



ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL

FACULTAD DE INGENIERÍA EN ELECTRICIDAD Y COMPUTACION

**“CONSTRUCCIÓN DE UN INVERSOR TRIFÁSICO
TRANSISTORIZADO MODULADO POR FRECUENCIA”**

TÓPICO DE GRADUACIÓN

Previo a la obtención del Título de:

**INGENIERO EN ELECTRICIDAD
ESPECIALIZACIÓN INDUSTRIAL**

Presentado por:

Daniel Morales Noboa
Pablo Romero Sigcho

GUAYAQUIL - ECUADOR

**AÑO
2004**

RESUMEN

Este proyecto de t3pico consiste en el dise1o y construcci3n de un equipo de pruebas did3ctico para el laboratorio de electr3nica de potencia, el aparato que se va a construir es un **inversor trif3sico transistorizado de frecuencia variable**, el cual servir3 a los estudiantes del laboratorio para que analicen el funcionamiento de los convertidores C.C./C.A.

El equipo les permitir3 a los estudiantes observar las ondas de salida en la carga trif3sica con la que trabajen ya sea en una conexi3n estrella o en delta, en donde el alumno apreciar3 la variaci3n de frecuencia de las se1ales de salida.

Adem3s en el panel del inversor se podr3n observar las se1ales de los diferentes bloques que conforman el sistema de control del mismo, en donde como parte importante se podr3 ver las se1ales de disparo para los transistores del circuito de fuerza.

INDICE GENERAL

RESUMEN	VI
INDICE GENERAL	VII
ABREVIATURAS	X
INDICE DE FIGURAS	XI
INTRODUCCION	1
1. CONCEPTOS GENERALES DE ELECTRONICA DE POTENCIA Y DE LOS CONVERTIDORES	
1. 1 Definición de la Electrónica de Potencia.	3
1. 2 Sistemas y técnicas de control de potencia.	3
1. 2. 1 Clasificación de los dispositivos semiconductores de potencia.	5
1. 3 Sistemas electrónicos de potencia.	6
1. 4 Topología de circuitos electrónicos de potencia.	6
1. 5 Convertidores y tipos de convertidores.	10
2. INVERSORES DEFINICIONES BASICAS Y TIPOS	
2. 1 Inversores: conceptos básicos.	15
2. 2 Tipos de Inversores.	19
2. 3 Inversores monofásicos.	20
2. 4 Inversores trifásicos.	25

3. ANALISIS Y DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE CONTROL Y FUERZA DEL INVERSOR A CONSTRUIRSE

3. 1	Inversor trifásico: circuito a utilizarse, selección de los semiconductores para el circuito de fuerza y alimentación del inversor.	33
3. 2	Diagrama de bloques del sistema de control del inversor.	37
3. 3	Circuitos del sistema de control del inversor.	38
3. 4	Fuentes de alimentación de C.C. para los circuitos de control.	39
3. 5	Circuito de la onda diente de sierra.	40
3. 6	Circuito de reloj.	43
3. 7	Circuito generador de los pulsos de control para los transistores del circuito de fuerza.	45
3. 8	Etapa de acoplamiento entre el circuito de control y el circuito de fuerza del inversor.	48
3. 9	Circuito de fuerza del inversor.	50
3. 10	Diagrama principal del circuito de control.	50

4. CONSTRUCCION DEL EQUIPO

4. 1	Materiales utilizados: lista de componentes.	53
4. 2	Costeo de la construcción del aparato.	57
4. 3	Disposición física de las tarjetas de control en el equipo.	58
4. 4	Recomendaciones para el mantenimiento preventivo del equipo.	63

5. PRUEBAS Y RESULTADOS EXPERIMENTALES	
5. 1 Pruebas con carga resistiva y resistiva inductiva.	65
5. 2 Oscilogramas de las señales de salida y del circuito de control	67
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	74
APENDICES	
• Optoacopladores teoría y principios de funcionamiento.	77
• MOC8113 Hojas técnicas.	80
• TIP122 Hojas técnicas.	81
• Simulación del inversor trifásico usando el programa PSpice	82
BIBLIOGRAFIA	93

ABREVIATURAS

D.C	CORRIENTE CONTINUA
A.C.	CORRIENTE ALTERNA
V	VOLTIOS
A	AMPERIOS
R	RESISTENCIA
C	CAPACITANCIA
D	DIODO
W	WATIO
P	POTENCIOMETRO
pF	PICO FARADIO
TR	TRANSISTOR
IC	CIRCUITO INTEGRADO
μs	MICRO SEGUNDOS
Hz	HERTZ
V _o	TENSIÓN INSTANTANEA DE SALIDA
i _o	CORRIENTE INSTANTANEA DE SALIDA

INDICE DE FIGURAS

Fig. 1.1	Características y símbolos de algunos dispositivos semiconductores	5
Fig. 2.1	Circuito de inversor monofásico	17
Fig. 2.2	Inversor tipo puente monofásico	21
Fig. 2.3	Circuito equivalente del inversor monofásico tipo puente	22
Fig. 2.4	Formas de onda generadas por el inversor tipo puente	24
Fig. 2.5	Inversor trifásico	26
Fig. 2.6	Formas de onda del inversor trifásico	27
Fig. 2.7	Formas de onda de los voltajes de línea a línea del inversor trifásico	29
Fig. 2.8	Formas de onda para cargas conectadas en estrella	30
Fig. 3.1	Circuito del inversor trifásico con transistores BJT	34
Fig. 3.2	Diagrama de bloques del sistema de control del inversor	37
Fig. 3.3	Fuentes d.c. para los circuitos de control del inversor trifásico	40
Fig. 3.4	Circuito generador de la onda diente de sierra	43
Fig. 3.5	Circuito generador de los pulsos de reloj	45
Fig. 3.6	Circuito generador de los pulsos de voltaje aplicados a los transistores	47
Fig. 3.7	Señales a aplicar al terminal de base de los transistores del circuito de fuerza del inversor	48
Fig. 3.8	Circuitos de la etapa de acoplamiento	49
Fig. 3.9	Diagrama principal del circuito de control del inversor trifásico	51

Fig. 4.1	Vista frontal de los circuitos del inversor construido	58
Fig. 4.2	Vista posterior de los circuitos del inversor construido	59
Fig. 4.3	Vista superior de los circuitos del inversor construido	59
Fig. 4.4	Circuitos de las fuentes d.c. de +5 V, ± 15 V	60
Fig. 4.5	Circuito de la onda diente de sierra	60
Fig. 4.6	Circuito de reloj	61
Fig. 4.7	Circuito generador de los pulsos de control de los transistores.	61
Fig. 4.8	Circuitos de acoplamiento	62
Fig. 4.9	Circuito de fuerza	62
Fig. 5.1	Inversor en funcionamiento con carga resistiva	68
Fig. 5.2	Onda diente de sierra con un nivel de voltaje d.c. para formar la señal de reloj	68
Fig. 5.3	Onda diente de sierra con la señal de reloj	69
Fig. 5.4	Pulsos de voltaje aplicados a las bases de los transistores del circuito de fuerza, pulsos 1 y 2	69
Fig. 5.5	Pulsos de voltaje aplicados a las bases de los transistores del circuito de fuerza, pulsos 1 y 4	70
Fig. 5.6	Pulsos de voltaje aplicados a las bases de los transistores del circuito de fuerza, pulsos 1 y 6	70
Fig. 5.7	Voltaje de línea VAB con carga resistiva	71
Fig. 5.8	Voltaje de línea a neutro VAN con carga resistiva	71

Fig. 5.9	Voltajes de línea VAB y VBC con carga resistiva	72
Fig. 5.10	Voltajes de línea a neutro VAN y VBN con carga resistiva	72
Fig. 5.11	Voltajes de línea VAB y VBC con carga resistiva-inductiva.	73
Fig. A.1	Esquema del optoacoplador	79
Fig. D.1	Esquemático del circuito generador de la onda diente de sierra	84
Fig. D.2	Esquemático del circuito comparador	84
Fig. D.3	Esquemático del circuito generador de los pulsos de control	85
Fig. D.4	Esquemático del circuito de control del inversor	85
Fig. D.5	Esquemático del de fuerza del inversor	86
Fig. D.6	Esquemático de la carga RL para la simulación	87
Fig. D.7	Pulsos de control 1, 2 y 3	87
Fig. D.8	Pulsos de control 4, 5 y 6	88
Fig. D.9	Voltajes línea a neutro	88
Fig. D.10	Voltajes de línea a línea	89
Fig. D.11	Circuito de fuerza del inversor con IGBTs	90
Fig. D.12	Pulsos de voltaje aplicados al terminal de compuerta de los IGBTs	90
Fig. D.13	Voltajes de línea a neutro obtenidos del inversor con los IGBTs	91
Fig. D.14	Voltajes de línea a línea obtenidos del inversor con los IGBTs	91
Fig. D.15	Voltajes de línea VAB y VBC obtenidos con el equipo	92
Fig. D.16	Voltajes de línea VAB y VBC obtenidos con la simulación	92

INTRODUCCION

En general un inversor tipo fuente de tensión, convierte la tensión continua en sus terminales de entrada (DC) en una tensión alterna en sus terminales de salida (AC) de amplitud y frecuencia variables.

El funcionamiento de los inversores se caracteriza por ser el propio dispositivo quién determina la frecuencia y la forma de onda de la tensión alterna suministrada a la carga.

Actualmente existen multitud de aplicaciones para los convertidores DC/AC, entre ellas puede citarse el control de motores de corriente alterna, donde se hace necesario un rectificador controlado para convertir a continua la señal alterna y regular la potencia entregada al motor, para después volver a ondular la señal mediante un inversor.

Sin embargo, la aplicación que se ha considerado como la más generalizada en la actualidad son los **sistemas de alimentación ininterrumpida de C.A.** [2], que aseguran la alimentación de una carga en cualquier instante, independiente de los fallos o perturbaciones de la tensión de entrada al sistema.

Sus principales características son el funcionamiento ininterrumpido, baja distorsión armónica, mantenimiento de los rangos de tensión de salida con o sin carga ante fluctuaciones de la línea alterna o ante cambio en la frecuencia de la red.

CAPITULO 1

**CONCEPTOS GENERALES DE ELECTRONICA DE POTENCIA Y
DEL CONVERTIDOR C.C. /C.A.**

1. 1 DEFINICION DE LA ELECTRONICA DE POTENCIA

Durante mucho tiempo ha existido la necesidad de controlar la potencia eléctrica de los sistemas de tracción y de los controles industriales impulsados por motores eléctricos, así pues la electrónica de potencia ha revolucionado la idea del control para la conversión de potencia y para el control de motores eléctricos.

La electrónica de potencia combina la energía, la electrónica y el control, el control se encarga del régimen permanente y de las características dinámicas de los sistemas de lazo cerrado. La energía tiene que ver con equipo de potencia estática y rotativa o giratoria, para la generación, la generación, transmisión y distribución de la energía eléctrica. La electrónica se encarga de los dispositivos y circuitos de estado sólido requeridos el procesamiento de las señales para cumplir con los objetivos de control deseado [1].

La electrónica de potencia se puede definir como la aplicación de la electrónica de estado sólido para el control y la conversión de la energía eléctrica.

1. 2 SISTEMAS Y TÉCNICAS DE CONTROL DE POTENCIA

La electrónica de potencia se basa, en primer término, en la conmutación de dispositivos semiconductores de potencia. Con el desarrollo de la tecnología de los semiconductores, las capacidades del manejo de la energía y la velocidad de conmutación de estos dispositivos han mejorado tremendamente. El desarrollo de la tecnología de los microprocesadores tiene un gran impulso sobre el control y la

síntesis de la estrategia de control para los dispositivos semiconductores de potencia. El equipo de electrónica de potencia moderno utiliza (1) semiconductores de potencia, que pueden compararse con el músculo, y (2) microelectrónica, que tiene el poder y la inteligencia del cerebro.

Los dispositivos semiconductores se pueden operar como interruptores mediante la aplicación de señales de control a al terminal de compuerta de los tiristores (y a la base de los transistores bipolares). La salida requerida se obtiene mediante la variación del tiempo de conducción de estos dispositivos de conmutación.

En la Figura 1.1 se muestran los voltajes de salida y las características de control de los dispositivos de interrupción de potencia de uso común. Una vez que el tiristor está en modo conducción, la señal de la compuerta no tiene efecto, cuando un dispositivo semiconductor está en modo conducción normal, existe una pequeña caída de voltaje a través del mismo, estas caídas de voltaje se consideran despreciables.

DISPOSITIVOS	SIMBOLOS	CARACTERÍSTICAS
DIODO		
TIRISTOR		
SITH GTO MCT		
TRIAC		
LASCR		
NPN BJT		
IGBT		
MOSFET DE CANAL N		
SIT		

Fig. 1.1 Características y símbolos de algunos dispositivos semiconductores.

1.2.1 CLASIFICACIÓN DE LOS DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA

Los dispositivos semiconductores de potencia se pueden clasificar a partir de:

1. Activación y desactivación sin control (por ejemplo diodo)
2. Activación controlada y desactivación sin control (por ejemplo SCR)

3. Características de activación y desactivación controladas (por ejemplo BJT, MOSFET, GTO)
4. Requisito de señal continua en la compuerta (BJT, MOSFET)
5. Requisito de pulso en la compuerta (por ejemplo SCR, GTO)
6. Capacidad de soportar voltajes bipolares (SCR, GTO)
7. Capacidad de soportar voltajes unipolares (BJT, MOSFET, GTO, IGBT)
8. Capacidad de corriente bidireccional (TRIAC)
9. Capacidad de corriente unidireccional (SCR, GTO, BJT, MOSFET, IGBT, DIODO).

1. 3 SISTEMAS ELECTRÓNICOS DE POTENCIA

Para el control de la potencia eléctrica o del acondicionamiento de la misma, es necesario convertir la potencia de una forma a otra, las características de interrupción de los dispositivos de potencia permiten dicha conversión. Los convertidores de potencia estáticos llevan a cabo estas funciones de conversión.

1. 4 TOPOLOGÍA DE LOS CIRCUITOS ELECTRÓNICOS DE POTENCIA

Desde que se desarrollo el primer tiristor rectificador controlado de silicio (SCR), a fines de 1957, ha habido grandes adelantos en los dispositivos semiconductores de potencia. Hasta 1970, los tiristores convencionales se habían utilizado en

forma exclusiva para el control de la energía en aplicaciones industriales. A partir de 1970, se desarrollaron varios tipos de semiconductores que quedaron disponibles en forma comercial.

Estos se pueden dividir en cinco tipos principales:

1. diodos de potencia,
2. tiristores,
3. transistores bipolares de juntura de potencia (BJT),
4. MOSFET de potencia, y
5. transistores bipolares de compuerta aislada (IGBT) y transistores de inducción estáticos (SIT).

Los tiristores se pueden subdividir en ocho tipos:

- a) tiristor de conmutación forzada,
- b) tiristor conmutado por línea,
- c) tiristor desactivado por compuerta (GTO)
- d) tiristor de conducción inversa (RCT)
- e) tiristor de inducción estático (SITH)
- f) tiristor desactivado con asistencia de compuerta (GATT)
- g) rectificador controlado de silicio fotoactivado (LASCR), y
- h) tiristores controlados por MOS (MCT). Los transistores de inducción estáticos también están disponibles en forma comercial.

Los diodos de potencia son de tres tipos: de uso general, de alta velocidad (o de recuperación rápida) y Schottky. Los diodos de uso general están disponibles hasta 3000 V, 3500 A, y la especificación de los diodos de recuperación rápida puede llegar hasta 3000 V, 1000 A. El tiempo de recuperación inversa varía entre 0.1 y 5 μ s. Los diodos de recuperación rápida son esenciales para la interrupción de los convertidores de potencia a altas frecuencias. Un diodo tiene dos terminales: un cátodo y un ánodo. Los diodos Schottky tienen un voltaje bajo de estado activo y un tiempo de recuperación muy pequeño, típicamente en nanosegundos. La corriente de fuga aumenta con el voltaje y sus especificaciones se limitan a 100 V, 300 A. Un diodo conduce cuando el voltaje de su ánodo es más alto que el de su cátodo; siendo la caída de voltaje directa de un diodo de potencia muy baja, típicamente 0.5 y 1.2 V. Si el voltaje del cátodo es más alto que el voltaje del ánodo, se dice que el diodo está en modo de bloqueo.

Un tiristor tiene tres terminales: un ánodo, un cátodo y una compuerta. Cuando una pequeña corriente pasa a través de la terminal de la compuerta hacia el cátodo, el tiristor conduce, siempre y cuando la terminal del ánodo éste a un potencial más alto que el cátodo. Una vez que el tiristor está en modo de conducción, el circuito de la compuerta no tiene ningún control y el tiristor continúa conduciendo. Cuando un tiristor está en modo de conducción, la caída de potencial en directa es muy pequeña, típicamente 0.5 a 2 V. Un tiristor que conduce se puede desactivar haciendo que el potencial del ánodo sea igual o menor que el potencial del cátodo. Los tiristores conmutados en línea se

desactivan en razón de la naturaleza senoidal del voltaje de entrada, y los tiristores conmutados en forma forzada se desactivan, mediante un circuito adicional conocido como circuitería de conmutación.

Los tiristores naturales conmutados en línea están disponibles con especificaciones de hasta 6000 V, 350 A. El tiempo de desactivación de los tiristores de bloqueo inverso de alta velocidad ha mejorado en forma sustancial y es posible obtener de 10 a 20 μs con un tiristor de 1200 V, 2000 A. El tiempo de desactivación se define como el intervalo de tiempo entre el instante en que la corriente principal se reduce a cero después de la interrupción externa del circuito de voltaje principal, y el instante en que el tiristor es capaz de aceptar un voltaje especificado, sin activarse. Los RCT y los GATT se utilizan en gran medida para la interrupción de alta velocidad, en especial en aplicaciones de tracción. Un RCT se puede considerar como un tiristor que incluye inverso en paralelo. Los RCT están disponibles hasta 2500 V, 1000 (y 400 A de conducción inversa) con un tiempo de interrupción de 40 μs . Los GATT están disponibles hasta 1200 V, 400 A con una velocidad de interrupción de 8 μs . Los LASCR, que se fabrican hasta 6000 V, 1500 A con una velocidad de interrupción de 200 a 400 μs , son adecuados para el sistema de energía de alto voltaje, especialmente en HVDC. Para aplicaciones de corriente alterna de baja potencia los TRIACS, se utilizan ampliamente en todo tipo de controles sencillos de calor, de iluminación, de motores, así como interruptores de corriente alterna. El flujo de corriente a través de un TRIAC se puede controlar en cualquier dirección [1]. Las especificaciones

de los dispositivos semiconductores de potencia comercialmente disponibles se muestran en la Tabla 1.1

TIPO		Especificación de Voltaje/Corriente	Alta Frecuencia (HZ)	Tiempo de conmutación (μ s)	Resistencia en estado activo
Diodos	Uso General	5000 V/5000 A	1 K	100	0.16 m
	Alta Velocidad	3000 V/1000 A	10 K	2-5	1.00 m
	Schottky	40 V/60 A	20 K	0.23	10.00m
Tiristores desactivados en forma forzada	De bloqueo	5000 V/5000 A	1 K	200	0.25 m
	inverso	1200 V/1500 A	10 K	20	0.47 m
	Alta velocidad	2500 V/400 A	5 K	40	2.16 m
	Bloqueo inverso	2500 V/1000 A	5 K	40	2.10 m
	GTT	1200 V/400 A	20 K	8	2.24 m
Disparo lumínico	6000 V/1500 A	400	200-400	0.53 m	
TRIAC		1200 V/300 A	400	200-400	3.57 m
Tiristores desactivados automáticamente	GTO	4500 V/3000 A	10 K	15	2.50 m
	SITH	4000 V/2200 A	20 K	6.5	5.75 m
Transistores de Potencia	Individual	400 V/250 A	20 K	15	2.50 m
		400 V/40 A	20 K	6.5	5.75 m
	Darlington	630 V/50 A	25 K	9	4.00 m
		1200 V/400 A	10 K	30	10.00 m
SIT		1200 V/300 A	100 K	0.55	1.20
MOSFET de Potencia	Individual	500 V/8.6 A	100 K	0.70	0.60
		1000 V/4.7 A	100 K	0.90	2.00
		500 V/50 A	100 K	0.60	0.40 m
IGBT	Individual	1200 V/400 A	20 K	2.30	50.00m
MCT	Individual	600 V/60 A	20 K	2.20	18.00 m

Tabla 1.1 Especificaciones de dispositivos semiconductores.

1. 5 CONVERTIDORES Y TIPOS DE CONVERTIDORES

Los convertidores de potencia electrónicos son circuitos que utilizan dispositivos semiconductores para convertir o acondicionar la potencia eléctrica de una forma a otra.

Los convertidores de potencia se pueden clasificar en seis tipos:

1. Rectificadores de diodos.
2. Convertidores AC-DC (rectificadores controlados)
3. Convertidores AC-AC (controladores de voltaje C.A.)

4. Convertidores DC-DC (pulsadores de DC, troceadores)
5. Convertidores DC-AC (inversores)
6. Interruptores estáticos.

La acción de interrupción de un convertidor puede ser llevada a cabo por más de un dispositivo. La selección de un dispositivo en particular dependerá del voltaje, la corriente y los requisitos de velocidad del convertidor.

A continuación se detallará en forma sencilla la forma de trabajo de estos convertidores:

Rectificadores. Un circuito rectificador con diodos convierte un voltaje A.C. en un voltaje D.C. fijo. La entrada de voltaje al rectificador puede ser monofásica o trifásica.

Los circuitos rectificadores con diodos pueden ser de dos tipos: de media onda, y de onda completa. El nivel D.C. que se obtiene con un circuito rectificador de onda completa puede llegar a mejorar hasta en un 100% que el que se obtiene con el de media onda.

Convertidores A.C. – D.C. A este tipo de convertidores también se los conoce como *rectificadores controlados* debido a que su función es similar a la de los rectificadores con diodos, pero a diferencia de esos circuitos en los rectificadores controlados se utilizan tiristores y el valor promedio del voltaje de salida puede ser controlado por la variación del tiempo de conducción de los tiristores o retrasando

el ángulo de disparo de estos. La entrada de voltaje puede ser monofásica o trifásica.

Convertidores A.C.- A.C. Estos convertidores son usados para obtener una salida de voltaje variable A.C a partir de otra fuente A.C. El flujo de potencia puede ser controlada por la variación del valor rms del voltaje aplicado a la carga y esto se puede conseguir variando el tiempo de conducción o retrasando el ángulo de disparo de los tiristores o TRIACS que son los dispositivos que comúnmente se usan en estos convertidores. A estos convertidores son también conocidos como *controladores de voltaje A.C.*

Convertidores D.C.- D.C. En muchas aplicaciones industriales, es requerido convertir un voltaje fijo de una fuente D.C. a un voltaje D.C. variable, y este trabajo lo realiza este tipo de convertidor, también conocido como *troceador*, básicamente el voltaje promedio en la carga es controlado variando el tiempo de conducción del dispositivo semiconductor que se utilice ya sean transistores o tiristores.

Convertidores D.C. – A. C. A este tipo de convertidores también se los conoce como *inversores*, la función de un inversor es cambiar una entrada de voltaje D.C. a un voltaje de salida A.C. simétrico de una magnitud y frecuencia deseada.

