



REPÚBLICA DE CUBA

MINISTERIO DE EDUCACIÓN SUPERIOR

INSTITUTO SUPERIOR MINERO METALURGICO DE MOA

“Dr. Antonio Núñez Jiménez”

FACULTAD DE METALURGIA- ELECTROMECHANICA

# *Trabajo de Diploma*

En Opción al Título de

## *INGENIERO ELÉCTRICO*

**TÍTULO:** Implementación de puesto de laboratorio, técnicas de mando para inversor de tensión monofásico.

**AUTOR:** Ricardo Rodríguez González.

**TUTOR:** MSc. Osmany Pérez Aballe.

**CONSULTANTES:** Ing. José Reinier Lima Pérez.  
Ing. Carlos R Cuenca Moreno.

Moa, Junio 2014

“Año 56 de la Revolución”

## **Declaración de autoridad**

Yo: Ricardo Rodríguez González autor de este trabajo de diploma con título. Implementación de puesto de laboratorio, técnicas de mando para inversor de tensión monofásico.

Ratifico su propiedad a favor del Instituto Superior Minero Metalúrgico de Moa, Dr. Antonio Núñez Jiménez el cual le dará uso con fines docentes.

---

Ricardo Rodríguez González.

Diplomante.

---

Msc. Osmany Pérez Aballe.

Tutor

---

Ing. José Reinier Lima Pérez.

Tutor

## **Pensamiento**

*Para ir por el buen camino en este mundo, es necesario sacrificarnos hasta el final, la misión del hombre no consiste solo en ser feliz, debe descubrir el, algo grande para la humanidad.*

*J. E. Renán.*

*Educar es depositar en cada hombre toda la obra humana que le ha antecedido, es prepararlo para la vida.*

*José Martí.*

## **Dedicatoria**

*Lo más hermoso que nos ha dado la vida es tener a nuestra familia, a ella va dedicada la realización de este trabajo que ha sido el más grande de nuestros sueños, el cual veíamos tan lejano e inalcanzable y que hoy está por cumplirse. Son ustedes Sonia, Vaneza y Raúl, mi fuente de inspiración en los momentos más difíciles, mi fuerza para seguir adelante. Espero que algún día se sientan orgullosos, no por dedicarles este trabajo, sino porque son merecedores de este premio, en el que se ve reflejado el fruto de mis esfuerzos. A mis padres que me han preparado para la vida, a todas aquellas personas que de una forma u otra han tenido que ver con la realización de este trabajo.*

## **Agradecimientos**

*Agradezco a: Mingdalia González de la Cruz por brindarme su apoyo y su inmenso amor de madre.*

*A mi padre Cisinio Rodríguez fuente por su inmensa ayuda y cooperación.*

*A mi esposa Sonia Pérez Pérez por su apoyo incondicional y horas de desvelo.*

*A mis hijos Vaneza y Raúl porque han sido mi inspiración durante el desarrollo de este trabajo.*

*A mi Tutor Osmany Pérez Aballe por sus consejos y su fe en mí, para la realización de este trabajo y mi formación como un profesional.*

*A mis amigos y compañeros de trabajo que me dieron toda su ayuda y cooperación.*

*Al sistema revolucionario cubano por darme la posibilidad de superarme y convertirme en un verdadero profesional.*

INTRODUCCIÓN .....	1
<b>CAPÍTULO I GENERALIDADES.....</b>	<b>4</b>
INTRODUCCIÓN .....	4
1.1 ANTECEDENTES.....	4
1.2 CLASIFICACIÓN DE LOS INVERSORES.....	6
1.3 EJEMPLOS DE INVERSORES .....	9
1.3.1 <i>Inversor en medio puente.</i> .....	9
1.3.2 <i>Inversor push-pull.</i> .....	11
1.3.3 <i>Inversor en puente completo.</i> .....	12
1.4 APLICACIÓN DE LOS INVERSORES .....	13
1.5 TÉCNICAS DE CONTROL DE INVERSORES.....	14
1.5.1 <i>Modulación de un solo pulso por semiperiodo.</i> .....	15
1.5.2 <i>Modulación de varios pulsos por semiperiodo</i> .....	15
1.5.3 <i>Modulación por ancho de pulso.</i> .....	16
1.6 BLOQUE DE FILTRADO DE CORRIENTE DIRECTA.....	18
1.7 NORMAS GENERALES QUE DEBEN CUMPLIR LOS INVERSORES SON:.....	19
1.8 DESARROLLO TEÓRICO DE LOS CIRCUITOS DE SEÑALES. ....	20
1.8.1 <i>Señal sinusoidal</i> .....	22
1.8.2 <i>Constante de tiempo capacitivo.</i> .....	25
1.8.3 <i>El Amplificador Operacional ideal (OA)</i> .....	26
1.8.4 <i>Configuraciones básicas del Amplificador no inversor y inversor</i> .....	29
1.8.5 <i>Amplificador operacional no inversor.</i> .....	30
1.9 CONCLUSIONES .....	30
<b>CAPÍTULO II DISEÑO Y SIMULACIÓN DE CIRCUITO DE MANDO.....</b>	<b>31</b>
2.0 INTRODUCCIÓN.....	31
2.1 ESQUEMA EN BLOQUES DE PUESTO DE LABORATORIO. ....	31
2.2 DISEÑO DEL CIRCUITO DE MANDO.....	32
2.2.1 <i>Circuito generador de un pulso por semiperiodo</i> .....	32
2.2.2 <i>Circuito generador de varios pulsos por semiperiodo</i> .....	35
2.2.3 <i>Bloque formador de onda triangular</i> .....	36
2.2.4 <i>Bloque generador de ondas sinusoidal</i> .....	37
2.2.5 <i>Bloque amplificador del semiperiodo positivo y negativo de la onda senoide.</i> .....	39
2.2.6 <i>Bloque generador de modulación por ancho de pulsos</i> .....	41
2.2.7 <i>Bloque selector de diferentes técnicas de mando</i> .....	42

2.2.8 Bloque amplificador de pulso y separación galvánica .....	44
2.2.9 Bloque de potencia. ....	45
2.3 CONCLUSIONES.....	46
<b>CAPÍTULO III MONTAJE Y VALORACIONES TÉCNICO-ECONÓMICO.....</b>	<b>47</b>
3.0 INTRODUCCIÓN.....	47
3.1 ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS OBTENIDOS.....	47
3.2 ANÁLISIS TÉCNICO DE FUNCIONAMIENTO DEL SISTEMA. ....	50
3.3 VALORACIÓN ECONÓMICA .....	53
3.3.1 Cálculo económico.....	53
3.3.2 Tabla.....	54
3.4 VALORACIÓN ECOLÓGICA Y SOCIAL.....	56
3.5 INSTRUCCIONES DE OPERACIÓN Y DE MANTENIMIENTO .....	57
3.5.1 Instrucciones operación.....	57
3.5.2 Instrucciones de mantenimiento .....	58
<b>CONCLUSIONES.....</b>	<b>59</b>
<b>RECOMENDACIONES .....</b>	<b>60</b>
<b>BIBLIOGRAFÍA .....</b>	<b>61</b>
<b>SITIOS WEB .....</b>	<b>62</b>
<b>ANEXOS .....</b>	<b>62</b>
ANEXO 1. ESQUEMA INTERNO BÁSICO Y HOJA DE DATOS DEL 555.....	63
ANEXO 2. TRANSISTOR DE POTENCIA.....	64
ANEXO 3. HOJA DE DATOS DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL LM358. ....	66
ANEXO 4. HOJA DE DATOS DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL LM324. ....	68

## **Resumen**

En el presente trabajo se realiza el diseño y la construcción de un inversor de tensión monofásico con diferentes técnicas de mando que van desde el control por un pulso en cada semiperiodo, varios pulsos por semiperiodos hasta la modulación por ancho de pulso, todos estos a escala de laboratorio con el objetivo de realizar prácticas docentes reales y estudiar el comportamiento de las diferentes etapas. El mismo cuenta con una introducción general a los inversores, un desarrollo de tres capítulos, conclusiones generales, recomendaciones, bibliografía y anexos.

En el primer capítulo se desarrolla el marco teórico sobre los inversores, implementación, aplicaciones y su selección. Además se abordan varias técnicas de mando aplicadas a una de los puestos (maqueta) del laboratorio de Electrónica de Potencia del ISMM.

En el segundo capítulo se explica el funcionamiento de los diferentes bloques, tanto del general como los específicos de mando, para cada una de las etapas que conforman el esquema, así como el diseño y la simulación del circuito de control.

En el tercer capítulo se realiza el análisis económico, la interpretación técnica de los resultados obtenidos en el desarrollo del trabajo, así como las valoraciones ambientales y sociales.



## SUMMARY

In present work is realized the design and construction of monofasic voltage inverter, commanded by different techniques, that goes sense, control by one pulse in each half wave , control by several pulse in each half wave until modulation of width pulse (PWM).All of them, made at laboratory scale for real docent practicing and studding behavior of the different stage . This work include a general introduction to AC inverter , a develop to three chapter, general conclusions, recommendations, bibliographic and annexes First chapter is realized the theory, implementation , application and selection about voltage inverter beside its talk about of different commander techniques put in practice to one table work of the electronic laboratory of the university of MOA Second chapter explind how work each bloke as general power one as especific comander one.Its includ every of etap that conform the drayaut . At the same time its includ the dising and simulation of conmander circuit. In the third chapter is realizaid the economic's analisys, the technic's compresion of the result optened as so as the enviromet and sotial valorations.

## **INTRODUCCIÓN**

La distribución de la energía ha venido condicionada por los factores de costo de generación, costo de distribución, accesibilidad y rendimiento en la aplicación. Estos factores, junto con el desarrollo tecnológico de las máquinas eléctricas (transformadores y motores) y los componentes electrónicos (diodos, tiristores, transistores de potencia), han marcado las tendencias de empleo en el uso doméstico e industrial. Así, se pasó de una fase electromecánica a otra, en la que actualmente las aplicaciones de generación y distribución siguen condicionadas a elementos electromecánicos, pero la demanda se ha diversificado en multitud de elementos con requisitos muy dispares. Ejemplo: ordenadores personales, vehículos eléctricos, fuentes de alimentación, etc.

Este último destino ha influido de forma considerable en el desarrollo y empleo de la conversión de energía eléctrica por medio de elementos electrónicos de potencia, actuando en conmutación, para poder obtener elevados rendimientos y perturbar lo mínimo posible la distribución de la red eléctrica.

Desde el comienzo de la historia de la electrónica de potencia en 1900, con la invención del rectificador de arco de mercurio, los dispositivos electrónicos se han desarrollado con una velocidad vertiginosa, pasando por la invención del transistor de silicio, que provocó la primera revolución electrónica iniciada en 1948 y la del tiristor comercial en 1958 que dio inicio a la segunda revolución electrónica. Desde entonces, se han introducido diversos tipos de dispositivos semiconductores de potencia y técnicas de conmutación. El grado de desarrollo alcanzado por estos propicia su utilización en una gran diversidad de productos de alta potencia, que incluyen controles de calor, de iluminación, de motor, fuentes de alimentación, sistemas de propulsión de vehículos y de corriente directa de alta tensión.

Es por ello que resulta difícil trazar los límites de las aplicaciones de la electrónica de potencia, en especial con las tendencias actuales en el desarrollo de los mismos.



En relación con esto, desde hace mucho tiempo se emplean diferentes técnicas para lograr circuitos de mando cada vez más eficientes.

### **Situación Problemática**

El deterioro paulatino de los laboratorios de la carrera de Ingeniería Eléctrica, ha provocado que los estudiantes de la carrera, no cuenten con los medios necesarios para una enseñanza óptima de los conocimientos de las asignaturas de la disciplina de Electrónica, imposibilitando la realización de laboratorios prácticos sobre las técnicas de modulación para inversores de tensión.

### **Problema**

Inexistencia de una aplicación práctica interactiva en el departamento docente de Electrónica de Potencia, que permita que los estudiantes realicen prácticas de laboratorio reales en el tema de modulación para inversores de tensión.

### **Hipótesis**

Si se diseña, simula y construye un puesto de prueba en el laboratorio de Electrónica de Potencia con diferentes técnicas de mando, entonces los estudiantes podrán interactuar con el funcionamiento interno de cada uno de los bloques de modulación de un inversor de tensión monofásico.

### **Objetivo general**

Diseñar, simular y fabricar un inversor de tensión monofásica aplicando diferentes técnicas de mando en uno de los puestos de prueba del laboratorio de electrónica.

### **Objetivos específicos**

- Diseñar y fabricar una aplicación interactiva para inversores de tensión monofásica con diferentes técnicas de mando.
- Simular las diferentes técnicas de mando propuestas y el inversor sinusoidal de tensión utilizando el software profesional Multisim V12.0.



- Facilitar de modo interactivo la comprensión del funcionamiento de las diferentes técnicas de mando utilizadas en el inversor propuesto.

### **Objeto de estudio**

Técnicas de mando para inversores de tensión monofásica.

### **Campo de Acción**

Disciplina de Electrónica

### **Resultado esperado**

- Desarrollo de una aplicación interactiva para el puesto del laboratorio de electrónica de potencia donde se obtengan los diferentes modos de técnicas de mando para el inversor de tensión monofásica propuesto.



# Capítulo 1

---

## CAPÍTULO I GENERALIDADES

### Introducción

En el presente capítulo se realiza una búsqueda bibliográfica sobre las temáticas relacionadas con el objeto de estudio, para poder crear las pautas necesarias para la realización del puesto de laboratorio planteado en la metodología precedente.

### 1.1 Antecedentes

La necesidad de transformar adecuadamente la energía eléctrica apareció desde el mismo momento del nacimiento de esta forma de energía y las técnicas desarrolladas en cada momento han estado en función del desarrollo tecnológico de la época. Se han utilizado una gama de dispositivos que partió desde los convertidores mecánicos rotatorios en 1900, seguidos por los rectificadores de vapor de mercurio en 1902, los rectificadores de óxido y de selenio en 1903, los transistores en 1952, los tiristores en 1958, hasta los circuitos integrados en 1970, así como otros tantos dispositivos que contribuyeron a solucionar el problema de la conversión de energía eléctrica. Con el surgimiento de los dispositivos semiconductores de potencia (diodos, transistores, tiristores), la ciencia dio un paso de avance, al contar estos con las siguientes características: dos estados claramente definidos, uno de alta impedancia (bloqueo) y otro de baja impedancia (conducción). Se le puede controlar el paso de un estado a otro con facilidad y con pequeña potencia. Son capaces de soportar altas tensiones cuando está en estado de bloqueo y grandes intensidades de corriente con pequeñas caídas de tensión entre sus electrodos, cuando está en estado de conducción. Ambas condiciones lo capacitan para controlar grandes potencias. Rapidez de funcionamiento para pasar de un estado a otro. Estos semiconductores posibilitan la creación de circuitos estáticos de gran fiabilidad y fácil control. Entre los componentes más difundidos están los transistores de potencia y los tiristores, por poseer ambos, además de los dos electrodos principales un tercer electrodo de control. En general existen dos tipos de convertidores: los electromecánicos y los



electrónicos, estos últimos con algunas ventajas frente a los primeros, como son:

Mayor flexibilidad y posibilidad de control superior. Posibilidades de obtener mejores características eléctricas, como mayor estabilidad y mayor velocidad de respuesta. Menor mantenimiento al no haber partes mecánicas móviles y por tanto ausencia de vibraciones. Vida más larga y mayor fiabilidad de los equipos. No se produce arco eléctrico con las correspondientes perturbaciones y con la posibilidad de trabajar en ambientes explosivos ya que no se producen descargas eléctricas. Como principales inconvenientes se pueden citar: Para muchas aplicaciones los montajes resultan más caros, tienen menor capacidad para soportar condiciones eléctricas duras de funcionamiento (sobretensiones y sobrecorrientes). Estos inconvenientes van disminuyendo con la aparición de componentes más perfeccionados y económicos y mediante diseños más adecuados. La mayor flexibilidad y controlabilidad de los dispositivos electrónicos, hace que puedan resolverse problemas de muy difícil o imposible solución por procedimientos electromecánicos. A causa del abaratamiento de los tiristores y demás dispositivos electrónicos y de la irrupción de los microprocesadores, es posible cada vez más desarrollar sistemas más complejos, eficientes y económicos en inversores de potencia. En el estudio realizado por Rodríguez (2011) se realiza un diseño experimental de suministro eléctrico ininterrumpido con varias fuentes de alimentación donde el autor propone realizar la experimento de alimentación bilateral de cargas con varias fuentes alternativas, mediante el cual se puede lograr la electrificación en comunidades aisladas pero carece de un aporte didáctico e interactivo que pudiera facilitar la comprensión de este sistema por parte de los estudiantes.

De igual modo Díaz (2011) en su trabajo realiza el diseño y la construcción de un rectificador estático trifásico semicontrolado a escala de laboratorio, con el objetivo de realizar prácticas docentes reales y estudiar el comportamiento de las máquinas de corriente directa así como de los distintos tipos de rectificadores controlados con su circuito de mando. Este último aspecto no



queda totalmente abarcado ya que el rectificador propuesto no es totalmente controlado, no se explican, no grafican o ilustran las diferentes técnicas de mando de los semiconductores de potencia.

## **1.2 Clasificación de los inversores.**

Los inversores, convierten potencia eléctrica de continua (CC) en potencia eléctrica de alterna (CA). La función de un inversor, es cambiar un voltaje de entrada de corriente continua CC, en un voltaje de salida de corriente alterna simétrico con una magnitud y frecuencia deseada. El voltaje de salida podría ser fijo o variable, a una frecuencia fija o variable. El voltaje continuo de entrada pueden ser pilas químicas, baterías de acumuladores químicos, celdas solares u otra fuente de CC. Los inversores para una potencia determinada, son de voltaje de salida variable; esto se logra haciendo variar el voltaje de entrada o si este último es fijo, podemos modificar el voltaje de salida corrigiendo la ganancia del inversor. La ganancia del inversor se puede definir como la relación entre el voltaje de salida de CA y el voltaje de entrada de CC. El método que se utiliza para variar esta ganancia, dentro del inversor, es por el método de control del ancho del pulso (PWM, pulse-width-modulation). La forma de onda ideal del voltaje a la salida de un inversor debería de ser sinusoidal; sin embargo la de los inversores prácticos no tienen esta forma y contienen armónicas de la frecuencia de salida. Para inversores de pequeña y mediana potencia, el voltaje de salida es de una forma de onda cuadrada o similar. Para altas potencias a convertir se requieren forma de onda sinusoidal, con poca distorsión. Con la disponibilidad de los dispositivos semiconductores de potencia de alta velocidad de conmutación, se pueden minimizar los contenidos de armónicas en el voltaje de salida, mediante técnicas especiales de conmutación. Las funciones básicas de los convertidores son los representados en la figura (1.1), según Millman *et al* (1993).





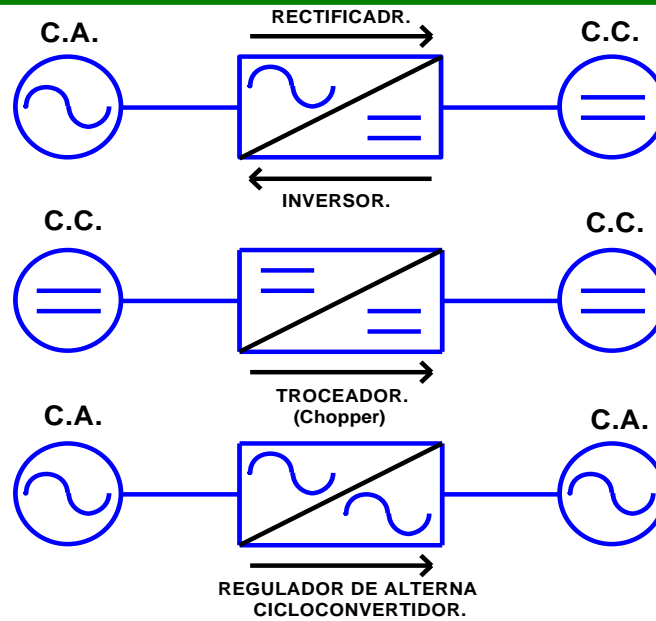


Figura 1.1: Diferentes tipo de convertidores de potencia.

