



**ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL**  
**FACULTAD DE INGENIERIA EN ELECTRICIDAD Y COMPUTACION**  
**“DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN INVERSOR MONOFASICO DE**  
**VOLTAJE Y FRECUENCIA VARIABLES”**

**TRABAJO DE GRADUACION**

**Previa a la obtención del Título de:**  
**INGENIERO EN ELECTRICIDAD**  
**ESPECIALIZACION: INDUSTRIAL**

**Presentada por:**

**VICTOR LUIS HANNA WEBER**  
**JOSE ANTONIO MONTALVAN SALINAS**

**GUAYAQUIL – ECUADOR**

**2002**

## **AGRADECIMIENTO**

A Dios por habernos dado la sabiduría para trabajar y la fortaleza para avanzar en nuestra formación académica y personal.

A nuestros compañeros, profesores y a todas las personas por habernos dado su ayuda en el desarrollo de este trabajo.

A todos ellos un millón de gracias y que Dios los bendiga.

## **DEDICATORIA**

A Dios por haberme dado el maravilloso don de la vida.

A mi madre por comprenderme y estar siempre a mi lado.

A mi tío por su respaldo y apoyo incondicional.

A mis abuelos por enseñarme el verdadero valor de la vida.

A todos mis amigos, a Daniel por su ayuda.

En especial a Karla Paola, sin ti no lo había logrado.

Para todos ellos les dedico esta obra, pues les pertenece.

**TRIBUNAL**



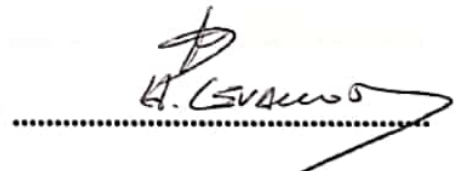
**Ing. Carlos Monsalve**  
**SUB-DECANO**



**Ing. Norman Chootong**  
**DIRECTOR DE TOPICO**



**Ing. Efrén Herrera**  
**M. PRINCIPAL**



**Ing. Holguer Cevallos**  
**M. PRINCIPAL**

## DECLARACION EXPRESA

"La responsabilidad por los hechos, ideas y doctrinas expuestas en este trabajo, nos corresponden exclusivamente, y el patrimonio intelectual de la misma, a la ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL".

( Reglamento de Exámenes y Títulos Profesionales de la ESPOL).

.....  
**Victor Hanna Weber**

.....  
**José Montalván Salinas**

## RESUMEN

El objetivo de desarrollar este proyecto de t3pico es dise1nar, implementar, construir y poner en funcionamiento un circuito electr3nico llamado " Inversor Monof3sico de Puente". Siendo este un convertidor DC/AC, cuyo objetivo es proporcionar una fuente de voltaje alterno para alimentar motores AC a partir de una fuente de voltaje DC.

Para lograrlo, el mismo utiliza transistores de potencia en el circuito de fuerza, los mismos que realizan la funci3n de interruptores electr3nicos, que permiten ajustar una fuente de voltaje DC y transformarla en una se1al de voltaje AC.

La intenci3n de hacer esto es controlar la velocidad de dichos motores AC, o cual se logra variando la frecuencia de la se1al que se obtiene a la salida del circuito.

El inversor en cuesti3n utiliza cuatro transistores dos de los cuales son principales y reciben se1ales de encendido alternadamente en forma de un solo pulso de la parte de control. Y los otros transistores dos son auxiliares los cuales encienden al mismo tiempo con sus respectivos transistores principales.

Cuando la primera pareja de transistores recibe su se1al de encendido, este empieza a conducir, funcionando como cortocircuito, haci3ndole llegar el voltaje de la fuente a los terminales del motor. Luego de un tiempo prudencial, la segunda pareja de

transistores recibe su señal de encendido, la cual la hará conducir, mientras la primera pareja de transistores deja de conducir por la acción de elementos del circuito de control.

Por lo cual la segunda pareja de transistores esta conduciendo y haciendo llegar voltaje de la fuente a los terminales del motor pero en una polaridad inversa de la primera pareja.

Después de un tiempo igual al que estuvo conduciendo la primera pareja de transistores, estas recibirán su señal de encendido, la cual la hará conducir y al mismo tiempo se apagara la segunda pareja de transistores por la acción del circuito de control.

De esta manera cada cierto tiempo la carga estará recibiendo en sus terminales voltaje positivo y luego negativo en forma de onda cuadrada y una amplitud pico que corresponde a la alimentación.

La frecuencia con que esta sucede va a depender única y exclusivamente de la frecuencia de disparo que se genera en el circuito emisor de pulso de los transistores, es decir que puede ser controlado a voluntad por un potenciómetro. Y la modulación de los pulsos va depender solamente de la comparación entre las señales de rampa y de control, es decir que puede ser controlado a voluntad por un potenciómetro.

En los capítulos mas adelante se explican detalladamente como se diseño el Inversor Monofásico de Puente y se mostrara los resultados experimentales del proyecto



## ÍNDICE GENERAL

	<b>Pág.</b>
RESUMEN	vi
INDICE GENERAL	ix
INDICE DE FIGURAS	xiii
INDICE DE ABREVIATURA	xvii
INTRODUCCIÓN	xix
<b>CAPITULO I</b>	
<b>Conceptos</b>	<b>1</b>
1. Convertidores	1
1.1 Fundamentos Básicos de los inversores	2
1.2 Tipos de inversores	6
<b>CAPITULO II</b>	
<b>TIPOS DE INVERSORES MONOFASICOS</b>	<b>8</b>
2.1 Inversores con transistores	8
2.1.1 Inversores monofásicos de medio puente	9
2.1.2 Inversores monofásicos en puente	14
2.2 Aplicación de los inversores	17
<b>CAPITULO III</b>	
<b>TÉCNICAS DE MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSO</b>	<b>19</b>
3.1 Tipos de modulación	19
3.1.1 Modulación de un solo ancho de pulso	20
3.1.2 Modulación de varios anchos de pulso	22
3.1.3 Modulación senoidal del ancho de pulso	25
3.1.4 Modulación senoidal modificada de ancho de pulso	29

	<b>Pág.</b>
3.1.1 Control por desplazamiento de fase	31
3.2 Selección de la técnica de modulación a utilizarse	33
<b>CAPITULO IV</b>	
<b>EL TRANSISTOR</b>	35
4.1 Características del transistor	35
4.1.1 Curvas del colector	35
4.1.2 Curvas de base	37
4.1.3 Curvas de ganancias de corriente	39
4.1.4 Corte y ruptura	40
4.1.5 Voltaje de saturación del colector	41
4.2 El transistor como interruptor	42
4.2.1 Regla de diseño	42
<b>CAPITULO V</b>	
<b>OPTOACOPLADORES</b>	44
5.1 Características del optoacoplador	44
5.2 Funcionamiento del optoacoplador	47
5.2.1 Diferentes tipos de optoacopladores	48
5.2.1 Aplicaciones de los optoacopladores	49
5.3 Selección del optoacoplador	49
<b>CAPITULO VI</b>	
<b>DISEÑO DEL INVERSOR MONOFÁSICO EN PUENTE</b>	51
6.1 Diseño del inversor	51
6.2 Especificaciones generales del Inversor monofásico	52
6.3 Diseño del circuito de control	52
6.3.1 Diagrama de bloque de circuito de control	53

	<b>Pág.</b>
6.3.2 Circuito generador de rampa	55
6.3.3 Circuito generador de voltaje de control	60
6.3.4 Circuito comparador	61
6.3.5 Circuito generador de pulsos de disparos	63
6.3.6 Etapa amplificadora	65
6.3.7 Optoacopladores	65
6.4 Diseño del circuito de fuerza	68
6.4.1 Selección de los transistores de conmutación del circuito	69

<b>CAPITULO VII</b>	
<b>DISEÑO DE LAS FUENTES</b>	<b>72</b>
7.1 Descripción de las fuentes	72
7.1.1 Diseño de la fuente de alimentación de $\pm 15V$	72
7.1.2 Diseño de la fuente +5V	79

<b>CAPITULO VIII</b>	
<b>CONSTRUCCIÓN DEL EQUIPO</b>	<b>76</b>
8.1 Lista de materiales	76
8.1.1 Circuito de control	76
8.1.2 Circuito de fuerza	78
8.1.3 Fuente de $\pm 15V$	78
8.1.4 Fuente de +5V	79
8.2 Distribución y ubicación de los componentes	80
8.2.1 Circuito de control	80
8.2.2 Circuito de fuerza	83
8.2.3 Fuente de $\pm 15V$	83
8.2.4 Fuente de +5V	84

	<b>Pág.</b>
8.3 Costos de los componentes	86
8.3.1 Circuito de control	86
8.3.2 Circuito de fuerza	88
8.3.3 Fuente de +15V	88
8.3.4 Fuente de +5V	89
8.3.5 Otros	90

## **CAPITULO IX**

### **RESULTADOS EXPERIMENTALES**

91

#### 9.1 Pruebas de operación

91

#### 9.2 Gráficos experimentales

96

#### 9.3 Fotografías

110

## **CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES**

## **ANEXO A**

## **ANEXO B**

## **ANEXO C**

## **MANUAL DEL USUARIO**

## **BIBLIOGRAFIA**

## ÍNDICE DE FIGURAS

Pág.

### CAPITULO I

#### CONCEPTOS GENERALES

1.1	Proceso de inversión	3
1.2	Onda de voltaje	4

### CAPITULO II

#### TIPOS DE INVERSORES MONOFASICOS

2.1	Inversor de transistor monofásico de medio puente	9
2.2	Formas de onda con carga resistiva	10
2.3	Corriente de la carga con una carga altamente inductiva	12
2.4	Inversor monofásico tipo puente	14
2.5	Formas de onda	15
2.6	Corriente de la carga con una carga altamente inductiva	17

### CAPÍTULO III

#### TÉCNICAS DE MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSO

3.1	Modulación de un solo ancho de pulso	20
3.2	Modulación de varios anchos de pulso	23
3.3	Generación de la señal de excitación	26
3.4	Modulación senoidal del ancho de pulso	27
3.5	Voltaje de pico fundamental de salida en función del índice de modulación M	29
3.6	Modulación senoidal modificada del ancho de pulso	30
3.7	Control por desplazamiento de fase	32

**CAPITULO IV****EL TRANSISTOR**

4.1	Curvas para diferentes corrientes de base	36
4.2	Curvas de base ideal	38
4.3	Curva de base efecto early	39
4.4	Variación en $\beta_{cc}$ con corriente de colector y temperatura	40
4.5	Curva del colector mostrando las tres regiones	41

**CAPITULO V****OPTOACOPLADORES**

5.1	Cápsula SOT 90	45
5.2	Símbolo del optoacoplador	47
5.3	Aislamiento en etapas	49
5.4	Optoacoplador PC817	50

**CAPITULO VI****DISEÑO DEL INVERSOR MONOFASICO EN PUENTE**

6.1	Diagrama de bloque de control	53
6.2	Circuito seguidor emisor	55
6.3	Circuito divisor de voltaje	57
6.4	Circuito generador de rampa	58
6.5	Voltaje de pulso con un voltaje de control grande	60
6.6	Voltaje de pulso con un voltaje de control pequeño	61
6.7	Circuito generador de voltaje de control	62
6.8	Circuito comparador	63
6.9	Circuito generador de reloj	64
6.10	Circuito generador de pulso	65
6.11	Circuito amplificador de corriente	66

	<b>Pág.</b>
6.12 Circuito aislador de señal	67
6.13 Circuito de control	68
6.13 Circuito de fuerza	69

## **CAPITULO VII**

### **DISEÑO DE LAS FUENTES**

7.1 Circuito de la fuente $\pm 15V$	73
7.2 Circuito de la fuente +5V	75

## **CAPITULO IX**

### **RESULTADOS EXPERIMENTALES**

9.1 Voltaje de rampa	97
9.2 Voltaje de control	98
9.3 Voltaje de rampa y voltaje de control	99
9.4 Voltaje de comparación	100
9.5 Voltaje de comparación y señal de disparo DT1	101
9.6 Voltaje de comparación y señal de disparo DT2	102
9.7 Voltajes de señales DT1 y DT2	103
9.8 Voltaje de salida con carga resistiva a 50 Hz	104
9.9 Voltaje de salida con carga resistiva a 175 Hz	105
9.10 Voltaje de salida con carga resistiva a 300 Hz	106
9.11 Voltaje de salida con carga resistiva – inductiva a 50 Hz	107
9.12 Voltaje de salida con carga resistiva – inductiva a 175 Hz	108
9.13 Voltaje de salida con carga resistiva – inductiva a 300 Hz	109
9.14 Vista superior del circuito de fuerza y control	110
9.15 Fuente de +5V.	111
9.16 Vista de la parte de posterior del equipo	112
9.17 Fuentes para los optoacopladores de +5V.	113

	<b>Pág.</b>
9.18 Fuente de $\pm 15V$ .	114
9.19 Tarjeta del circuito de fuerza	115
9.20 Tarjeta del circuito de control	116
9.21 Vista de la parte frontal del equipo	117
9.22 Equipo con carga resistiva e inductiva	118
9.23 Equipo con motor monofásico	119
9.24 Vista completa del equipo	120



## INDICE DE ABREVIATURA

- M: Índice de modulación.
- Ar: Amplitud de la onda rectangular
- Ac: Amplitud de la onda triangular.
- Fo : Frecuencia de la señal de salida.
- Fc : Frecuencia de la señal portadora.
- Mf: Relación de modulación de frecuencia.
- $\delta$ : Ancho de pulso de troceo.
- Fr: Frecuencia de referencia.
- Ic: Corriente de colector.
- Vce: Voltaje colector - emisor.
- Ib: Corriente de base.
- Vbe: Voltaje base – emisor.
- E1: Voltaje de entrada.
- E1': Voltaje del divisor de frecuencias.
- Vo: Voltaje de la rampa.
- Vref: Voltaje de referencia.
- V1: Voltaje de comparación.
- +Vsat: Voltaje de saturación positivo.
- -Vsat: Voltaje de saturación negativo.
- P3: Potenciómetro de modulación.
- P2: Potenciómetro de frecuencias.

- E2: Voltaje de control.
- E3: Voltaje de onda cuadrada.
- E4: Voltaje de onda cuadrada fija a 5V.
- CLK: Señal de reloj del 74161.
- QP2: Transistor de potencia 2.
- QP3: Transistor de potencia 3.
- QP1: Transistor de potencia 1.
- QP4 Transistor de potencia 4
- QA: Salida del contador.
- EOP1: Señal de entrada del optoacoplador 1.
- EOP2: Señal de entrada del optoacoplador 2.
- KOT3: Señal de entrada al transistor 3.
- KOT4: Señal de entrada al transistor 4.
- KOT1: Señal de entrada al transistor 1.
- KOT2: Señal de entrada al transistor 2.
- DP1: Diodo de potencia 1.
- DP2: Diodo de potencia 2.
- DP3: Diodo de potencia 3.
- DP4: Diodo de potencia 4.
- LOAD: Carga del motor.

## **INTRODUCCIÓN**

Un inversor es un convertidor que transforma la fuente de alimentación continua a fuente de alimentación alterna.

El circuito inversor puede ser considerado como una matriz de semiconductores de conmutación de potencia, dentro de los elementos semiconductores que se utilizan tenemos: transistores, tiristores, dispositivos MOS y GOT; Los que más se emplean en la mayoría de los inversores son los tiristores y transistores de potencia.

La baja potencia requerida por el circuito de conmutación del inversor hace que sean altamente eficientes, en el orden del 98%.

En la actualidad en inversores de baja y mediana potencia resultan más económicos y menos voluminosos hacerlo con transistores por la simplificación en los circuitos de control, en vista de no necesitar circuitos de conmutación forzada, además hay la posibilidad de modular a mayores frecuencias.

La aplicación de los inversores es totalmente amplia, debido a que los encontramos en una infinidad de campos, tales como telemetría, comunicación por codificación de pulsos, televisión, fuentes interrumpidas en computadoras, alimentación de motores, etc.

# **CAPITULO I**

## **CONCEPTOS GENERALES**

### **1. CONVERTIDORES**

En las operaciones de tipo industrial, la mayoría de los motores se encuentran funcionando alimentados directamente desde la fuente de alimentación AC o DC; por lo cual los devanados del motor se encuentran conectados directamente a la línea de alimentación, con estas condiciones el motor se encuentra operando regido por la naturaleza de la carga mecánica que se conecta a su eje. Si la carga es pequeña, el motor entregara un pequeño torque que le permitirá girar a gran velocidad, si la carga es grande el motor generara un gran torque y girara a una velocidad más baja.

Es claro que la operación del motor se encuentra sujeto a la naturaleza de la carga para un voltaje de alimentación fijo, y el operador no tiene control sobre su operación.

Para tener control sobre la velocidad de los motores se necesita de la ayuda de dispositivos llamados Convertidores que se clasifican de la siguiente manera:

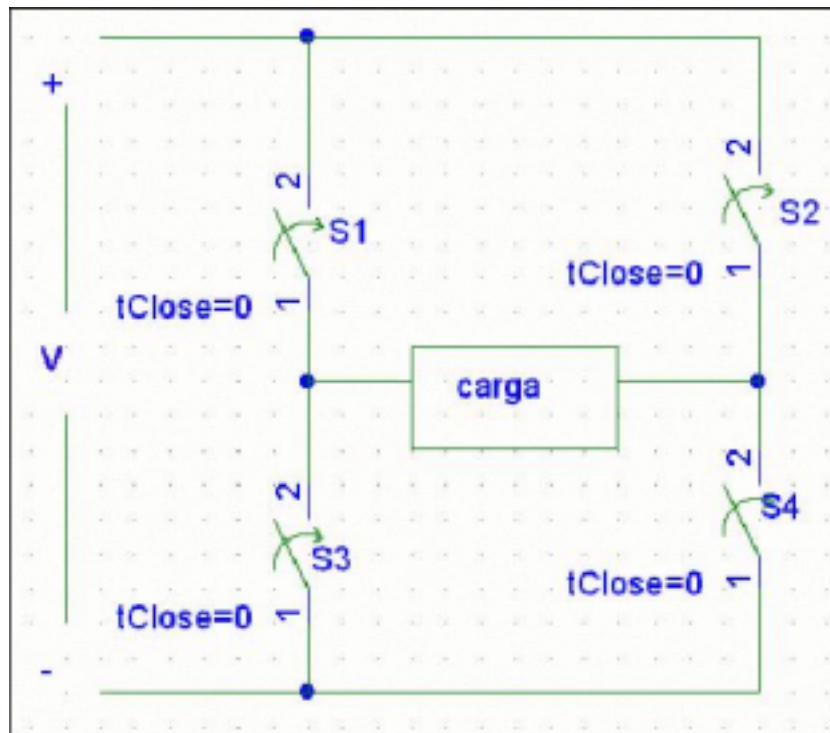
- Convertidor DC/DC o Troceador.
- Convertidor DC/AC o Inversor.
- Convertidor AC/DC o Rectificador.
- Convertidor AC/AC o Ciclo convertidores.

En este capítulo analizaremos el Convertidor DC/AC

### **1. 1. FUNDAMENTOS BÁSICOS DE LOS INVERSORES**

Como ya mencionamos el inversor es un Convertidor de Potencia en el cual la potencia de corriente continua se convierte en potencia de corriente alterna. Esta conversión puede ser lograda con el uso de interruptores, con lo cual se controla la conducción de corriente, ya que alternadamente se conecta la carga a los polos positivos y negativos de la alimentación de voltaje continuo y es posible la inversión.

Para mostrar el proceso de inversión podemos usar cuatro interruptores S1, S2, S3 y S4 y una carga resistiva como se muestra en la figura 1.1.

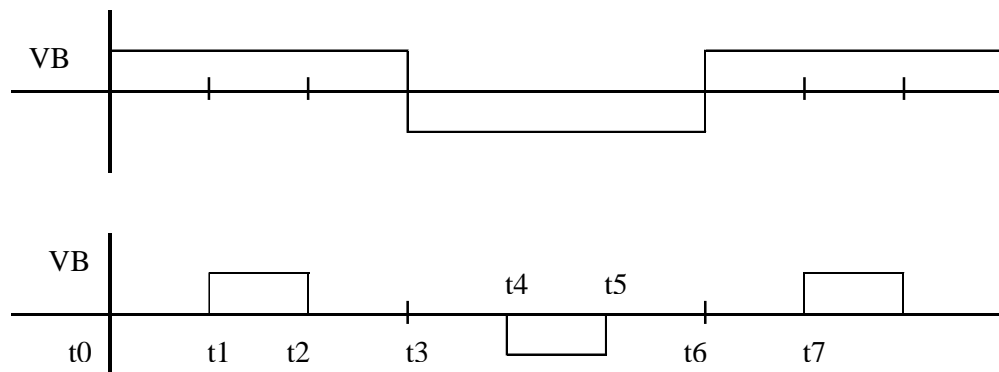


**Fig. 1.1 Proceso de inversión**

Los interruptores son operados a una velocidad apropiada para obtener la frecuencia deseada.

Si al tiempo  $T_0$  los interruptores S1 y S4 son cerrados simultáneamente, mientras S3 y S2 permanecen abiertos, el voltaje que ve la carga es positivo e igual al de la fuente. Si en  $T_3$  los interruptores S1 y S4 son abiertos y, S3 y S2 son cerrados, el voltaje que ve la carga es negativo y permanece así hasta un tiempo después en que se repite el ciclo

Si el tiempo en que permanecen cerrados S1 y S4 es el mismo que el de S3 y S2, se obtiene una onda de voltaje cuadrada a la salida con un ancho de pulso de  $180^\circ$  eléctricos y una amplitud pico que corresponde a la de la alimentación, como se muestra en la fig. 1.2.



**Fig. 1.2 Onda de voltaje**

Para obtener una onda como la que se muestra en la figura los interruptores S3 y S2 son accionados con un retraso o desplazamiento de tiempo (desplazamiento de fase) a partir del accionamiento de S1 en  $T_0$  y de S3 en  $T_3$  respectivamente, de modo que los interruptores conectados a una misma polaridad de la fuente permanezcan cerrados durante el tiempo que dure el desplazamiento de la operación.

En estas figuras podemos observar que se obtienen intervalos de cero voltios y variación de la ganancia del inversor, conforme se vaya variando el desplazamiento de operación de los interruptores S2 y S4 con respecto a S1 y

S3. Así la ganancia del inversor definida como la relación del voltaje de salida de corriente alterna al voltaje de entrada de corriente directa en el inversor.

En los inversores ideales, las formas de onda del voltaje de salida deberían ser sinusoidales. Sin embargo, en los inversores reales estas señales de voltaje no son sinusoidales y contienen cierto porcentaje de armónicos.

Dada la disponibilidad de los dispositivos semiconductores de potencia de alta velocidad, es posible minimizar o reducir significativamente el contenido armónico del voltaje de salida mediante las técnicas de conmutación. La entrada puede ser una batería, una celda de combustible, una celda solar u otra fuente voltaje DC.

Las salidas monofásicas típicas son:

- 120V a 60Hz
- 220V a 50Hz
- 115V a 400Hz

Para sistemas trifásicos de alta potencia, las salidas típicas son:

- 220/380 V a 50Hz
- 120/208 V a 60Hz
- 115/200 V a 400Hz



## 1. 2. TIPOS DE INVERSORES

Los inversores se pueden clasificar básicamente en dos tipos:

- Inversores monofásicos
- Inversores trifásicos

La clasificación de los inversores por su fuente de alimentación:

- Inversores alimentados por voltaje (VFI).- El dispositivo semiconductor de potencia siempre permanece directamente polarizado al voltaje de alimentación directa, por lo tanto algún tipo de conmutación forzada es requerida cuando se utiliza tiristores.
- Inversores alimentados por corriente (CFI).- Si la corriente de entrada permanece constante.
- Inversores enlazados en DC variable.- Si el voltaje de entrada es controlable.

La clasificación de los inversores por su configuración es:

- Configuración de toma medio
- Medio puente
- Puente
- Puente trifásico

La clasificación de los inversores de acuerdo a los elementos semiconductores empleados para la conmutación de las diferentes configuraciones:

- Tiristores
- Transistores de potencia

- Dispositivos MOS de potencia
- GTO

Dentro de esta clasificación, los que se emplean en la mayoría de inversores son los tiristores y transistores de potencia.

## **CAPITULO II**

### **TIPOS DE INVERSORES**

#### **MONOFÁSICOS**

##### **2. 1. INVERSORES CON TRANSISTORES**

Como para los inversores se pueden utilizar tiristores y otros dispositivos de conmutación sobre todo en aplicaciones de alta potencia. Los transistores de conmutación rápida que consumen una potencia cercana a cero resultan más convenientes para aplicaciones de potencia media o baja, para lo cual existen varios tipos inversores monofásicos entre los cuales tenemos:

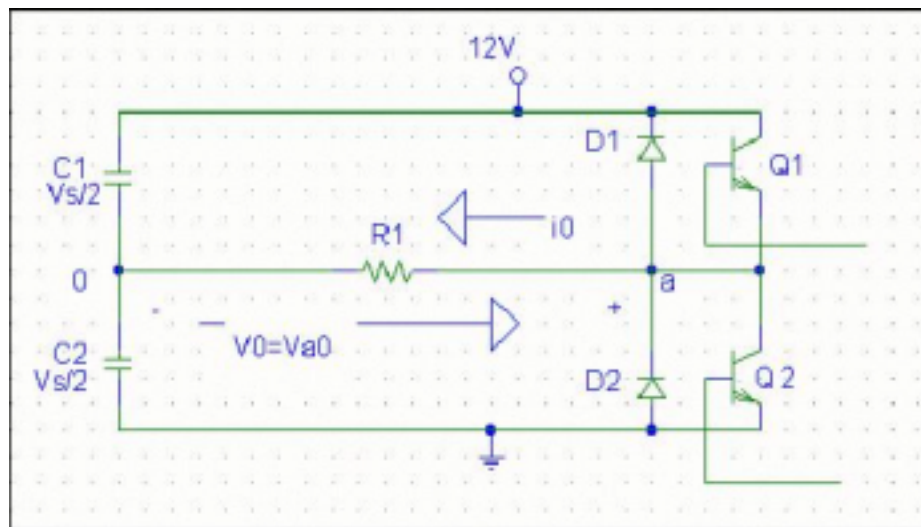
- Inversor monofásico de medio puente
- Inversor monofásico en puente

En el campo de los inversores de pequeña y mediana potencia es más ventajoso el uso de transistores que el de tiristores, porque pueden trabajar a mayor

frecuencia, los circuitos de fuerza y control son más simple dada la complicación inherente al bloqueo forzado en los tiristores.

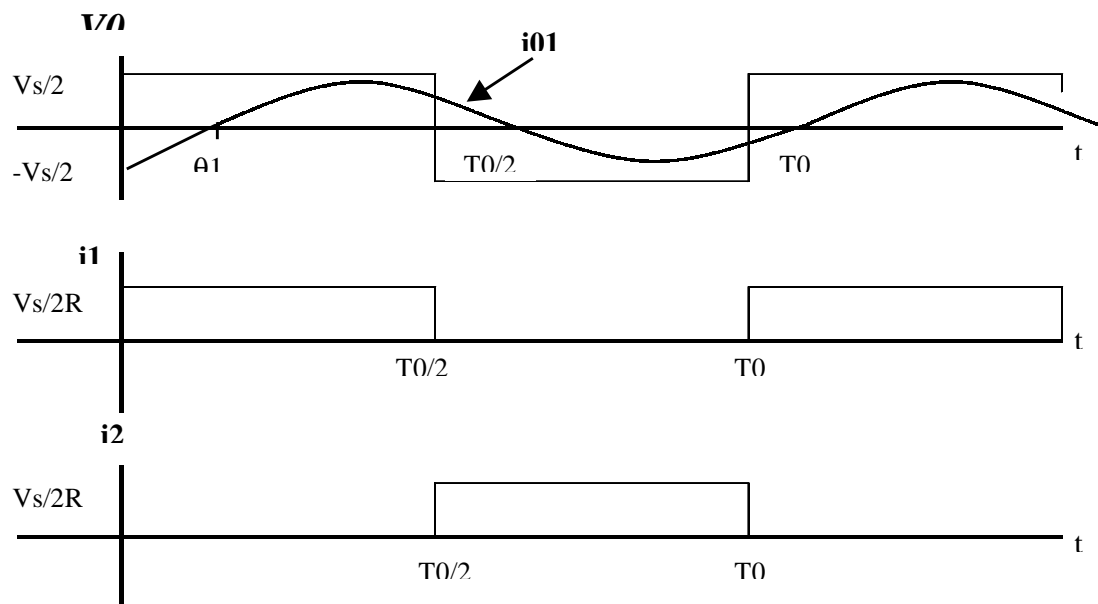
### 2. 1. 1. INVERSORES MONOFÁSICOS DE MEDIO PUENTE

En la figura 2.1 se muestra un inversor de transistor monofásico de medio puente. El circuito inversor esta formado por dos pulsadores, cuando solo el transistor Q1 esta activo durante el tiempo  $T_o/2$ , el voltaje instantáneo a través de la carga  $V_o$  es  $V_s/2$ . Si solo el transistor Q2 esta activo durante un tiempo  $T_o/2$  aparece el voltaje  $-V_s/2$  a través de la carga. El circuito de control se debe diseñar de tal forma que Q1 y Q2 no estén activos simultáneamente.