Interrupedores Estáticos. Los tiristores que pueden ser encendidos y apagados en algunos microsegundos pueden ser operados como interruptores de rápido desempeño para reemplazar dispositivos electromecánicos.

En aplicaciones D.C. de baja potencia, los transistores de potencia también pueden ser usados como interruptores. Los interruptores estáticos tienen muchas ventajas: altas velocidades de interrupción, no tienen partes móviles, y no tienen contactos que se desgasten por el cierre y apertura de los mismos.

CAPITULO 2

INVERSORES DEFINICIONES BASICAS Y TIPOS

2. 1 INVERSORES: CONCEPTOS BASICOS

Un inversor es un dispositivo el cual convierte potencia DC a potencia AC, básicamente la función de un inversor es cambiar una entrada de voltaje DC a una salida de voltaje simétrica AC de una magnitud y frecuencia deseada.

La salida de voltaje puede ser fija o variable a una frecuencia fija o variable. Un voltaje variable puede ser obtenido variando la entrada de voltaje D.C. y manteniendo constante la ganancia del inversor, de otra forma si la entrada de voltaje D.C. es fija y no es controlable, un voltaje variable puede ser obtenido variando la ganancia del inversor, lo cual es normalmente llevado a cabo con modulación de ancho de pulso (PWM por sus siglas en inglés) en el control del inversor. La *ganancia de inversor* podría ser definida como la relación del voltaje A.C. de salida al voltaje D.C. de entrada [2].

Las ondas de voltaje en la salida de los inversores ideales deben ser sinusoidales. Sin embargo, las formas de onda de los inversores prácticos no son sinusoidales y tienen cierto contenido de armónicos. Para aplicaciones de baja y mediana potencia las ondas de voltaje cuadradas o casi cuadradas pueden ser aceptables, para aplicaciones de alta potencia las formas de onda con baja distorsión sinusoidal son requeridas.

La frecuencia del voltaje de salida del inversor esta determinada por la relación a la cual los tiristores son disparados a la conducción. Esto es controlado por un oscilador de referencia y circuitos lógicos, los cuales generan y distribuyen pulsos

de disparo en la correcta secuencia a varios tiristores. En el fin de su periodo de conducción cada tiristor debe ser apagado por un circuito de conmutación auxiliar. Como se menciono anteriormente los transistores son usados para los inversores de baja potencia, el uso de estos dispositivos presenta una ventaja con respecto a los tiristores y es que estos no requieren circuitos de conmutación auxiliar para apagarlos, esto se logra simplemente eliminando el pulso de disparo aplicado al terminal de base del transistor.

La frecuencia de salida del inversor puede ser controlada desde cero hasta algunos cientos de Hz por la variación de la frecuencia de referencia del oscilador. La frecuencia de salida esta determinada únicamente por el oscilador de referencia y no es afectada por transientes en la carga. Un simple oscilador de relajación con resistencia y capacitancia en un ambiente de temperatura controlada tiene una estabilidad de $\pm 0.05\%$ de un set de frecuencia por periodos de 48 horas. La variación de frecuencia sobre un amplio rango es fácilmente obtenida por medio de un potenciómetro en el circuito oscilador.

Con el fin de introducir el circuito de funcionamiento se analizará un circuito sencillo constituido por un inversor monofásico en configuración semipunte. El circuito y las formas de onda correspondientes se muestran a continuación:

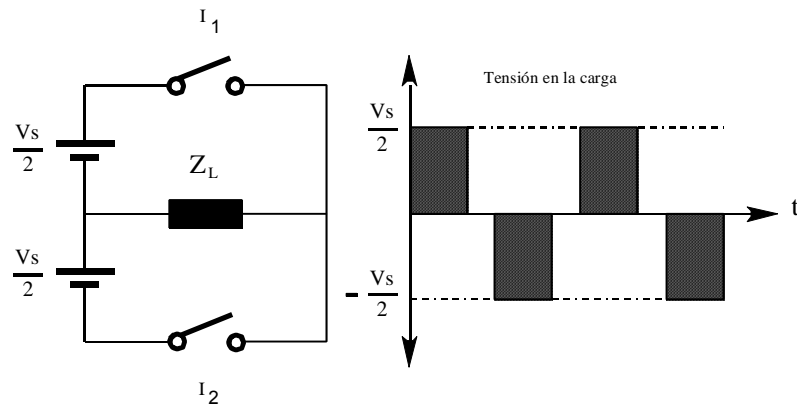


Fig. 2.1 Circuito de inversor monofásico.

El principio de funcionamiento se basa en la conducción de los interruptores durante un semiperíodo, instante durante el cual se le aplica a la carga una tensión igual a $V_s/2$, junto con la imposición de una conducción alternada y no simultánea de ambos interruptores. La tensión rms a la salida puede expresarse como:

$$V_{orms} = \left(\frac{2}{T_o} \cdot \int_0^{T_o/2} \frac{V_s^2}{4} dt \right)^{1/2} = \frac{V_s}{2} \quad (2-1)$$

La tensión instantánea de salida puede ser expresada en términos de la serie de Fourier como:

$$V_o = \begin{cases} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2 \cdot V_s}{n\pi} \cdot \text{Sen}(n\omega t) & (2-2) \\ 0 \rightarrow n = 2,4,\dots \end{cases}$$

$$0 \rightarrow n = 2,4,\dots$$

Donde $w=2\pi f_0$ es la frecuencia de la tensión de salida en radianes/seg. Sustituyendo $n=1$ en la ecuación anterior obtenemos el valor instantáneo de la componente fundamental, que calculando su valor rms se obtiene:

$$V1_{rms} = \frac{2V_s}{\sqrt{2} \cdot \pi} = 0.45V_s \quad (2-3)$$

En general las cargas alternas de los inversores no suelen ser simplemente resistivas. Casi sin excepción, el factor de potencia en la carga no es la unidad, y en la mayoría de los casos la potencia media que se transfiere a la carga corresponde únicamente a la frecuencia de la fundamental, dado que las cargas dispondrán de su componente reactiva. De esta manera para una carga RL la corriente instantánea i_0 de la carga tendrá la siguiente expresión:

$$i_0 = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi \cdot \sqrt{R^2 + (nwL)^2}} \cdot \text{sen}(nwt - \theta_n)$$

$$\text{donde } \theta_n = \arctan(nwL/R) \quad (2-4)$$

Si i_0 es la componente fundamental de la corriente de la carga, la potencia de salida será:

$$P_{o1} = V1 \cdot I_{o1} \cdot \text{Cos}(\theta_1) = I_{o1}^2 \cdot R = \left[\frac{2V_s}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot \sqrt{R^2 + (wL)^2}} \right]^2 \cdot R \quad (2-5)$$

En la mayoría de las aplicaciones la potencia de salida debida a la corriente de la componente fundamental es la potencia útil, y la potencia debida a las corrientes armónicas es disipada en forma de calor.

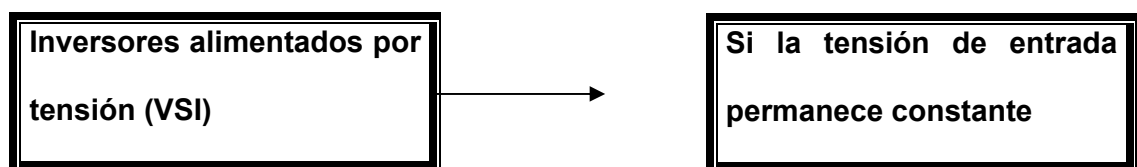
Si la carga es predominantemente inductiva la intensidad estará retrasada con respecto a la tensión y adelantada si este predominio es capacitivo, las formas de

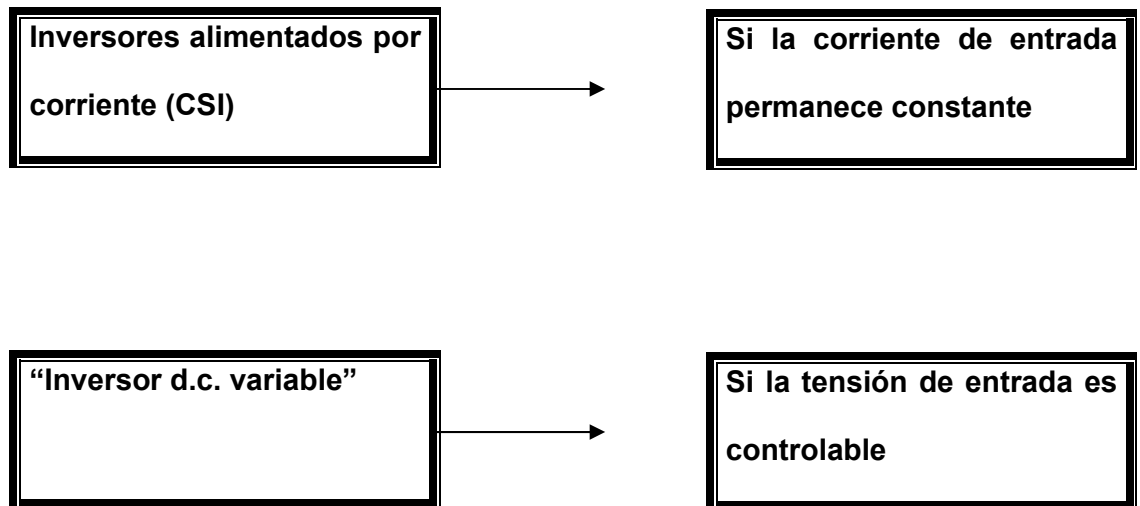
onda se aproximan tanto más a una senoide cuanto menor sea el factor de amortiguamiento $R \ll L$ y cuando la inductancia estén próximas a la resonancia para: $\omega L \cong 1/C\omega$.

2. 2 TIPOS DE INVERSORES:

Cualquier inversor puede ser constituido por uno o varios voltajes de entrada de corriente continua, que por medio de un conjunto de interruptores pueden ser conectados a una carga mono o polifásica para obtener de manera alternada semiciclos positivos y negativos en la salida.

Existen muchas tipos de formas para clasificar a los inversores las mismas que pueden realizarse desde el punto de vista de aplicación, de los elementos semiconductores utilizados, del tipo de señal monofásica o trifásica alterna que proporcionen, y dependiendo del tipo de alimentación del inversor. Con este último criterio podemos distinguir entre:





2. 3 INVERSORES MONOFASICOS

Un inversor tipo puente monofásico del tipo que son usados en muchos convertidores d.c. variables es mostrado en la figura 2.2

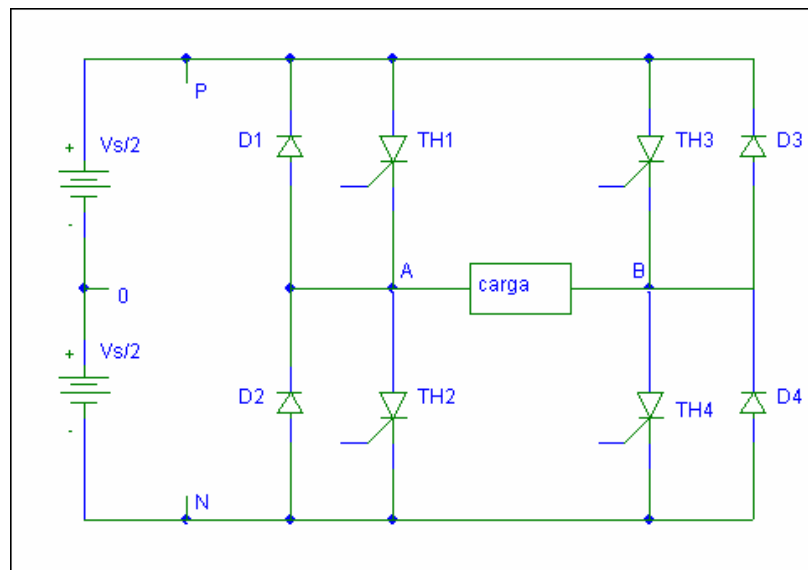


Fig. 2.2 Inversor tipo puente monofásico

Los circuitos de disparo y conmutación son omitidos para claridad. Cuatro tiristores son conectados en un circuito puente con cuatro diodos en paralelo en forma inversa. Estos diodos de retroalimentación son necesarios para proveer un camino de retorno de la energía reactiva, de cargas inductivas o capacitivas, a la fuente d.c.

El circuito puede ser dividido en 2 secciones: la sección izquierda conectada al terminal de carga **A** y la sección derecha conectada en el terminal **B**. Esta muy claro en el circuito que 2 tiristores en serie en la misma sección o brazo del inversor nunca deben conducir simultáneamente porque esto podría producir un corto circuito en la fuente d.c. El circuito de conmutación debe garantizar que un tiristor este siempre apagado antes que su compañero en serie encienda.

Los tiristores TH1 y TH2 del circuito puente son encendidos y conmutados de tal forma que ellos conducen para intervalos alternados de 180° . Omitiendo la caída de voltaje de un tiristor en conducción, el terminal **A** es por consiguiente conectado alternadamente a los lados positivo y negativo de la fuente d.c. [2].

El circuito del tiristor es equivalente a un sistema mecánico de interruptores, como muestra la figura 2.3

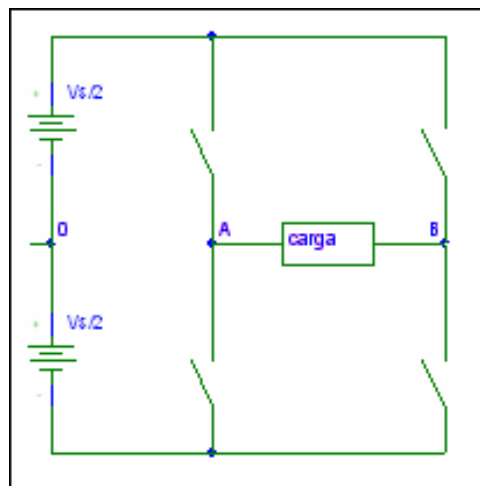


Fig. 2.3 Circuito equivalente del inversor monofásico tipo puente.

donde un tiristor conduciendo corresponde a un interruptor cerrado. Si el proceso de conmutación ocupa una fracción insignificante del medio-ciclo, el voltaje del terminal A relativo al lado negativo de la fuente d.c. tiene una forma de onda cuadrada. Los tiristores TH3 y TH4 también conducen alternadamente y el terminal B está conectado en un instante cualquiera a la línea positiva o negativa de la fuente. Cuando TH1 y TH4 conducen simultáneamente, el voltaje directo de entrada V_d es aplicado a través de la carga. Similarmente, cuando TH2 y TH3

conducen, el voltaje de la fuente es aplicado a través de la carga en dirección reversa. Si TH1 y TH4 son encendidos y apagados simultáneamente, una forma de onda cuadrada aparece a través de la carga. Si la carga es puramente resistiva, la corriente tiene una forma de onda idéntica. Cuando suministramos una carga inductiva tal como un motor a.c., la corriente de carga retrasa al voltaje aplicado. Así, cuando TH1 y TH4 son apagados, la corriente de carga continua fluyendo en la misma dirección por un tiempo. Durante este periodo la corriente circula a través de los diodos de retroalimentación D2, D3 y la fuente, y la energía reactiva es retornada a la fuente d.c. Los diodos de retroalimentación, también llamados “de paso libre” previenen los voltaje alternantes en la carga que exceden el voltaje de entrada, y una forma cuadrada de amplitud constante es generada en todas las frecuencias y para todas las condiciones de carga, las formas de onda generadas serian las que se muestran en la figura 2.4

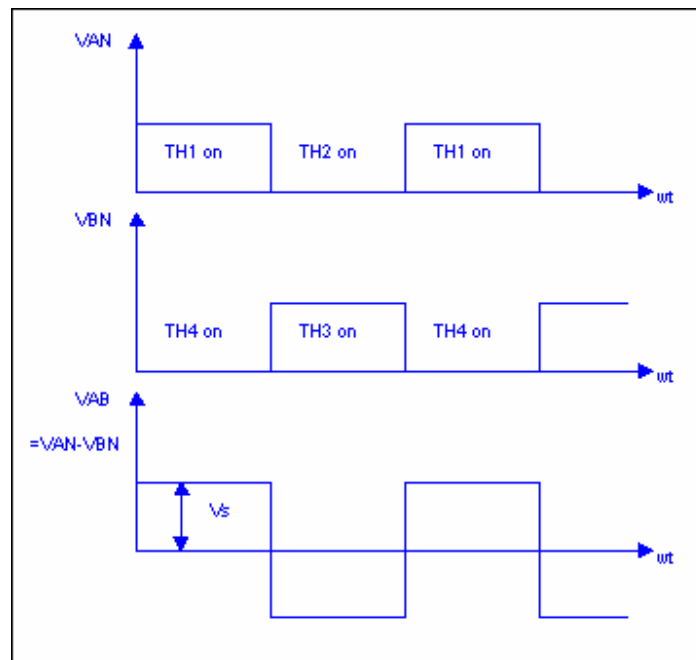


Fig. 2.4 Formas de onda generadas por el inversor tipo puente.

En muchas aplicaciones es necesario variar la componente fundamental del voltaje alternante a la salida del inversor. En un inversor monofásico tipo puente esto puede ser logrado por la variación de la entrada de voltaje d.c, y preservando la forma de onda cuadrada de la salida de voltaje.

Un método alternativo es también mantener la fuente de voltaje constante y variar la salida de voltaje fundamental a.c. usando técnicas de modulación de ancho de pulso (PWM por sus siglas en inglés).

Dentro de los inversores monofásicos existen algunas configuraciones que son las siguientes:

- Tipo Push-Pull (transformador con toma intermedia)

- Tipo Semipunte.
- Tipo Puente completo.

2. 4 INVERSORES TRIFASICOS

Los inversores trifásicos se utilizan en aplicaciones de mayor potencia, pudiendo estar formados por tres inversores monofásicos independientes conectados a la misma fuente, la única exigencia será el desfase de 120° de las señales de disparo de cada inversor con respecto a los demás, para conseguir una tensión equilibrada a la salida.

Las tres señales alternas que se obtienen de manera independiente en cada inversor, pueden ser conectadas al primario de un transformador trifásico dejando la conexión de sus secundarios en configuración delta o estrella en función de la carga. Este montaje requiere tres transformadores monofásicos, doce transistores y doce diodos. Si las tensiones de salida de los inversores monofásicos no están perfectamente equilibradas en magnitud y fase, la salida del sistema estará descompensada.

El inversor trifásico debe generar una salida de voltaje y frecuencia variable.

El inversor trifásico más simple es el de la Figura 2.5 en el cual los circuitos de conmutación y disparo han sido omitidos por claridad. Los diodos de paso libre son incluidos en el circuito y cuando opera como un inversor de seis pasos, cada

tiristor tiene un periodo de conducción de 180° en lugar de 120° del circuito de control de fase.

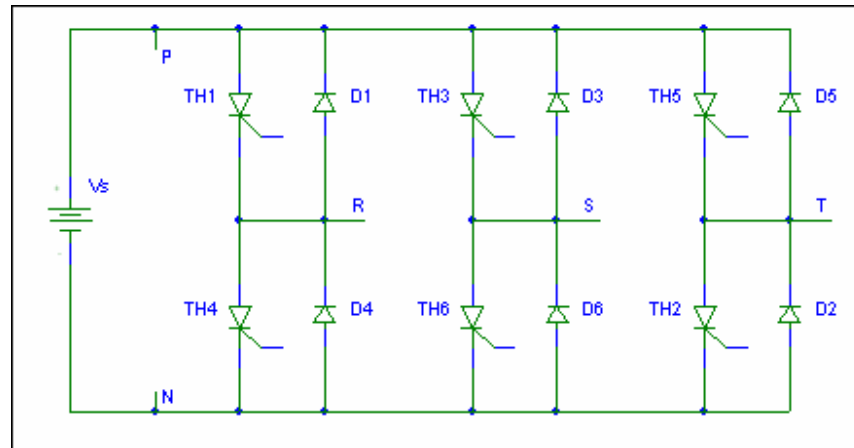


Fig. 2.5 Inversor trifásico.

La operación de un inversor de 6 pasos es esencialmente la misma que la de un inversor monofásico como el mostrado en la figura 2.2. Un tercer brazo es añadido al circuito monofásico de tal forma que los terminales de salida **R**, **S** y **T** están conectados alternadamente por un tiristor en conducción a los terminales positivo y negativo de la fuente d.c. [4].

Una salida trifásica es obtenida preservando un desplazamiento de fase de 120° entre los pulsos de disparo dados a cada brazo del inversor. En la figura 2.5 los tiristores son numerados en su correcta secuencia de disparo. Esto significa que ellos deben ser disparados en intervalos uniformes en la secuencia TH1, TH2, TH3, TH4, TH5, TH6 en orden al completar un ciclo del voltaje de salida. La

frecuencia de salida del inversor está determinada por la frecuencia de disparo de los tiristores.