- El rectificador transforma la corriente alterna de voltaje constante a corriente continua de voltaje constante (no controlado) o de voltaje variable (controlado). Tienen un amplio uso en la alimentación de equipos electrónicos, control de motores de corriente continua, transporte urbano, procesos electroquímicos y electrometalúrgicos, alimentación de grandes electroimanes, excitación, regulación y control de alternadores y motores sincrónicos.
- El inversor transforma la corriente continua en corriente alterna. Se utilizan en accionadores de motores de corriente alterna, para fuentes de energía no convencionales como centrales fotovoltaicas, suministros de seguridad para ordenadores, calentamiento por inducción, etc.
- El troceador transforma corriente continua de voltaje constante en corriente continua de voltaje variable. Se utilizan en la alimentación y control de motores de corriente continua a partir de baterías, alimentación de equipos electrónicos a partir de baterías, automóviles y demás vehículos eléctricos.
- El regulador de alterna transforma la corriente alterna de voltaje constante en corriente alterna de voltaje variable a la misma frecuencia.



Se usan para el calentamiento industrial por inducción, control de iluminación y control de velocidad en motores de inducción.

- El cicloconvertidor transforma corriente alterna en corriente alterna de frecuencia diferente. Se utilizan en el control de motores de inducción y en el calentamiento por alta frecuencia.

Existe una amplia gama de aplicaciones de los convertidores electrónicos, en nuestro trabajo solo mencionamos algunas de ellas.

Los inversores se pueden clasificar, en sentido amplio, en dos tipos: inversores monofásicos e inversores trifásicos. Los dispositivos de conmutación pueden ser transistores (BJT, MOSFET, IGBT) o tiristores controlados por compuerta, como por ejemplo, los GTO. Los inversores de mediana y alta potencia usan en general señales de control por modulación por ancho del pulso (PWM) para producir voltajes variables de salida con poca distorsión. Un inversor se llama “inversor alimentado por voltaje” (VFI) si el voltaje de entrada permanece constante. Se llama “inversor alimentado por corriente” (CFI) si la corriente de entrada permanece constante y se llama “inversor enlazado con CC. variable” si el voltaje de entrada es controlable. Si se hacen pasar por cero el voltaje o la corriente de salida del inversor, creando un circuito resonante LC, a esta clase de inversor se le llama “inversor de pulso resonante”. Para pequeñas potencia (hasta aprox. 500 w), los inversores pueden ser auto-excitados (circuito tipo oscilador de bloqueo). Para potencias mayores, el circuito inversor, propiamente dicho, es excitado externamente. Una última clasificación de los inversores se puede realizar en función del tipo de control. En los inversores de onda cuadrada (o inversores no modulados) la frecuencia de la señal de salida es la misma que la de conmutación de los dispositivos semiconductores del circuito. En los inversores modulados la frecuencia de conmutación es mayor que la de salida y el intervalo de conducción de los dispositivos semiconductores se hace variar para reducir el contenido armónico y facilitar el filtrado.[Rangel Saura & Correa Saura, 1986]



### 1.3 Ejemplos de inversores

Existen tres configuraciones básicas a partir de las cuales se deducen todas las demás:

- Inversor en medio puente (*half bridge inverter* en terminología inglesa).
- Inversor *push-pull*.
- Inversor en puente completo (*full bridge inverter* en terminología inglesa).

Según su frecuencia de operación se clasifican en:

- Inversores de frecuencia fija: son los que se emplean en fuentes conmutadas, ya sean de tensión fija o variable; UPS; iluminación; etc.
- Inversores de frecuencia variable: una de las pocas aplicaciones de estos inversores monofásicos se encuentra en los generadores o fuentes de señales alternas.

En cambio existe un campo de aplicación muy importante de los inversores trifásicos autónomos pero de frecuencia y tensión variables, con una relación  $f/V$  constante para el control de velocidad de los motores asíncronos a par constante. El inversor más adecuado para esta aplicación es el controlado mediante la técnica de modulación por ancho de pulso (PWM).

- Inversores oscilantes: la frecuencia es fijada por la carga oscilante y el inversor adapta su conmutación en forma sincronizada con la oscilación de la carga. Funcionan en conmutación natural. La aplicación industrial fundamental es en fundición de metales de alta calidad ferrosos y no ferrosos y en templado de aceros.

#### **1.3.1 Inversor en medio puente.**

El medio puente es la configuración inversora más sencilla. Se compone de dos fuentes de tensión de igual valor dispuestas en serie y de dos interruptores controlados, tal y como se muestra en la figura (1.2). El modo de funcionamiento más simple consiste en hacer conmutar los interruptores Q+ y Q- con señales de control complementarias de forma que cada uno esté cerrado la mitad de un periodo. De este modo se obtiene una onda cuadrada de



salida de amplitud  $V_E/2$  y sin componente de continua. Un inversor debe de poder trabajar en los cuatro cuadrantes por lo que es necesario emplear diodos en paralelo con los transistores. Por ejemplo, cuando el transistor superior  $Q_+$  está en conducción la tensión de salida es positiva, pero la corriente debe de poder tomar valores tanto positivos como negativos. En este caso, el diodo en paralelo con  $Q_+$  permite la circulación de corriente entrante. Para conseguir aislamiento entre la entrada y la salida en un inversor en medio puente se acopla la carga a través de un transformador esto también funciona como protección.

Las características de un inversor en medio puente se define en los siguientes puntos:

- Proporcionan una onda cuadrada. La señal de salida de un inversor en medio puente no modulado es una onda cuadrada, por lo que el contenido de armónico es muy elevado y el filtrado es complejo.
- La amplitud de salida no es controlable. En un medio puente se obtiene una onda cuadrada cuya amplitud es igual a la tensión de alimentación. El único procedimiento para variar la amplitud de salida es mediante un convertidor previo que permita modificarla tensión de entrada al inversor.
- En un inversor en medio puente no modulado la frecuencia de salida es igual a la de conmutación de los interruptores.
- La tensión que soportan los interruptores es el doble de la amplitud de la señal cuadrada de salida.
- Los terminales de referencia para el gobierno de los interruptores no están referidos a un mismo punto.



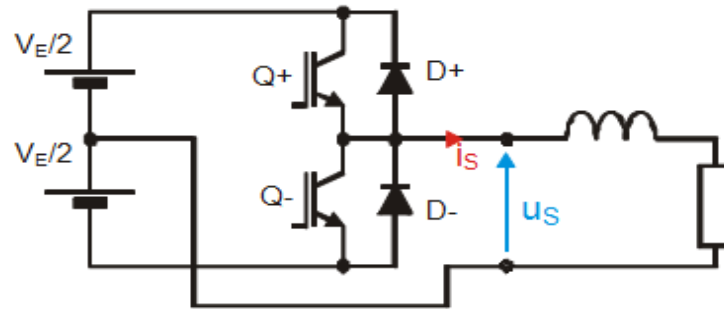


Figura 1.2 Inversor monofásico de medio puente.

### 1.3.2 Inversor *push-pull*.

El inversor *push-pull* figura (1.3), es una topología que emplea dos interruptores controlados y un transformador con toma media en el primario para obtener una onda cuadrada de alterna igual que en el medio puente se hace conmutar ambos transistores empleando señales de control complementarias. De este modo, con Q+ cerrado, se aplica una tensión en el semidevanado inferior del primario del transformador que induce una tensión de salida positiva  $U_s$ . Cuando se abre Q+ y se cierra Q- la situación se invierte, quedando aplicada la tensión en el semidevanado superior que induce una tensión de salida negativa. Mientras Q- permanece cerrada, el transistor Q+ soporta el doble de la tensión de entrada  $V_E$  debido a que se suman las tensiones de los dos semidevanados de primario.

Las características de un inversor en *push-pull* se resumen a continuación:

- Proporcionan una onda cuadrada. Al igual que en el medio puente, la señal de salida de un inversor *push-pull* es una onda cuadrada, por lo que el contenido armónico es muy elevado.
- La amplitud de salida no es controlable. La tensión de salida es proporcional a la tensión de alimentación por lo que para el control de la amplitud es necesario un convertidor previo.
- La tensión máxima que soportan los interruptores es el doble de la tensión de alimentación.
- Las señales de control de ambos interruptores están referidas a un mismo

punto. Esta característica simplifica la implementación del circuito de control.

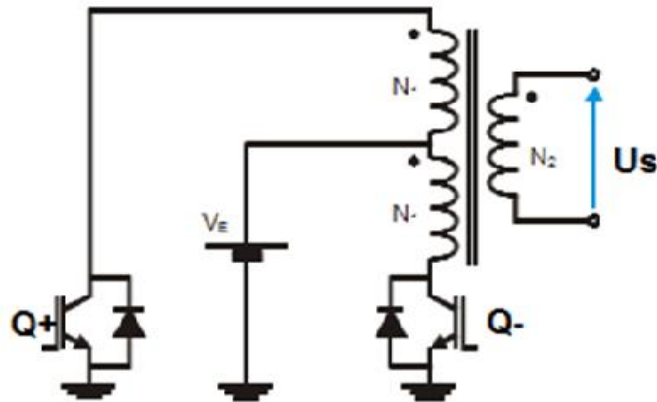


Figura 1.3 Inversor *push-pull*.

### 1.3.3 Inversor en puente completo.

Un puente completo se compone de cuatro interruptores agrupados en dos ramas. Una primera rama formada por los interruptores  $Q_1$  y  $Q_2$  y una segunda rama por  $Q_3$  y  $Q_4$  tal como se muestra en la figura (1.4), al disponer de cuatro interruptores, el número de estados posibles es mayor que en un medio puente. Eliminando aquellas combinaciones que dan lugar a cortocircuitos de rama y aquellas en que la carga queda desconectada, se dispone de cuatro combinaciones de estados posibles la tensión de salida puede tomar tres valores distintos:  $+V_E$ ,  $-V_E$  y 0. Esta característica permite mayores posibilidades de control. Las estrategias de control más simples que pueden emplearse en un puente completo son: control sin deslizamiento de fase y control con deslizamiento de fase.

Las características de un inversor en puente completo se definen en los siguientes aspectos:

- La tensión de salida puede tomar tres valores distintos. Esta característica incrementa las posibilidades de control en comparación con las topologías descritas anteriormente.
- Permite el control de la amplitud de salida. Modificando el ángulo de deslizamiento se puede ajustar la amplitud del armónico fundamental de la



salida y controlar de este modo la potencia de salida.

- Permite reducir el contenido armónico en la salida. El empleo de intervalos con tensión de salida nula permite obtener formas de onda más próximas a una senoide.

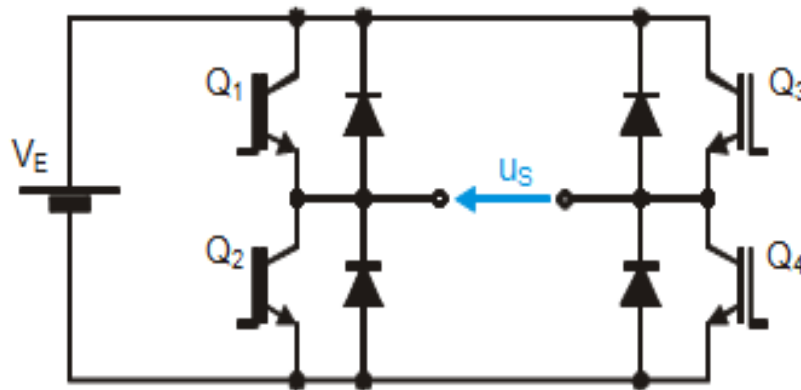


Figura 1.4 Inversor monofásico de puente completo.

Según se ha podido observar anteriormente el inversor puente completo tiene mayores prestaciones, ya que se puede diseñar para potencias superiores a los 500W, la tensión de salida puede tomar valores distintos. Tiene mayor estrategia de control. Puede trabajar en todos los cuadrantes. Una de las principales ventajas con respecto al medio puente es que, a igual esfuerzo de tensión de los semiconductores, se obtiene el doble de la amplitud de la tensión de salida por lo que se duplica la capacidad de manejar potencia.

#### 1.4 Aplicación de los inversores

Este tipo de convertidor se ha visto fuertemente impulsado en su desarrollo gracias a su gran variedad de aplicaciones desde pequeñas fuentes de alimentación para computadoras, hasta en instituciones industriales para controlar alta potencia. Con el empleo de los inversores no se trata de alcanzar los niveles de potencia y prestación que brindan las redes eléctricas de distribución, donde la energía proviene de las centrales eléctricas, sino que existen numerosas funciones donde es necesario disponer de otros valores de



tensión y frecuencia, de los cuales no se disponen en redes de distribución.

- Por ejemplo, las fuentes conmutadas en sus diferentes tipos, por su elevado rendimiento se emplean en PC, televisores, entre otras trabajando a una frecuencia de conmutación del orden de los 25kHz y más, por tanto aquí es necesario previamente rectificar la tensión de red y luego producir una tensión de alterna en la frecuencia mencionada, para luego volver a rectificar.
  - Otro ejemplo similar lo constituye la iluminación con lámparas de bajo consumo, que trabajan a una frecuencia del orden citado.
  - También la iluminación de emergencia, parte de una rectificación para mantener en carga un acumulador y ante un corte de energía de la red externa, se pone en funcionamiento un inversor que alimenta a la lámpara o tubo de iluminación.
- En las aplicaciones industriales se requieren de la conversión de corriente continua en corriente alterna ya que son utilizadas en:
- Fusión y templado de metales por calentamiento inductivo, (Inversores monofásicos de carga oscilante).
  - El control de velocidad a par constante de los motores asíncronos mediante PWM, (Inversores trifásicos autónomos). El cambio de frecuencia en la interconexión entre dos centrales eléctricas de distintas frecuencias, (Inversores trifásicos no autónomos).

### **1.5 Técnicas de control de inversores**

En muchas aplicaciones industriales, a menudo es necesario el control a la salida de los inversores por lo cual se han desarrollado varias técnicas de modulación con el objetivo de: hacer frente a las variaciones de entrada de corriente directa, la regulación de voltaje de los inversores y los requisitos de control constante de voltaje y frecuencia. Los inversores más avanzados utilizan la modulación por ancho de pulso (PWM o *Pulse Width Modulation*) con una frecuencia portadora mucho más alta para aproximarse más a la onda seno o modulación por vectores del espacio mejorando la distorsión armónica de





salida. También se puede pre distorsionar la onda para mejorar el factor de potencia ( $\cos \Phi$ ).

### **1.5.1 Modulación de un solo pulso por semiperiodo.**

En el control por modulación de un solo ancho de pulso existe solo un pulso por cada medio ciclo. El ancho de pulso se hace variar, con el objetivo de controlar la tensión de salida del inversor sin prestar atención alguna al contenido armónico. El resultado es una onda cuadrada difícil de filtrar para obtener una onda sinusoidal pura. La forma de onda de salida de este tipo de modulación se muestra en la figura (1.5)

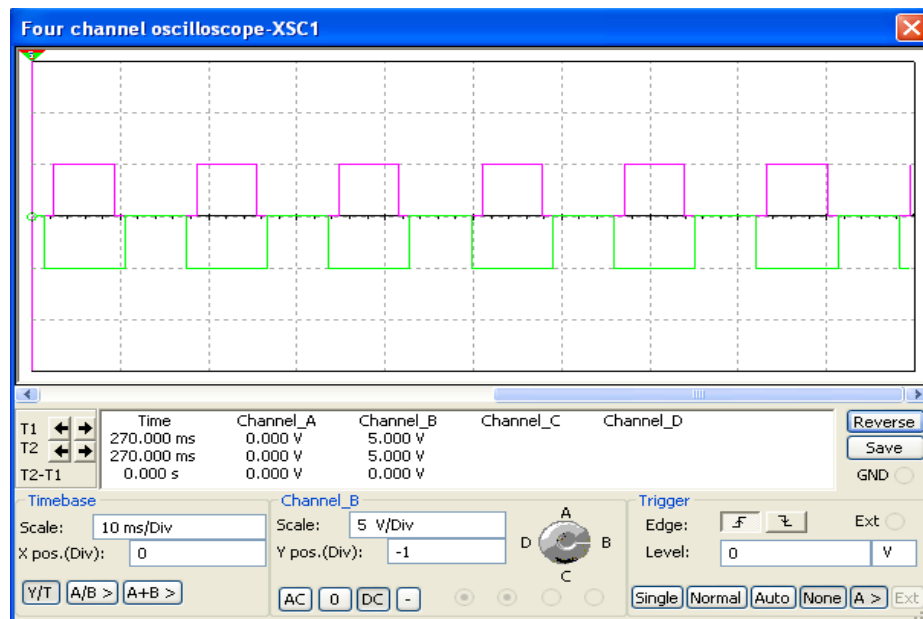


Figura 1.5 Modulación de un solo pulso por semiperiodo.

### **1.5.2 Modulación de varios pulsos por semiperiodo**

En esta técnica de modulación, se utilizan varios pulsos en cada semiciclo de voltaje de salida. La idea básica es trocear la forma de onda a alta frecuencia en vez de hacer conmutaciones a baja frecuencia. Mediante la combinación de una señal de referencia de onda cuadrada con una señal portadora a una frecuencia mayor que la de referencia. La frecuencia de la señal de referencia establece la frecuencia de la señal de salida, y la frecuencia de la portadora,

determina el número de pulsos por cada ciclo, como se muestra en la figura (1.6).

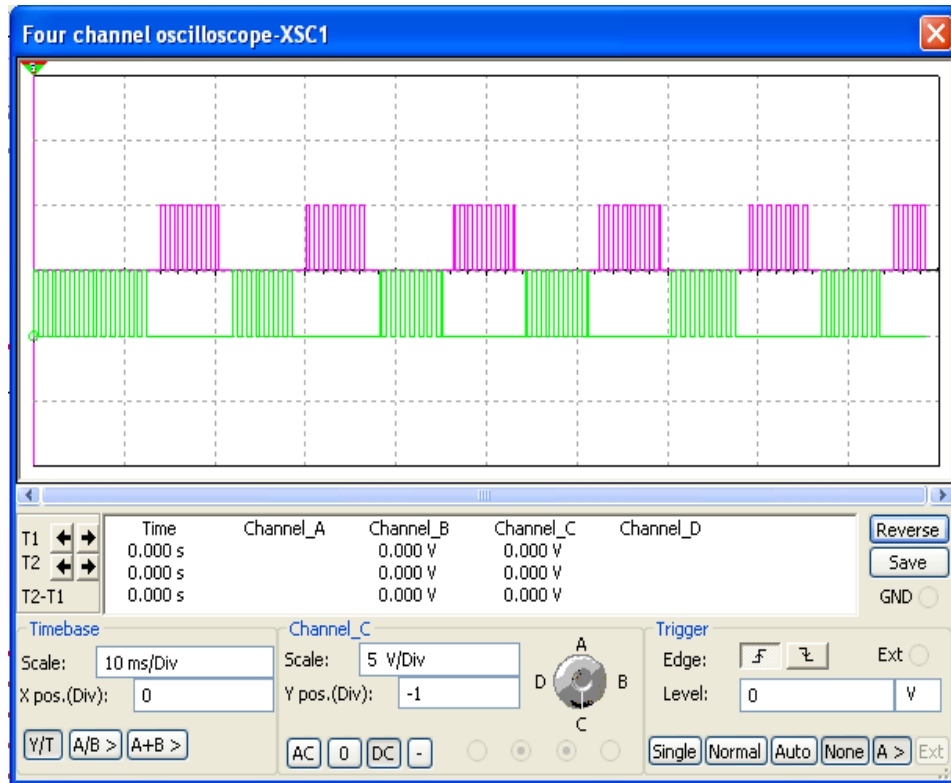


Figura 1.6 Varios pulsos por semiperiodo.

### **1.5.3 Modulación por ancho de pulso.**

En la modulación sinusoidal, la señal de referencia es una onda sinusoidal, por lo que el ancho de pulso varía en función de la amplitud de la onda evaluada en el centro del mismo pulso. La idea básica es comparar una tensión de referencia sinusoidal de baja frecuencia (que sea imagen de la tensión de salida buscada) con una señal triangular simétrica de alta frecuencia de conmutación. La frecuencia de la onda triangular (llamada portadora) debe ser, como mínimo 20 veces superior a la máxima frecuencia de la onda de referencia, para que se obtenga una reproducción aceptable de la forma de onda sobre una carga, después de efectuado el filtraje. La señal resultante de dicha comparación generará la lógica para abrir y cerrar los semiconductores de potencia, en la figura (1.7) se muestra la comparación entre las formas de onda triangular y la sinusoidal.

