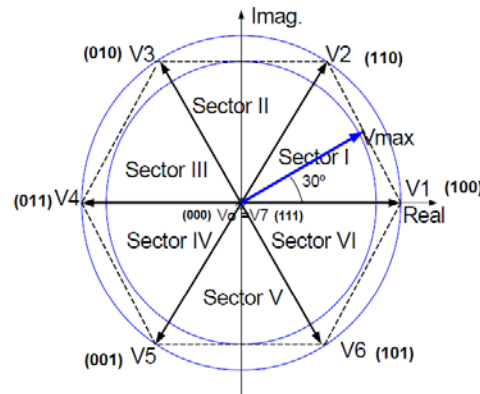


Figura 4.22 Vectores espaciales de los Voltajes de Fase  
Elaboración propia

Los números binarios en la figura 4.22 indican el estado de los switches en las semirramas. El valor de 1 indica que el Switch superior de la semirrama está activo, mientras que el valor 0 indica que el Switch inferior es el que se encuentra activo. El bit más significativo representa la semirrama A, el menos significativo pertenece a la semirrama C y el del medio, a la semirrama B (de la figura 4.21).

Según la representación del Vector Espacial de un sistema trifásico balanceado de tensiones de fase ( $\bar{v}_s = \frac{2}{3}(v_a + \bar{\alpha}v_b + \bar{\alpha}^2v_c)$ ), se deduce un Vector de Referencia que representaría cada uno de estos vectores espaciales en el hexágono. Este vector es rotatorio, por lo cual giraría por las diferentes posiciones en el hexágono para así generar la modulación de ancho de pulso de Vector Espacial. La trayectoria que forma al girar dentro del hexágono es circular. La magnitud de voltaje de salida más grande que se puede alcanzar usando SVPWM es el radio del mayor círculo inscrito dentro del hexágono. Este círculo es tangencial a los puntos medios de las líneas que unen el final de los vectores espaciales directores adyacentes. Así el máximo voltaje fundamental de salida obtenibles es:

$$|\bar{v}_s| = \frac{2}{3}V_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = \frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc}$$

Ahora, habiendo definido las ecuaciones y los estados que representan los diferentes vectores espaciales en el plano complejo, se puede definir y entender los bloques usados para la simulación.

A continuación se muestra el sistema creado para la simulación de un modelo de SVPWM para un Inversor Trifásico:

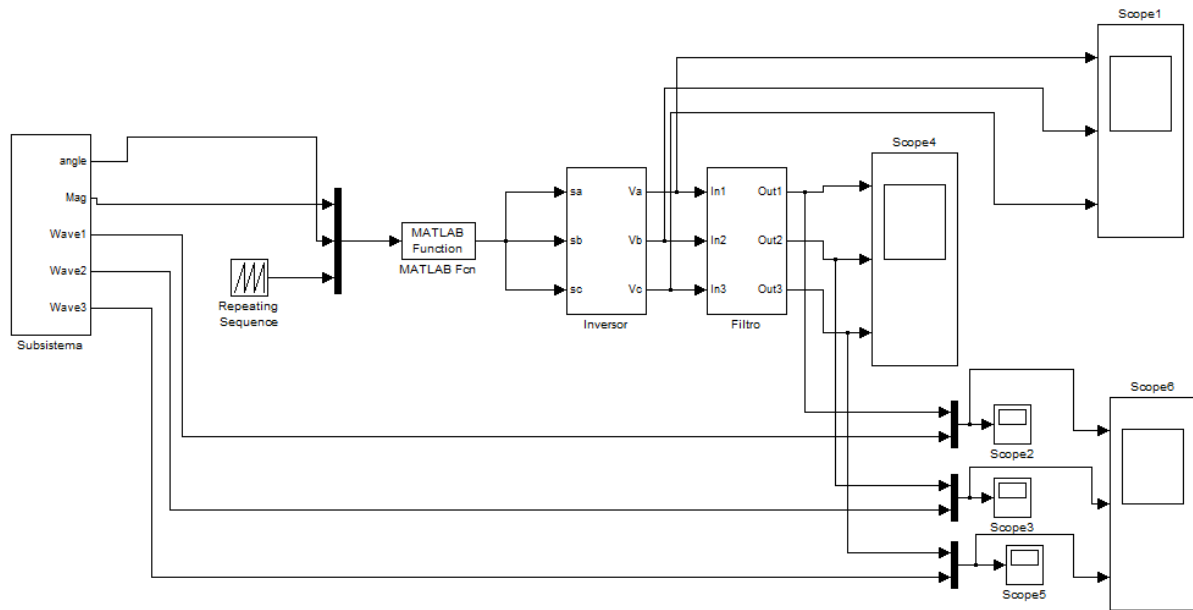


Figura 4.23 Sistema para la simulación de SVPWM

Elaboración propia

Dentro del sistema mostrado en la figura 4.23, al inicio se tiene el Bloque Subsistema que entrega la magnitud y el ángulo del vector de referencia obtenido de las tres ondas cosenoidales de entrada; estas dos y una secuencia de onda triangular (bloque Repeating Sequence), que actuará como portadora, ingresan a un multiplexor. Seguido, las tres señales ingresan al bloque de Matlab Function, el cual contiene el programa que provee la secuencia de pulsos de control de los semiconductores (tomando en cuenta las tres señales de entrada) para el Bloque Inversor. Así este puede entregar las señales de voltaje de fase cuadradas (ondas de corriente alterna cuadradas). Después, estas señales de voltaje de fase ingresan a un filtro (Bloque del Filtro) para eliminar los ruidos y el rizado y así obtener la salida senoidal pura que se desea. Estas señales ingresan al bloque Scope para poder visualizarlas en el tiempo. Por otro lado, también se han colocado diversos Scopes para analizar la señal en diferentes puntos y para comparar las señales de entrada con las de salida.

Seguido se muestra el contenido del Bloque Subsistema que presenta las señales de entrada:

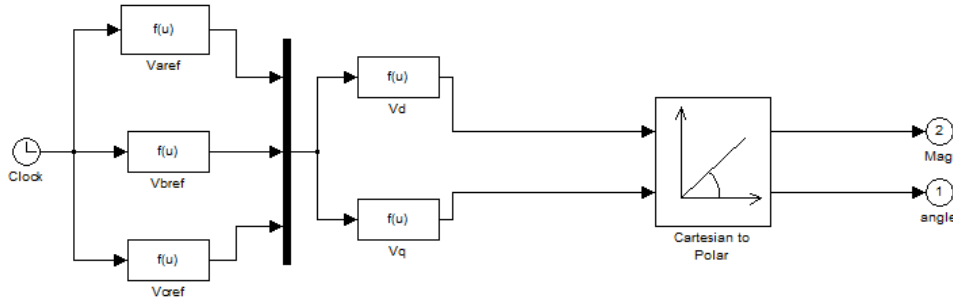


Figura 4.24 Subsistema que entrega la magnitud y ángulo del vector de referencia  
Elaboración propia

El Subsistema de la figura 4.24 se encarga de convertir las tres señales de entrada al plano complejo, para así obtener las señales de magnitud y ángulo del vector de referencia, con las cuales se trabaja para generar la SVPWM.

Estas tres señales de entrada son señales cosenoidales que se generan usando el bloque Function del Simulink. Se utiliza la función coseno a fin de obtener ecuaciones más simples. Estas señales de entrada son:

$$v_a = 12 * \cos(2\pi t * 60) / \sqrt{3}$$

$$v_b = 12 * \cos(2\pi t * 60 - 2\pi/3) / \sqrt{3}$$

$$v_c = 12 * \cos(2\pi t * 60 - 4\pi/3) / \sqrt{3}$$

La frecuencia fundamental de las señales de entrada es 60 Hz (dicha frecuencia será también la frecuencia fundamental de las señales de salida del inversor trifásico) y el valor de voltaje máximo de las señales de entrada es  $\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$ , siendo  $V_{dc} = 12$  voltios (nivel de voltaje de la batería). Dicho valor de voltaje es debido a que el valor de voltaje máximo del Vector de Referencia es  $|\bar{v}_s| = \frac{2}{3} V_{dc} \cos(\frac{\pi}{6}) = \frac{1}{\sqrt{3}} V_{dc}$ , además, sabemos que se cumple  $\bar{v}_s = \frac{2}{3}(v_a + \bar{\alpha}v_b + \bar{\alpha}^2 v_c)$ , siendo  $v_a, v_b$  y  $v_c$  las señales de entrada; por tal motivo, estas señales de entrada tienen que tener un valor de voltaje máximo adecuado para que el vector de referencia tenga el voltaje máximo mencionado; en otras palabras, lo que se desea es que el voltaje máximo de entrada sea justo el voltaje máximo que puede tener el Voltaje de Referencia y, de esa manera, sea la amplitud máxima del voltaje de salida del inversor trifásico.

Las tres señales de entrada ingresan a un multiplexor para después ser convertidas en un sistema bifásico equivalente (dos señales equivalentes) utilizando las ecuaciones de la transformación de Clark (Anexo A-2). Esto es implementado utilizando los

bloques Function, los cuales incluyen las ecuaciones de Clark. Luego, el equivalente de dos fases es transformado al plano polar, utilizando el bloque “Cartesian to polar”. Las señales de salida de este último bloque, corresponden a la magnitud y al ángulo del vector de referencia (vector espacial). De esta manera, se tiene dicho vector expresado según su ángulo de giro (frecuencia) y su magnitud (módulo).

La magnitud y el ángulo del vector de referencia entran a un multiplexor conjuntamente con una señal triangular (señal de tiempo de rampa), que actúa como portadora. Esta señal es generada por el bloque “Repeating Sequence”, el cual es:



Figura 4.25 Bloque que genera señal de tiempo triangular  
Elaboración propia

La salida del multiplexor entra al bloque Matlab Function, el cual contiene el programa (Anexo A-7) que generará la secuencia de pulsos de control (a partir de las tres señales que ingresan al bloque Matlab a través del multiplexor) que debe recibir el bloque inversor para generar la señal trifásica. Más adelante se explica el algoritmo de control usado para dicho programa. El bloque Matlab Function es el siguiente:

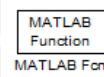


Figura 4.26 Bloque que contiene el programa  
Elaboración propia

A continuación se muestra el Bloque Inversor:

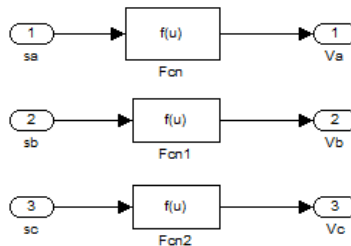


Figura 4.27 Bloque Inversor  
Elaboración propia

Este bloque recibe la secuencia de pulsos del programa (señal de control), que se encuentra en el bloque Matlab Function, para realizar las conmutaciones y así poder



generar las señales de salida (señales de onda de corriente alterna cuadradas). El bloque Inversor es construido utilizando el bloque Function del Simulink según las ecuaciones Ec.4.7 multiplicadas por el valor de  $V_{dc}=12$  voltios. La salida del Inversor corresponde a los voltajes de fase.

Continuando, se muestra el Bloque del Filtro:

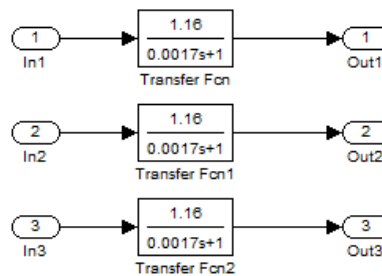


Figura 4.28 Bloque del Filtro

Elaboración propia

En este bloque se filtran las señales de voltaje de salida del Bloque Inversor usando un filtro para así poder obtener señales senoidales. El Bloque del Filtro es implementado mediante el bloque Transfer Function del Simulink. El filtro utilizado es un filtro pasabajos de primer orden, ya que la función de transferencia de dicho filtro es suficiente para eliminar los armónicos presentes en los resultados de las simulaciones del bloque inversor (mostrados más adelante). Como constante de tiempo del filtro de primer orden se elige 1.7m segundos. Dicha constante causara un pequeño retardo en las señales de voltaje de fase filtradas en comparación con las señales cosenoidales de entrada (comparación presentada más adelante). A continuación se muestra el criterio utilizado para elegir la constante de tiempo y la función de transferencia del filtro:

La función de transferencia del filtro Pasabajos de primer orden es:

$$H(s) = k * \frac{1}{1 + \frac{1}{w_c} * s}$$

Donde:

$k$  = constante de ganancia del filtro

$w_c$  = Frecuencia de corte del filtro

Basándose en el criterio de diseño para obtener la frecuencia de corte del filtro pasabajos:

$$\text{Frecuencia fundamental} * 1.5 = \text{Frecuencia de corte}$$

Se tiene una frecuencia fundamental de 60° hertz, por lo cual:

$$60 * 1.5 = 90$$

Entonces, la frecuencia de corte a utilizar es 90 hertz. Como  $w_c = 2 * \pi * \text{frecuencia}$ , entonces  $w_c = 565.5 \text{ rad/s}$ . Para hallar la constante de tiempo obtenemos la inversa de  $w_c$ :

$$\frac{1}{w_c} = 1.7ms$$

Por lo tanto, la constante de tiempo del filtro es 1.7m segundos. Al utilizar dicha constante, los voltajes de fase de salida del Bloque del Filtro disminuirán su amplitud. El voltaje máximo (amplitud) de dichos voltajes debe ser de 6.93 voltios (según la definición de voltaje máximo del vector de referencia explicado anteriormente y teniendo como voltaje Vdc=12 voltios), pero debido al filtro utilizado y a la constante de tiempo, la amplitud de las señales de voltaje de fase disminuye a 6 voltios, por lo cual se debe utilizar una constante de ganancia del filtro  $k = 1.16$ , la cual se obtiene así:

$$\text{Voltaje máximo del } V_{ref} \text{ (deseado)} = \text{Voltaje de salida} * k$$

$$6.93 = 6 * k$$

$$k = 1.16$$

De esta manera la función de transferencia del filtro pasabajos de primer orden queda definida:

$$H(s) = \frac{1.16}{1 + 1.7m * s}$$

Cabe mencionar que para utilizar una constante de ganancia del filtro (k) igual a 1 (sin ganancia) y poder mantener la amplitud del voltaje de fase de salida del Bloque del Filtro (6.93 voltios), se tiene que utilizar una mayor frecuencia de corte (dependiente de la presencia de los armónicos en el espectro de frecuencia), y así obtener una constante de tiempo menor que influiría en la función de transferencia filtro.

Finalmente, se utilizan Bloques Scope para mostrar las diversas señales que se quieren analizar, ya sea en el tiempo o en la frecuencia:

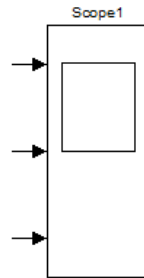


Figura 4.29 Bloque Scope de 3 señales

Fuente: Simulink - Matlab

A continuación se muestran los resultados que muestran los diversos bloques Scope del sistema (figura 4.23):

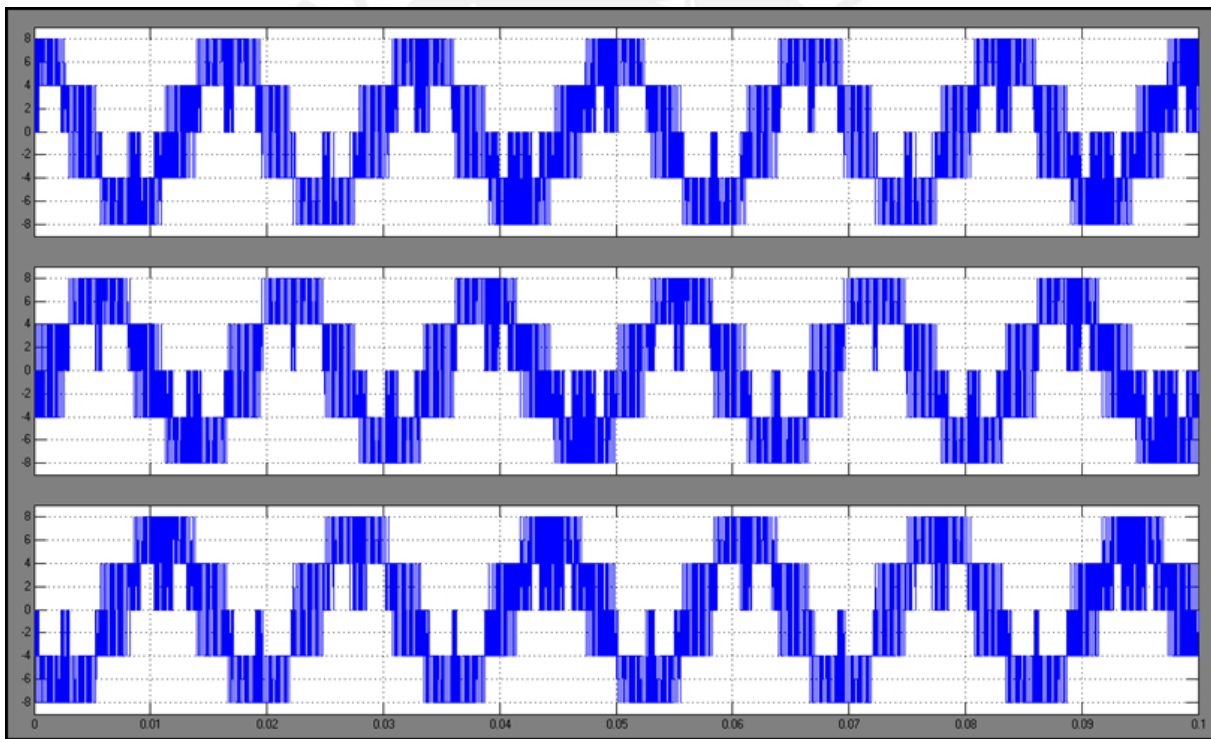


Figura 4.30 Señales de Salida del Bloque Inversor

Elaboración propia

En la figura 4.30 se observa las señales de salida de los voltajes de fase, respecto al punto neutro de la carga, del Bloque Inversor (antes de entrar al bloque del Filtro). Se puede observar que, gracias a la modulación de ancho de pulso del vector espacial

(SVPWM), se obtienen las tres ondas de corriente alterna cuadradas (señales senoidales), desfasadas entre si  $120^\circ$ . La primera señal es la que está desfasada  $0^\circ$ , la segunda la que se encuentra desfasada  $120^\circ$  y la ultima, la que está desfasada  $240^\circ$ . Debido a la forma cuadrada de estas señales, se presenta cierta distorsión armónica (mostrada más adelante). Para ello se utiliza un filtro que elimine dicha distorsión y pueda obtener la senoidal pura. Por otro lado, se puede notar que el ancho de pulso de las señales cambia bastante en pequeños tiempos (en milisegundos), lo cual demuestra que el microcontrolador a usar debe tener un procesamiento rápido y eficiente. El voltaje máximo de las señales es de 8 voltios aproximadamente.

Seguido se muestra las señales de salida del Bloque del Filtro que se entregaría a la carga:

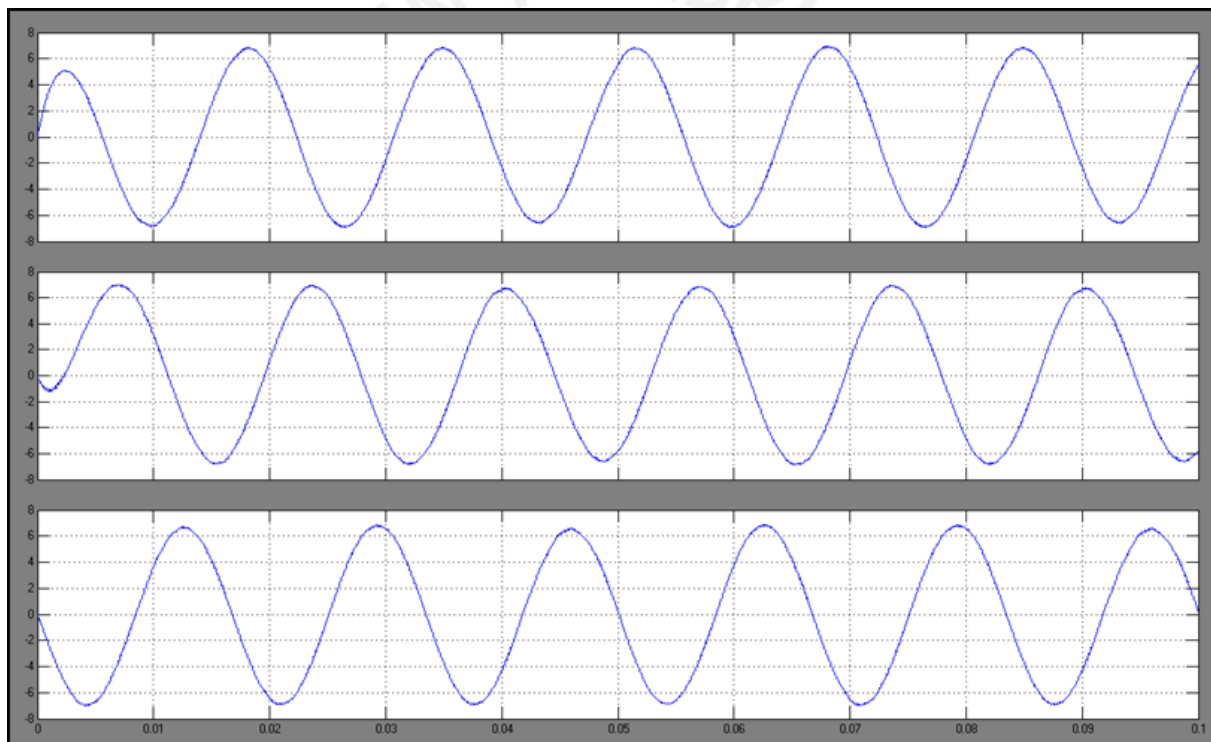


Figura 4.31 Señales de Salida de los voltajes de fase del Bloque de Filtro

Elaboración propia

En la figura 4.31 se muestra las señales de salida de los voltajes de fase del Bloque del Filtro. Como se puede observar se logra una salida cosenoidal, por lo cual tendrá una baja distorsión armónica (más adelante se analiza la distorsión). Esta es la señal que se entregaría a la carga trifásica. La primera señal tiene un desfase de  $0^\circ$ , la segunda presenta un desfase de  $120^\circ$  y la tercera, un desfase de  $240^\circ$ . El voltaje

máximo de cada señal es  $12/\sqrt{3}$  voltios (6.93), ya que Vdc equivale a 12 voltios. Las tres señales tienen una frecuencia fundamental de 60 Hz (mantienen la frecuencia de las señales de entrada), una frecuencia de conmutación de 5000 Hz (período de conmutación  $T_s$  elegido es de 0.0002 segundos = 1/5000Hz) introducido a través del código del programa Matlab (Anexo A-7) y un índice de modulación ( $m$ ) de 1. Cabe mencionar que el índice de modulación es la relación (coeficiente) entre el módulo del vector de referencia y el valor máximo posible de voltaje del vector de referencia (Anexo A-10). Para este caso, los dos valores son iguales, por eso es que  $m = 1$ . Por otro lado, al tener una frecuencia de conmutación de 5000 Hz, se puede determinar que el número de Vectores Intermedios usados para lograr la salida senoidal de los voltajes de fase es de 84 vectores, ya que:

$$\text{Vectores intermedios} = \frac{\text{Periodo Fundamental}}{\text{Periodo de Conmutación}} = \frac{\text{Frecuencia de Conmutación}}{\text{Frecuencia Fundamental}}$$