Tomando el terminal negativo de la fuente d.c. como punto de referencia N, y asumiendo una conmutación instantánea, los voltajes V_{RN} , V_{SN} , y V_{TN} , tienen formas de onda cuadradas como se muestra en la figura 2.6

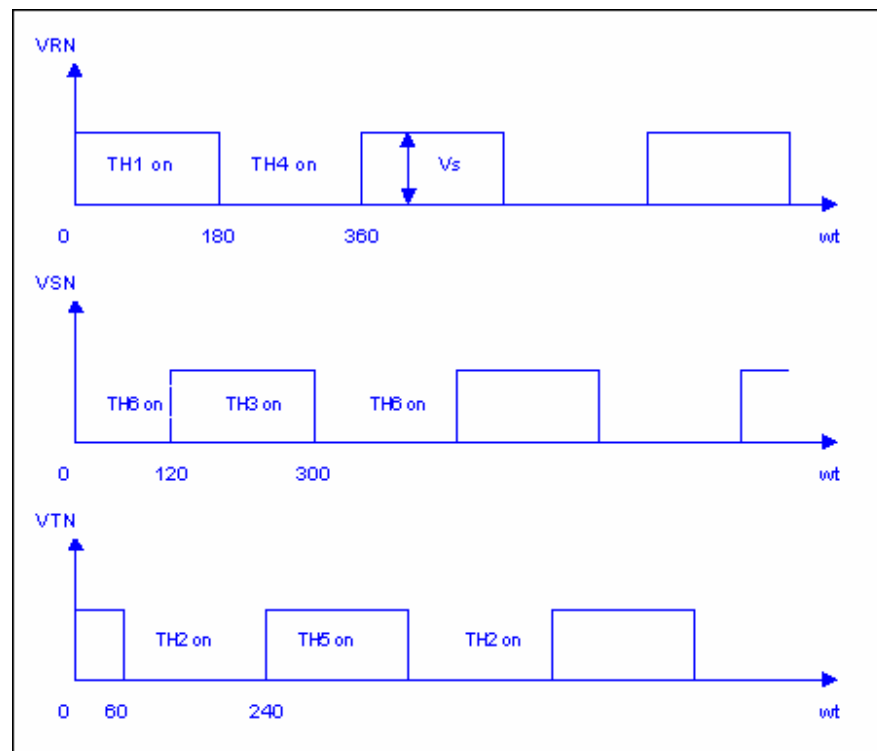


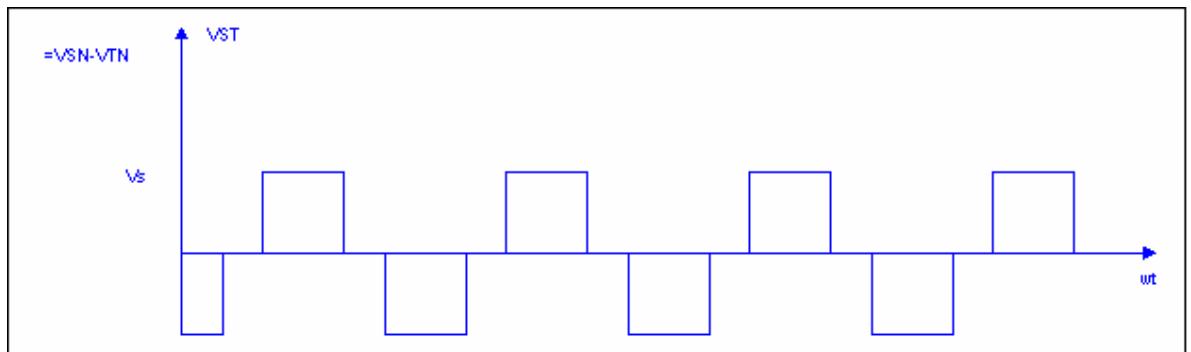
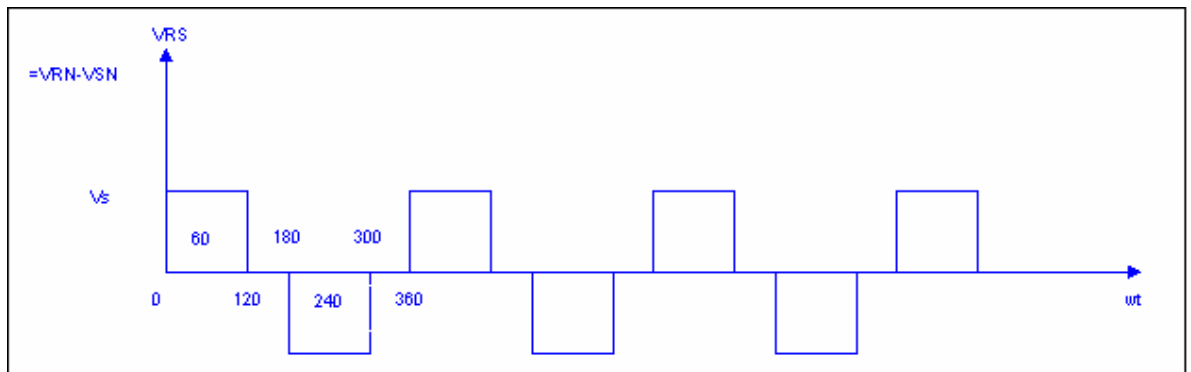
Fig. 2.6 Formas de onda del inversor trifásico.

Como en el circuito monofásico, V_{RN} es igual al voltaje de la fuente V_d cuando TH1 conduce, y es cero cuando TH4 conduce.

Los voltajes línea a línea son obtenidos por substracción. Así, $V_{RS} = V_{RN} - V_{SN}$, $V_{ST} = V_{SN} - V_{TN}$ y $V_{TR} = V_{TN} - V_{RN}$. Donde los voltajes de línea son obtenidos como

la diferencia de dos formas de onda cuadradas que no contienen armónicos de tercer orden o múltiplos de ellos, porque esos son armónicos de secuencia cero.

Las formas de onda de los voltajes de línea son mostradas en la fig. 2.7 y son descritas como “cuasi-cuadradas”.



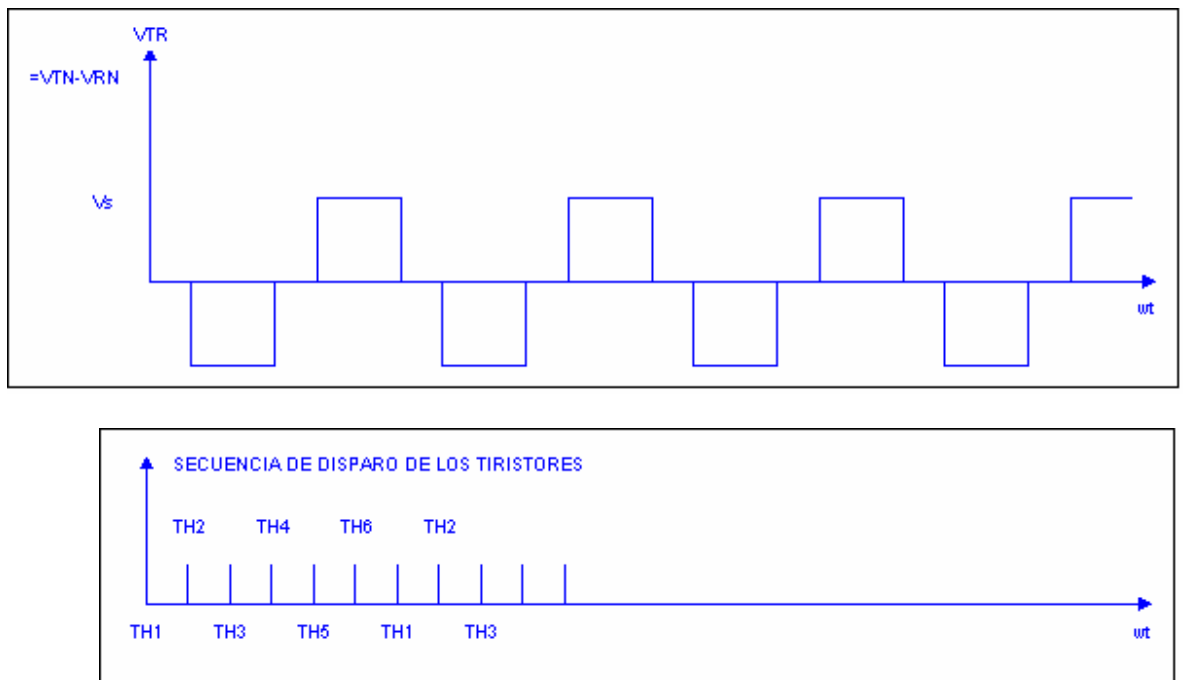


Fig. 2.7 Formas de onda de los voltajes línea a línea del inversor trifásico

El análisis de Fourier da la expresión:

$$V_{RS} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} V_d \left(\sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) - \frac{1}{5} \sin 5(\omega t + \frac{\pi}{6}) - \frac{1}{7} \sin 7(\omega t + \frac{\pi}{6}) + \frac{1}{11} \sin 11(\omega t + \frac{\pi}{6}) + \dots \right)$$

(2-6)

El valor r.m.s. es $\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_d$ o $0.816 V_d$. (2-7) y la componente fundamental tiene

un valor r.m.s. de $\frac{\sqrt{6}}{\pi} V_d$ o $0.78 V_d$ (2-8)

En el caso de una carga conectada en estrella, el voltaje línea neutro tiene una

forma de onda como la que se muestra en la Figura 2.8 con pasos de $\frac{V_d}{3}$ y $\frac{2V_d}{3}$.

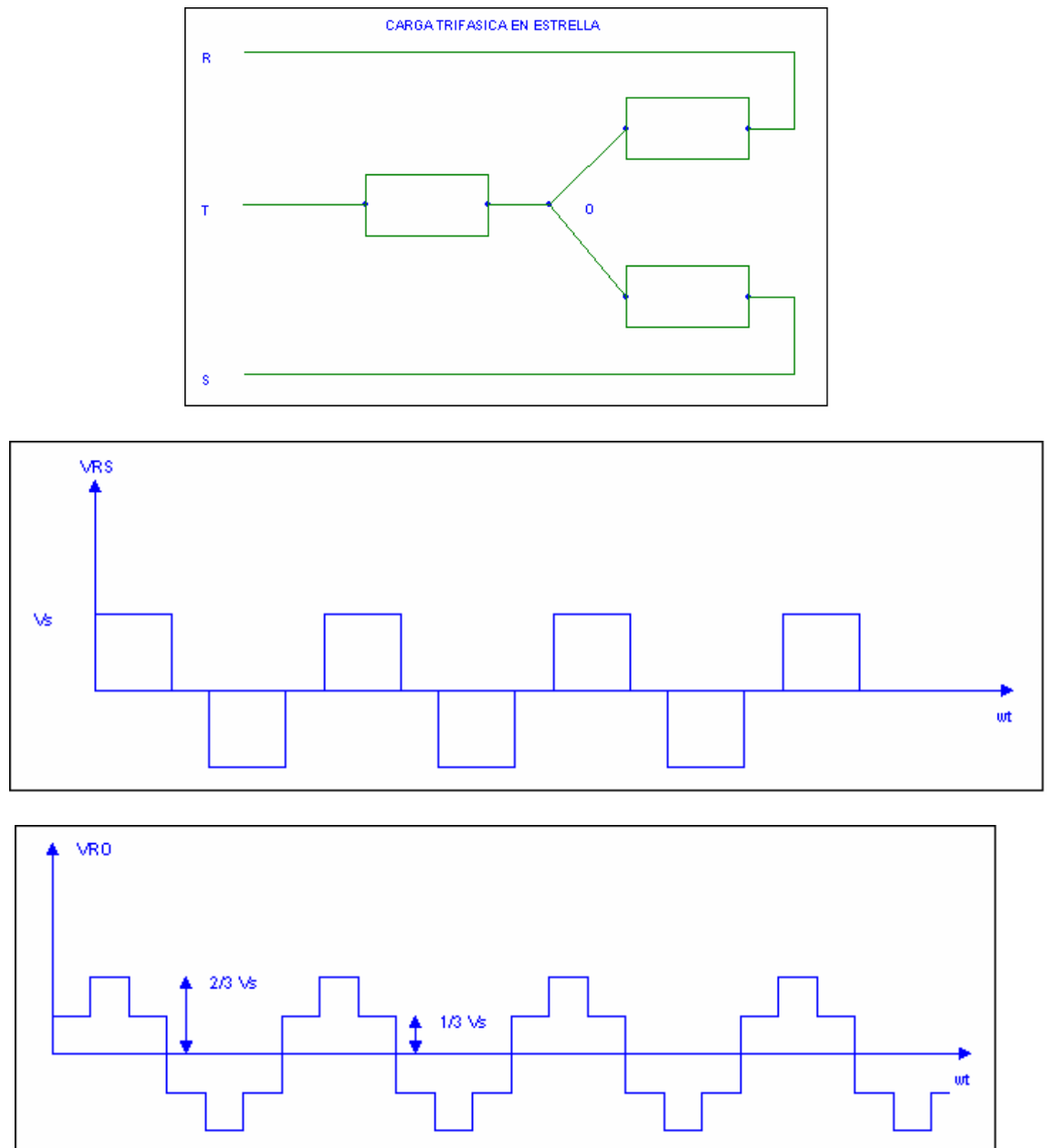


Fig. 2.8 Formas de onda para cargas conectadas en estrella.

El contenido de armónicos de la línea y los voltajes de fase es el mismo, y la diferencia en las ondulaciones es debido a las diferentes relaciones de fase entre la fundamental y los armónicos. La expresión completa para el voltaje de fase es:

$$V_{RO} = \frac{3}{\pi} V_d \left\{ \text{sen} \omega t + \frac{1}{5} \text{sen} 5 \omega t + \frac{1}{7} \text{sen} 7 \omega t + \frac{1}{11} \text{sen} 11 \omega t + \dots \right\} \quad (2-7)$$

El mas bajo contenido de armónicos presente es en el quinto armónico con una amplitud igual al 20% de la fundamental. En la práctica las formas de onda obtenidas con este tipo de inversor han sido usadas exitosamente en muchos controladores de velocidad de motores a.c. La eliminación de los armónicos de secuencia cero es ventajosa porque estos podrían causar serios daños en el desempeño del motor. Las formas de onda de voltaje difieren en algo de las formas de onda ideales debido a los efectos de conmutación y a los saltos de voltaje en el circuito de inversor.

CAPITULO 3

**ANALISIS Y DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE CONTROL Y
FUERZA DEL INVERSOR A CONSTRUIRSE**

3. 1 INVERSOR TRIFASICO: CIRCUITO A UTILIZARSE, SELECCION DE LOS SEMICONDUCTORES PARA EL CIRCUITO DE FUERZA Y ALIMENTACION DEL INVERSOR.

Como ya se menciona en el resumen de esta tesis el objetivo de este t3pico es la construcci3n de un equipo que simule el funcionamiento b3sico de un inversor trif3sico. Los requerimientos solicitados para este aparato son que funcione con una frecuencia variable en el rango de: 50 a 300 Hz, el control se realice mediante modulaci3n de ancho de pulso y la capacidad de corriente que se maneje en la carga sea de 2 A para cualquier tipo sea esta conectada en estrella o en delta.

En el capitulo anterior se analizo el funcionamiento, las formas de onda, y las ecuaciones para obtener los voltajes de l3nea a l3nea y de l3nea a neutro para un inversor trif3sico, en el cual el dispositivo semiconductor de potencia que se utilizaba era un tiristor.

Para el inversor que se construir3 se utilizaran **transistores de potencia BJT** por las siguientes razones:

1. La potencia que manejar3 el inversor es baja, dado que es solo un circuito de pruebas en el cual las cargas ser3n trif3sicas de baja potencia que se ajusten a las caracter3sticas del equipo.
2. Un inversor construido con transistores de potencia es mucho m3s econ3mico que uno hecho con tiristores.

3. El uso de los transistores hará que el inversor sea menos voluminoso y pesado.
4. Los circuitos de control y fuerza son más simples que los que se usarían con tiristores dados que no sería necesario diseñar circuitos de conmutación forzada para los tiristores.

El inversor trifásico que se utilizará por lo tanto es el tipo puente con un periodo de conducción de 180° similar al de la figura 2.5 pero ahora en vez de los tiristores se usaran los transistores, como muestra la Fig. 3.1

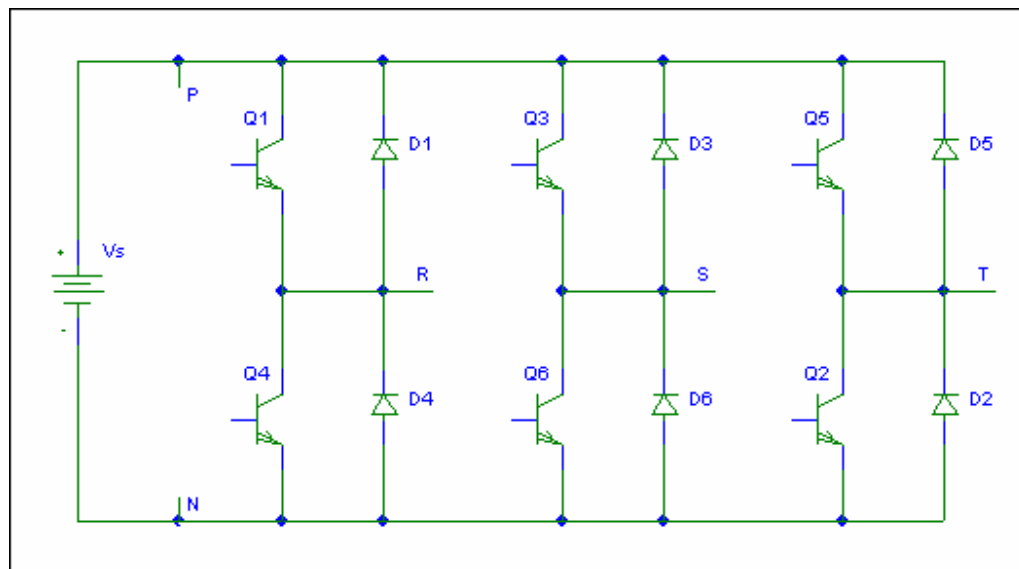


Fig. 3.1 Circuito de inversor trifásico con transistores de potencia BJT.

Los transistores del circuito del inversor funcionan en los estados de corte y saturación, esto se produce de acuerdo a la secuencia de los pulsos de disparo aplicados a las bases de los transistores, estos pulsos deben suministrar la corriente necesaria para el transistor lo cual se logra mediante circuitos

amplificadores de señal y deben pasar por una etapa de acoplamiento para enlazar los circuitos de fuerza y control.

Si la carga es resistiva los diodos colocados en paralelo a los transistores no tienen ninguna función, los diodos de paso libre son necesarios para proveer un camino de retorno de la energía reactiva, de cargas inductivas o capacitivas, a la fuente d.c.

Para la selección de los transistores del circuito de fuerza del inversor se deben tomar en cuenta tres puntos:

1. La tensión de pico máxima de colector a emisor que puede soportar el transistor con base abierta es igual a un factor de seguridad por la tensión de alimentación, para el inversor a construirse este factor se lo tomará igual a 2.
2. Los transistores deben ser capaces de manejar la corriente necesaria para desarrollar la potencia de salida a una determinada tensión de alimentación.
3. La resistencia térmica de juntura a capsula de los transistores, debe ser suficientemente baja como para no exceder los regimenes de potencia máximos del fabricante para una determinada temperatura ambiente.

Entonces para la primera condición si consideramos que el voltaje de alimentación del inversor, que es un voltaje d.c., es 12 V el voltaje colector-emisor máximo que deberá soportar el transistor seleccionado será igual al doble del voltaje de la fuente de alimentación 24 V.

La corriente de línea que manejará el inversor es 2 A, para cualquier tipo de carga trifásica, por lo tanto esta es la corriente máxima que circulará por el transistor.

Considerando las dos primeras condiciones el transistor que se ajustaría a estos requerimientos sería el **TIP122, el cual es un transistor NPN DARLINGTON.**

La potencia máxima manejada por un dispositivo particular y la temperatura de las uniones del transistor están relacionadas, debido a que la potencia disipada por el dispositivo causa un incremento de temperatura en la unión del mismo.

Entre mayor sea la potencia manejada por el transistor, mayor será la temperatura del encapsulado. En la actualidad, el factor limitante en el manejo de potencia por un transistor particular es la temperatura de la unión de colector del dispositivo.

Los transistores de potencia están montados en encapsulados metálicos grandes para ofrecer un área mayor a partir de la cual pueda radiar (transferirse) el calor generado por el dispositivo. Aun así, la operación de un transistor directamente en el aire (montado en una tarjeta de plástico por ejemplo) limita severamente la potencia nominal del dispositivo. Si en vez de ello (como es lo usual) se monta el dispositivo en algún tipo de disipador de calor, su capacidad de manejo de potencia puede acercarse más al valor de su potencia nominal máxima. Para el inversor que se desarrollará la potencia máxima que disipan los transistores es 65 W (según las hojas características) está estaría dentro de los parámetros aplicados al circuito de fuerza.

La alimentación del inversor la proporcionará una fuente D.C., de 12 V, la cual conectaremos al equipo externamente, esta fuente puede ser una batería o una fuente regulable.

3. 2 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA DE CONTROL DEL INVERSOR

El sistema de control del inversor se basa en 6 bloques los cuales están encadenados entre si, una onda diente de sierra, con un voltaje d.c. ingresan a un bloque comparador para obtener un tren de pulsos, ese tren de pulsos pasa a un bloque que lo denominamos reloj, lo que se realiza en esta etapa es reducir el nivel d.c. de los pulsos para acoplarlos al banco de los flip-flops.

Las señales generadas por el banco de flip-flops pasan luego a un bloque optoacoplador, el cual enlaza estos pulsos al circuito de fuerza.

El diagrama de bloques se muestra en la Fig. 3.2

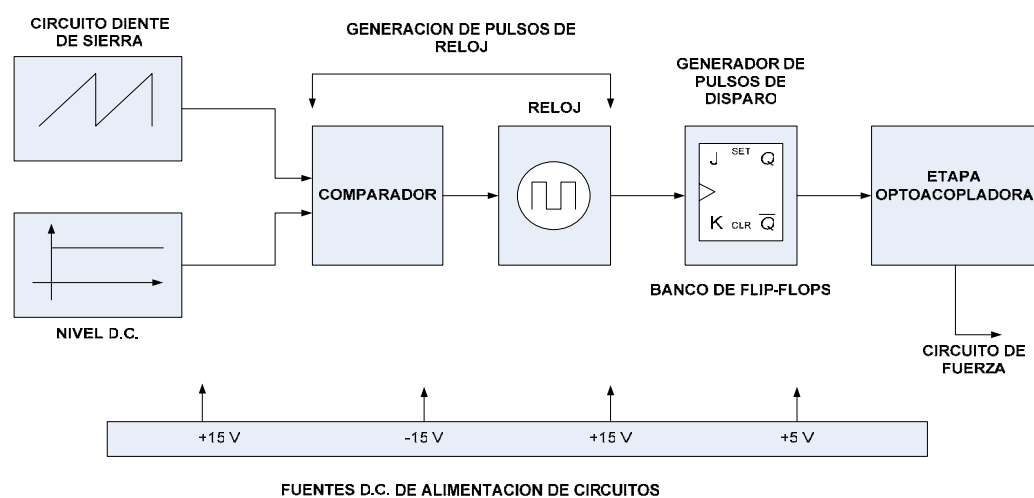


Fig. 3.2 Diagrama de bloques del sistema de control del inversor.

3. 3 CIRCUITOS DEL SISTEMA DE CONTROL DEL INVERSOR

El inversor que se construirá consta básicamente de 5 circuitos los cuales van encadenados como se explico en el diagrama de bloques, la función del sistema de control es generar los pulsos de disparo para los transistores en el circuito de fuerza. Los circuitos son los siguientes:

1. **Circuito diente de sierra:** Este circuito genera una onda diente de sierra la cual ingresa a un comparador, para generar la frecuencia de trabajo del inversor.
2. **Circuito Comparador:** En este circuito entra la onda diente de sierra la cual se compara con un voltaje D.C. para generar un tren de pulsos.
3. **Circuito de reloj:** Una vez generado el tren de pulsos, en este circuito lo que se hace es reducir el voltaje D.C de los pulsos para acoplarlo a los integrados en el banco de flip-flops.
4. **Circuito generador de pulsos de disparo:** De un banco de flip-flops JK se generan las señales de disparo para los transistores las mismas que están desfasadas 60° , este circuito genera las señales que harán trabajar en corte y saturación a los transistores en el circuito de fuerza.
5. **Circuito acoplador:** Una vez generados los pulsos de disparo, estas señales deben pasar por un una etapa de acoplamiento, la cual enlaza el circuito de control con la fuerza, además de que en esta etapa a los pulsos

se les da la potencia necesaria para hacer trabajar a los transistores de potencia.