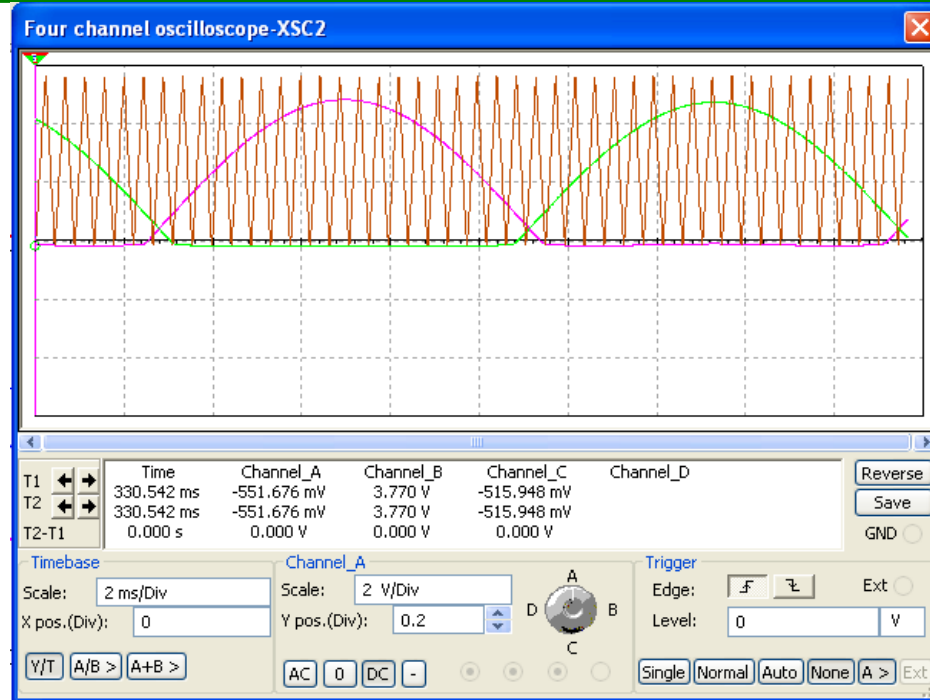


Figura 1.7 Modulación por ancho de pulso

La frecuencia de la señal de referencia determina la frecuencia de la salida del inversor, y su amplitud de pico es controlada por el índice de modulación en amplitud. Modulando la anchura del pulso sinusoidalmente se obtiene una forma de onda muy parecida a la senoide. El contenido de armónicos de la tensión de salida se desplaza hacia las frecuencias elevadas y es más fácil de filtrar. Matemáticamente se puede demostrar que el contenido de armónicos de la señal PWM generada es muy bajo en comparación con otros métodos de control. Por tanto, un filtro pasa bajos con frecuencia de corte por encima de la frecuencia de referencia que es perfectamente capaz de producir una atenuación bastante efectiva en componentes en la banda de los kHz. Como ya se ha comentado En el caso de que la carga tenga una cierta componente inductiva, es necesario añadir diodos en antiparalelo con los transistores de potencia, para permitir la circulación de corriente de la carga cuando se abren todos los transistores. Si no se añaden diodos, se crean grandes sobretensiones debido al corte instantáneo de la corriente por la inductancia de la carga, con lo que acaba destruyéndose el convertidor de potencia.



## 1.6 Bloque de filtrado de corriente directa

La salida de los rectificadores contiene armónicas. Para suavizar esta salida de voltaje de corriente directa se pueden usar filtros, que se conocen como filtros de corriente directa. Estos filtros normalmente son del tipo inductivo (L), capacitivo (C) e inductivo-capacitivo (LC), tal y como se muestra en la figura (1.8).

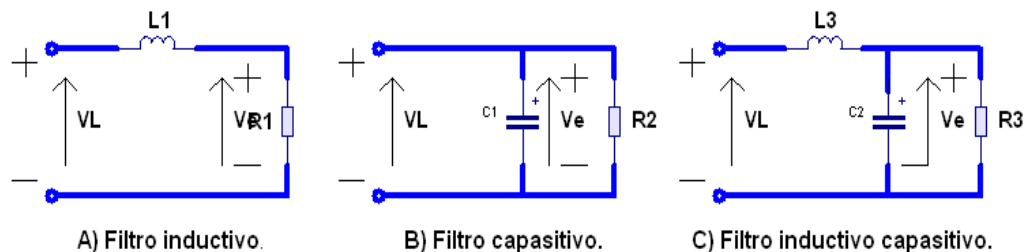


Figura 1.8 Filtro de corriente directa.

El funcionamiento del filtro inductivo se basa en la propiedad fundamental de este componente de oponerse a cualquier variación de corriente. De forma que cualquier variación brusca que aparezca en el circuito, se suavizará al colocar este elemento. En este filtro la corriente continua o de baja frecuencia está muy poco atenuada por la inductancia, debido a que la reactancia inductiva es directamente proporcional a la frecuencia, la reactancia opuesta a las frecuencias bajas es mínima, mientras que la reactancia opuesta a las frecuencias altas es tan elevada que en su mayor parte no puede llegar a la carga. En el filtro capacitivo el funcionamiento del sistema se basa en que el condensador almacena energía durante el período de conducción y entrega esta energía a la carga durante el período inverso o de no conducción, de esta forma se prolonga el tiempo durante el cual circula corriente por la carga y se disminuye notablemente el rizado. Cuando el condensador está en paralelo con la carga, la corriente continua y la de baja frecuencia no pasan a través de la alta reactancia capacitiva que el condensador ofrece, por lo que circulan preferentemente a través de la carga, mientras que la corriente de alta



frecuencia puede en cambio preferir el condensador y atravesarlo. Los dos tipos de filtros pueden combinarse en uno solo. Este conjuga el menor rizado conforme aumenta la carga de la inductancia, en serie con el mayor rizado del condensador en paralelo. La inductancia presenta una impedancia serie grande a los armónicos y el condensador una impedancia en paralelo pequeña. La corriente resultante por la carga se suaviza mucho más eficazmente que con el filtro L o C simplemente.

El factor de rizado se calcula por las ecuaciones de la 1.1 a la 1.3, para cada uno de ellos se define como:

Filtro inductivo:

$$r = \frac{1}{3 \cdot \sqrt{2}} \cdot \frac{R}{\omega \cdot L_e} \quad (1.1)$$

Filtro capacitivo :

$$r = \frac{1}{4 \cdot \sqrt{3} \cdot f \cdot C_e \cdot R} \quad (1.2)$$

Filtro inductivo-capacitivo:

$$r = \frac{0,83 \cdot 10^{-6}}{L_e \cdot C_e} \quad (1.3)$$

Para este diseño se utilizará el filtro LC por las características mencionadas anteriormente.

### **1.7 Normas generales que deben cumplir los inversores son:**

- Dado que los inversores deben proveer una salida de corriente alterna, ésta debe tener valor medio nulo y ser simétrica respecto al eje de las abscisas  $\omega t$ , con los dos semiperíodos de forma idéntica, de igual duración, de calados de  $180^\circ$  y de signos opuestos. A su vez cada semiperíodo debe ser simétrico respecto a  $90^\circ$ .
- En los inversores trifásicos, además se exige que las tres ondas de salida constituyan un sistema simétrico y equilibrado.



- El inversor ideal debería entregar una onda de tensión sinusoidal, es decir sin contenido armónico, como lo es la tensión de la red. Por tanto, mejor prestación y rendimiento tendrá aquel inversor cuya salida tenga menor cantidad de armónicos.
- Todos los inversores cualquiera sea el tipo, debe estar preparados para alimentar cargas con componentes reactivos.
- El circuito de potencia de los inversores se implementa con elementos de conmutación como son: los MOSFET, BJT, MCT, SIT, IGBT, GTO, SCR.

### **1.8 Desarrollo teórico de los circuitos de señales.**

Una señal es una magnitud física cuyo valor o variación contiene información. Los circuitos electrónicos procesan señales, las cuales se expresan normalmente mediante una tensión o una corriente que puede variar con el tiempo. Con frecuencia se denomina generador de señal a una fuente independiente de tensión o de corriente. La representación gráfica de una señal se suele denominar forma de onda. Las señales reales pueden ser muy complejas y se suele recurrir a unas pocas señales simples, descritas mediante funciones sencillas, que permitan aproximar las señales reales, ya sea cada una por separado o bien mediante combinación de ellas. En este apartado se describen algunas señales básicas, como el escalón, la exponencial y la senoide, y otras que se obtienen a partir de ellas, como el pulso.

La señal escalón viene descrita por la función 1.4:

$$V(t) = A \cdot u(t - t_0) \quad (1.4)$$

Donde  $u(t)$  es la función escalón unidad y todo el desplazamiento temporal. Para  $t$  menor que  $t_0$  la función vale cero y para  $t$  mayor o igual a  $t_0$  vale uno. La representación gráfica de  $v(t)$  se da en la figura 1.10 a). Se denomina amplitud del escalón a la constante  $A$ . Una forma práctica de generar un escalón consiste en activar un interruptor, como se indica, por ejemplo, en la figura 1.10 b). El escalón suele usarse para fijar el inicio de otras señales.



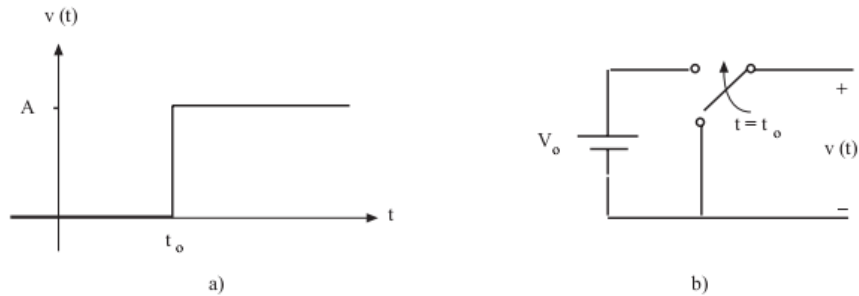


Figura. 1.9 a) Función escalón b) Generación de un escalón con un interruptor.

Combinando dos funciones escalón puede obtenerse una señal de amplio uso en electrónica: un pulso como muestra la (figura 1.10).

Su valor es cero excepto para  $t_1 \leq t \leq t_2$ , en cuyo caso su valor es A. Se denomina duración del pulso a  $(t_2 - t_1)$  y amplitud al valor de A. Matemáticamente esta función puede expresarse mediante (1.5)

$$V(t) = A \cdot u(t - t_1) - A \cdot u(t - t_2) \quad (1.5)$$

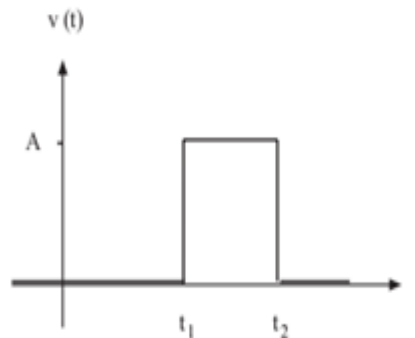


Figura. 1.10 Función pulso.

Cuando un pulso se repite en el tiempo la forma de onda resultante se denomina tren de pulsos. Otra señal que puede obtenerse a través de la función escalón es la rampa. Esta forma de onda representada en la figura (1.11) está constituida por dos segmentos: para  $t < t_0$  su valor es nulo; a partir de  $t_0$  crece linealmente con el tiempo con una pendiente B. Su ecuación matemática se plantea en 1.6:

$$V(t) = B \cdot r(t - t_0) = u(t - t_0) \cdot B \cdot (t - t_0) \quad (1.6)$$

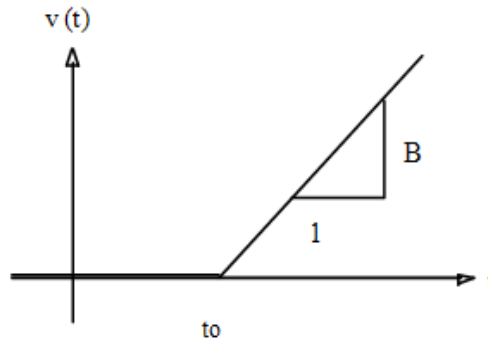


Figura. 1.11 Función rampa.

Obsérvese que la rampa se obtiene multiplicando una recta por un escalón. También se puede obtener integrando la función escalón:

$$B \cdot r(t - t_0) = \int_{-\infty}^t B \cdot u(\tau - t_0) \cdot d\tau \quad (1.7)$$

Combinando rampas y escalones pueden obtenerse señales triangulares y en diente de sierra como las representadas en la figura (1.12)

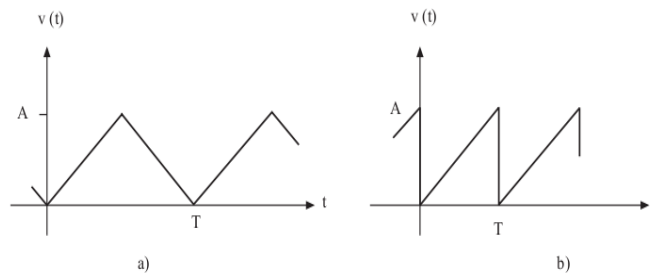


Figura 1.12 a) Señal triangular. b) Señal en diente de sierra

### 1.8.1 Señal sinusoidal

Una senoide, es una señal que responde a una de las siguientes ecuaciones, 1.8 o 1.9:

$$v(t) = A \sin(\omega t + \varphi) \quad (1.8)$$

$$v(t) = A \cos(\omega t + \varphi) \quad (1.9)$$



Donde A se denomina amplitud o valor de pico de la senoide, pulsación o frecuencia angular y ángulo de fase. El ángulo de fase se mide en grados o en radianes, y la pulsación en grados por segundo o radianes por segundo.

Recuérdese que la función coseno no es más que la función seno desfasada 90 grados.

La senoide es una función periódica según 1.10, lo que significa que un valor determinado se repite de forma cíclica cada T segundos (figura 1.13):

$$v(t + nT) = v(t) \quad (1.10)$$

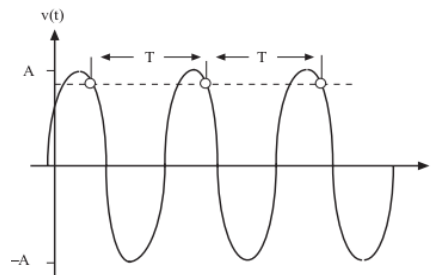


Figura 1.13 Representación de grafica de una senoide.

Para cualquier valor entero de n. La constante T se denomina período de la función, y por tanto de la senoide, y se mide en segundos. A su inversa se la denomina frecuencia, se la representa por f, y es el número de períodos o ciclos que se dan en un segundo. Su valor viene dado en ciclos por segundo o hercio (Hz, en honor del científico Hertz). La variable  $\omega$ , que aparece en las ecuaciones 1.8 y 1.9, se denomina pulsación de la senoide y se relaciona con la frecuencia a través de la expresión 1.11. No es más que la frecuencia expresada de forma angular, y su unidad es el radian por segundo (rad/s).

$$\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T} \quad (1.11)$$

Se suele definir para las señales un valor medio y un valor eficaz en un cierto intervalo de tiempo. En las señales periódicas este intervalo de tiempo se toma de valor un período de la señal. El valor medio es el área encerrada entre la

función y el eje de abscisas durante el intervalo  $T$ , dividida por  $T$ . Matemáticamente se expresa por la ecuación 1.12:

$$V_m = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T v(t) \cdot dt \quad (1.12)$$

Obviamente, el valor medio de una senoide es cero, puesto que el área encerrada por los semiciclos positivos es igual al área encerrada por los semiciclos negativos mostrados en la figura 1.15a. Para la forma de onda representada en la figura 1.15b su valor medio es el mostrado en la ecuación 1.13:

$$V_m = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} A \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi}{T}t\right) \cdot dt = \frac{2A}{\pi} \quad (1.13)$$

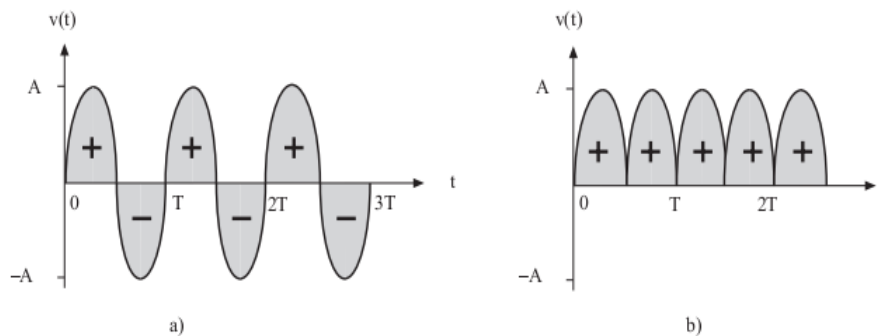


Figura 1.14 Valor medio: a) para una senoide es nulo. b) para una senoide rectificada su valor es  $2 A/\pi$

El valor eficaz de una señal (denominado en inglés rms, iniciales *de root mean square*) es un valor de tensión o corriente que está relacionado con la potencia que transporta la señal y viene dado por la ecuación 1.14:

$$V_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V^2(t) \cdot dt} \quad (1.14)$$

Cuando la señal  $v(t)$  es una senoide, al aplicar la expresión 1.14 resulta que su valor eficaz es el mostrado en 1.15:

$$V_{ef} = \frac{A}{\sqrt{2}} \quad (1.15)$$

Así, por ejemplo, la senoide de 220 V eficaces de la red eléctrica doméstica corresponde a una senoide de 311 V de amplitud ( $220\sqrt{2}V$ ).

### **1.8.2 Constante de tiempo capacitivo.**

Existen unos parámetros que nos permiten definir el tiempo de carga o de descarga de un condensador conectado a una fuente continua mediante una resistencia. A este parámetro se le denomina constante de tiempo.

Un condensador requiere una cierta cantidad de tiempo para cargarse al valor del voltaje aplicado (E). El tiempo depende de la capacidad (C) y de la resistencia total (R) en el circuito de carga. El tiempo necesario para que la carga alcance el 63,2 % de su valor final (CE) se llama constante de tiempo capacitiva y está dado por constante de tiempo capacitiva (1.16).

$$CT = RC \tag{1.16}$$

Donde CT es en segundos si la resistencia (R) es en  $\Omega$  y la capacidad (C) es en F (o si R es en  $M\Omega$  y C es en  $\mu F$ ).

Considerando condensadores ideales, se concluye que con un tiempo T, un condensador se carga o se descarga un porcentaje del 63 %, sobre un total. Aparte con 5T, se completa la carga o descarga del mismo. El proceso de carga se completa cuando el condensador ya no admite más electrones de las placas de la fuente, en ese momento cesa el flujo de los mismos y se interrumpe la circulación de corriente, en la figura (1.15) se muestra la gráfica de carga y de descarga de un condensador.

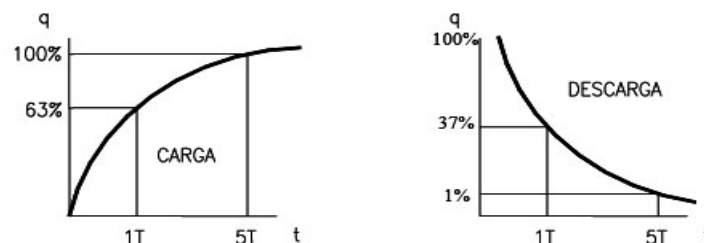


Figura 1.15 Representación gráfica de la carga y descarga de un condensador.



Si los condensadores son reales, estos tiempos tienden a alargarse, produciéndose variaciones en función de la temperatura y otros parámetros. Aun así pueden afirmarse que un aumento de la resistencia o de la capacidad colocada en el circuito aumentará los tiempos de carga y de descarga de los dispositivos colocados en el mismo.

La curva de carga y de descarga de los condensadores es del tipo exponencial, produciéndose una carga o descarga rápida al principio, para volverse mucho más lenta con el paso del tiempo.

La constante del tiempo es también el tiempo (en segundos) para que la corriente de carga baje hasta el 36.8 % de su valor inicial (E/R). En dos constante de tiempo, según ecuación 1.16, la carga alcanza el 85,6 % de su valor final; en tres constante de tiempo, se llega al 95 % de su valor final; y en cinco constante de tiempo la carga alcanza 99,3 % del valor total. Dado que la descarga de un condensador se produce a la misma velocidad, una constante de tiempo (RC) es también el tiempo requerido por la carga para perder el 63,2 % de su carga total inicial (CE), o para bajar 36,8% de su valor inicial. En dos constantes, la carga disminuye al 100% - 86,5 %, o sea el 13,5 % de su valor inicial; en tres constante de tiempo, a 5 % de su valor inicial y en cinco constante de tiempo, la carga declina hasta el 0,7 % de su valor inicial (CE), Estos son también los tiempos requeridos para que la corriente de carga disminuya el mismo porcentaje de su valor inicial (E/R) durante la descarga.

$$CT = 2RC \quad (1.17)$$

### **1.8.3 El Amplificador Operacional ideal (OA)**

El OA es un amplificador de extraordinaria ganancia. Por ejemplo, el  $\mu A741$  tiene una ganancia de 200.000 y el OP-77 (*Precision Monolithics*) de 12.000.000. En la figura 1.16 se muestra el símbolo de un OA. Aunque no se indica explícitamente, los OA son alimentados con tensiones simétricas de valor  $\pm V_{cc}$ ; recientemente han sido puestos en el mercado OA de polarización simple (*single supply*). Las entradas, identificadas por signos positivos y



negativos, son denominadas entradas invertidas y no invertidas. Si denominamos  $V_p$  y  $V_n$  a las tensiones aplicadas a la entrada de un OA, se define la tensión de entrada en modo diferencial ( $V_d$ ) y modo común ( $V_c$ ) como se relacionan en las ecuaciones 1.18 y 1.19.