Entonces tenemos:

$$\text{Vectores intermedios} = \frac{5000 \text{ Hz}}{60 \text{ Hz}}$$

$$\text{Vectores intermedios} = 84$$

A continuación se muestra los armónicos de la primera señal de salida (onda de corriente alterna cuadrada desfasada  $0^\circ$ ) de la figura 4.30 utilizando la Transformada de Fourier (FFT), con lo que se podrá analizar la respuesta en frecuencia de dicha señal:

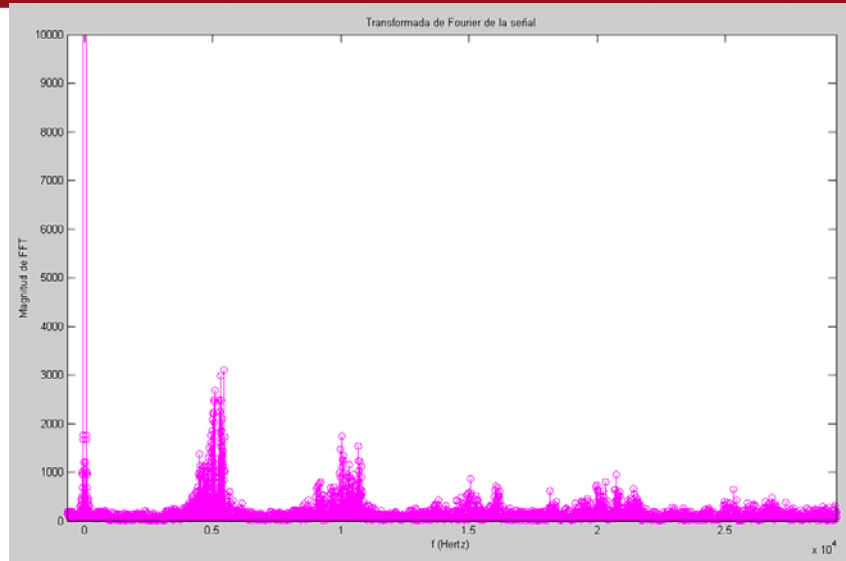


Figura 4.32 FFT de la señal de salida desfasada 0° del Bloque Inversor con un modulo de la FFT máximo de 10K de la figura 4.30 – Armónicos de la señal de salida  
Elaboración propia

En la figura 4.32 se observan los armónicos que presenta la primera señal de voltaje de fase de salida del Bloque Inversor (onda de corriente alterna cuadrada desfasada 0°). Dicha señal de salida tiene un THD (distorsión armónica total) medido de 49.87%, el cual será disminuido fácilmente con el filtro de primer orden utilizado (más adelante se muestra la figura respectiva). La señal de salida (al tener una forma cosenoidal) presenta una respuesta en frecuencia similar a una onda coseno; debido a ello, es que presenta como primer armónico (componente fundamental, orden n=1) a la frecuencia fundamental de dicha señal de salida, ubicada en +/- 60 hertz y con un módulo de 35856.54. Como se puede apreciar en la figura 4.32, dicha señal de salida presenta, en regiones del espectro, agrupaciones de armónicos centradas en múltiplos de la frecuencia de conmutación. Dichos armónicos influyen en la señal de salida de voltaje y algunos de ellos alcanzan hasta los 3000 de módulo de FFT. Los armónicos más resaltantes son:

Orden del Armónico (n)	Frecuencia (Hertz)	Magnitud/Módulo (FFT)
86.67	5200	3217.2384
175.17	10510	1895.8836
264.83	15890	1147.0092
328.33	19700	1069.8168

Tabla 4.3 Los armónicos más resaltantes de la figura 4.32  
Elaboración propia



Además se percibe la presencia de los 4 armónicos causados por la frecuencia de conmutación utilizada, ubicados en los múltiplos de la frecuencia de conmutación. Dichos armónicos son:

Orden del Armónico (n)	Frecuencia (Hertz)	Magnitud/Módulo (FFT)
83.33	5000	2805.2028
166.67	10000	465.3468
250	15000	298.9932
333.33	20000	157.2108

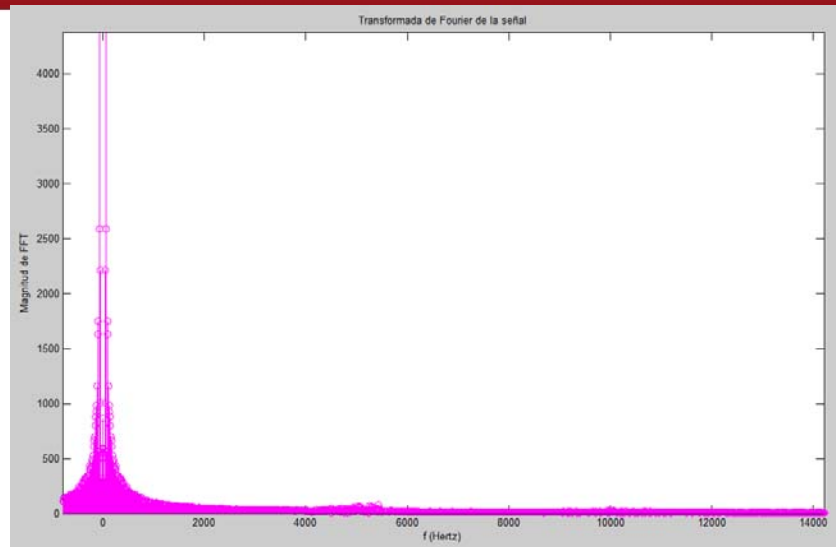
Tabla 4.4 Los armónicos de los múltiplos de la frecuencia de conmutación de 5000 Hz de la figura 4.32

Elaboración propia

La gran presencia de armónicos en la señal de voltaje de fase de salida del Bloque Inversor es debido a que la onda de corriente alterna tiene tendencia cuadrada a causa de las conmutaciones de los semiconductores; para disminuir dichos armónicos se utiliza un filtro pasabajos con la correspondiente frecuencia de corte (mostrado en la figura 4.28) para obtener una salida senoidal pura.

Cabe resaltar que el trabajar con frecuencias de conmutación mayores brinda dos ventajas: Primero, que permite contar con un número mayor de vectores espaciales para así generar la onda de corriente alterna más senoidal deseada; segundo, que los armónicos se concentran en regiones de frecuencia mayores (como se observa en la figura 4.32) y se encuentran alejados de la componente fundamental de la señal de voltaje de fase, lo cual permite que los filtros necesarios para eliminar dichos armónicos posean frecuencias de corte más altas, permitiendo reducir el valor de la constante de ganancia del filtro ( $k$ ) a 1, y, además, se reduzcan los valores, tamaños y costos de los elementos pasivos (resistencias, condensadores) utilizados para implementar tales filtros.

De igual manera, se muestra los armónicos de la primera señal de salida (desfasada  $0^\circ$ ) del Bloque del filtro de la figura 4.31, la cual se piensa analizar:


 Figura 4.33 FFT de la señal de salida desfasada  $0^\circ$  del Bloque del Filtro de la figura 4.31

Elaboración propia

En la figura 4.33 se puede observar la disminución de la distorsión armónica que existe en la señal en comparación con la figura 4.32. Esto es debido a la utilización del Bloque del Filtro de primer orden. El espectro de frecuencia de la señal de salida del voltaje de fase de la figura 4.33 presenta un THD de 1.11%, valor de la distorsión armónica total bastante bajo y muy aceptable según la Norma Técnica de Calidad de los Servicios Eléctricos Peruana, la cual establece que la tolerancia del indicador THD es de 8% para media y baja potencia (Anexo A-9). En la figura 4.33 se muestra la componente fundamental de la señal de voltaje de fase, ubicada en la frecuencia  $\pm 60^\circ$  hertz (representa la frecuencia fundamental). Se puede observar en aquella figura que aun existen pequeñas variaciones o alteraciones; estos representarían pequeños armónicos de la señal debido a que dicha señal de salida no es totalmente pura. Esto mejoraría si se utilizaría más vectores intermedios (mayor a 84) en la modulación SVPWM para así disminuir más los componentes armónicos y obtener una mejor señal de salida senoidal. Finalmente, como consecuencia de lo mencionado, se consigue y se comprueba el objetivo de tener una señal con una baja distorsión armónica y pocos armónicos.

Seguido se muestra las señales de control que entran al bloque inversor:

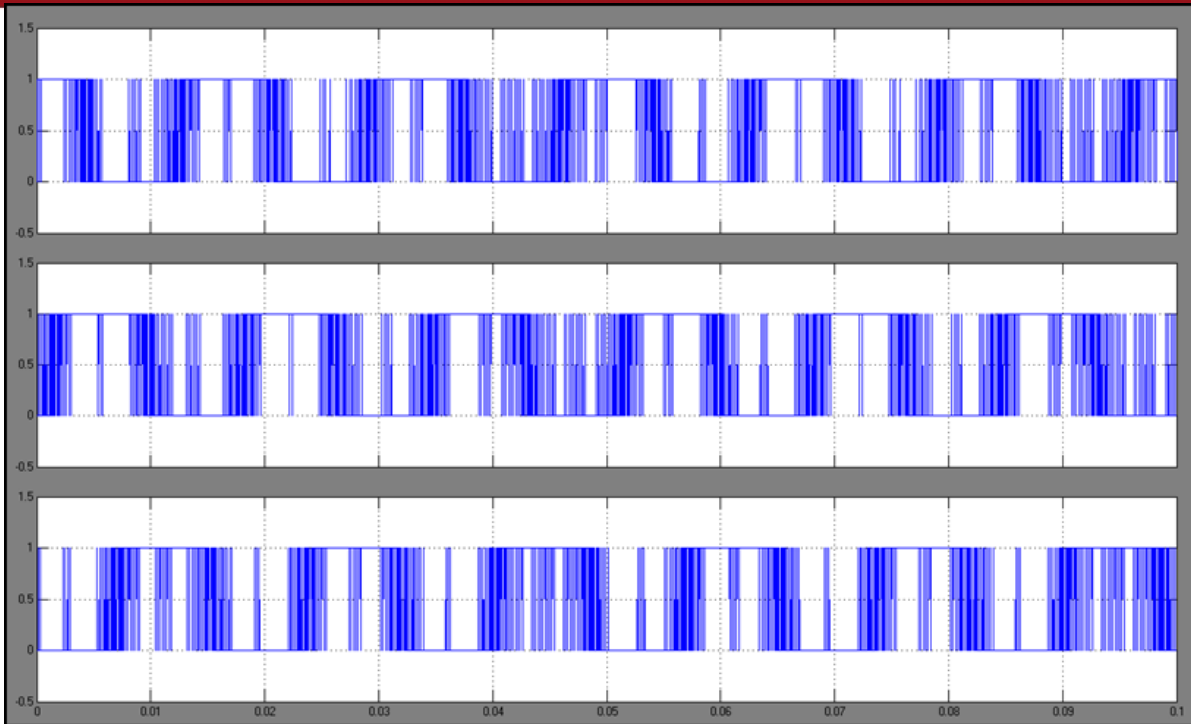


Figura 4.34 Señales de Control para 0.1 segundos para el Bloque Inversor

Elaboración propia

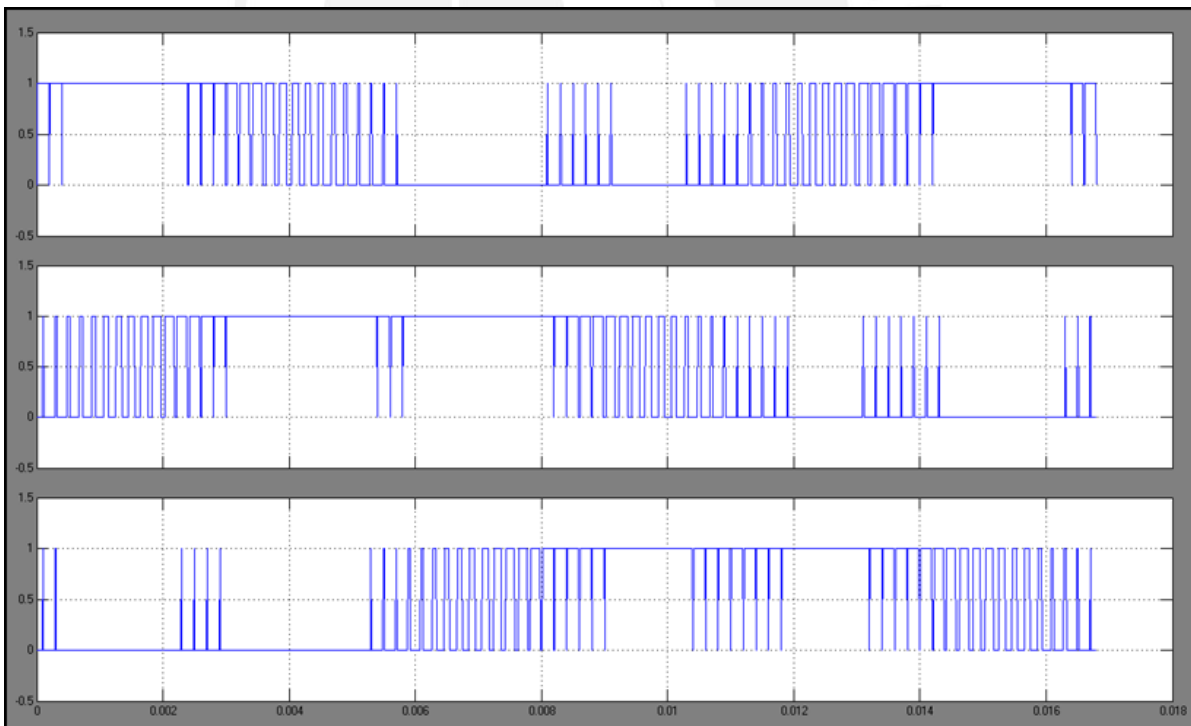


Figura 4.35 Señales de Control para 0.0168 segundos para el Bloque Inversor

Elaboración propia

En la figura 4.34 se tiene las 3 señales de control que ingresan al bloque inversor. Estas señales son las secuencias de pulsos (SVPWM) que reciben como entrada los semiconductores del inversor y que determinan su conmutación o no. En la figura 4.35 se presenta estas 3 señales de control a los 0.0168 segundos, donde se muestra con mejor calidad la secuencia de pulsos PWM. Se elige 0.0168 segundos como tiempo de la muestra (para la figura 4.35), ya que como el tiempo de conmutación elegido de un vector intermedio es de 0.0002 segundos y se está trabajando con 84 vectores intermedios para generar la señal de salida, entonces, el tiempo de muestra en el cual se puede observar la secuencia de pulsos de los 84 vectores (84 pulsos) que genera un periodo de la señal de salida del voltaje de fase del inversor es de 0.0168 segundos (0.0002 segundos \* 84 vectores), como lo muestra la figura 4.35. Además, se puede calcular el número de conmutaciones para el tiempo de muestra de 0.0168 segundos (figura 4.35) utilizando la ecuación 2.2 planteada en el Capítulo 2 y, a partir de dicho resultado, se podrá establecer una ecuación para calcular el número de conmutaciones para el tiempo de muestra de 0.1 segundos de la figura 4.34 de la siguiente forma:

Calculando el número de conmutaciones para el tiempo de muestra de 0.0168 de la figura 4.35 utilizando la ecuación 2.2:

$$N1 * NC = N2 \quad \text{Ec.2.2}$$

Siendo,

- N1 = Número total de vectores intermedios a utilizar para generar las señales de salida del inversor trifásico.
- NC = 12 conmutaciones que realizan los dispositivos de conmutación para generar un solo vector en un periodo de conmutación (6 cierres y 6 aperturas de los dispositivos de conmutación).
- N2= Número total de conmutaciones que realizan los dispositivos de conmutación para generar un periodo de las señales de salida de voltaje de fase del inversor trifásico.

Entonces, reemplazando:

$$84 * 12 = 1008$$

Según el resultado obtenido, se establece que los dispositivos de conmutación (mosfets) realizan 1008 conmutaciones en 0.0168 segundos para generar un periodo de las señales de salida de voltaje de fase del inversor trifásico. A continuación se plantea la ecuación para obtener el número de conmutaciones que realizan los mosfets en un tiempo de 0.1 segundos, mostrado en la grafica 4.34, y que son los necesarios para generar la señal de la figura 4.31.

Sabiendo que en un tiempo de 0.0168 segundos los mosfets realizan 1008 conmutaciones; para un tiempo de 0.1 segundos, utilizando una regla de tres simple, los mosfets realizarán las siguientes conmutaciones:

$$\frac{T1}{T2} * N2 = N3 \quad \text{Ec.4.8}$$

Donde,

T1 = Tiempo de muestra en segundos para el cual se desea calcular el número de conmutaciones que los mosfets realizan.

T2 = Tiempo de 0.0168 segundos donde conmutan los 84 vectores intermedios para generar un periodo de la señal de salida de voltaje de fase del inversor.

N2 = Número total de conmutaciones que realizan los mosfets para generar un periodo de las señales de voltaje de salida del inversor trifásico.

N3 = Número de conmutaciones totales para el tiempo de muestra T1.

Reemplazando por los valores respectivos, tenemos:

$$\frac{0.1}{0.0168} * 1008 = 6000$$

Por lo tanto, según el resultado de la ecuación 4.8, los mosfets realizan 6000 conmutaciones (3000 aperturas y 3000 cierres de los dispositivos de conmutación) en un periodo de 0.1 segundos (figura 4.34), para permitir o no el paso de corriente y, así, generar las señales de salida de voltaje de fase del inversor trifásico mostrado en la figura 4.31. De esta forma, se demuestra que los dispositivos de conmutación realizan un alto número de conmutaciones para generar la señal de salida del inversor utilizando la modulación SVPWM (6000 conmutaciones para un tiempo de 0.1

segundos) y, en consecuencia, se podrá producir un mayor número de pérdidas por conmutación.

A continuación se muestra la comparación entre las señales de entrada y las señales de salida de los voltajes de Fase:

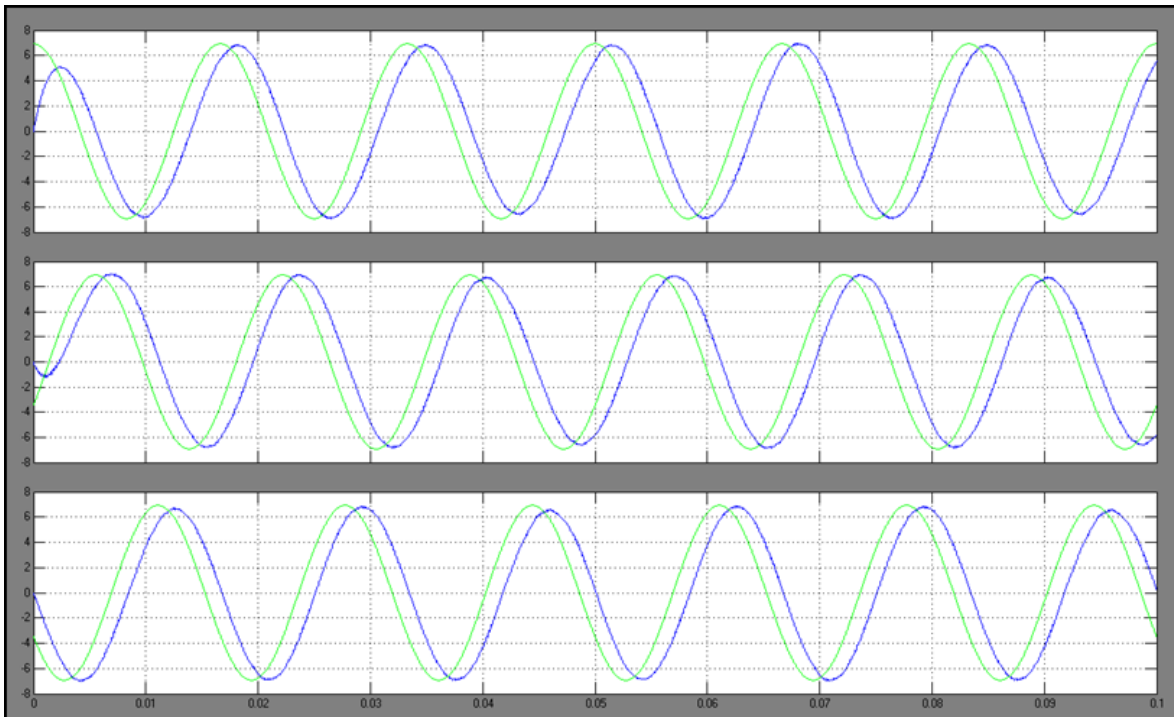


Figura 4.36 Señales de Entrada y de Salida de los voltajes de fase

Elaboración propia

En la figura 4.36 se puede observar la similitud entre la onda de entrada (onda verde) y la señal de salida de los voltajes de fase (onda azul). Se ve que existe cierto desfase por parte de la señal de salida, esto es debido a la constante de tiempo del filtro que se utiliza. Este hecho puede suceder en la realidad, por eso es que se necesita de un microcontrolador que sea de un procesamiento rápido. La amplitud de las dos señales es  $(12/\sqrt{3})V_{dc}$ , siendo  $V_{dc} = 12$  voltios. La SVPWM permite que variemos el voltaje y la frecuencia según más nos convenga. Esto en la simulación se puede realizar muy fácilmente modificando el índice de modulación ( $m$ ) para obtener el voltaje deseado (dentro del rango  $0 < m < 1$  para que no haya sobremodulación – Anexo A-10) y variando la frecuencia de las señales de entrada para lograr una frecuencia variable de salida (Anexo A-14).



Por último, se muestra una señal de tensión de salida generada por 12 vectores intermedios en comparación con la señal de salida de la figura 4.36 generada por 84 vectores intermedios. Se comprobará que al emplear un mayor número de vectores intermedios, la señal de salida es cosenoidal con una baja cantidad de armónicos debido a un elevado número de conmutaciones (mayor frecuencia de conmutación en comparación a la frecuencia fundamental), lo que traería como consecuencia grandes pérdidas por conmutación. Por otro lado, una señal de tensión generada por un número menor de vectores intermedios traerá, como consecuencia, una mayor cantidad de armónicos debido a la disminución de la frecuencia de conmutación (la relación entre la frecuencia de conmutación y la frecuencia fundamental disminuye), lo que hará que se tenga unas menores pérdidas por conmutación. Tomar en cuenta que las señales a mostrar tendrán una frecuencia fundamental de 60 hertz.