**Fig. 2.1 Inversor de transistor monofásico de medio puente**

La figura 2.2 muestra las formas de onda para los voltajes de salida y las corrientes de los transistores en el caso de la carga resistiva. Este inversor requiere de una fuente de DC de tres conductores, cuando un transistor este inactivo su voltaje inverso es  $V_s$ , en vez de  $V_s/2$ .



**Fig. 2.2 Formas de onda con carga resistiva**

El voltaje rms de la salida se puede encontrar a partir de:

$$V_o = \left( \frac{2}{T_o} \int_0^{T_o/2} \frac{V_s^2}{4} dt \right)^{1/2} = \frac{V_s}{2}$$

(2 - 1)

El voltaje instantáneo de la salida se puede expresar en una serie de Fourier como:

$$V_o = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \text{sen } n\omega t$$

$$V_o = 0 \quad \text{para } n = 2,4,\dots$$

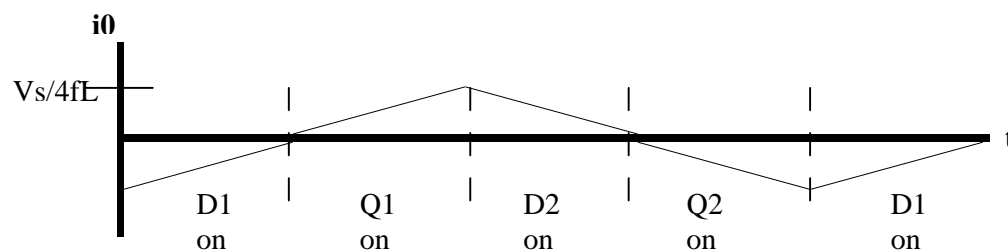
(2 - 2)

Donde  $\omega = 2\pi f_o$  es la frecuencia del voltaje de salida en radianes/s. Para  $n = 1$ , la ecuación (2-2) proporciona el valor rms de la componente fundamental con:

$$V_1 = \frac{2V_s}{\sqrt{2\pi}} = 0.45V_s$$

(2 - 3)

Para una carga inductiva, la corriente de la carga no puede cambiar inmediatamente con el voltaje de salida. Si Q1 es desactivado en  $T = T_o/2$ , la corriente de la carga seguirá fluyendo a través de D2, la carga y la mitad inferior de la fuente de DC, hasta que la corriente llegue a cero. En forma similar, cuando Q2 se desactiva en  $T_o$ , la corriente de la carga fluye a través de D1, la carga y la mitad superior de la fuente de DC. Cuando el diodo D1 o D2 conducen, la energía es retroalimentada a la fuente de DC por lo que estos se conocen como diodos de retroalimentación.



**Fig. 2.3 Corriente de la carga con una carga altamente inductiva**

La figura 2.3 muestra la corriente y los intervalos de conducción de los dispositivos para una carga puramente inductiva. Se puede notar que para una carga puramente inductiva, un transistor conduce únicamente durante  $T_o/2$  es decir  $90^\circ$ . Dependiendo del factor de potencia de la carga el periodo de conducción de un transistor varía desde  $90^\circ$  hasta  $180^\circ$ . Los transistores se pueden sustituir por tiristores de conmutación forzada, GTO u otros dispositivos.

En la practica los transistores requieren de un cierto tiempo de activación y desactivación, para la operación exitosa del inversor el circuito de control deberá tomar todo esto en consideración.

Para una carga RL, la corriente instantánea de la carga  $i_o$  se puede determinar a partir de:

$$i_o = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \text{sen}(n\omega t - \theta_n) \quad (2 - 4)$$

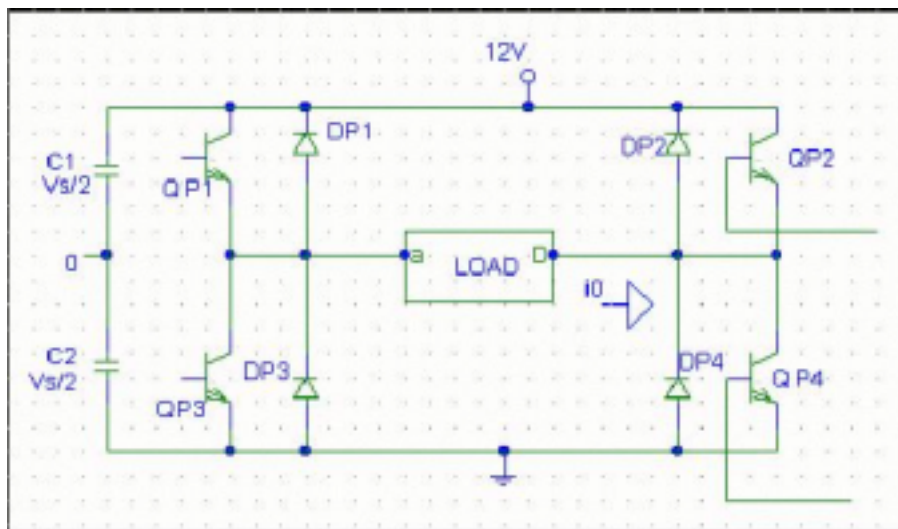
Donde  $\theta_n = \tan ( n\omega L/R)$

En la mayor parte de las aplicaciones (por ejemplo los propulsores de motores eléctricos) la potencia de salida debida a la corriente de la componente fundamental es la potencia útil, y la potencia debida a las corrientes armónicas es disipada en forma de calor aumentando la temperatura de la carga.



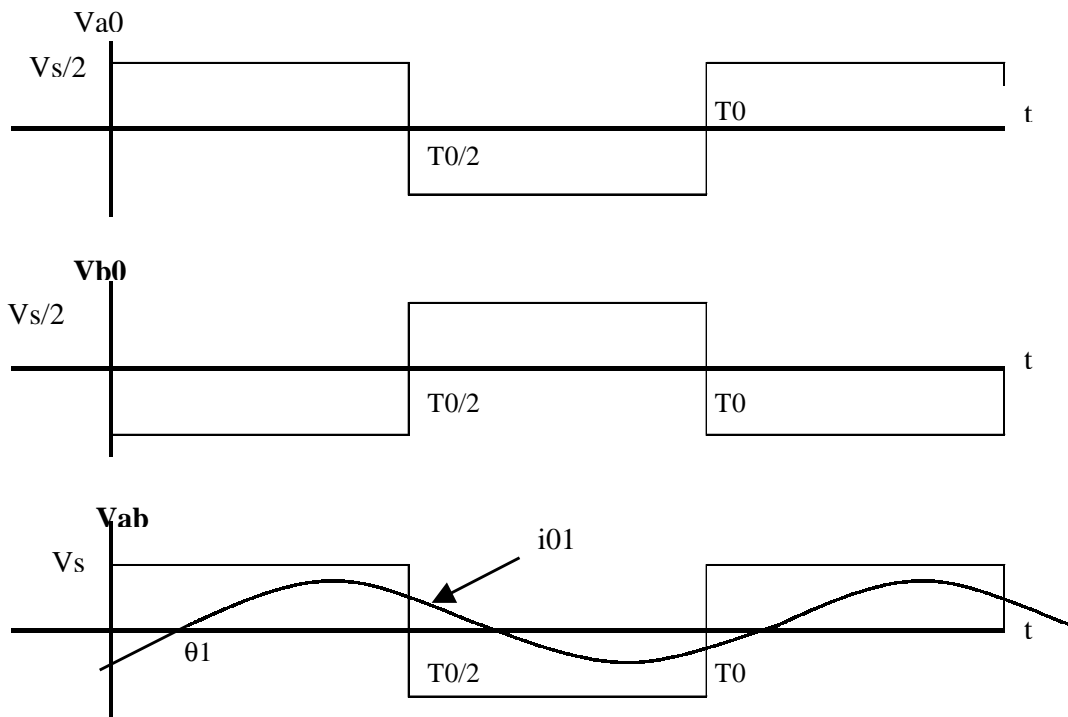
### 2. 1. 2. INVERSORES MONOFÁSICOS EN PUENTE

La configuración completa del circuito inversor tipo puente de una fase se muestra en la figura 2.4.



**Fig. 2.4 Inversor monofásico tipo puente**

Esta formado por cuatro pulsadores. Cuando los transistores Q1 y Q4 se activan simultáneamente, el voltaje de entrada  $V_s$  aparece a través de la carga. Si los transistores Q2 y Q3 se activan al mismo tiempo, el voltaje a través de la carga se invierte, y el valor  $-V_s$ . La forma de onda para el voltaje de salida se muestra en la figura 2.5.



**Fig. 2.5 Formas de onda**

El voltaje rms de salida se puede determinar a partir de:

$$V_o = \left( \frac{2}{T_o} \int_0^{T_o/2} V_s^2 dt \right)^{1/2} = V_s$$

(2-5)

De la ecuación (2-2) se puede extender para que exprese el voltaje instantáneo de salida en una serie de Fourier como:

$$V_o = \sum_{n=1,3,5\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \text{sen } n\omega t \quad (2-6)$$

Y para  $n = 1$ , la ecuación (2-6) proporciona el valor rms de la componente fundamental como:

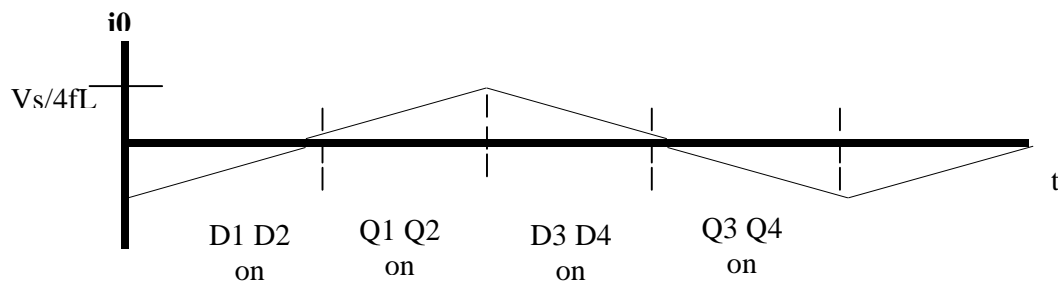
$$V_1 = \frac{4V_s}{\sqrt{2\pi}} = 0.90V_s \quad (2-7)$$

De la ecuación tenemos que la corriente instantánea de la carga  $i_o$  para una carga RL se convierte en:

$$i_o = \sum_{n=1,3,5\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi \sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \text{sen}(n\omega t - \theta_n) \quad (2-8)$$

Cuando los diodos D1 y D4 conducen, se retroalimenta la energía a la fuente de DC por lo que se dice que D1 y D4 son diodos de retroalimentación.

La figura 2.6 muestra la forma de onda de la corriente para una carga inductiva.



**Fig. 2.6 Corriente de la carga con una carga altamente inductiva**

La conmutación de los transistores de potencia, del circuito puente inversor se realiza suministrando a las bases una corriente adecuada mediante circuitos amplificadores de la señal proveniente del circuito de control a las parejas de transistores Q1- Q4 y Q2 - Q3.

## **2. 2. APLICACIÓN DE LOS INVERSORES**

El uso de los inversores es muy común en aplicaciones industriales tales como:

- Propulsión de motores de AC de velocidad variable
- La calefacción por inducción
- Las fuentes de respaldo y las de poder
- Alimentaciones interrumpibles de potencia para computadoras
- Standby aircraft
- Transmisión de alto voltaje DC

Para aplicaciones de mediana y baja potencia, se pueden aceptar los voltajes de onda cuadrada o casi cuadrada. Para aplicaciones de alta potencia, son necesarias las formas de onda sinusoidales de baja distorsión.

## **CAPITULO III**

# **TÉCNICAS DE MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSO**

### **3. 1. TIPOS DE MODULACIÓN**

En muchas aplicaciones industriales, a menudo es necesario controlar el voltaje de los inversores para hacer frente a las variaciones de entrada de voltaje DC, para la regulación del voltaje de los inversores y para los requisitos de control constante de voltaje y frecuencia.

Existen varias técnicas para modificar la ganancia del inversor. El método más eficiente de controlar la ganancia y el voltaje de salida es incorporar en los inversores el control de modulación del ancho de pulso (PWM).

Las técnicas comúnmente utilizadas son:

- Modulación de un solo ancho de pulso
- Modulación de varios anchos de pulso.
- Modulación senoidal del ancho de pulso.

- Modulación senoidal modificada del ancho de pulso.
- Control por desplazamiento de fase.

### 3. 1. 1. MODULACIÓN DE UN SOLO ANCHO DE PULSO

En el control por modulación de un solo ancho de pulso se hace variar, a fin de controlar el voltaje de salida del inversor. La figura 3.1 muestra la generación de las señales de excitación y el voltaje de salida para los inversores monofásicos en puente completo.

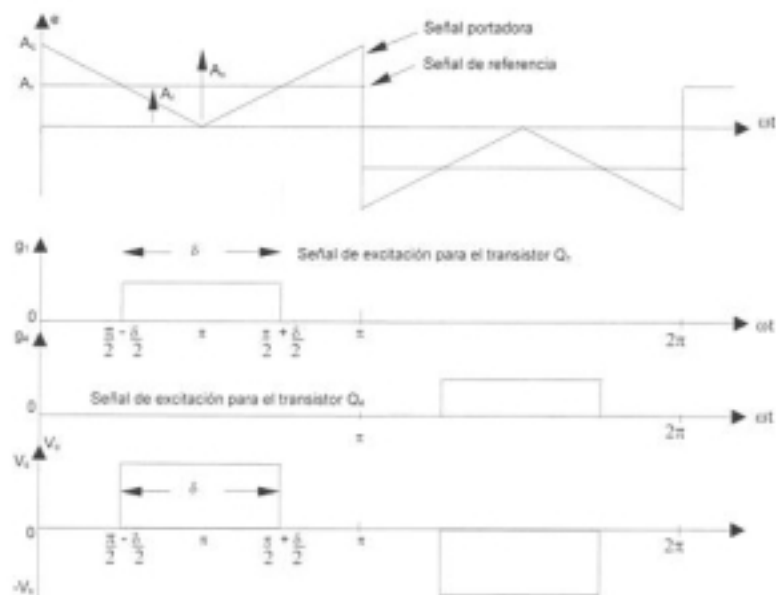


Fig. 3.1 Modulación de un solo ancho de pulso

Las señales de excitación se generan comparando una señal rectangular de referencia de amplitud  $A_r$ , con una onda portadora triangular de amplitud  $A_c$ . La frecuencia de la señal de referencia determina la frecuencia fundamental del voltaje de salida. Si se varia  $A_r$  desde 0 hasta  $A_c$  el ancho de pulso  $\delta$  puede modificarse desde 0 hasta 180. La relación de  $A_r$  con  $A_c$  es la variable de control y se define el **índice de modulación de la amplitud**, o simplemente **índice de modulación M**:

$$M = \frac{A_r}{A_c} \quad (3 - 1)$$

El voltaje rms de salida se puede determinar a partir de:

$$V_o = \left( \frac{2}{2\pi} \int_{\frac{(\pi-\delta)}{2}}^{\frac{(\pi+\delta)}{2}} V_s^2 d(\omega t) \right)^{\frac{1}{2}} = V_s \sqrt{\frac{\delta}{\pi}} \quad (3 - 2)$$

Aplicando la serie de Fourier al voltaje de salida nos da:

$$V_o(t) = \sum_{n=1,3,\dots}^x \frac{4V_s}{n\pi} \text{sen} \frac{n\delta}{2} \text{senn}\omega t \quad (3 - 3)$$



### 3. 1. 2. MODULACIÓN DE VARIOS ANCHOS DE PULSO

Utilizando varios pulsos en cada ciclo de voltaje de salida puede reducirse el contenido de las armónicas. La generación de señales de excitación para activar y desactivar los tiristores aparece en la figura 3.1, mediante la comparación de una señal de referencia con una onda portadora triangular.

La frecuencia de la señal de referencia establece la frecuencia de salida,  $f_o$ , y la frecuencia de la portadora  $f_c$ , determina el número de pulsos por cada ciclo  $n_p$ . El índice de modulación controla el voltaje de salida. Este tipo de modulación también se conoce como **modulación uniforme de ancho de pulso** (UPWM). El número de pulsos por medio ciclo se determina a partir de:

$$n_p = \frac{f_c}{2 f_o} = \frac{m_f}{2} \quad (3 - 4)$$

Donde:

$$M_f = \frac{f_c}{f_o} \quad (3 - 5)$$

Y se define como la relación de modulación de frecuencia.

La variación del índice de modulación  $M$  desde 0 hasta 1 varía el ancho de pulso desde 0 hasta  $\pi/p$  y el ancho del voltaje de salida desde 0 hasta  $V_s$ .

El voltaje de salida para los inversores monofásicos aparece en la siguiente figura:

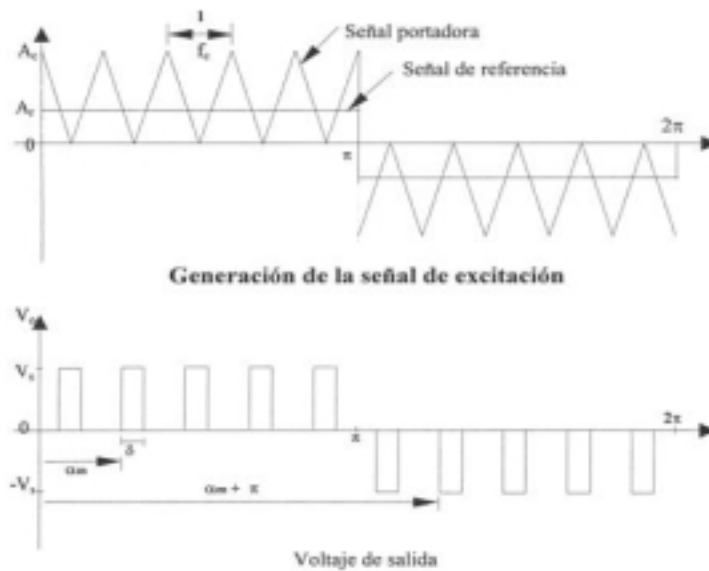


Fig. 3.2 Modulación de varios anchos de pulso

Si  $\delta$  es el ancho de cada pulso, el voltaje rms de salida se puede determinar a partir de:

$$V_o = \left( \frac{2\rho}{2\pi} \int_{\frac{(\pi/\rho-\delta)}{2}}^{\frac{(\pi/\rho+\delta)}{2}} V_s^2 d(\omega t) \right)^{\frac{1}{2}} = V_s \sqrt{\frac{\rho\delta}{\pi}}$$

(3-6)

La forma general de una serie de Fourier para el voltaje instantáneo de salida es:

$$V_o = \sum_{n=1,3,\dots}^x B_n \text{senn}\omega t \quad (3-7)$$

El coeficiente  $B_n$  de la ecuación anterior puede determinarse considerando un par de pulsos, de tal forma que el pulso positivo de duración  $\delta$  se inicie en  $\omega t = \alpha$ , y el negativo del mismo ancho se inicie en  $\omega t = \pi + \alpha$ . Esto se muestra en la Fig. 3.2.

Se pueden combinar los efectos de todos los pulsos para obtener el voltaje efectivo de salida. Si el pulso positivo del par  $\delta$  orden  $m$  se inicia en  $\omega t = \alpha_m$  y termina en  $\omega t = \pi + \alpha_m$ , el coeficiente de Fourier para un par de pulsos es:

$$b_n = \frac{1}{\pi} \left[ \int_{\alpha_m}^{\alpha_m + \delta} \cos(n\omega t) d(\omega t) - \int_{\pi + \alpha_m}^{\pi + \alpha_m + \delta} \cos(n\omega t) d(\omega t) \right]$$

$$b_n = \frac{2V_s}{n\pi} \text{sen} \frac{n\delta}{2} \left[ \text{sen} n \left( \alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) - \text{sen} n \left( \pi + \alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) \right] \quad (3-8)$$

El coeficiente  $B_n$  se puede encontrar a partir de las ecuaciones anteriores añadiendo los efectos de todos los pulsos:

$$b_n = \sum_{m=1}^p \frac{2V_s}{n\pi} \operatorname{sen} \frac{n\delta}{2} \left[ \operatorname{sen} n \left( \alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) - \operatorname{sen} n\pi \left( \pi + \alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) \right]$$

(3 – 9)

El factor de distorsión se ha reducido en forma significativa en comparación con el de la modulación de ancho de pulso. Sin embargo, debido al gran número de conmutaciones de los tiristores de potencia, las pérdidas por ese concepto aumentan. Con valores de  $p$  mayores, las amplitudes de las armónicas de menor orden, serán menores pero se incrementará la amplitud de algunas armónicas de orden más alto. Sin embargo, estas armónicas de orden más alto producen componentes ondulatorias despreciables o pueden ser filtradas fácilmente.

### 3. 1. 3. MODULACIÓN SENOIDAL DEL ANCHO DE PULSO

En vez de mantener igual el ancho de todos los pulsos, como en el caso de la modulación múltiple, el ancho de cada pulso varía en proporción con la amplitud de una onda senoidal evaluada en el centro del mismo pulso. El factor de distorsión y las armónicas de menor orden se reducen en forma significativa. Las señales de compuerta, según se muestran en la figura 3.3,

se genera al comparar una señal senoidal de referencia con una onda portadora triangular de frecuencia  $f_c$ .

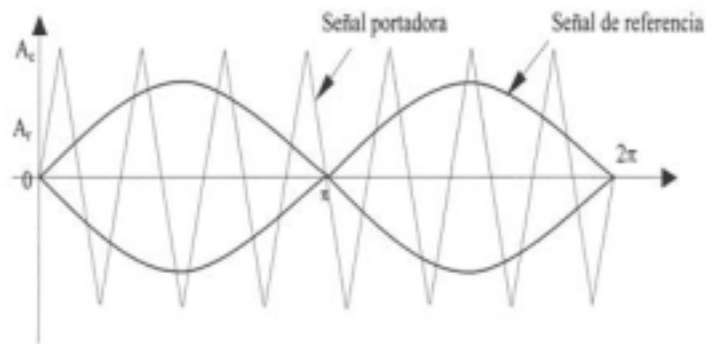


Fig. 3.3 Generación de la señal de excitación

Este tipo de modulación se utiliza por lo común en las aplicaciones industriales y se abrevia SPWM.

La frecuencia de la señal de referencia  $f_r$ . Determina la frecuencia de salida del inversor  $f_o$ , y su amplitud pico  $A_r$  controla el índice de modulación  $M$ , y en consecuencia el voltaje rms de salida  $V_o$ .

El número de pulsos por medio ciclo depende de la frecuencia portadora. Dentro de la restricción de que dos tiristores no pueden conducir simultáneamente, el voltaje instantáneo de salida se muestra en la figura 3.3.

Las mismas señales de excitación se pueden generar utilizando una onda portadora triangular unidireccional tal y como se muestra en la figura.

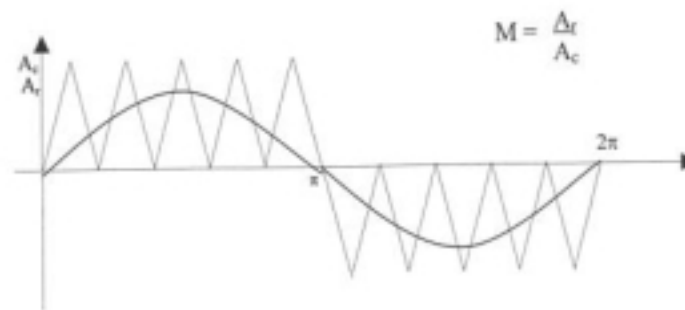


Fig. 3.4 Modulación senoidal del ancho de pulso

El voltaje rms de salida puede controlarse si se varia el índice de modulación  $M$ . Es fácil observar que el área de cada pulso corresponde aproximadamente al área bajo la onda senoidal entre los puntos medios adyacentes de los periodos inactivos de las señales de excitación. Si es el ancho de pulso de orden  $m$ :

$$V_n = V_s \left( \sum_{n=1}^p \frac{\delta_m}{\pi} \right)^{1/2} \quad (3-10)$$

El factor de distorsión se ha reducido significativamente en comparación con el de la modulación de múltiples pulsos. Este tipo de modulación elimina todas las armónicas menores que o iguales a  $2p - 1$ . Para  $p = 5$ , la armónica menor es la novena.

El voltaje de salida de un inversor contiene armónicas. El PWM empuja las armónicas al rango de las altas frecuencias alrededor del valor de conmutación

$f_c$  y sus múltiplos, es decir, alrededor de las armónicas  $mf$ ,  $2mf$ ,  $3mf$  y así sucesivamente. Las frecuencias a las cuales ocurren las armónicas de voltaje se pueden relacionar por:

$$f_n = (jm_f \pm k)f_c \quad (3-11)$$

Donde la armónica de orden  $n$  se iguala a la banda lateral de orden  $k$  de  $j$  veces la relación frecuencia-modulación  $mf$ .

$$n = jm_f \pm k$$

$$n = 2jp \pm k$$

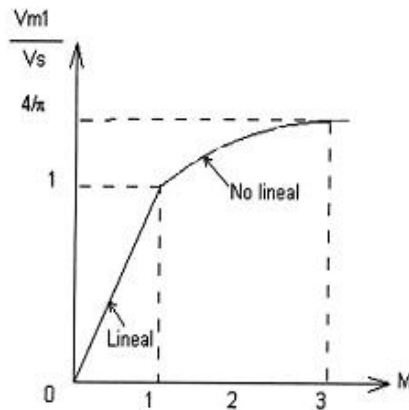
$$\text{para } j = 1, 2, 3, \dots \text{ y } k = 1, 3, 5, \dots \quad (3-12)$$

Se puede determinar el voltaje pico aproximado de la fundamental de salida para el control PWM y SPWM a partir de:

$$V_{m1} = dV_s \quad \text{para } 0 \leq d \leq 1.0 \quad (3-13)$$

Para  $d = 1$  la ecuación anterior da la amplitud pico máxima del voltaje fundamental de salida como  $V_{m1}(\text{máx.}) = V_s$ . Pero  $V_{m1}(\text{máx.})$  puede ser tan alto como  $4V_s/\pi = 1.278 V_s$  para una salida de onda cuadrada. A fin de aumentar el voltaje fundamental de salida,  $d$  deberá incrementarse más allá de 1,0. La operación mas allá de  $d = 1,0$  se llama sobre modulación. El valor de  $D$  en el cual  $V_{m1}(\text{máx.})$  se iguala a  $1.278V_s$  depende del número de pulsos

por cada medio ciclo  $p$ , y es aproximadamente 3 para  $p = 7$ , tal como se muestra en la figura:



**Fig. 3.5 Voltaje de pico fundamental de salida en función del índice de modulación  $M$**

La sobre modulación básicamente lleva a una operación de onda cuadrada y añade más armónicas en comparación con la operación en el rango lineal (con  $d \leq 1.0$ )

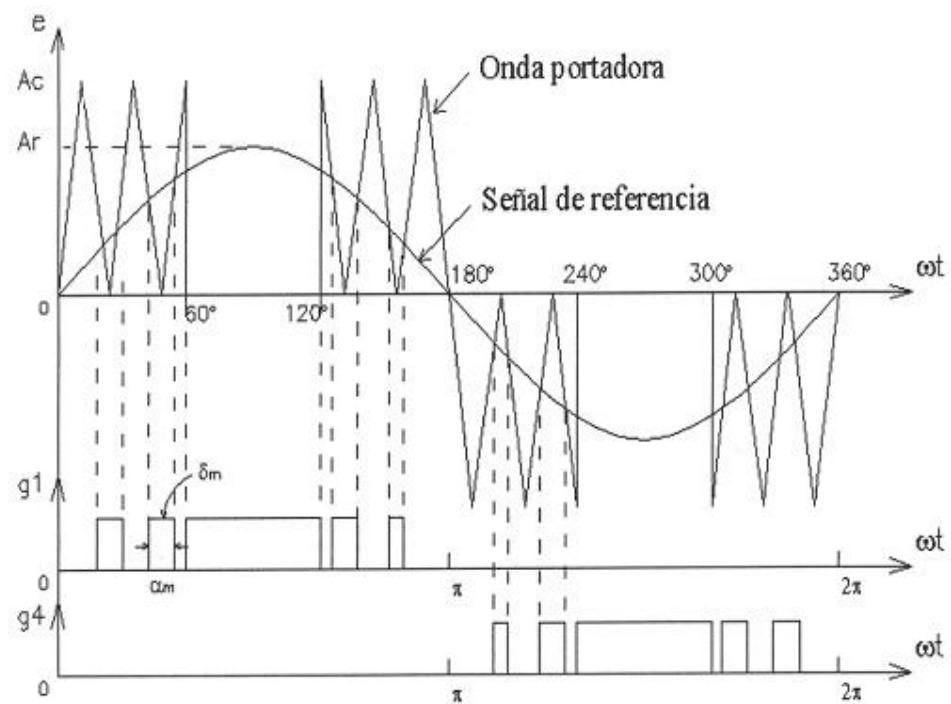
En aplicaciones que se requieren de baja distorsión como las fuentes interrumpibles de poder (UPS), la sobre modulación suele evitarse.

### **3. 1. 4. MODULACIÓN SENOIDAL MODIFICADA DE ANCHO DE PULSO**

Las figuras anteriores indican que los anchos de los pulsos más cercanos al pico de la onda senoidal no cambian en forma significativa con la variación



del índice de modulación. Esto se debe a las características de una onda senoidal, la técnica SPWM se puede modificar de tal manera que la onda portadora se aplique durante el primero y el último intervalo de  $60^\circ$  de cada medio ciclo (es decir de cero a  $60^\circ$  y de  $120^\circ$  a  $180^\circ$ ). Este tipo de modulación se conoce como MSPWM, y se muestra la siguiente figura.