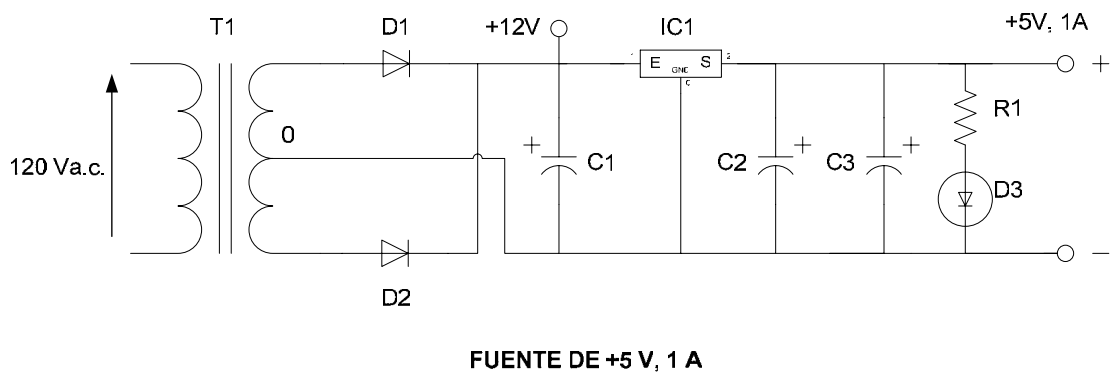
3.4 FUENTES DE ALIMENTACION DE C.C. PARA LOS CIRCUITOS DE CONTROL

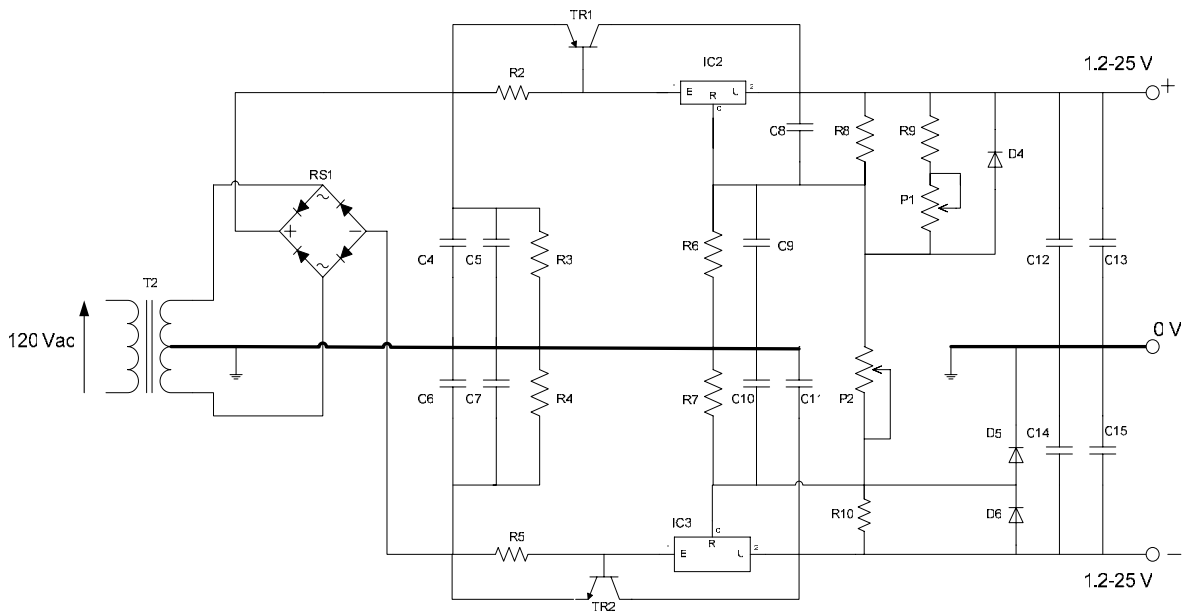
Para los circuitos que conforman el sistema de control del inversor se utilizaron 3 fuentes D.C., una fuente doble de +15 y -15 V, una de +5V, y finalmente una fuente de +15 V para el bloque de optoacopladores.

Las fuentes de +15 y -15 V son regulables con una capacidad de manejo de corriente de 2 A, se las construyo regulables a fin de obtener una mejor precisión en el voltaje de salida.

La fuente de +5 V es fija y puede suministrar hasta 1 A.

En la figura 3.3 se muestran las fuentes los diagramas de las fuentes:





FUENTE DE +15,-15 V

Fig. 3.3 Fuentes d.c. para los circuitos de control del inversor trifásico.

3. 5 CIRCUITO DE LA ONDA DIENTE DE SIERRA

El circuito de la onda diente de sierra se lo utiliza para generar la frecuencia de trabajo del inversor la cual oscilara entre 50 y 300 Hz.

El circuito funciona básicamente de la siguiente manera:

El amplificador operacional U1 actúa como un acoplador de voltaje, el cual proporciona un medio para acoplar la señal de entrada proveniente del divisor de voltaje, constituido por la resistencia R11 y el potenciómetro P3, el voltaje que se tiene en la entrada positiva de U1 es 1 V que es el mismo que obtenemos en la

salida. El voltaje generado de esta forma es importante porque da la tasa de subida de la rampa.

Una vez obtenido el voltaje de 1 V en la salida de U1, esta señal se conecta a un amplificador inversor de ganancia unitaria que lo constituye U2 para convertir a negativo el voltaje de 1 V.

Dado que el voltaje obtenido es negativo, la única opción de VRAMP es aumentar. La tasa de aumento del voltaje de rampa es constante en las siguientes condiciones:

$$\frac{VRAMP}{t} = \frac{Ei}{RiC}$$

El voltaje de rampa se monitorea a través de la entrada (+) del comparador U4. Si el valor de VRAMP está por debajo del voltaje de referencia, dado por el divisor de voltaje constituido por R19 y P5, la salida en el comparador es negativa. Los diodos protegen a los transistores de una polarización inversa excesiva.

Cuando VRAMP aumenta precisamente por encima del voltaje de referencia, la salida del comparador alcanza la saturación positiva. Estas polarizaciones directas provocan la saturación del transistor TR3. Este se comporta como un cortocircuito a través del capacitor del integrador C16. Este se descarga rápidamente a través de TR3 hasta un valor de 0V. Cuando la salida del comparador se vuelve positiva, activa TR4 y cortocircuita el potenciómetro P5. Esto provoca que el voltaje de referencia descienda a un valor de casi cero volts. Conforme C16 se va descargando hasta llegar a 0V, activa rápidamente a VRAMP hasta que llega a 0V. VRAMP desciende por debajo del valor del voltaje

de referencia, lo que provoca que la salida del comparador se vuelva negativa y desactive a TR3. C16 empieza a cargarse en forma lineal y se inicia así la generación de una nueva onda diente de sierra.

El circuito se muestra en la Fig. 3.4 la frecuencia de la onda diente de sierra esta dada por la siguiente expresión:

$$f = \left(\frac{1}{R_i C} \right) \frac{E_i}{V_{ref}}$$

Donde si adaptamos estas variables al circuito expuesto tenemos que:

$$E_i = -1 \text{ V}$$

$$R_i = R_{15} + R_{16} + P_4$$

$$C = C_{16}$$

$$V_{ref} = 10 \text{ V (dado por el divisor de voltaje formado por } R_{19} \text{ y } P_5)$$

Por lo tanto si conocemos los valores de E_i , C , y V_{ref} la variación de frecuencia se realizará a través de R_i , mas precisamente por medio del potenciómetro P_4 .

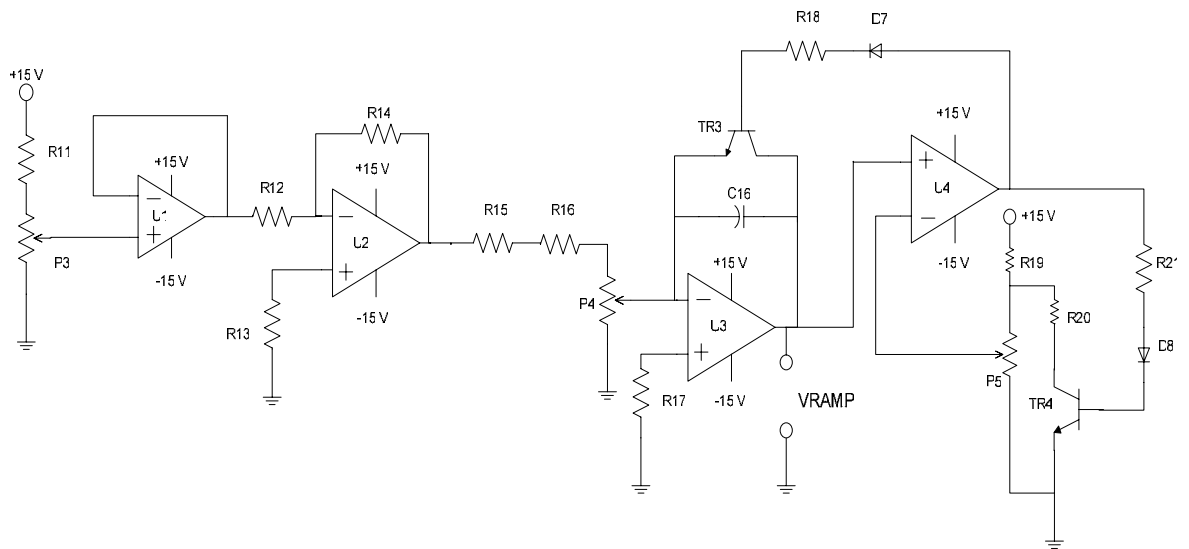


Fig. 3.4 Circuito generador de la onda diente de sierra.

3. 6 CIRCUITO DE RELOJ

Una vez obtenida la señal VRAMP está ingresa al terminal negativo del comparador U5, la cual se compara con un voltaje fijo de 5 V.

Al compararse estas dos señales por medio de U5 se obtendrá un tren de pulsos que oscilará entre +15V y -15V, ese tren de pulsos constituirá la señal de reloj para un banco de flip-flops JK que generaran las señales de voltaje a las bases de los transistores del circuito de fuerza.

Es importante hacer notar que el voltaje de salida del comparador es de +15 V y -15 V, por lo que el diodo D9 suprime los pulsos negativos de -15 V, dejando solo

los pulsos positivos, los mismos que tienen el mismo tiempo de subida y de bajada, esto es importante porque de esta manera se define el ciclo de trabajo del reloj.

Como los pulsos de reloj tienen una magnitud de 15 V, esta señal no puede ser enviada aún a los flip-flops JK, hay que reducir la magnitud de los pulsos a un valor de +5V.

Esto se logra con una configuración sencilla con un transistor: cuando el pulso es alto satura al transistor TR5, mandando a tierra el colector de TR5, si el pulso es un bajo pone en corte TR5 y el colector del mismo estará a +5V. De esta forma se logra reducir la magnitud del pulso a 5V, la señal obtenida se la hace pasar a través de un inversor para obtener una onda de voltaje de la misma fase que la obtenida con el comparador.

El circuito de reloj se muestra en la Fig. 3.5

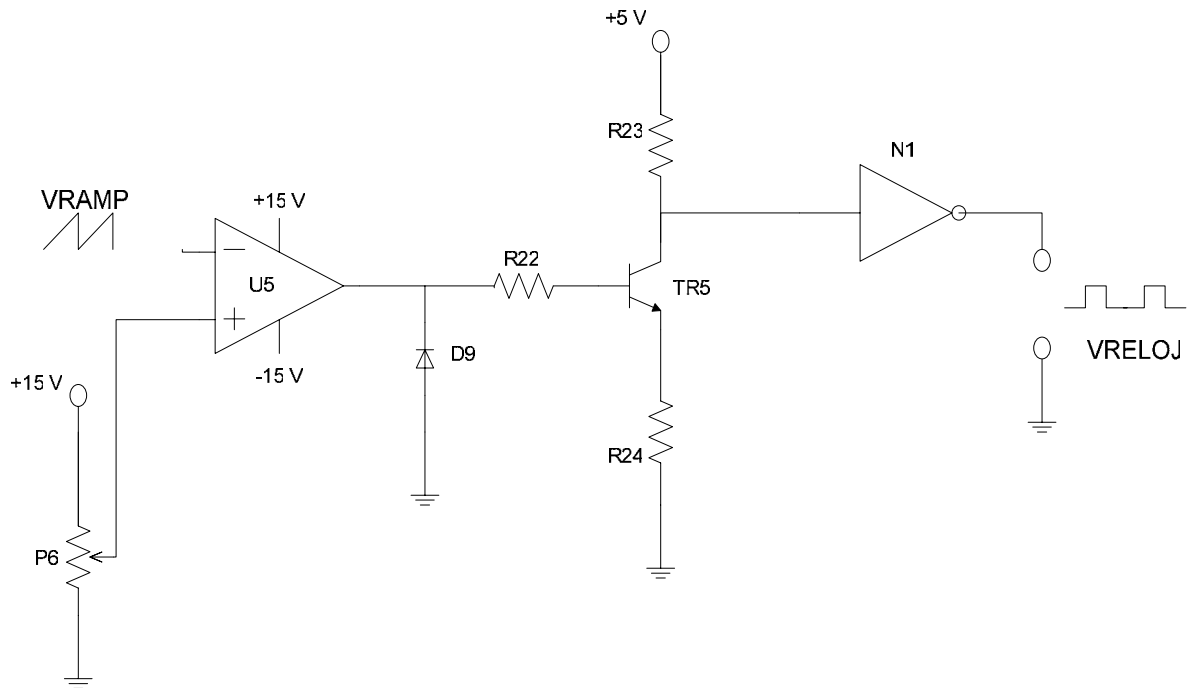


Fig. 3.5 Circuito generador de los pulsos de reloj.

3. 7 CIRCUITO GENERADOR DE LOS PULSOS DE CONTROL PARA LOS TRANSISTORES DEL CIRCUITO DE FUERZA

Un contador de anillos es un dispositivo secuencial que tiene un flip-flop como registro de corrimiento por cada estado del contador, un registro de corrimiento es un modulo lógico secuencial construido con flip-flops que controla las posiciones de los bits de datos binarios, recorriendo los bits a la izquierda o a la derecha.

La salida serial del registro de corrimiento se retroalimenta al pin de entrada serial del registro. En el circuito resultante circula un patrón de bits alrededor del registro.

Este tipo de contador es el que se usará para generar los pulsos de voltaje para las bases de los transistores del circuito de fuerza, ya que de esta forma se pueden generar trenes de pulsos a diferentes circuitos en varios tiempos.

El circuito para generar los pulsos de control se basa en el funcionamiento de 6 flip-flops JK conectados en serie, en donde el último flip-flop realimenta al primero del banco.

El funcionamiento del circuito es de la siguiente forma:

Asumamos que la señal de reloj VRELOJ está corriendo y que los flip-flops están reseteados, con las siguientes condiciones: **FF6**: $Q=0$ y $\bar{Q}=1$, **FF1**: $J=1$ y $K=0$, $Q=0$ y $\bar{Q}=1$, de acuerdo a la disposición del **FF6** que se encuentra realimentando al **FF1** en el momento en que aparezca el flanco positivo de reloj el **FF1** se setea pasando las salidas $Q=1$ y $\bar{Q}=0$.

Entonces a los siguientes flancos de reloj empiezan a setearse uno a uno los flip-flops del banco, en otras palabras el 1 lógico recorre un ciclo a través del registro de corrimiento cada n pulsos de reloj.

En el momento en que setee el **FF6** las condiciones en el FF1 serian $J=0$ y $K=1$ por lo cual al siguiente flanco de reloj se resetea **FF1** empezando a resetear todos los flip-flops de acuerdo a cada flanco de reloj.

Las señales para los transistores Q1 y Q4 vienen de FF1, las señales para los transistores Q2 y Q5 provienen del FF3 y finalmente para Q3 y Q6 las da el FF5.

El circuito se muestra en la Fig. 3.6

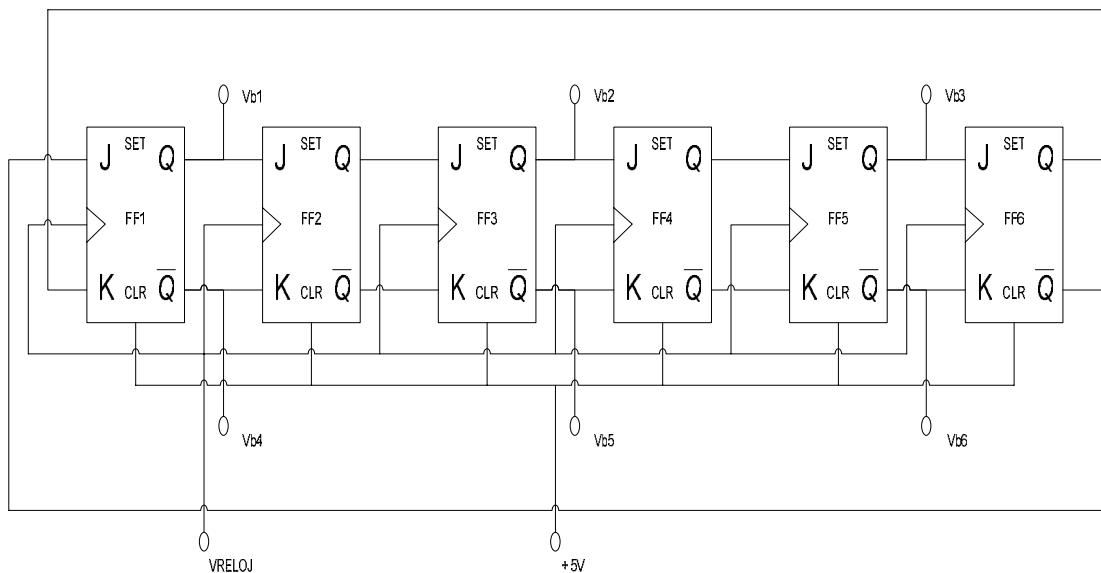


Fig. 3.6 Circuito generador de los pulsos de voltaje aplicados a los transistores.

Las señales para aplicar a las bases de los transistores del circuito de fuerza son como se muestran en la Figura. 3.7

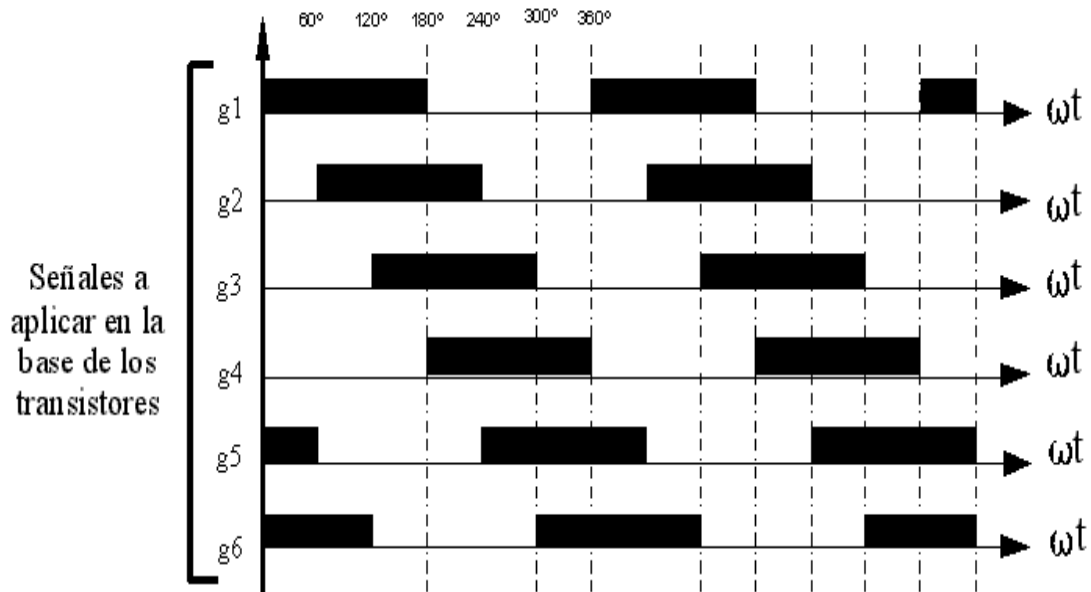


Fig. 3.7 Señales a aplicar al terminal de base de los transistores del circuito de fuerza del inversor.

3. 8 ETAPA DE ACOPLAMIENTO ENTRE EL CIRCUITO DE CONTROL Y EL CIRCUITO DE FUERZA DEL INVERSOR

Una vez obtenidas las señales de voltaje para los terminales de base de los transistores, están pasan a una etapa de acoplamiento y amplificación antes de conectarse a los transistores.

La función de esta etapa es aislar el circuito de control con el circuito y darle a los pulsos la suficiente potencia para el funcionamiento correcto de los transistores del circuito de fuerza.

Esto se realiza a través de un circuito sencillo en el cual se usa un optoacoplador que será el encargado de aislar la señal proveniente del banco de flip-flop para luego ese pulso conectarlo a una configuración de transistor que le dará mayor potencia a la señal para aplicarla a las bases de los transistores del circuito de fuerza.

Es importante hacer notar que como se necesitan 6 pulsos, para las bases de los transistores, por lo tanto se necesitan también 6 circuitos de acoplamiento como los de la Fig. 3.8

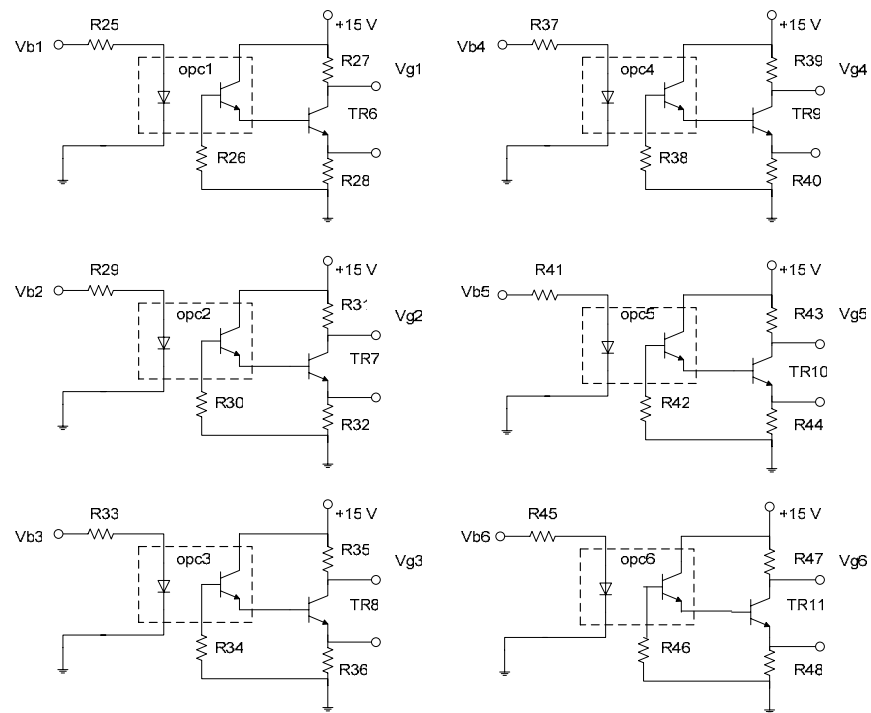


Fig. 3.8 Circuitos de la etapa de acoplamiento

Al usar un optoacoplador para aislar la señal, se necesito una fuente de +15 V independiente la misma que se conecto a cada uno de los circuitos de la etapa de acoplamiento.

El optoacoplador que se utilizo para realizar esta función es el **MOC8113**, de motorola cuyas hoja técnica se muestra en el apéndice.