Seguido se muestra la señal de salida de voltaje de fase generada por 12 vectores intermedios:

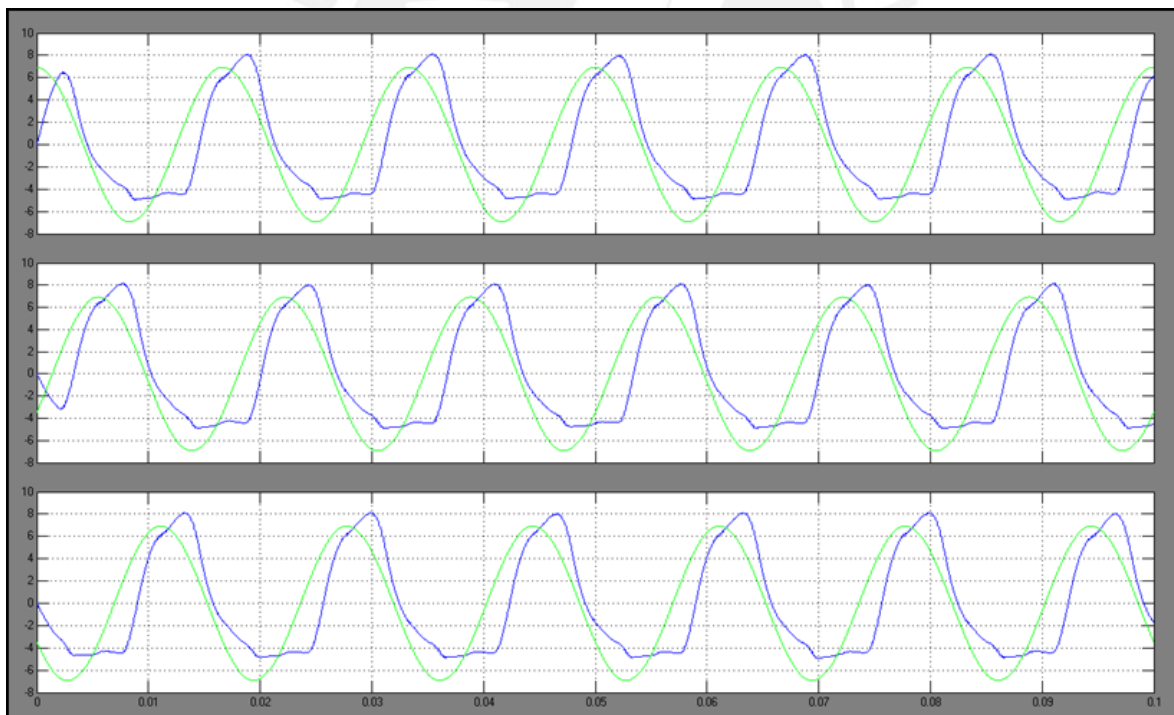


Figura 4.37 Señal de salida del Voltaje de Fase usando 12 vectores intermedios

Elaboración propia

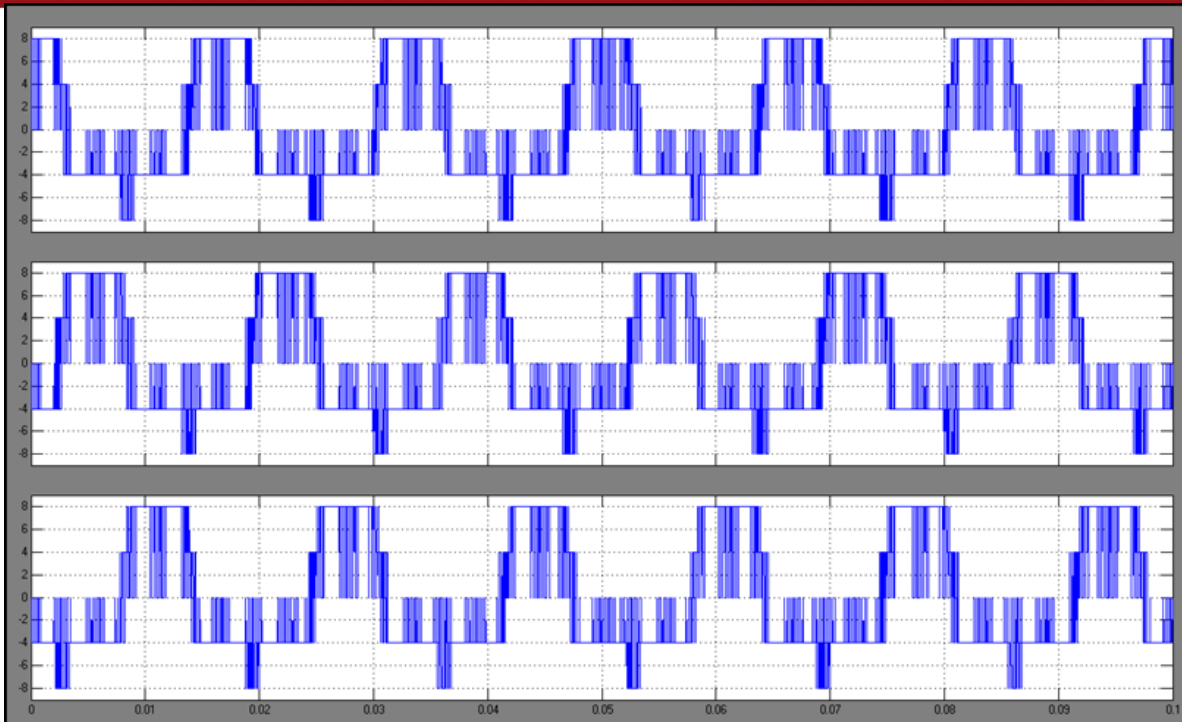


Figura 4.38 Señal de salida del Voltaje de Fase del Bloque Inversor usando 12 vectores intermedios

Elaboración propia

En la figura 4.37 se muestra la señal de salida de tensión trifásica utilizando 12 vectores intermedios (onda azul). Se logra cambiar el número de vectores intermedios, utilizados para generar la señal de salida, reemplazando el valor del periodo de conmutación  $T_s$  (y de esta manera la frecuencia de conmutación) en el código del programa de Matlab (Ver Anexo A-7) por el valor que uno desea. Entonces, para las señales de salida de la figura 4.37 y 4.38 la frecuencia de conmutación que se utiliza es de 720 hertz ( $720 \text{ hertz} = 60 \text{ hertz} * 12 \text{ vectores intermedios}$ ) y el valor de  $T_s$  es 0.00139 segundos. Como se observa en la figura 4.37, por la forma de onda de salida, existe bastante rizado y una mayor distorsión armónica. La frecuencia de conmutación de las señales de salida de voltaje de fase de la figura 4.37 es menor (720 hertz) en comparación con la señal anterior mostrada en las figuras 4.31 y 4.36 (5000 hertz). En consecuencia, el número de conmutaciones también disminuye; esto se comprueba de igual forma que para la señal anterior que utiliza 84 vectores intermedios (número de conmutaciones mostrado en las señales de control de las figuras 4.34 y 4.35), es decir, calculando el número de conmutaciones que realizan los mosfets en un periodo de tiempo, donde los 12 vectores intermedios conmutan para generar un periodo de las señales de salida del inversor de la figura 4.37, lo cual, corresponde a un periodo de 0.0167 segundos ( $0.00139 \text{ segundos} * 12 \text{ vectores intermedios}$ ); y, además,

obteniendo el número de conmutaciones que realizan los mosfets en el periodo de 0.1 segundos (mostrado en las figuras 4.37 y 4.38); utilizando, también, las ecuaciones 2.2 y 4.8 respectivamente:

Obteniendo el número de conmutaciones de los mosfets para 0.0167 segundos utilizando la ecuación 2.2:

$$12 \text{ vectores intermedios} * 12 \text{ conmutaciones} = 144 \text{ conmutaciones totales}$$

Como se puede apreciar, los mosfets tienen que realizar 144 conmutaciones para generar un periodo de las señales de salida de voltajes de fase del inversor trifásico (periodo de 0.0167 segundos), teniendo una frecuencia fundamental de 60 hertz y una frecuencia de conmutación de 720 hertz. Para el periodo de 0.1 segundos se calcula el número de conmutaciones que realizan los mosfets utilizando la ecuación 4.8:

$$\frac{0.1}{0.0167} * 144 = 863 \text{ conmutaciones}$$

Por lo tanto, para un periodo de 0.1 segundos, como las figuras 4.37 y 4.38, los mosfets tienen que realizan 863 conmutaciones para así poder generar dichas señales de salida del inversor mostradas en aquellas figuras.

De esta forma, comparando los resultados de los números de conmutaciones que realizan los mosfets para la señal que utiliza 84 vectores intermedios con los resultados para la señal que utiliza 12 vectores intermedios, se comprueba que utilizando un menor número de vectores intermedios (y en consecuencia una frecuencia de conmutación menor) para generar las señales de salida de voltaje de fase del inversor, se reduce el número de conmutaciones que tienen que realizar los mosfets, lo cual producirá un menor número de pérdidas por conmutación.

En la figura 4.38 se muestra las señales de salida de los voltajes de fase del Bloque Inversor (señales de salida antes del filtro). En esta figura se muestra las tres ondas de corriente alterna cuadradas desfasadas 120° una de otra. Para realizar el análisis de los armónicos de las señales de salida y así poder compararlo con las señales de salida de la figura 4.30 que utiliza 84 vectores intermedios, se efectúa la transformada de Fourier de la primera señal de salida del Bloque Inversor desfasada 0° que muestra la figura 4.38, para así obtener dicha señal en el espectro de frecuencia. A continuación

se muestra el espectro de frecuencia de la primera señal de salida de voltaje de fase del Bloque Inversor de la figura 4.38:

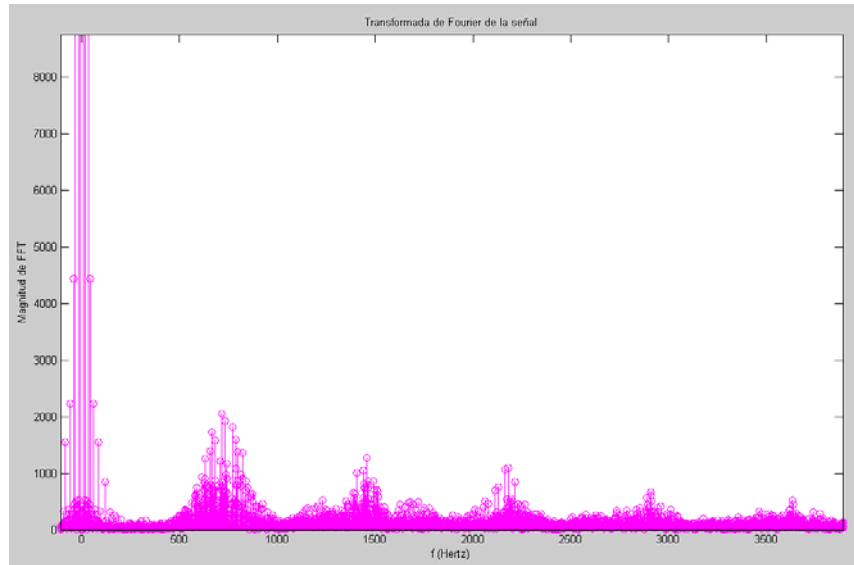


Figura 4.39 FFT de la señal de salida del Voltaje de Fase (desfasada 0°) del Bloque Inversor de la figura 4.38, usando 12 vectores intermedios  
Elaboración propia

Como muestra la figura 4.39, se presentan agrupaciones de armónicos en frecuencias múltiplos de la frecuencia conmutación de 720 hertz, armónicos alrededor de la frecuencia fundamental y la componente fundamental de +/- 60 hertz con un módulo de 32525.9772. El THD que presenta el espectro de frecuencia de la señal evaluada (figura 4.38) en la figura 4.39 es de 73.27%, un valor alto de distorsión armónica que será disminuido por el filtro pasabajos (figura mostrada posteriormente). Los armónicos alrededor de la componente fundamental (primer armónico de orden n=1) más resaltantes son:

Orden del Armónico (n)	Frecuencia (Hertz)	Magnitud/Módulo (FFT)
2.33	140	13180.4724
3	180	186.6264
4.25	255	8852.1
5	300	4545.3276

Tabla 4.5 Los armónicos mas resaltantes alrededor de la componente fundamental de 60 hertz de la figura 4.39  
Elaboración propia

En la tabla 4.5 se puede apreciar el bajo valor de la armónica de tercer orden en comparación con la magnitud de la componente fundamental y del resto de las armónicas presentadas en dicha tabla.

Dentro de las agrupaciones de armónicos centradas en frecuencias múltiplos de la frecuencia de conmutación utilizada, tenemos los siguientes armónicos más resaltantes:

Orden del Armónico (n)	Frecuencia (Hertz)	Magnitud/Módulo (FFT)
11.94	716.4	2360.6292
12.23	733.68	2333.4216
13.67	820	1752.168
24.036	1442.16	1292.4336
24.23	1453.58	1317.9756
35.172	2110.32	775.71
36.9	2214	898.8276
48.132	2887.92	767.748
48.42	2905.2	956.562
60.516	3630.96	571.3104

Tabla 4.6 Los armónicos mas resaltantes de las agrupaciones de armónicos centradas en frecuencias múltiplos de la frecuencia de conmutación de la figura 4.39

Elaboración propia

Como se puede observar en la figura 4.39 y evaluar la cantidad de armónicos que presentan las tablas 4.5 y 4.6, las señales de salida de la figura 4.38 (señales de salida de voltaje de fase del bloque inversor de frecuencia de conmutación de 720 hertz que se está analizando) presenta mayor cantidad de armónicos y un mayor THD (73.27%) en comparación con las señales de salida de voltaje de fase de la figura 4.30 de frecuencia de conmutación de 5000 hertz (evaluada en el espectro de frecuencia en la figura 4.32 y en las tablas 4.3 y 4.4), que tiene un THD de 49.87%. Esto sucede debido a que las señales de salida de la figura 4.38 utiliza un número menor de vectores intermedios (12 vectores) para ser generadas por el inversor en comparación con las señales de salida de la figura 4.30 que utiliza 84 vectores intermedios. Seguido se muestra el espectro de frecuencia de la primera señal de salida de voltaje de fase desfasada 0° de la figura 4.37 (señal filtrada):

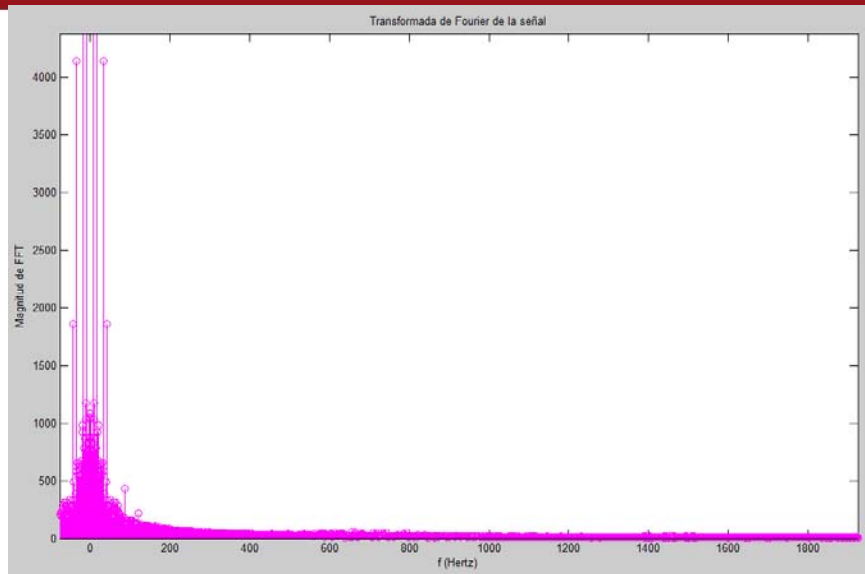


Figura 4.40 FFT de la señal de salida del Voltaje de Fase (desfasada  $0^\circ$ ) del Bloque del Filtro de la figura 4.37, usando 12 vectores intermedios

Elaboración propia

En la figura 4.40 se observa la disminución de armónicos de la figura 4.39 debido al filtro pasabajos utilizado. El espectro de frecuencia mostrado en la figura 4.40 corresponde a la primera señal de la figura 4.37 (señal de salida del Bloque del Filtro que se entrega a la carga) y presenta un THD de 31.83%. Este valor es mucho mayor al obtenido en la figura 4.33 (espectro de frecuencia de la señal de salida del voltaje de fase del Bloque del Filtro que utiliza 84 vectores intermedios), que es de 1.11%. Este mayor nivel de distorsión armónica presente en la señal de la figura 4.37 (mostrado en el espectro de frecuencia de la señal de la figura 4.40) es debido, como anteriormente se menciona, a que las señales de salida de la figura 4.37 utilizan 12 vectores intermedios para ser generadas en comparación con las señales de salida de voltaje de fase de la figura 4.31 que utiliza 84 vectores intermedios (mostrada también en la figura 4.36). Por otro lado, el valor obtenido de THD para la figura 4.40 (31.83%) sobrepasa el valor aceptado por la Norma Técnica de Calidad de los Servicios Eléctricos Peruana (THD menor a 8%), por lo cual se deduce que esta modulación SVPWM utilizando 12 vectores intermedios no es la adecuada para emplear.

Finalmente, se puede afirmar, debido a los resultados obtenidos, que mientras se utilicen más vectores intermedios para generar las señales de salida de voltajes de fase del inversor trifásico, las ondas de corriente alterna de salida tendrán una forma más senoidal y una menor distorsión armónica (THD y número de armónicos), pero el número de conmutaciones de los semiconductores aumentará, lo que ocasiona



mayores pérdidas por conmutación. Por lo cual, se aconseja utilizar un mínimo de 36 vectores intermedios para generar las señales de salida del inversor, puesto que de esa manera el nivel armónico disminuirá en comparación con la modulación mostrada que utiliza 12 vectores intermedios y las perdidas por conmutación (número de conmutaciones de los mosfets) serán menores en comparación con la modulación mostrada que utiliza 84 vectores intermedios (utilizando una frecuencia fundamental de 60 hertz). A continuación se muestra los resultados de la modulación utilizando 36 vectores intermedios para ratificar lo mencionado:

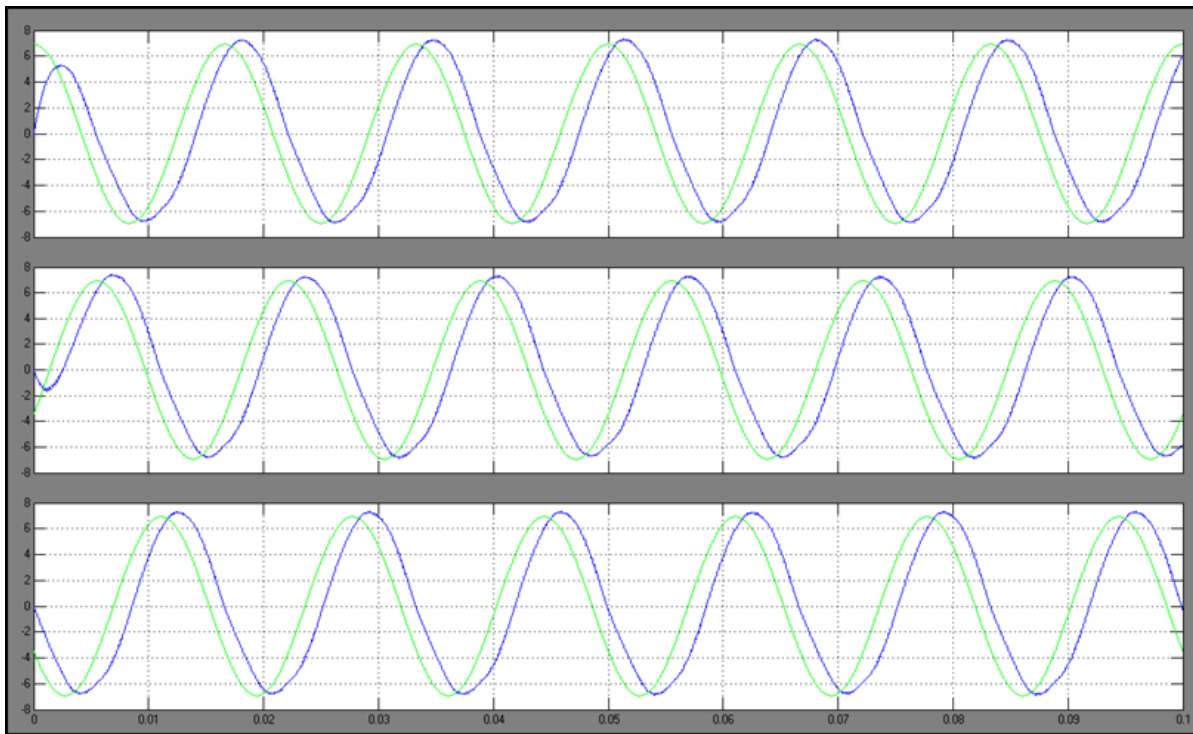


Figura 4.41 Señal de salida del Voltaje de Fase usando 36 vectores intermedios

Elaboración propia



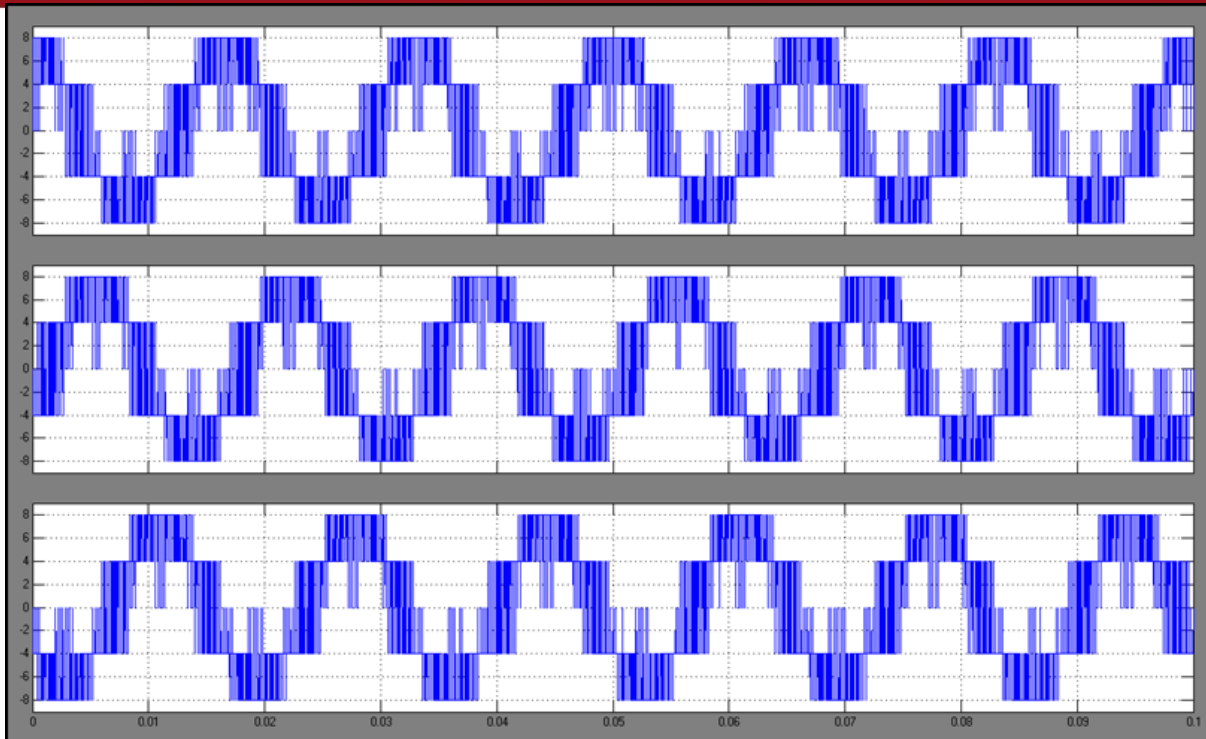


Figura 4.42 Señal de salida del Voltaje de Fase del Bloque Inversor usando 36 vectores intermedios  
Elaboración propia

En las figuras 4.41 y 4.42 se muestran las señales de salida de voltaje de fase del Bloque del Filtro y del Bloque del Inversor respectivamente. Dichas señales tienen una frecuencia fundamental de 60 hertz, una frecuencia de conmutación de 2160 hertz y utilizan 36 vectores intermedios para ser generadas ( $36 \text{ vectores} = 2160\text{Hz} / 60 \text{ Hz}$ ). Como se puede apreciar, se muestran tres señales cosenoidales desfasadas  $120^\circ$  una de otra. Presenta una baja distorsión armónica y poco rizado, en comparación con las señales mostradas en las figuras 4.37 y 4.38 que utilizan 12 vectores intermedios para ser generadas. A continuación se muestra la transformada de Fourier de la primera onda de corriente alterna cuadrada desfasada  $0^\circ$  de la figura 4.42, para así poder evaluar el contenido armónico en el espectro de frecuencia:

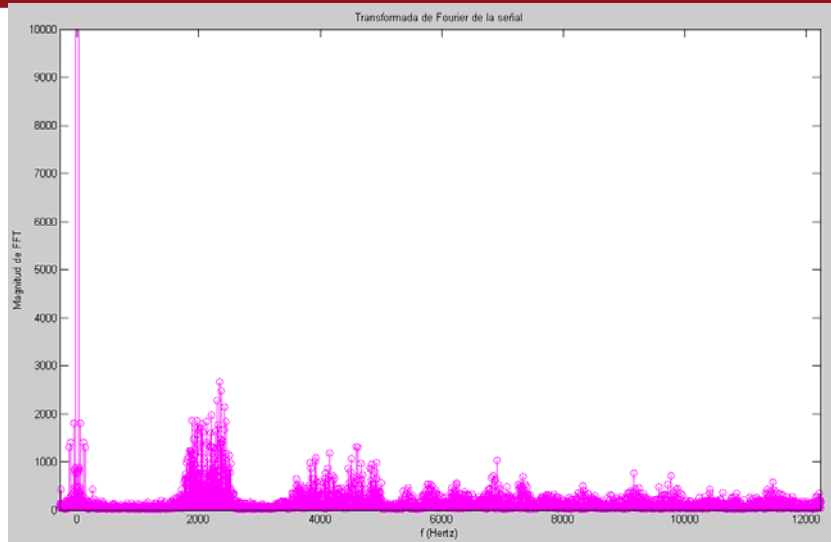


Figura 4.43 FFT de la señal de salida del Voltaje de Fase (desfasada 0°) del Bloque Inversor de la figura 4.42, usando 36 vectores intermedios  
Elaboración propia

Como se puede observar en la figura 4.43, se muestra un contenido armónico menor a la señal que utiliza 12 vectores intermedios evaluada en la figura 4.39. El valor de THD de la figura 4.43 es de 62.45%; dicho valor es menor al valor presentado por la figura 4.39 que es de 73.27%. La componente fundamental se encuentra en los +/- 60 hertz y presenta un módulo de 37989.2841. Se muestran agrupaciones de armónicos centrados en las frecuencias múltiplos de la frecuencia de conmutación de la señal. Los armónicos más resaltantes son los siguientes:

Orden del armónico (n)	Frecuencia (Hertz)	Magnitud/Módulo (FFT)
34.092	2045.52	2678.082
36.972	2218.32	2347.8168
65.41	3924.74	1142.9724
76.72	4602.96	1298.136
90.9	5454	622.3308
104	6240	615.9156
180	10800	303.9336

Tabla 4.7 Los armónicos mas resaltantes de las agrupaciones de armónicos centradas en frecuencias múltiplos de la frecuencia de conmutación de la figura 4.43  
Elaboración propia

Estas agrupaciones de armónicos presentes en la señal, mostrados en la figura 4.43, son eliminados por el filtro pasabajos de primer orden utilizado (Bloque del Filtro), para

así poder obtener la señal cosenoidal pura que muestra la figura 4.41. De esta manera, se muestra a continuación el espectro de frecuencia de la primera señal de salida de voltaje de fase (desfasada  $0^\circ$ ) de la figura 4.41, para realizar el análisis del nivel de armónicos presentes:

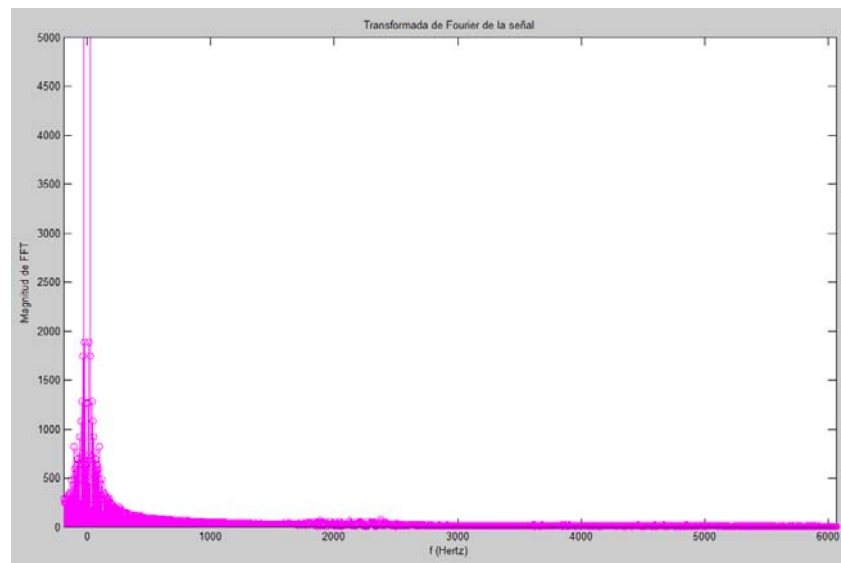


Figura 4.44 FFT de la señal de salida del Voltaje de Fase (desfasada  $0^\circ$ ) del Bloque del Filtro de la figura 4.41, usando 36 vectores intermedios

Elaboración propia

Como se aprecia en la figura 4.44, debido al filtro pasabajos, se eliminan la mayor parte de los armónicos y de la distorsión armónica; logrando de esa manera un THD de 5.15%, menor al THD de 31.83% que presenta la señal de salida que utiliza 12 vectores intermedios para ser generada de la figura 4.37 (evaluada en la figura 4.40). El valor de THD obtenido en la figura 4.44 está dentro de lo aceptado por la Norma Técnica de Calidad de los Servicios Eléctricos Peruana (menor a 8%). De esta forma, en cuanto al nivel de distorsión armónica, se demuestra que la modulación SVPWM que utiliza 36 vectores intermedios para generar las señales de salida de voltaje de fase del inversor, es adecuada para poder ser utilizada para baja o mediana potencia.

Por otro lado, la señal que utiliza 36 vectores intermedios presentará una menor pérdida por conmutación en comparación con la señal de salida del inversor que utiliza 84 vectores intermedios; esto se comprueba de la siguiente forma utilizando las ecuaciones 2.2 y 4.8 respectivamente:

$$36 \text{ vectores intermedios} * 12 \text{ conmutaciones} = 432 \text{ conmutaciones totales}$$

Para el periodo 0.0167 segundos (36 vectores \* (1/2160Hz)), el cual corresponde al tiempo en el cual los 36 vectores intermedios conmutan para generar un periodo de la señal de salida del inversor, los mosfets conmutan 432 veces. Ahora, para el periodo de 0.1 segundos, mostrado en la figura 4.41 y 4.42, se necesitan la siguiente cantidad de conmutaciones:

$$\frac{0.1}{0.0167} * 432 = 2587$$

Por último, se observa que las señales de salida de voltaje de fase del inversor, que utilizan 36 vectores intermedios para ser generadas, necesitan de 2587 conmutaciones por parte de los mosfets de potencia en un periodo de 0.1 segundos. De esta manera, se comprueba que esta señal efectúa menos conmutaciones que la señal de salida que utiliza 84 vectores intermedios y, por lo cual, presenta una menor pérdida por conmutación.

#### **4.6 Desarrollo del Algoritmo de Control**

Para poder obtener la secuencia de pulsos que necesita el inversor para lograr la onda de salida trifásica, se necesita de un algoritmo que puede realizar esto a partir de los datos de magnitud y ángulo del vector de referencia y de la señal de tiempo triangular (rampa).

El código del programa, hecho en base al diagrama del algoritmo de control (figura 3.4), lo primero que hace es identificar el sector donde se encuentra el vector de referencia, permitiendo saber qué vectores directores adyacentes intervendrán en la formación de los vectores intermedios. Luego, calcula el tiempo de aplicación de los vectores activos y de los vectores nulos mediante la ecuación Ec.2.1 (planteada en el capítulo 2). El tiempo de aplicación de estos vectores es comparado con la señal de tiempo triangular (señal portadora). Dependiendo de dicha comparación, se genera la secuencia de pulsos para la activación o no del interruptor (dispositivo de conmutación). Por último, esta secuencia es entregada al Bloque Inversor. De esta manera es cómo funciona el programa desarrollado para conseguir una secuencia de pulsos que permitirán al Inversor obtener la señal senoidal (Ver Anexo A-7).

#### 4.7 Resultados y análisis

Los primeros resultados mostrados son referentes al diseño de los drivers, el arreglo de Mosfets y circuito esquemático completo. Se puede observar los valores de cada componente, de las tensiones y de las corrientes que circulan por cada circuito. Estos valores se hallaron mediante cálculos y hojas de datos de cada componente. Se tiene experiencia con el manejo de estos dispositivos, por tal motivo los cálculos realizados y el diseño reflejan el verdadero comportamiento real de los circuitos. Como se quiere trabajar a una potencia de 0.5 KW, con una batería de 12 voltios (Vdc), y por lo tanto la corriente nominal será de 41.6 amperios, se han utilizado Mosfets de potencia que soporten esta cantidad de corriente y voltaje, por lo cual el arreglo de semiconductores funcionaría correctamente a plena carga. Los drivers para la activación de los Mosfets funcionan correctamente según hoja de datos y la experiencia de haber trabajado con componentes y diseños de este tipo. Por otro lado, como anteriormente se menciona, en la salida del inversor trifásico diseñado se deberá conectar el transformador elevador trifásico 5/220 Vac (750W) para entregar la tensión de 220 Vac a la carga, ya que el nivel de voltaje RMS obtenido a la salida del inversor es de 5 voltios aproximadamente (Voltaje real RMS es de 4.9 voltios y amplitud máxima del voltaje es de 6.93 voltios, aproximadamente 7 voltios).

Después se realiza la simulación de la modulación de ancho de pulso de Vector Espacial, donde se puede observar los diversos bloques para desarrollar todo el sistema. Se comprueba cómo a partir de una entrada de tres sinusoidales se genera la secuencia de pulsos para la conmutación de los semiconductores y se llega a obtener a la salida del inversor una señal trifásica senoidal con frecuencia fundamental de 60 hertz, frecuencia de conmutación de 5000 hertz, amplitud máxima de 7 voltios aproximadamente ( $6.93 \text{ voltios} = V_{dc} / \sqrt{3}$ , siendo  $V_{dc} = 12$  voltios) y con menor distorsión armónica. Se compara las señales senoidales de referencia con las señales de salida, y se comprueba las similitudes entre ellas. Existe un pequeño desfase pero es debido al filtro utilizado. Además, se puede observar y analizar la señal de control (modulación PWM) y la señal de salida de los voltajes de fase antes del filtro. Asimismo, se analiza los diversos armónicos presentes en la señal de salida sin filtrar mediante la transformada de Fourier (FFT), en donde se observa que los armónicos más resaltantes están centrados en regiones del espectro múltiplos de la frecuencia de conmutación. Al utilizar el filtro de primer orden diseñado, se eliminan dichos armónicos, logrando obtener la señal senoidal pura de voltaje de fase con una baja

distorsión armónica. Esta señal senoidal también es analizada mediante la FFT para observar la disminución de los armónicos; de esta forma se comprueba una de las premisas que se planteo. Además, se muestra la manera como se puede variar la amplitud y la frecuencia de la señal de salida a partir de la variación del índice de modulación y de la frecuencia de las señales de entrada respectivamente. Por último, se muestra y se analiza (en el tiempo y en la frecuencia) dos señales de salida del inversor originadas por un diferente número de vectores intermedios.

Cabe mencionar que la frecuencia de conmutación utilizada para lograr una señal de salida senoidal pura adecuada es de un mínimo de 2160 hertz (a una frecuencia fundamental de 60 hertz), cumpliendo con los premisas planteadas en un inicio como una baja distorsión armónica y un adecuado nivel de pérdidas por conmutación; pero dicha frecuencia se encuentra aún en la frecuencia audible, por lo cual, se sugiere trabajar a una frecuencia de conmutación mínima de 10K hertz para así evitar el ruido de trabajo del inversor.

Finalmente se puede decir que con estas simulaciones y este diseño se puede comprobar la eficiencia de este tipo de modulación con respecto a todas las demás usadas, viéndose reflejado en su distorsión armónica y en el nivel de conmutación. Con el adecuado microcontrolador de procesamiento rápido (tipo DSP) se puede lograr una conmutación más rápida de los mosfets, volviendo más eficiente este tipo de control y el más adecuado para el control de los voltajes y las frecuencias de señal de salida trifásica a niveles mayores de potencia.

#### 4.8 Costos

En esta parte del documento se realiza un listado de los costos de los diversos componentes que se utilizarían para la implementación del inversor trifásico. Los precios que se tomaron en cuenta son del mercado local y de la página de Digi-key.

N°	Parte	Cantidad	Costo/unitario aproximado (soles)	Costo (soles)
1	Mosfet IRFZ48N	6	6.5	39
2	Mosfet IRF4905PbF	6	9	54
3	TMS320C240	1	60.3	60.3
4	Resistencia (variadas) – 1/4w	24	0.30	7.2



5	Resistencia de 1/2w	3	0.50	1.50
6	Resistencia de 1w	3	0.80	2.40
7	Resistencia de 5w	6	2	12
8	Capacitor 50V	6	2.20	13.20
9	Diodo de 250V – 40A	6	2.80	16.80
10	Transistor 2n3904	6	2	12
11	Transistor BD233	6	2.5	15
12	Optoacoplador 4n35	6	1.5	9
13	Fusible 50A	1	5.6	5.6
14	Fusible 1A	1	2.5	2.5
15	Disipador	1	20	20
16	Cable #6 / 50 amperios	4 metros	10	40
17	Batería de 12v – 80AH	1	562.4	562.4
18	Batería de 6v – 4AH	1	25	25
19	Tarjeta Impresa	1	71.80	71.80
20	Transformador elevador	1	1400	1400
21	Costo de Diseño	45% del Costo		1066.37
22	Otros	10% del Costo		236.97
<b>Total</b>				<b>3673.04</b>

Tabla 4.8 Presupuesto de los componentes que se utilizan para desarrollar el Inversor Trifásico  
 Elaboración propia

Cabe resaltar que para el Costo del Diseño se ha considerado el 45% del costo de los componentes debido a que es una disposición general o usual. Además, se ha considerado un 10% del costo total para gastos que se puedan presentar en el transcurso de la implementación.



## CONCLUSIONES

1. Con los resultados obtenidos de la simulación de la modulación de ancho de pulso de Vector Espacial (SVPWM), utilizando el programa Simulink del Matlab, se puede observar que las señales de voltaje de fase de salida del inversor trifásico son ondas muy similares a una senoidal con una baja distorsión armónica.
2. De acuerdo a las simulaciones, al utilizar un mayor número de vectores intermedios (reflejado en el alto periodo de conmutación), se pudo lograr una salida más senoidal con un bajo contenido armónico; sin embargo, para formar dichos vectores, el inversor debe efectuar un número mayor de conmutaciones por parte de los Mosfets para así representarlos, ocasionando que las pérdidas por conmutaciones aumenten. Entonces, se tiene que evaluar el rendimiento total que se obtiene con el funcionamiento con menor cantidad de vectores intermedios, que si bien dará un contenido armónico mayor que el anterior, tendrá menos pérdidas por conmutación. Son dos criterios entre los cuales se debe llegar a un compromiso para beneficio de la señal de salida.
3. Según el análisis efectuado del uso de diferentes números de vectores intermedios para generar los voltajes de fase de salida del inversor trifásico, se debe emplear un mínimo de 36 vectores intermedios (para una frecuencia de conmutación de 2160 Hz y una frecuencia fundamental de 60 Hz), pues presenta una señal de salida muy similar a una senoidal con un THD de 5.15% (aceptable para la Norma Técnica de Calidad de los Servicios Eléctricos Peruana) y un número de conmutaciones de 2587 (para 0.1 segundos) del dispositivo de conmutación. Al mostrar este valor de THD, la carga conectada al inversor se verá mínimamente afectada por el nivel armónico.
4. Mediante las simulaciones mostradas se puede observar y comprobar que con la técnica SVPWM es relativamente fácil variar la tensión y la frecuencia de la señal de salida pero requiere un elevado número de transformaciones al momento de ser implementada, lo que repercute en un tiempo de cálculo elevado.

## RECOMENDACIONES

1. En el caso de continuar con la investigación, se recomienda que se implemente el inversor trifásico utilizando la modulación por Vector Espacial con un mínimo de 36 vectores intermedios para una frecuencia fundamental de 60 hertz y una frecuencia de conmutación de 2160 hertz, puesto que las simulaciones elaboradas de dicha técnica muestran una señal de salida casi senoidal con una baja distorsión armónica y un adecuado número de conmutaciones de los dispositivos de conmutación. Considerar que dicha frecuencia de conmutación se encuentra en la frecuencia audible; por lo cual, si se quiere evitarlo, se sugiere trabajar a una frecuencia de conmutación mínima de 10K hertz y, por lo tanto, con 167 vectores intermedios.
2. Para implementar la modulación SVPWM en controles más complejos como es el caso del control de motores asíncronos, UPS, etc., se recomienda utilizar un microcontrolador de procesamiento rápido como el DSP de la familia TMS320C240xx, ya que disponen de unidades específicas de control SVPWM que funcionan en paralelo con la CPU. Esto permitiría un desarrollo más simple del algoritmo general de control y una ejecución más rápida. Dicho microcontrolador es especialista en el desarrollo de este tipo de modulación.
3. Si se busca incrementar el nivel de potencia del inversor, se deberá considerar realizar nuevos cálculos para hallar los Mosfets que puedan trabajar adecuadamente con los nuevos niveles de corriente y voltaje. También deberá implementarse nuevos drivers, dependiendo de los datos eléctricos de los dispositivos de conmutación.

**BIBLIOGRAFÍA**

- [1] RASHID, Muhammad H.  
  
2004 “Electrónica de Potencia: Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones”. Tercera Edición.  
México: Pearson Educación.
- [2] HART, Daniel W.  
  
2001 “Introducción a la Electrónica de Potencia”. Primera Edición.  
Madrid: Prentice Hall.
- [3] SOTORRÍO, P. J. y TRUJILLO, F. D.  
  
“Controlador Programable para Moduladores PWM” [en línea]  
Departamento Tecnología Electrónica. Escuela Universitaria Politécnica.  
Universidad de Málaga. [consultado 03/09/2009]  
<<http://www.euitt.upm.es/taee06/papers/S2/p55.pdf>>
- [4] BRETÓN SCHUWIRTH, Alberto Andrés.  
  
2003 “Diseño y Construcción de un Inversor Trifásico Multinivel de Cuatro Etapas Para Compensación Armónica y de Reactivos” [en línea]  
[consultado 05/10/2009]  
<<http://www2.ing.puc.cl/power/paperspdf/dixon/tesis/Breton.pdf>>
- [5] ELECTRÓNICA UNICROM  
  
Transistor bipolar o BJT [en línea] [consultado 07/09/2009].  
<[http://www.unicrom.com/Tut\\_transistor\\_bipolar.asp](http://www.unicrom.com/Tut_transistor_bipolar.asp)>
- [6] SOLUCIONES ENERGÉTICAS S.A.  
  
2008 Manual de Usuario Inversor Senoidal MINIVERTER [en línea] Madrid.  
[consultado 10/08/2009]  
<<http://www.solener.com/s250.pdf>>

- [7] BOWES, S. R. y LAI, Y.  
1997 "The Relationship Between Space-Vector Modulation and Regular-Sampled PWM". IEEE Trans. on Industrial Electronics. Vol. 44, N° 5, pp. 670-679.
- [8] HOLTZ, J.  
1994 "Pulse Width Modulation for Electronic Power Conversion", IEEE Proceedings, Vol. 82 N° 8, pp. 1194-1214.
- [9] KAZMIERKOWSKI, M. y SULKOWSKI, W.  
1991 "A Novel Vector Control Scheme for Transistor PWM Inverter-Fed Induction Motor Drive". IEEE Trans. on Industrial Electronics. Vol. 38, N°1, pp. 41-47
- [10] BOYLESTAD, Robert L. y NASHELSKY, Louis  
2003 "Teoría de Circuitos Y Dispositivos Electrónicos". Publicado por Pearson Educación. Páginas 245-252.
- [11] SEGUÍ CHILET, Salvador, GIMENO SALES, Francisco J., MASOT PERIS, Rafael y ORTS GRAU, Salvador.  
2003 "Control Vectorial de Inversores Trifásicos". Departamento de Ingeniería Electrónica. Universidad Politécnica de Valencia. Revista española de electrónica -- No. 582 y No. 584-585
- [12] MINISTERIO DE ENERGÍA Y MINAS  
1987 Norma de autoproducción de energía eléctrica y plantas eléctricas de emergencia [en línea] [consultado 03/03/2010]  
<<http://www.minem.gob.pe/archivos/dge/legislacion/normas/dge008-p-3-1987.pdf>>

## [13] MINISTERIO DE ENERGIA Y MINAS

2006 Norma Técnica de Calidad de los Servicios Eléctricos Peruana. Decreto Supremo N° 020-97-EM [en línea] [consultado 03/03/2010]  
<<http://www.minem.gob.pe/archivos/dge/publicaciones/compendio/ds02097mod.pdf>>

## [14] Revista del futuro [en línea] [consultado 25/05/2009]

2008 <<http://www.revistafuturos.info/futuros19/energia1.htm>>

## [15] RÍOS, Felipe

2003 Diseño y Construcción de un Inversor Trifásico Multinivel [en línea] Santiago de Chile. [consultado 14/10/2009]  
<<http://www2.ing.puc.cl/power/paperspdf/dixon/tesis/Rios.pdf>>

## [16] TECNOLÓGICO DE MONTERREY

2007 Efectos de los Armónicos en los Sistemas Eléctricos [en línea] México. [consultado 20/10/2009]  
<<http://www.mty.itesm.mx/etie/deptos/ie/profesores/allamas/cursos/>>

## [17] GONZALEZ-LONGATT, Francisco

2004 Modulación por Vector Espacial de Voltaje [en línea] [consultado 15/10/2009 y 12/01/2011]  
<<http://www.fglongatt.org.ve/Reportes/RPT2004-04.pdf>>

## [18] TEXAS INSTRUMENTS EUROPE

1998 Field Oriented Control of 3-Phase AC-Motors [en línea] [consultado 20/08/2009 y 15/01/2011]  
<<http://focus.ti.com.cn/cn/lit/an/bpra073/bpra073.pdf>>

- [19] VERNAVA, Angel y GIBBONS, Roberto
- 2007 Control PWM Trifásico Primera Parte. Control Escalar del Motor Asíncrono (SPWM) [en línea] Rosario (Argentina). [consultado 21/10/2009 y 05/02/2011]  
<<http://www.eie.fceia.unr.edu.ar/~potencia/CONTROL%20POR%20PWM%20TRIFASICO%202.pdf>>
- [20] VERNAVÁ, Angel y GIBBONS, Roberto
- 2007 Control PWM Trifásico Segunda Parte. Control Vectorial del Motor Asíncrono (SVM-FOC) [en línea] Rosario (Argentina). [consultado 25/10/2009, 16/11/2009 y 26/01/2011]  
<<http://www.eie.fceia.unr.edu.ar/~potencia/CONTROL%20VECTORIAL.pdf>>
- [21] GARCIA DE JALON, Javier, RODRIGUEZ, José Ignacio
- 2007 Aprenda Matlab 7.0 como si estuviera en primero
- [22] CORDERO GARCÍA, Raymundo
- 2010 Simplificación del algoritmo de modulación SVPWM para un inversor de dos niveles. Tesis (Ing.). Pontificia Universidad Católica del Perú. Facultad de Ciencias e Ingeniería. Lima. 64 p.
- [23] DIGIKEY CORPORATION
- [en línea] [consultado 18/11/2009] <<http://www.digikey.com/>>
- [24] ELECTRÓNICA UNICROM
- Filtro RC pasa bajo [en línea] [consultado 17/02/2011]  
<[http://www.unicrom.com/Tut\\_filtroRCpasabajo.asp](http://www.unicrom.com/Tut_filtroRCpasabajo.asp)>
- [25] NAVALPOTRO, Juan
- 2004 Analizadores de Espectro [en línea] [consultado 04/03/2011]  
<[http://www.abacantodigital.com/docs/RF-001\\_Analizadores\\_Espectro.pdf](http://www.abacantodigital.com/docs/RF-001_Analizadores_Espectro.pdf)>

[26] TORRES P., Carlos Andrés y MURILLO Y., Duberney

2008 Diseño y Construcción de un Inversor Trifásico [en línea] [consultado 19/04/2011 y 20/04/2011]  
<<http://www.utp.edu.co/php/revistas/ScientiaEtTechnica/docsFTP/9514537-42.pdf>>

[27] RODRÍGUEZ ORTIZ, Carlos Andrés

2004 Diseño e Implementación de Prácticas para el laboratorio de electrónica industrial: Inversor Monofásico. Tesis (Ing.). Pontificia Universidad Javeriana. Facultad de Ingeniería. Departamento de Ingeniería. Bogotá, D.C. [en línea] [consultado 20/04/2011 y 21/04/2011]  
<<http://www.javeriana.edu.co/biblos/tesis/ingenieria/tesis06.pdf>>





INDICE

ANEXO A – 1.....	2
ANEXO A – 2.....	3
ANEXO A – 3.....	7
ANEXO A – 4.....	14
ANEXO A – 5.....	15
ANEXO A – 6.....	18
ANEXO A – 7.....	19
ANEXO A – 8.....	22
ANEXO A – 9.....	23
ANEXO A – 10.....	25
ANEXO A – 11.....	28
ANEXO A – 12.....	30
ANEXO A – 13.....	39
ANEXO A – 14.....	43
ANEXO A – 15.....	45

## ANEXO A - 1

### Modulación PWM

Modulación por ancho de pulso único: Sólo hay un pulso en cada mitad de periodo y el ancho del pulso es variado para controlar el voltaje de salida. La señal de control es generada comparando una onda rectangular de referencia con una onda triangular [1].