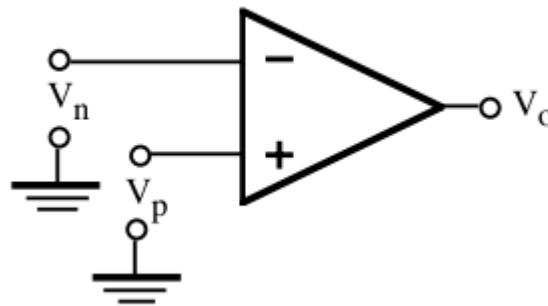


Figura 1.16. Símbolo de OA

$$V_d = V_p - V_n \quad (1.18)$$

$$V_c = \frac{V_p + V_n}{2} \quad (1.19)$$

La tensión de salida se expresa como (1.20):

$$V_o = A_d V_d + A_c V_c \quad (1.20)$$

La  $A_d$ , denominada ganancia en modo diferencial, viene reflejada en las hojas de características del OA como *Large Signal Voltage Gain* o *Open Loop Voltage Gain*. La  $A_c$ , o ganancia en modo común no se indica directamente, sino a través del parámetro de relación de rechazo en modo común o CMRR (*Common-Mode Rejection Ratio*) definido como (1.21):

$$\text{CMRR} = \frac{A_d}{A_c} \quad \text{o} \quad \text{CMRR (DB)} = L_{\text{og}} \frac{A_d}{A_c} \quad (1.21)$$

El  $\mu\text{A}741$  tiene un CMRR típico de 90dB. Fácilmente se demuestra que sustituyendo la ecuación (1.21) en (1.20) resulta que:

$$V_o = A_d V_d \left( 1 + \frac{1}{\text{CMRR}} \frac{V_c}{V_d} \right) \quad (1.22)$$



Un OA ideal, indicado esquemáticamente en la figura 1.18 presenta las siguientes características:

- 1) Resistencia de entrada  $\infty$  .
- 2) Resistencia de salida 0.
- 3) Ganancia en tensión en modo diferencial  $\infty$  .
- 4) Ganancia en tensión en modo común 0 (CMRR= $\infty$  ).
- 5) Corrientes de entrada nulas ( $I_p=I_n=0$ ).
- 6) Ancho de banda  $\infty$  .
- 7) Ausencia de desviación en las características con la temperatura.

Las características 1) y 2) definen, desde el punto de vista de impedancias, a un amplificador de tensión ideal que no está afectado por el valor de la carga que se conecta a su salida.

$$V_o = AdV_d \tag{1.22}$$

Debería ser infinito. Sin embargo, esa indeterminación se resuelve cuando  $V_d=0$ ; el producto  $AdV_d$  da como resultado un valor finito como se muestra en la figura 1.17. Por ello, la entrada del OA ideal tiene corrientes de nulas ( $I_p=I_n=0$ ) y verifica que  $V_p=V_n$  (en el caso de realimentación negativa); este modelo simplifica mucho el análisis de circuitos basados en el OA. El modelo del OA ideal solo es un concepto idealizado del OA real que sin embargo resulta muy práctico y se acerca con mucha exactitud al comportamiento real de estos circuitos.

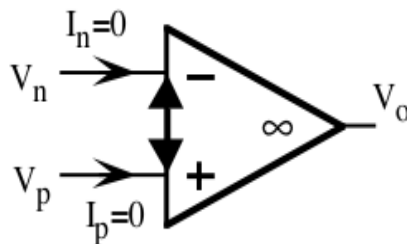


Figura 1.17 Representación del Amplificador Operacional ideal.



### 1.8.4 Configuraciones básicas del Amplificador no inversor y inversor

Amplificador inversor. La ganancia en tensión del amplificador inversor (figura 1.18) se obtiene analizando el circuito y aplicando las características del OA ideal. Si las corrientes a través de las líneas de entrada son nulas, se cumple.

$$\frac{V_i - V_n}{R_1} = \frac{V_n - V_o}{R_2} \quad (1.23)$$

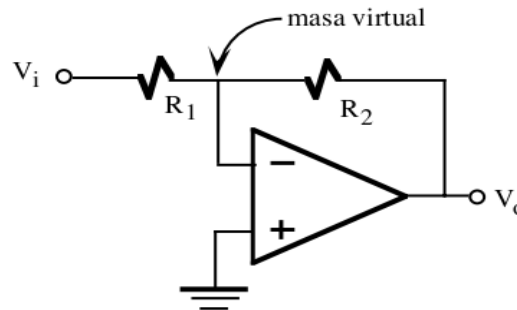


Figura 1.18 Amplificador inversor.

En el OA ideal  $V_n = V_p$ . Pero en este caso  $V_p = 0 \geq 0$   $V_n = 0$ , y por ello, a este nudo se le denomina masa virtual al tener una tensión de 0. Si  $V_n = 0$ , en la ecuación 1.24 la ganancia vale

$$A = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (1.24)$$

El término inversor es debido al signo negativo de esta expresión que indica un desfase de  $180^\circ$  entre la entrada y salida. La impedancia de entrada de este circuito es  $R_1$ .



### 1.8.5 Amplificador operacional no inversor.

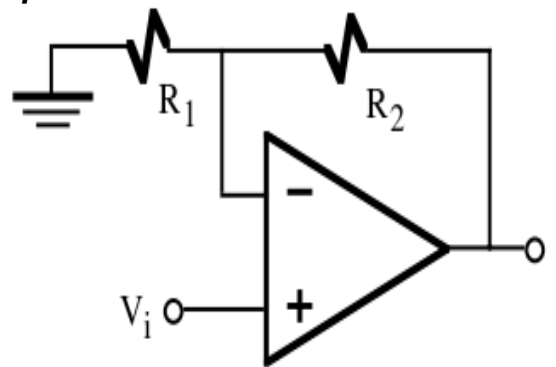


Figura 1.19 Representación del amplificador operacional no inversor.

La ganancia en tensión del amplificador no inversor (figura 1.19) se resuelve de manera similar al anterior caso a partir de las siguientes ecuaciones (1.25).

$$\begin{cases} V_n = \frac{R_1}{R_2 + R_1} \\ V_n = V_p = V_i \end{cases} \quad (1.25)$$

resultando que

$$A = \frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (1.26)$$

La impedancia de entrada es  $\infty$ .

## 1.9 Conclusiones

Durante el desarrollo del presente capítulo se tuvieron en cuenta una serie de aspectos relacionados con el tema donde:

- Se establecieron las bases teóricas y metodológicas de la investigación, así como el objeto de estudio.
- Se realizó una búsqueda bibliográfica de los aspectos relacionados con el tema.
- Se hizo una caracterización de cada uno de los elementos fundamentales a tener en cuenta para la realización del prototipo de circuito a utilizar para el acople de las tres técnicas de mando de inversores de tensión monofásica.





# Capítulo 2

El esquema en bloque del inversor de tensión monofásico utilizado en nuestro trabajo se encuentra formado por: Un bloque oscilador de un pulso por semiperiodo ajustado a una frecuencia de 60 Hz, un oscilador ajustado a una frecuencia de 2,2 kHz para formar varios pulsos por semiperiodo, un bloque formador de onda sinusoidal, el selector de ondas, el bloque de señalización y el bloque de potencia que a su vez está integrado en cinco partes: Rectificador, filtro del Bus de corriente directa, inversor, filtro sinusoidal y el transformador de salida, garantizándose la obtención de la forma de onda deseada.

## **2.2 Diseño del circuito de mando**

El circuito de mando es el encargado de conmutar los interruptores electrónicos de potencia desde el estado de bloqueo a conducción y viceversa, en los momentos oportunos siguiendo una estrategia o secuencia de control.

En el circuito de fuerza solo se desea controlar las válvulas del inversor, por lo que se debe definir las características de trabajo de este, considerando sus elementos de potencia y la carga. Estas características son: La frecuencia de trabajo, la tensión de salida, el número de fases y el contenido armónico. Luego cumpliendo con estas exigencias, se diseña el circuito de mando.

En este trabajo se diseñó un circuito de mando con modulación por: un pulso por semiperiodo, varios pulsos por semiperiodo y modulación por ancho de pulso considerando como circuito de potencia un inversor monofásico configurado en puente H utilizando transistores IGBT como elementos de conmutación.

### **2.2.1 Circuito generador de un pulso por semiperiodo**

El principio de funcionamiento del circuito de un pulso por semiperiodo se basa en obtener una onda cuadrada por cada semiperiodo, generada a partir de un oscilador tipo LM 555 ajustado a una frecuencia igual a la deseada en la salida del inversor, en la salida del oscilador se conecta un bloque formado por compuertas NOT, AND y una rama RC, las compuertas se encargan de producir un pulso cuando el oscilador está en estado alto (1) y otro pulso cuando está en estado bajo (0), la rama RC se encarga de regular el tiempo de



## CAPÍTULO II DISEÑO Y SIMULACIÓN DE CIRCUITO DE MANDO

### 2.0 Introducción.

Como se conoce un circuito de mando no es más que el encargado de conmutar los interruptores de potencia del estado de bloqueo al estado de conducción en un momento determinado y de acuerdo a una estrategia de distribución por medio de la formación de los pulsos respectivos a cada transistor. En muchos de los casos la forma de diseñar estos circuitos depende las características del convertidor de potencia que también dependen de las características de la carga.

### 2.1 Esquema en bloques de puesto de laboratorio.

En este trabajo se diseñó un circuito de mando que fuera capaz de generar diferentes formas de ondas seleccionadas antes de ser enviadas al bloque de potencia. En la figura 2.1 se muestra el circuito en bloque propuesto.

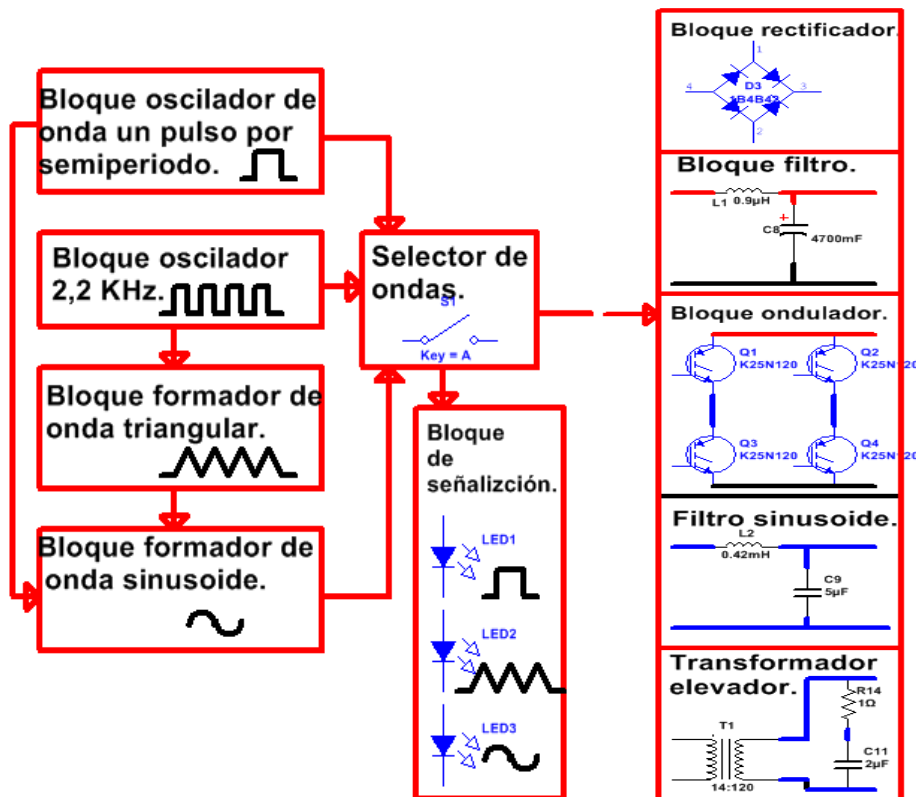


Figura 2.1 Esquema en bloques del inversor de tensión monofásica empleado.

conducción de cada onda cuadrada. En la figura 2.2 y 2.3 se muestran la configuración del circuito generador de un pulso por semiperiodo y su forma de onda respectivamente.

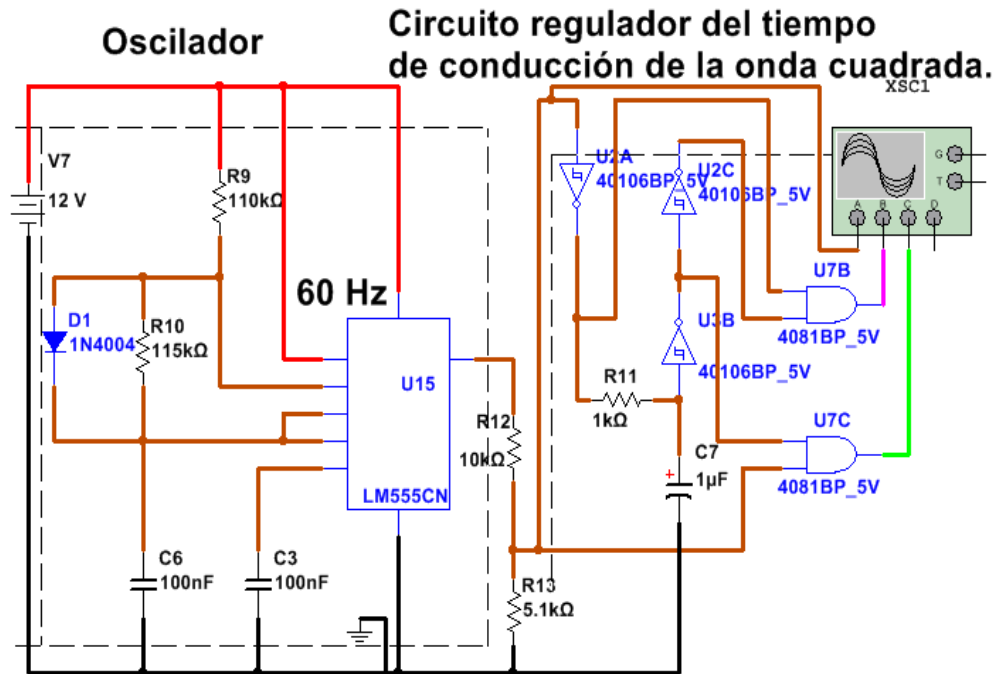


Figura 2.2 Circuito generador de un pulso por semiperiodo.

El circuito integrado 555 se alimenta de una fuente externa conectada entre sus terminales 8 (+Vcc) y 1(GND) tierra; el valor de esta fuente, puede variar desde 5 V hasta 15 V de corriente continua. La frecuencia de salida de este oscilador está determinada por los componentes R<sub>9</sub>, R<sub>10</sub> y C<sub>6</sub>, si ambas resistencias son iguales se obtiene una onda simétrica, la cual proporciona igual tiempo de carga y descarga del condensador C<sub>6</sub>, por otra parte el diodo D<sub>1</sub> garantiza que la carga sea solo a través de R<sub>9</sub>, proporcionando un camino de menos resistencia hacia el condensador C<sub>6</sub>. Luego solo R<sub>10</sub>, determina el tiempo de descarga del condensador C<sub>6</sub>.

La frecuencia de trabajo se calcula por las ecuaciones de la 2.1 a la 2.4, como sigue:

$$f = \frac{1}{T} \tag{2.1}$$

$$T = 0,7C(R_a + R_b) \quad (2.2)$$

$$T = t_{on} + t_{off} \quad (2.3)$$

$$R_c = Rdt_{on} = t_{off} \quad (2.4)$$

Donde:

T: Periodo

f: Frecuencia

$t_{on}$ : Tiempo de encendido de los transistores.

$t_{off}$ : Tiempo de apagado de los transistores.

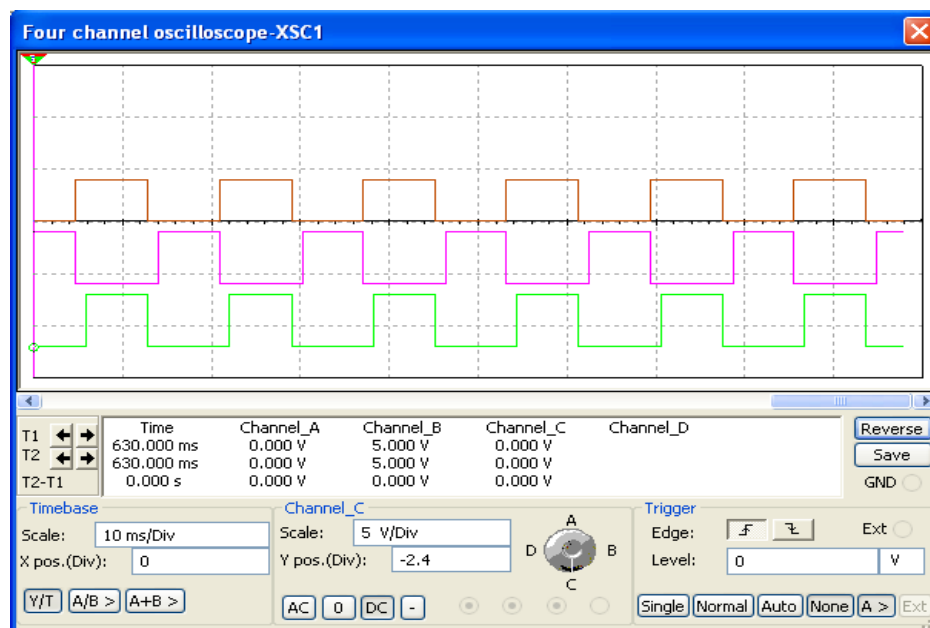


Figura 2.3 Formas de ondas obtenidas en el bloque de un pulso por semiperiodo.

En la figura anterior se puede apreciar en la gráfica superior (canal A) la forma de la salida del oscilador LM555N, en la gráfica intermedia (canal B) se representa la forma de onda del semiperiodo positivo y en la gráfica inferior (Canal C) se representa el semiperiodo negativo. Estas dos últimas representa la salida del bloque generador de un pulso por semiperiodo, del mismo modo se

observa la variación del periodo de conducción de los pulsos de salida logrados por el circuito RC.

### 2.2.2 Circuito generador de varios pulsos por semiperiodo

El circuito generador de varios pulsos por semiperiodo está formado por el bloque generador de un pulso por semiperiodo descrito en el epígrafe anterior, y un oscilador ajustado a una frecuencia de 2,2 kHz, estas señales se combinan con una compuerta AND. Luego de ser seleccionada la onda por el selector de pulsos, obtendremos las ondas cuadradas troceadas a la frecuencia ajustada a 2,2 kHz, en este caso la frecuencia de la onda fundamental estará determinada por el bloque generador de un pulso por semiperiodo y la frecuencia de modulación estará determinada por el segundo oscilador, la frecuencia de trabajo del segundo oscilador también se puede determinar por la ecuación 2.1. El circuito que forma esta técnica de mando se representa en la figura 2.4 así como sus formas de ondas en la figura 2.5.

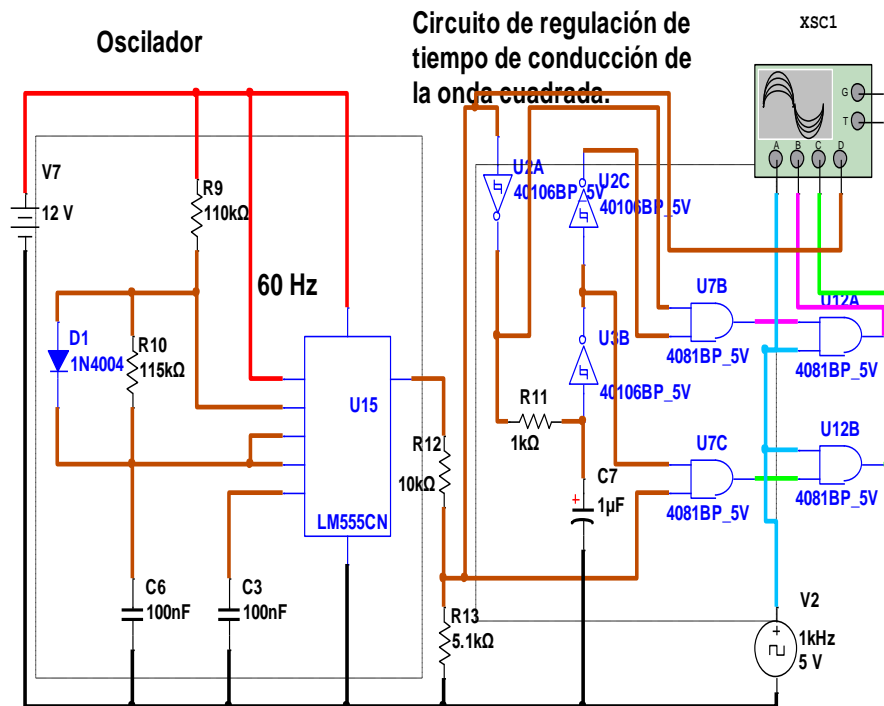


Figura 2.4 Diagrama del circuito generador de varios pulsos por semiperiodo.

