

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

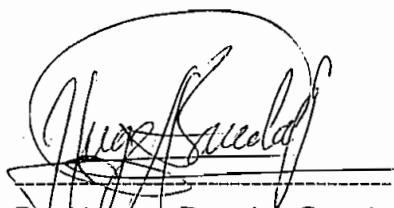
**DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN CONVERTIDOR DE
FRECUENCIA DE 60 - 400 Hz TRIFASICO DE 200 V 600 W
PARA CARGA RESISTIVA**

LUIS MARCELO ACONDA GUAMANZARA

**TESIS PREVIA LA OBTENCION DEL TITULO DE INGENIERO EN
LA ESPECIALIZACION ELECTRONICA Y CONTROL**

QUITO, ENERO DE 1999

Certifico que que el presente trabajo ha sido realizado en su totalidad por el Sr. Luis Marcelo Aconda G.

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'Hugo Banda Gamboa', is written over a horizontal line. The signature is stylized and somewhat cursive.

Dr. Hugo Banda Gamboa
DIRECTOR DE TESIS

A MI QUERIDO

PADRE

AGRADECIMIENTO

A la Escuela Politécnica Nacional, sus profesores y Autoridades, por la formación científica y tecnológica que me brindaron

INDICE

1. CAPITULO I. GENERALIDADES

1.1.	INTRODUCCION	1
1.1.1.	Fundamentos del transistor bipolar de juntura (BJT)	1
1.1.2.	Características capacitivas del BJT	1
1.1.3.	Encendido del BJT	2
1.1.4.	Apagado del BJT	3
1.1.5.	Area de operación segura	3
1.1.6.	Transistor darlington de potencia	4
1.2.	MODOS DE FUNCIONAMIENTO DEL SISTEMA	5
1.3.	DIAGRAMA EN BLOQUES	6
1.4.	ANALISIS DE LOS BLOQUES FUNCIONALES	6
1.4.1.	Inversor DC - AC trifásico de potencia	6
1.4.2.	Operación básica del circuito transistorizado	7
1.4.2.1.	Onda cuasi-senoidal de cuatro niveles.	8
1.4.2.2.	Onda cuasi-senoidal de tres niveles.	9
1.4.3.	Transformador trifásico 600VA - 400Hz.	10
1.4.4.	Rectificador monofásico tipo puente semicontrolado.	12
1.4.5.	Circuitos de control de rectificador puente semicontrolado.	14
1.4.6.	Transformador monofásico de potencia.	16
1.4.7.	Generador de pulsos para el puente trifásico transistorizado.	17
1.4.7.1.	Circuito generador de pulsos.	17
1.4.7.2.	Disparo de dos transistores simultáneos del circuito puente.	18
1.4.7.3.	Disparo de tres transistores simultáneos del circuito puente	19
1.5.	CIRCUITOS AUX. DE PROTECCION - POLARIZACION.	19
1.5.1	Circuito snubber de encendido.	20
1.5.2	Snubber de apagado.	21
1.5.3	Circuito snubber de sobre corriente.....	22
1.5.4	Snubber para configuración tipo puente.	24
1.5.5	Protección de sobre corriente.	24
1.5.6	Circuitos rectificadores de polarización	24

CAPITULO II . DISEÑO Y COSTRUCION DE UN CONVERTIDOR TRIFASICO DE 600W 200V 400 Hz.

2.1	Requerimientos técnicos del sistema.	26
-----	---	----

2.2	Diseño del inversor trifásico tipo puente transistorizado.	26
2.2.1	Construcción de un transformador trifásico de 400 Hz.	27
2.2.2	Generación de la onda cuatro niveles con carga L.	34
2.2.3	Generación de la onda tres niveles carga L.	36
2.2.4	Determinación de los elementos de potencia del puente transistorizado .	38
2.2.5	Diseño de los circuitos de disparo y control de los transistores de potencia.	39
2.2.6	Protección de los transistores, contra sobre corrientes.	41
2.2.6.1	Apagar el transistor de potencia Q1.	41
2.2.6.2	Suspender las fuentes de alimentación.	42
2.2.7.	Red Snubber para el circuito tipo puente.	44
2.2.8.	Protección de sobre voltaje.	45
2.2.9.	Disipador de calor.	45
2.3.	DISEÑO DEL CIRCUITO GENERADOR DE PULSOS PARA EL DISPARO DE 2 Y 3 TRANSISTORES DE POTENCIA.	46
2.4.	DISEÑO DEL CIRCUITO RECTIFICADOR MONOFÁSICO TIPO PUENTE SEMICONTROLADO.	50
2.4.1.	Diseño del circuito de control de disparo.	52
2.4.2.	Encendido del puente transistorizado y fijación del voltaje nominal del sistema.	53
2.5.	DISEÑO DEL TRANSFORMADOR MONOFÁSICO DE POT.	55
2.6	CIRCUITOS AUXILIARES.	63
2.6.1.	Protección de sobre corriente a la salida	63
2.6.2.	Circuito ON-OFF del circuito.	64
2.6.3.	Fuentes de polarización de los circuitos de control	65
2.6.3.1	Polarización del circuito de control de disparo trifásico.	65
2.6.3.2	Polarización del circuito de control del puente semicontrolado.	68
2.6.3.3	Fuente de polarización de los circuitos manejadores de base de los transistores de potencia.	69