3. 9 CIRCUITO DE FUERZA DEL INVERSOR

El circuito de fuerza del inversor es el que se mostró en la figura 3.1, la alimentación de este circuito será dada por una fuente D.C. de 12 V, otra opción seria usar una fuente variable, sin embargo para ambos casos las fuentes deben poder manejar la corriente en la carga.

Como protecciones para el inversor se ha dispuesto que en la salida para la carga exista un disyuntor térmico trifásico que prevenga posibles fallas ya sean de sobrecarga o cortocircuitos al realizar las conexiones o al momento de que se realicen las pruebas con el equipo.

3. 10 DIAGRAMA PRINCIPAL DEL CIRCUITO DE CONTROL

Una vez que se ha explicado el funcionamiento de todos los circuitos que integran el sistema de control del inversor, a continuación se mostrara el diagrama principal del circuito de control, en donde se vera como se enlazan

los circuitos para generar los pulsos de disparo a los transistores en el circuito de fuerza que es el objetivo principal del sistema de control.

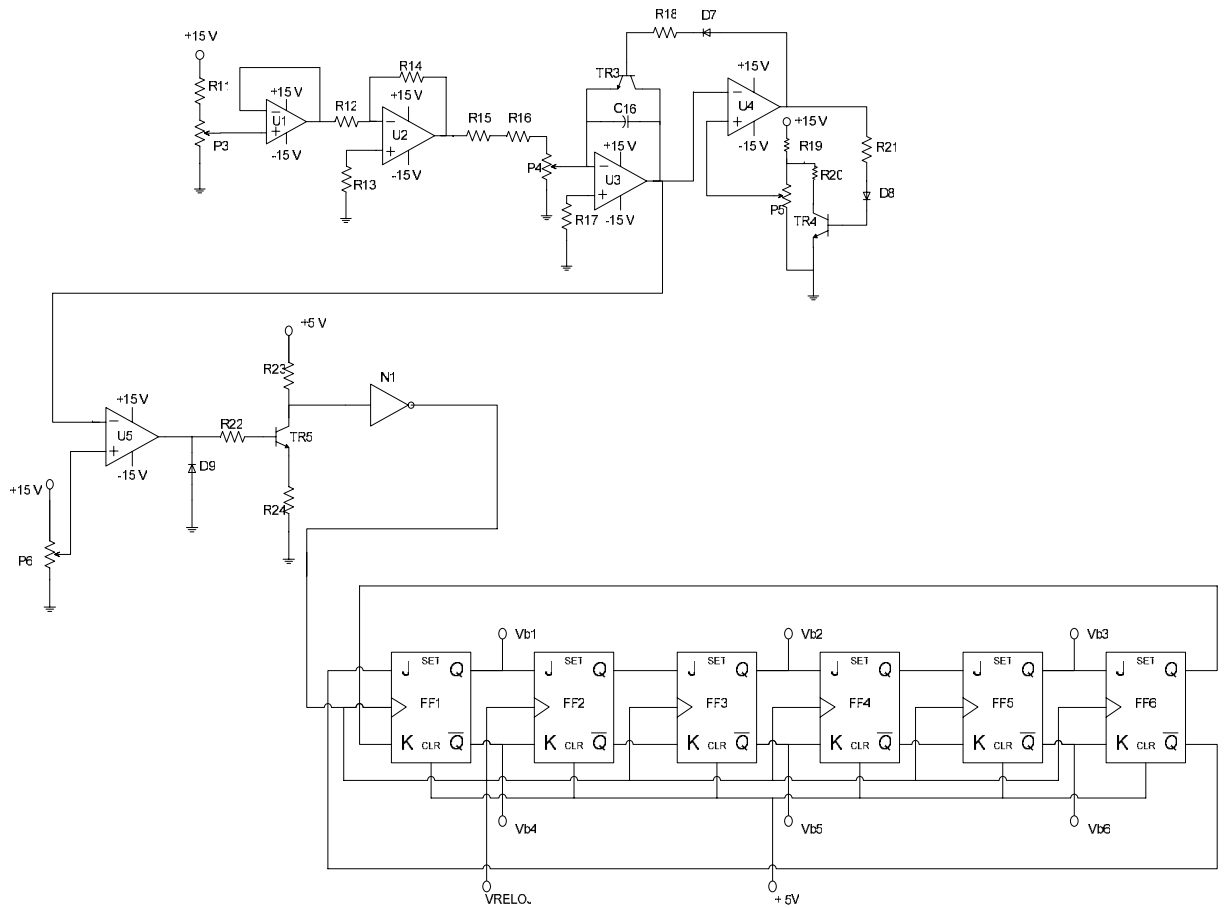


Fig. 3.9 Diagrama principal del circuito de control del inversor trifásico

CAPITULO 4

CONSTRUCCION DEL EQUIPO

4. 1 MATERIALES UTILIZADOS: LISTA DE COMPONENTES

A continuación se enlistaran los materiales utilizados en la construcción de inversor:

FUENTES D.C. ± 15 V Y +5 V:

CANTIDAD	ELEMENTO	DESCRIPCION	CODIGO
1	Transformador	120/12 V, 2A	T1
2	1N4148	DIODO	D1,D2
1	2200 μ F/25 V	CAPACITOR ELECTR.	C1
1	1 μ F/25 V	CAPACITOR ELECTR.	C2
1	0.01 μ F/50 V	CAPACITOR ELECTR.	C3
1	LM7805	REGULADOR FIJO	IC1
1	220 Ω	RESISTENCIA	R1
1	LED	DIODO LED	D3
1	Transformador	120/25 V, 5A	T2
1	Puente rectificador	5 A	RS1
2	4.7 k Ω -1/2 W	RESISTENCIA	R2,R5
2	5.6 k Ω -1/4 W	RESISTENCIA	R3,R4
2	4.7 k Ω -1/4 W	RESISTENCIA	R6,R7
1	150 Ω -1/4 W	RESISTENCIA	R8
1	10 k Ω	POTENCIOMETRO	P2
1	120 Ω -1/4 W	RESISTENCIA	R10
1	390 Ω -1/4 W	RESISTENCIA	R9

1	500 Ω	POTENCIOMETRO	P1
2	3300 μ F/50 V	CAPACITOR ELECTR.	C4,C6
2	100000 pF	CAPACITOR POLIES.	C5,C7
2	10 mF/25 V	CAPACITOR ELECTR.	C9,C10
2	33 mF/25 V	CAPACITOR ELECTR.	C8,C11
2	100000 pF	CAPACITOR POLIES.	C12,C14
2	100000 pF	CAPACITOR POLIES.	C13,C15
3	1N4007/1A	DIODO	D4,D5,D6
1	TIP34	TRANSISTOR PNP	TR1
1	TIP33	TRANSISTOR NPN	TR2
1	LM317	REG. VOLT. VAR. POS.	IC2
1	LM337	REG. VOLT. VAR. NEG.	IC3

CIRCUITO DE LA ONDA DIENTE DE SIERRA

4	HA17741	AMPLIF. OPERACION.	U1,...,U4
2	2N3904	TRANSISTOR NPN	TR3,TR4
1	1 μ F	CAPACITOR POLIES.	C16
2	1N4148/1A	DIODO	D7,D8
1	5 k Ω	POTENCIOMETRO	P3
1	100 k Ω	POTENCIOMETRO	P4
1	10 k Ω	POTENCIOMETRO	P5
3	10 k Ω	RESISTENCIA	R11,R21,R18

2	4.3 k Ω	RESISTENCIA	R12,R14
3	1 k Ω	RESISTENCIA	R13,R15,R17
1	2.2 k Ω	RESISTENCIA	R16
1	4.7 k Ω	RESISTENCIA	R19
1	100 Ω	RESISTENCIA	R20

CIRCUITO DE RELOJ

1	HA17741	AMPLIF. OPERACION.	U5
1	2N3904	TRANSISTOR NPN	TR5
1	1N4148/1A	DIODO	D9
1	10 k Ω	POTENCIOMETRO	P6
1	1 k Ω	RESISTENCIA	R22
1	2.4 k Ω	RESISTENCIA	R23
1	120 Ω	RESISTENCIA	R24
1	74LS14N	C.I. INVERSOR	N1

CIRCUITO DE LOS PULSOS DE CONTROL

2	SN74LS73AN	C.I. FLIP FLOPS	FF1,...,FF4
1	SN74LS76AN	C.I. FLIP FLOPS	FF5,FF6

CIRCUITO DE ACOPLAMIENTO

6	MOC8113	C.I.OPTOACOPLADOR	OPC1,..... OPC6.
6	1 K Ω	RESISTENCIA	R25, R29, R33, R37, R41, R45.
6	6.8 K Ω	RESISTENCIA	R27, R31, R35, R39, R43, R47.
6	68 Ω	RESISTENCIA	R28, R32, R36, R40, R44, R48.
6	C828	TRANSISTOR NPN	TR6,..,TR11

CIRCUITO DE FUERZA

6	TIP122	TRANSISTOR NPN	Q1,..,Q6
6	1N4148/6A	DIODO	D1F,..,D6F

4. 2 COSTEO DE LA CONSTRUCCION DEL EQUIPO

En el siguiente cuadro se detalla el costo de los elementos utilizados para construir el inversor y el costo total para la fabricación del aparato:

CANTIDAD	DESCRIPCION	PRECIO UNITARIO	COSTO
1	TRANSFORMADOR 120/ ± 12 V, 2 A	\$ 3,00	\$ 3,00
1	TRANSFORMADOR 120/ ± 25 V, 5 A	\$ 6,00	\$ 6,00
9	DIODOS/1 A	\$ 0,10	\$ 0,90
6	DIODOS/6 A	\$ 0,25	\$ 1,50
1	PUENTE RECTIFICADOR 5 A	\$ 1,25	\$ 1,25
16	CAPACITORES	\$ 0,40	\$ 6,40
42	RESISTENCIAS 1/2 W	\$ 0,04	\$ 1,68
6	POTENCIOMETROS	\$ 0,30	\$ 1,80
10	TRANSISTORES NPN	\$ 0,10	\$ 1,00
1	TRANSISTORES PNP	\$ 0,10	\$ 0,10
1	C.I. REG. VOLT. FIJO	\$ 0,35	\$ 0,35
2	C.I. REG. VOLT. VARIABLES	\$ 0,60	\$ 1,20
5	C.I. OPAM	\$ 1,35	\$ 6,75
4	C.I. VARIOS	\$ 1,20	\$ 4,80
6	OPTOACOPLADORES	\$ 6,00	\$ 36,00
6	TRANSISTORES DE POTENCIA ELAB. DE TARJETAS	\$ 0,70	\$ 4,20
5	ELECTRONICAS	\$ 4,70	\$ 23,50
1	CONSTRUCC. DE LA CAJA	\$ 10,00	\$ 10,00
			\$ 110,43
		COSTOS ADICIONALES:	\$ 20,00
		TOTAL:	\$ 130,43

Como se puede ver el costo de la construcción del equipo no es muy alto, es un valor razonable, y los elementos se los puede conseguir fácilmente en el mercado. Un punto que se debe considerar importante es que en la etapa de fuerza del inversor fueron utilizados transistores de potencia y no tiristores,

esto reduce el costo de fabricación, por lo cual los inversores con transistores son más baratos que los que usan tiristores.

4. 3 DISPOSICION FISICA DE LAS TARJETAS DE CONTROL EN EL EQUIPO

En este punto se mostrará las fotografías tomadas a los circuitos que constituyen el inversor y su ubicación en el equipo.

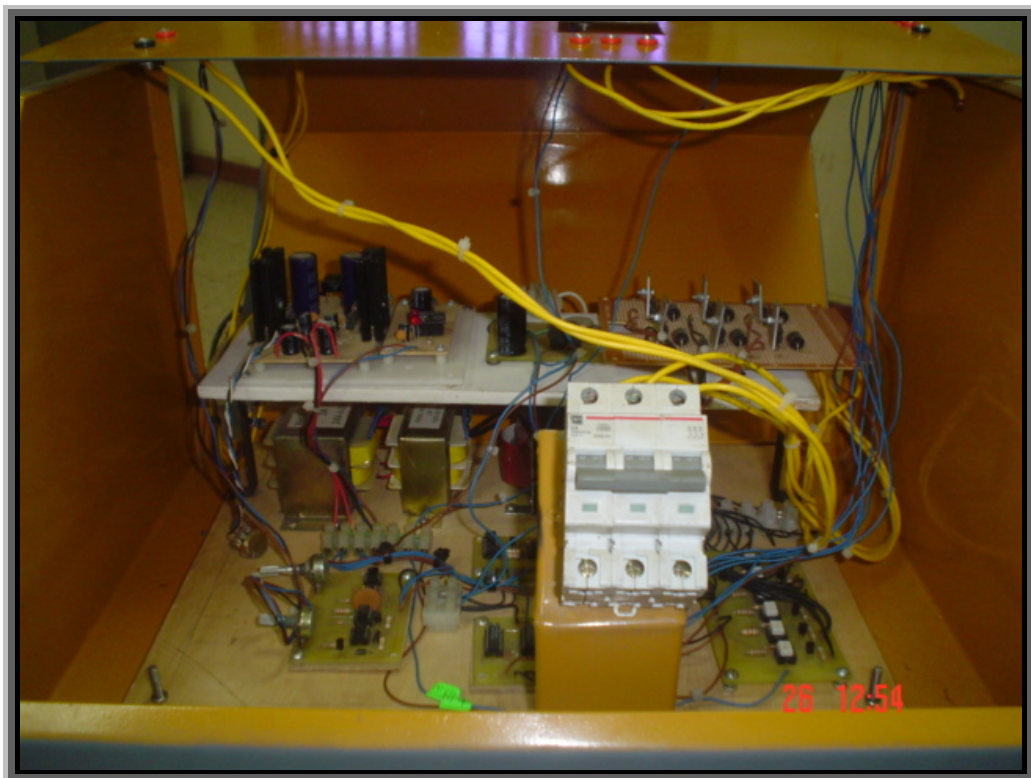


Fig. 4.1 Vista frontal de los circuitos del inversor construido.

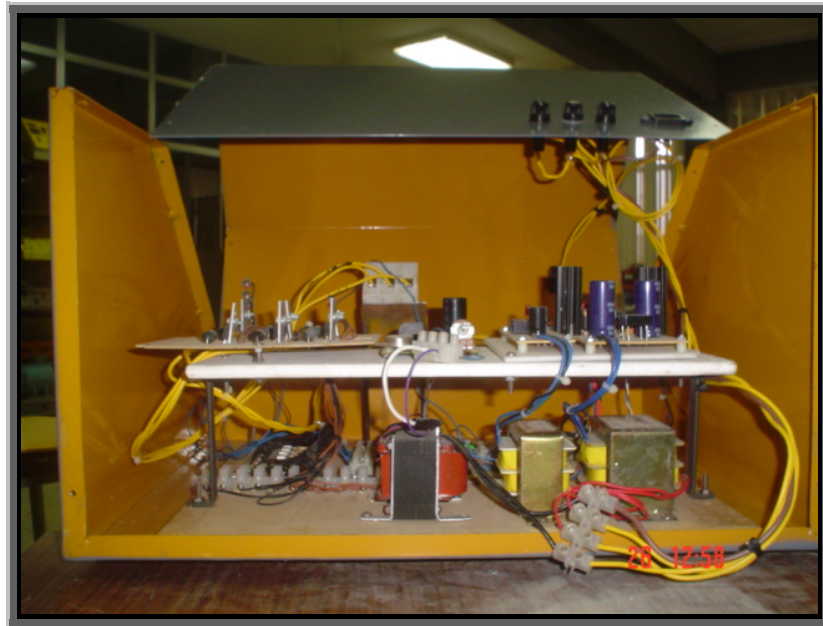


Fig. 4.2 Vista posterior de los circuitos del inversor construido.



Fig. 4.3 Vista superior de los circuitos del inversor construido.



Fig. 4.4 Circuitos de las fuentes d.c. de +5 V, ± 15 V

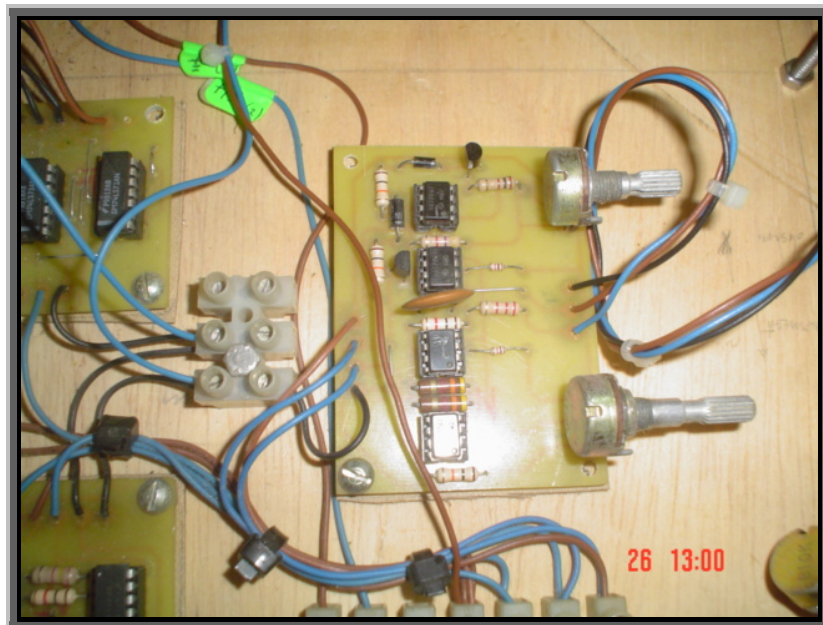


Fig. 4.5 Circuito de la onda diente de sierra.

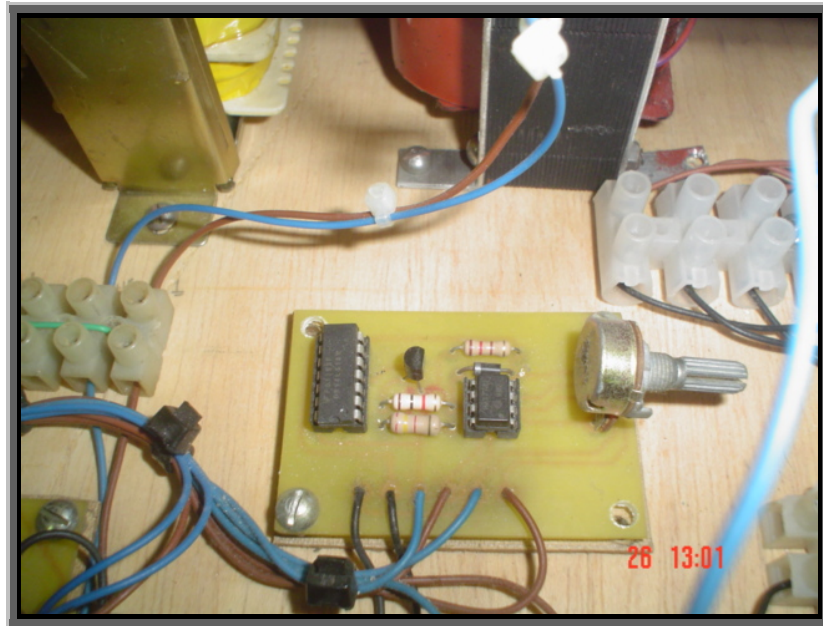


Fig. 4.6 Circuito de reloj.

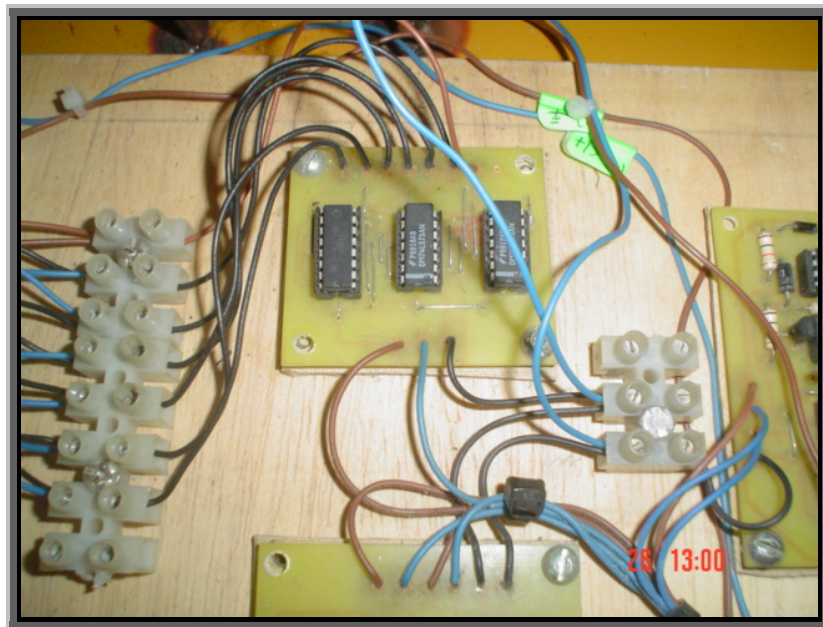


Fig. 4.7 Circuito generador de los pulsos de control de los transistores.

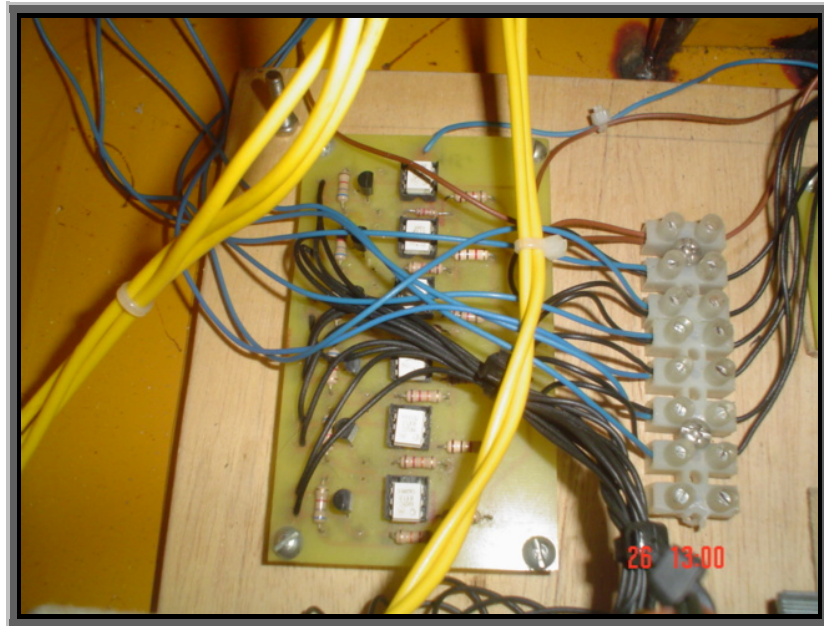


Fig. 4.8 Circuitos de acoplamiento.