**Fig. 3.6 Modulación senoidal modificada del ancho de pulso**

La componente fundamental se incrementa y las características armónicas mejoran. Esto reduce el número de conmutaciones de los dispositivos de potencia y las pérdidas de conmutación.

El número de pulsos,  $q$ , del periodo de  $60^\circ$ , por lo general se relaciona con la relación de frecuencia, en particular en los inversores trifásicos, mediante la formula:

$$\frac{f_c}{f_o} = 6q + 3 \quad (3-14)$$

### 3. 1. 5. CONTROL POR DESPLAZAMIENTO DE FASE

El control del voltaje se puede obtener utilizando varios inversores y sumando el voltaje de salida de los inversores individuales. Es posible percibir un inversor monofásico de puente completo como el de la figura 3.7.

El voltaje rms de salida,

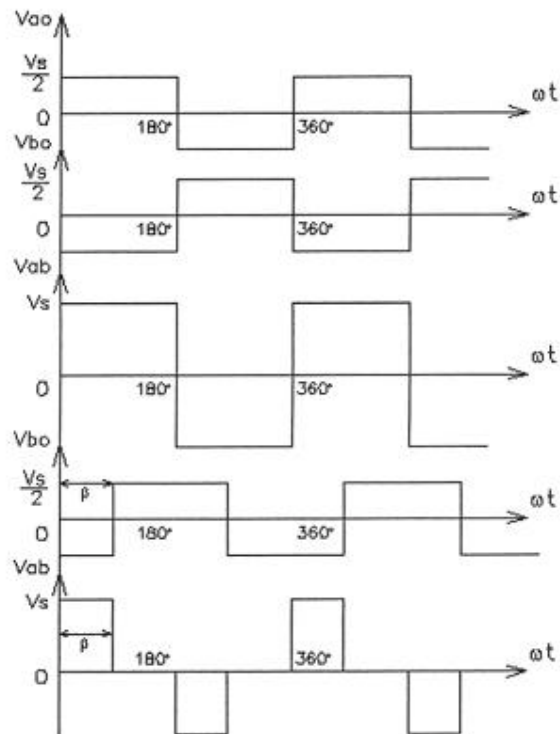
$$V_o = V_s \sqrt{\frac{\beta}{\pi}} \quad (3-15)$$

Sí

$$V_{ao} = \sum_{n=1,3,5\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \text{sen } n\omega t \quad (3-16)$$

Entonces

$$V_{bo} = \sum_{n=1,3,5\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \text{sen } n[\omega t - \beta] \quad (3-17)$$



**Fig.3.7 Control por desplazamiento de fase**

El voltaje instantáneo de salida

$$V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} [\text{sen } n\omega t - \text{sen } n(\omega t - \beta)]$$

(3 - 18)

Dado que  $(\text{sen } A - \text{sen } B) = 2 \text{sen } [(A-B)/2] \cos [(A+B)/2]$ , la ecuación (3 - 18) se puede simplificar como:

$$V_{ao} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \operatorname{sen} \frac{n\beta}{2} \cos n \left( \omega t - \frac{\beta}{2} \right) \quad (3-19)$$

El valor rms del voltaje de salida de la componente fundamental es

$$V_1 = \frac{4V_s}{\sqrt{2}} \operatorname{sen} \frac{\beta}{2} \quad (3-20)$$

La ecuación (3 - 19) indica que el voltaje de salida se puede variar al modificar el ángulo de desplazamiento o de retraso. Este tipo de control es especialmente útil en aplicaciones de alta potencia que requieren un gran número de transistores en paralelo.

### **3. 2. SELECCIÓN DE LA TÉCNICA DE MODULACIÓN A UTILIZARSE**

Nosotros decidimos utilizar la técnica de modulación por ancho de pulso debido a que esta nos produce mayor eficiencia, para el tipo de inversor que se ha diseñado como se detallara mas adelante.

La modulación por ancho de pulso conmutada por transistores tiene una ventaja fundamental sobre la operación de la carga mediante transistores lineales que se utilizara. Es la misma ventaja que se obtiene de la conmutación por tiristores: como se dijo anteriormente es que se tiene mayor eficiencia.

Como un SCR, un transistor modulado por ancho de pulso esta completamente encendido, saturado, o completamente apagado, desconectado. Cuando esta encendido su corriente es grande, pero su voltaje de terminal es cercano a cero,

por lo que su consumo interno de potencia es casi cero. Cuando esta apagado, su caída de voltaje de terminal es grande, pero su corriente esencialmente es de cero. Por tanto, su consumo de corriente es aun de cero. Con el dispositivo de control que consume una potencia cercana a cero, toda la potencia extraída del suministro de potencia de DC es entregada a la carga. Ninguna es desperdiciada por el sistema de control mismo. Esto es bastante diferente a un amplificador lineal, en el que la potencia de carga es controlada alejando al amplificador de una condición de polarización en DC.

Un transistor lineal consume de la línea de potencia, y luego desperdicia, una cantidad de potencia dada por:

$$P_{(pola\ cd)} = V_{ce(pola)} \times I_{c(pola)}$$

En algunas aplicaciones, las formas de onda rectangulares de la Figura son aceptables.

# **CAPITULO IV**

## **EL TRANSISTOR**

### **4. 1. CARACTERISTICAS DEL TRANSISTOR**

Una forma de visualizar como opera un transistor es a través de graficas que indiquen los voltajes y corrientes del transistor, entre ellas encontramos:

- Curvas del Colector
- Curvas de Base
- Curvas de Ganancia de corriente
- Corte y Ruptura
- Voltaje de saturación de colector

#### **4. 1. 1. CURVAS DEL COLECTOR**

Como nos muestra la figura 4.1. Cuando el  $V_{ce}$  es cero, el diodo colector no esta polarizado inversamente, por lo cual, la corriente del colector es muy pequeña. Para  $V_{ce}$  entre cero y 1 V, la corriente del colector se eleva en forma muy aguda y después se mantiene casi constante. Esto esta relacionado con la idea de polarización inversa del diodo del colector.

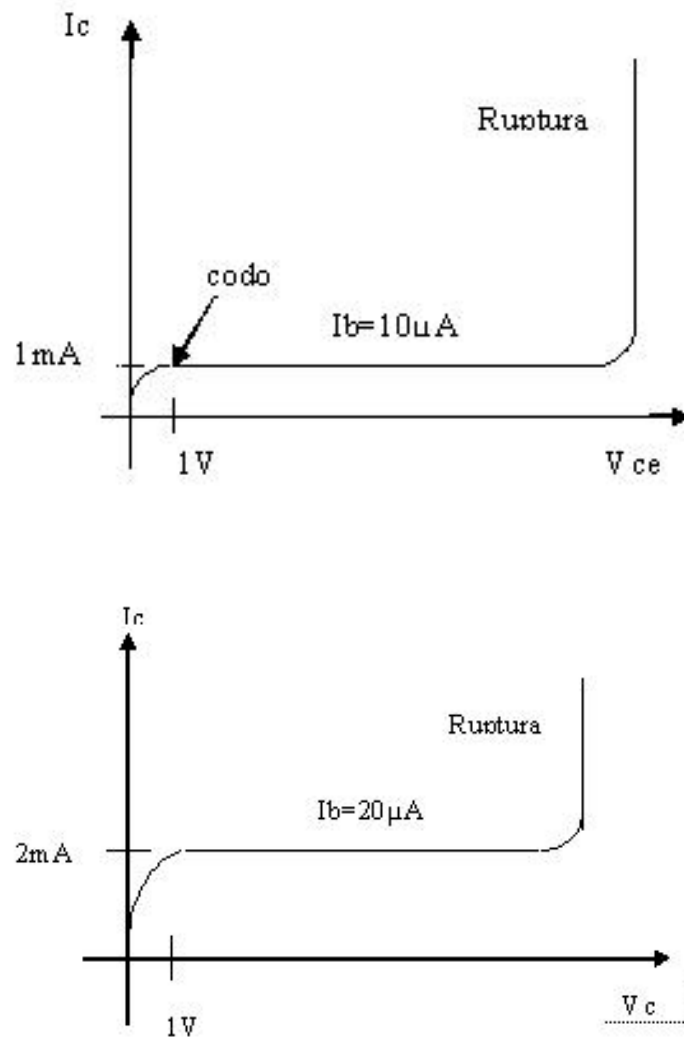


Fig...4.1 Curvas para diferentes corrientes de base

Si el transistor tiene un  $\beta_{cc}$  de aproximadamente 100 la corriente colector es casi 100 veces la corriente de base. Si se aumenta demasiado, el diodo colector pasa a ruptura y la acción normal del transistor se pierde. Entonces el

transistor cesa de actuar como una fuente de corriente. La variación máxima de voltaje en un transistor es el intervalo de voltaje colector emisor sobre el cual el transistor actúa como una fuente de corriente.

En la Figura 4.1 este intervalo de voltaje  $V_{ce}$  esta entre un 1V y el intervalo de ruptura. Se mantiene el transistor en esta región activa y funcionara como fuente controlada de corriente, si se mantiene fuera de este intervalo, se pierde acción normal del transistor.

#### **4. 1. 2. CURVAS DE BASE**

Un voltaje alto de colector hace que este gane unos electrones más lo cual reduce la corriente de base.



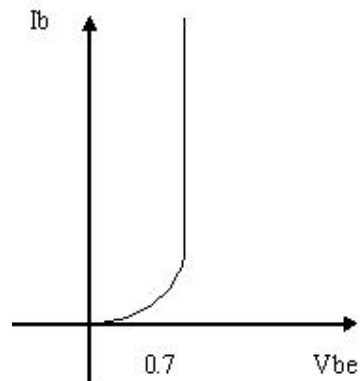


Fig. 4.2 Curvas de base ideal

En la fig.4.2 se muestra esta idea. La curva  $V_{ce}$  es mas alta tiene ligeramente menos corriente de base para un  $V_{be}$  dado. Este fenómeno llamado efecto Early, proviene de la retroalimentación interna del transistor del diodo colector al diodo emisor. La separación entre las curvas de la fig. 4.3 es realmente tan pequeña, que ni con un osciloscopio puede observarse. Por esta razón se hace caso omiso del efecto early.

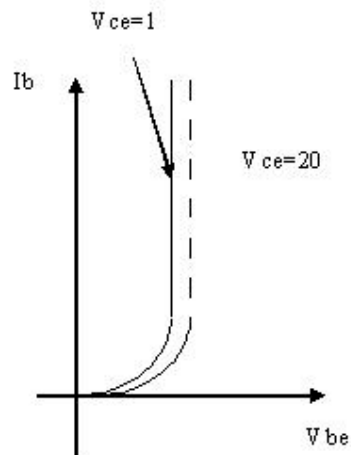


Fig. 4.3 Curva de base efecto early

#### 4. 1. 3. CURVAS DE GANANCIAS DE CORRIENTE

La ganancia de corriente conocida generalmente como el  $\beta_{cc}$  del transistor, varía enormemente.

La figura 4.4 muestra una variación típica del  $\beta_{cc}$ ; a temperatura constante,  $\beta_{cc}$  aumenta a un valor máximo cuando la corriente de colector se incrementa; para incrementos adicionales en la corriente del colector el  $\beta_{cc}$  disminuye. La variación en  $\beta_{cc}$  puede ser hasta 3; 1 sobre el margen de corriente usual del transistor; esto depende del tipo de transistor. Un buen diseño comprende circuitos que no dependen mucho de un valor exacto de  $\beta_{cc}$ .

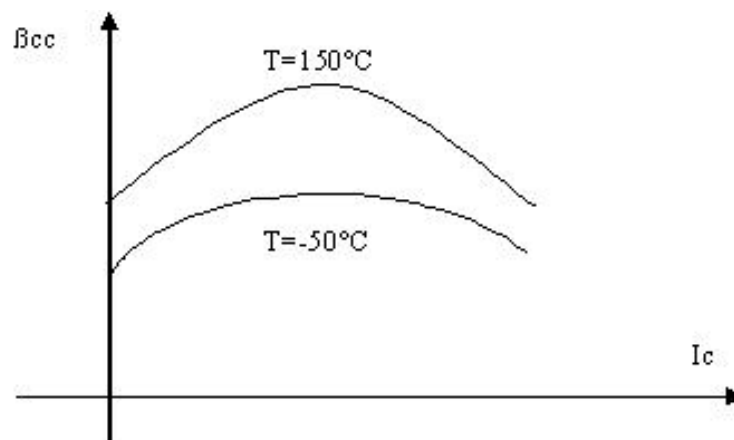


Fig. 4.4 Variación en  $\beta_{cc}$  con corriente de colector y temperatura

#### 4. 1. 4. CORTE Y RUPTURA

Con un voltaje de colector suficientemente grande se alcanza el voltaje de ruptura denominado  $BV_{ce0}$  en donde el subíndice nos vuelve a indicar el colector a emisor con base abierta. Para operaciones normales el transistor se debe mantener  $V_{ce}$  menor que  $BV_{ce0}$ . Este voltaje de ruptura puede ser menor a 20V o mayor 200V, dependiendo el tipo de transistor.

Por regla general un buen diseño requiere de un factor de seguridad para conservar  $V_{ce}$  muy bajo de  $BV_{ce0}$ . La vida útil de un transistor puede acortarse los valores nominales mencionado anteriormente, por lo cual un factor de seguridad de 2 es común en un diseño, pero existen algunos diseños conservadores que utilizan un factor de seguridad de hasta 10.



Fig. 4.5 Curva del colector mostrando las tres regiones

#### 4. 1. 5. VOLTAJE DE SATURACION DEL COLECTOR

La fig. 4.5 muestra una de las curvas del colector. La parte inicial de la curva se llama región de saturación, que comprende toda la curva entre el origen y el codo. La parte plana de la curva es la región activa, que es donde el transistor debe operar si se desea que actúe como una fuente controlada de corriente. La parte final de la curva es la región de ruptura, la cual debe evitarse a toda costa.

En la región de saturación el diodo colector está en polarización directa, la acción normal del transistor se pierde y el transistor actúa como resistencia ohmica pequeña en lugar de una fuente de corriente. Un aumento adicional en la corriente de base no puede producir un incremento adicional en la corriente de colector. El voltaje colector-emisor en la región de saturación es generalmente de unos cuantos decimos de voltaje, dependiendo de la cantidad de corriente de colector que haya.

Para que el transistor opere en la región activa, el diodo colector debe estar polarizado inversamente; esto requiere un  $V_{ce}$  mayor a 1V, aproximadamente.

## **4. 2. EL TRANSISTOR COMO INTERRUPTOR**

En nuestro diseño utilizamos el transistor como un interruptor, esto significa que debe operarse en el punto de saturación o de corte y no en alguna otra parte de la trayectoria de la línea de carga. Cuando un transistor se satura actúa como un interruptor cerrado entre el colector y el emisor. Cuando un transistor esta en corte actúa como un interruptor abierto.

### **4. 2. 1. REGLA DE DISEÑO**

Saturación suave significa que el transistor debe saturarse ligeramente, esto es, que la corriente de base sea suficiente para operar el transistor en la parte superior de la línea de carga. La saturación suave no es muy confiable en la producción en serie por la variación en  $\beta_{cc}$  y en  $I_b(\text{sat})$ . No debe usarse saturación suave en un circuito de conmutación transistorizado.

Saturación dura significa tener suficiente corriente de base para saturar el transistor para todos los valores de  $\beta_{cc}$  que se encuentren en la producción en serie. En el peor de los casos de temperatura y corriente, casi todos los transistores de silicio de pequeña señal tienen el  $\beta_{cc}$  mayor a 10. Por lo tanto una guía para el diseño en saturación dura es tener una corriente de base aproximadamente igual a la décima parte del valor de la corriente de saturación del colector, este garantiza la saturación dura baja todas las condiciones de operación.

**CAPITULO V**  
**OPTOACOPLADORES**

### **5. 1. CARACTERISTICAS DEL OPTOACOPLADOR**

Nacen de la necesidad de aislar eléctricamente dos etapas sin que se pierda la información de mando entre ambas. Este cometido lo realizaba hasta ahora componentes electromagnéticos, tales como reles o contactos de activación magnéticas (contactos REED). Estos últimos siguen siendo útiles en aplicaciones de control de presencia ( por interrupción de un campo magnético fijo enfocados sobre unos contactos sensibles a el y que se encuentran encerrado en una cápsula de vidrio), Los sistemas descritos trabajan en estados de conmutación (todo o nada) no permitiendo establecer puntos intermedios en los valores de información del circuito de mando.

Los optoacopladores también llamados optoaisladores, asociados a sus correspondientes circuitos, cumplen este cometidos y, además permiten el control de valores analógicos de señales que deban trasmitirse entre circuito con separación galvánicas.

Están constituidos por un par de elementos optoelectrónicos trabajando en el espectro visible o infrarrojo, un emisor y un receptor. Como emisor se utiliza un diodo LED o un diodo IRED y como receptor un fotodiodo, un fototransistor, un par de transistores darlington o un SCR, en función de la corriente sensible a la radiación que se debe obtener.

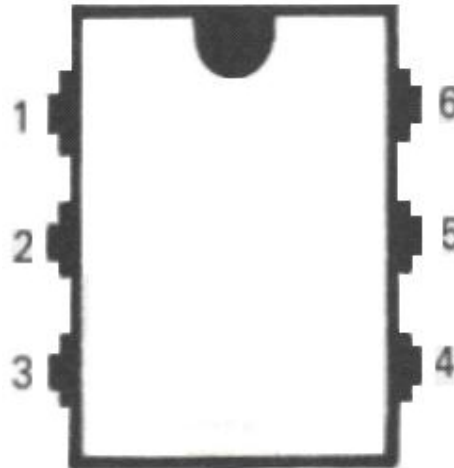


Fig. 5.1 Cápsula SOT 90

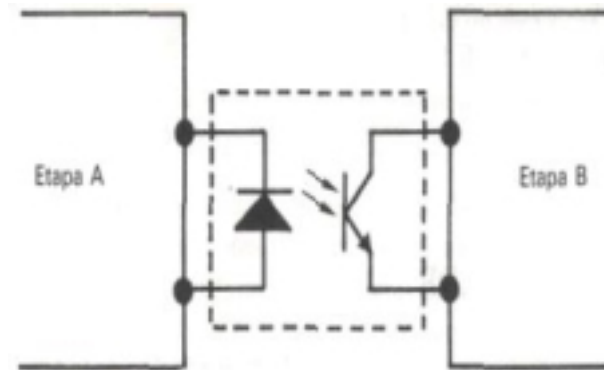
La respuesta de longitud de onda de cada dispositivo se ajusta para que sea la más idéntica posible y permita el mejor acoplamiento posible. Se coloca una capa aislante transparente entre cada conjunto de elementos incrustados en la estructura (no visible) para permitir el paso de la luz se diseñan con tiempo de respuesta tan pequeños que puedan emplearse para transmitir datos en el intervalo de megahertz.

Entre las características tenemos que la corriente colector-emisor se mide en nanoamperes y la disipación de potencia del LED y el transistor son aproximadamente iguales.

## **5. 2. FUNCIONAMIENTO DEL OPTOACOPLADOR**

En la figura 5.2 se presenta el símbolo genérico de un optoacoplador.





**Fig. 5.2 Símbolo del optoacoplador**

La señal de entrada es aplicada al fotoemisor y la salida es tomada del fotorreceptor. Los optoacopladores son capaces de convertir una señal eléctrica en una señal luminosa modulada y volver a convertirla en una señal eléctrica. La gran ventaja de un optoacoplador reside en el aislamiento eléctrico que puede establecerse entre los circuitos de entrada y salida.

Cuando aparece una tensión sobre los terminales del emisor (LED) este emite un haz de rayos infrarrojo que transmite a través de una pequeña guía-ondas de plástico o cristal hacia el fotorreceptor. La energía luminosa que incide sobre el fotorreceptor hace que este genere una tensión eléctrica a su salida. Este responde a las señales de entrada, que podrían ser pulsos de tensión. Se consigue así una perfecta separación eléctrica entre las dos etapas sin que se pierda la información de la señal de mando.

### **5. 2. 1. DIFERENTES TIPOS DE OPTOACOPLADORES**

**Fototransistor:** se compone de un optoacoplador con una etapa de salida formada por un transistor BJT.

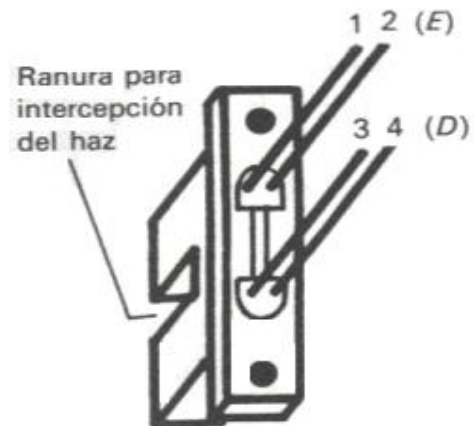
**Fototriac:** se compone de un optoacoplador con una etapa de salida formada por un triac.

**Fototriac de paso por cero:** Optoacopladores en cuya etapa de salida se encuentra un triac de cruce por cero. El circuito interno de cruce por cero conmuta al triac solo en los cruces por cero de la corriente alterna.

### 5. 2. 2. APLICACIONES DE LOS OPTOACOPADORES

Existen aplicaciones en la que se emplea la posibilidad de interrumpir físicamente el haz infrarrojo; son utilizados para el control de posición, números de revoluciones, ángulos de giro, de disparo, etc. de determinados elementos, así como la detección de marcas sobre láminas transparentes en procesos de envasados. En estas circunstancias el optoacoplador presenta una ranura entre el emisor y el receptor como lo muestra la figura 5.3 Disponen además de dos perforaciones laterales para tornillo de sujeción. A este tipo de optoacopladores se les denomina de cápsula ranurada o fotocélulas de herradura como muestra la figura 5.2

Generalmente los optoacopladores van encapsulados en forma de circuito integrado de seis pastillas como se muestra en la figura 5.1.



**Fig. 5.3 Aislamiento en etapas**

### **5. 3. SELECCION DEL OPTOACOPLADOR**

En nuestro caso el optoacoplador utilizado es un PC817 el cual es de respuesta rápida en corriente con un 100%, un voltaje surge de 500 V y potencia total de 250 Mw., esta constituido por 4 pines como se muestra en la figura.

Un LED como emisor y un transistor sin base como receptor, las otras características son presentadas en el apéndice A

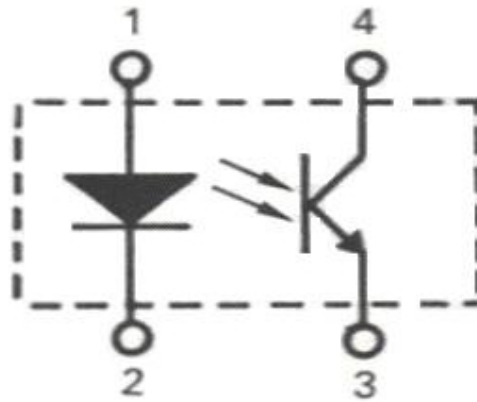


Fig. 5.4 Optocoplador PC817

**CAPITULO VI**  
**DISEÑO DEL INVERSOR**  
**MONOFASICO EN PUENTE**

## **6. 1. DISEÑO DEL INVERSOR**

Para diseñar el inversor monofásico, debemos analizar que existen dos partes claramente definidas y el tipo de diseño de estas partes deben ser analizados antes de empezar a diseñar.

Estas partes son:

- Circuito de control
- Circuito de fuerza

El diseño del circuito de control se lo puede realizar de diferentes maneras, pero nosotros decidimos utilizar un circuito digital-analógico. Se lo hizo de esta manera ya que es más fácil controlar la generación y modulación de los pulsos, además nos presenta una mejor fidelidad cuando se quiera variar la frecuencia y el ancho de los pulsos.

## **6. 2. ESPECIFICACIONES GENERALES DEL INVERSOR**

### **ESPECIFICACIONES DE LA CARGA**

Tipo del motor	AC
Voltaje de la fuente	$V/2= 12Vp$
Corriente	$I_o=2 A.$

### **ESPECIFICACIONES DE OPERACION**

Frecuencia de operación	50-300Hz
-------------------------	----------

## ESPECIFICACIONES DE LOS TRANSISTORES

Corriente 4 A.

Tiempo de apagado 4 min.

### **6. 3. DISEÑO DEL CIRCUITO DE CONTROL**

El circuito de control como se dijo anteriormente fue diseñado como un circuito digital-analógico y los clasificamos por las siguientes etapas:

- Circuito generador de rampa (control de frecuencia)
- Circuito generador de voltaje de control (control de pulso)
- Circuito comparador
- Circuito generador de pulsos de disparo
- Circuito aislador (etapa amplificadora – optoacopladores)

6. 3. 1. DIAGRAMA DE BLOQUE DE CIRCUITO DE CONTROL

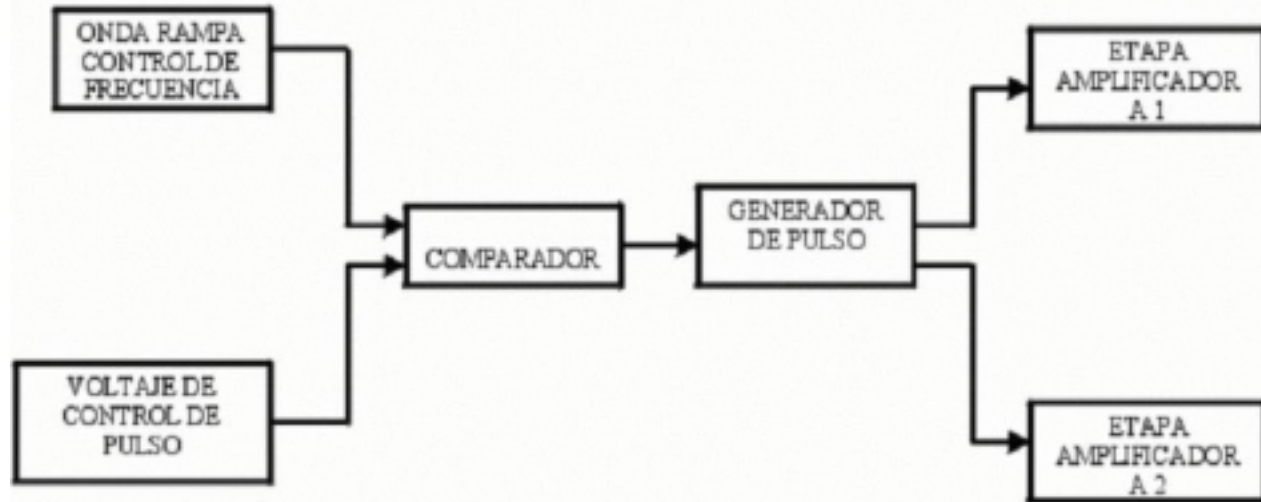


Fig. 6.1 Diagrama de bloque de control



### 6. 3. 2 CIRCUITO GENERADOR DE RAMPA

Lo primero que se hizo es diseñar la rampa con una frecuencia variable de 50-300Hz para lo cual se utiliza un comparador (CI3) seguidor emisor

Y un divisor de voltaje, obteniendo un voltaje E1 que varia de acuerdo al potenciómetro de 20K.