CAPITULO III .- PRUEBAS EXPERIMENTALES.

3.1	RENDIMIENTO DEL TRANSFORMADOR MONOFÁSICO DE POTENCIA.	72
3.2	PRUEBAS DEL RECTIFICADOR SEMICONTROLADO	73
3.3	PRUEBAS DEL PUENTE TRANSISTORIZADO TRIFÁSICO.	75
3.3.1	Onda 4 NIVELES	
3.3.2	Onda 3 NIVELES	

3.4	PRUEBAS DE RENDIMIENTO DEL EQUIPO .	76
3.4.1	Onda 4 NIVELES .	
3.4.2	Onda 3 NIVELES .	
3.5	FORMAS DE ONDA DEL INVERSOR.	78

CAPITULO IV .- EVALUACION DE LOS RESULTADOS OBTENIDOS.

4.1	ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS EXPERIMENTALES.	86
4.2	DESCRIPCIÓN DE LOS ELEMENTOS DE OPERACIÓN Y PROTECCIÓN DEL EQUIPO.	87
4.3	OPERACION DEL EQUIPO.	88
4.4	CONDICIONES DE INSTALACIÓN DEL EQUIPO.	88
4.5	ESPECIFICACIONES DEFINITIVAS.	89
4.6	ANALISIS TÉCNICO ECONÓMICO.	89

CAPITULO V.- CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

5.1.	Conclusiones	92
5.2.	Recomendaciones	93

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS	95
----------------------------------	----

ANEXO N° 1 .- Diagramas circuitales y placas impresas.	96
---	----

ANEXO N° 2 .- Especificaciones técnicas	97
---	----

PROLOGO

Como antecedente se debe destacar que en un importante centro de mantenimiento aéreo del país, debido a las actividades que allí se efectúan, requiere la utilización de generadores trifásicos de 400 Hz 200V como por ejemplo el equipo "HOBART BROTHERS COMPANY" de 60KVA. Este convertidor es del tipo motor - generador con un motor eléctrico trifásico de 480V 60Hz y una potencia de 75 KW; cuando funciona en vacío consumen 15A por fase y en el encendido ocasiona una corriente de arranque de 125A.

El citado generador tienen como cargas: una sección de motores, bancos de prueba, laboratorios de instrumentación, electricidad y electrónica. Normalmente el suministro de energía con 400Hz a los laboratorios no es continuo sino periódico, donde se efectúa el chequeo y reparación de partes eléctricas o electrónicas del avión, con baja potencia en el orden de 20W a 100W.

Económicamente, el costo de operación de este tipo de convertidor es muy alto por la potencia del motor eléctrico, mientras que desde el punto de vista eléctrico para estos laboratorios el rendimiento del generador es muy bajo, relacionando el suministro de energía eléctrica que requiere la carga y el consumo de los motores de 60Hz.

Luego de haber descrito esta realidad y como una aplicación de la electrónica de potencia, se decide trazar como objetivo de esta tesis, el diseño y construcción de un convertidor electrónico de frecuencia de 60Hz a 400Hz para el uso apropiado en los laboratorios señalados, con una salida trifásica de 200V mas el neutro y una potencia de 600W, con la opción de obtener dos tipos de onda cuasi senoidal de tres y cuatro niveles.

Inicialmente se plantea los fundamentos teóricos indispensables para la mejor comprensión del conversor implementado, así como de la técnica empleada y se explica de manera detallada la obtención de los dos tipos de onda.