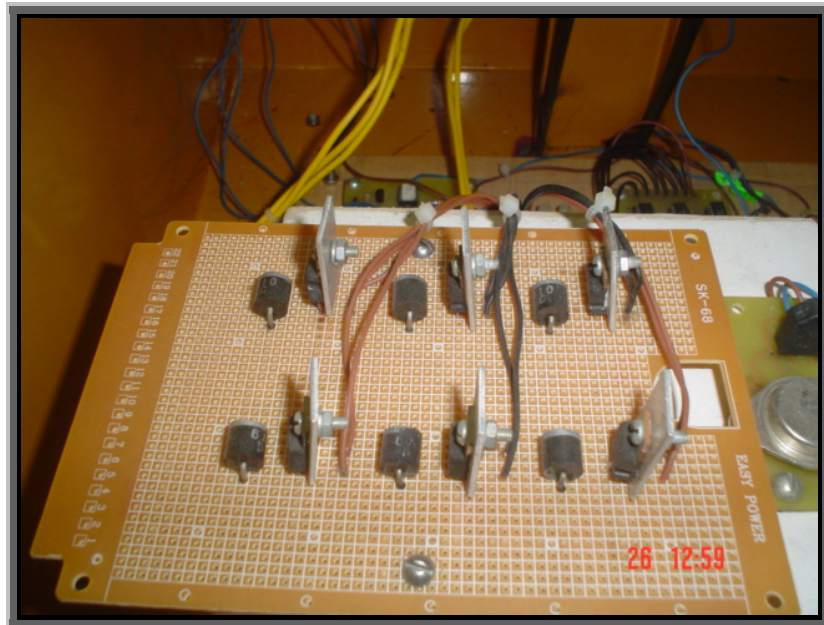


Fig. 4.9 Circuito de fuerza.

4. 4 RECOMENDACIONES PARA EL MANTENIMIENTO PREVENTIVO DEL EQUIPO

1. Revisar siempre que exista el voltaje de alimentación adecuado para el inversor.
2. Revisar que la batería o fuente D.C. que se utilice con el equipo tenga el voltaje correcto y pueda suministrar la corriente necesaria para la carga.
3. Chequear las conexiones de la carga sea antes de encender el equipo para evitar posibles cortocircuitos.
4. El equipo dispone de borneras para revisar las señales del circuito de control como son la onda diente de sierra, el reloj y los pulsos de voltaje que se aplican a las bases de los transistores del circuito de fuerza, estas formas de onda son vitales para el correcto funcionamiento del inversor por lo que cada vez que se utilice el equipo deben verificarse estas señales.
5. En caso de que las señales mencionadas en el punto anterior no se presenten correctamente debe destaparse el aparato, revisar las conexiones a las borneras, y revisar también las conexiones internas entre las tarjetas.
6. Si las ondas obtenidas en la salida del inversor no están bien se deben revisar los pulsos aplicados a los transistores y chequear el circuito de acoplamiento entre el control y la fuerza.

CAPITULO 5

PRUEBAS Y RESULTADOS EXPERIMENTALES

5. 1 PRUEBAS CON CARGA RESISTIVA Y RESISTIVA INDUCTIVA

En este punto se analizaran las pruebas que se realizaron con el inversor tanto con carga resistiva como con carga resistiva inductiva, este es el objetivo principal del proyecto mostrar al estudiante mediante el uso del equipo las formas de onda que se obtienen de un inversor trifásico. Para que los estudiantes del laboratorio de electrónica de potencia puedan ver los resultados prácticos y los comparen con los teóricos y se complemente de esta forma sus conocimientos sobre los inversores.

Para las pruebas con carga resistiva se trabajo con el banco de resistencias conectado en estrella el valor promedio de la resistencia que se utilizo para la carga fue de **$R = 7 \Omega$ por fase**, y la frecuencia de trabajo del inversor fue de **$f = 297.619 \text{ Hz}$** , que es la frecuencia máxima del inversor. Si se considera que los requerimientos solicitados para la construcción del equipo fueron que la frecuencia varié entre 50 y 300 Hz este valor es aceptable y practico para los fines que tendrá el equipo.

El valor del voltaje D.C. utilizado fue de **12 V**, para todas las pruebas, y se utilizo una fuente del laboratorio de electrónica de potencia.

Con estos datos si aplicamos las formulas para inversores trifásicos que se vieron en el punto 2.4 tenemos:

- El voltaje línea a línea instantáneo $V_{ab}(t)$ aplicando la ecuación 2-6 puede ser escrito como:

$$V_{ab}(t) = 13.23\text{sen}(\omega t + 30^\circ) - 2.646\text{sen}5(\omega t + 30^\circ) - 1.89\text{sen}7(\omega t + 30^\circ) + 1.20\text{sen}11(\omega t + 30^\circ) + ..$$

Donde $\omega = 2\pi \times 297.619 = 1870 \text{ rad/s}$

- De la ecuación 2-7 obtenemos el voltaje r.m.s. de línea: $V_{ab} \text{ r.m.s.} = 0.8165 \times 12 = 9.798 \text{ V}$
- El voltaje línea-neutro r.m.s. se lo obtiene dividiendo el voltaje de línea r.m.s. para 1.732: $9.798/1.732 = 5.65 \text{ V}$

En el siguiente cuadro mostraremos una comparación ente los voltajes teóricos y los medidos en la salida del inversor:

$V_{LL} [V]$		$V_{LN} [V]$	
TEORICO	MEDIDO	TEORICO	MEDIDO
$V_{AB} = 9.798$	$V_{AB} = 8.95$	$V_{AN} = 5.65$	$V_{AN} = 5.02$
$V_{BC} = 9.798$	$V_{BC} = 8.95$	$V_{BN} = 5.65$	$V_{BN} = 5.12$
$V_{CA} = 9.798$	$V_{CA} = 9.20$	$V_{CN} = 5.65$	$V_{CN} = 5.14$

Como se puede observar los valores medidos son cercanos a los teóricos por lo que el inversor para los fines educativos trabaja en forma adecuada.

Para las pruebas con carga resistiva-inductiva se mantuvieron los mismos valores de resistencia, voltaje de la fuente, y la frecuencia de operación que

las que había con carga resistiva. Se añadió una inductancia **L = 193 mH por fase**, y la carga se conectó en estrella.

Los valores medidos r.m.s. fueron los mismos que constan en el cuadro anterior ya que estos valores no dependen del tipo de carga a la salida del inversor.

Para la observación de las ondas se utilizó un osciloscopio y se trabajó con bancos de resistencias e inductancias. Los oscilogramas de las ondas de salida y del circuito de control se mostraron mediante fotografías en el siguiente punto.

5. 2 OSCILOGRAMAS DE LAS SEÑALES DE SALIDA Y DEL CIRCUITO DE CONTROL

A continuación se mostraron las diferentes fotografías que se tomaron a las ondas obtenidas en el inversor tanto de la salida, como las de circuito de control.

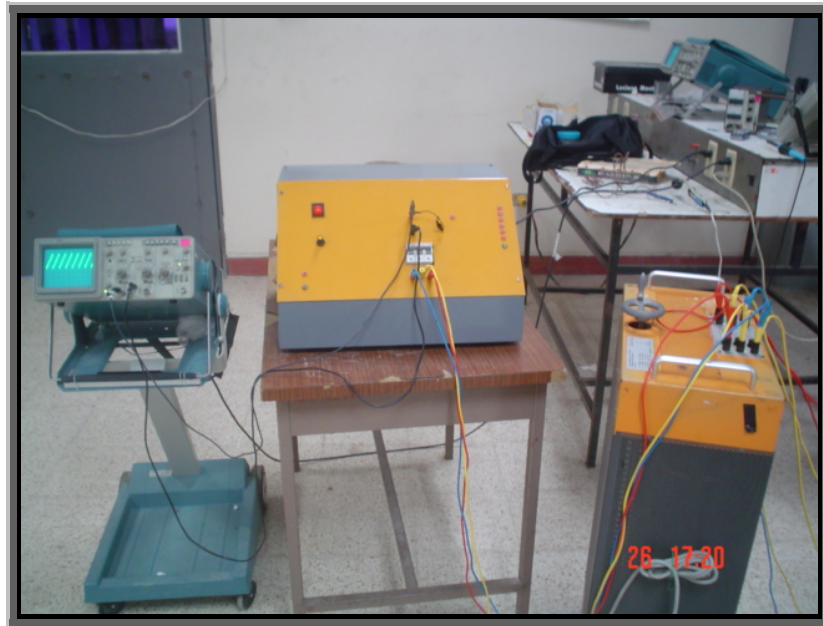


Fig. 5.1 Inversor en funcionamiento con carga resistiva.

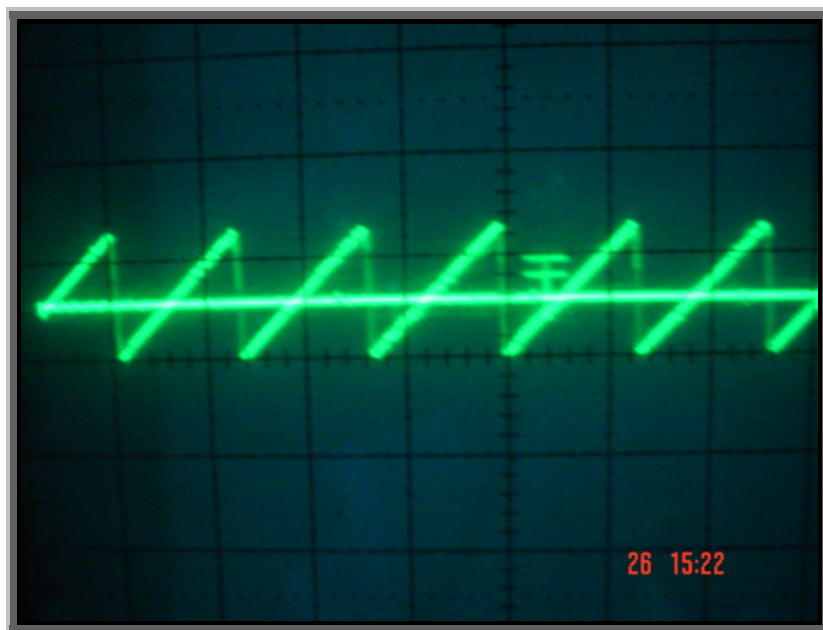


Fig. 5.2 Onda diente de sierra con un nivel de voltaje d.c. para formar la señal de reloj.

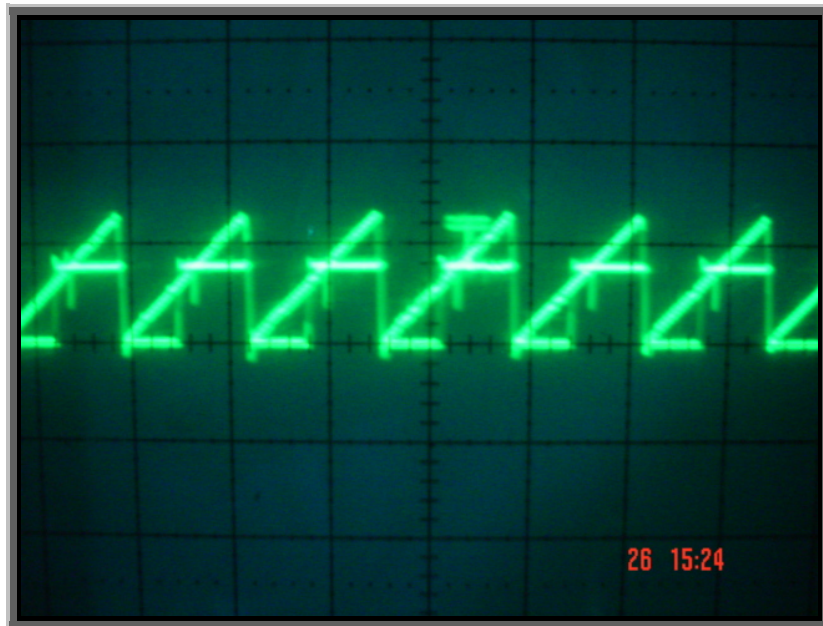


Fig. 5.3 Onda diente de sierra con la señal de reloj.

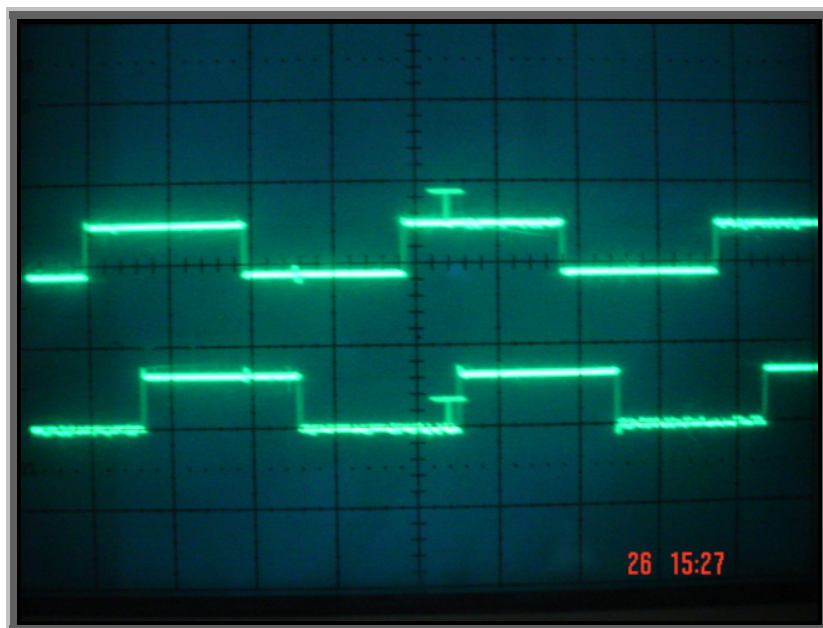


Fig. 5.4 Pulsos de voltaje aplicados a las bases de los transistores del circuito de fuerza, pulsos 1 y 2.

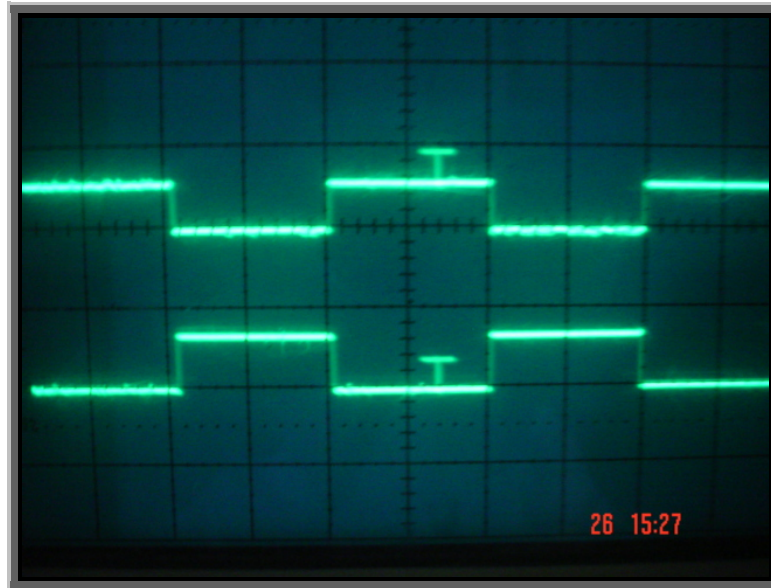


Fig. 5.5 Pulsos de voltaje aplicados a las bases de los transistores del circuito de fuerza, pulsos 1 y 4.

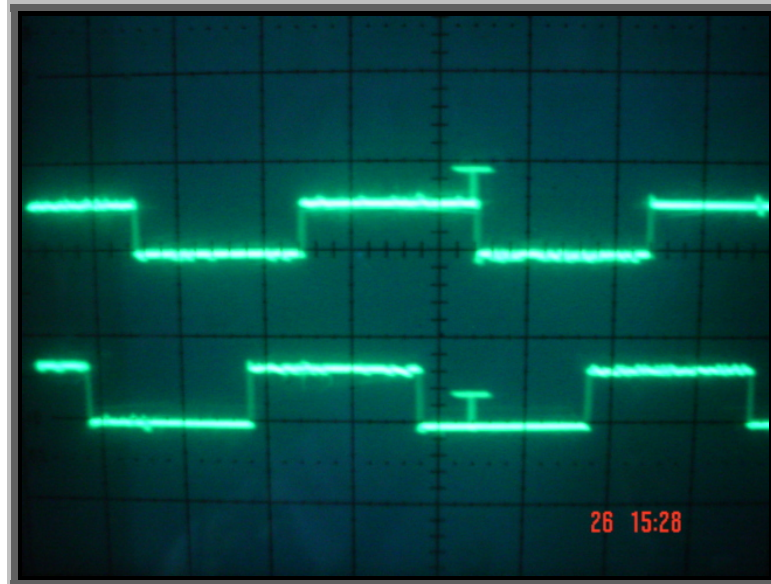


Fig. 5.6 Pulsos de voltaje aplicados a las bases de los transistores del circuito de fuerza, pulsos 1 y 6.

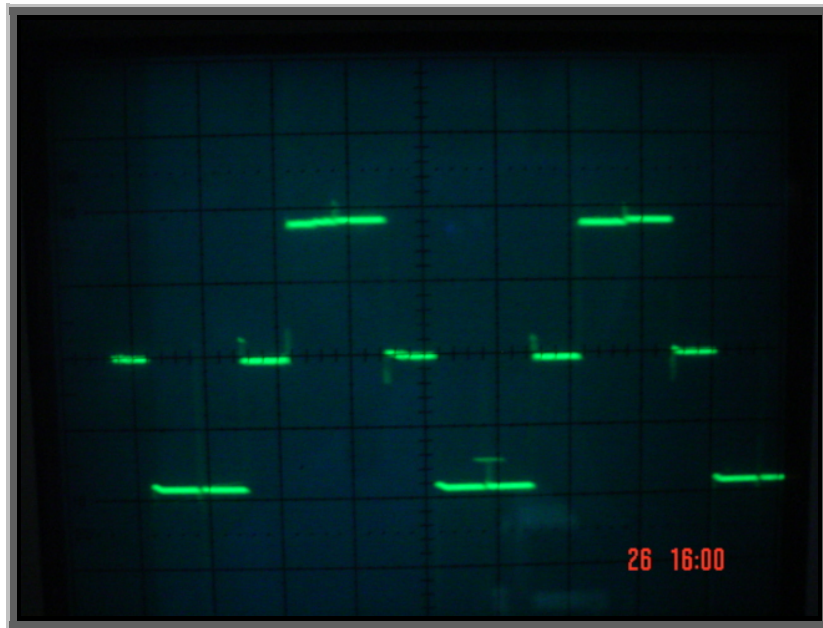


Fig. 5.7 Voltaje de línea VAB con carga resistiva.

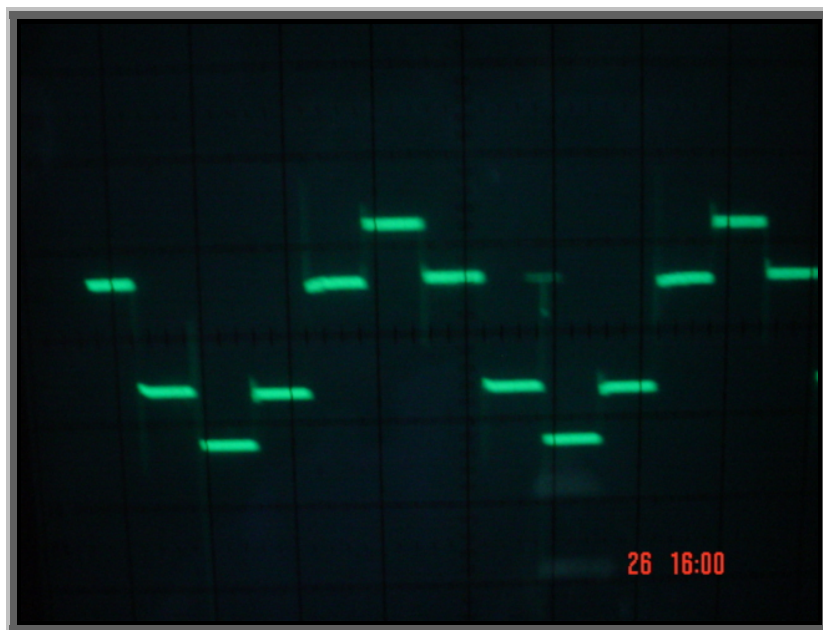


Fig. 5.8 Voltaje de línea a neutro VAN con carga resistiva.

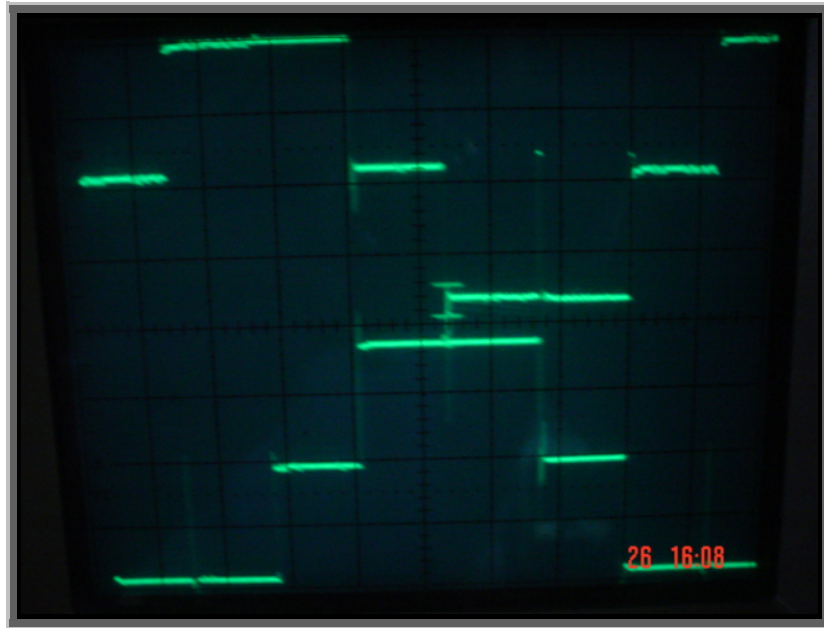


Fig. 5.9 Voltajes de línea VAB y VBC con carga resistiva.

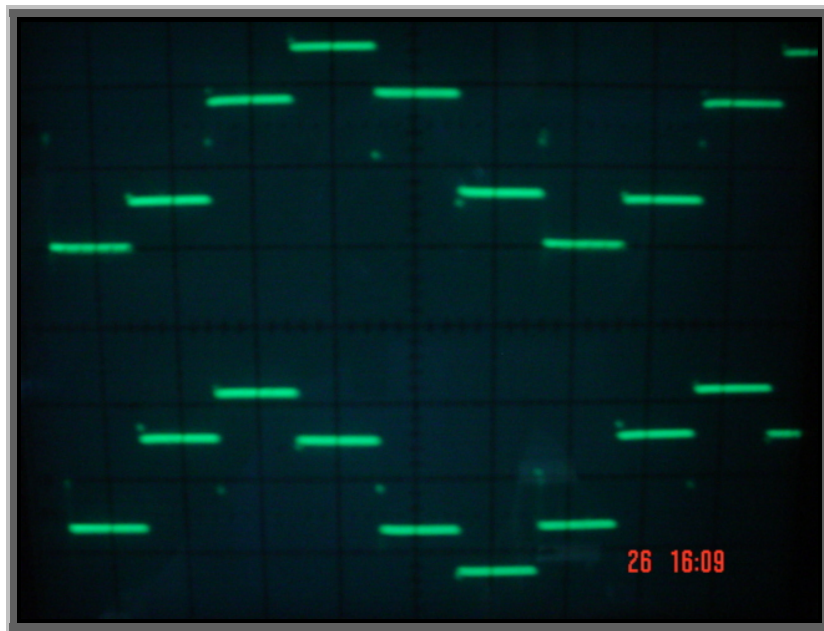


Fig. 5. 10 Voltajes de línea a neutro VAN y VBN con carga resistiva.