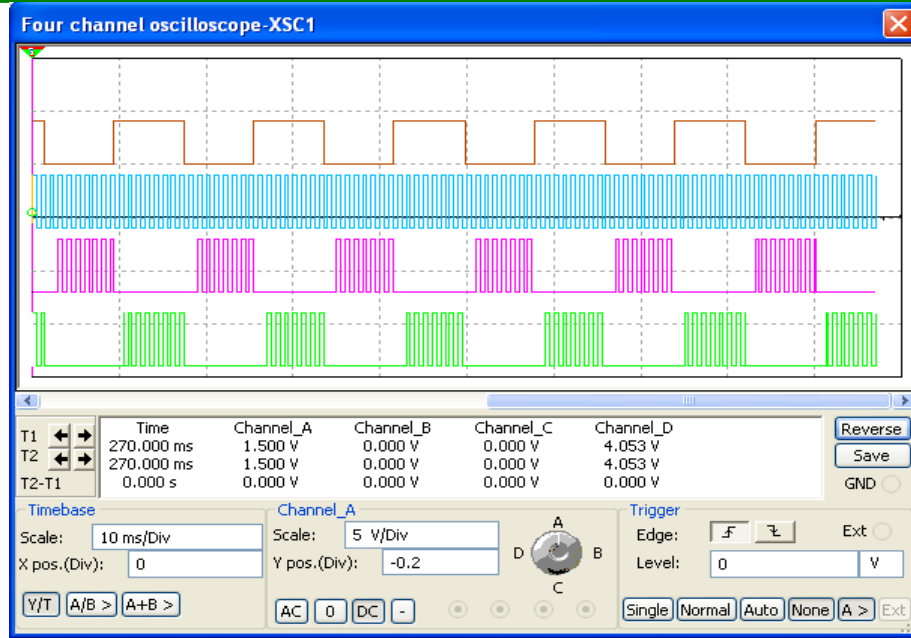


Figura 2.5 Formas de ondas obtenidas en el bloque generador varios pulsos por semiperiodo.

### 2.2.3 Bloque formador de onda triangular

El bloque formador de la onda triangular está formado por el oscilador de 2,2 kHz utilizado en el bloque de varios pulsos por semiperiodo mencionado en el epígrafe anterior, la salida de este es utilizada y conectada a un circuito RC para formar la onda triangular, esta forma de onda presenta una amplitud muy pequeña, su valor mínimo no llega a cero, esta señal se ajusta a través del potenciómetro  $R_{23}$  y el amplificador operacional no inversor amplifica la señal al valor óptimo para la comparación con la onda sinusoidal. La ganancia del amplificador no inversor UA8 se puede determinar por la ecuación (2.5) y la rama RC por la ecuación (2.6):

$$A = \frac{V_0}{V_i} 1 + \frac{R_{24}}{R_{41}} \quad (2.5)$$

$$\tau = R_{22} \times C_{10} \quad (2.6)$$

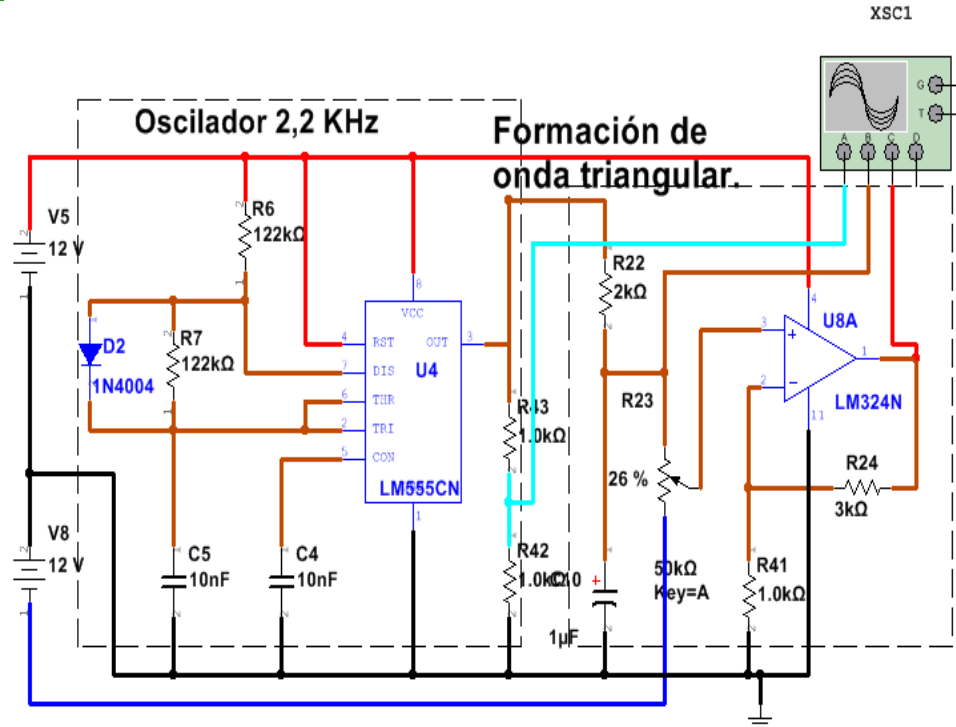


Figura 2.6 Diagrama del circuito formador de onda triangular.

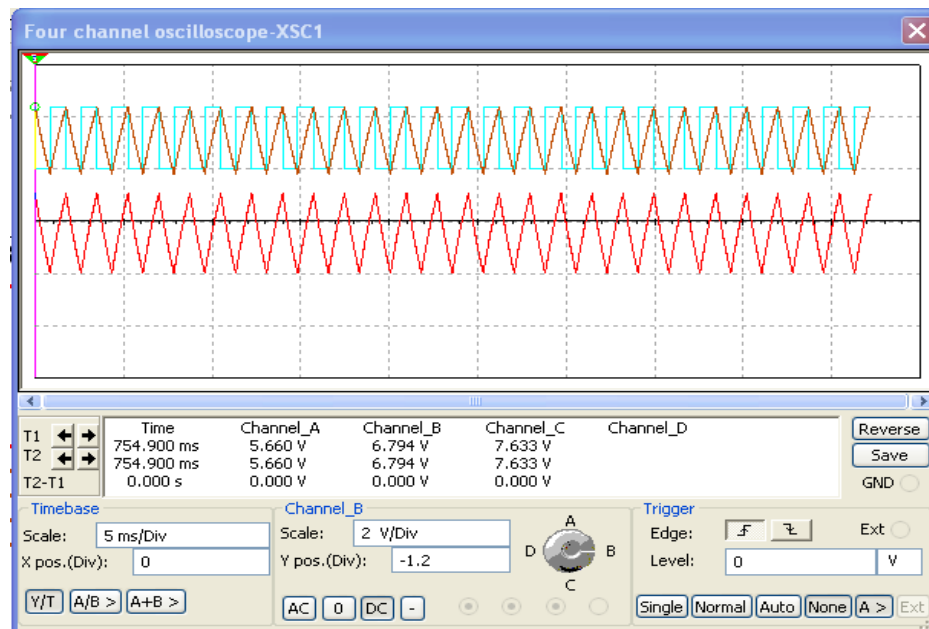


Figura 2.7 Formas de ondas en el circuito generador de onda triangular.

### 2.2.4 Bloque generador de ondas sinusoidal

El generador de onda sinusoidal se obtiene utilizando la onda cuadrada desde la salida del oscilador de 60 Hz, esta se convierte en onda triangular a través de

Autor: Ricardo Rodríguez González.



$R_1$  y  $C_1$  de la figura 2.8, la misma presenta una amplitud muy baja por lo que es amplificada por el circuito integrado LM358N U1A, luego esta señal se convierte en onda sinusoidal por la rama  $R_5$  y  $C_2$ , esta señal sinusoidal al no ser simétrica en amplitud, es ajustada a través del potenciómetro  $R_6$  con una fuente negativa de 12 V, seguidamente es amplificada con el circuito integrado LM358N U1B con una amplitud óptima y frecuencia igual a la del oscilador de 60 Hz para luego ser comparada con la onda triangular. La ganancia de estos amplificadores se puede calcular por la ecuación (2.5) y la rama RC por la ecuación (2.6).

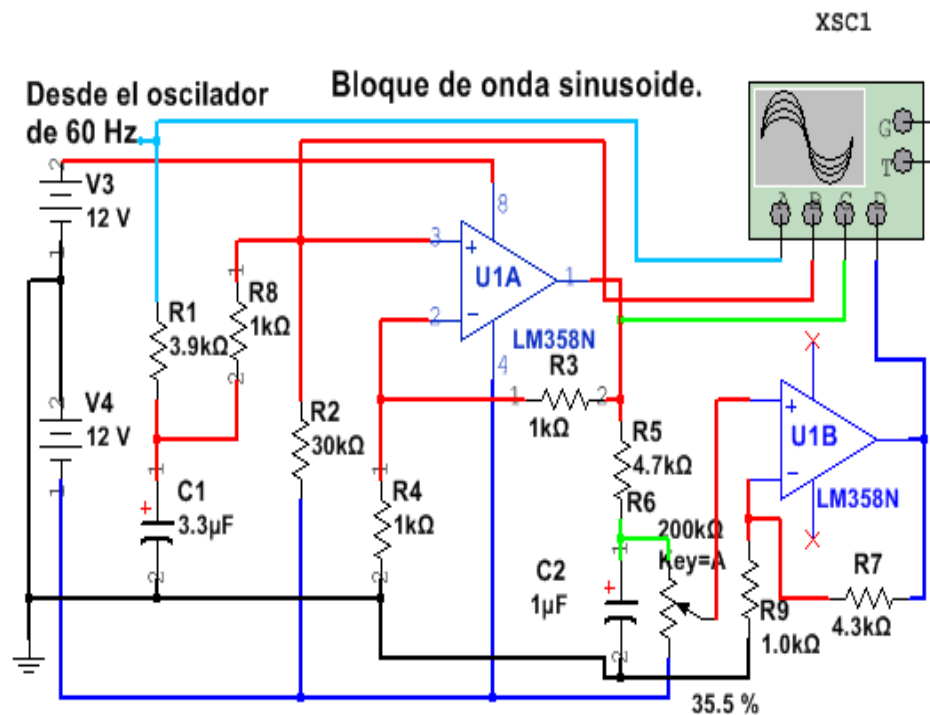


Figura 2.8 Circuito generador de onda sinusoidal.

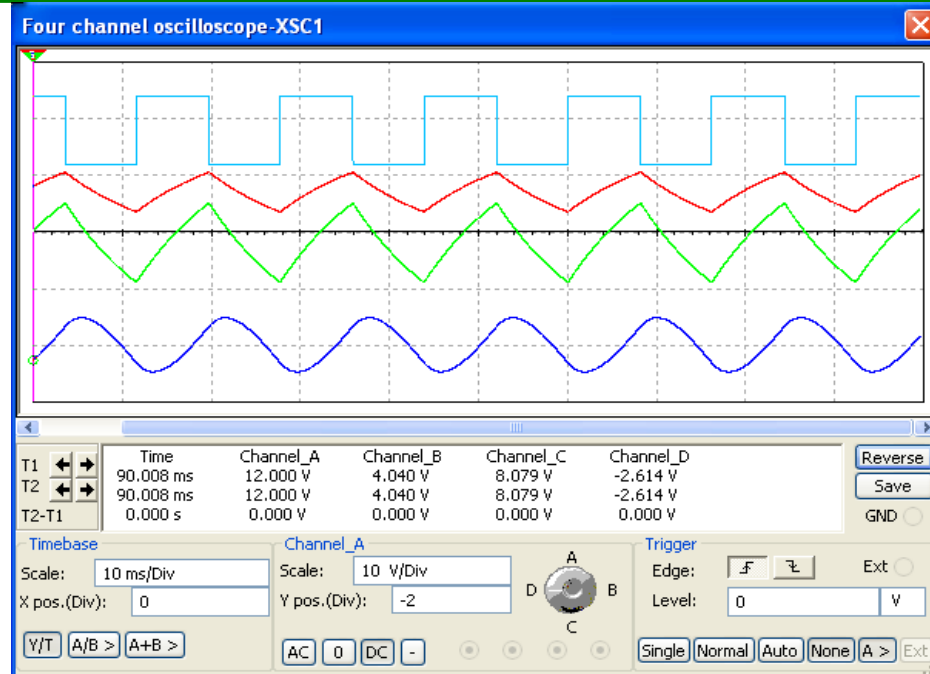


Figura 2.9 Formas de ondas del circuito generador de onda sinusoidal.

### 2.2.5 Bloque amplificador del semiperiodo positivo y negativo de la onda sinusoidal.

El bloque amplificador de la onda sinusoidal está compuesto por dos amplificadores operacionales uno con la configuración no inversora y otro con la configuración inversora, el amplificador no inversor está destinado para amplificar el semiperiodo positivo de la onda sinusoidal y el amplificador inversor está destinado para amplificar el semiperiodo negativo de la onda sinusoidal. En este bloque se emplean dos configuraciones, el AO U10C como no inversor y el U10D como inversor. La ganancia del amplificador inversor se puede calcular por la ecuación 2.6.

$$A = \frac{V_0}{V_i} = - \frac{R_{36}}{R_{33}} \quad (2.6)$$



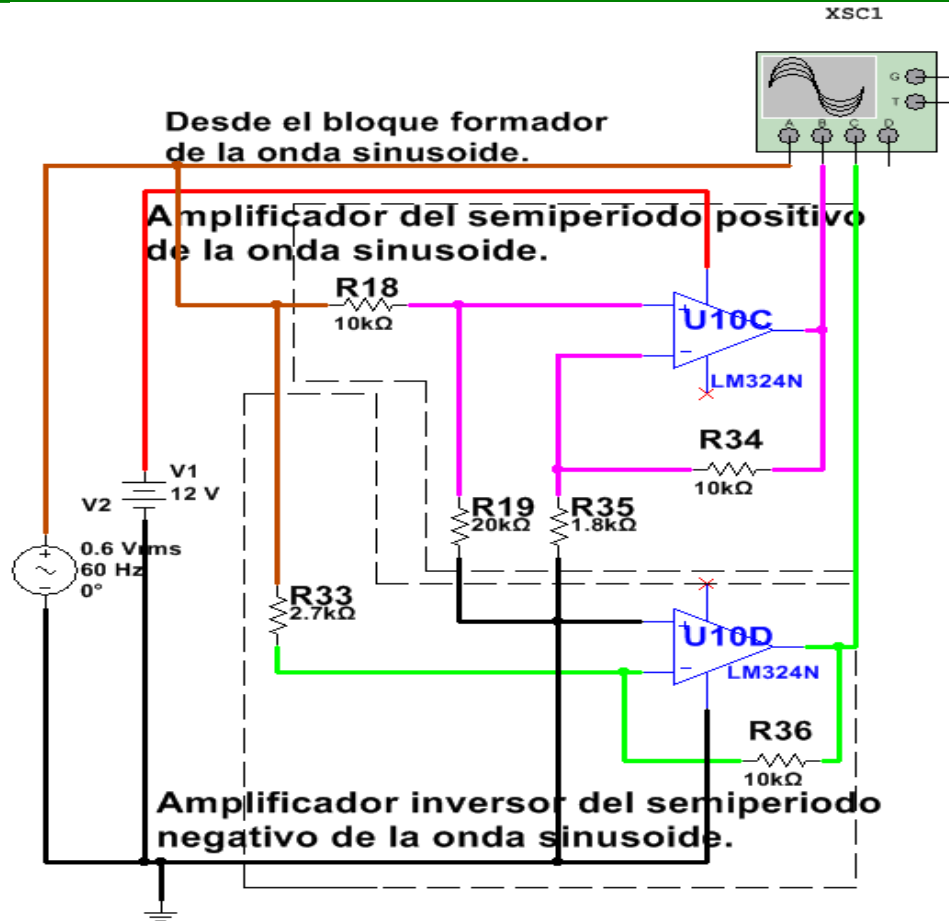


Figura 2.10 Bloque amplificador del semiperiodo positivo y negativo de la onda sinusoidal.

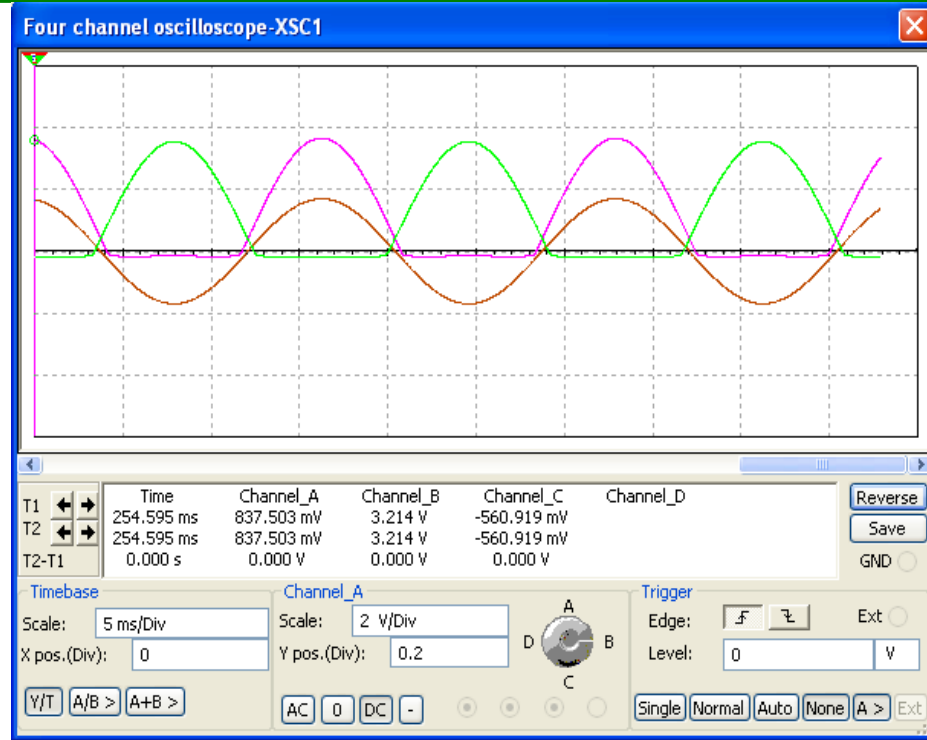


Figura 2.11 Forma de onda del bloque amplificador del semiperiodo positivo y negativo de la onda sinusoidal.

### 2.2.6 Bloque generador de modulación por ancho de pulsos

El bloque generador de modulación por ancho de pulso está formado por los comparadores LM 324N U8B y U8C, tienen la función de comparar la señal obtenida del generador de onda triangular de 2,2 KHz (portadora) con la del bloque amplificador del semiperiodo positivo y negativo de la onda sinusoidal (referencia). Esta dos señales al ser comparada obtenemos la modulación por ancho de pulso (PWM).



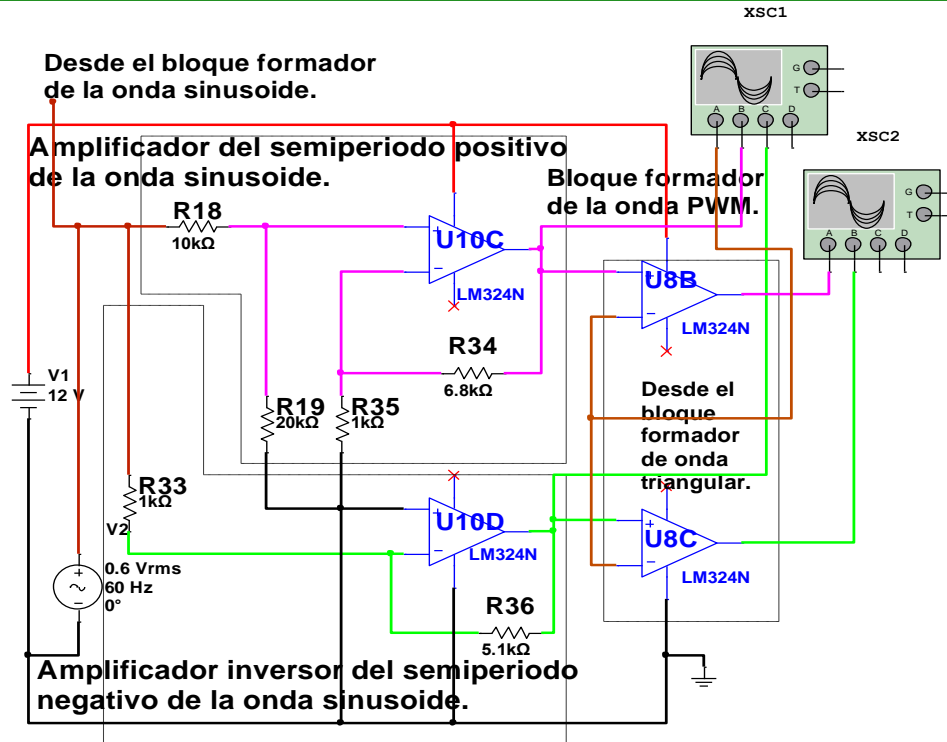


Figura 2.12 Bloque generador de modulación por ancho de pulso.