Modulación por ancho de pulso múltiple: El contenido de armónicos es reducido usando varios pulsos en cada mitad de periodo. El encendido y apagado de los transistores se realiza comparando una señal de referencia con una onda triangular. La frecuencia de la señal de referencia determina la frecuencia de la señal de salida. La frecuencia de la señal triangular determina el número de pulsos por medio ciclo [1].

Modulación por ancho de pulso sinusoidal (SPWM): En vez de mantener los anchos de los pulsos constantes, el ancho de pulso es proporcional a la amplitud de una onda sinusoidal de referencia. El factor de distorsión es reducido significativamente comparado al de múltiple modulación. Este tipo de modulación elimina todos los armónicos menores o iguales a dos veces el número de pulsos por medio ciclo menos uno [1].

Modulación por ancho de pulso sinusoidal modificada: Los anchos de pulsos más cercanos al pico de la onda sinusoidal no cambian mucho al variar el índice de modulación. Esto se debe a las características de una onda sinusoidal, y la técnica de SPWM se puede modificar para que se aplique la onda portadora durante los primeros y últimos intervalos de  $60^\circ$  por medio ciclo. Esta modulación por ancho de pulso sinusoidal modificada aumenta la componente fundamental y mejora sus características armónicas. Reduce la cantidad de conmutación de los dispositivos de potencia, y también reduce las pérdidas por conmutación [1]

## ANEXO A - 2

### Definición y proyección del Vector Espacial

El Vector Espacial es una herramienta muy útil para realizar diversas aplicaciones de control. En particular, la principal aplicación para la cual se ha desarrollado el control vectorial es la del control de motores trifásicos de inducción de corriente alterna. Por eso es que se indica a continuación la definición y proyección del Vector Espacial con respecto a dicha aplicación [11].

El Vector Espacial aplicado al control de un motor trifásico de inducción, permite separar las variables del motor de forma que se logra un control donde no influya la velocidad ni el par, similar a un motor de corriente continua. Este vector es una representación de un sistema trifásico, ya sea de tensiones, corrientes, etc., que se utiliza, principalmente, para controlar las corrientes del estator de un Motor de Corriente Alterna (CA). Este control es basado en las proyecciones que transforma un sistema trifásico dependiente del tiempo y de la velocidad en un sistema de dos coordenadas invariante en el tiempo. Estas proyecciones llegan a una estructura similar a la de un control de una máquina de Corriente Continua (CC), logrando así que el control del motor de CA adquiera todas las ventajas de un control de motor de CC, y, además, se libere de los inconvenientes de la conmutación mecánica.

Los voltajes, corrientes y flujos trifásicos de un motor de CA pueden ser analizados, como se dijo anteriormente, en términos de vectores espacio complejos. Con respecto a las Corrientes (que también aplica a los Voltajes), el Vector Espacial puede ser definido de la siguiente manera:

Asumiendo que  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  son las corrientes instantáneas en las fases del estator; entonces el vector de corriente complejo del estator  $\bar{i}_s$  es definido por:

$$\bar{i}_s = i_a + \alpha i_b + \alpha^2 i_c$$

Donde  $\alpha = e^{j\frac{2}{3}\pi}$  y  $\alpha^2 = e^{j\frac{4}{3}\pi}$ , representa los operadores espaciales. El siguiente diagrama muestra el vector espacial complejo de corriente del estator:

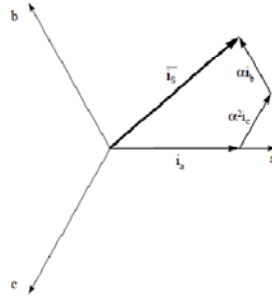


Figura 1. Vector Espacial de corriente del estator

Donde  $(a,b,c)$  son las ejes del sistema trifásico. Este vector espacial de corriente representa un sistema trifásico sinusoidal. Pero la representación de este vector espacial (vector representado por el sistema de tres ejes) aún necesita ser transformada en un sistema de dos coordenadas invariante en el tiempo (vector espacial deberá ser representado solo por dos coordenadas). Esta transformación puede dividirse en dos pasos:

- $(a,b,c) \rightarrow (\alpha,\beta)$ : La Transformación de Clarke, cuya salida es un sistema de dos coordenadas variante en el tiempo.
- $(\alpha,\beta) \rightarrow (d,q)$ : La Transformación de Park, cuya salida es un sistema de dos coordenadas invariante en el tiempo.

Transformación de Clarke: Proyección  $(a,b,c) \rightarrow (\alpha,\beta)$

La transformación Clarke consiste en que el Vector Espacial puede ser representado en otro marco de referencia con solo dos ejes ortogonales llamados  $\alpha$  y  $\beta$ . Asumiendo que el eje "a" y el eje " $\alpha$ " están en la misma dirección, tenemos el siguiente diagrama del vector:

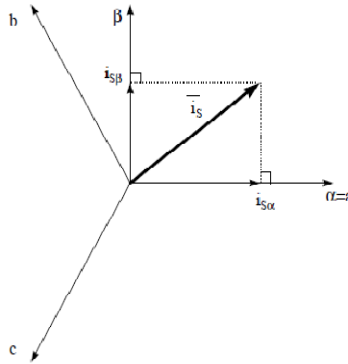


Figura 2. Vector Espacial de corriente y los componentes en  $\alpha$  y  $\beta$

La proyección que modifica el sistema trifásico en el sistema de dos dimensiones ortogonales  $\alpha$  y  $\beta$  es el siguiente:

- $i_{s\alpha} = i_a$
- $i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}i_a + \frac{2}{\sqrt{3}}i_b$

Entonces obtenemos un sistema de dos coordenadas pero que aún depende del tiempo y de la velocidad [18].

Transformación de Park: Proyección  $(\alpha, \beta) \rightarrow (d, q)$

La Transformación Park consiste en que modifica el sistema ortogonal de dos fases en el Marco de Referencia Rotacional “d y q”. Si consideramos el eje “d” alineado con el flujo del Rotor, el siguiente diagrama muestra, para el vector de corriente, la relación entre los dos marcos de referencia:

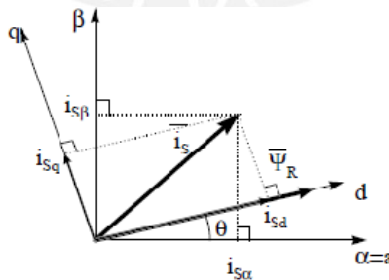


Figura 3. Vector Espacial de corriente el estator y los componentes en  $\alpha$  y  $\beta$  y los componentes en marco de referencia rotacional d y q

Donde  $\theta$  es la posición del flujo del rotor. Los componentes del flujo y del rotor del vector de corriente son determinados por las siguientes ecuaciones:

- $i_{sd} = i_{s\alpha} \cos \theta + i_{s\beta} \sin \theta$  (componente de Flujo)
- $i_{sq} = -i_{s\alpha} \sin \theta + i_{s\beta} \cos \theta$  (componente de Torque)

Estos componentes dependen de los componentes del vector de corriente  $\alpha$  y  $\beta$ , y de la posición del flujo del rotor  $\theta$ . Si conocemos la correcta posición del flujo del rotor, entonces, mediante esta proyección, los componentes d y q se vuelven constantes; ya que se tendría un marco de referencia rotacional que girará o rotará con la posición del vector espacial y según la posición del flujo del rotor, teniendo así un eje de dos coordenadas ortogonales “fijo” con respecto a la posición del vector espacial [18].

De esta manera obtenemos un sistema de dos coordenadas con las siguientes características:

- Sistema de dos coordenadas invariante en el tiempo.
- Con la componente del flujo  $i_{sd}$  y la componente del torque  $i_{sq}$ , el control directo del torque es posible y fácil.

Así se logra que el vector espacial, que representa un sistema trifásico, lo haga dentro de un sistema de dos coordenadas y que no dependa del tiempo [18].

## ANEXO A - 3

### Modulación del Vector Espacial

Conceptualmente consiste en generar nuevos vectores con los 8 que entrega el inversor, lo cual se logra reduciendo el tiempo de acción de los 6 vectores activos fijos intercalando tiempos muertos con los vectores nulos.

Esta acción se lleva a cabo en cada sextante con los dos vectores activos que encierran al mismo y los dos vectores nulos.

Definimos:

- $V_n$ : tensión nominal del motor
- $f_o$ : frecuencia nominal del motor
- $V_{ref}$ : tensión de salida para la velocidad fijada (o la frecuencia  $f_{ref}$ )
- $f_{ref}$ : frecuencia de la tensión de salida  $f_{ref} = 1/T$  (para la velocidad fijada)
- $m_v$ : índice de modulación de tensión  $m_v = V_{ref} / E$
- $T$ : período para un giro completo de  $360^\circ$  del vector
- $T_s$ : período de muestreo, es el tiempo total para generar un vector,
- $t_a$ : tiempo que permanece activo el primer vector director del sextante
- $t_b$ : tiempo que permanece activo el segundo vector director del sextante
- $t_o$ : tiempo de duración del vector  $V_o$
- $t_7$ : tiempo de duración del vector  $V_7$
- $K_d$ : Constante de discretización de la senoide: es la cantidad de puntos que se fijan sobre el círculo inscripto en el hexágono para obtener la onda de tensión de salida senoidal referenciada a dicha cantidad de puntos y por tanto es la cantidad de vectores que se fijan en el período  $T$

Por ejemplo, para el sentido de giro antihorario dado a los sextantes de la fig.1-a, el primer vector del sextante I será  $V_1$  y el segundo será  $V_2$ , en cambio para el sentido horario el primer vector del mismo sextante será  $V_2$  y el segundo  $V_1$ .



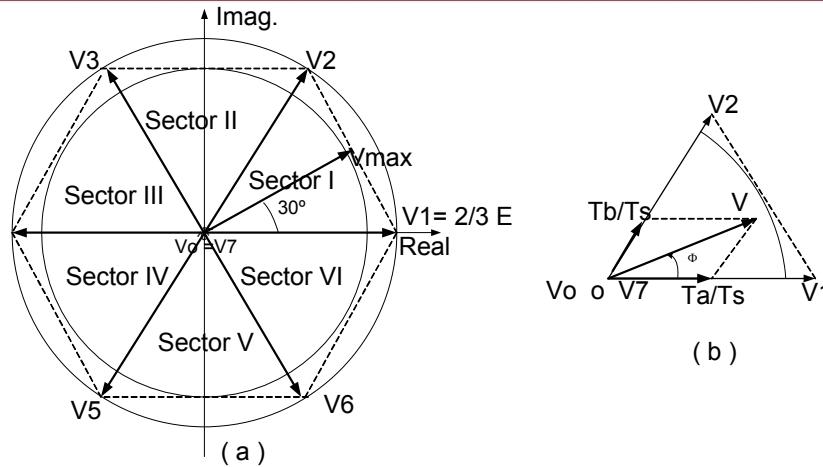


Fig. N° 1: a) Ubicación de los vectores espaciales en el plano complejo.

b) Vector V del sector I, modulado entre V1, V2 y Vo

La fig.1-b muestra como se obtiene un cierto vector  $V < V_{max}$  en el sextante I. Su valor ( $V$ ) y posición ( $\phi$ ) están determinados por la duración de  $V1$  y  $V2$  fijados por la relación  $t_a/T_s$  y  $t_b/T_s$  respectivamente, Por tanto éste será un vector modulado y quedará separado del próximo vector por un tiempo muerto.

Este vector significa que la tensión fase-neutro de salida del inversor puede representarse por:

$$\bar{V} = \frac{T_a}{T_s} V_1 + \frac{T_b}{T_s} V_2 + \frac{T_o}{T_s} V_o \quad (\text{Para el sextante I es: } T_a = T_1 \text{ y } T_b = T_2)$$

Es decir que durante el tiempo  $T_1/T_s$  en la carga se aplica la tensión  $V1$ , durante  $T_2/T_s$  la tensión  $V2$  y durante  $T_o/T_s$  no se aplica tensión.

Los tiempos de duración de cada vector no son arbitrarios sino que siguen una ley definida por las siguientes expresiones (9) para lograr la onda senoidal de salida:

$$\left\{ \begin{array}{l} ta = \sqrt{3} \frac{V_{ref}}{E} Ts \cdot \text{Sen}\left(\frac{\pi}{3} - \phi\right) \\ tb = \sqrt{3} \frac{V_{ref}}{E} Ts \cdot \text{Sen}(\phi) \\ Ts = to + ta + tb \end{array} \right. \quad (9)$$

El ángulo  $\phi$  es el que corresponde a la ubicación de cada vector a generar en cada sextante y en consecuencia es necesario fijar previamente el número de vectores (Kd) que se adoptarán, con lo cual queda fijado el número de puntos de referencias en el círculo inscrito, es decir que se debe discretizar la senoidal pretendida.

Cuanto más puntos se ubiquen mejor será la tensión de salida, con un menor contenido armónico, pero debemos tener en cuenta que el inversor para cada punto debe generar un vector haciendo una serie de combinaciones con sus llaves.

Podríamos pensar en discretizar la senoidal en  $360^\circ$ , es decir crear 360 vectores por período, lo que da 360 pulsos por período y 18.000 pulsos de salida por segundo (en 50Hz), Esto trae aparejado una cantidad muy elevada de conmutaciones para el inversor y en consecuencia deben calcularse las pérdidas por conmutación de los transistores de potencia, (las cuales, en estos equipos son las más elevadas respecto a las restantes pérdidas) y evaluar si realmente se obtiene un rendimiento total que supere a un funcionamiento con menor cantidad de puntos que si bien dará un contenido armónico mayor que el anterior, tendrá menos pérdidas por conmutación..

Por el contrario la cantidad mínima de vectores a generar, es duplicando los 6 vectores del funcionamiento en six-step, obteniéndose 12 vectores ubicados a  $30^\circ$  entre sí, pero no se obtendrá el funcionamiento esperado de un PWM.

Para una operación simple y demostrativa, adoptamos 24 vectores por período, o sea 4 vectores por sextante ubicados a  $15^\circ$  entre sí como se ve en fig.15.

La ubicación de estos vectores y la secuencia de conmutación necesaria para crear los patrones de las señales de disparo para cada sextante, determinará la duración ( $ta$ ,  $tb$ ,  $to$ ) de cada vector director.

Existen varios tipos de secuencia patrones que se pueden implementar (las más conocidas son cuatro), aquí presentaremos una secuencia simétrica respecto a la ubicación de los vectores nulos (llamada *Symmetrical placement of zero vectors*) para la generación de los pulsos patrones, como muestra la fig.14 para el sextante I.

La simetría de la secuencia con respecto  $T_s/2$ , se logra tomando la mitad de los tiempos respectivos en cada mitad de  $T_s$ .

Puede verse que el vector nulo está ubicado en el origen; medio y final de cada secuencia en forma simétrica, se indican además los vectores directores que intervienen en el sextante I para generar los 4 vectores de dicho sextante.

Debe tenerse presente que el inversor puede entregar solamente un estado de conmutaciones por vez, es decir que a la carga llega un solo valor de tensión base  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $V_3$ ,  $V_4$ ,  $V_5$ ,  $V_6$ ,  $V_0$  o  $V_7$  por vez, luego esta secuencia para los pulsos patrones requiere la aplicación de siete vectores directores (fig.1) con 10 conmutaciones de llaves, 5 aperturas y 5 cierres para generar un solo vector.

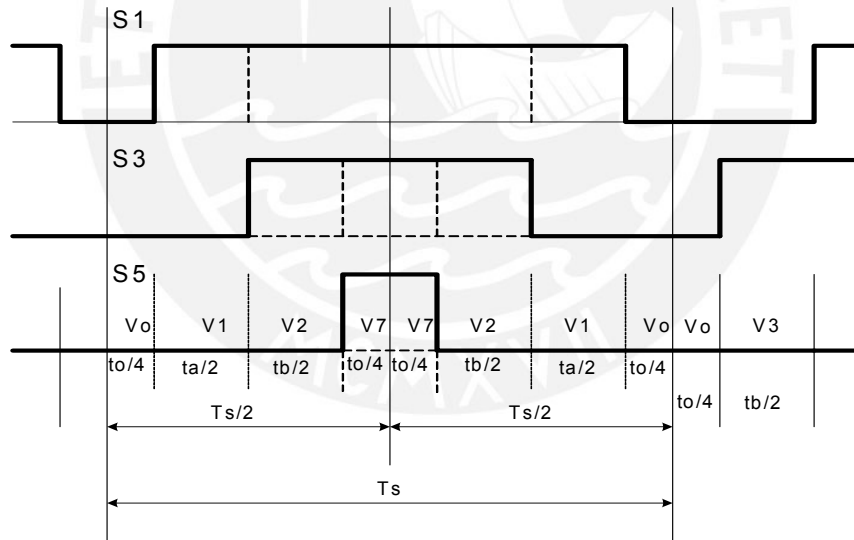


Fig. N° 1: Pulsos patrones de conmutación del sextante I para los gates del inversor, en el modo "Secuencia Simétrica de los vectores nulos".

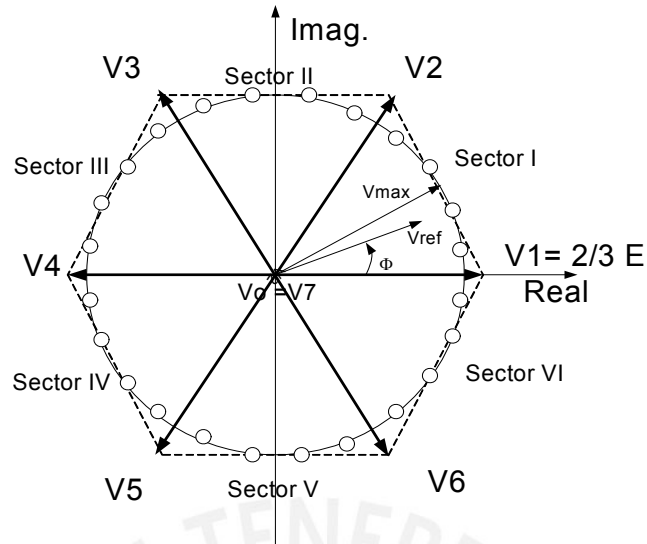


Fig.Nº 2: Discretización de la senoide en 24 puntos.

Para los otros cinco sextantes se podría adoptar una secuencia similar a la del sextante I, pero esto introduce mayor cantidad de conmutaciones.

Una operación de mínimas conmutaciones y reducido contenido armónico se logra cambiando el orden de los vectores de los sextantes pares (II IV y VI), así para el sextante II, el vector director V3 comienza la secuencia en lugar de V2. El resultado de la secuencia para el sextante II es que las llaves S1 y S3 en fig.15 intercambian sus formas mientras que S5 se mantiene igual. En el sextante III, S3 mantiene la forma del II, mientras que S1 Y S5 las intercambian.

Las figuras de las secuencias para los seis sextantes se pueden deducir de la siguiente tabla:

Sextante	I	II	III	IV	V	VI
Ta	V1	V3	V3	V5	V5	V1
Tb	V2	V2	V4	V4	V6	V6

Tabla Nº 1: Secuencia de los vectores directores para cada sextante

Como se ve, el tiempo  $t_a$  afecta a las tres llaves superiores del inversor y  $t_b$  a las tres inferiores, cada vector director interviene en dos sextantes contiguos, mientras que  $V_o$  se ubica siempre en el comienzo y final de cada vector y  $V_7$  en el centro.

Precisamente, estos datos de secuencia y discretización se deberán ingresar al programar del DSP.

Cuando operamos con los valores nominales del motor, fijaremos la velocidad nominal o la frecuencia nominal  $f_o$  como la frecuencia de referencia  $f_{ref}$ , con lo cual el circuito de control calculará  $V_{ref} = V_n$  para dar la Cupla nominal. La modulación en este caso se produce con los 24 vectores de máxima magnitud ( $V_{max}$ ), que describen el círculo inscrito en el hexágono, a su vez el valor de  $V_{max}$  interviene en las ecuac.9 que dan los tiempos de duración de cada vector director.

Cuando queremos operar a una velocidad menor, se fija la misma con  $f_{ref}$  (o con rpm, según se haya programado) y el modulador entregará una tensión proporcional  $V_{ref}$  para mantener la relación  $V_n/f_o$  constante. Nuevamente esta operación la realiza el modulador con las ecuaciones 9, es decir que al ser menor  $V_{ref}$  resultan menores los tiempos  $t_a$  y  $t_b$ . El vector resultante en forma gráfica se ve en la fig 2.

Un ejemplo clarificará estos conceptos:

Sea un motor con los siguientes datos:

$$V_n = 3 \cdot 380V \quad f_o = 50\text{Hz} \quad \text{velocidad} = 3000 \text{ rpm}$$

El puente rectificador entrega  $E = 537V$ . El valor máximo del vector modulado es  $V_{max} = 310V$

Luego los valores nominales del motor se corresponden con  $V_{max}$ .

Para una discretización de 24 puntos tenemos:

$$\text{Frecuencia de los pulsos que entrega el inversor por fase: } f_p = 24 \cdot 50 = 1200 \text{ Hz}$$

Se desea una velocidad de 1500 rpm, a Cupla constante. Luego se fijará  $f_{ref} = 25\text{Hz}$  en el tablero de comando.