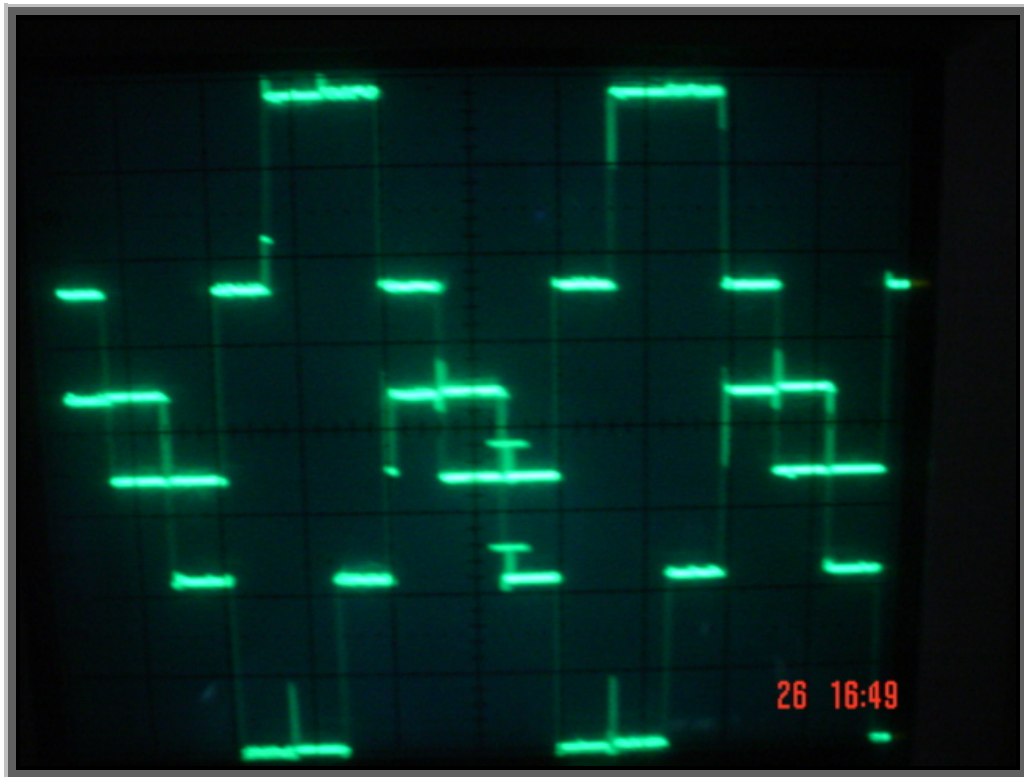


Fig. 5. 11 Voltajes de línea VAB y VBC con carga resistiva-inductiva.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

El objetivo principal de este proyecto de t3pico fue el dise1o y la construcci3n de un inversor trif3sico, que sirva a los estudiantes de laboratorio para realizar practicas en donde verifiquen y analicen el funcionamiento de este tipo de convertidor electr3nico.

Los estudiantes que utilicen el equipo podr3n observar las formas de onda obtenidas a partir de un voltaje continuo, y adem3s podr3n ver las se1ales principales del circuito de control del inversor para verificar el correcto funcionamiento del equipo.

El dise1o del inversor usando transistores de potencia no solamente hace mas sencillo el control del mismo, tambi3n resulta mas econ3mico construir un inversor con transistores que con tiristores.

El control del inversor se lo realizo con circuitos electr3nicos sencillos, cuyos componentes se los puede conseguir f3cilmente en el mercado, el 3nico elemento que hubo dificultad en conseguir fue el **optoacoplador MOC8113** para la etapa de acoplamiento.

La funci3n principal del circuito de control es generar los pulsos de voltaje aplicados a las bases de los transistores del circuito de fuerza para que estos trabajen en corte y saturaci3n y en la correcta secuencia para el funcionamiento del inversor.

En las pruebas realizadas tanto con cargas resistivas como con cargas resistivas-inductivas se obtuvieron las formas de onda esperadas en la salida del inversor y los

valores r.m.s. de los voltajes de línea a línea y línea-neutro son cercanos a los valores teóricos por lo cual el inversor es eficiente.

La implementación de este tipo de proyectos ayuda a que los estudiantes lleven a la práctica sus conocimientos teóricos y analicen y resuelvan los problemas que se presenten en la elaboración de los mismos para lograr el fin propuesto.

El inversor construido es un equipo sencillo que se lo puede mejorar o modificar para que el estudiante pueda aplicar otras funciones al equipo: como darle mayor potencia al circuito de fuerza, implementar un sistema de retroalimentación, o incluso desarrollar el equipo para manejar el control de velocidad a motores que se los usa comúnmente en las industrias como de 1HP hasta 5HP.

Finalmente se recomienda que los profesores del laboratorio de electrónica de potencia desarrollen los formatos de prácticas para el inversor trifásico y los estudiantes las apliquen y analicen los resultados obtenidos.

APENDICES

APENDICE A

OPTOACOPLADORES TEORIA Y PRINCIPIOS DE FUNCIONAMIENTO

OPTOACOPLOADORES

Cuando se combina una fuente LED en la misma capsula con algún tipo de detector óptico de estado sólido (por lo general un semiconductor de silicio) el dispositivo resultante recibe el nombre de optoacoplador o a veces optoaislador. La luz procedente del LED, normalmente infrarroja, llega al fotodetector atravesando un medio transparente como un ducto plástico o, en algunos casos, un espacio de aire.

Esta estructura produce un dispositivo que permite el acoplamiento de señales entre 2 circuitos electrónicos independientes y totalmente aislados entre sí. Según el tipo de capsula, estos dispositivos pueden alcanzar aislamientos entre 2000 y 3750 V y aun mayores.

Las secciones de detector de los optoacopladores varían en complejidad desde los simples fotodiodos, fototransistores y fototiristores (SCR) hasta los circuitos de conmutación, amplificadores o circuitos digitales. Además del puro aislamiento eléctrico. Los optoacopladores pueden también efectuar ciertas operaciones sobre la señal de entrada, como amplificación lineal, acoplamiento digital o control de circuitos de potencia; por ejemplo, triacs. Los optoacopladores permiten la realización de interfaces de aislamiento para circuitos lineales, circuitos digitales lógica-a-lógica, lógica-a-potencia, e incluso acoplamientos entre circuitos de potencia y lógicos, como sucede en los monitores de fuentes de alimentación [5].

La figura A.1 muestra un optoaislador típico, cuando circula corriente por el LED de entrada, la luz o los fotones producidos inciden en la región fotosensible de la base

del transistor y generan corriente I_p . La corriente de emisor resultante I_E es igual a la ganancia de corriente del transistor H_{FE} multiplicada por I_p .

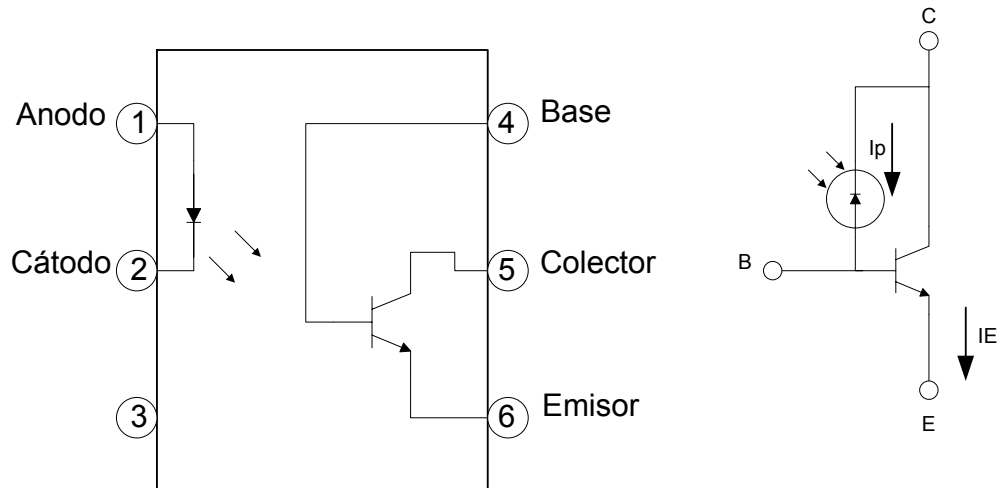


Fig. A.1 Esquema del optoacoplador

Los optoacopladores ofrecen varias ventajas, además del aislamiento eléctrico entre circuitos; a menudo aíslan también al usuario de los altos voltajes.

Eliminan los circuitos a tierra de las fuentes de alimentación y otras interferencias de los circuitos de control sobre las cargas, y, a diferencia de los transformadores, evitan también que los ruidos y los transitorios producidos en las cargas se reflejen hacia los circuitos de control. Cuando sustituyen componentes electromecánicos, como relevadores e interruptores, los optoacopladores operan más rápidamente, sin rebotes, no requieren ajustes mecánicos y presentan una confiabilidad mucho mayor.

APENDICE B

MOC8113 HOJAS TECNICAS

APENDICE C

TIP122 HOJAS TECNICAS

APENDICE D

**SIMULACION DEL INVERSOR TRIFASICO USANDO EL
PROGRAMA PSpice**

SIMULACION DEL INVERSOR TRIFASICO

El análisis de circuitos electrónicos mediante herramientas informáticas de simulación ha alcanzado gran auge en las dos últimas décadas, convirtiéndose en una etapa prácticamente indispensable en el proceso de diseño de circuitos electrónicos de cualquier tipo.

En el campo de la electrónica de potencia, dentro del cual la construcción de prototipos es especialmente costosa tanto desde el punto de vista económico como temporal (horas a invertir en el montaje), la simulación previa mediante un programa informático se revela extraordinariamente útil.

Usando el programa PSpice se simularon los circuitos de control y de fuerza del inversor trifásico que se construyó, se realizaron dos simulaciones una usando el elemento Sbreak de PSpice, que es un interruptor ideal controlado por tensión. Se utilizó este elemento en reemplazo del transistor de potencia BJT TIP122 solo para efectos de simulación, ya que el análisis del inversor trifásico no se centra en el interruptor de potencia propiamente dicho, sino que es abordado desde la perspectiva del sistema de potencia en su conjunto, por lo cual resulta más sencillo disponer de un modelo de interruptor cuyas características se aproximen a las del interruptor ideal, esto es, que actúe como un circuito abierto (o alta impedancia) en bloqueo y como un cortocircuito (o baja impedancia) en conducción.

En la otra simulación se utilizaron para el circuito de fuerza IGBTs para observar el resultado obtenido utilizando este tipo de interruptores de potencia.

A continuación se muestran los circuitos del sistema de control creados en el esquemático de PSpice:

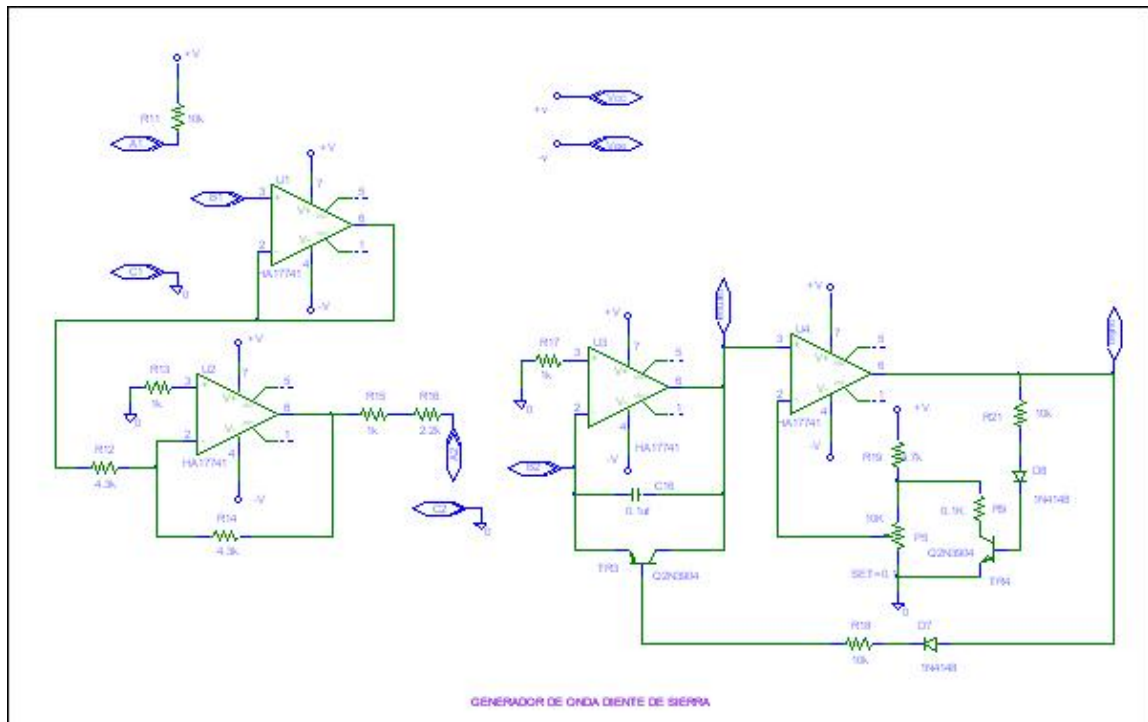


Fig. D.1 Esquemático del circuito generador de la onda diente de sierra

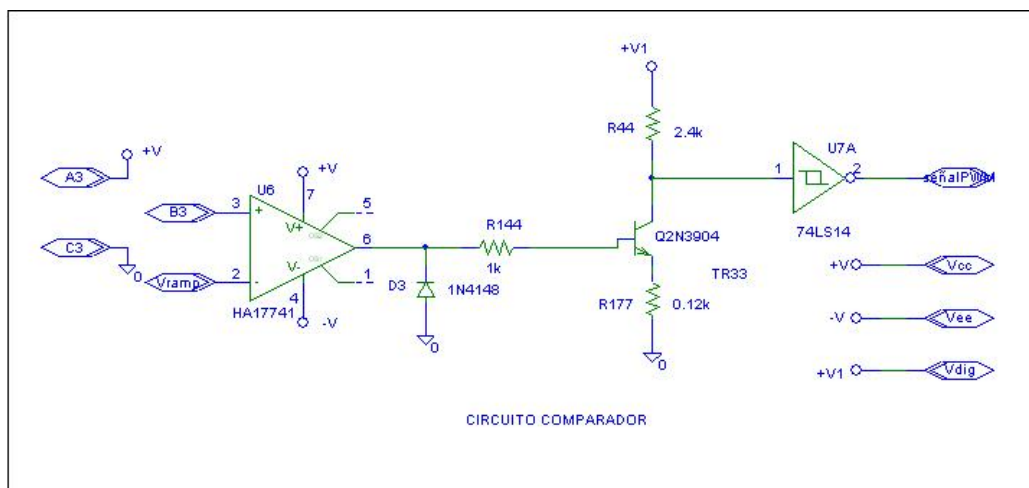


Fig. D.2 Esquemático del circuito comparador

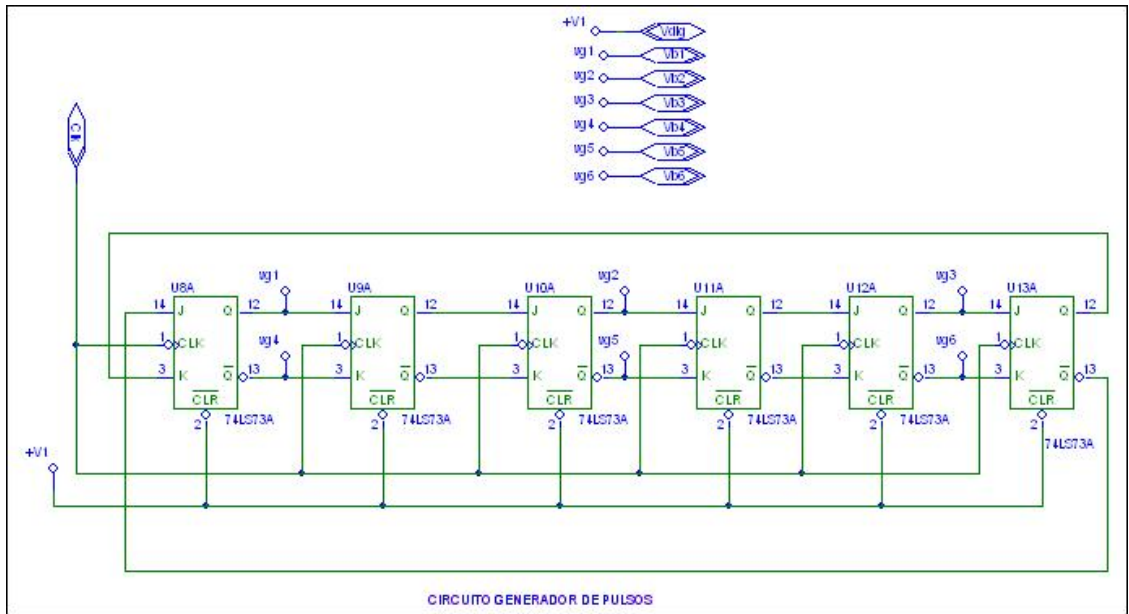


Fig. D.3 Esquemático del circuito generador de los pulsos de control

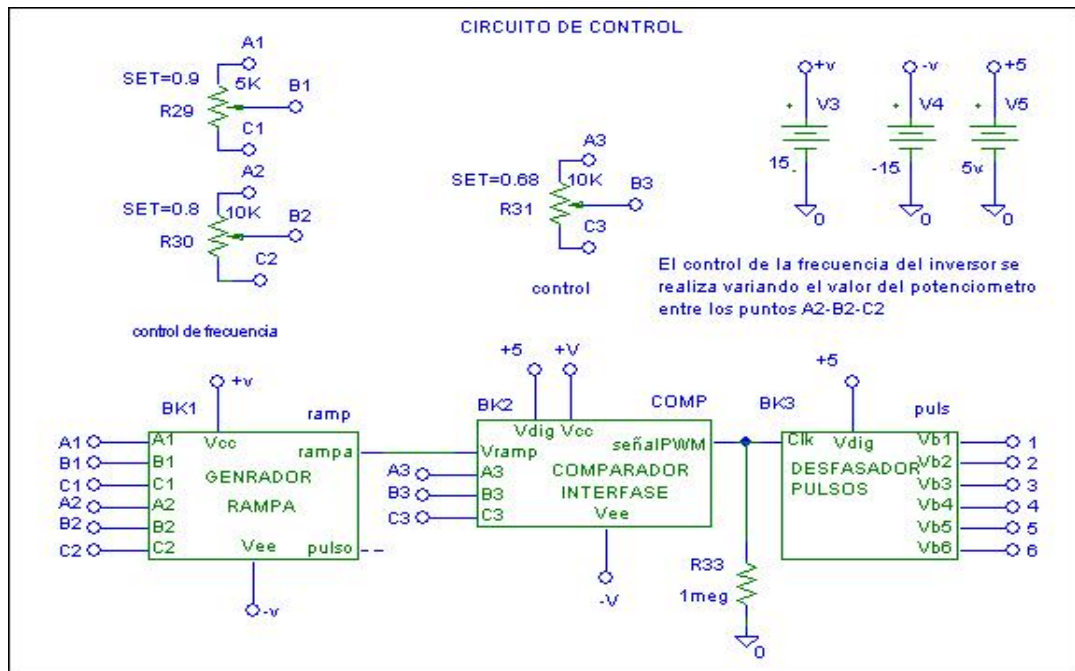


Fig. D.4 Esquemático del circuito de control del inversor

En la figura D.4 se muestra el circuito de control del inversor, en el cual los circuitos que componen el mismo están dentro de bloques lo cual simplifica el diseño.

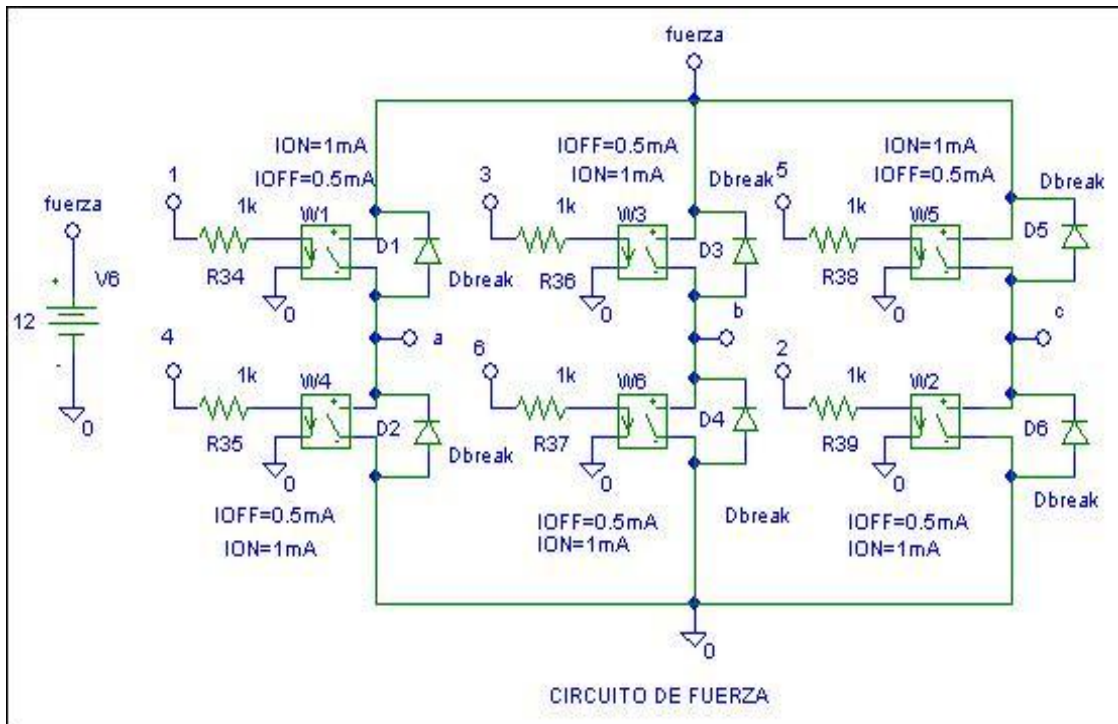


Fig. D.5 Esquemático del circuito de fuerza del inversor

El figura D.5 se muestra el circuito de fuerza del inversor en el cual los transistores TIP 122 se reemplazaron por el elemento Sbreak de PSpice solo para efectos de la simulación, en el circuito se ven los valores de corriente para los cuales el interruptor está encendido y apagado que son los valores de ION y IOFF.

En la simulación se utilizó una carga resistiva-inductiva para observar el comportamiento del inversor a este tipo de cargas.