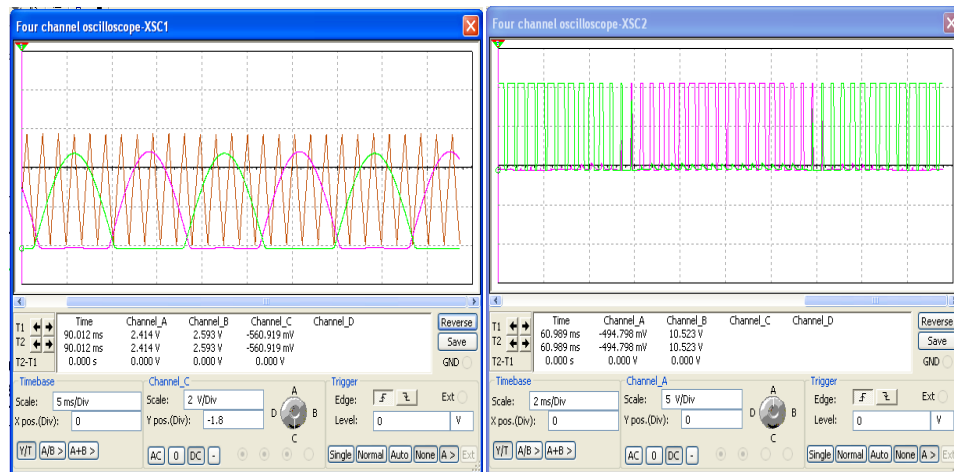


Figura 2.13 Forma de onda del bloque generador de modulación por ancho de pulso.

### 2.2.7 Bloque selector de diferentes técnicas de mando

El bloque selector de pulsos está formado por un circuito integrado contador, cinco compuertas AND, tres de dos entradas, dos de tres entradas, dos compuerta OR de dos entra, dos diodo de libre camino, un pulsador y un bloque

de señalización. El circuito integrado contador MC14017BC tiene la función de cambiar sus salidas  $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_3$  ascendentemente a la caída del pulso de la entrada del reloj, esta señal es obtenida a través del pulsador selector de ondas, la salida  $Q_4$  se conecta con la entrada roset para contar nuevamente.

La técnica de un pulso por semiperiodo se selecciona cuando  $Q_1$  está activada transitando por el diodo  $D_3$  que conecta en unas las entradas de las compuertas AND 4081BP U16A y U11A, esta señal es combinada con la ondas cuadradas proveniente del bloque generador de un pulso por semiperiodo que se conecta en la otra entradas de la compuerta ante mencionada obteniendo el permiso mencionado.

El permiso de la onda varios pulsos por semiperiodo se logra cuando la salida  $Q_2$  del contador se activa, esta señal es combinada con los pulsos del oscilador de 2,2 kHz por medio de la compuerta AND U5A, el resultados en la salida de esta compuerta circula por el diodo  $D_4$  que conecta en unas de las entrada de la compuerta AND U 16A, U11A para combinarla con la onda de un pulso por semiperiodo obteniendo como resultado la onda seleccionada.

El permiso de la onda modulación por ancho de pulso se logra cuando la salida  $Q_3$  que está conectada en la compuerta AND de tres entrada U1A, U1B, se hace combinar con la señal de modulación por ancho de pulso de cada semiperiodo obteniendo como resultado la señal seleccionada.

El bloque de señalización indica por LED la señal seleccionada, cuando se activa  $Q_1$  el LED1 indica que la onda un pulso por semiperiodo está seleccionada, seguidamente cuando se activa  $Q_2$  el LED2 indica que la onda varios pulsos por semiperiodo está activada y  $Q_3$  activado el LED3 indica que la onda modulación por ancho de pulso esta seleccionada. En la figura 2.14 se muestra el circuito del selector de ondas.



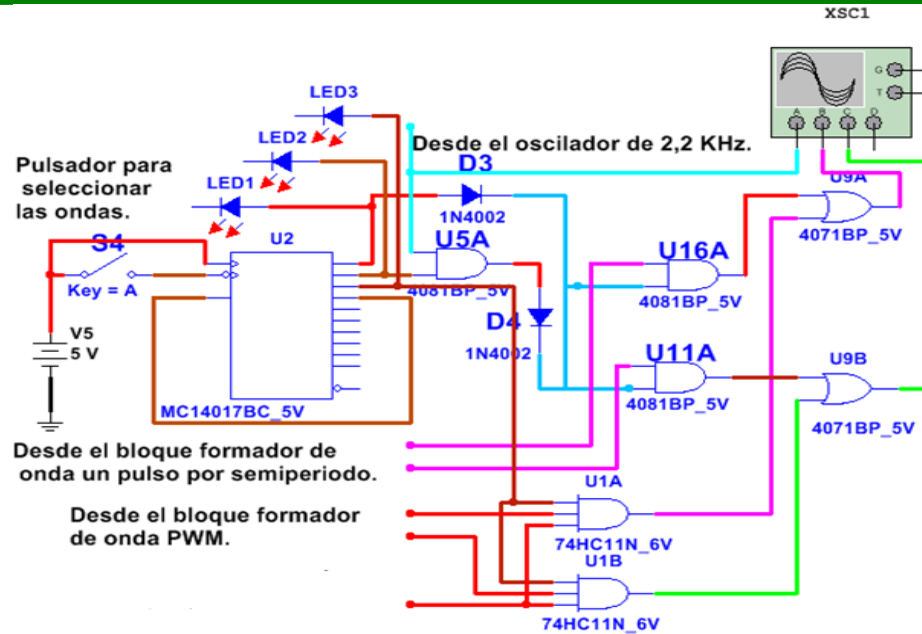


Figura 2.14 Bloque selector de ondas

### 2.2.8 Bloque amplificador de pulso y separación galvánica

Para que se cumpla la separación galvánica entre el circuito de control y el de potencia, es necesario un circuito como el que se muestra en la figura 2.15. El bloque tiene como función principal aislar la señal eléctricamente acomoda hasta hacerla compatible con los niveles nominales de encendido de los transistores, es decir tensión aplicada al gate. Los optoacopladores combinan un diodo emisor de luz infrarroja (LED) y un fototransistor formando un acople unidireccional (LED al fototransistor), permite un aislamiento eléctrico de hasta 7500 voltios, al no existir conexión eléctrica entre la entrada y la salida, en este caso se utilizó el optoacoplador TLP 250.

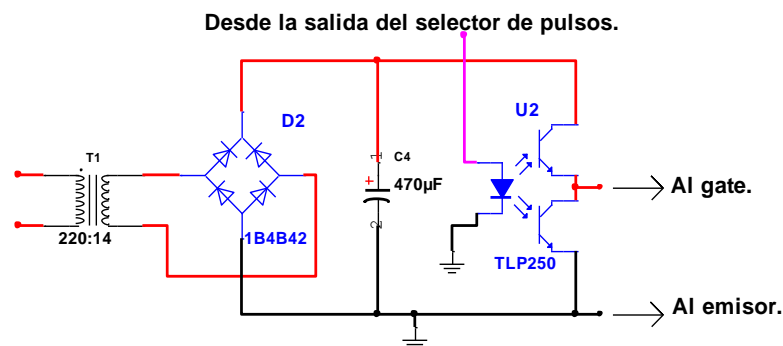


Figura 2.15 Circuito amplificador de pulso y de separación galvánica.

Autor: Ricardo Rodríguez González.

### 2.2.9 Bloque de potencia.

En este bloque se puede apreciar las interconexiones entre la fuente de entrada del inversor y en su salida un filtro sinusoidal con un transformador elevador. La fuente de entrada está constituida por un transformador reductor de 220 VCA a 14 VCA, un puente rectificador, filtro de corriente directa este último formado por una inductancia y un condensador, el inversor está formado por cuatro transistores IGBT conectados en puente H, el filtro sinusoidal está formado por una inductancia y un condensador de baja capacidad así como un transformador elevador. Con esta configuración se puede obtener a partir de una onda modulada por ancho de pulso una onda sinusoidal.

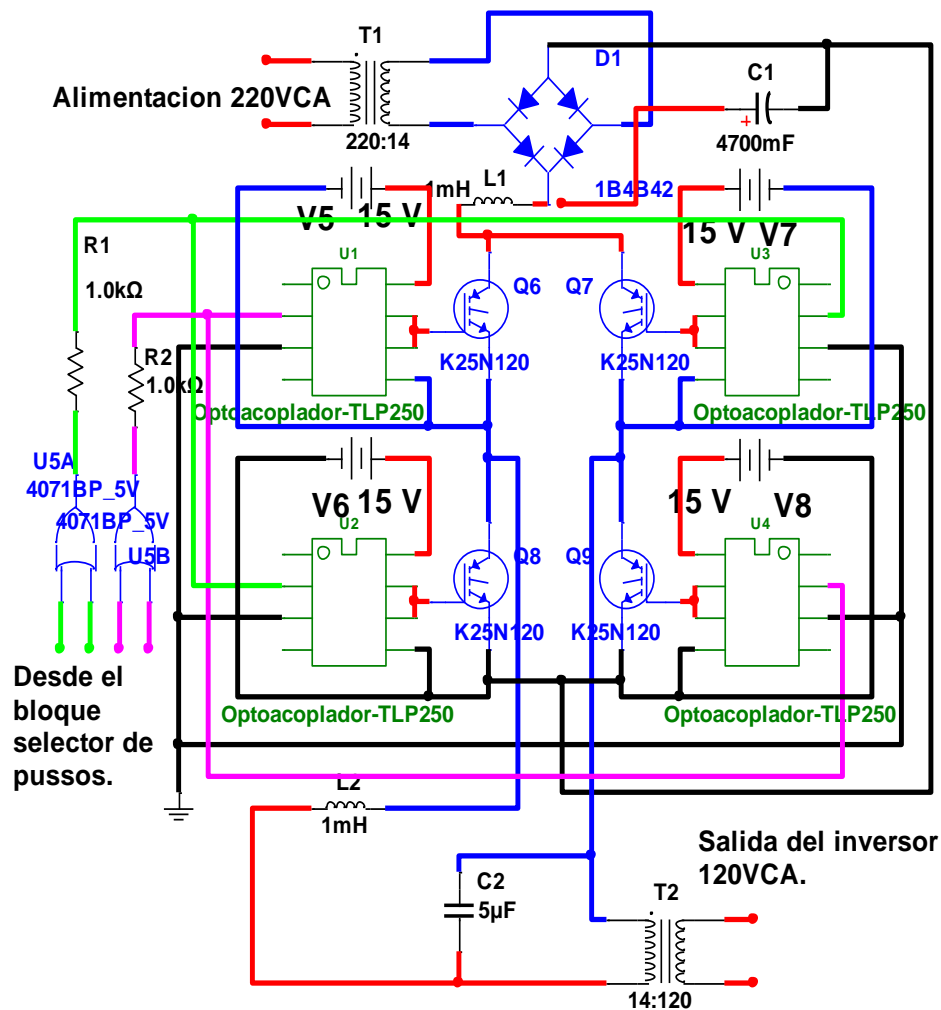


Figura 2.16 Bloque de potencia con los circuitos amplificador de pulso y separación galvánica.



### **2.3 Conclusiones.**

- Se diseñó y calculo cada uno del bloque funcional del puesto de laboratorio plateado, y se comprobó que los resultados de la simulación corresponden con los resultados previstos en el diseño.
- Se pudo lograr una onda sinusoidal a una frecuencia de 60 Hz y una onda triangular con una frecuencia 36 veces mayor que la de la onda sinusoidal, con un pequeño error de diferencia con los cálculos teóricos.
- Se obtuvieron ondas con un pulso por semiperiodo, varios pulsos por semiperiodo y modulación por ancho de pulso a la salida del circuito de mando que cumple con los requisitos para el adecuado control del inversor monofásico.



# Capítulo 3

## **CAPÍTULO III MONTAJE Y VALORACIONES TÉCNICO-ECONÓMICO**

### **3.0 Introducción**

En el presente capítulo se muestra una explicación detallada de los resultados obtenidos en los estudios realizados a la maqueta montada. Además se puede ver una valoración técnico-económica que es una parte fundamental de todo proyecto, debido a que es precisamente, el parámetro más importante y brinda la posibilidad de justificar las inversiones para establecer mejoras. Como también se realizó una valoración medio ambiental la cual es una necesidad debido a los cambios climáticos que afronta el mundo en nuestros días. Igualmente mostramos un manual de instrucciones para el usuario junto con uno de mantenimiento el cual hace más fácil el trabajo con la maqueta y garantiza un mejor uso del equipo.

### **3.1 Análisis de los resultados obtenidos.**

El diseño del circuito de control cumple con los requisitos necesarios para lograr una adecuada forma de onda de funcionamiento del inversor, este circuito por su forma de construcción permite realizar prácticas reales con las técnicas de mando empleadas en el puesto del laboratorio para inversor de tensión monofásica. Ver figuras 3.1; 3.2; 3.3; 3.4.



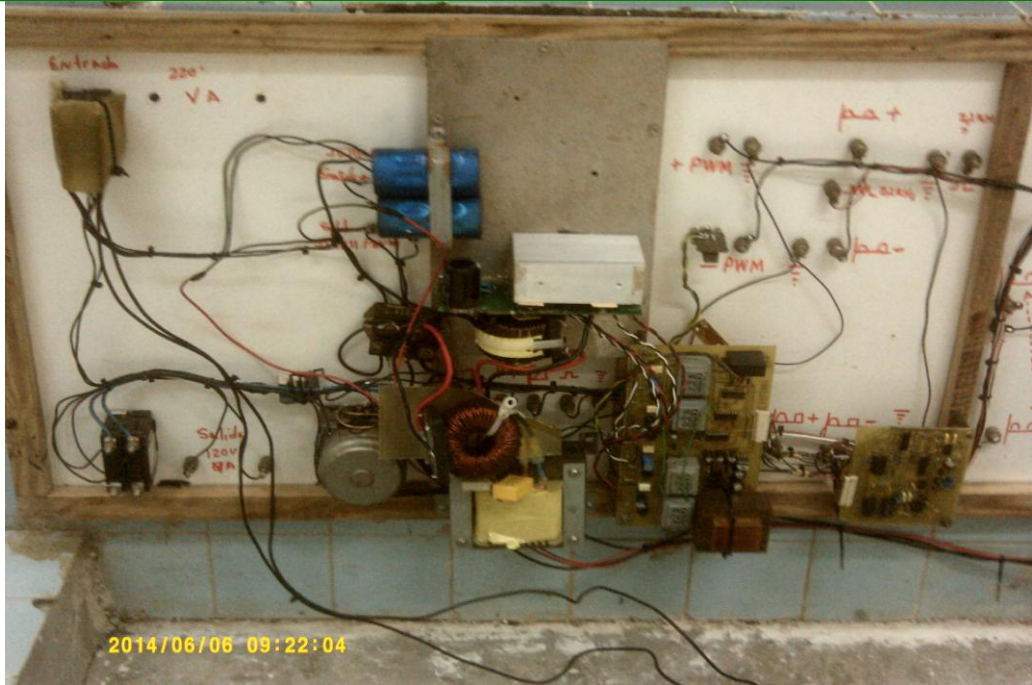


Figura 3.1 Imagen de la parte posterior del puesto.

En esta imagen se puede apreciar los elementos que componen el inversor así como la toma de medición.

La imagen 3.2 se refiere a la tarjeta donde se localizan los circuitos de fuente de control, fuentes de alimentación de los amplificadores de pulso, separación galvánica y circuito de tiempo muerto entre la selección de un pulso y otro.

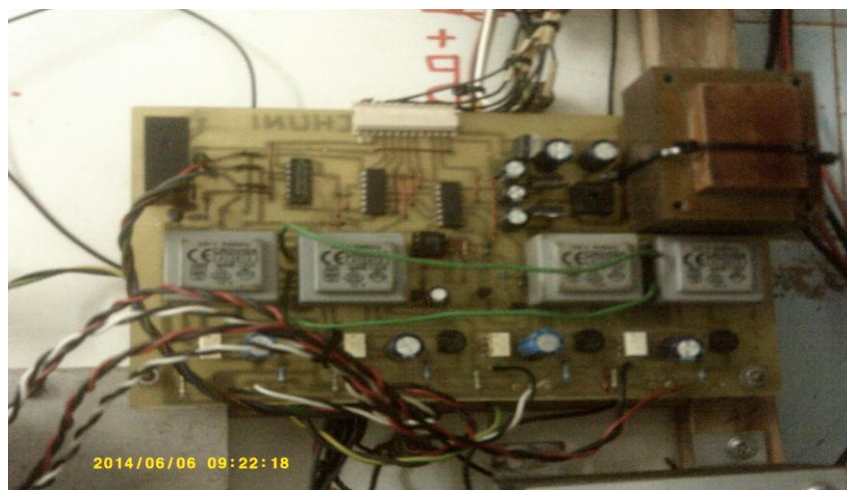


Figura 3.2 Circuitos de fuentes de control.

La imagen 3.3 se refiere a la tarjeta donde se generan los pulsos de las técnicas de mando del inversor construido.

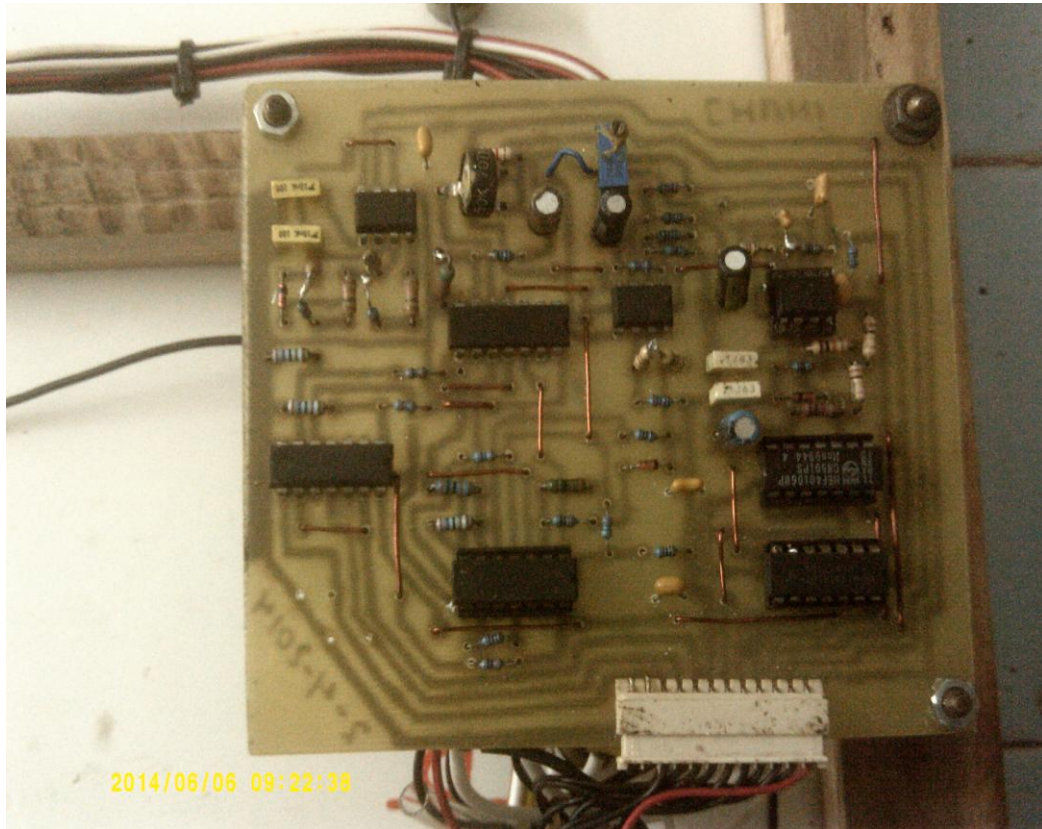


Figura 3.3 Generación de los pulsos para las técnicas de mando.