Luego se explica el diseño de la parte de potencia y de los circuitos de mando para la conducción de los transistores, que se usan como switches del inversor, poniendo especial interés en las protecciones del mismo. A continuación se presentan los resultados experimentales obtenidos a partir de la operación del equipo, lo cual sirve de base para las conclusiones y recomendaciones generales sobre el tema.

CAPITULO I

GENERALIDADES

1.1 INTRODUCCIÓN

1.1.1.FUNDAMENTOS IMPORTANTES DEL TRANSISTOR BIPOLAR DE JUNTURA (BJT) [1]

Los transistores pueden ser del tipo PNP o NPN, siendo el segundo el más común y que lo vamos a utilizar en este diseño, aprovechando su característica de trabajo en la región de saturación o como switch electrónico.

Estructuralmente podemos mencionar que existen dos diferencias importantes con el resto de transistores:

- El espesor de su base es mayor, por lo que se determina que la ganancia de corriente β es pequeño (menor a 15).
- El colector de un transistor NPN está compuesto de dos capas con dopaje de portadores perfectamente identificados N- y N+, llamando a la zona negativa como "Región de Drift".

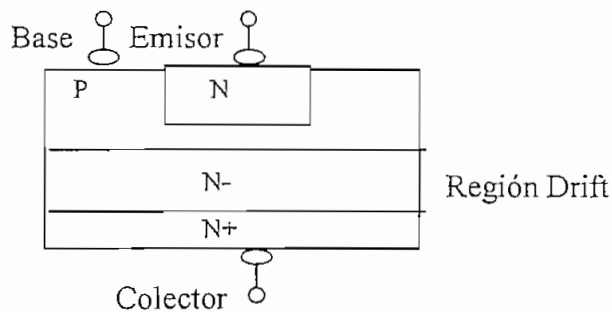


Figura 1.1 Estructura de un BJT de potencia NPN

1.1.2. CARACTERÍSTICAS CAPACITIVAS DEL BJT.

Debido a las características eléctricas se determinan unas capacitancias, principalmente entre el emisor colector y la base emisor, que no permite que se encienda y apague instantáneamente el transistor. En el proceso de encendido se produce un retardo porque primero se debe cargar las capacitancias C_{BE} para que fluya la I_B requerida y luego obtener una subida de la corriente del colector a su valor de encendido, todo esto en un tiempo que depende de la C_{C-E} .

Para el apagado, al transistor se le debe remover las cargas de la base que mantiene la corriente de saturación I_C en un tiempo mínimo de almacenamiento t_s y luego la corriente del colector descenderá en un lapso que depende de la constante de tiempo, determinada por la capacitancia de la juntura B-E.

1.1.3. ENCENDIDO DEL BJT [1]

De la magnitud de la corriente del colector depende el valor de la corriente mínima de base o la menor cantidad de carga almacenada, que debe ser mantenida en el BJT a fin de ser encendido, con estos antecedente en la figura 1.2 se muestra la secuencia de encendido y apagado de un transistor de potencia.