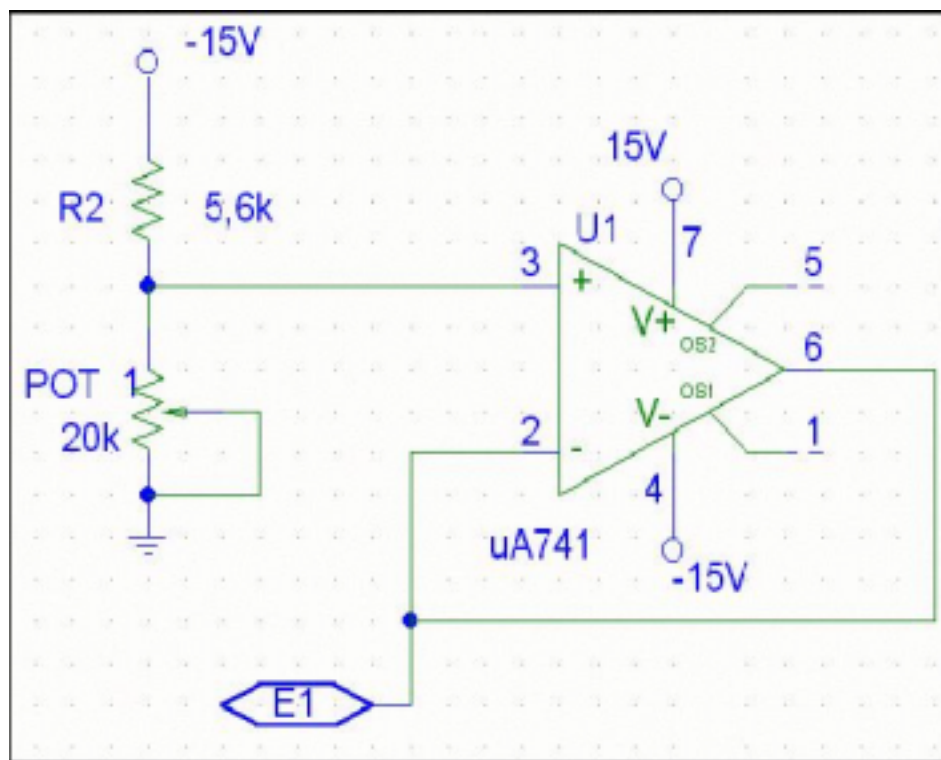


Fig. 6. 2. Circuito seguidor emisor

$$F = (1 / (R_i C)) E1 / V_{ref}$$

Lo que se necesita es tener frecuencia de 50-300Hz, para:

$$F = 50\text{Hz}$$

$$R_i = 10\text{K}\Omega$$

$$C=0,1\mu\text{F}$$

$$V_{\text{ref}}=12\text{V}$$

Los valores de  $R_i$  y  $C$  son elegidos para cualquier combinación de  $R_i$   $C$  para dar 1mseg por lo tanto:  $R_i = 10\text{K}\Omega$  y  $C = 0,1\mu\text{F}$

$$F = (1/(R_i C)) E1/V_{\text{ref}}$$

$$E1 = F R_i C V_{\text{ref}}$$

$$E1 = 50\text{Hz} (10\text{K}\Omega)(0.1\mu\text{F})(12\text{V})$$

$$E1 = -0,6$$

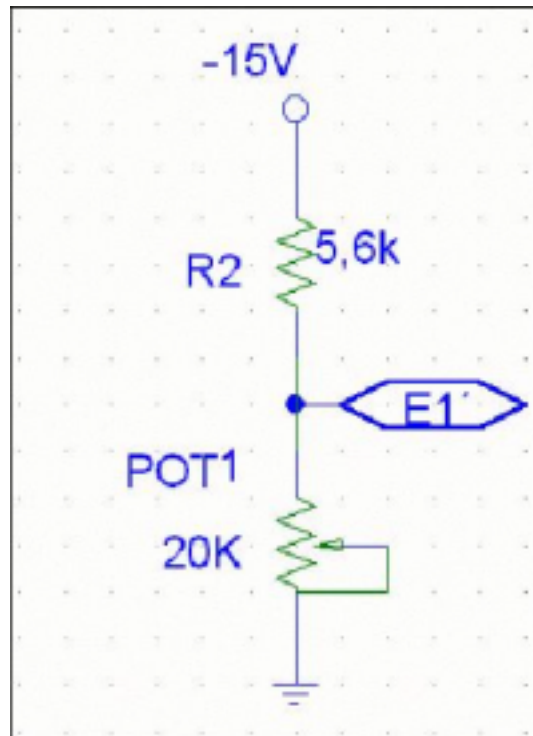
Para 300Hz

$$E1 = 300\text{Hz} (10\text{K}\Omega)(0.1\mu\text{F})(12\text{V})$$

$$E1 = -3,6\text{V}$$

Por lo tanto  $E1$  será de  $(-0.6, -3.6)\text{V}$ , con respecto a la frecuencia de 50-300Hz, realizamos los cálculos para obtener el voltaje  $E1'$ , el cual depende directamente del potenciómetro  $P1$ . que fue encontrado de la siguiente manera:

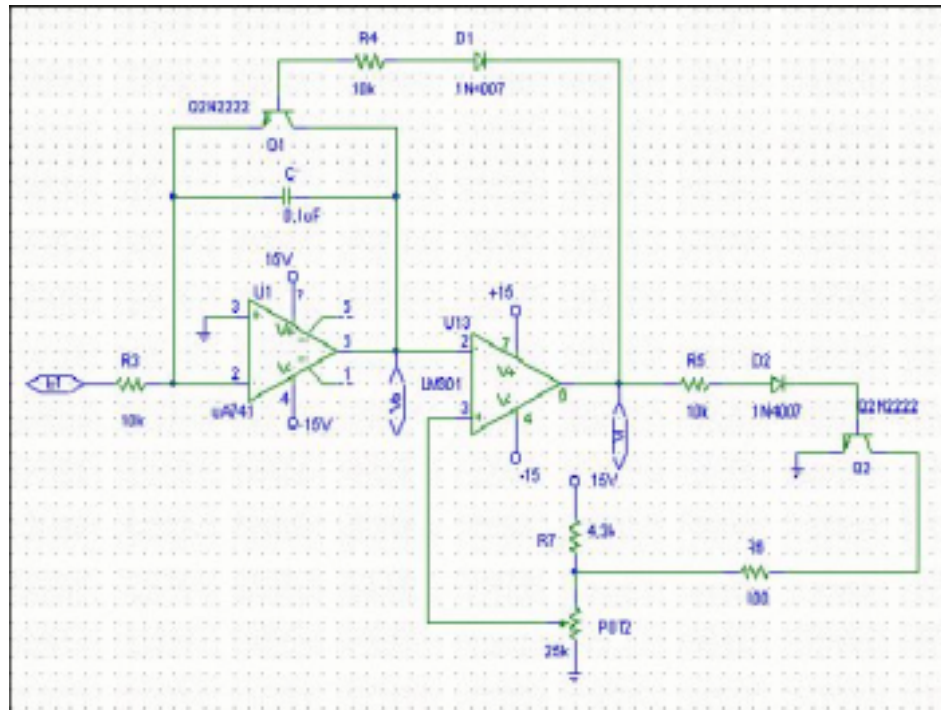
$$E1' = (-15(P1))/p1+5.6\text{K}\Omega,$$



**Fig. 6. 3 Circuito divisor de voltaje**

Obteniendo un potenciómetro de valor (0-10k), uno decidimos uno de 20K para obtener un valor mayor establecido a los 300Hz.

Para obtener la rampa nos valemos del siguiente circuito:



**Fig. 6. 4 Circuito generador de rampa**

En la figura 6.4, se muestra un circuito generador de onda de sierra con conteo de partes bajas. El amplificador operacional 741 A (CI2) es un generador rampa. Como E1 es negativo Vo solo puede aumentar.

La tasa de aumento del voltaje de rampa es constante en:

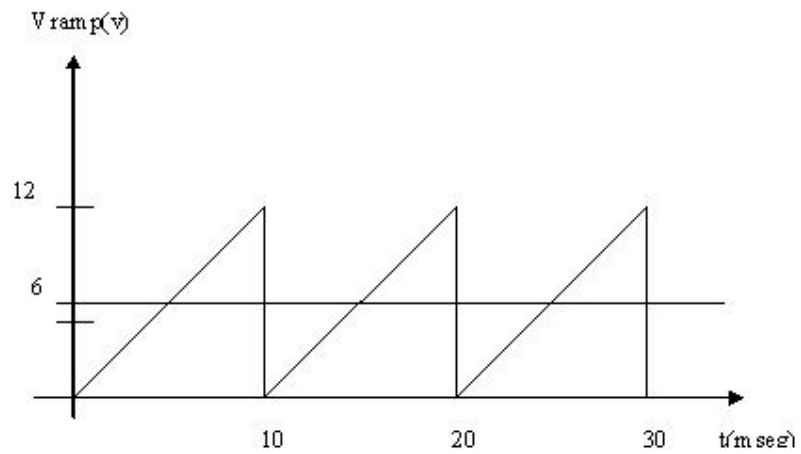
$$V_o/t = E1/R_iC$$

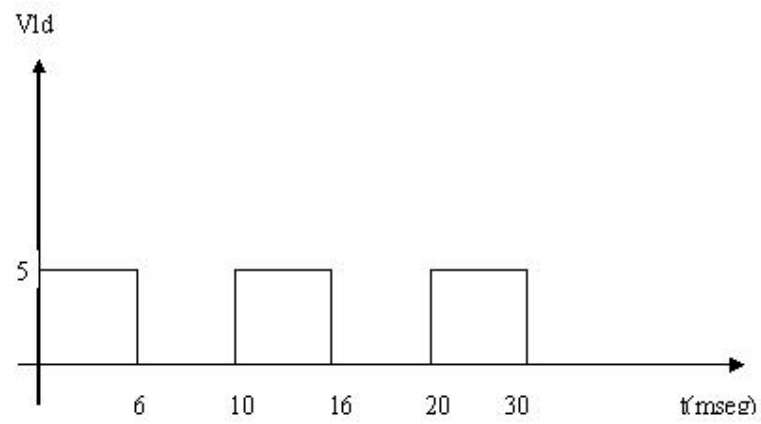
El voltaje rampa es monitoreado por la entrada (+) del comparador LM301 (CI1). Si Vo está por debajo del Vref la salida del comparador es negativo.

Los diodos protegen a los transistores contra una polarización inversa excesiva.

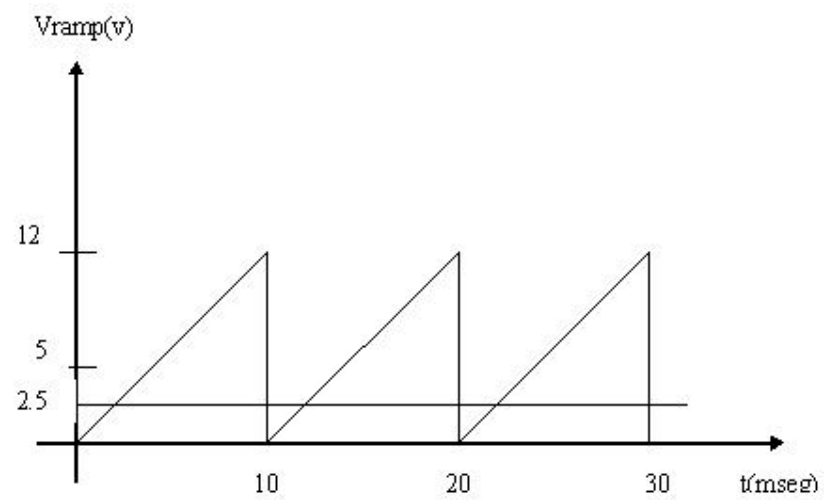
Cuando  $V_o$  aumenta lo justo para exceder  $V_{ref}$ , la salida  $V_1$  pasa a saturación positiva. Esta polarización directa hace que el transistor  $Q_1$  pase a saturación. El transistor saturado actúa como corto a través del capacitor integrador  $C_1$ ,  $C_1$  se descarga rápidamente a través de  $R_1$  hacia  $0V$ . Cuando  $V_1$  pasa a positivo,  $Q_2$  se activa para poner en corte al potenciómetro de  $25K\Omega$ . Esto reduce  $V_{ref}$  hacia casi cero voltios.

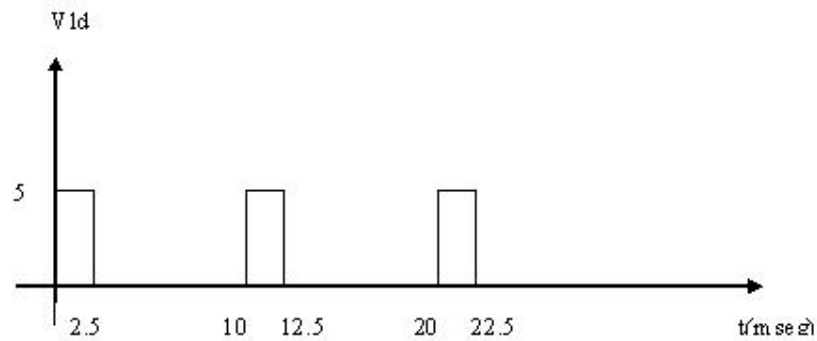
A medida que  $C_1$  se descarga hasta  $0V$  lleva a  $V_o$  hasta  $0V$  muy rápidamente.  $V_o$  cae por debajo de  $V_{ref}$ , lo que causa que  $V_1$  pase a negativo y desactive  $Q_1$ .  $C_1$  se comienza a cargar linealmente y se inicia la generación de una nueva onda diente de sierra, obteniendo el voltaje rampa  $V_o$ .





**Fig. 6. 5** Voltaje de pulso con un voltaje control grande





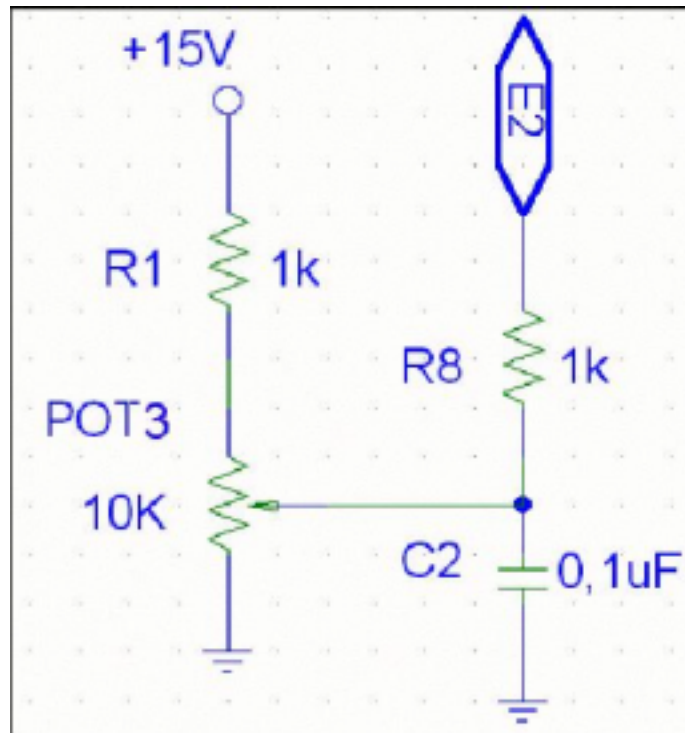
**Fig. 6. 6 Voltaje de pulso con un voltaje control pequeño**

Esta señal de rampa ( $V_o$ ) obtenida la usamos para el control de frecuencia.

Los generadores de onda triangular son económicos y confiables, no obstante presentan dos desventajas. Tasas de aumento y disminución de la onda triangular son desiguales. Esto se debe a que las magnitudes de  $+V_{sat}$  y  $-V_{sat}$  son diferentes.

### **6. 3. 3. CIRCUITO GENERADOR VOLTAJE DE CONTROL (CONTROL DE PULSOS)**

Se diseñó un circuito generador de voltaje de control dependiendo de un potenciómetro P3, al ir variando de  $0-10K\Omega$  y con un arreglo de resistencia ( $R1 R8$ ) y un capacitor C2 planteado, esto hace que el voltaje varíe desde  $0,8V$  hasta  $12V$ .



**Fig. 6. 7 Circuito generador de voltaje de control.**

Obteniendo así el voltaje E2 que ingresaron al comparador:

Esta señal de voltaje E2 obtenida es usada para el control de ancho de pulso.

#### **6. 3. 4. CIRCUITO COMPARADOR**

Al tener las señales de voltaje de rampa  $V_o$  y voltaje de control E2 las llevamos a un comparador (IC4), LM311 el cual realiza la comparación de la siguiente manera:

En el momento en que la rampa comienza a ascender, el voltaje de control E2 positiva excede a  $V_o$ , por lo tanto el comparador con amplificador



operacional produce una saturación positiva. Esta satura al transistor Q3 y aparece el voltaje de suministro completo. Cuando el  $V_o$  rampa aumenta hacia su valor pico de 12V, el voltaje seguirá aumentando debido a la comparación dada por el operacional y a la vez el ancho de pulso aumentará, siendo este controlado por el potenciómetro 3 del circuito de voltaje de control y nos proporciona una onda cuadrada E3 como se muestra en la figura 6.8.

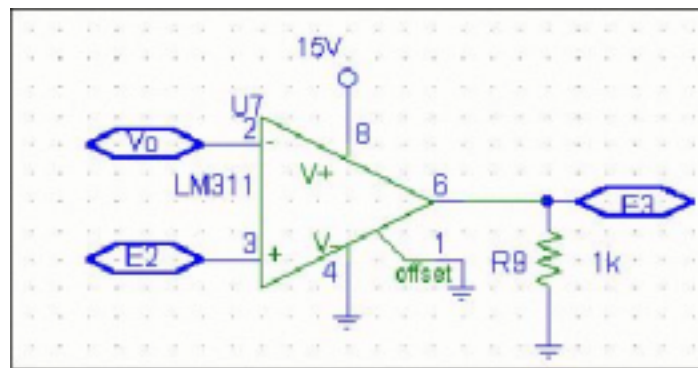


Fig. 6. 8 Circuito comparador

Colocamos un arreglo de resistencias (R9 – R10), diodo zener para que el voltaje obtenido a la salida del comparador sea fijado a 5V. Se coloca un inversor (CI5) para invertir la señal de voltaje y luego con un arreglo de resistencia (R11 – R12) y un transistor Q3 (inversor analógico) se obtienen voltaje E4 deseado.

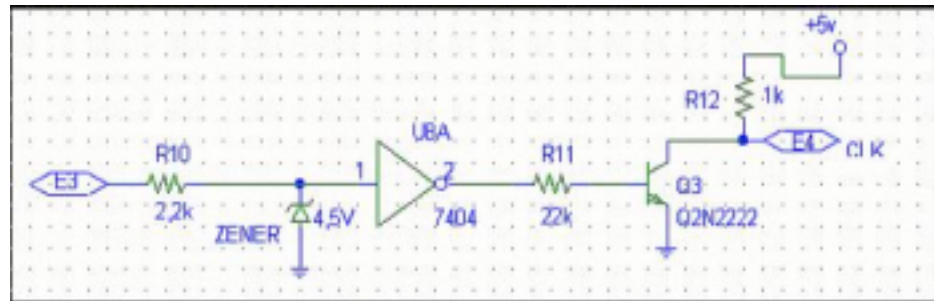


Fig. 6. 9 Circuito generador de reloj

Este voltaje E4 es usado como una señal de reloj (CLK) para la entrada en el circuito generador de pulso.

### 6. 3. 5. CIRCUITO GENERADOR DE PULSOS DE DISPAROS

Usamos un (CI7), el cual es un contador digital de 4 Bits para dividir el periodo de la onda alterna que va a obtener a la salida del inversor, dicho integrado recibe la señal de entrada o reloj (CLK) y empieza a contar partiendo de cero.

Con el contador en cero se activa la señal que manda a disparar la pareja de transistores QP2 - QP3, luego de recibir un pulso de reloj el contador cuenta hasta 1 y le indica al circuito que es el momento de disparar la segunda pareja de transistores QP1 - QP4 y finalmente se manda a limpiar al contador esto se hace conectando un circuito RC (R13 y C3), el cual le da un tiempo al contador para que este se limpie correctamente el contador y vuelva a cero.

La salida de QA del contador se conecta a un juego de puertas AND (CI6) y a inversores (CI5), que nos dan las señales de disparo de los transistores de potencia (QP2 – QP3 y QP1 – QP4) respectivamente. Estas señales permanecen en alto el tiempo que nosotros queremos que el inversor monofásico funcione emitiendo un voltaje positivo y negativo. En la figura 6.10, se puede observar expuesto anteriormente.

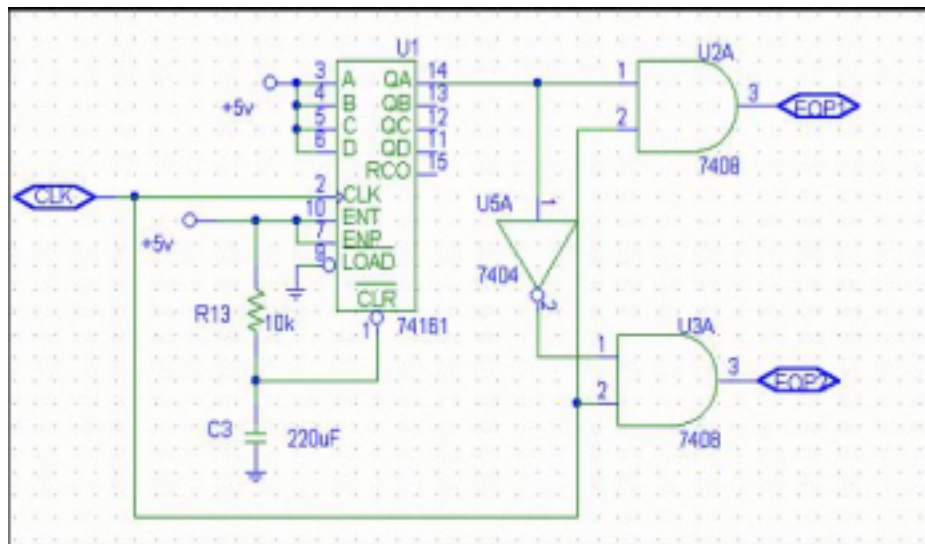


Fig. 6. 10 Circuito generador de pulso

De aquí se obtiene las señales de EOP1 y EOP2 que son las que van a encender las parejas de transistores respectivamente.

### 6. 3. 6. ETAPA AMPLIFICADORA

Las señales obtenidas anteriormente se conectan a dos circuitos amplificadores de corriente respectivamente para los pulsos de los transistores auxiliares QP3 y QP4 mostrado en la figura 6.11.

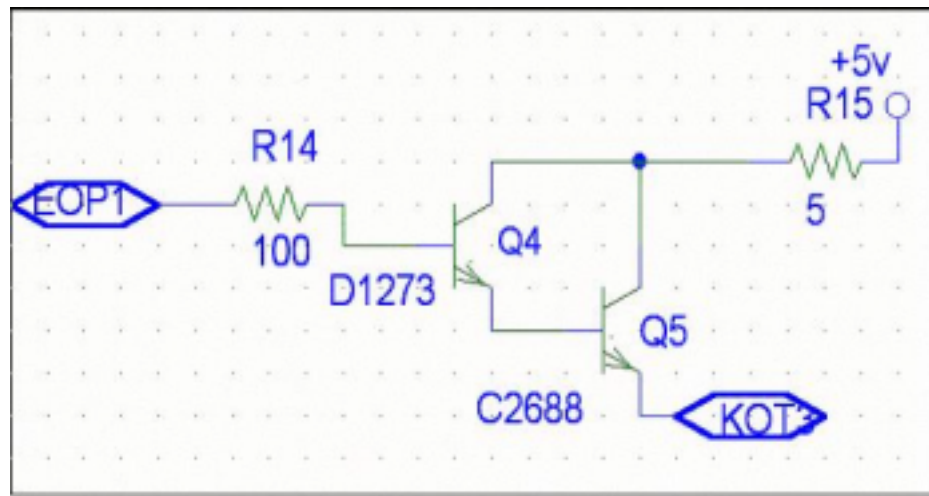


Fig. 6. 11 Circuito amplificador de corriente

Este circuito toma la señal de los pulsos y lo amplifica por medio de un circuito Darlington (con transistores NPN), cuya salida KOT3 y KOT4 son conectada a las bases de los transistores auxiliares de potencia QP3 y QP4 respectivamente.

### 6. 3. 7. OPTOACOPLADORES

A la vez las señales EOP1 y EOP2 son las señales de entrada de cada uno de los circuitos integrados llamados optoacopladores, los cuales separan o

hacen el aislamiento eléctrico que puede establecerse entre los circuitos de entrada y salida.

A la salida de cada una de los optoacopladores se colocan un transistor darlington para obtener una mayor ganancia de corriente con estas señales obtenida KOT1 y KOT2 son enviadas a los transistores principales de potencia QP1 y QP2 respectivamente.

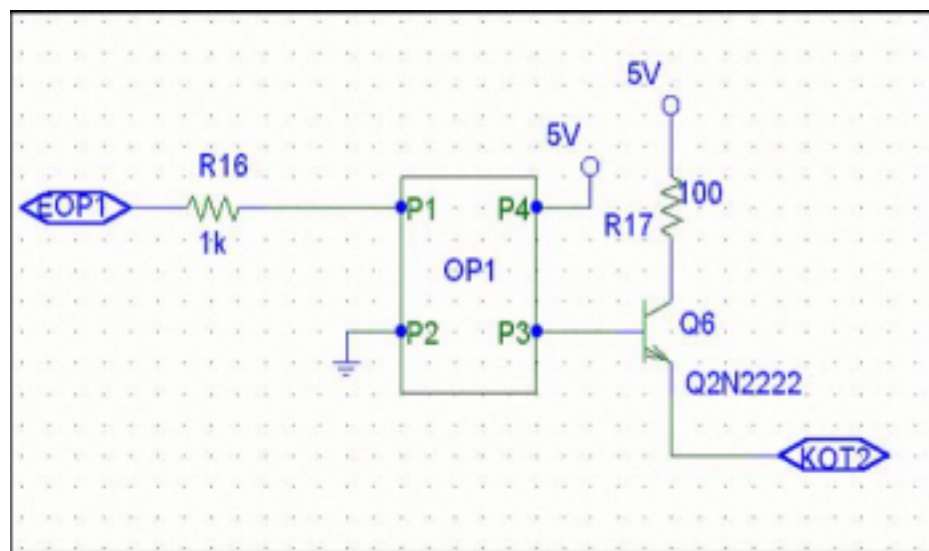
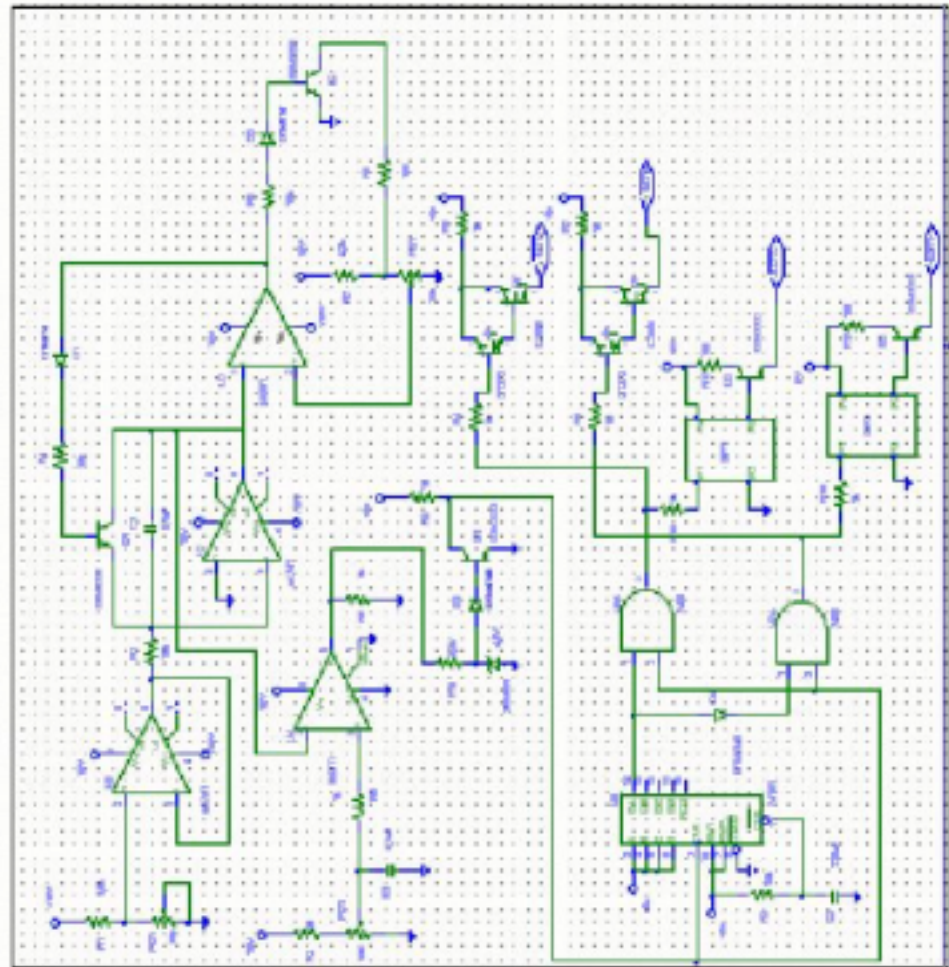


Fig. 6. 12 Circuito aislador de señal

La figura 6.13 del circuito de control se encuentra más detallada en el anexo A



**Fig. 6.13** Circuito de control

#### 6. 4. DISEÑO DEL CIRCUITO DE FUERZA

En el campo de los inversores de pequeña y mediana potencia es más ventajoso el uso de transistores que el de los tiristores, porque hacen al inversor menos pesados y voluminosos más económicos y pueden trabajar a mayor frecuencia además estos son conectados en serie y manejados mediante modulación por ancho de pulso.

La configuración completa del circuito inversor tipo puente se muestra en la figura 6. 14.

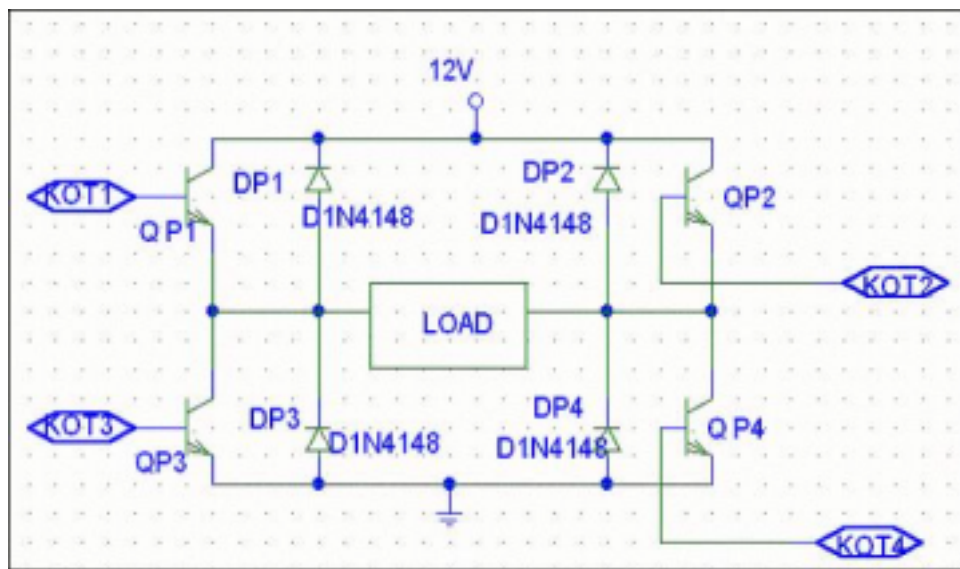


Fig. 6. 14 Circuito de fuerza

La conmutación de los transistores de potencia del circuito puente inversor se realiza suministrando a las bases una corriente suministrada mediante los

circuitos amplificadores de la señal del circuito de control. Las señales correspondientes a cada pareja de los transistores QP1 – QP4 y QP2 – QP3 son dadas por KOT1 – KOT4 y KOT2 – KOT3 de la sección (6.3.7).