Esta imagen 3.4 muestra una vista frontal del puesto del laboratorio de electrónica de potencia, en ella se observa la configuración de los diferentes bloques que intervienen en las técnicas de mando del inversor de tensión monofásica y la toma de medición en la salida de los bloques para que los estudiantes de la carrera de la ingeniería eléctrica puedan observar las formas de ondas y interactuar con la técnica del inversor.





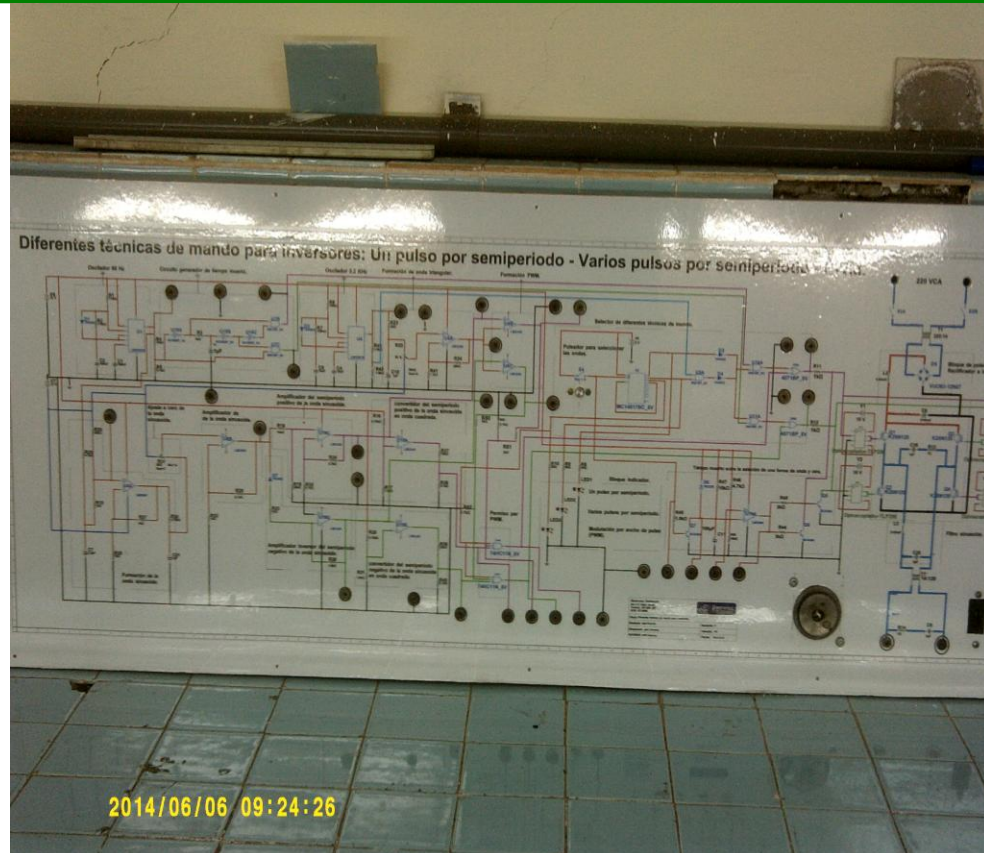


Figura 3.4 Vista frontal del puesto de laboratorio

### **3.2 Análisis técnico de funcionamiento del sistema.**

A la maqueta construida se le incorporo puntos de medición y dos potenciómetro con el objetivo de que los alumnos de la carrera de ingeniería eléctrica puedan interactuar y realizar una serie de medición para las diferentes técnicas de mando de los inversores utilizadas en este puesto del laboratorio de electrónica de potencia, las técnica de mando empleada son: un pulso, varios pulsos por semiperiodo y la modulación por ancho de pulso, las mediciones tomadas fueron en los puntos vitales del circuito utilizando osciloscopio.

El usado para realizar el análisis técnico es el Rigol DS1042C, de dos canales de 40 MHz, el cual tiene posibilidades de extraer tanto los valores numeritos de las formas de ondas o las imágenes de estas a través del software suministrado por el fabricante.



Mediante estas mediciones podemos observar las formas de ondas en cada punto de salida de los bloques generadores de ondas, las cuales se encuentran en norma, aunque presentan armónico se demuestra el correcto funcionamiento del puesto realizado.

Las figuras que se muestran a continuación pertenecen a las mediciones tomadas en los diferentes puntos de medición de la maqueta.

La figura (3.5) representa la señal a la salida del bloque generador de la onda sinusoidal.

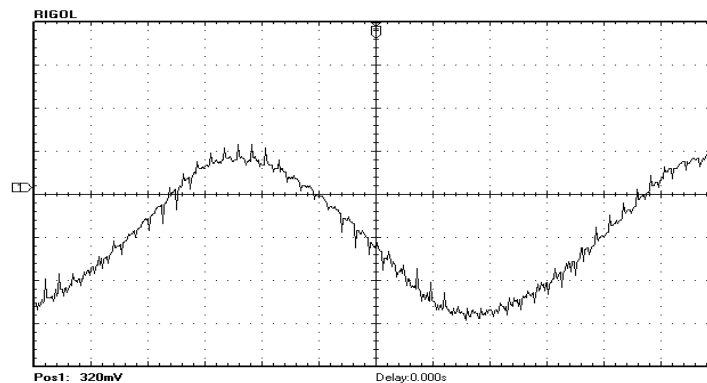
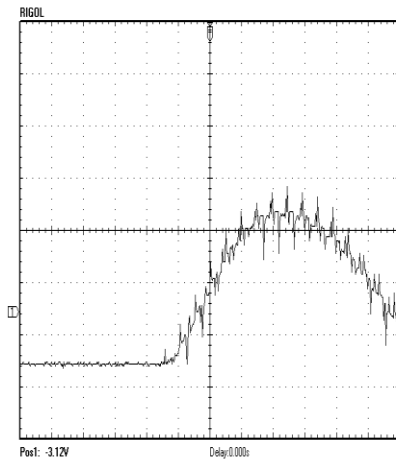


Figura 3.5 Forma de onda del bloque generador de onda sinusoidal.

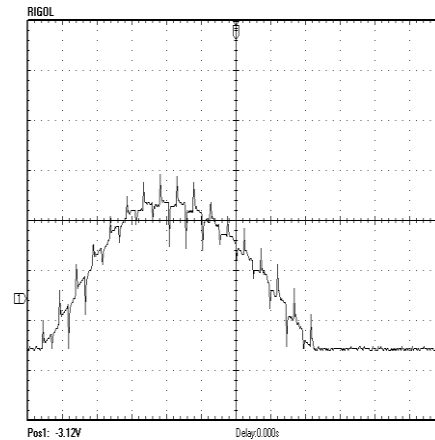
En la salida del bloque que genera la señal se conectaron dos amplificadores, uno para amplificar la onda del semiperiodo positivo y otro para el negativo, con el objetivo de que cada semiperiodo de la onda sea de una polaridad positiva con la misma amplitud.

En la figura 3.6 a) y b) se muestran las formas de ondas obtenidas en la salida de cada amplificador.





a)



b)

Figura 3.6 a) Forma de onda del semiperiodo positivo, b) Forma de onda del semiperiodo negativo.

En la figura 3.7 se puede observar la onda obtenida en la salida del bloque generador de onda triangular, esta fue creada para compararla con las ondas del semiperiodo positivo como negativo de la onda sinusoidal.

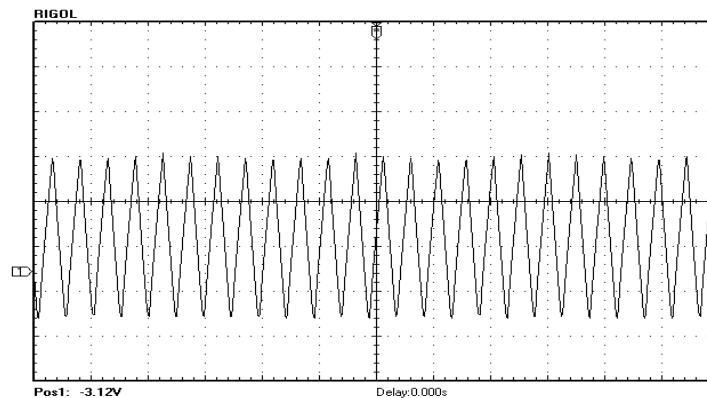


Figura 3.7 Forma de onda triangular generada.

En la figura 3.8 se percibe como la ondas triangular es comparada con la onda sinusoidal, en este bloque se logra la onda de modulación por ancho de pulso.



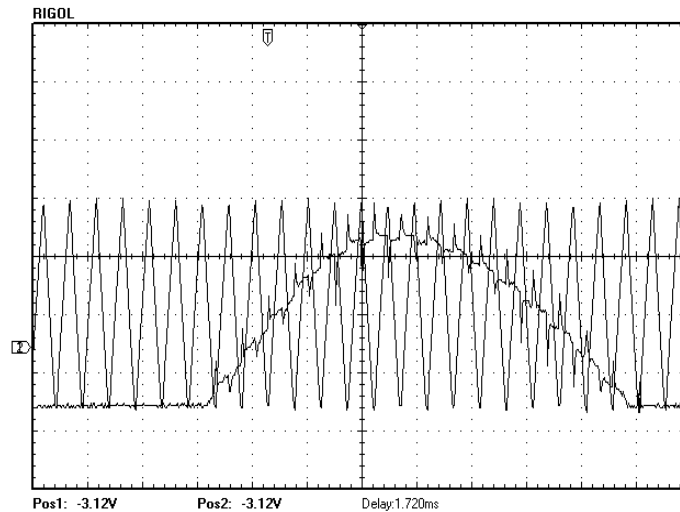


Figura 3.8 Comparación de las ondas triangular y sinusoidal.

### 3.3 Valoración económica

En todo trabajo científico-técnico se requiere de una valoración económica que justifique la inversión o no de la ejecución del proyecto, en este trabajo se realizó el diseño y la construcción de un inversor de tensión monofásica con diferentes técnicas de mando con componentes reales.

#### 3.3.1 Cálculo económico

La valoración técnica-económica de este trabajo se realiza por el método de pre estimación que es una de las formas de cálculo económico para estimar los costos. Este es un método bastante utilizado que permite realizar un análisis económico necesario y suficiente, mostrando la viabilidad o factibilidad económica del trabajo realizado, permitiendo tomar decisiones acerca de la ejecución del proyecto.

Primeramente se necesita hacer una lista de los componentes y elementos a utilizar para la construcción del circuito (que sería el presupuesto básico) incluyendo en esta cantidad, costo por unidad y costo total. A continuación se



muestra una tabla con la lista de los componentes utilizados en la construcción del circuito de mando.

Como todos sabemos los precios en el mercado mundial varían constantemente aunque sean en valores relativamente pequeños.

### 3.3.2 *Tabla.*

Elemento	Cantidad	Costo unitario (CUC)	Costo total (CUC)
LM555N	1	1.25	1.25
40106BP (NOT)	1	0.95	0.95
4071BP (OR)	1	0.95	0.95
4081BP (AND)	2	0.95	1.9
74HC11N (AND)	1	0.95	0.95
TLP250 (Optoacoplador)	4	0.50	2
LM358N (AO)	2	1.75	3.5
LM324N (AO)	2	2.00	4
Diodo 3600	5	0.15	0.75
Diodo LED 3mA	3	0.03	0.09
Resistencia 1k $\Omega$	14	0.03	0.42
Resistencia 2k $\Omega$	1	0.12	0.12
Resistencia 2,7k $\Omega$	2	0.20	0.4
Resistencia 50 $\Omega$	3	0.01	0.03
Resistencia 1,8k $\Omega$	1	0.01	0.01
Resistencia 4,7k $\Omega$	2	0.05	0.1
Resistencia 4,75k $\Omega$	3	0.05	0.15
Resistencia 10k $\Omega$	6	0.07	0.42
Resistencia 5,1k $\Omega$	5	0.06	0.3



Resistencia variable 50k $\Omega$	1	0.90	0.9
Resistencia variable 5k $\Omega$	1	1.60	1.6
Resistencia 20k $\Omega$	1	0.06	0.06
Resistencia 110k $\Omega$	1	0.09	0.09
Resistencia 115k $\Omega$	1	0.09	0.09
Resistencia 150k $\Omega$	1	0.09	0.09
Transistor BC548 (nnp)	3	1.20	3.6
Condensador 100nF	2	0.27	0.54
Condensador 10nF	2	0.20	0.4
Condensador 470mf	4	0.42	1.68
Condensador 1mf	4	0.25	1
Condensador 3,3mf	1	0.27	0.27
Condensador 100mf	1	0.45	0.45
Condensador 5mf	1	0.20	0.2
Condensador 2mf	1	0.25	0.25
Regulador de tensión (12V)	2	0.87	1.74
Regulador de tensión (5V)	1	0.82	0.82
Transformador de tensión (control)	5	4.55	22.75
Transformador de tensión (Fuerza)	2	10.75	21.5
Interruptor auto 40A 2 $\phi$	1	16.55	16.55
Transistor de pot. K25N120	3	1.85	5.55
Tornillos M/3	10	0.12	1.2
Diodos de pot. 1N3891	3	1.45	4.35
Total	111		103.97



Teniendo en cuenta que el circuito está construido, es necesario hacer la valoración del costo de montaje del mismo para lo que se necesita de un técnico medio en electrónica, un ingeniero para su ajuste. Es oportuno aclarar que la fabricación de este circuito no sobrepase un tiempo mayor de dos jornadas de trabajo (16Horas), el técnico y el ingeniero tienen por salario \$2.75 horas; \$3.15 horas respectivamente se realizan los cálculos del costo salarial (Cs) como sigue.

$$Cs = (\$2.75/h) * 16h$$

$$Cs = \$5.90/h * 16h$$

$$Cs = \$94.40.$$

El costo total de la inversión sería la suma del pago salarial de los trabajadores más el costo total que reportan los componentes. Ya que los precios de estos últimos son en CUC se realiza la conversión estimando una tasa de cambio de \$25 por CUC.

Resultando que:

$$103.97 * 25 = \$ 2599.25$$

Teniendo entonces un costo total (**CT**).

$$CT = \$2599.25 + \$94.40$$

$$CT = \$2693.65$$

Para un valor de 107.746 CUC.

### **3.4 Valoración ecológica y social.**

Realizando una valoración ecológica y medioambiental de las consecuencias perjudiciales que pudiera traer el circuito construido, podemos decir que el circuito no introduce tóxicos al medioambiente ni produce ruidos de acuerdo a que su frecuencia de trabajo es baja (60Hz y 2,2 kHz), como tampoco introduce interferencias en sistemas de comunicación, no tiene un impacto visualmente



negativo, además se encuentra ubicado dentro del laboratorio de electrónica de potencia del ISMM.

Por otra parte la formación profesional en la disciplina de electrónica cuenta con un puesto de trabajo que permite realizar disimiles prácticas de laboratorio que no existían. Este trabajo permite al profesor o técnico de laboratorio explicar una materia compleja por medio de un recurso didáctico de fácil asimilación por el estudiante, al cual le permite realizar prácticas docente e investigaciones.

### **3.5 Instrucciones de operación y de mantenimiento**

Para lograr una mejor explotación del diseño se hizo necesario crear un Manual de Operación y Mantenimiento, que permite guiar al usuario en caso de alguna falla o algún cambio que sea necesario realizar en el mismo y poder solucionar de forma rápida el problema.

#### **3.5.1 Instrucciones operación**

Si el puesto del laboratorio presenta defecto en su funcionamiento se podrá revisar lo siguiente:

- Compruebe que la alimentación de entrada tenga un valor de 220 VCA.
- En la tarjeta que se muestra en la imagen 3.2 comprobar los voltajes de control que se encuentran ubicados en las salidas de los reguladores LM7812, LM7912 y LM7805 y sustituir el defectuoso.
- Si el puesto no selecciona la forma de onda, comprobar el pulsador ubicado en la maqueta si el mismo está en perfecto estado, sustituir el circuito integrado contador MC 4017 en la tarjeta de la figura 3.2.
- Si en algunos de los puntos de medición no aparece la forma de onda podrá localizarlo en la tarjeta que se muestra en la Figura 3.7.
- Con los potenciómetros que se encuentra ubicado en la maqueta se podrá ajustar el voltaje de salida del inversor, el potenciómetro del bloque generador de un pulso por semiperiodo, ajusta el voltaje para la técnicas de un pulso por semiperiodo y varios pulsos por semiperiodo, el voltaje de la onda sinusoidal se podrá regular por el potenciómetro que se



encuentra en el bloque generador de esta onda.

### **3.5.2 Instrucciones de mantenimiento**

El mantenimiento juega un papel importante, ya que contamos con condiciones ambientales desfavorables, proporcionándole menor durabilidad a los elementos que lo conforman, para lo cual se creó un sistema de mantenimiento dividido por etapas:

- Primera etapa: se realizara cada tres meses y será un mantenimiento de limpieza con brocha o aspiradora, sobre los elementos de conexión de los circuitos.
- Segunda etapa: se realizara cada seis meses el cual consiste en realizar una limpieza más profunda sobre todos los elementos del circuito como los contactos, aplicando alcohol u otros productos utilizados para este tipo de mantenimiento, ajuste de los terminales y lubricación contra la corrosión .
- Tercera etapa: Este mantenimiento será realizado cada un año el cual consiste en la comprobación y medición de los parámetros de cada uno de los circuitos que componen el esquema y ajuste o sustitución en caso de avería.



conclusiones  
y  
Recomendaciones

---

## CONCLUSIONES

Diseñar, simular y fabricar un inversor de tensión monofásica aplicando diferentes técnicas de mando en uno de los puestos de prueba del laboratorio de electrónica.

- Diseñar y fabricar una aplicación interactiva para inversores de tensión monofásica con diferentes técnicas de mando.
- Simular las diferentes técnicas de mando propuestas y el inversor sinusoidal de tensión utilizando el software profesional Multisim V12.0.
- Facilitar de modo interactivo la comprensión del funcionamiento de las diferentes técnicas de mando utilizadas en el inversor propuesto.

De este trabajo podemos concluir lo siguiente:

- Se diseñó y se construyó un circuito de mando capaz de generar las diferentes formas de ondas de funcionamiento de un inversor de tensión monofásica.
- Se realizaron los cálculos y se evaluó el funcionamiento técnico de cada bloque del esquema propuesto, además del análisis de las valoraciones: económica y ecológica – social, arrojando resultados satisfactorios.
- El puesto de laboratorio implementado posee puntos de medición a la salida de cada bloque funcional para la visualización de las formas de ondas, además posee potenciómetros los cuales facilitan la variación de parámetros técnicos del sistema con lo que se logra interacción con el puesto.





## RECOMENDACIONES

- Diseñar prácticas de laboratorio de las asignaturas de la disciplina de Electrónica ajustadas a las posibilidades que brinda el puesto de laboratorio.
- Estudiar la posibilidad de integrar otras técnicas de modulación no empleadas en el puesto de laboratorio implementando la utilización de circuitos programables.



## **Bibliografía**

1. COUGHLIN R. F. Circuitos Integrados Lineales y Amplificadores Operacionales. Prentice –Hall, Hispanoamericana, Segunda Edición. {S. A} - - 391p.
2. DÍAZ, J. Electrónica digital 1. - - La Habana. Editorial Pueblo y Educación. 1989. - - 351p.
3. J.A Gualda, S. Martínez, P.M. Martínez “Electrónica industrial: Técnicasde potencia” Marcombo 1982
4. Klein P.T. “Elements of Power Electronics” Oxford University Press. 1998
5. LORENZO, M. E. Práctica de circuitos electrónicos. - - La Habana. Ministerio de Educación Superior. 1985. - - 77p.
6. MOHAN N. UNDERLAND T.M. y ROBBINS W.P. “Power Electronics, converters, applications and design”. Tercera Edición. Wiley 2003.
7. Muhammad H. Rashid .Circuitos, dispositivos y aplicaciones. primera y segunda edición.
8. Mohan N, Underland T.M. y Robbins W.P. “Power Electronics, converters, applications and design”. 3ª Ed. Wiley 2003.
9. Trabajo de diploma en Opción al Título Ingeniero Eléctrico. –Instituto Superior Minero Metalúrgico. 2011.
10. Rodríguez, José, 2000, Electrónica Industrial. Valparaíso, Chile, 123.
11. RASHID, M. H., 2001, Power Electronics Handbook. Academic Press, San Diego, California, 892.
12. Ruiz Robredo, Gustavo A., 2001, Electrónica Básica para Ingenieros. Gustavo A. Ruiz Robredo, Santander, España, 290.