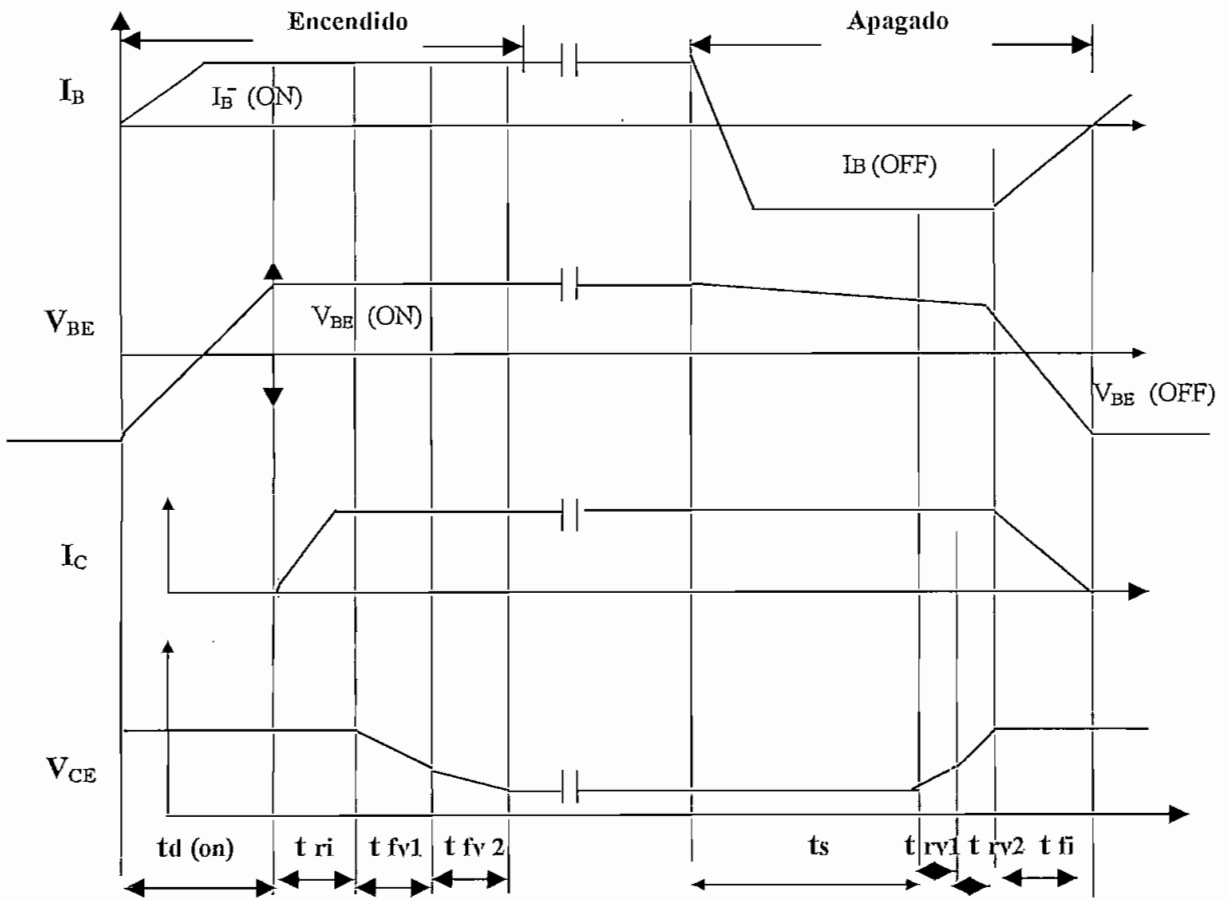


Figura 1.2 Encendido y Apagado del BJT

El primer tiempo parcial $t_d(on)$ se produce al acumularse las cargas en la base hasta obtener un voltaje V_{BE} aproximado a 0.6 V, instante en el cual la corriente de colector sube, alcanzando su valor de encendido en un tiempo de retraso t_{r1} y al mismo instante el V_{CE} empieza a descender.

En $trv1$ se produce la cuasi saturación a medida que la inyección de portadores en la región Drift se incrementa desde la base. En $trv2$ el descenso de V_{CE} es lenta debido a que desciende la ganancia de corriente β , entrando así a la región de dura saturación y por último se llega a la región de saturación completa del transistor.

1.1.4. APAGADO DEL BJT [1]

Se desearía que al disminuir la corriente de base se apague el BJT, pero esto no sucede, porque el voltaje V_{BE} se mantiene hasta cuando duren las cargas almacenadas en la base, a pesar que $I_B = 0$.

En la práctica, las cargas de la base deben ser extraídas abruptamente por medio de una corriente negativa controlada por un circuito manejador de base, cuyo funcionamiento se explica posteriormente. Con este circuito, el proceso de apagado se inicia cuando el V_{BE} es cambiado a un valor negativo y en consecuencia se produce una circulación inversa de I_B durante un tiempo de almacenamiento t_s , la I_C permanece en su valor de estado de encendido; luego de este tiempo el transistor entra en cuasi saturación cuando el voltaje V_{CE} empieza a decrecer, como se aprecia en la figura 1.2

Cuando la distribución de carga almacenada y reducida a 0 en la juntura C-B al final de la región drift, el voltaje V_{CE} sube lentamente en $trv1$ y el transistor entra en la región activa normal.

El incremento de la ganancia β hace que el V_{CE} llegue a un valor igual que el de la fuente con mayor rapidez cuando la I_C carga la capacitancia de la juntura C-B en un tiempo $trv2$ y la I_C empieza a caer.

Después de un intervalo de tiempo de caída de corriente en $tf1$, el neto de la carga almacenada es removida y la $I_C = 0$. El BJT entra en corto y la capacitancia de la juntura B-E se carga negativamente con el circuito manejador de base y estaría listo para el siguiente período de encendido.