El modulador calculará  $V_{ref} = 310/2 = 155V$  (que se corresponden con  $3 \cdot 190V$  en el motor)

Para el primer vector del sextante I, ubicado a  $7,5^\circ$  de  $V_1$  resulta:

$$t_a = \sqrt{3} \frac{V_{ref}}{E} T_s \cdot \text{Sen}\left(\frac{\pi}{3} - \phi_1\right) = \sqrt{3} \frac{155}{537} \frac{1}{1200} \text{Sen}(60 - 7,5) = 0,3305ms$$

$$t_b = \sqrt{3} \frac{V_{ref}}{E} T_s \cdot \text{Sen}(\phi_1) = \sqrt{3} \frac{155}{537} \frac{1}{1200} \text{Sen}(7,5) = 0,0544ms$$

$$T_s = t_o + t_a + t_b = \frac{1}{1200} = 0,8333ms$$

$$t_o = 0,8333 - 0,3305 - 0,0544 = 0,4484ms$$

Luego el primer pulso de cada sextante (6 pulsos en total) tendrá estos tiempos, pero con los vectores de la tabla 1.

Para el último vector del sextante I, ubicado a  $52,5^\circ$  de  $V_1$  es:

$$t_a = \sqrt{3} \frac{V_{ref}}{E} T_s \cdot \text{Sen}\left(\frac{\pi}{3} - \phi_4\right) = \sqrt{3} \frac{155}{537} \frac{1}{1200} \text{Sen}(60 - 52,5) = 0,054ms$$

$$t_b = \sqrt{3} \frac{V_{ref}}{E} T_s \cdot \text{Sen}(\phi_4) = \sqrt{3} \frac{155}{537} \frac{1}{1200} \text{Sen}(52,5) = 0,3305ms$$

$$T_s = t_o + t_a + t_b = \frac{1}{1200} = 0,8333ms$$

$$t_o = 0,8333 - 0,054 - 0,3305 = 0,4484ms$$

Luego todos los últimos vectores de los 6 sextantes identificados con la tabla 1 tendrán estos tiempos. De igual manera se calculan los tiempos para los dos vectores que restan.

Puede notarse la simetría que presentan los tiempos calculados, coincidentes con la simetría secuencial adoptada en los pulsos patrones, independientes de los vectores directores a los cuales se aplican.

**ANEXO A - 4**

**Eficiencia de la SVPWM sobre la tensión continua**

El módulo máximo del vector, como se vio anteriormente es

$$V_{max} = (2/3) E \cdot \text{Cos}30 = E / \sqrt{3}$$

Mientras que en el control escalar, se pudo ver que la máxima tensión de salida se logra para el índice de modulación  $m = 1$ , es decir cuando la amplitud de las referencias senoidales ( $A_r$ ) igualan a la amplitud de la portadora triangular ( $A_p$ ), esto es, cuando dichas amplitudes tienen el valor  $E/2$ .

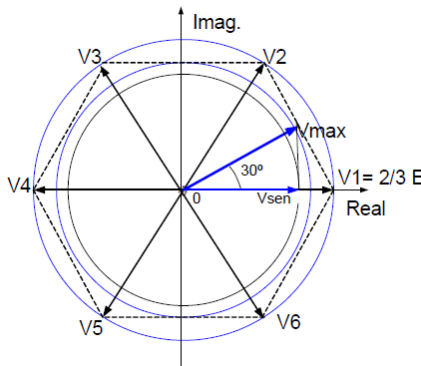


Fig.Nº 1: Comparación entre el SVPWM y el PWM Senoidal respecto al aprovechamiento del bus de continua

Este valor, al solo efecto de compararlo con el anterior, se lo puede ubicar con  $V_{sen} = E/2$  como muestra la fig.13. donde el círculo de  $V_{max}$  es mayor que el de  $V_{sen}$ .

Por tanto se aprecia que el control vectorial aprovecha mejor la tensión de continua  $E$  que el control escalar, en la relación:

$$(E / \sqrt{3}) / (E / 2) = 1,155$$

Esto significa que para un mismo motor, el control vectorial brinda un 15,5 % más de tensión y por tanto la corriente será menor en el mismo porcentaje.



## ANEXO A - 5

### Programas utilizados

#### Matlab

Dentro de los programas con los que se cuenta actualmente para trabajar en matemáticas aplicadas e ingeniería, está el programa MATLAB (nombre abreviado de MATrix LABoratory), que ha venido incrementando su popularidad en los últimos años, debido a su gran versatilidad, ya que cuenta con una gran cantidad de funciones que pueden ser usadas por los trabajadores de diversas áreas y, además, es por sí mismo un lenguaje de programación que permite crear nuevas y mejores aplicaciones. Este es un programa para realizar cálculos numéricos con vectores y matrices. Como caso particular puede trabajar con números escalares (tanto reales como complejos), con cadenas de caracteres y con otras estructuras de información más complejas. Una de las capacidades más atractivas es la de realizar una amplia variedad de gráficos en dos y tres dimensiones.

Para ciertas operaciones es muy rápido, cuando puede ejecutar sus funciones en código nativo con los tamaños más adecuados para aprovechar sus capacidades de vectorización. En otras aplicaciones resulta bastante más lento que el código equivalente desarrollado en C/C++ o Fortran.

Sin embargo, MATLAB siempre es una magnífica herramienta de alto nivel para desarrollar aplicaciones técnicas, fácil de utilizar y aumenta significativamente la productividad de los programadores respecto a otros entornos de desarrollo.

MATLAB dispone de un código básico y de varias librerías especializadas (toolboxes).

#### Simulink

Simulink es una extensión de MATLAB para la simulación de sistemas dinámicos. Al ser un entorno gráfico, resulta bastante sencillo de emplear. Este programa es una herramienta interactiva para modelar, simular y analizar sistemas dinámicos. Nos permite construir diagramas de bloque gráficos, evaluar el rendimiento del sistema y refinar sus diseños. Simulink es la herramienta a escoger para el diseño de sistemas de control, diseños DSP, diseños de sistemas de comunicaciones y otras aplicaciones de simulación. Como una extensión de Matlab, Simulink adiciona muchas

características específicas a los sistemas dinámicos, mientras conserva toda la funcionalidad de propósito general de Matlab. Así, no es completamente un programa separado de Matlab, sino un anexo a él. El ambiente de Matlab está siempre disponible mientras se ejecuta una simulación en Simulink.

El Programa Simulink tiene dos fases de uso: la definición del modelo y el análisis del modelo. La definición del modelo significa construir el modelo a partir de elementos básicos construidos previamente, tal como, integradores, bloques de ganancia o servomotores. El análisis del modelo significa realizar la simulación, linealización y determinar el punto de equilibrio de un modelo previamente definido.

Simulink puede simular cualquier sistema que pueda ser definido por ecuaciones diferenciales continuas y ecuaciones diferenciales discretas. Esto significa que se puede modelar sistemas continuos en el tiempo, discretos en el tiempo o sistemas híbridos. Este programa usa diagramas de bloques para representar sistemas dinámicos. Mediante una interface gráfica con el usuario se pueden arrastrar los componentes desde una librería de bloques existentes y luego interconectarlos mediante conectores y alambre.

### **Eagle Versión 5.6.0**

EAGLE es un potente editor de gráficos y esquemas para el diseño de placas con PC. El nombre es un acrónimo que significa Easily Aplicable Geographic Layout Editor (EAGLE). El programa consta de tres principales módulos: Layout Editor, Schematic Editor y Autorouter; los cuales esta en la misma interfaz de usuario.

El programa posee un panel de control a partir del cual se puede generar o editar un circuito teórico (archivos .sch), un circuito impreso (archivos .pcb) y una librería de componentes (archivos .lbr)

De esta manera el programa permite dibujar circuitos y generar cada una de las caras de un circuito impreso como así también plantilla de perforaciones y máscaras de soldadura.

Características Generales:

- Sensibles a la función de ayuda de contexto
- Sin protección de copia por hardware

- Múltiples ventanas para el board, esquemático y de librerías
- Idioma de usuario de gran alcance
- Editor de texto integrado
- Disponible para Windows, Linux y Mac
- Área máxima de dibujo 1.625 x 1.625 mm (64 x 64 pulgadas)
- Resolución 1/10.000 mm (0.1 micras)
- Rejilla en mm o en pulgadas
- Hasta 255 capas a colores definidos por el usuario
- Edición de librerías sencilla
- Visor de librerías con potentes funciones de búsqueda
- Distinción entre las características de una misma familia
- Generación de gráficos de salida así como fabricación y pruebas con el procesador CAM



## ANEXO A - 6

### Microcontrolador DSP TMS320C240

Las características principales del DSP son las siguientes:

- Tres temporizadores que producen tres bases de tiempos para generar señales de salida, que pueden ser independientes, sincronizadas o temporizadas entre ellas. Cada base de tiempo tiene 6 modos diferentes simétricos o asimétricos.
- 12 salidas PWM, que permiten operar en los 4 cuadrantes, en control SVPWM.
- Incluye un tiempo muerto de protección que se intercala en cada conmutación de los dos transistores ubicados sobre la misma rama, programable de 50 a 100us. Este tiempo muerto es imprescindible para evitar los cortocircuitos que se producirían si los dos transistores de una rama conducen al mismo tiempo (mientras se cierra uno y el otro aún no se abrió). Cabe resaltar que este tiempo no tiene ninguna relación con los tiempos de no conducción de los vectores nulos, y está relacionado únicamente con el funcionamiento correcto del inversor.
- Entradas-capture de señales.
- Un módulo QEP para procesar la señal de realimentación de velocidad proveniente de un encoder.
- puertos I/O de 8 Bit.
- Un módulo temporizador de guarda para la Interrupción en tiempo real.
- Interfase de Comunicación Serie (SCI) para la comunicación entre esta CPU y otros periféricos no sincronizados.
- Interfase Serie de Periféricos Sincrónicos (SPI) de alta velocidad para la comunicación externa o con otro microcontrolador.
- 28 pins independientes I/O programables.
- Todas las rutinas de control pueden hacerse en lenguaje C con un ensamblador o en assembler con representación numérica de precisión fija.
- Cada bloque se encuentra interconectado a través de los Buses de direccionamiento que permiten utilizar todos los recursos digitales necesarios para cada función.

**ANEXO A - 7****Código de Programación**

```

%Código de Matlab para generar las Funciones de Conmutación
%Entradas: Magnitud (u1), ángulo (u2) y señal de tiempo de rampa (onda
%triangular) para comparación (u3)
function[sf]=modul(u)
ts=0.0002;
vdc=1;
peak_phase_max=vdc/sqrt(3);
x=u(2);
y=u(3);
mag=(u(1)/peak_phase_max)*ts; %índice de modulación*ts

%sector I
if (x>=0)&(x<pi/3) % se analiza cada sector para saber si el vector de
    ta=mag*sin(pi/3-x); %referencia esta en dicho sector
    tb=mag*sin(x);
    t0=(ts-ta-tb);
    t1=[t0/4 ta/2 tb/2 t0/2 tb/2 ta/2 t0/4];
    t1=cumsum(t1);
    v1=[0 1 1 1 1 0];% se configura la secuencia de pulsos del sector I
    v2=[0 0 1 1 1 0 0];
    v3=[0 0 0 1 0 0 0];
    for j=1:7
        if (y<t1(j))% se compara para producir los pulsos
            break
        end
    end
    sa=v1(j);%se entrega el valor de pulso a las variables de salida
    sb=v2(j);
    sc=v3(j);
end
% de acá para adelante se repita lo mismo solo que para cada sector
%sector II
if (x>=pi/3)&(x<2*pi/3)
    adv=x-pi/3;
    tb=mag*sin(pi/3-adv);
    ta=mag*sin(adv);
    t0=(ts-ta-tb);
    t1=[t0/4 ta/2 tb/2 t0/2 tb/2 ta/2 t0/4];
    t1=cumsum(t1);
    v1=[0 0 1 1 1 0 0];
    v2=[0 1 1 1 1 1 0];
    v3=[0 0 0 1 0 0 0];
    for j=1:7
        if (y<t1(j))
            break
        end
    end
    sa=v1(j);
    sb=v2(j);
    sc=v3(j);
end

%sector III
if (x>=2*pi/3)&(x<pi)

```

```

adv=x-2*pi/3;
ta=mag*sin(pi/3-adv);
tb=mag*sin(adv);
t0=(ts-ta-tb);
t1=[t0/4 ta/2 tb/2 t0/2 tb/2 ta/2 t0/4];
t1=cumsum(t1);
v1=[0 0 0 1 0 0 0];
v2=[0 1 1 1 1 1 0];
v3=[0 0 1 1 1 0 0];
for j=1:7
    if (y<t1(j))
        break
    end
end
sa=v1(j);
sb=v2(j);
sc=v3(j);
end

%sector IV
if (x>=-pi)&(x<-2*pi/3)
    adv=x+pi;
    tb=mag*sin(pi/3-adv);
    ta=mag*sin(adv);
    t0=(ts-ta-tb);
    t1=[t0/4 ta/2 tb/2 t0/2 tb/2 ta/2 t0/4];
    t1=cumsum(t1);
    v1=[0 0 0 1 0 0 0];
    v2=[0 0 1 1 1 0 0];
    v3=[0 1 1 1 1 1 0];
    for j=1:7
        if (y<t1(j))
            break
        end
    end
    sa=v1(j);
    sb=v2(j);
    sc=v3(j);
end

%sector V
if (x>=-2*pi/3)&(x<-pi/3)
    adv=x+2*pi/3;
    ta=mag*sin(pi/3-adv);
    tb=mag*sin(adv);
    t0=(ts-ta-tb);
    t1=[t0/4 ta/2 tb/2 t0/2 tb/2 ta/2 t0/4];
    t1=cumsum(t1);
    v1=[0 0 1 1 1 0 0];
    v2=[0 0 0 1 0 0 0];
    v3=[0 1 1 1 1 1 0];
    for j=1:7
        if (y<t1(j))
            break
        end
    end
    sa=v1(j);
    sb=v2(j);
    sc=v3(j);
end

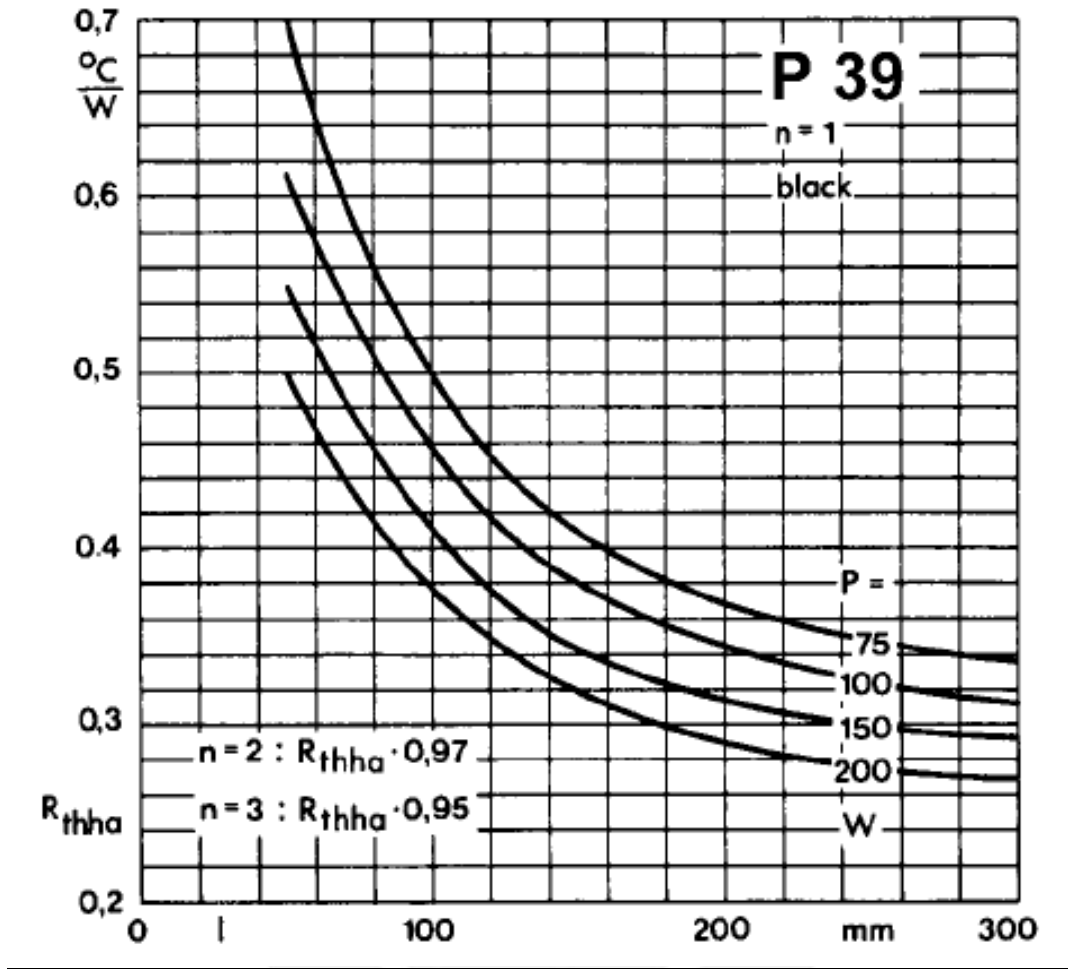
```

```
%sector VI
if (x>=-pi/3)&(x<0)
    adv=x+pi/3;
    tb=mag*sin(pi/3-adv);
    ta=mag*sin(adv);
    t0=(ts-ta-tb);
    t1=[t0/4 ta/2 tb/2 t0/2 tb/2 ta/2 t0/4];
    t1=cumsum(t1);
    v1=[0 1 1 1 1 1 0];
    v2=[0 0 0 1 0 0 0];
    v3=[0 0 1 1 1 0 0];
    for j=1:7
        if (y<t1(j))
            break
        end
    end
    sa=v1(j);
    sb=v2(j);
    sc=v3(j);
end
sf=[sa, sb ,sc]; %finalmente, las salidas son las variables sa, sb sc,
%que entregan la secuencia de pulsos (señal de control) para los
%Mosfets.
```



**ANEXO A - 8**

**Tabla del Disipador marca Semikron, Modelo P39**



## ANEXO A – 9

### Normas nacionales y estándares internacionales de calidad de energía

El Gobierno del Perú ha designado al Ministerio de Energía y Minas (MINEM) como la autoridad competente encargada de promover, dirigir y ejecutar proyectos de electrificación rural basados en el uso de energías renovables no convencionales. En este contexto, el Ministerio de Energía y Minas, a través de la Dirección General de Electricidad, ha emitido la Norma Técnica de Calidad de los Servicios Eléctricos Peruana cuya última modificación ha sido aprobada por Decreto Supremo 026-2006-EM.

El título quinto de la Norma Técnica de Calidad de los Servicios Eléctricos Peruana determina la calidad del producto en base a las transgresiones de las tolerancias permitidas en los niveles de tensión, frecuencia y perturbaciones en los puntos de entrega.

Esta norma establece un periodo de medición mínimo de siete días calendarios continuos, con excepción de la frecuencia cuya medición es permanente durante el periodo de control. En cada periodo de medición son promediados los valores instantáneos medidos en intervalos de quince minutos para la tensión y la frecuencia y en intervalos de diez minutos para las perturbaciones.

Para la tensión entregada en un intervalo de medición “  $k$  ” de quince minutos, la norma señala como indicador a la diferencia ( $\Delta V_k$ ) entre la media de los valores eficaces medidos en el punto de entrega ( $V_k$ ) y el valor de la tensión nominal ( $V_N$ ) del mismo punto expresado en porcentaje de la tensión nominal.

$$\Delta V_k (\%) = \frac{(V_k - V_N)}{V_N} \cdot 100\%$$

De acuerdo a la norma, la tolerancia admitida para las tensiones entregadas es de  $\pm 5,0\%$  y de  $\pm 7,5\%$  en servicios calificados como urbano-rurales y/o rurales. Se considera que la energía eléctrica es de mala calidad, si la tensión se encuentra fuera del rango de tolerancias permitidas por un tiempo superior al cinco por ciento del periodo de medición.

Respecto a la frecuencia entregada, el indicador principal es el que mide las variaciones sostenidas de frecuencia como un porcentaje de la frecuencia nominal. Este indicador está definido para un intervalo de medición “  $k$  ” de quince minutos de duración, como la diferencia ( $\Delta f_k$ ) entre la media de los valores instantáneos de frecuencia medidos en el punto de entrega ( $f_k$ ) y el valor de la frecuencia nominal ( $f_N$ ) del mismo punto expresado en porcentaje de la frecuencia nominal. La tolerancia admitida para las variaciones sostenidas de frecuencia es de  $\pm 0,6\%$ .

$$\Delta f_k (\%) = \frac{(f_k - f_N)}{f_N} \cdot 100\%$$

Se considera que la energía eléctrica es de mala calidad, si las variaciones sostenidas de frecuencia se encuentran fuera del rango de tolerancias permitidas por un tiempo acumulado al uno por ciento del periodo de medición. Respecto a las perturbaciones, la norma controla la presencia de las tensiones armónicas y del Flícker. Para las armónicas existen dos indicadores de calidad, el factor de distorsión armónica total ( $THD$ ) y el factor armónico de la  $n$ -ésima armónica ( $HF_n$ ).

Estos indicadores se evalúan separadamente en cada intervalo de medición de diez minutos y son definidos de acuerdo a las siguientes fórmulas:

$$THD = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{n=2}^{40} (V_n^2)} \cdot 100\%$$

$$HF_n = \frac{V_n}{V_1} \cdot 100\%$$

En estas fórmulas, “ $V_n$ ” es el valor eficaz de la tensión de la  $n$ -ésima armónica expresada en voltios y “ $V_1$ ” es el valor eficaz de la componente fundamental de la tensión nominal expresada en voltios. Para el cálculo de los indicadores de calidad y las tolerancias la norma considera desde la segunda hasta la cuadragésima armónica. La tolerancia del indicador “ $THD$ ” es de ocho por ciento para media y baja tensión.

## ANEXO A - 10

### Sobremodulación

En la sobremodulación, el vector de referencia sigue una trayectoria circular que amplía los límites del hexágono. Las partes del círculo dentro del hexágono usan las mismas ecuaciones de la modulación vectorial para determinar los tiempos de aplicación de los vectores directores y vectores nulos para representar el vector intermedio ( $t_a$ ,  $t_b$  y  $t_o$ ). Sin embargo, las partes del círculo exteriores al hexágono están limitadas por los linderos del mismo, como se muestra en la gráfica 1, y los estados correspondientes de tiempo  $t_a$ ,  $t_b$  y  $t_o$  se pueden determinar de la siguiente manera:

$$t_a = T_s * \frac{\sqrt{3} * \cos \theta - \sin \theta}{\sqrt{3} * \cos \theta - \sin \theta}$$

$$t_b = T_s \frac{2 * \sin \theta}{\sqrt{3} * \cos \theta + \sin \theta}$$

$$t_o = T_s - t_a - t_b$$

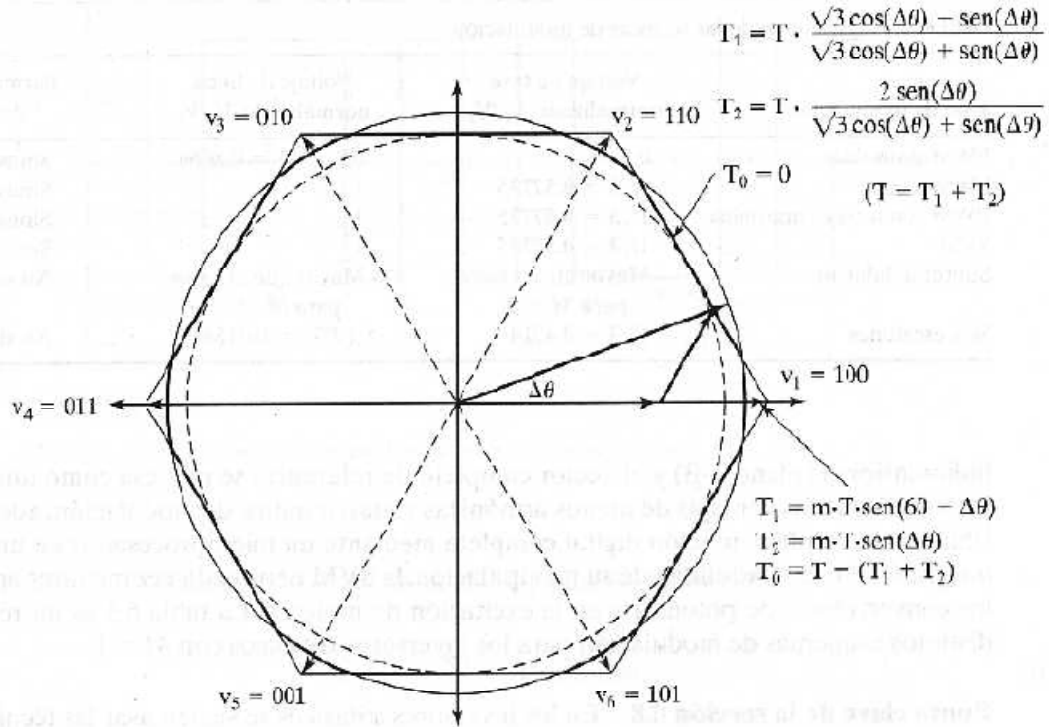


Figura 1. Sobremodulación

El índice de modulación máximo ( $m$ ) para la modulación vectorial es  $m_{max} = 2/\sqrt{3}$ . Para  $0 < m < 1$ , el inversor opera con SVPWM normal y para  $m \geq 2/\sqrt{3}$  opera totalmente en el modo de salida de seis escalones. En esta operación el inversor sólo se conmuta a los seis vectores directores, minimizando con ello la cantidad de conmutaciones en determinado tiempo. Para  $1 < m < 2/\sqrt{3}$ , el inversor funciona en sobremodulación, que se suele usar como paso de transición entre las técnicas SVPWM y la operación de seis escalones. Aunque la sobremodulación permite más utilización del voltaje de entrada de corriente continua que las técnicas normales de modulación vectorial, da como resultado voltajes de salida no sinusoidales, con alto grado de distorsión, en especial a baja frecuencia de salida.