En el circuito se adiciona los diodos de paso libre DP1, DP2, DP3 y DP4, para el caso de cargas inductivas.

Al observar la figura 6.12, notaremos que para generar el voltaje alterno necesitamos de una fuente de 12 V, en nuestro caso utilizamos una batería para suministrar este voltaje.

Por lo tanto  
 $V = 12V$

#### **6. 4. 1. SELECCIÓN DE LOS TRANSISTORES DE CONMUTACIÓN DEL CIRCUITO INVERSOR**

El principal inconveniente reside en la limitación de los transistores a la hora de soportar sobrecarga dinámica sin entrar fuera del área de operación segura. La cual es factible dada la viabilidad de transistores de 4 amperios y de 120 voltios de colector emisor a precios competitivos en la actualidad.

Para la selección del tipo de transistor de potencia a utilizarse se determina con las siguientes consideraciones.

La corriente máxima de colector  $I_{cmax}$

La tensión máxima colector emisor  $V_{ceo}$  y



La potencia máxima disipada y el fenómeno de la segunda ruptura

Por lo cual realizamos los cálculos correspondientes para las consideraciones anteriores.

La corriente que circula por cada transistor del circuito puente inversor será igual a la corriente de línea de la carga que es de 2 Amperios.

La potencia máxima disipada es

$$P = V_{\text{continuo}} \times F_p$$

$$P = 12V \times 2$$

$$P = 24W$$

La tensión máxima es:

$$V = \text{Voltaje} \times \text{Factor de seguridad}$$

$$V = 12V \times 2$$

$$V = 24V$$

En nuestro caso el transistor de potencia que cumple estos requerimientos es el TIP 31C debido a:

Que la corriente máxima de colector es 4 A.

La tensión máxima colector emisor es 120 V.

Y la potencia máxima disipada es 40 W.

Los diodos seleccionados son diodos que soportan una corriente mayor a la corriente de colector  $I_{cmax}$ , por esto se seleccionó el ECG589 con un voltaje máximo de 400 V. y corriente máxima de 6 A.

## **CAPITULO VII**

### **DISEÑO DE LAS FUENTES**

## 7. 1. DESCRIPCION DE LAS FUENTES

En la construcción del inversor monofásico de puente completo se necesita de varias fuentes de alimentación para las diferentes etapas que posee este inversor. Así se diseñó una fuente de alimentación de  $\pm 15$  V para las etapas de control de voltaje y frecuencia.

Además tres fuentes de alimentación de +5 V. Una que sirve para la etapa de generación de pulsos y las otras dos son utilizadas para cada una de las etapas autoacopladoras.

### 7. 1. 1. DISEÑO DE LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN DE ( $\pm 15$ V)

En la figura 7.1 se muestra una fuente de alimentación bipolar de 15V, la cual proporciona en sus terminales (+) o (-), 1A.

El NTE1916+15 es un regulador de +15 V, con capacidad de corriente de carga hasta de 1.5 A.

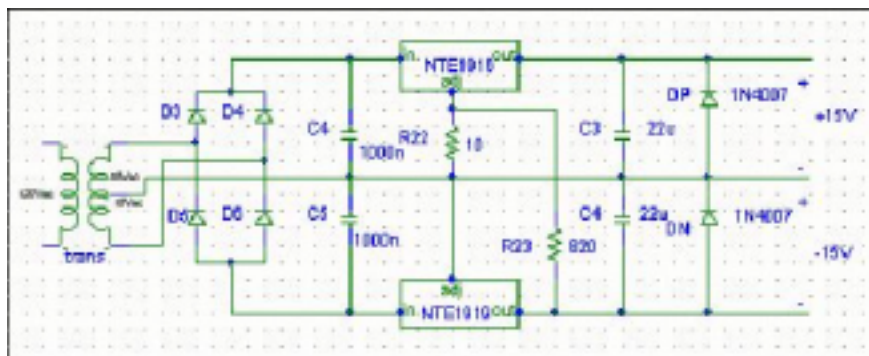


Fig. 7. 1 Circuito de la fuente  $\pm 15$ V

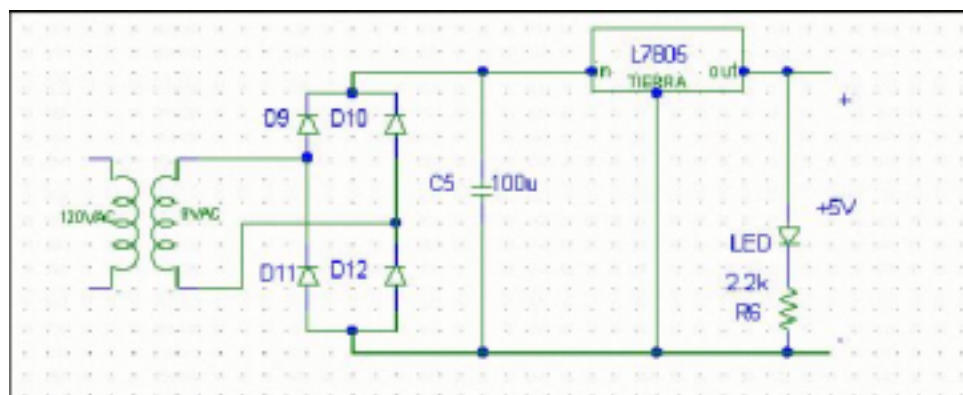
El LM340-15 es un regulador de  $-15\text{ V}$ , con capacidad de corriente de carga hasta de  $1.5\text{ A}$ . Ambos regulares cuentan con una corriente interna limite de  $2.1\text{ A}$  para la operación conmutada, cuenta también con una protección de área segura que protege su transistor de salida. Dispone de una protección de apagado térmico a temperatura de juntura de  $150^{\circ}\text{C}$  para evitar que se queme. El diodo adicional protege el regulador contra cortocircuitos que puedan ocurrir en sus terminales de entrada. Además deben contar con un disipador calorífico que se pueda insertar o adhiera en la parte superior del regulador una pieza de aluminio de  $2.5\text{ cm.}$  por  $2.5\text{ cm.}$  con resina epoxica.

La resistencia R22 es necesaria para garantizar que el regulador positivo se active en el momento en que el regulador negativo tenga una carga grande. R23 anula el efecto que se produce en la regulación de  $(+15\text{ y }-15)\text{ V}$ . Por la adición de R2.

También se uso un transformador como se muestra en la figura 2.1 para reducir el voltaje en el contacto de pared de  $115\text{V}$  de ca a un valor mas bajo de  $18\text{ V}$ , que es la entrada al circuito rectificador formado por el puente de diodos (D3, D4, D5 y D6) y los capacitores (C4 y C5) donde el voltaje de entrada se rectifica hasta tener  $15\text{ V}$ . que es el voltaje de entrada para la parte de regulación.

### 7. 1. 2. DISEÑO DE LA FUENTE DE +5V

Una fuente de alimentación de +5V como se muestra en la figura 7.2 que nos puede dar 1 A en la salida. Se escoge un regulador El L7805CV+5 es un regulador de +5 V, con capacidad de corriente de carga hasta de 1.5 A. Este regulador cuentan con una corriente interna limite de 2.1 A, para la operación conmutada, cuenta también con una protección de área segura que protege su transistor de salida. Dispone de una protección de apagado térmico a temperatura de juntura de 150°C para evitar que se queme. El encapsulado del regulador debe ser de acero y tener un disipador de calor para que la resistencia térmica entre el encapsulado y en el ambiente sea menor a 6°C/W. Igual que la fuente de 15V se usa un transformador de 115V conectado en el primario, se desarrolla 8V V rms en el secundario, que es la entrada al circuito rectificador formado por el puente de diodos (D880) y el capacitor (C8) donde el voltaje de entrada se rectifica hasta tener 5 V, que es el voltaje de entrada para la parte de regulación de la fuente.



**Fig. 7. 2 Circuito de la fuente +5V**



# CAPITULO VIII

## CONSTRUCCION DEL EQUIPO

### 8. 1. LISTA DE MATERIALES

#### 8. 1. 1. CIRCUITO DE CONTROL

CANTIDAD	DESCRIPCION	ELEMENTO
1	Contador	74LS161
1	Puerta AND de dos entradas	74LS08
1	Inversor	74LS04
1	Amplificador Operacional	LM311
1	Amplificador Operacional	LM301
2	Amplificador Operacional	741AN
Transistores		
2	Transistores	C2688
4	Transistores	1273D
3	Transistores	2N2222
Resistores		
1	Resistor	5,6K $\Omega$ , 1/2W
4	Resistor	10K $\Omega$ , 1/2W

5	Resistor	100 $\Omega$ , 1/2W
1	Resistor	4,3K $\Omega$ , 1/2W
5	Resistor	1K $\Omega$ , 1/2W
1	Resistor	22K $\Omega$ , 1/2W
1	Resistor	470 $\Omega$ , 1/2W
2	Resistor	5 $\Omega$ , 10W
1	Resistor	2,2K $\Omega$ , 1/2W
Diodos		
2	Diodo	1N4007
1	Diodo Zener	ECG4008A
Potenci3metro		
1	Potenci3metro	25K $\Omega$
1	Potenci3metro	20K $\Omega$
1	Potenci3metro	10K $\Omega$
Capacitor		
2	Capacitor	0.1 $\mu$ F
1	Capacitor	220 $\mu$ F
Optoacoplador Optoacoplador		
2	Optoacoplador	PC817



### 8. 1. 2. CIRCUITO DE FUERZA

#### Transistor

4	Transistores de potencia	TIP31C
---	--------------------------	--------

#### Diodos

4	Diodos de potencia	ECG589
---	--------------------	--------

#### Fusible

1	Fusible	2 A.
---	---------	------

3	Fusible	1 A.
---	---------	------

#### Batería

1	Batería	12V
---	---------	-----

### 8. 1. 3. FUENTE DE +15V y -15V

#### Reguladores

1	Regulador	NTE1916
---	-----------	---------

1	Regulador	NTE1919
---	-----------	---------

#### Diodos

2	Diodos	1N4007
---	--------	--------

4	Diodos	GP2022
---	--------	--------

#### Resistores

1	Resistor	100Ω
---	----------	------

1	Resistor	820 $\Omega$
Capacitor		
2	Capacitor	1000 $\mu$ F, 35V
2	Capacitor	22 $\mu$ F, 35V
Transformador		
1	Transformador	110V-60Hz 3 A +8 V

#### **8. 1. 4. FUENTE DE +5 V**

Reguladores		
3	Regulador	L7805CV
Diodos		
3	Diodos Led	ECG3017
Resistores		
1	Resistor	2,2K $\Omega$
Capacitor		
2	Capacitores	100 $\mu$ F, 16V
Transformador		
3	Transformador	110V-60Hz 1 A +9V

## **8. 2.DISTRIBUCIÓN Y UBICACIÓN DE LOS COMPONENTES**

### **8. 2. 1. CIRCUITO DE CONTROL**

NOMBRE	ELEMENTO
Circuito Integrado	
CI1	LM301
CI2	741AN
CI3	741AN
CI4	LM311
CI5	74LS04
CI6	74LS08
Transistores	
Q1	2N2222
Q2	2N2222
Q3	2N2222
Q4	1273D
Q5	1273D
Q6	C2688
Q7	1273D
Q8	C2688

Q9	1273D
Resistor	
R1	1K $\Omega$
R2	5,6K $\Omega$
R3	10K $\Omega$
R4	10K $\Omega$
R5	10K $\Omega$
R6	100 $\Omega$
R7	4,3K $\Omega$
R8	1K $\Omega$
R9	1K $\Omega$
R10	2,2K $\Omega$
R11	22K $\Omega$
R12	470 $\Omega$
R13	10K $\Omega$
R14	100 $\Omega$
R15	5 $\Omega$
R16	1K $\Omega$
R17	100 $\Omega$
R18	100 $\Omega$

R19	5 $\Omega$
R20	1K $\Omega$
R21	100 $\Omega$
Diodo	
D1	1N4007
D2	1N4007
DZ1	4.5 V
Potenciómetro	
P1	20K $\Omega$
P2	25K $\Omega$
P3	10K $\Omega$
Capacitor	
C1	0.1 $\mu$ F
C2	0.1 $\mu$ F
C3	200 $\mu$ F
Optoacoplador	
OP1	PC817
OP2	PC817

**8. 2. 2. CIRCUITO DE FUERZA**

Transistores de Potencia

QP1 TIP31C

QP2 TIP31C

QP3 TIP31C

QP4 TIP31C

Diodos

DP1 ECG589

DP2 ECG589

DP3 ECG589

DP4 ECG589

**8. 2. 3. FUENTE DE ALIMENTACIÓN DE +15V**

Reguladores

REG1 NTE1916

REG2 NTE1919

Diodo

D3 GP2022

D4 GP2022

D5 GP2022

D6	GP2022
D7	1N4007
D8	1N4007
D9	1N4007
Capacitor	
C4	1000 $\mu$ F
C5	1000 $\mu$ F
C6	22 $\mu$ F
C7	22 $\mu$ F
Resistor	
R22	10 $\Omega$
R23	820 $\Omega$

#### **8. 2. 4. FUENTE DE ALIMENTACIÓN DE +5 V**

Reguladores	
REG4	L7805CV
REG5	L7805CV
REG6	L7805CV
Diodo	
DL1	ECG3017

DL2	ECG3017
DL3	ECG3017
Capacitor	
C8	100 $\mu$ F
C9	100 $\mu$ F
C10	100 $\mu$ F
Resistor	
R24	2,2K $\Omega$
R25	2,2K $\Omega$
R26	2,2K $\Omega$



### **8. 3. COSTOS DE LOS COMPONENTES**

#### **8. 3. 1 CIRCUITO DE CONTROL**

##### Circuito Integrados

CANTIDAD	DESCRIPCIÓN	ELEMENTO	PRECIO
1	Contador	74LS161	0,40
1	Puerta AND de dos entradas	74LS08	0,30
1	Inversor	74LS04	0,30
1	Amplificador Operacional	LM311	0,25
1	Amplificador Operacional	LM301	0,30
2	Amplificador Operacional	741AN	0,60

##### Transistores

2	Transistores	C2688	0,56
4	Transistores	1273D	1,44
3	Transistores	2N2222	0,99

##### Resistores

1	Resistor	5,6K $\Omega$ , 1/2W	0,10
4	Resistor	10K $\Omega$ , 1/2W	0,40
5	Resistor	100 $\Omega$ , 1/2W	0,50
1	Resistor	4,3K $\Omega$ , 1/2W	0,10
5	Resistor	1K $\Omega$ , 1/2W	0,50

1	Resistor	22K $\Omega$ , 1/2W	0,10
1	Resistor	470 $\Omega$ , 1/2W	0,10
2	Resistor	5 $\Omega$ , 10W	0,30
1	Resistor	2,2K $\Omega$ , 1/2W	0,10
Diodos			
2	Diodo	1N4007	0,30
1	Diodo Zener	ECG5008A	0,15
Potenci3metro			
1	Potenci3metro	25K $\Omega$	0,25
1	Potenci3metro	20K $\Omega$	0,25
1	Potenci3metro	10K $\Omega$	0,25
Capacitor			
2	Capacitor	0.1 $\mu$ F	0,24
1	Capacitor	220 $\mu$ F	0,12
Optoacoplador			
2	Optoacoplador	PC817	4,22

**8. 3. 2. CIRCUITO DE FUERZA**

## Transistor

4	Transistores de potencia	TIP31C	2,20
---	--------------------------	--------	------

## Diodos

4	Diodos de potencia	ECG589	1,20
---	--------------------	--------	------

## Fusible

1	Fusible	2 A.	0,05
---	---------	------	------

3	Fusible	1 A.	0,15
---	---------	------	------

## Batería

1	Batería	12 V	40,00
---	---------	------	-------

**8. 3. 3. FUENTE DE ALIMENTACIÓN DE +15V**

## Reguladores

1	Regulador	NTE1919	4,55
---	-----------	---------	------

1	Regulador	NTE1916	4,55
---	-----------	---------	------

## Diodos

2	Diodos	1N4007	0,30
---	--------	--------	------

4	Diodos	GP2022	0,60
---	--------	--------	------

## Resistores

1	Resistor	100Ω	0,10
---	----------	------	------

1	Resistor	820 $\Omega$	0,10
Capacitor			
2	Capacitor	1000 $\mu$ F, 35V	0,24
2	Capacitor	22 $\mu$ F, 35V	0,24
Transformador			
1	Transformador	110V-60Hz 3 A +8 V	8,50

#### **8. 3. 4.FUENTE DE ALIMENTACIÓN DE +5 V**

Reguladores			
3	Regulador	L7805CV	3,52
Diodos			
3	Diodos Led	ECG3017	0,45
Resistores			
1	Resistor	2,2K $\Omega$	0,10
Capacitor			
2	Capacitores	100 $\mu$ F, 16V	0,24
Transformador			
3	Transformador	110V-60Hz 1 A +9V	13,50

**8. 3. 5. OTROS**

1	Placa de 7cm x 8cm	3,40
1	Placa de 8cm x 9cm	5,20
3	Placas de 4,5cm x 7cm	2,51
15	Borneras	7,50
1	Breaker	6,50
1	Swich	1,20
4	Porta fusible	1,60
1	Cable de Poder	1,50
1	Conector del cable de poder	0,45
10	Plug	0,50
1	Caja	40,00
1	Adhesiva	28,52

# CAPITULO IX

## RESULTADOS EXPERIMENTALES

### 9. 1. PRUEBAS EN OPERACION

Las pruebas se realizaron utilizando diversos valores, primero de carga resistiva desde  $15\Omega$  y luego con carga resistiva – inductiva; observando para una frecuencia determinada de operación del circuito de control y a la vez un valor determinado de ancho de pulso.

Para determinar si nuestro circuito estaba trabajando a la frecuencia y modulación deseada, nos valimos de un osciloscopio. Observando la lectura en la pantalla del mismo pudimos monitorear la señal del circuito de control y el voltaje de salida del inversor.

R=  $15\Omega$

FRECUENCIA (Hz.)	RESISTENCIA POT. DE FRECUENCIA (K $\Omega$ )	RESISTENCIA DEL POTENCIOMETRO DE ANCHO DE PULSO				VOLTAJE AC CARGA			
		5,22	4,50	3,64	1,54	11,12	8,00	5,34	2,94
50	8,27	5,22	4,50	3,64	1,54	11,12	8,00	5,34	2,94
100	11,44	5,22	4,50	3,64	1,54	11,42	8,11	4,97	2,74
150	14,16	5,22	4,50	3,64	1,54	11,39	8,15	5,00	2,99
200	17,89	5,22	4,50	3,64	1,54	11,34	8,10	5,01	2,60
250	20,65	5,22	4,50	3,64	1,54	11,18	8,10	5,10	3,10
300	23,33	5,22	4,50	3,64	1,54	11,35	8,10	5,09	3,06

R= 100Ω

FRECUENCIA (Hz.)	RESISTENCIA POT. DE FRECUENCIA(KΩ)	RESISTENCIA DEL POTENCIOMETRO DE ANCHO DE PULSO				VOLTAJE AC CARGA			
50	8,27	5,22	4,50	3,64	1,54	10,90	8,10	5,63	3,33
100	11,44	5,22	4,50	3,64	1,54	11,11	8,09	5,06	2,69
150	14,16	5,22	4,50	3,64	1,54	11,03	8,17	5,75	3,34
200	17,89	5,22	4,50	3,64	1,54	11,10	8,01	5,83	2,94
250	20,65	5,22	4,50	3,64	1,54	11,30	7,89	5,82	2,84
300	23,33	5,22	4,50	3,64	1,54	11,08	8,17	5,64	3,11

R= 206Ω

FRECUENCIA (Hz.)	RESISTENCIA POT. DE FRECUENCIA(KΩ)	RESISTENCIA DEL POTENCIOMETRO DE ANCHO DE PULSO				VOLTAJE AC CARGA			
50	8,27	5,22	4,50	3,64	1,54	11,32	8,08	5,60	3,20
100	11,44	5,22	4,50	3,64	1,54	11,17	7,90	5,37	3,42
150	14,16	5,22	4,50	3,64	1,54	11,36	8,09	5,47	2,77
200	17,89	5,22	4,50	3,64	1,54	11,08	8,09	5,64	3,40
250	20,65	5,22	4,50	3,64	1,54	11,31	7,92	5,64	3,48
300	23,33	5,22	4,50	3,64	1,54	11,18	8,34	5,70	3,41

R= 250Ω

L= 3,136h

FRECUENCIA (Hz.)	RESISTENCIA POT. DE FRECUENCIA (KΩ)	RESISTENCIA DEL POTENCIOMETRO DE ANCHO DE PULSO				VOLTAJE AC CARGA			
50	8,27	5,22	4,50	3,64	1,54	12,10	9,15	6,51	3,25
100	11,44	5,22	4,50	3,64	1,54	12,20	9,89	7,36	3,95
150	14,16	5,22	4,50	3,64	1,54	12,00	10,10	7,20	3,88
200	17,89	5,22	4,50	3,64	1,54	11,88	9,77	7,15	3,08
250	20,65	5,22	4,50	3,64	1,54	11,68	9,71	6,15	3,40
300	23,33	5,22	4,50	3,64	1,54	11,54	9,99	6,60	3,09

R= 250Ω

L= 1,051h

FRECUENCIA (Hz.)	RESISTENCIA POT. DE FRECUENCIA (KΩ)	RESISTENCIA DEL POTENCIOMETRO DE ANCHO DE PULSO				VOLTAJE AC CARGA			
50	8,27	5,22	4,50	3,64	1,54	11,44	8,57	6,55	3,80
100	11,44	5,22	4,50	3,64	1,54	11,94	8,82	6,46	4,50
150	14,16	5,22	4,50	3,64	1,54	11,98	9,08	6,05	4,18
200	17,89	5,22	4,50	3,64	1,54	11,94	9,00	6,22	3,40
250	20,65	5,22	4,50	3,64	1,54	11,80	9,36	6,34	3,38
300	23,33	5,22	4,50	3,64	1,54	11,57	8,98	6,17	3,04



$$R = 58,3\Omega$$

$$L = 0,80h$$

FRECUENCIA (Hz.)	RESISTENCIA POT. DE FRECUENCIA (K $\Omega$ )	RESISTENCIA DEL POTENCIOMETRO DE ANCHO DE PULSO				VOLTAJE AC CARGA			
		5,22	4,50	3,64	1,54				
50	8,27	5,22	4,50	3,64	1,54	12,32	9,39	6,50	3,30
100	11,44	5,22	4,50	3,64	1,54	12,48	9,54	6,55	3,35
150	14,16	5,22	4,50	3,64	1,54	12,43	9,77	6,60	3,42
200	17,89	5,22	4,50	3,64	1,54	12,17	10,44	7,00	3,43
250	20,65	5,22	4,50	3,64	1,54	12,08	10,68	6,95	3,97
300	23,33	5,22	4,50	3,64	1,54	11,03	10,87	7,10	4,35

$$R = 58,3\Omega$$

$$L = 0,53h$$

FRECUENCIA (Hz.)	RESISTENCIA POT. DE FRECUENCIA (K $\Omega$ )	RESISTENCIA DEL POTENCIOMETRO DE ANCHO DE PULSO				VOLTAJE AC CARGA			
		5,22	4,50	3,64	1,54				
50	8,27	5,22	4,50	3,64	1,54	11,93	9,30	6,65	3,62
100	11,44	5,22	4,50	3,64	1,54	12,24	9,56	6,60	2,81
150	14,16	5,22	4,50	3,64	1,54	12,36	9,85	7,37	3,44
200	17,89	5,22	4,50	3,64	1,54	12,18	10,14	6,46	3,95
250	20,65	5,22	4,50	3,64	1,54	12,08	10,31	7,57	4,08
300	23,33	5,22	4,50	3,64	1,54	12,00	10,18	7,10	4,17

El valor de la resistencia del potenciómetro, corresponde al potenciómetro P1 del circuito de la rampa. En dicho circuito los valores de resistencia y capacitores están calculados para la variación del potenciómetro desde cero hasta 20K corresponde a una variación en la frecuencia del inversor desde 50 hasta 300 Hz.

El otro valor de resistencia del potenciómetro, corresponde al potenciómetro P3 del circuito de control o modulación de ancho de pulso. En dicho circuito los valores de resistencia y capacitores están calculados para la variación del potenciómetro desde cero hasta 10K corresponde a una variación en el voltaje de control desde cero hasta 12v para la etapa de comparación.

Al realizar las pruebas, primero colocamos el potenciómetro 1 en un valor fijo de resistencia es decir de frecuencia, a la vez el potenciómetro 3 se coloca en un valor fijo y observamos la señal de salida del inversor en el osciloscopio y a la vez vemos el voltaje de salida AC en un voltímetro. Luego variamos el valor del potenciómetro 3 y observamos que la señal de salida en el osciloscopio es la misma en cambio el valor del voltaje AC en el voltímetro varia, manteniendo el potenciómetro 1 fijo.

Este valor depende de la variación del ancho de pulso, como observamos en las tablas anteriores, si tenemos un valor de resistencia pequeño en el potenciómetro 3, el valor del voltaje en AC es pequeño, es decir al aumentar el valor del potenciómetro 3 aumenta el valor del voltaje en AC, esto sucede en cargas resistiva pura y en cargas resistiva – inductiva.

Si variamos el valor del potenciómetro 1 (es decir la frecuencia) y mantenemos el valor del potenciómetro 3 fijo el voltaje de salida AC no varia se mantiene constante.

Para carga resistiva – inductiva, obtuvimos una distorsión en la forma de la onda del voltaje de salida, debido a la mayor presencia de armónicas. Para carga resistiva obtuvimos una forma de onda completamente cuadrada.