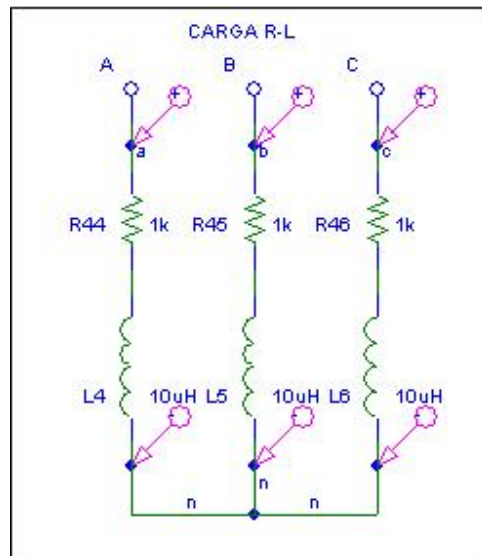


Fig. D.6 Esquemático de la carga RL para la simulación

Los resultados obtenidos con la simulación se muestran en las siguientes gráficas:

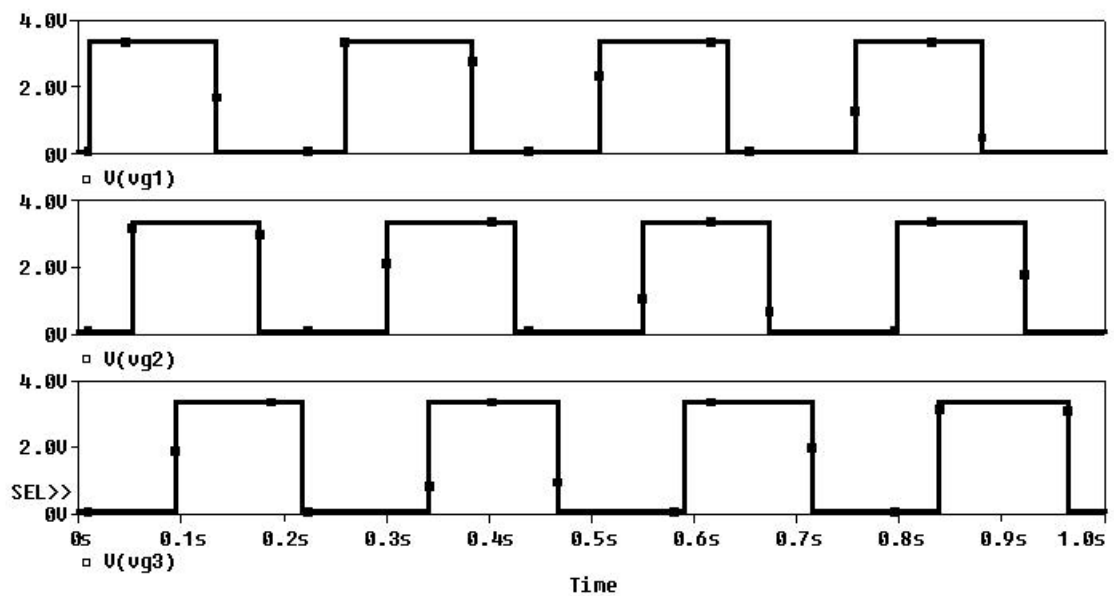


Fig. D.7 Pulsos de control 1, 2, y 3

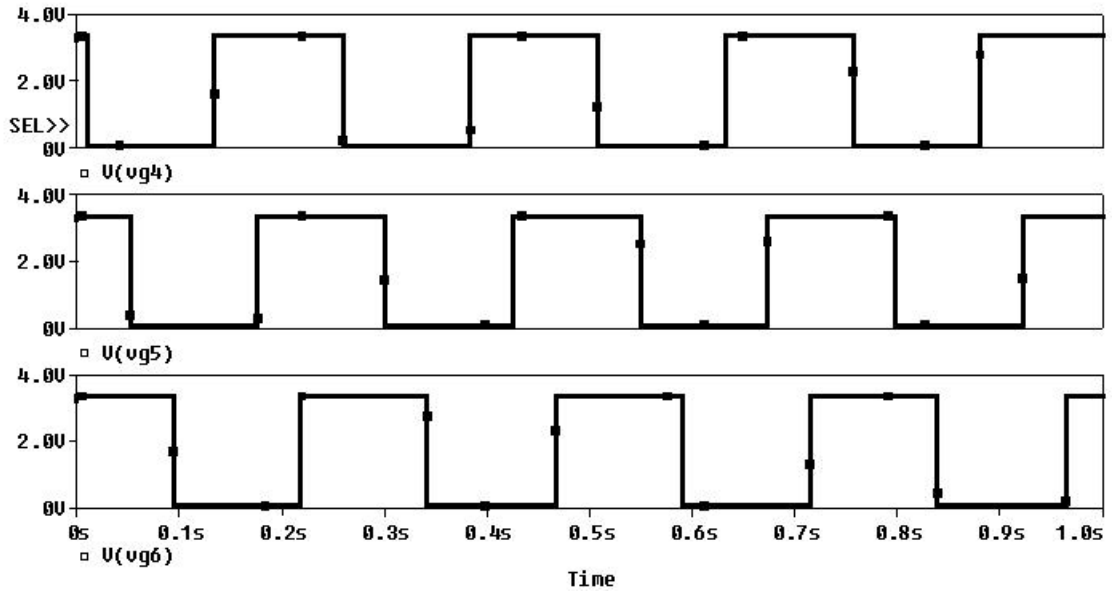


Fig. D.8 Pulsos de control 4, 5 y 6

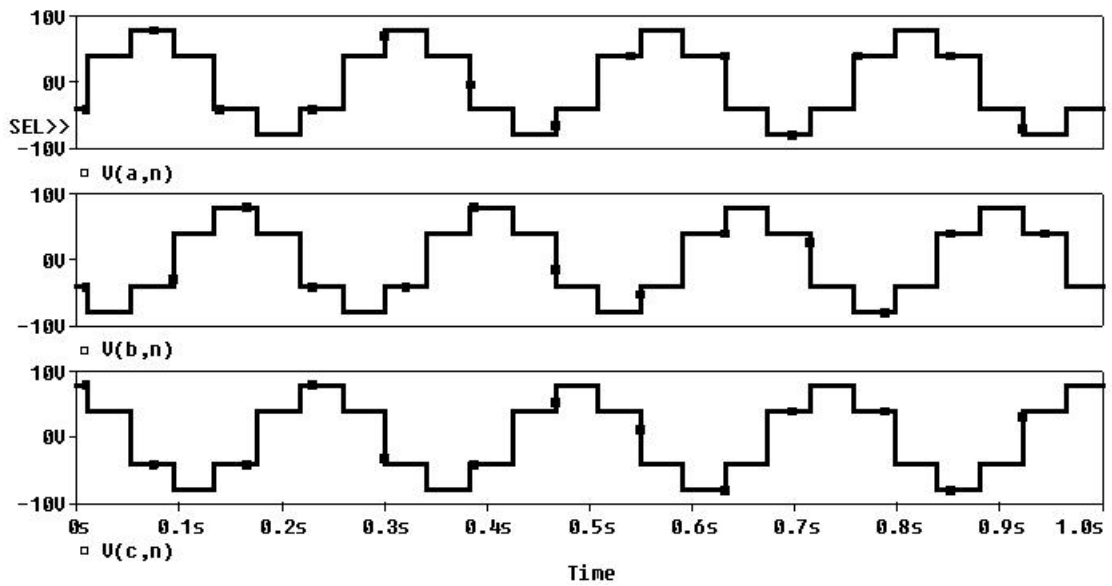


Fig. D.9 Voltajes línea a neutro

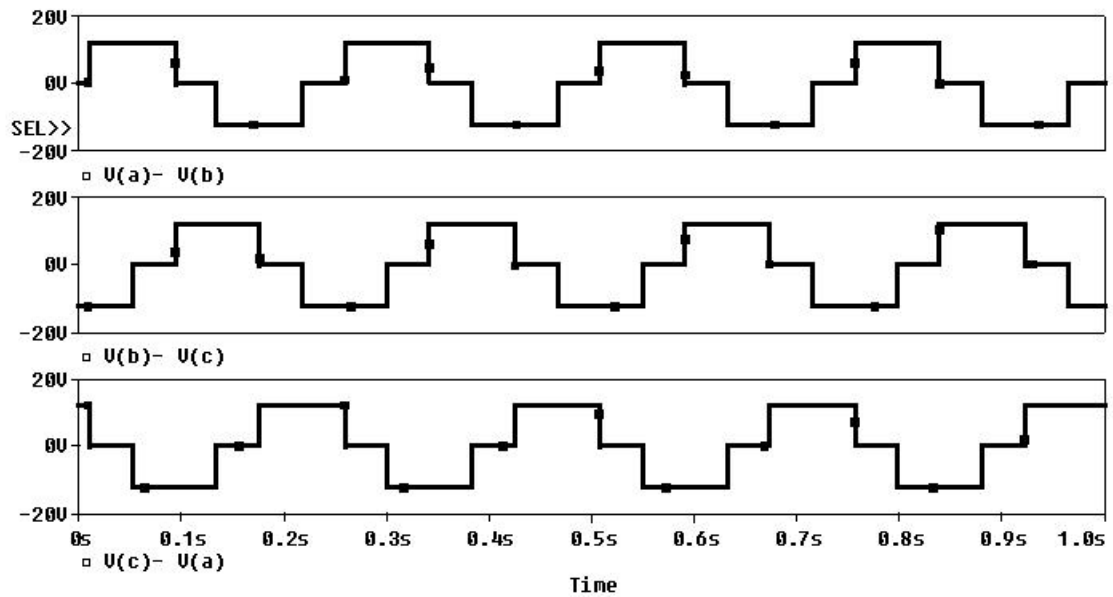


Fig. D.10 Voltajes línea a línea

También se realizó la simulación del circuito de fuerza del inversor con transistores bipolares de puerta aislada (IGBTs).

Los pulsos de voltajes aplicados al terminal de compuerta del IGBT fueron simulados mediante fuentes de voltaje Vpulse de PSpice para generar los valores de voltaje y desfase necesarios para que trabajen los IGBTs.

Los resultados obtenidos se muestran en las siguientes gráficas:

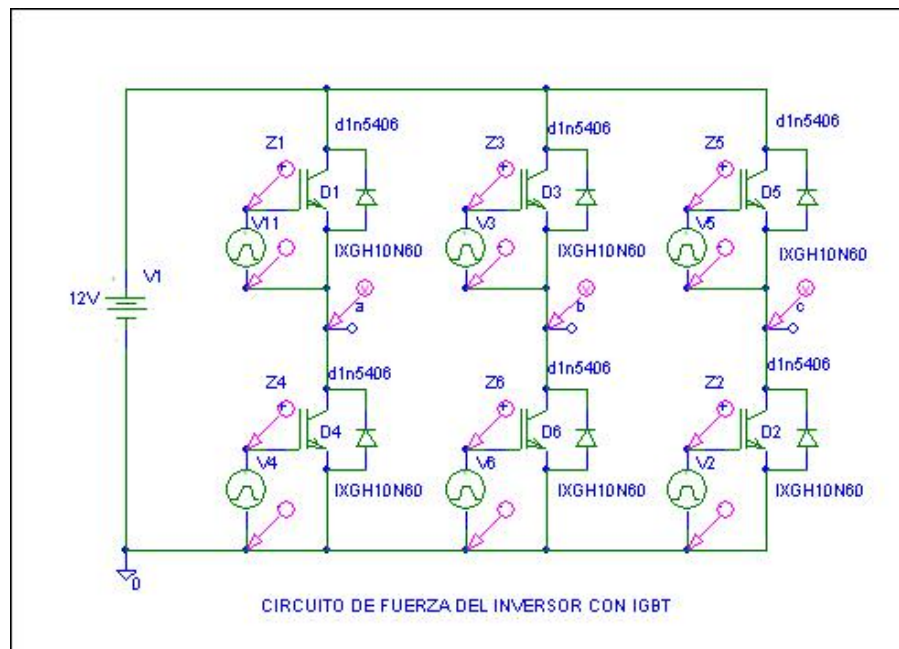


Fig. D.11 Circuito de fuerza del inductor con IGBTs

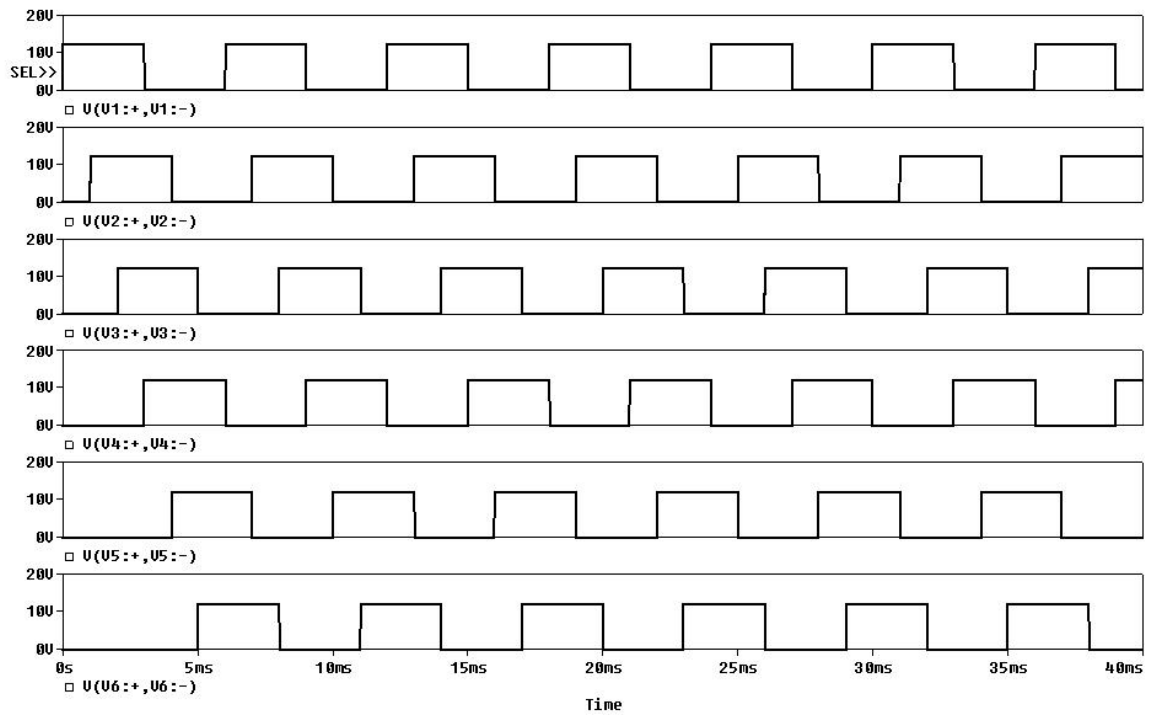


Fig. D.12 Pulsos de voltaje aplicados al terminal de compuerta de los IGBTs

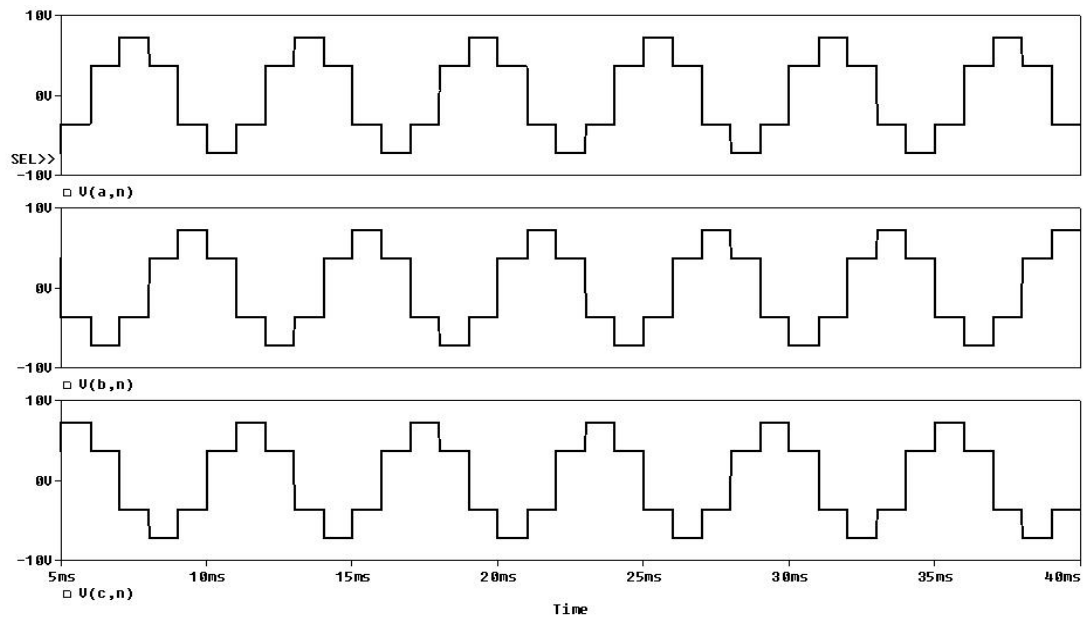


Fig. D.13 Voltajes línea a neutro obtenidos del inversor con los IGBTs

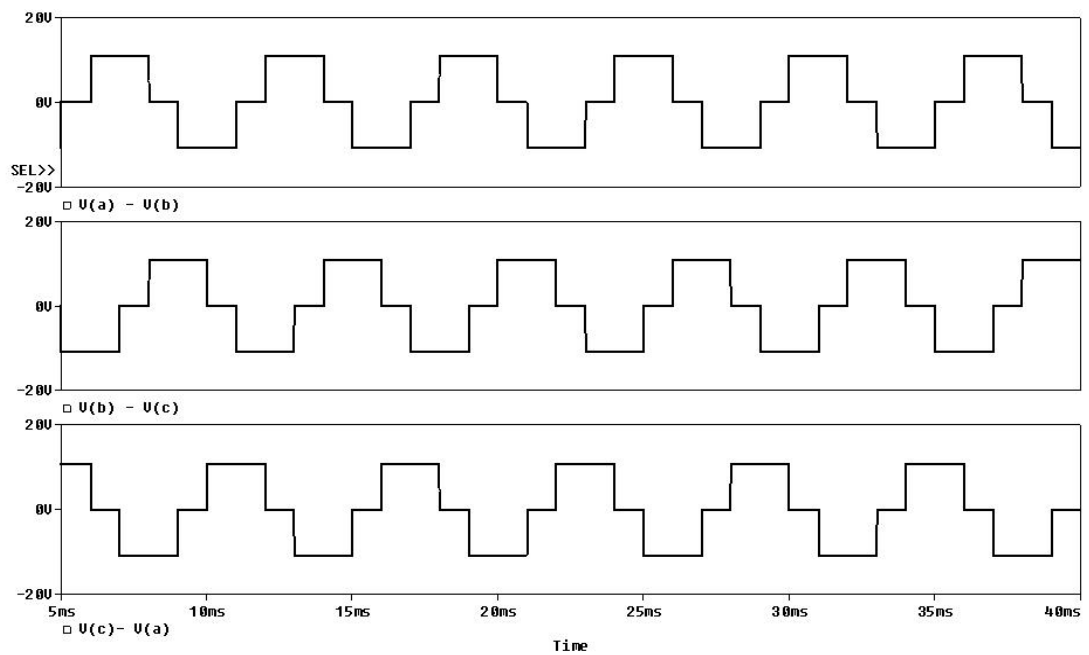


Fig. D.14 Voltajes línea a línea obtenidos del inversor con los IGBTs

Como se pueden observar los resultados obtenidos con ambos tipos de simulación son similares a los logrados con la implantación del equipo inversor lo cual se puede apreciar, con la comparación de la fotografía del voltaje de línea Vab y Vbc con los voltajes obtenidos por la simulación.

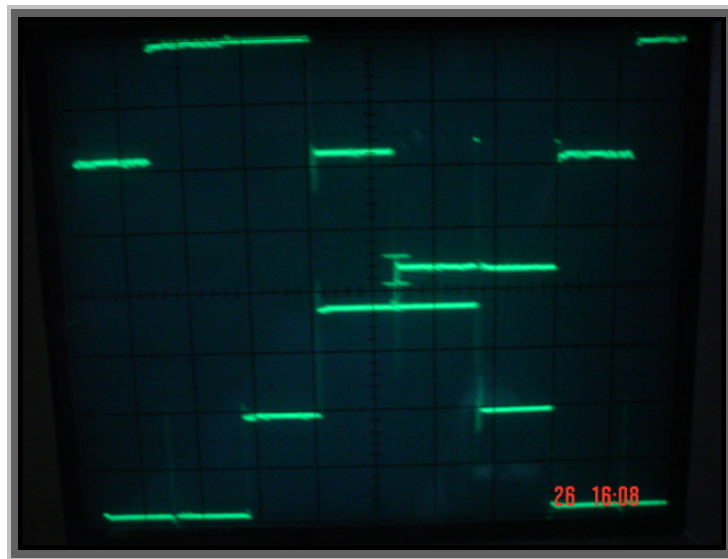


Fig. D.15 Voltajes de línea VAB y VBC obtenidos con el equipo

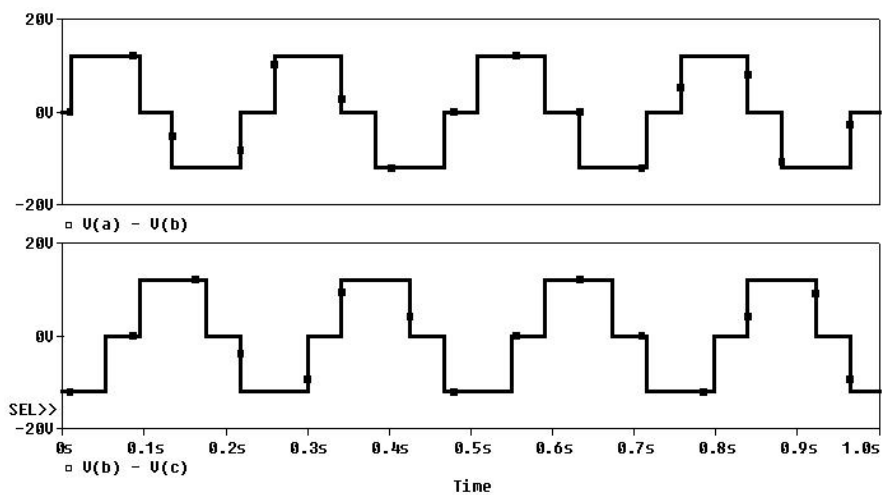


Fig. D.16 Voltajes de línea VAB y VBC obtenidos con la simulación

BIBLIOGRAFIA

- [1] M.H. Rashid, Electrónica de Potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones (2da. Edición, México, Prentice-Hall, 1995), pp. 356-412.
- [2] J.M.D. Murphy, Thyristor Control of A.C. Motors (Oxford, Pergamon Press, 1973), pp. 1-66
- [3] T.J. Maloney, Industrial Solid-State Electronics Devices and Systems (New Jersey, Prentice-Hall, 1993), pp. 595-640
- [4] D.W. Hart, Introduction to Power Electronics (New York, Mc Graw-Hill, 1986), pp. 291-334
- [5] Manual de Circuitos Integrados: Selección, Diseño y Aplicaciones, Tomo IV (Madrid, Dossat S.A., 1981) pp. 68-97
- [6] E. Figueres, J.M. Benavent, G. Garcerá Simulación de Circuitos Electrónicos de Potencia con PSpice (México, ALFAOMEGA, 2001) pp. 167-197