**Observación:**

Usualmente se considera que el índice de modulación ( $m$ ) opera en un rango de  $0 \leq m \leq 1$ , pues relaciona la amplitud deseada con la máxima amplitud alcanzada en la región lineal. No obstante, en textos avanzados y como consenso mundial para los

expertos en el tema, el índice de modulación se compara con la amplitud para una onda cuadrada (que se logra en la modulación de seis pasos o six-step). En ese caso:

$$m = \frac{\text{amplitud deseada con el SVPWM}}{2 * V_{dc} / \pi}$$

Reemplazando la amplitud deseada por la amplitud máxima del vector de referencia, el índice de modulación máximo para el SVPWM en la modulación lineal es:

$$m = \frac{0.577 * V_{dc}}{2 * V_{dc} / \pi} = 0.907$$

El valor  $m=0.907$  es el valor máximo de índice de modulación en la región lineal que se encuentra en libros y artículos de alto nivel.

Sin embargo, el concepto de un índice de modulación que trabaje en  $0 < m < 1$  para operar en la región lineal, es también correcto siempre que se declare los fundamentos del cálculo para ello.

**ANEXO A - 11**

**Secuencia de conmutación**

Utilizando la modulación SVPWM simétrica (alineación simétrica de la secuencia de pulsos de disparo) se presenta la secuencia de conmutación (señales de control) de los tres dispositivos de conmutación superiores del inversor por periodo de conmutación en los seis sectores del hexágono, para así poder formar los vectores intermedios pertenecientes a cada sector.

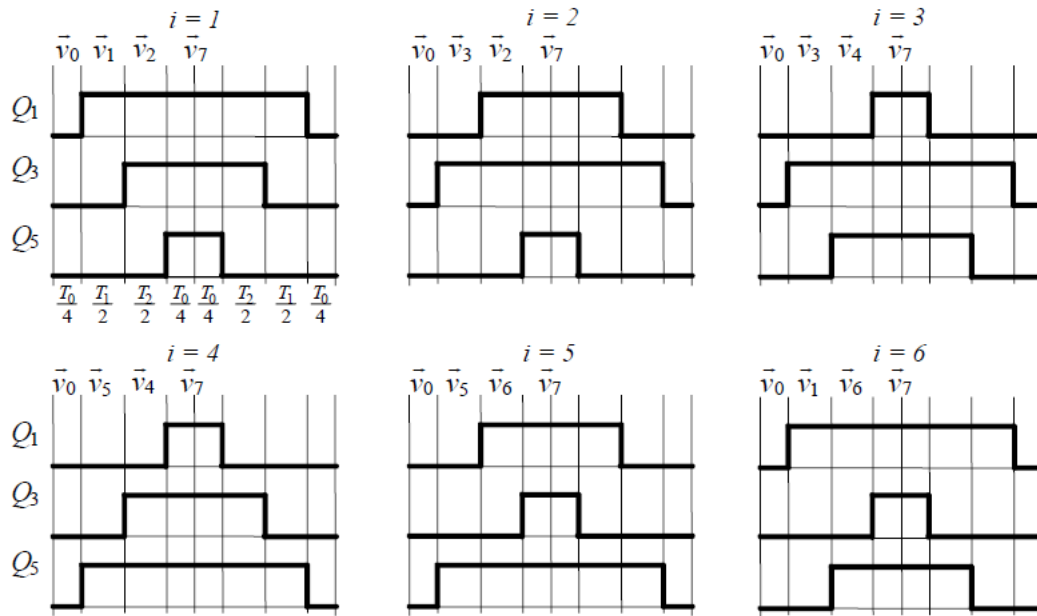


Figura 1. Secuencia de conmutación para los interruptores superiores en los 6 sectores

Como se muestra en la figura 1, en cada periodo de conmutación del inversor existirán tres estados diferentes, dos de ellos correspondientes a dos vectores directores (no nulos) y el tercero a un vector nulo, de esta forma se obtendrá el vector intermedio (en cada periodo de conmutación se forma un vector intermedio)

Las figuras de las secuencias de conmutación para los seis sextantes se pueden deducir de la siguiente tabla:



Sextante	I	II	III	IV	V	VI
<b>ta</b>	V1	V3	V3	V5	V5	V1
<b>tb</b>	V2	V2	V4	V4	V6	V6

Tabla N° 1: Secuencia de los vectores directores para cada sextante

Como se ve, el tiempo  $t_a$  (tiempo de aplicación del vector director activo  $V_a$  para el sector elegido) afecta a las tres interruptores superiores del inversor y el tiempo  $t_b$  (tiempo de aplicación del vector director activo  $V_b$  para el sector elegido) afecta a los tres interruptores inferiores. Cada vector director interviene en dos sextantes contiguos, mientras que el vector nulo  $V_0$  se ubica siempre en el comienzo y final de cada vector intermedio formado y el vector nulo  $V_7$  se ubica en el centro.



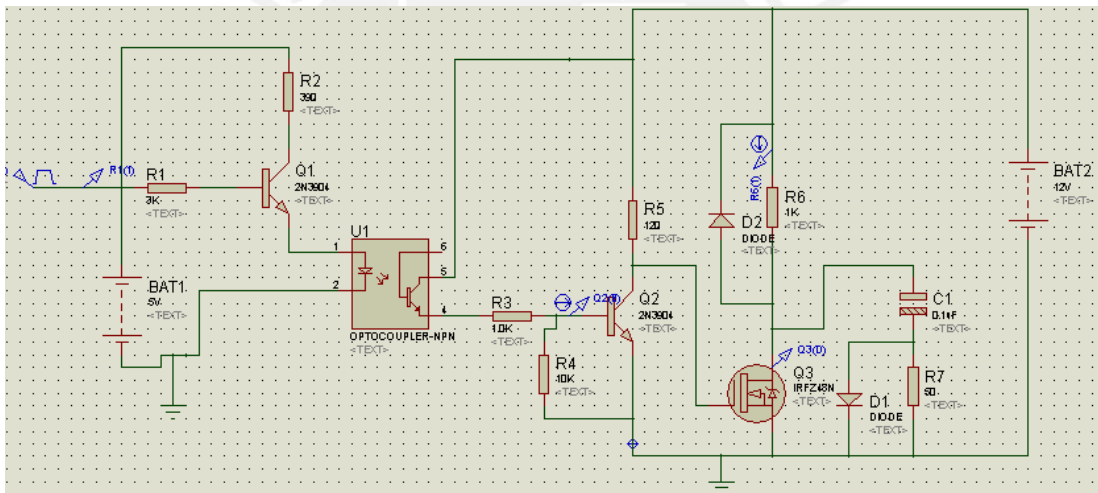
**ANEXO A - 12**

A continuación se muestra las simulaciones de los drivers para los Mosfets IRFZ48N e IRF4905P con cargas resistivas e inductivas a diversos niveles de corriente, para comprobar su correcto funcionamiento.

Se utiliza como señal de entrada un generador de pulsos (PWM) cuyo pulso elevado es de 5 voltios, con un duty cycle de 50% y un periodo de 20m segundos. Se ha usado una fuente de 5 voltios para energizar la parte de control del driver y una fuente de 12 voltios para energizar la parte de potencia del mismo.

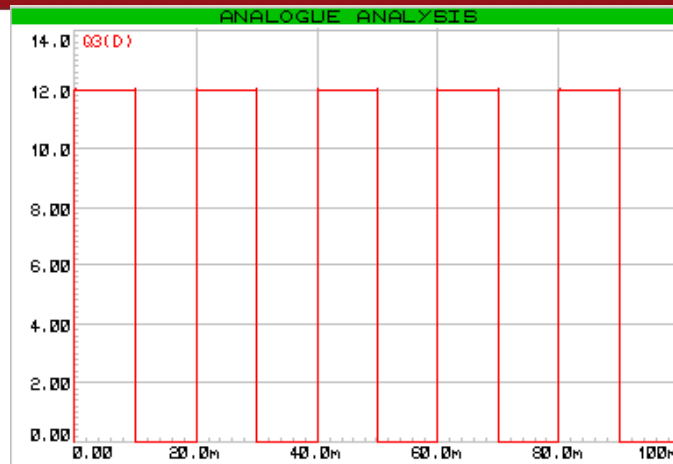
Simulación del Driver para Mosfet IRFZ48N

Primero, se muestra la simulación del driver con una carga resistiva para diferentes valores de resistencia.

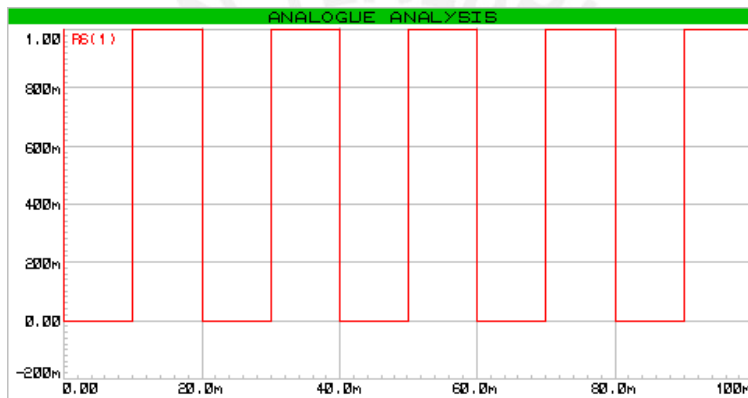


Driver para el Mosfet IRFZ48N para la carga resistiva

Resistencia de 12Ω y corriente en la carga de 1A:

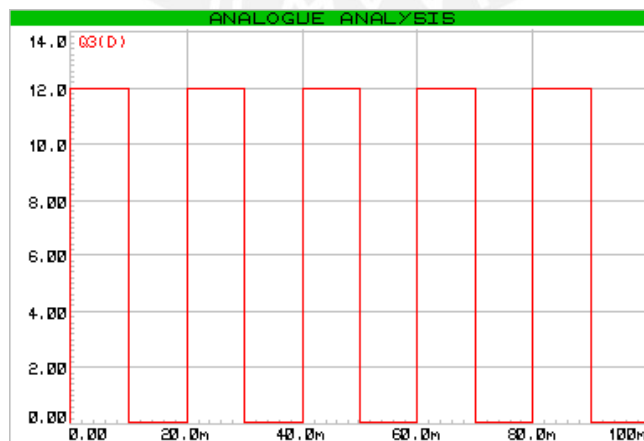


Señal de voltaje que muestra la activación y desactivación del mosfet para una carga resistiva de  $12\Omega$

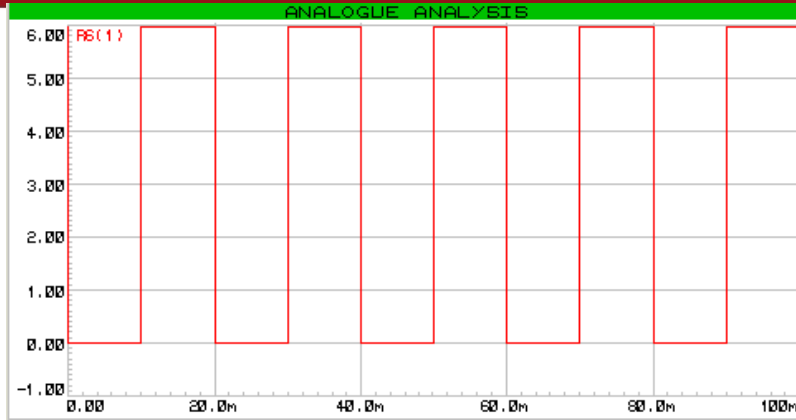


Señal de corriente que atraviesa la carga resistiva de  $12\Omega$

Resistencia de  $2\Omega$  y corriente en la carga 6A:

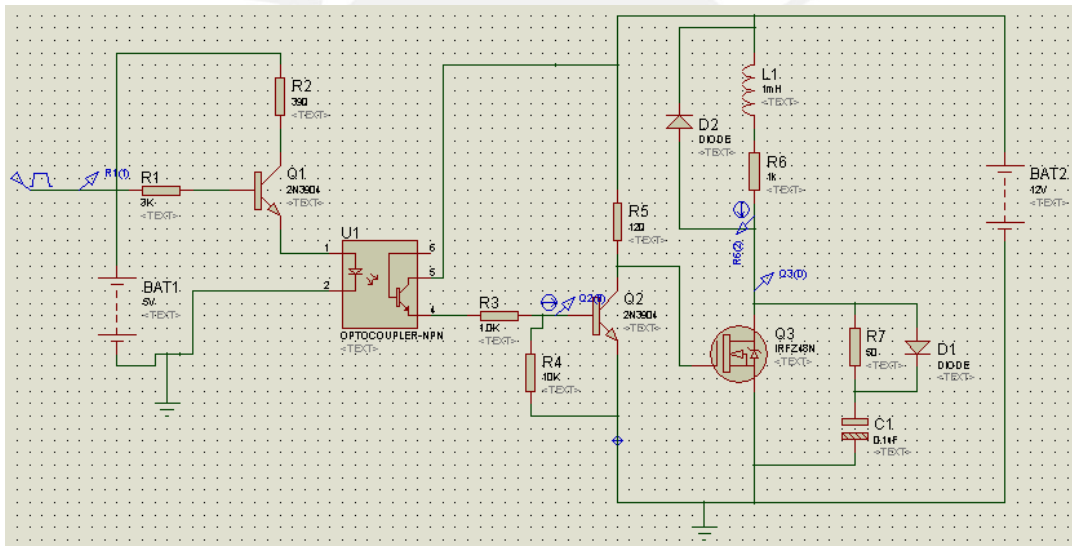


Señal de voltaje que muestra la activación y desactivación del mosfet para una carga resistiva de  $2\Omega$



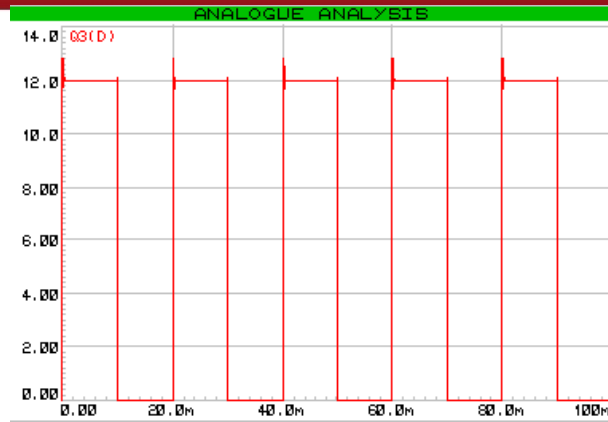
Señal de corriente que atraviesa la carga resistiva de 2Ω

Segundo, se muestra la simulación del driver con una carga inductiva R-L con diferentes valores de resistencia.

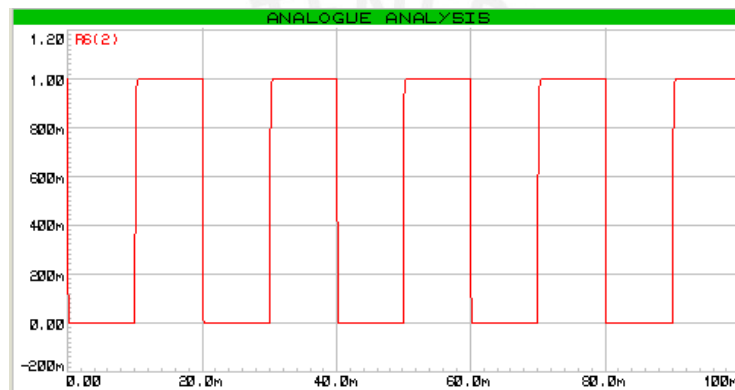


Driver para el Mosfet IRFZ48N para la carga inductiva R-L

Inductancia de 1mH, resistencia de 12Ω y corriente de 1A:

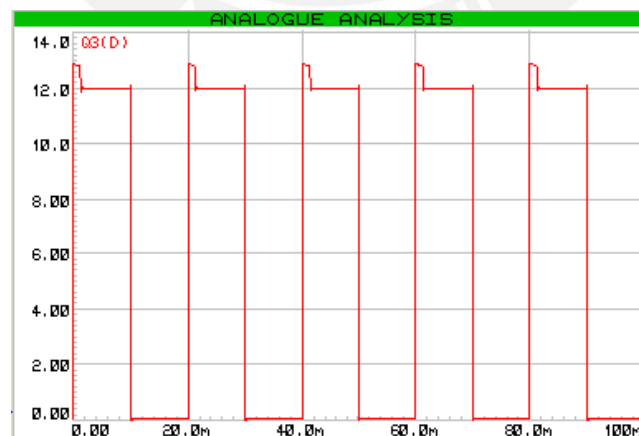


Señal de voltaje que muestra la activación y desactivación del mosfet para una carga inductiva

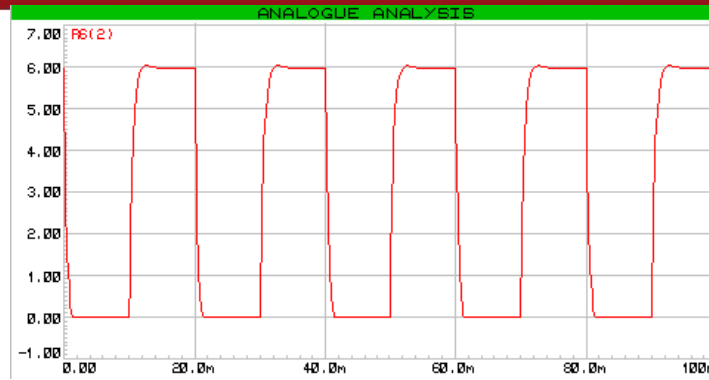


Señal de corriente que atraviesa la carga inductiva R-L

Inductancia de 1mH, resistencia de 2Ω y corriente de 6A:



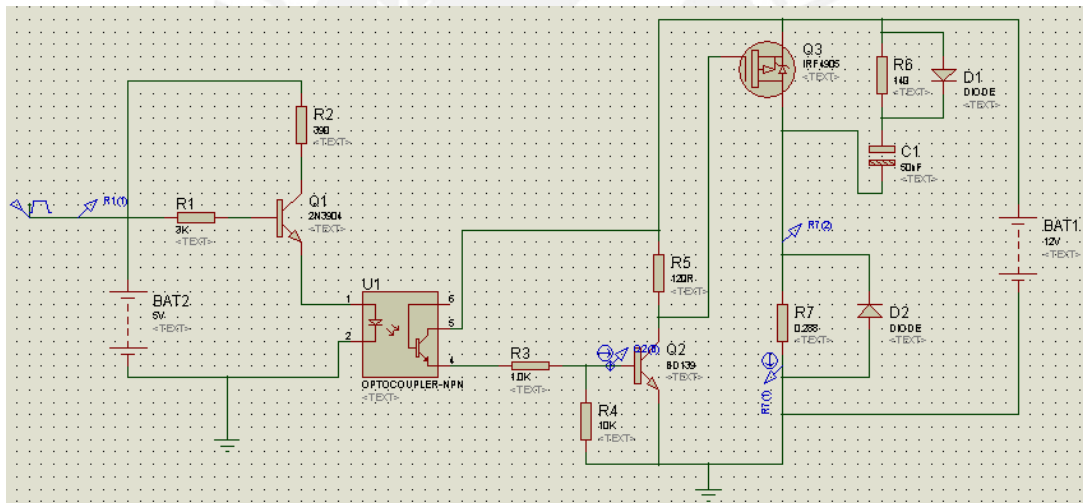
Señal de voltaje que muestra la activación y desactivación del mosfet para una carga inductiva



Señal de corriente que atraviesa la carga inductiva R-L

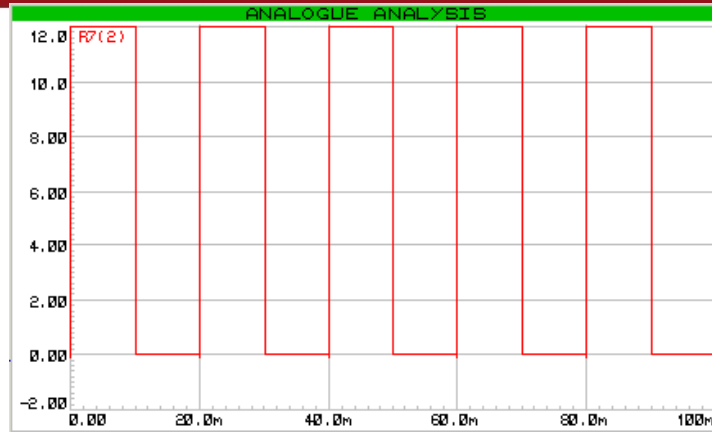
Simulación del Driver para Mosfet IRF4905P

Primero, se muestra la simulación del driver con una carga resistiva para diferentes valores de resistencia.