## **9. 2. GRAFICOS EXPERIMENTALES**

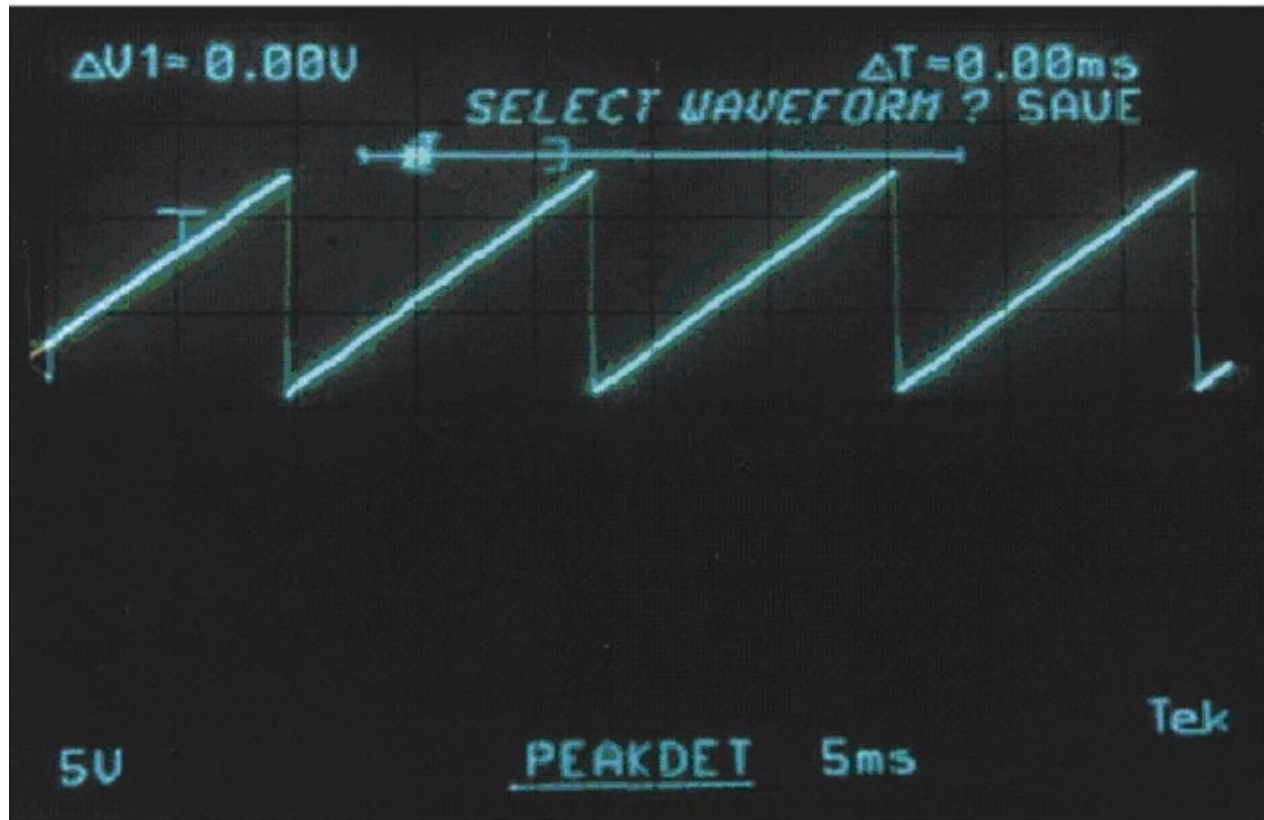


Fig. 9.1 Voltaje de rampa

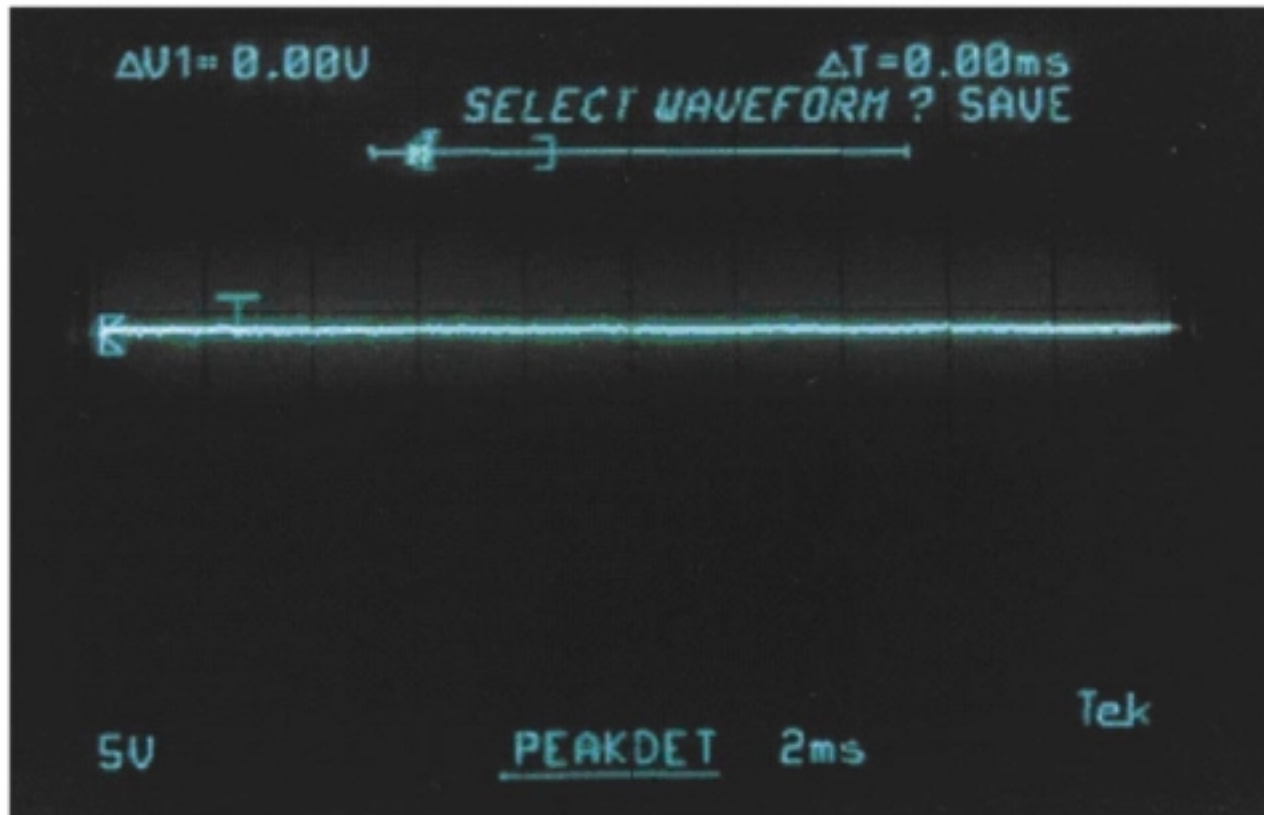


Fig. 9.2 Voltaje de control

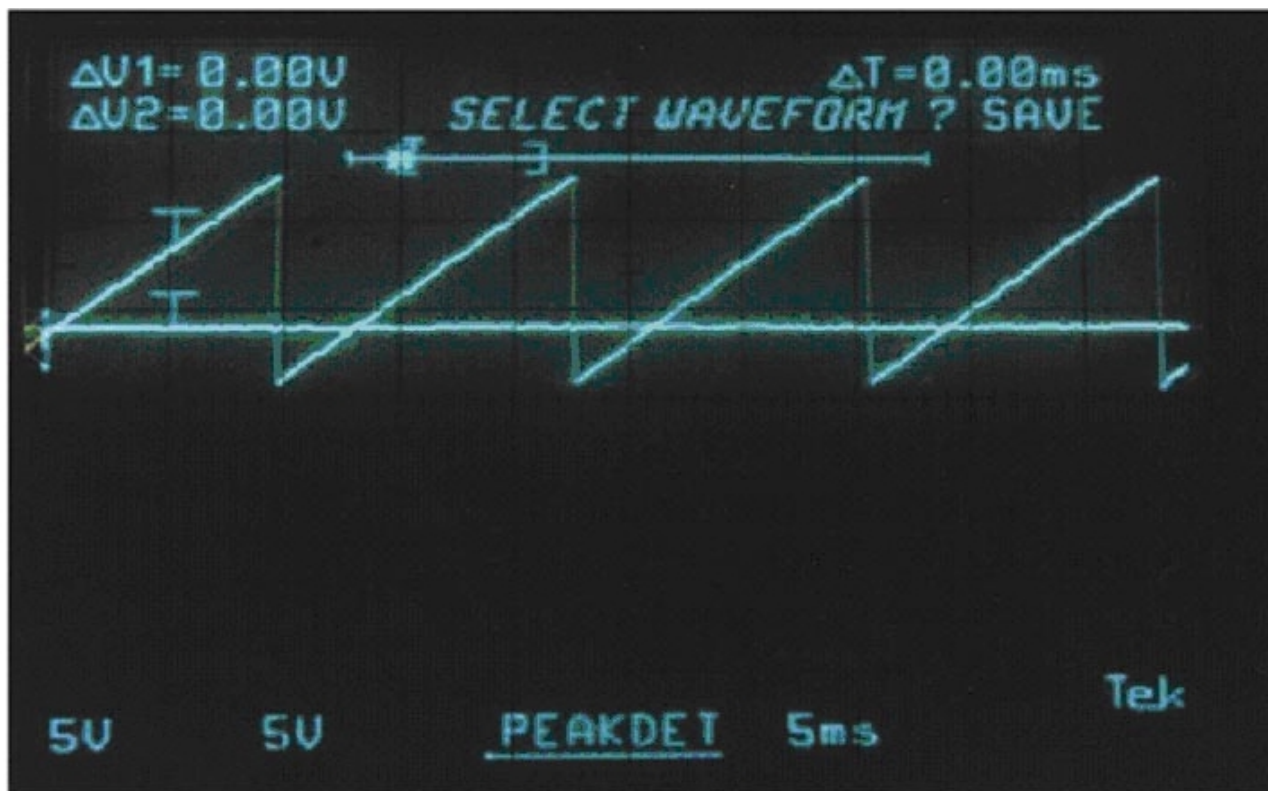


Fig. 9.3 Voltaje de rampa y Voltaje de control

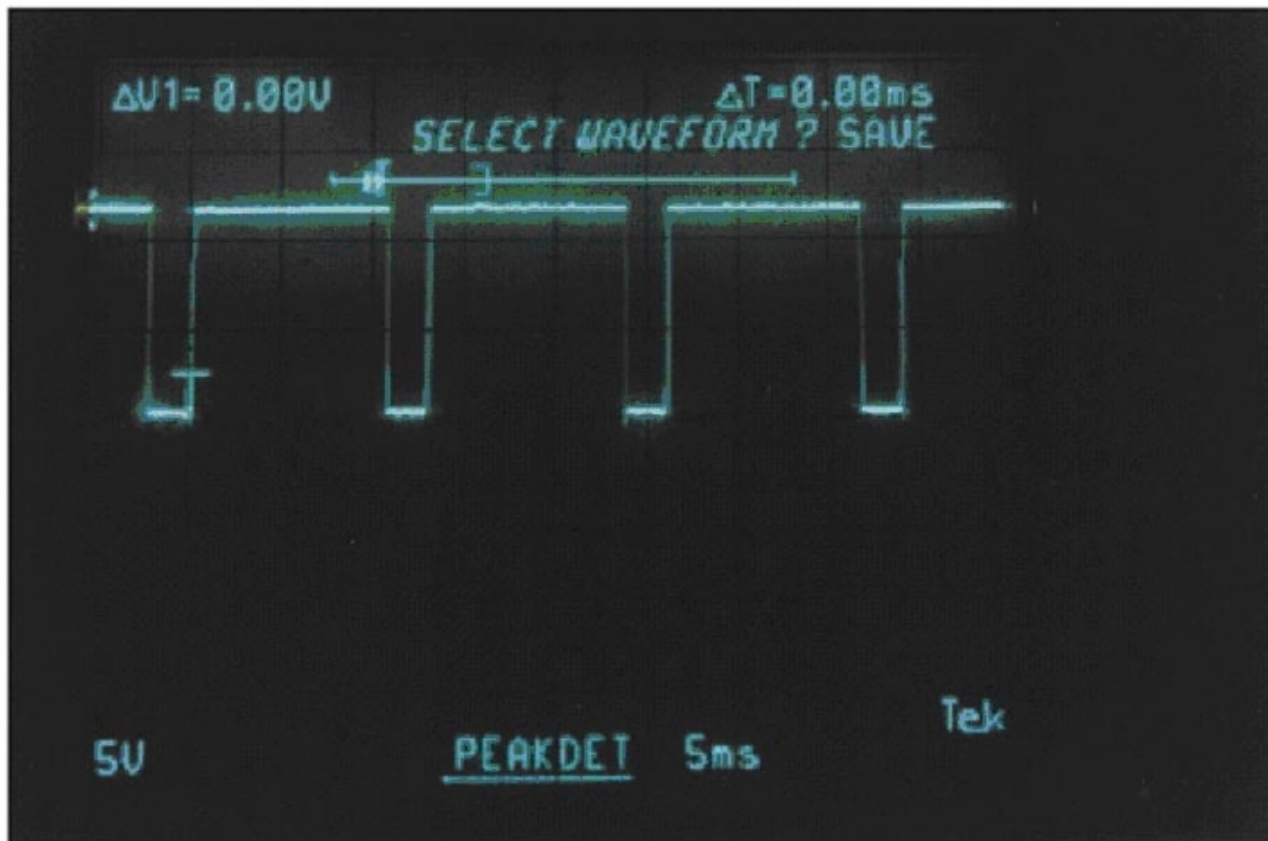


Fig. 9.4 Voltaje de comparación

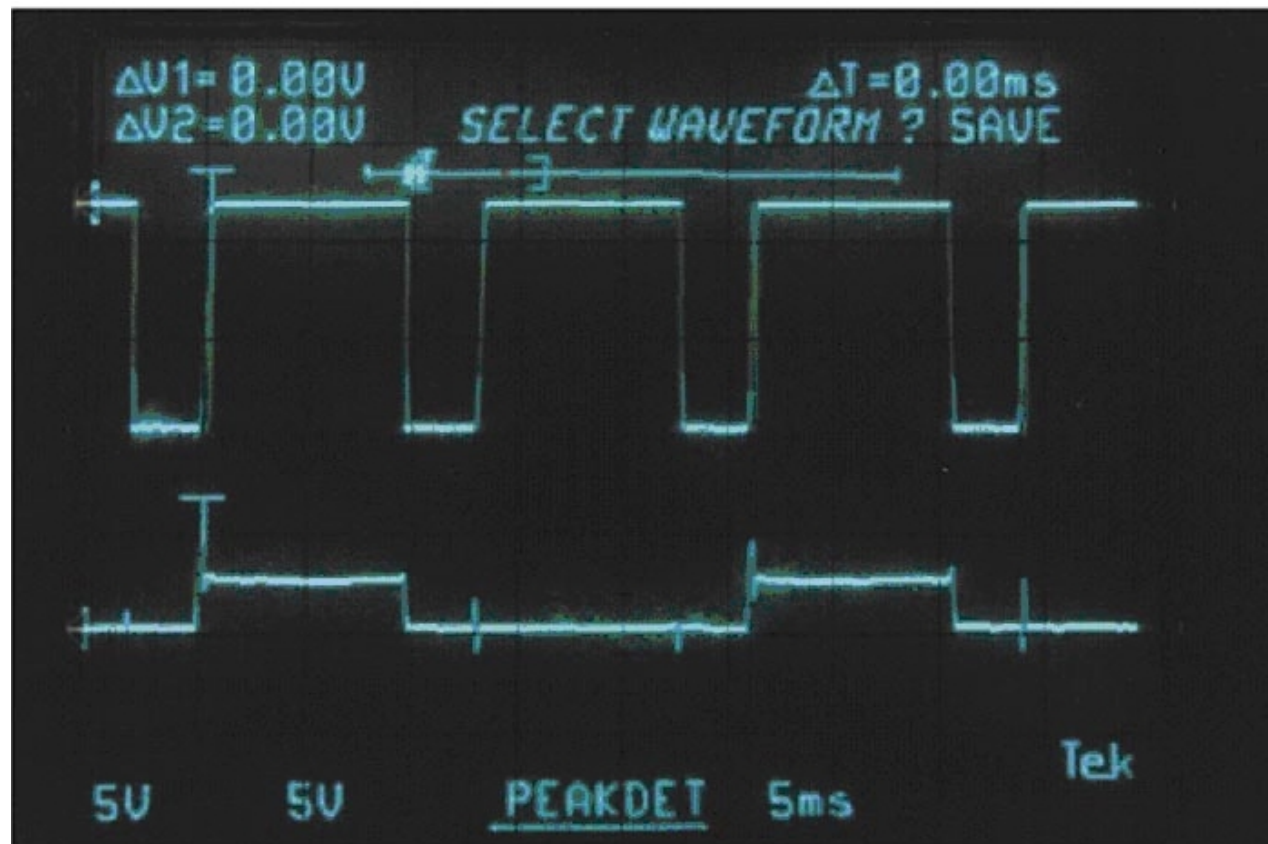


Fig. 9.5 Voltaje de comparación y Señal de disparo DT1



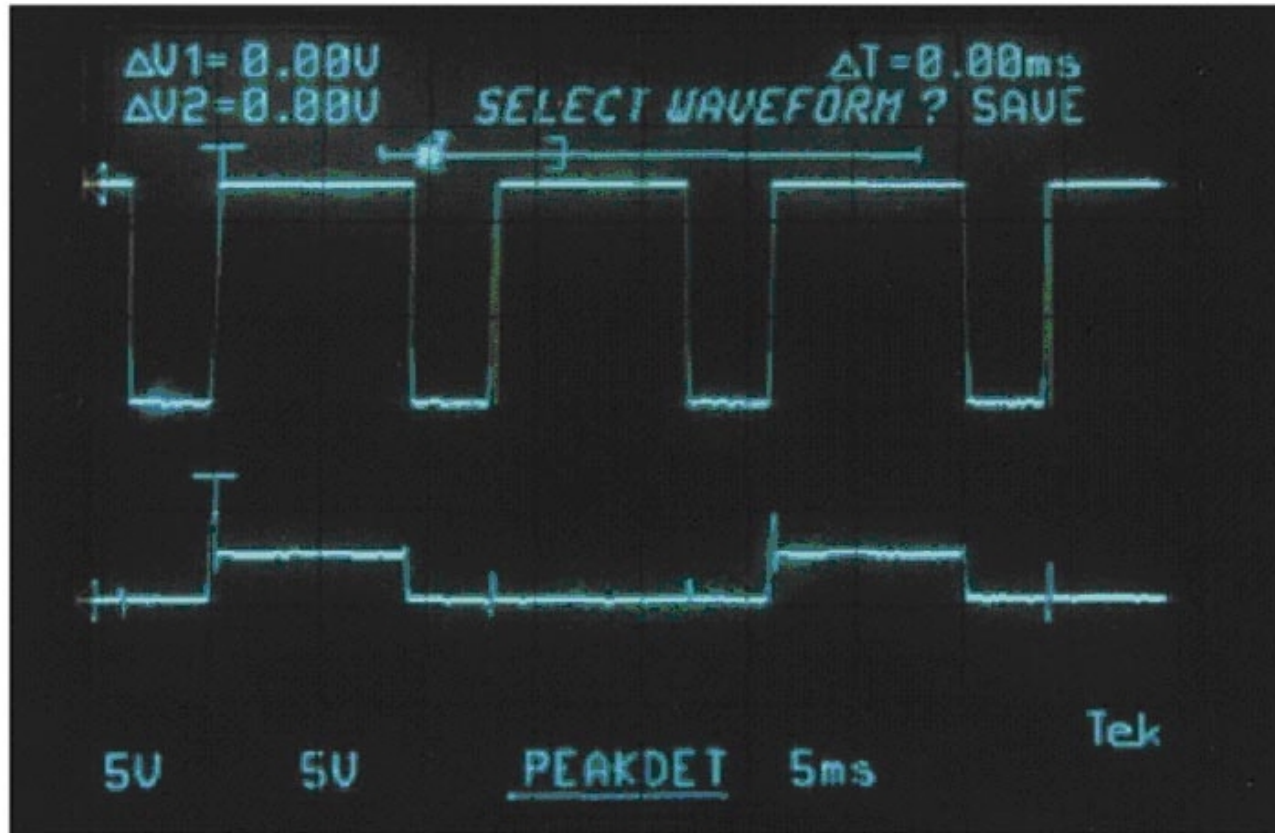


Fig. 9.6 Voltaje de comparación y Señal de disparo DT2

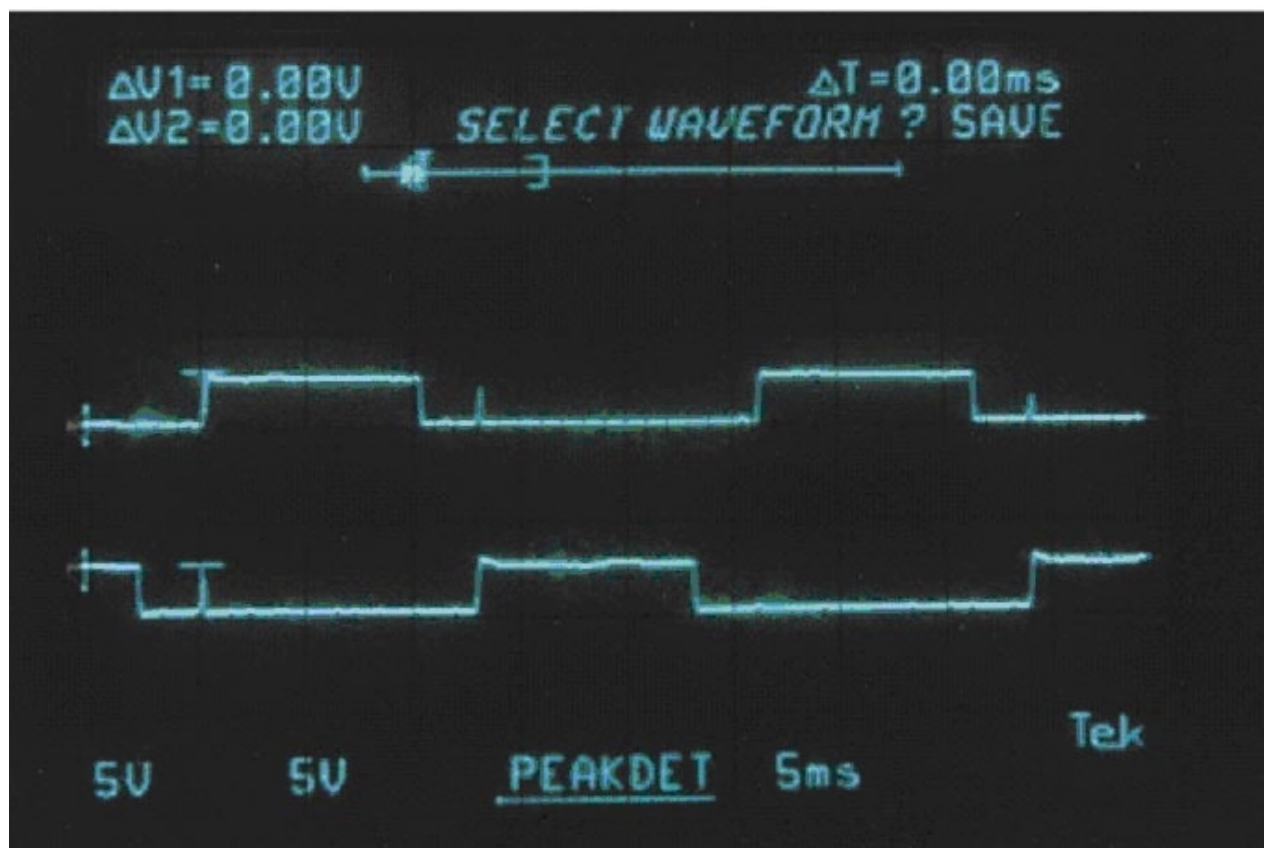


Fig. 9.7 Voltajes de señales DT1 Y DT2

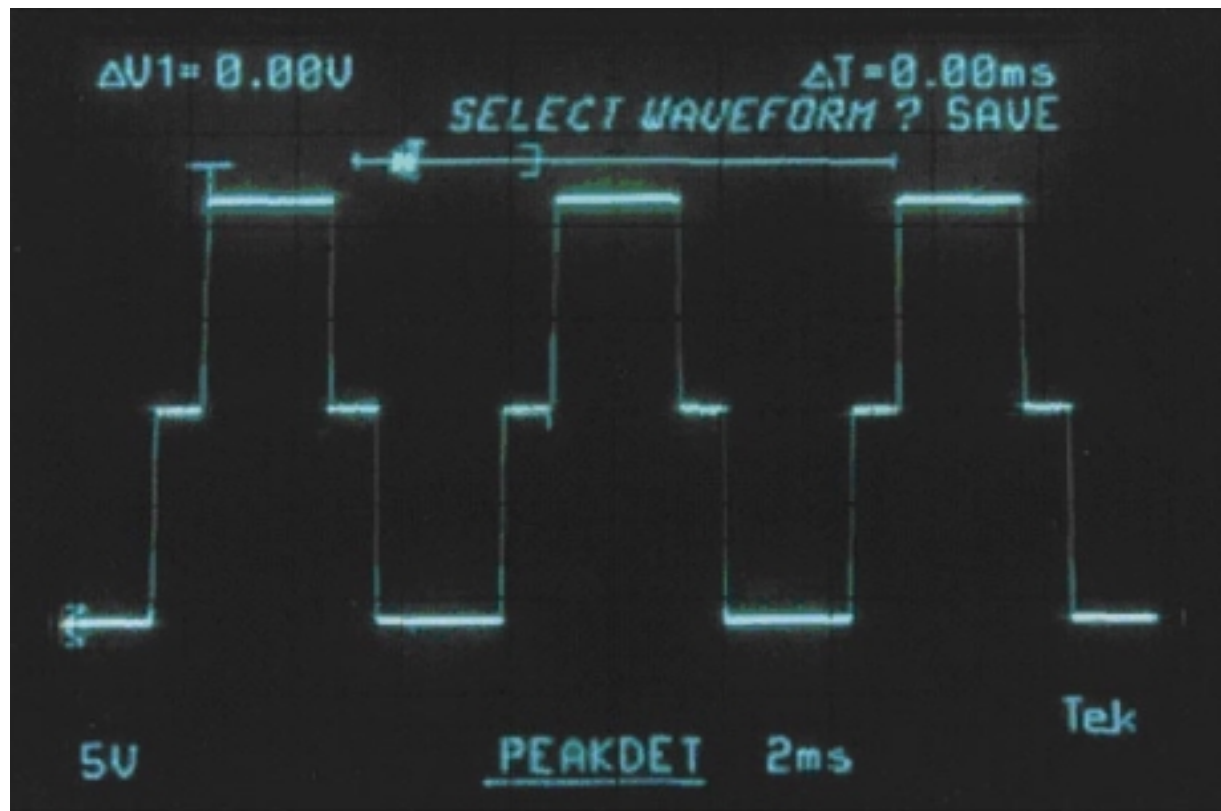


Fig. 9.8 Voltaje de salida con carga resistiva a 50 Hz

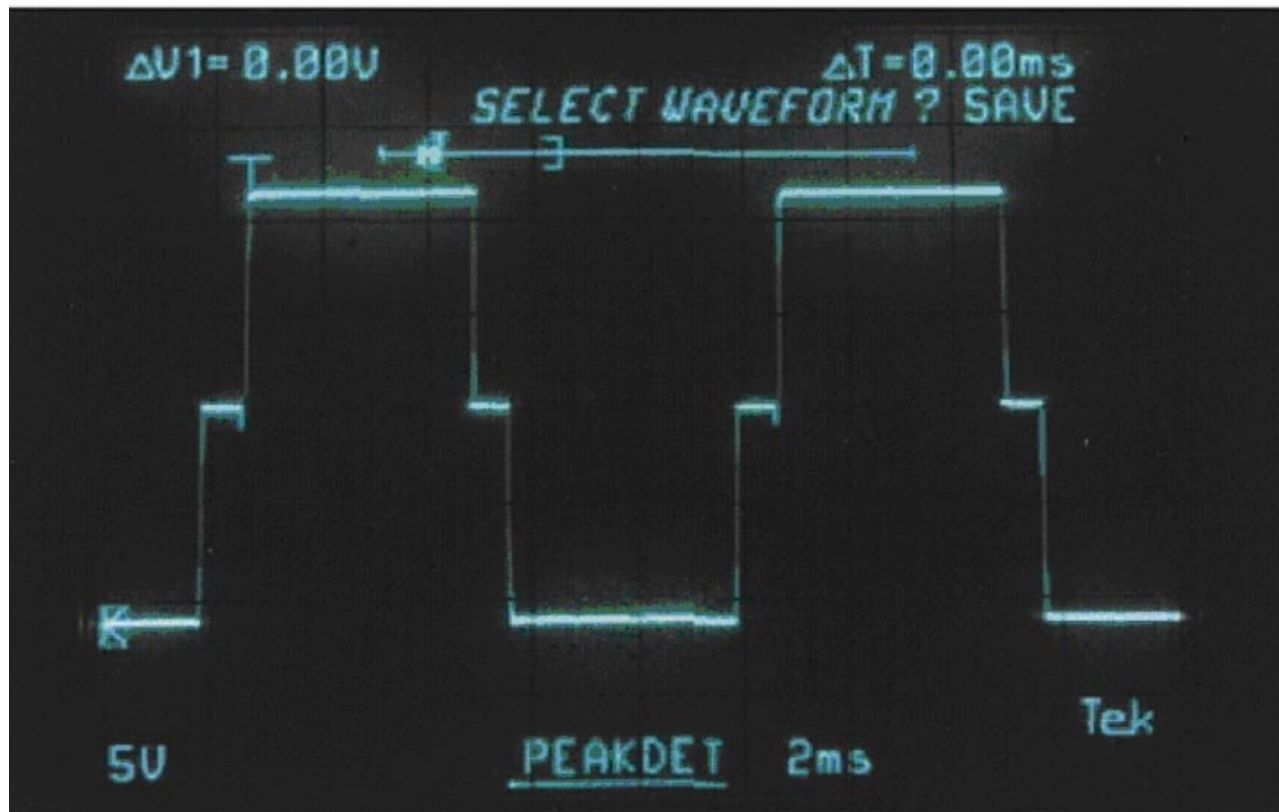


Fig. 9.9 Voltaje de salida con carga resistiva a 175 Hz

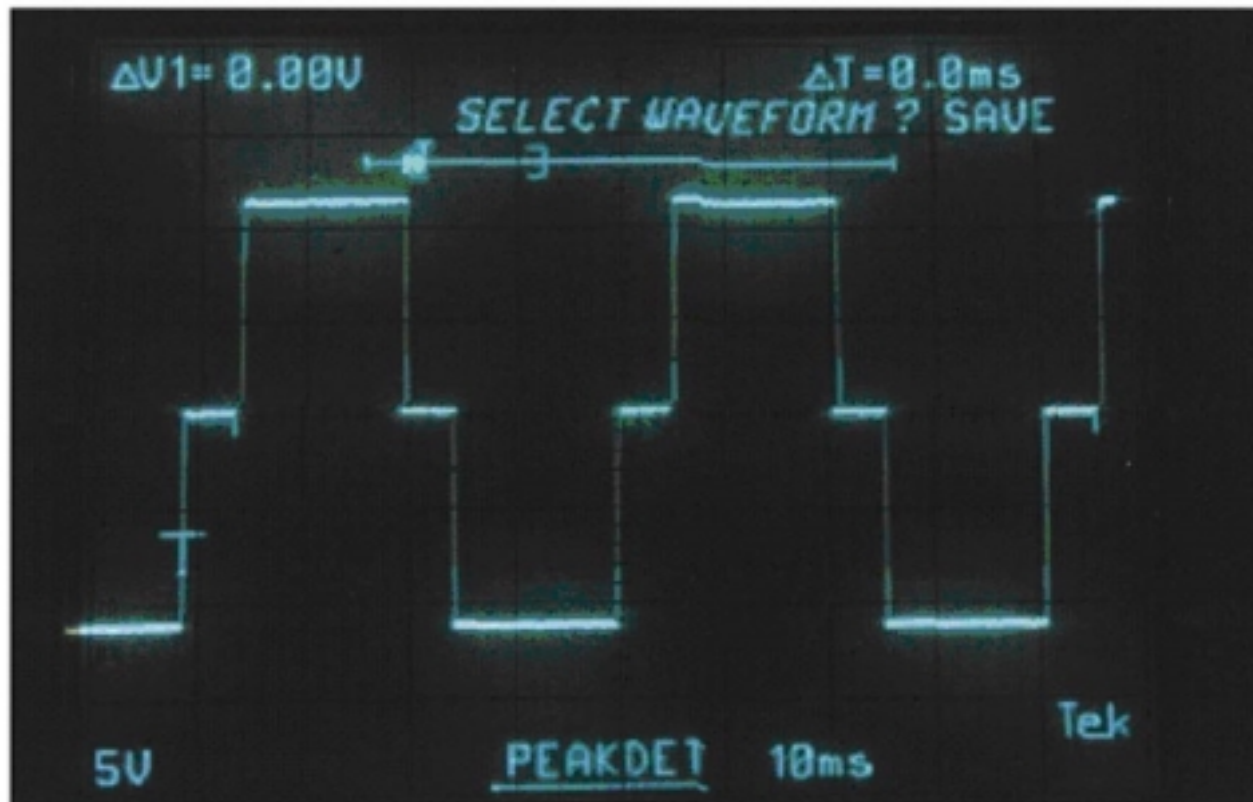


Fig. 9.10 Voltaje de salida con carga resistiva a 300 Hz

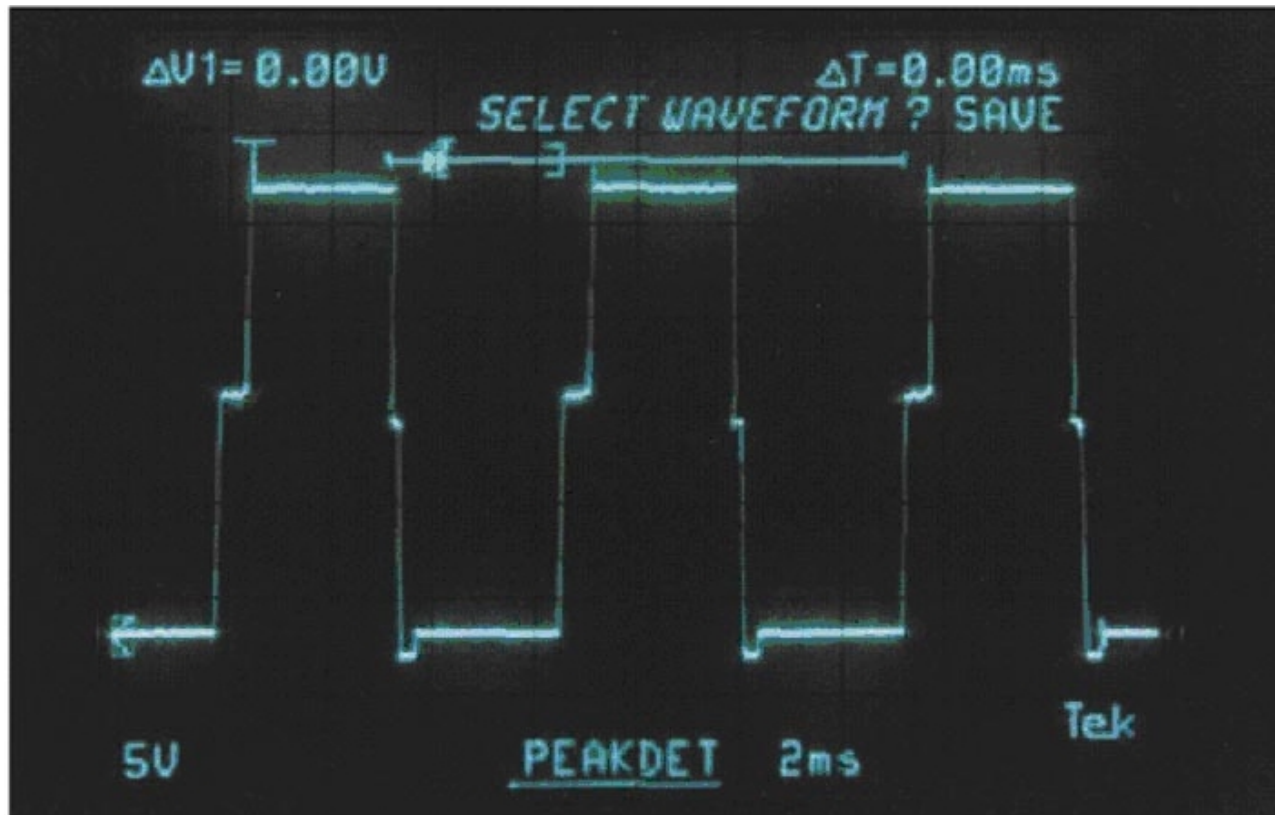


Fig. 9.11 Voltaje de salida con carga resistiva - inductiva a 50 Hz



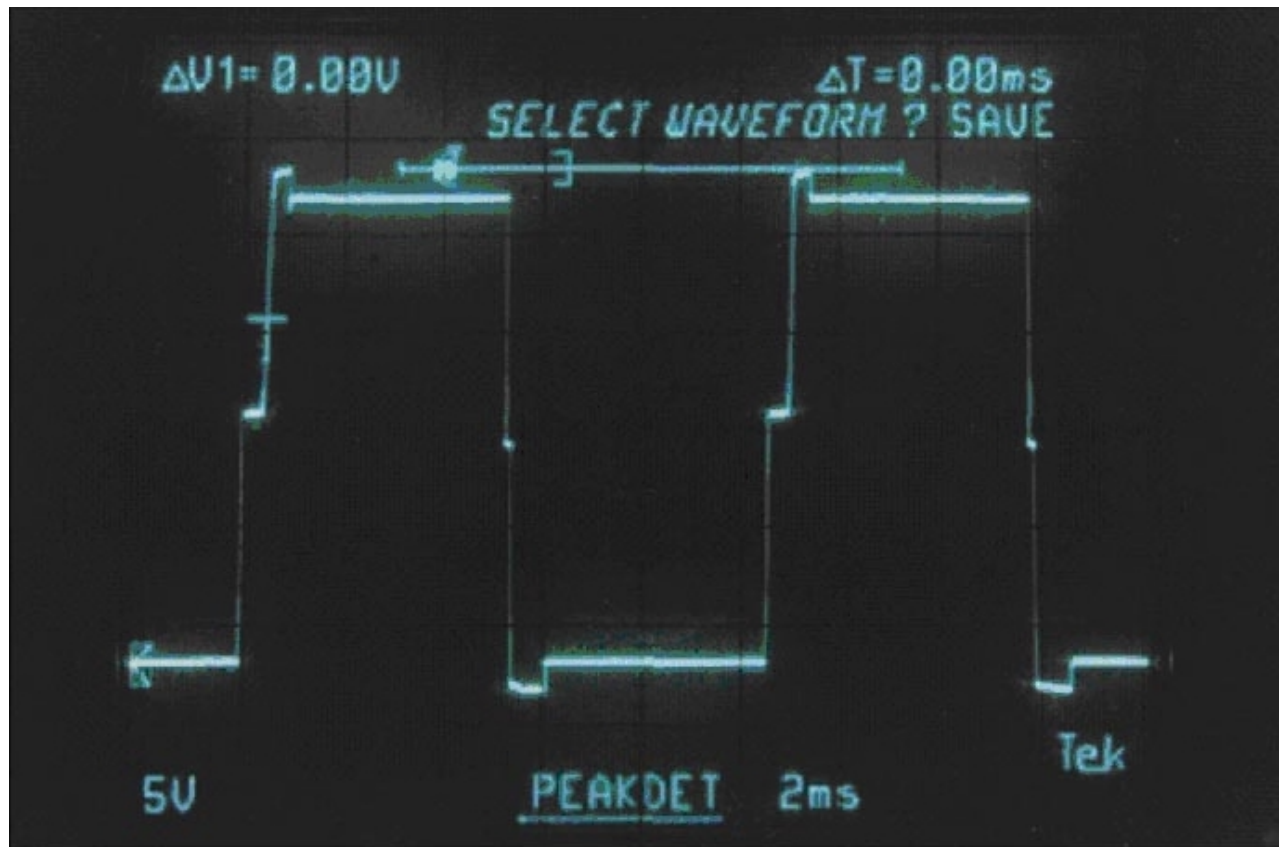


Fig. 9.12 Voltaje de salida con carga resistiva - inductiva a 175 Hz

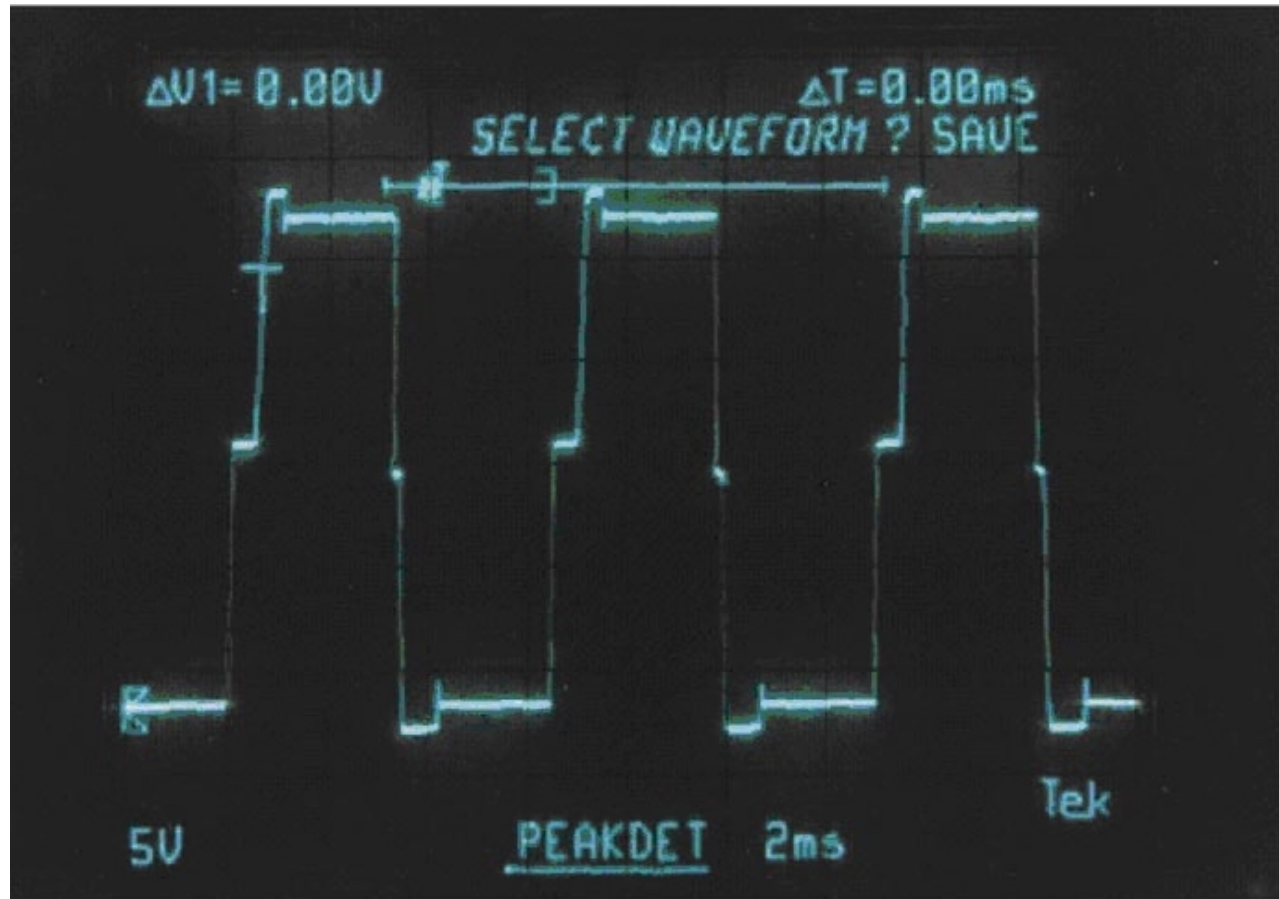


Fig. 9.13 Voltaje de salida con carga resistiva – inductiva a 300 Hz



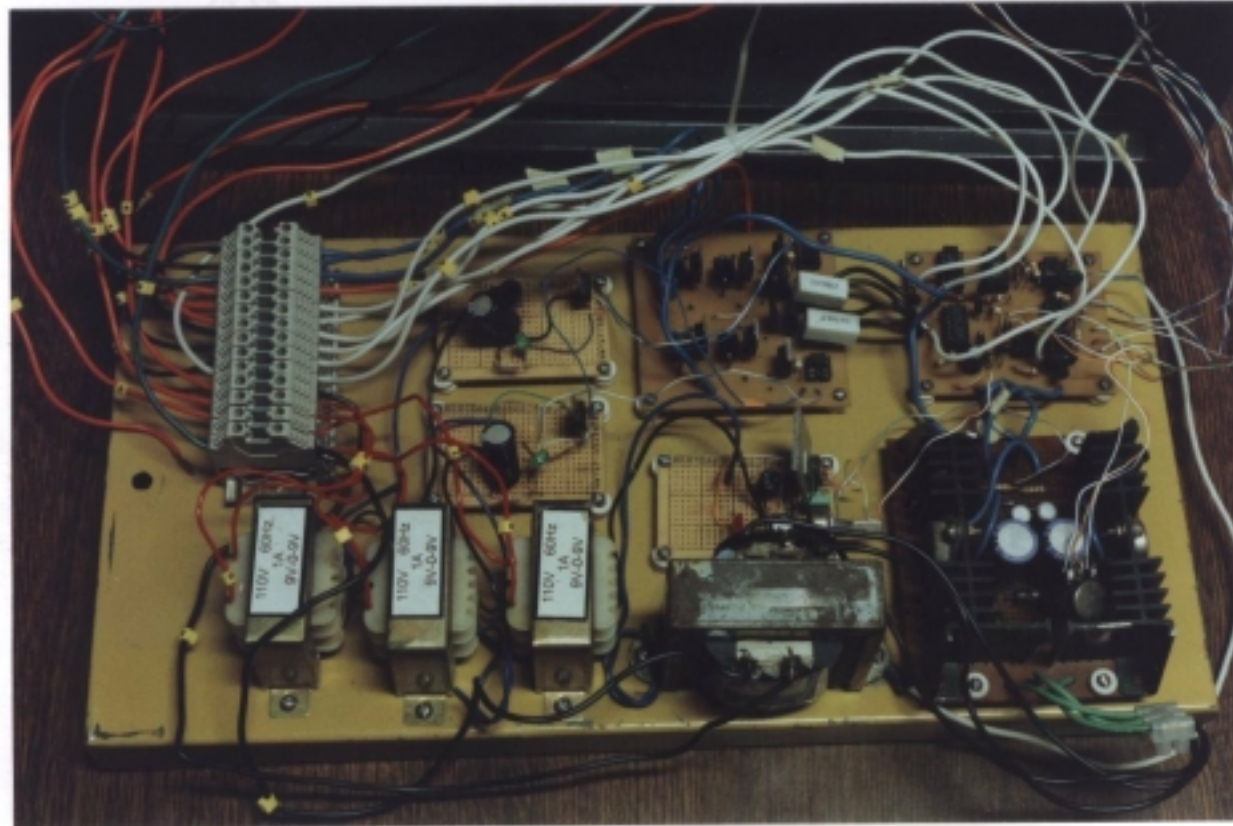


Fig. 9.14 Vista Superior del Circuito de Fueba y Control

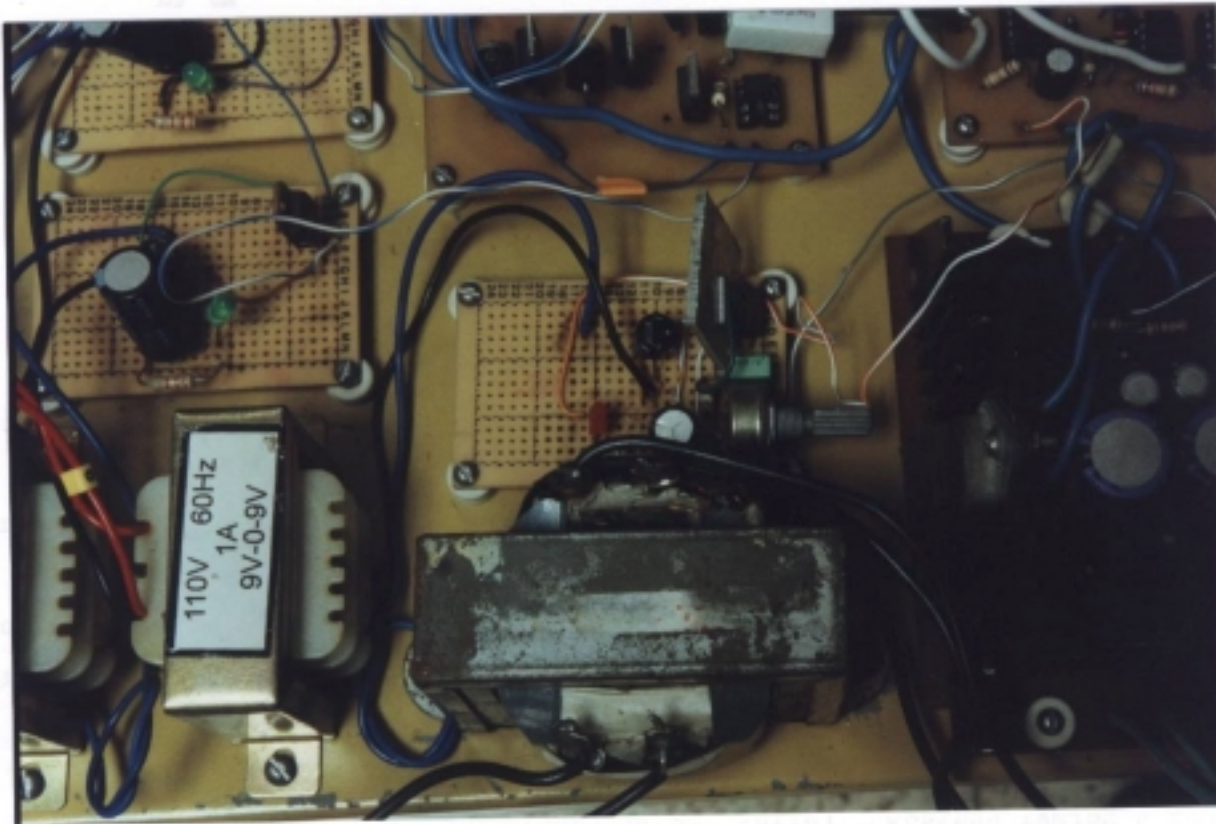


Fig. 9.15 Fuente de + 5V



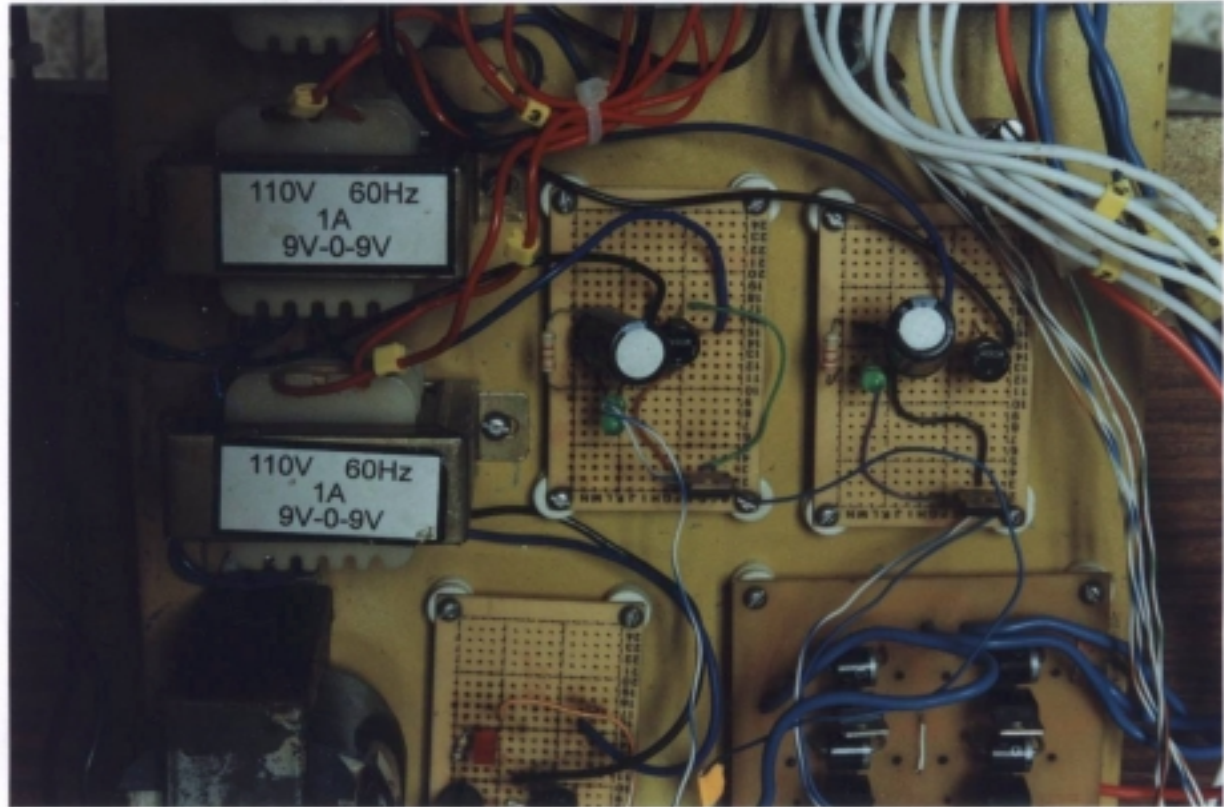


Fig. 9.17 Fuente para los optoacopladores de +5V



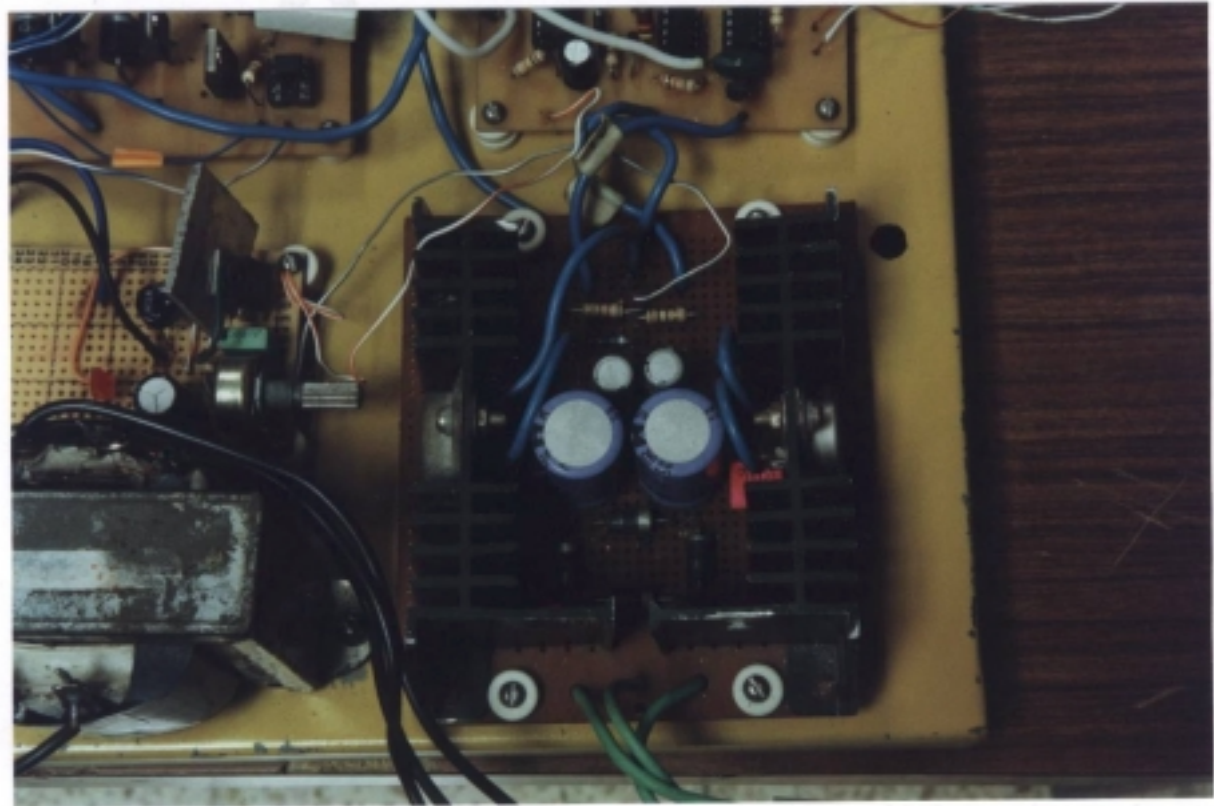


Fig. 9.18 Fuente de  $\pm 15V$

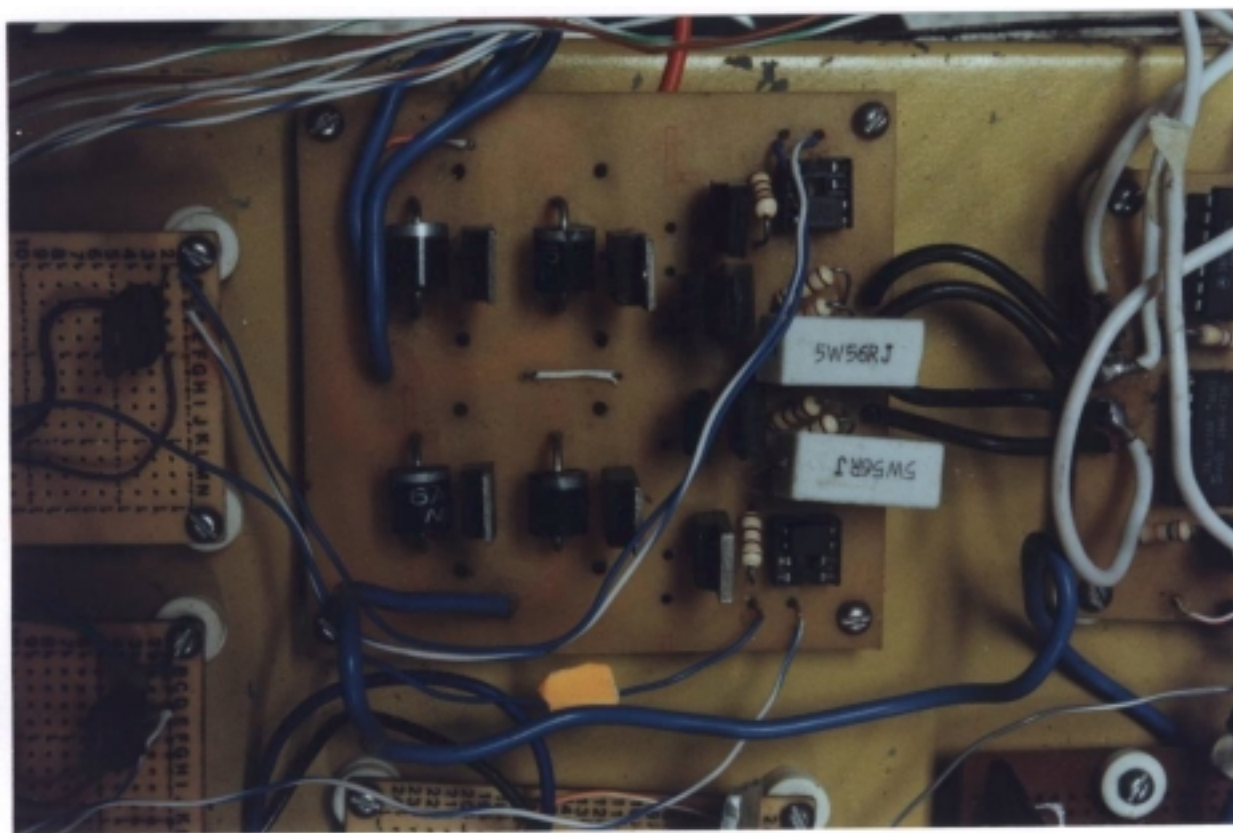


Fig. 9.19 Tarjeta del Circuito de Fuerza

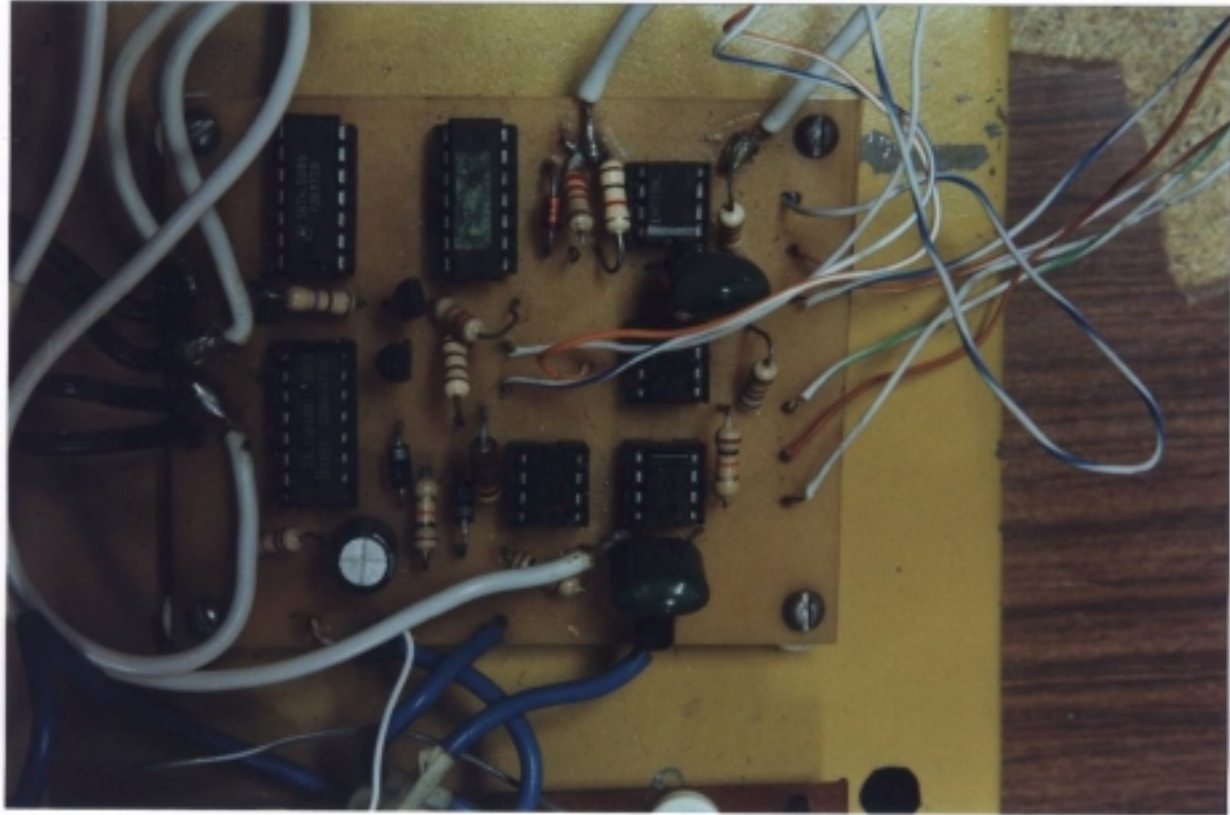


Fig. 9.20 Tarjeta del Circuito de Control

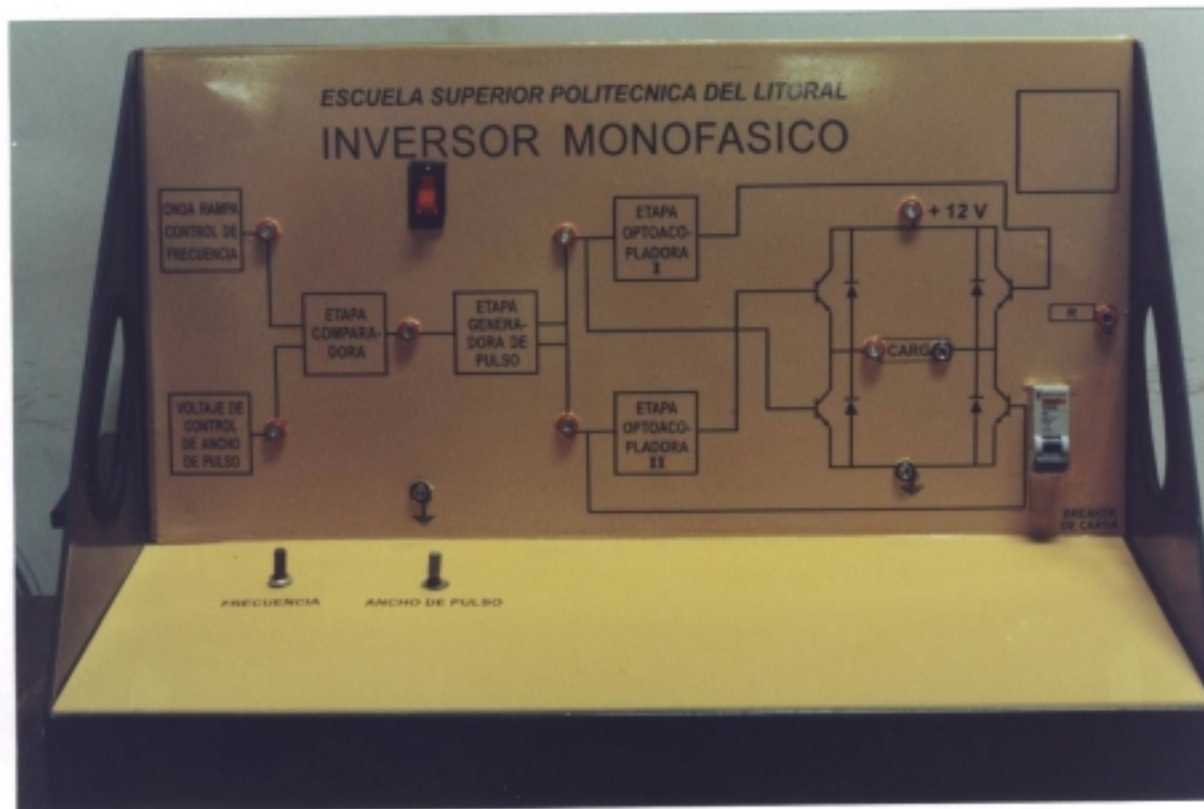


Fig. 9.21 Vista de la parte Frontal del equipo



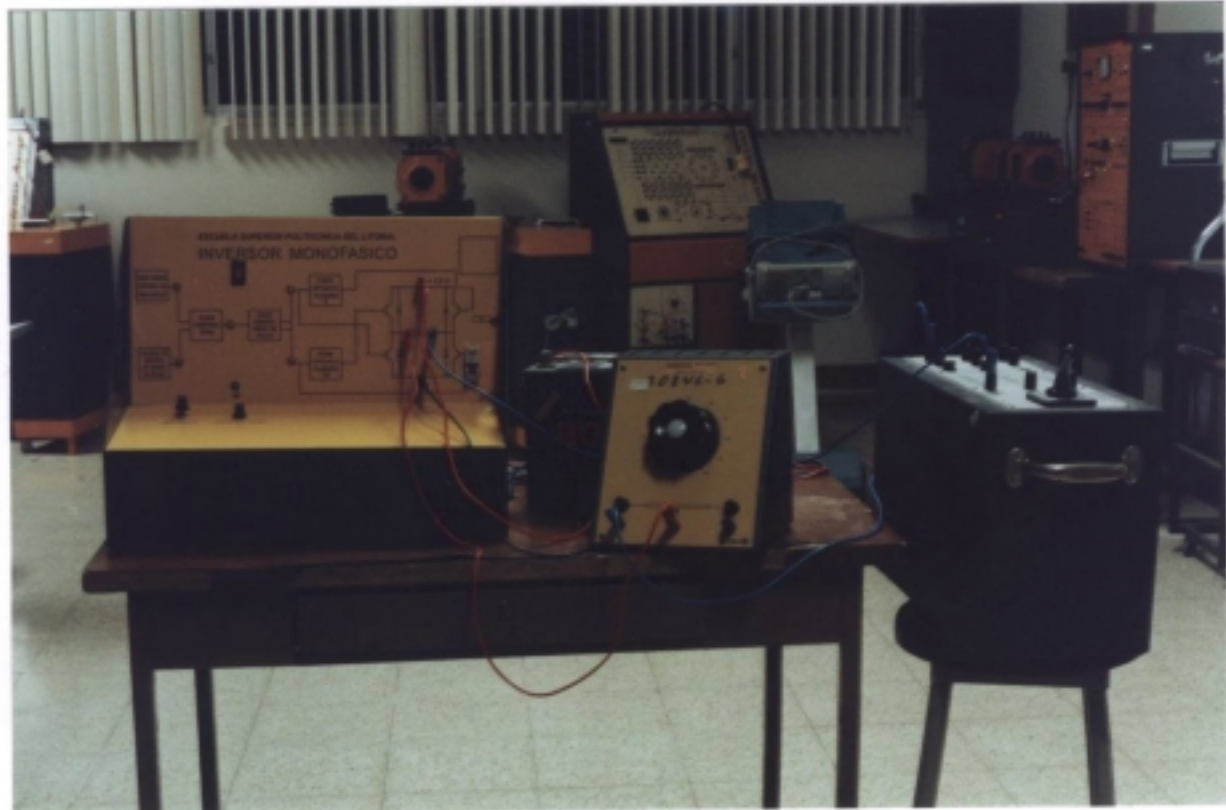


Fig. 9.22 Equipo con Carga Resistiva e Inductiva

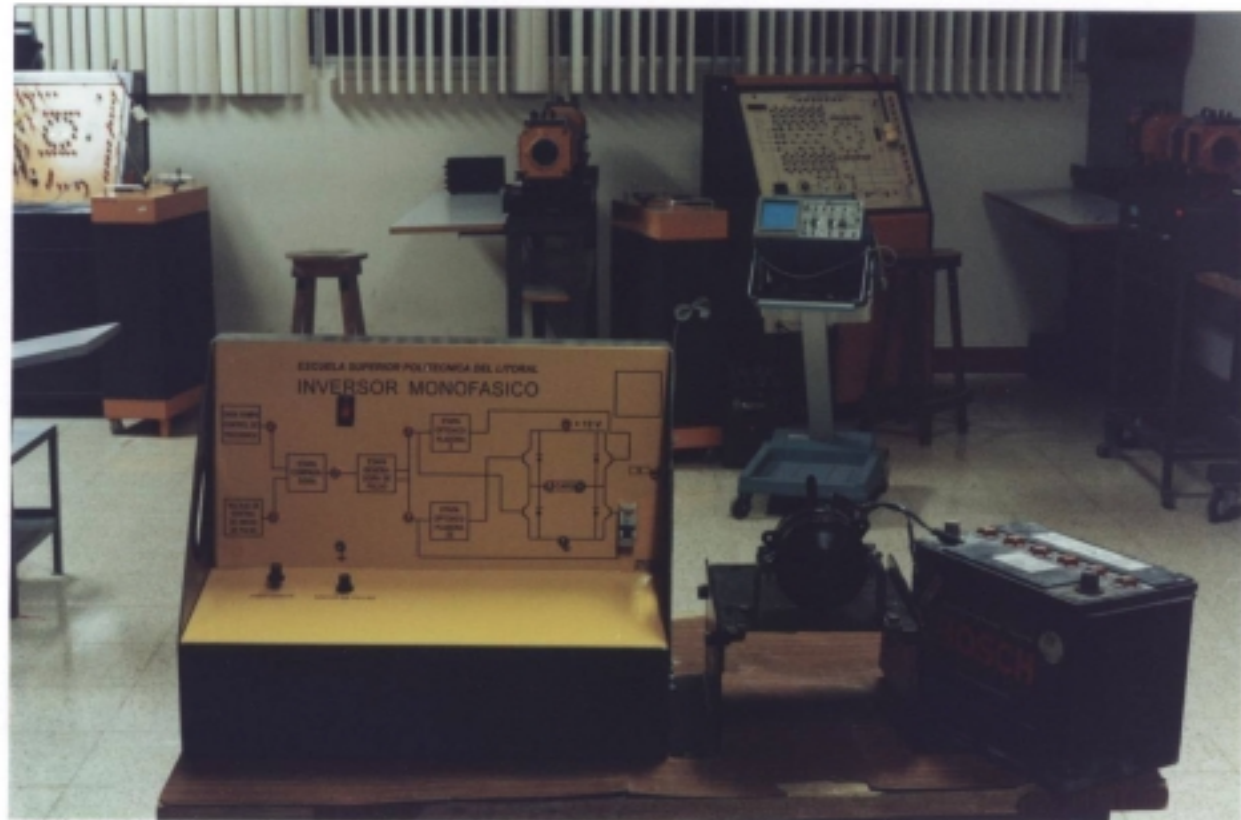


Fig. 9.23 Equipo con Motor Monofásico

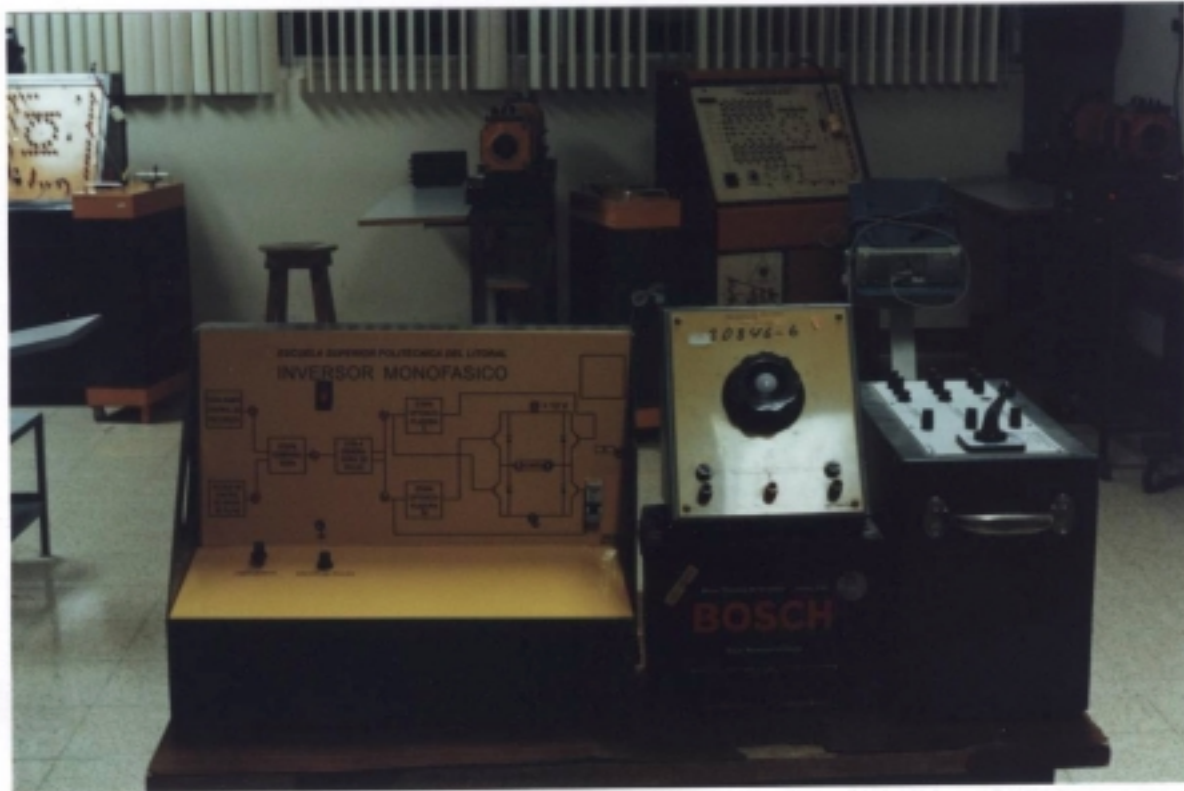


Fig. 9.24 Vista Completa del Equipo

## **CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES**

El circuito de fuerza no presento ninguna clase de problema, lo cual indica que los valores de sus elementos fueron escogidos adecuadamente.

El circuito de control fue realizado por medio de un diseño digital, el cual tampoco presenta problema. La frecuencia de funcionamiento es de 50 a 300 Hz.

En el circuito de aislamiento en la salida de los optoacopladores se utilizo unos darlington para tener una mayor ganancia de corriente.

En el circuito de disparo nos da una operación confiable ya que los pulsos de cada etapa están desfasados, lo cual nos permite una operación confiable con un pequeño consumo de potencia.

Observamos que el inversor monofásico tipo puente es más confiable y tiene un buen desempeño si se configura el circuito emisor de pulso de tal forma que los transistores reciban un solo pulso de disparo.

Para variar la frecuencia se diseño un circuito divisor de voltaje que es la entrada para hacer la onda rampa y a la vez nos controla el rango de frecuencia.

En la etapa de aislamiento se utilizó optoacopladores ya que estos son más fáciles de conseguir en el mercado que otros elementos de aislamiento.