13. RASHID, M. Electrónica de potencia. Circuitos, dispositivos y aplicaciones. {SE}, {SA}. Tomo 1. - - 702p.
14. RANGEL, M y CORREA, A. Electrónica de potencia. {SE}, {SA}. - - 230p.
15. RUIZ, G. A. Electrónica Básica para Ingenieros. - - España. Editorial Santander, 2001. - - 290p.
16. Sueker, Keith H., Power electronics design: a practitioner's guide. SciTech Publishing Inc. Alemania, 272.
17. Viñas, Luis P., 1999, Circuitos y dispositivos electrónicos. Edicions UPC. Barcelona, España, 452.
18. \_\_\_\_\_. Power Electronics Handbook. Academic Press, San Diego, California, 2001. - -892p.
19. VIÑAS, L. P. Circuitos y dispositivos electrónicos. - -Barcelona, España. Edición UPC., 1999. - - 452p.

### **Sitios Web**

[http://es.wikipedia.org/wiki/Circuito\\_integrado\\_555](http://es.wikipedia.org/wiki/Circuito_integrado_555)

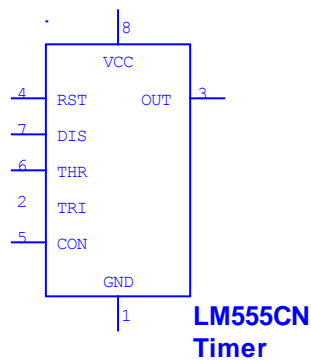
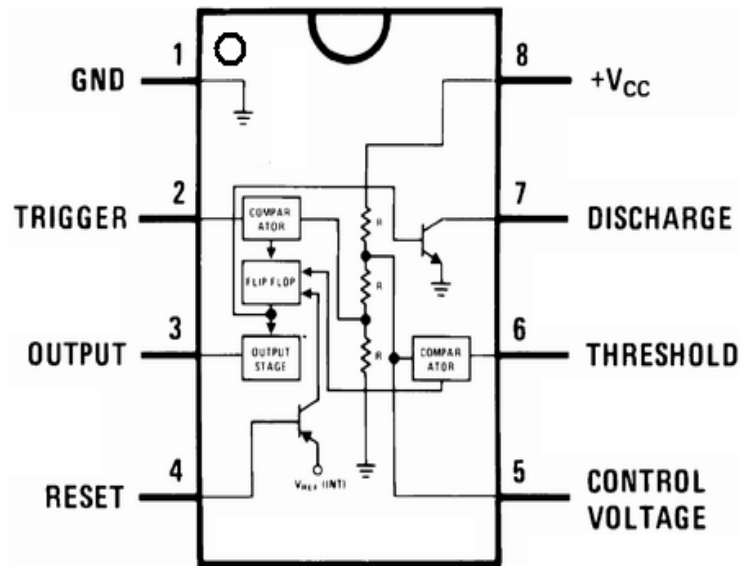
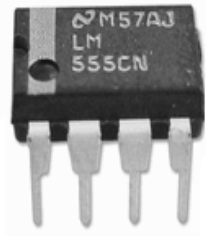
<http://www.doctrionics.co.uk/555.htm>

### **ANEXOS**



Alexos

Anexo 1. Esquema interno básico y hoja de datos del 555.



Family Group : Mixed  
 Family : TIMER  
 Name : LM555CN  
 Function : 555 TIMER TTL  
 Thermal resistance junction : 0.00  
 Thermal resistance case : 0.00  
 Power dissipation : 1.18

Autor: Ricardo Rodríguez González.



Derating Knee Point	: 0.00
Min Operating Temp	: 0.00
Max Operating Temp	: 70.00
ESD	: 0.00

## **Anexo 2. Transistor de potencia**

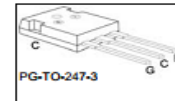
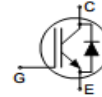




## SKW25N120

Fast IGBT in NPT-technology with soft, fast recovery anti-parallel EmCon diode

- 40% lower  $E_{off}$  compared to previous generation
- Short circuit withstand time – 10  $\mu$ s
- Designed for:
  - Motor controls
  - Inverter
  - SMPS
- NPT-Technology offers:
  - very tight parameter distribution
  - high ruggedness, temperature stable behaviour
  - parallel switching capability
- Pb-free lead plating; RoHS compliant
- Qualified according to JEDEC<sup>1</sup> for target applications
- Complete product spectrum and PSpice Models : <http://www.infineon.com/igbt/>



Type	$V_{CE}$	$I_C$	$E_{off}$	$T_j$	Marking	Package
SKW25N120	1200V	25A	2.9mJ	150°C	K25N120	PG-TO-247-3

### Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Collector-emitter voltage	$V_{CE}$	1200	V
DC collector current	$I_C$	46	A
$T_C = 25^\circ\text{C}$		25	
$T_C = 100^\circ\text{C}$			
Pulsed collector current, $t_p$ limited by $T_{jmax}$	$I_{Cpuls}$	84	
Turn off safe operating area	-	84	
$V_{CE} \leq 1200\text{V}, T_j \leq 150^\circ\text{C}$			
Diode forward current	$I_F$	42	
$T_C = 25^\circ\text{C}$		25	
$T_C = 100^\circ\text{C}$			
Diode pulsed current, $t_p$ limited by $T_{jmax}$	$I_{Fpuls}$	80	
Gate-emitter voltage	$V_{GE}$	$\pm 20$	V
Short circuit withstand time <sup>2</sup>	$t_{SC}$	10	$\mu$ s
$V_{GE} = 15\text{V}, 100\text{V} \leq V_{CC} \leq 1200\text{V}, T_j \leq 150^\circ\text{C}$			
Power dissipation	$P_{tot}$	313	W
$T_C = 25^\circ\text{C}$			
Operating junction and storage temperature	$T_j, T_{stg}$	-55...+150	$^\circ\text{C}$
Soldering temperature, wavesoldering, 1.6mm (0.063 in.) from case for 10s	$T_s$	260	



Anexo 3. Hoja de datos del Amplificador Operacional LM358.



**UNISONIC TECHNOLOGIES CO., LTD**

**LM358**

**LINEAR INTEGRATED CIRCUIT**

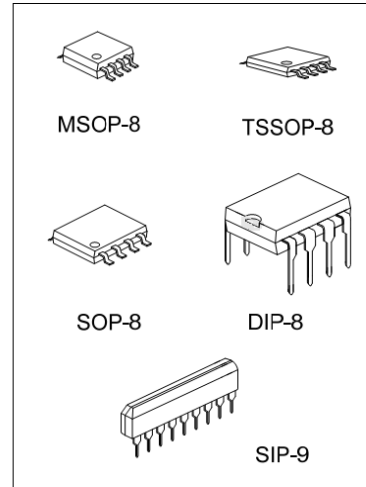
**DUAL OPERATIONAL AMPLIFIER**

■ **DESCRIPTION**

The UTC LM358 consists of two independent high gain, internally frequency compensated operational amplifier. It can be operated from a single power supply and also split power supplies.

■ **FEATURES**

- \*Internally frequency compensated for unity gain.
- \*Wide power supply range 3V - 32V.
- \*Input common-mode voltage range include ground.
- \*Large DC voltage gain.



\*Pb-free plating product number: LM358L

■ **ORDERING INFORMATION**

Ordering Number		Package	Packing
Normal	Lead Free Plating		
LM358-D08-T	LM358L-D08-T	DIP-8	Tube
LM358-G09-T	LM358L-G09-T	SIP-9	Tube
LM358-P08-R	LM358L-P08-R	TSSOP-8	Tape Reel
LM358-P08-T	LM358L-P08-T	TSSOP-8	Tube
LM358-S08-R	LM358L-S08-R	SOP-8	Tape Reel
LM358-S08-T	LM358L-S08-T	SOP-8	Tube
LM358-SM1-R	LM358L-SM1-R	MSOP-8	Tape Reel
LM358-SM1-T	LM358L-SM1-T	MSOP-8	Tube

<p>LM358L-D08-T</p> <p>(1) Packing Type                  (2) Package Type                  (3) Lead Plating</p>	<p>(1) R: Tape Reel, T: Tube                  (2) D08: DIP-8, G09: SIP-9, S08: SOP-8,                  SM1: MSOP-8, P08: TSSOP-8                  (3) L: Lead Free Plating, Blank: Pb/Sn</p>
---	--





# LM358

## LINEAR INTEGRATED CIRCUIT

### ■ ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

PARAMETER		SYMBOL	RATINGS	UNIT
Supply Voltage		$V_{CC}$	$\pm 16$ or 32	V
Differential Input Voltage		$V_{I(DIFF)}$	$\pm 32$	V
Input Voltage		$V_I$	-0.3 ~ +32	V
Output Short to Ground			Continuous	
Power Dissipation	SIP-9	$P_D$	600	mW
	DIP-8		500	
	SOP-8		280	
	TSSOP-8/MSOP-8		200	
Junction Temperature		$T_J$	+125	°C
Operating Temperature		$T_{OPR}$	0 ~ +70	°C
Storage Temperature		$T_{STG}$	-65 ~ +150	°C


Note Absolute maximum ratings are those values beyond which the device could be permanently damaged. Absolute maximum ratings are stress ratings only and functional device operation is not implied.

### ■ ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $V_{CC}=5.0V$ , $V_{EE}=GND$ , $T_a=25^\circ C$ , unless otherwise specified)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Input Offset Voltage	$V_{I(OFF)}$	$V_{CM}=0V$ to $V_{CC}-1.5V$ $V_{O(P)}=1.4V$ , $R_S=0\Omega$		2.9	7.0	mV
Input Common Mode Voltage	$V_{I(CM)}$	$V_{CC}=30V$	0		$V_{CC}-1.5$	V
Differential Input Voltage	$V_{I(DIFF)}$				$V_{CC}$	V
Output Voltage Swing	$V_{OH}$	$V_{CC}=30V$ , $R_L=2K\Omega$	26			V
	$V_{OL}$	$V_{CC}=30V$ , $R_L=10K\Omega$	27	28		V
		$V_{CC}=5V$ , $R_L \geq 10K\Omega$		5	20	mV
Large Signal Voltage Gain	$G_V$	$V_{CC}=15V$ , $R_L \geq 2K\Omega$ $V_{O(P)}=1V \sim 11V$	25	100		V/mV
Power Supply Current	$I_{CC}$	$R_L=\infty$ , $V_{CC}=30V$		0.8	2.0	mA
		$R_L=\infty$ , Full Temperature Range		0.5	1.2	mA
Input Offset Current	$I_{I(OFF)}$			5	50	nA
Input Bias Current	$I_{I(BIAS)}$			45	250	nA
Short Circuit Current to Ground	$I_{SC}$			40	60	mA
Output Current	$I_{SOURCE}$	$V_I(+)=1V$ , $V_I(-)=0V$ $V_{CC}=15V$ , $V_{O(P)}=2V$	10	30		mA
		$V_I(+)=0V$ , $V_I(-)=1V$ $V_{CC}=15V$ , $V_{O(P)}=2V$	10	15		mA
	$I_{SINK}$	$V_I(+)=0V$ , $V_I(-)=1V$ $V_{CC}=15V$ , $V_{O(P)}=200mV$	12	100		mA
Common Mode Rejection Ratio	CMRR		65	80		dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR		65	100		dB
Channel Separation	CS	$f=1KHZ \sim 20KHZ$		120		dB



Anexo 4. Hoja de datos del Amplificador Operacional LM324.


December 1994

## LM124/LM224/LM324/LM2902 Low Power Quad Operational Amplifiers

### General Description

The LM124 series consists of four independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

Application areas include transducer amplifiers, DC gain blocks and all the conventional op amp circuits which now can be more easily implemented in single power supply systems. For example, the LM124 series can be directly operated off of the standard +5V power supply voltage which is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional  $\pm 15V$  power supplies.

### Unique Characteristics

- In the linear mode the input common-mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to ground, even though operated from only a single power supply voltage
- The unity gain cross frequency is temperature compensated
- The input bias current is also temperature compensated

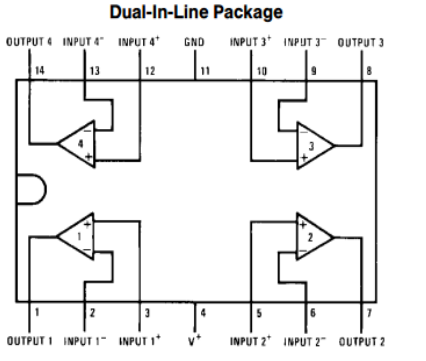
### Advantages

- Eliminates need for dual supplies
- Four internally compensated op amps in a single package
- Allows directly sensing near GND and  $V_{OUT}$  also goes to GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation

### Features

- Internally frequency compensated for unity gain
- Large DC voltage gain 100 dB
- Wide bandwidth (unity gain) 1 MHz  
(temperature compensated)
- Wide power supply range:  
Single supply 3V to 32V  
or dual supplies  $\pm 1.5V$  to  $\pm 16V$
- Very low supply current drain (700  $\mu A$ )—essentially independent of supply voltage
- Low input biasing current 45 nA  
(temperature compensated)
- Low input offset voltage 2 mV  
and offset current 5 nA
- Input common-mode voltage range includes ground
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage swing 0V to  $V^+ - 1.5V$

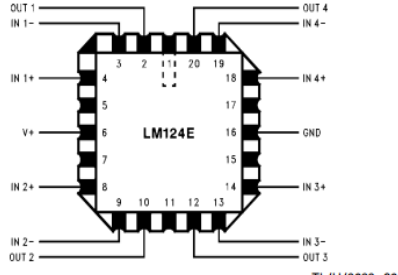
### Connection Diagram



TL/H/9299-1

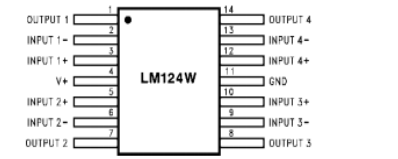
**Top View**

Order Number LM124J, LM124AJ, LM124J/883\*\*,  
 LM124AJ/883\*, LM224J, LM224AJ, LM324J, LM324M,  
 LM324AM, LM2902M, LM324N, LM324AN or LM2902N  
 See NS Package Number J14A, M14A or N14A



TL/H/9299-32

Order Number LM124AE/883 or LM124E/883  
 See NS Package Number E20A



TL/H/9299-33

Order Number LM124AW/883 or LM124W/883  
 See NS Package Number W14B

\*LM124A available per JM38510/11006  
 \*\*LM124 available per JM38510/11005

LM124/LM224/LM324/LM2902  
Low Power Quad Operational Amplifiers

### Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.  
 (Note 9)

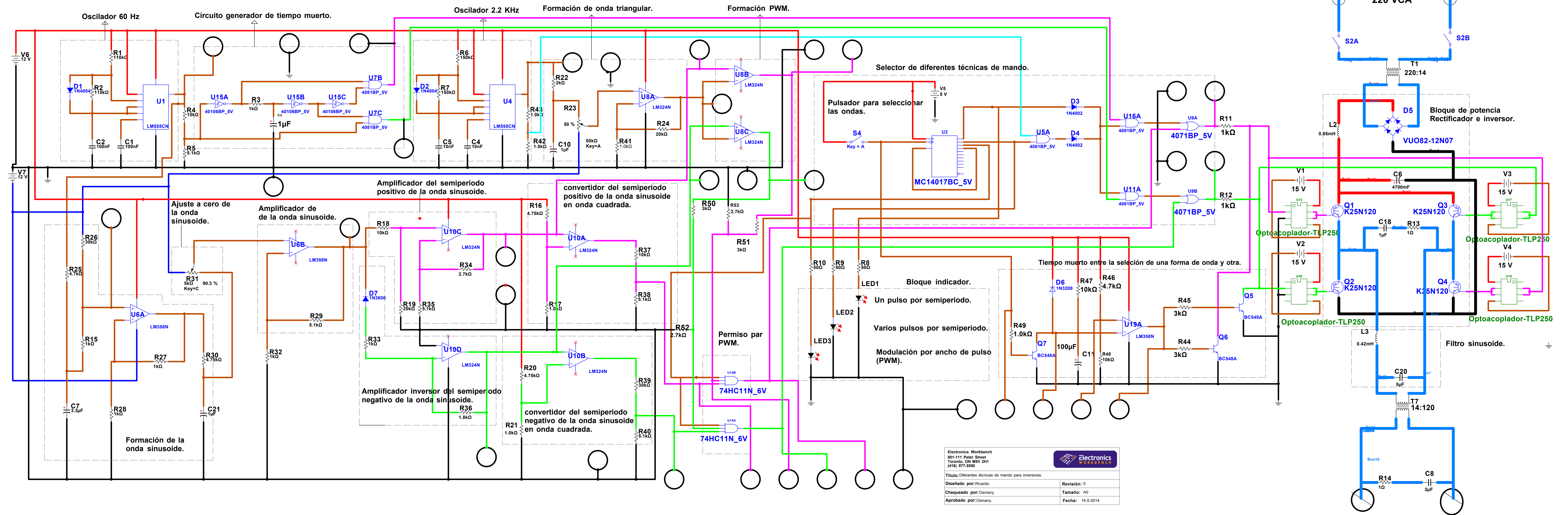
	LM124/LM224/LM324 LM124A/LM224A/LM324A	LM2902		LM124/LM224/LM324 LM124A/LM224A/LM324A	LM2902
Supply Voltage, $V^+$	32V	26V	Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Differential Input Voltage	32V	26V	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	260°C	260°C
Input Voltage	-0.3V to +32V	-0.3V to +26V	Soldering Information		
Input Current			Dual-In-Line Package		
( $V_{IN} < -0.3V$ ) (Note 3)	50 mA	50 mA	Soldering (10 seconds)		
Power Dissipation (Note 1)			Small Outline Package		
Molded DIP	1130 mW	1130 mW	Vapor Phase (60 seconds)		
Cavity DIP	1260 mW	1260 mW	Infrared (15 seconds)		
Small Outline Package	800 mW	800 mW	See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.		
Output Short-Circuit to GND (One Amplifier) (Note 2) $V^+ \leq 15V$ and $T_A = 25^\circ C$	Continuous	Continuous	ESD Tolerance (Note 10)		
Operating Temperature Range		-40°C to +85°C	250V		
LM324/LM324A	0°C to +70°C		250V		
LM224/LM224A	-25°C to +85°C		250V		
LM124/LM124A	-55°C to +125°C		250V		

### Electrical Characteristics $V^+ = +5.0V$ , (Note 4), unless otherwise stated

Parameter	Conditions	LM124A		LM224A		LM324A		LM124/LM224		LM324		LM2902		Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	(Note 5) $T_A = 25^\circ C$	1	2	1	3	2	3	2	5	2	7	2	7	mV
Input Bias Current (Note 6)	$I_{IN(+)} \text{ or } I_{IN(-)}$ , $V_{CM} = 0V$ , $T_A = 25^\circ C$	20	50	40	80	45	100	45	150	45	250	45	250	nA
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$ , $V_{CM} = 0V$ , $T_A = 25^\circ C$	2	10	2	15	5	30	3	30	5	50	5	50	nA
Input Common-Mode Voltage Range (Note 7)	$V^+ = 30V$ , (LM2902, $V^+ = 26V$ ), $T_A = 25^\circ C$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	V
Supply Current	Over Full Temperature Range $R_L = \infty$ On All Op Amps $V^+ = 30V$ (LM2902 $V^+ = 26V$ ) $V^+ = 5V$	1.5	3	1.5	3	1.5	3	1.5	3	1.5	3	1.5	3	mA
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = 15V$ , $R_L \geq 2k\Omega$ , ( $V_O = 1V$ to $11V$ ), $T_A = 25^\circ C$	50	100	50	100	25	100	50	100	25	100	25	100	V/mV
Common-Mode Rejection Ratio	DC, $V_{CM} = 0V$ to $V^+ - 1.5V$ , $T_A = 25^\circ C$	70	85	70	85	65	85	70	85	65	85	50	70	dB
Power Supply Rejection Ratio	$V^+ = 5V$ to $30V$ (LM2902, $V^+ = 5V$ to $26V$ ), $T_A = 25^\circ C$	65	100	65	100	65	100	65	100	65	100	50	100	dB



# Diferentes técnicas de mando para inversores: Un pulso por semiperiodo - Varios pulsos por semiperiodo - PWM.



Electronics Workbench  
 801-111 Peter Street  
 Toronto, ON M5V 2H1  
 (416) 977-5550

**Título:** Diferentes técnicas de mando para inversores.  
**Diseñado por:** Ricardo. **Revisión:** 0  
**Chequeado por:** Osmany. **Tamaño:** A0  
**Aprobado por:** Osmany. **Fecha:** 16-5-2014