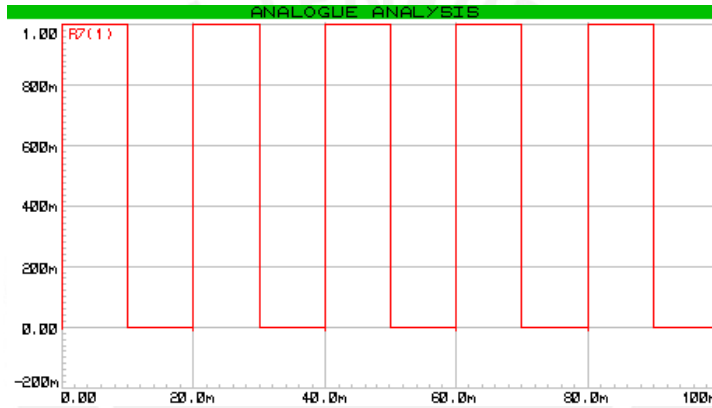


Driver para el Mosfet IRF4905P para la carga resistiva

Resistencia de 12Ω y corriente en la carga de 1A:

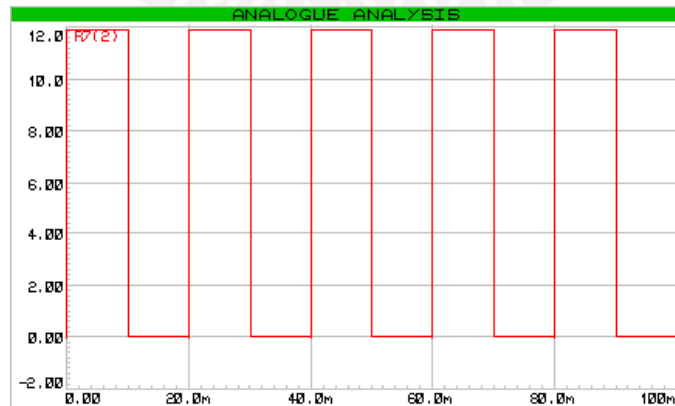


Señal de voltaje en la carga resistiva de 12Ω debido a la activación y desactivación del mosfet



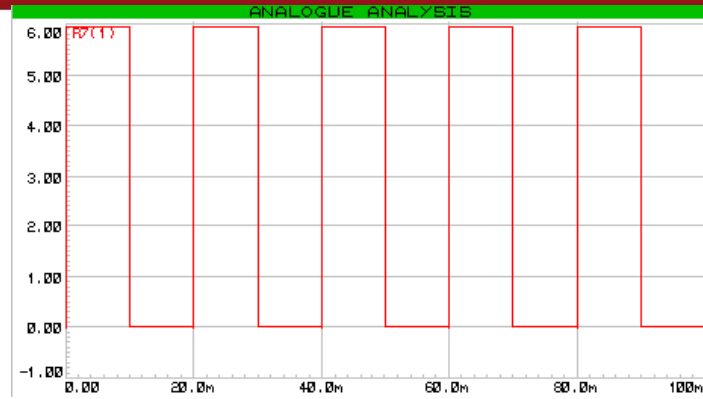
Señal de corriente que atraviesa la carga resistiva de 12Ω

Resistencia de 2Ω y corriente en la carga de 6A:



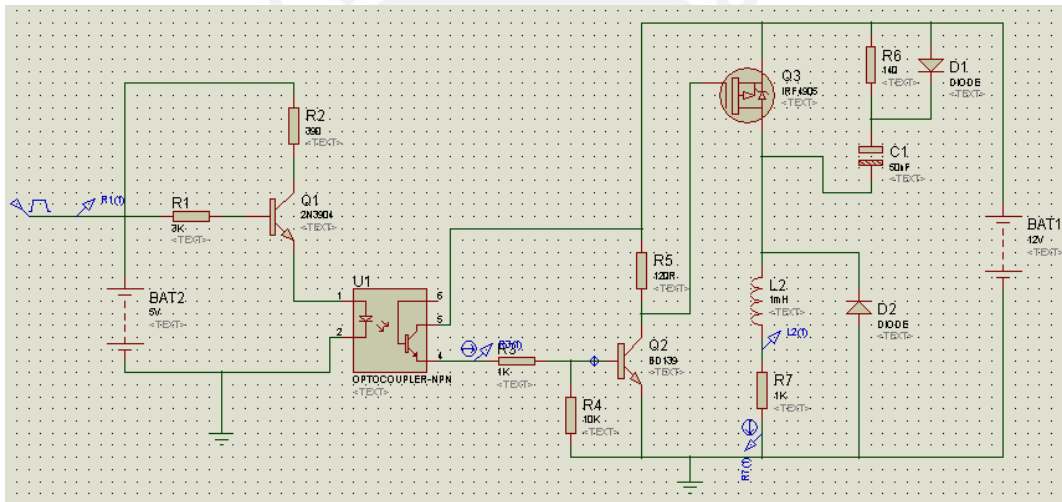
Señal de voltaje en la carga resistiva de 2Ω debido a la activación y desactivación del mosfet





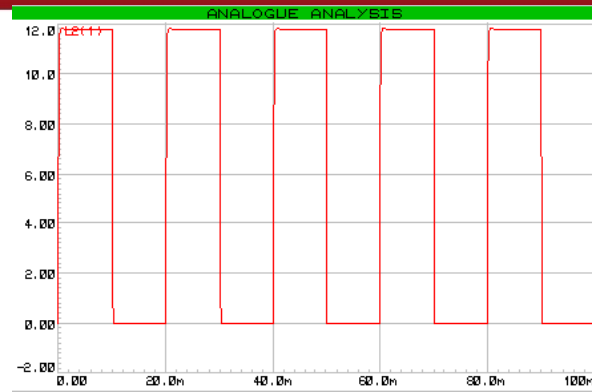
Señal de corriente que atraviesa la carga resistiva de 2Ω

Segundo, se muestra la simulación del driver con una carga inductiva R-L con diferentes valores de resistencia.

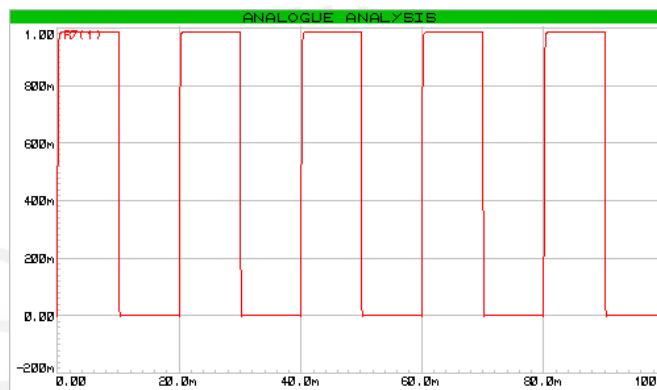


Driver para el Mosfet IRF4905P para la carga inductiva R-L

Inductancia de 1mH, resistencia de 12Ω y corriente de 1A:

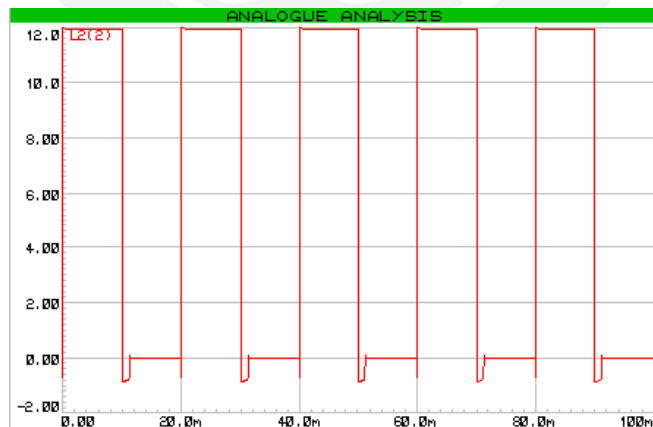


Señal de voltaje en la carga inductiva R-L debido a la activación y desactivación del mosfet

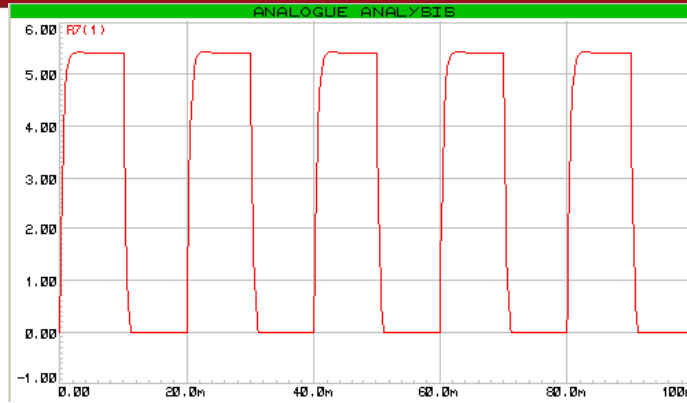


Señal de corriente que atraviesa la carga inductiva R-L

Inductancia de 1mH, resistencia de 2Ω y corriente en la carga de 6A:



Señal de voltaje en la carga inductiva R-L debido a la activación y desactivación del mosfet



Señal de corriente que atraviesa la carga inductiva R-L



**ANEXO A - 13****Representación del Vector Espacial**

La representación vectorial con vectores espaciales se basa en la forma en que se puede representar todo sistema compuesto por tres magnitudes  $x_1$ ,  $x_2$  y  $x_3$  (dependientes del tiempo) y que en un marco de referencia bidimensional cumplen con la relación de la ecuación Ec.1

$$x_1(t) + x_2(t) + x_3(t) = 0 \quad \text{Ec.1}$$

En los sistemas eléctricos trifásicos equilibrados, estas tres magnitudes representan corrientes, tensiones, etc. [11]

En un sistema trifásico de tensiones a cuatro hilos, las tensiones de las tres fases respecto al neutro verifican la relación de la Ec.1, pudiéndose expresar de la siguiente forma:

$$v_R(t) + v_S(t) + v_T(t) = 0$$

Las tres tensiones de un sistema trifásico equilibrado de cuatro hilos (tres fases simples) se pueden representar en un marco de referencia bidimensional a-b mediante tres vectores espaciales desfasados entre sí  $120^\circ$ , tal y como se muestra en la siguiente figura:

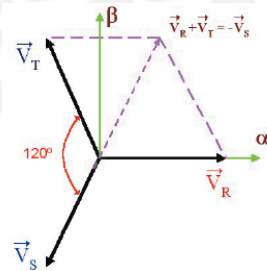


Figura 1 Marco referencial bidimensional a-b

Fuente: Seguí (2003)

En la figura 1 se observa que sobre el plano bidimensional a-b se han distribuido las tres componentes de un sistema trifásico  $\vec{V}_R$ ,  $\vec{V}_S$ ,  $\vec{V}_T$  desfasadas entre sí  $120^\circ$ , haciendo que coincida la componente  $\vec{V}_R$  con el eje de las abscisas, para que se tenga un

desfase de  $0^\circ$  con el eje de referencia, y de esta manera, se simplifique las ecuaciones que describen a cada una de las tensiones simples (de fase):

$$\begin{aligned} v_R(t) &= V_{fmax} \sin(\omega t) \\ v_S(t) &= V_{fmax} \sin(\omega t - \theta) \\ v_T(t) &= V_{fmax} \sin(\omega t - 2\theta) \end{aligned} \tag{Ec.2}$$

donde  $\theta=120^\circ$  y  $V_{fmax}$  representa el valor máximo de la señal.

Entonces, teniendo que la evolución temporal de las 3 tensiones de un sistema trifásico es el siguiente:

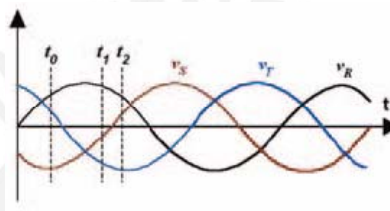


Figura 2 Evolución temporal de 3 tensiones trifásicas  
Fuente: Seguí (2003)

Se observa que, en la anterior figura, se han marcado tres instantes de tiempo ( $t_0, t_1, t_2$ ) en los que se tiene en cada una de ellos, una terna de valores diferentes de las tensiones instantáneas. La figura 3 muestra las tres tensiones simples (tensiones de fase) en estos tres instantes en el sistema de referencia a-b y la evolución temporal del vector suma o resultante.

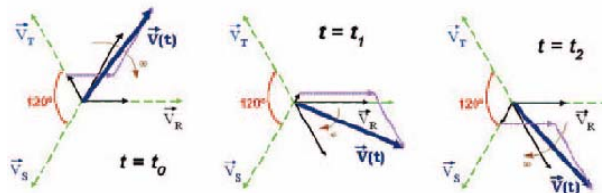


Figura 3 Estado del Vector suma  
Fuente: Seguí (2003)

La composición vectorial nos muestra cómo un sistema trifásico de tensiones  $v_R(t), v_S(t)$  y  $v_T(t)$ , que son los valores instantáneos de las tensiones equilibradas por fase, se reduce a un único vector que representa la suma vectorial en cada instante de

tiempo,  $\vec{V}(t)$ . Este es el Vector Espacial complejo resultante, que gira con una frecuencia  $w$  alrededor del origen en sentido antihorario. La expresión del vector resultante es la siguiente:

$$\vec{V}(t) = \frac{2}{3}(\vec{V}_R + \vec{V}_S e^{j120^\circ} + \vec{V}_T e^{j240^\circ}) \quad \text{Ec.3}$$

Donde  $2/3$  representa el factor de escala aplicado al vector resultante para la invariancia de la potencia de cada fase.

En lo que respecta a un sistema trifásico de 3 hilos de tensiones compuestas (tensiones de línea), el desarrollo anterior puede hacerse de forma equivalente para estos sistemas, tomando en cuenta que cada tensión compuesta es la diferencia entre dos tensiones simples (de fase) y que se verifica la ecuación Ec.1:

$$\begin{aligned} \vec{V}_{RS} &= \vec{V}_R - \vec{V}_S \Rightarrow v_{RS}(t) = V_{Lmax} \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) \\ \vec{V}_{ST} &= \vec{V}_S - \vec{V}_T \Rightarrow v_{ST}(t) = V_{Lmax} \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \\ \vec{V}_{TR} &= \vec{V}_T - \vec{V}_R \Rightarrow v_{TR}(t) = V_{Lmax} \sin(\omega t + \frac{5\pi}{6}) \\ v_{RS}(t) + v_{ST}(t) + v_{TR}(t) &= 0 \end{aligned}$$

Además se cumple que  $V_{Lmax} = \sqrt{3}V_{fmax}$

En la figura 4 se muestra una representación espacial de los vectores correspondientes a las tensiones de líneas y a las tensiones de fase de un sistema trifásico de tensiones equilibradas. Se puede apreciar como todo el sistema de tensiones compuestas es el mismo que el de tensiones simples pero desfasado  $30^\circ$  y con distinto módulo.

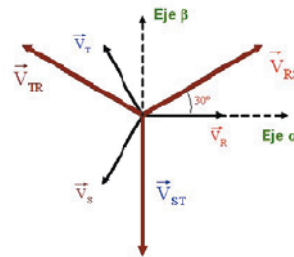


Figura 4 Representación de tensiones compuestas y simples

Fuente: Seguí (2003)

El Vector Espacial resultante que representa al sistema trifásico de tensiones compuestas para cualquier instante de tiempo es el siguiente:

$$\vec{V}(t) = \frac{2}{3}(v_{RS} + v_{ST}e^{j120^\circ} + v_{TR}e^{j240^\circ}) \quad \text{Ec.4}$$

Para expresar este vector en términos de dos componentes y expresarlo en forma compleja, se parte de la siguiente ecuación:

$$\vec{V}(t) = \vec{V}_\alpha(t) + j\vec{V}_\beta(t)$$

Que corresponde a la parte real e imaginaria del vector espacial. Entonces utilizando la fórmula de Euler ( $e^{j\rho} = \cos\rho + j\sin\rho$ ) y desarrollando la ecuación Ec.4, se obtiene que las componentes real e imaginaria del vector resultante del sistema trifásico son:

$$\begin{aligned} \vec{V}_\alpha(t) &= V_{Lmax} \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) \quad (\text{real}) \\ \vec{V}_\beta(t) &= -V_{Lmax} \cos(\omega t + \frac{\pi}{6}) \quad (\text{imaginaria}) \end{aligned}$$

Entonces se deduce que el vector espacial resultante viene expresado por la ecuación Ec. 5:

$$\vec{V}(t) = V_{Lmax} e^{j(\omega t - \frac{\pi}{3})} \quad \text{Ec.5}$$

Con esta expresión, se consigue una composición vectorial en el plano complejo de un sistema trifásico, obteniendo un único vector giratorio representativo de dicho sistema [11].



## ANEXO A-14

### Variación de Amplitud y Frecuencia mediante la modulación SVPWM

A continuación se varía el índice de modulación para obtener una salida de tensión con una amplitud de voltaje diferente:

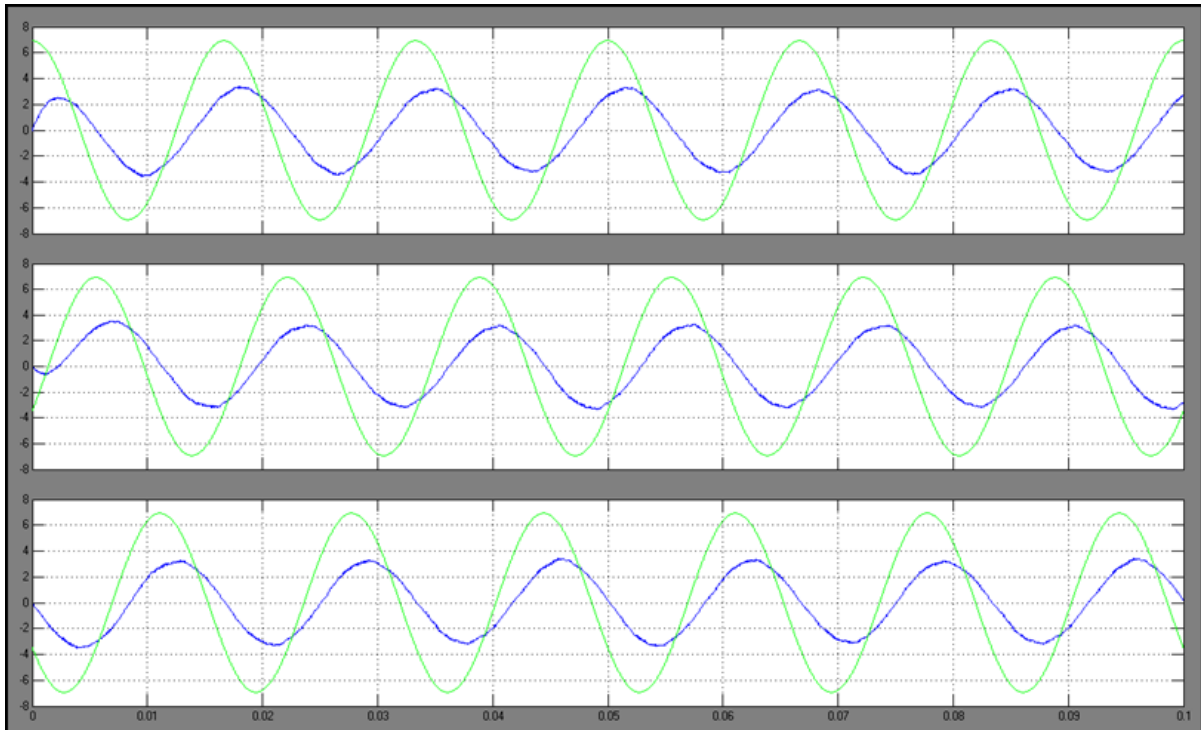


Figura 1 Señal de salida con una amplitud de voltaje menor

Elaboración propia

En la figura 1 se muestra la señal de salida del inversor con una amplitud de 3.46 voltios aproximadamente (señal azul). Para variar el voltaje de la tensión de salida, se modifico el índice de modulación ( $m$ ), es decir, el coeficiente entre el módulo del vector de referencia y el valor máximo posible de voltaje del vector de referencia, el cual, para este caso, equivale a 0.5 ( $m=3.46 / 6.93$ ). De esta manera se comprueba la facilidad para conseguir un voltaje variable (voltajes diferentes) con este tipo de modulación.

Seguido, se modifica la frecuencia de las señales de entrada para obtener una salida de tensión trifásica (onda azul) con una diferente frecuencia fundamental a la de 60 hertz:

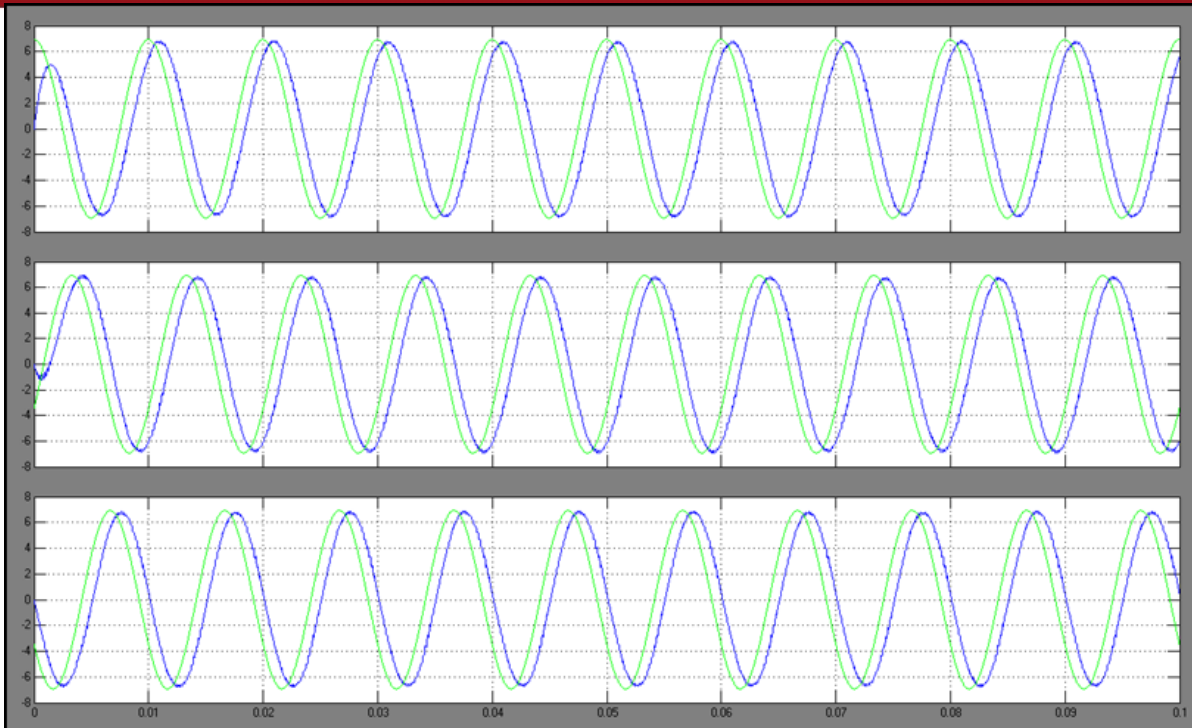


Figura 2 Señal de salida con una frecuencia de 100 hz.

Elaboración propia

Como se puede observar, se consigue variar la frecuencia muy fácilmente al cambiar la frecuencia de las señales de entrada. En la figura 2 se muestra una salida trifásica de 100 hz., comparando con la figura 4.36 (figura presente en el trabajo de Tesis) se puede observar la diferencia de frecuencias. En la figura 2, en un rango de 0.02 segundos, hay una mayor presencia de la señal de tensión a comparación de la figura 4.36, esto es debido a que la señal de la figura 2 tiene una frecuencia de 100 Hz, como se menciono anteriormente. Cabe mencionar que debido al cambio de frecuencia fundamental se debe cambiar la frecuencia de corte del filtro a causa del criterio utilizado para su diseño. La nueva frecuencia de corte es 150 hertz. Seguido se explica cómo se obtiene dicha frecuencia:

$$\text{Frecuencia fundamental} * 1.5 = \text{Frecuencia de corte del filtro}$$

Entonces,

$$100\text{hz} * 1.5 = 150\text{hz}$$

$$\text{Frecuencia de corte del filtro} = 150\text{hz}$$

Por lo tanto, la frecuencia de corte es  $w_c = 2 * \pi * 150hz = 942.48 rad/s$ , la constante de tiempo del filtro es 1.06m segundos ( $\frac{1}{w_c}$ ) y la constante de ganancia es la misma ( $k = 1.16$ ).

## **ANEXO A – 15**

### **Hojas de datos**

A continuación se muestra las hojas de datos.