Se podría mejorar el inversor implementando un circuito de retroalimentación, con el cual se podría controlar la velocidad y corriente del motor de inducción monofásico.

Se debe utilizar una red de protección para los transistores de potencia ya que esto nos ayudara a controlar la distorsión de la forma de onda de voltaje de salida cuando se utilice un motor de inducción monofásico, ya que con la carga RL no tuvimos ningún problema.

Se recomienda verificar el tiempo necesario para detectar la variación de voltaje en las entradas de los circuitos integrados utilizados para poder usar un tren de pulso o un solo pulso ya que si no se verifica lo anterior se pueden disparar los dos conjuntos de transistores a la vez.

## **BIBLIOGRAFIAS**

1. Rashid. “Electrónica de Potencia”
2. Dewan S. and Straughen A, “Power Semiconductor Circuits” (Canada: John Willey, 1995)
3. Driscoll and Coughlin, “Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales” (México: Prentice Hall, 1993)
4. Maloney Timothy J. “Electrónica Industrial Moderna” (México: Prentice Hall, 1999)
5. Sahuquillo I. and Lascorz P. “Sistemas Electrónicos” (Madrid: Mc Graw Hill, 1993)
6. Boylestad and Nasheloky “Electronic Devices and Circuit Theory” (New Jersey: Prentice Hall Inc., 1994)
7. Tocci R, “Sistemas digitales Principios y Aplicaciones” (Madrid: Dassel S. A.,1995)

## **ANEXO A**

### **MANUAL DE USUARIO**

El equipo a utilizarse es un inversor monofásico tipo puente con transistores, el cual es de un manejo sencillo.

#### **PRACTICAS**

Las prácticas que se pueden realizar son:

Control de velocidad de una carga resistiva.

Control de velocidad con una carga resistiva – inductiva.

#### **PROCEDIMIENTO**

Este procedimiento se lo puede utilizar para la carga resistiva y a la vez para la carga resistiva – inductiva.

- 1-) Verificar que los fusibles de protección se encuentren en buen estado.
- 2-) Realizar la conexión indicada de la carga.
- 3-) Realizar la conexión de la fuente de alimentación de +12V
- 4-) Encienda el equipo.
- 5-) Verifique el voltaje de la rampa, con el osciloscopio este debe estar a +12V. Si no es así, busque el manual de reparaciones y soporte.

6-) Luego de haber verificado el voltaje de la rampa, usted puede obtener la frecuencia deseada con el potenciómetro de frecuencia ubicado en la parte inferior del equipo.

7-) Usted puede controlar el ancho de pulso variando el potenciómetro del mismo nombre.

9-) Verifique en la etapa de comparación si es la frecuencia y el ancho de pulso deseado para las etapas generadoras de pulsos, si no es así varíe los potenciómetro al valor deseado.

10-) Usted puede verificar con el osciloscopio el desfase que existe entre los pulso de las etapas optoacopladoras.

Todas las mediciones anteriores se las debe realizar colocando la tierra del osciloscopio en la referencia de tierra 1 dada en el equipo.

11-) Encienda la fuente de alimentación de +12V.

12-) Suba el breaker de la carga.

13-) Realice las mediciones indicadas en la carga.

14-) Baje el breaker de la carga,

15-) Apague la fuente de alimentación.

16-) Varíe la frecuencia o el ancho de pulso si desea.

17-) Vuelva a realizar los pasos del 11 en adelante.

18-) Cambie el valor de la carga y realice los pasos del 11 en adelante.



## **RESULTADOS**

Los resultados que se esperan es un voltaje alterno que varía desde 1.2V a 12V dependiendo de la variación del potenciómetro de ancho de pulso.

La forma de onda que se espera es una onda alterna cuadrada.

## **REQUISITOS.**

La carga resistiva pura que se puede colocar es  $15 \Omega$  en adelante, siempre que las fuentes de alimentación se encuentren en buen estado, sino se debe usar desde  $22\Omega$  en adelante hasta el valor que puede dar el reóstato, pero es conveniente variarlo solo hasta  $2k\Omega$ .

En la carga resistiva – inductiva, se utiliza los valores de resistencia antes mencionados y los valores de inductancia de los bancos de inductores del laboratorio.

## **MANUAL DE REPARACIONES Y SOPORTE**

Si el equipo tiene alguna avería.

Lo primero que se debe hacer es verificar los fusibles de protección. Si los fusibles están en buen estado entonces se debe ir a las tarjetas.

Si no se obtiene voltaje de las fuentes verifique que los leds de cada fuente se encuentren encendidos.

En la tarjeta de control primero debemos medir voltaje de salida en A1 es decir en el pin 6 de dicho integrado y verificar que sea una rampa de 12V si no es así debemos variar el potenciómetro 2 hasta conseguir los 12V, si el problema continua se debe verificar los integrados A1, A2 y A3, si estos se encuentran en buen estado y el problema persiste, entonces debemos revisar los transistores y por ultimo todos los elementos del siguiente circuito.

Luego de verificar que tenemos una onda rampa de 12V e la salida del pin 6 del integrado A1, debemos verificar si en el pin 3 del integrado 4 existe un voltaje de referencia que varia desde 0.5V hasta 12V haciendo variar el potenciómetro 3 de 20K, si esto no sucede solo verifique los elementos del siguiente circuito.

Al tener el voltaje deseado en el pin 3 del integrado 4, ahora mida el voltaje de salida del integrado 4 en el pin 7, este debe ser un pulso de 12V, sino es así asegúrese que el integrado 4 este en buen estado.

Luego de tener los 12V, asegúrese que con el diodo zener el voltaje caiga a 4.5V, mire que al pasarlo por un inversor 7404 (circuito integrado 5) el voltaje tenga -4.5V

luego verifique que a la salida del inversor analógico exista por lo menos +4.5V, que este valor es la entrada en los pines.

Para verificar lo anterior, busque los esquemáticos en el ANEXO B.

**ANEXO B**

ESQUEMÁTICOS DEL CIRCUITO DE CONTROL Y FUERZA.

**ANEXO C**

HOJA DE DATOS

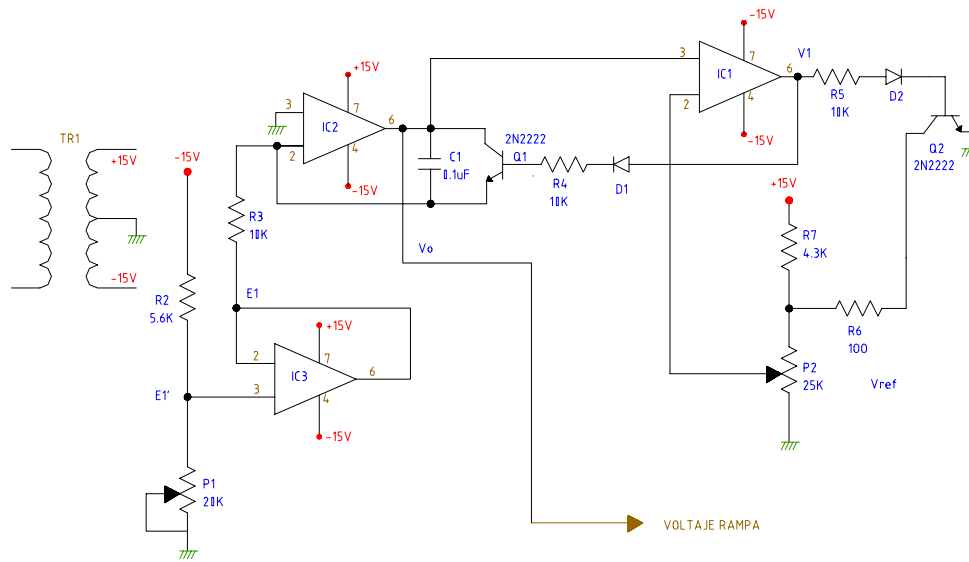
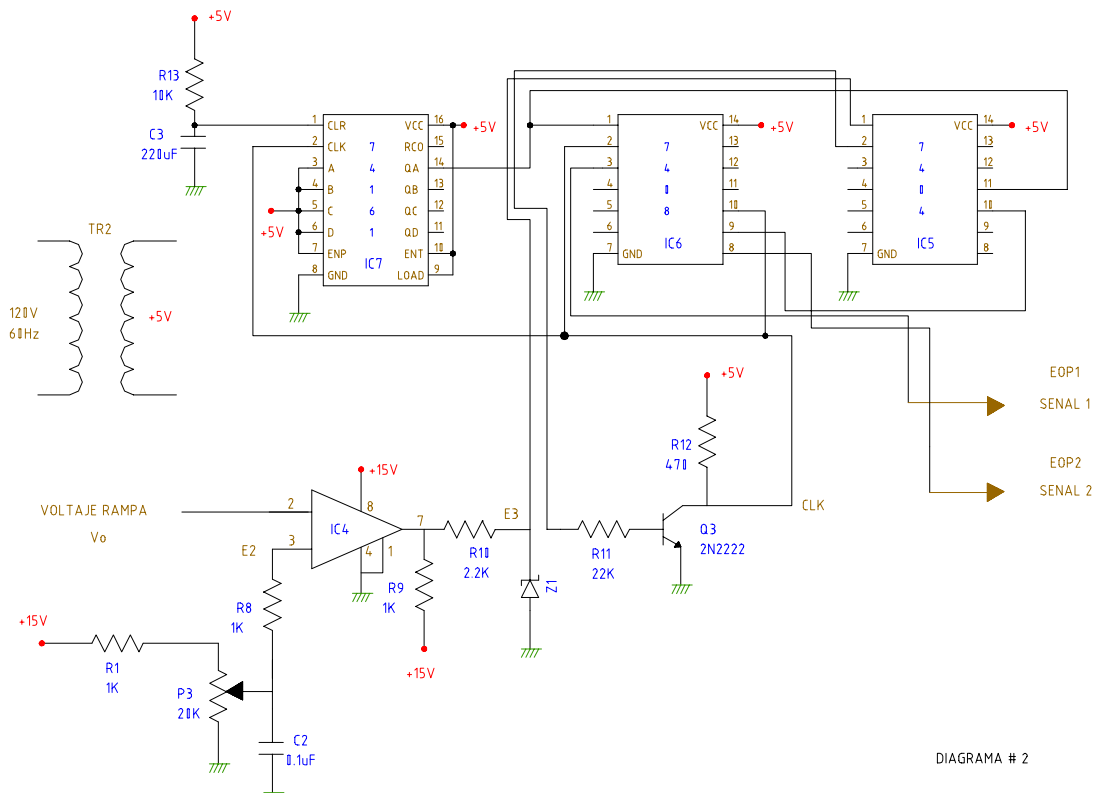
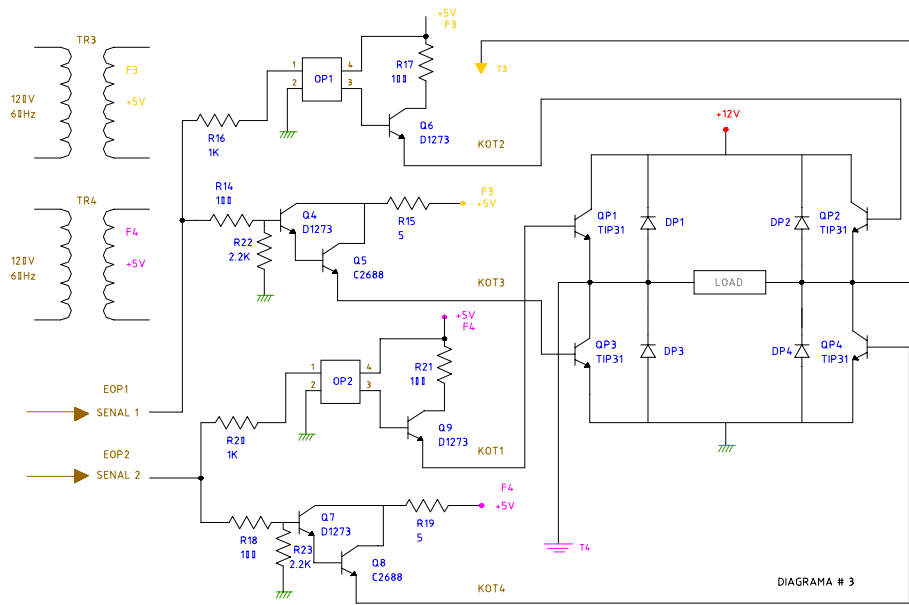


DIAGRAMA # 1

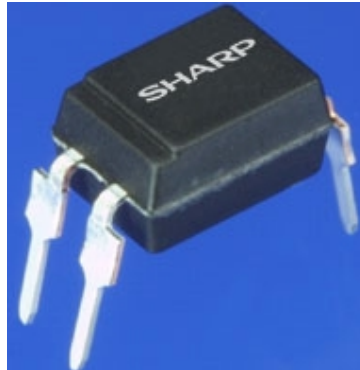






**PC817X (OPTOACOPLADOR)**

Voltaje de aislamiento alto, Voltaje colector emisor alto, V voltaje optoacoplador

**Reemplazado por**

PC816,

PC817

**Empaque-Forma del conductor**

DIP4 – conductores rectos

**Relación de transferencia de corriente**

50% - 600% (@ $I_F=5$  mA,  $V_{ce}=5$ )

**Características Electro-Ópticas**

Tiempo de respuesta (4 microseconds @  $I_c = 2$  mA,  $V_{ce} = 2$  V,  $R_l = 100$  ohms),

Voltaje de aislamiento (5,000 Vrms),

Relación de transferencia de corriente (50% - 600% @  $I_F = 5$  mA,  $V_{ce} = 5$  V),

Voltaje colector-emisor  $V_{ceo}$  (70 V),

Entrada (DC),

Rechazamiento de modo común (Normal: TYP. 1.0 kV/us @  $V_{cm} = 1500$  V),

Salida (Fototransmisor único)

**Aprobación de estándares de seguridad**

UL (UL1577) (Doble protección),

TÜV (DIN VDE0884) (Disponible opcionalmente)

**Ciclo de vida**

Media