1.1.5. AREA DE OPERACIÓN SEGURA[1].

Es la capacidad que tiene un BJT para disipar potencia, cuando por su base fluye una corriente determinada con el objeto de mantenerlo encendido. Tenemos dos áreas de operación: Directa e Inversa. La primera en régimen de conducción se representa en el área de subrayado de la figura 1.3 y ésta puede ampliarse si el transistor trabaja en pulsos de muy corta duración. Dentro de esta área de disipación, el BJT puede trabajar en forma segura la misma que es limitada por los parámetros I_C y V_{CE} que determinan valores de potencia establecidos por el fabricante.

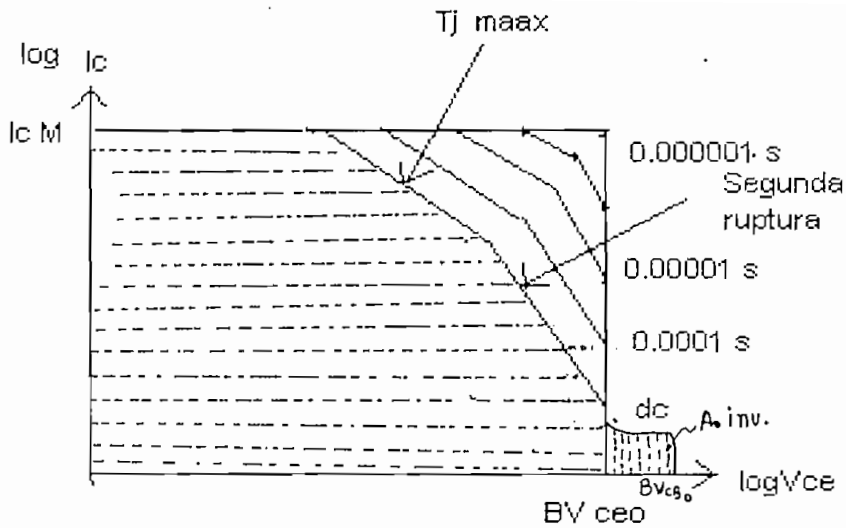


Figura 1.3 Área de Operación Segura Directa

La curva de operación segura inversa determina la capacidad de manejar corrientes y voltajes con la juntura B-E polarizados inversamente.

1.1.6. TRANSISTOR DARLINGTON DE POTENCIA

En esta tesis se emplean transistores darlington cuya configuración consta en la figura 1.4, que se caracteriza por tener ganancias de corriente h_{FE} en saturación muy baja, en consecuencia se necesita una corriente de base muy alta en el orden de unidades de amperios.

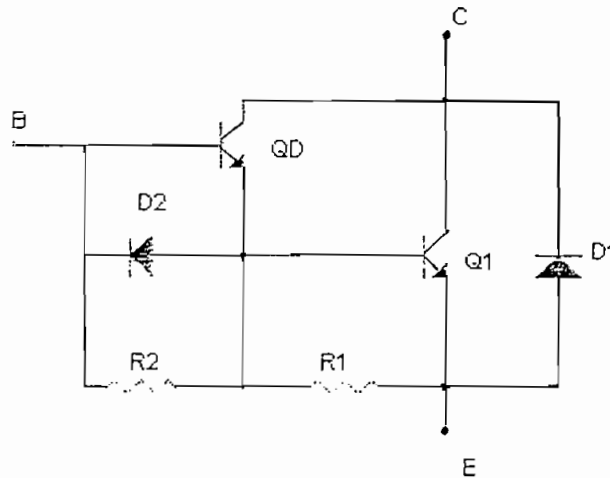


Figura 1.4 Conexión Darlington

En esta estructura, el transistor auxiliar Q_D es el que proporciona la corriente necesaria a la base del transistor principal Q_1 para su activado y el factor de amplificación β equivalente es igual al producto de los factores de los dos transistores.

El transistor principal es el que actúa directamente con la carga y esta configuración es encendida y apagada con un circuito que maneja su terminal de base, semejante al control que se efectúa con un BJT de potencia convencional.

La presencia de las resistencias R_1 y R_2 disminuyen el tiempo de apagado de los transistores al descargar las capacitancias existentes B-E y adicional D_2 sirve como un camino directo de la I_B negativo para el apagado de Q_D y en consecuencia Q_1 . D_1 es un diodo de protección en anti-paralelo incorporado en el transistor para cargas inductivas.

1.2. MODOS DE FUNCIONAMIENTO DEL SISTEMA

Este equipo puede generar dos tipos de onda que son escogidas por medio de un selector ubicado en el panel frontal. Una de las ondas es cuasi-senoidal trifásica de cuatro niveles con una potencia máxima de 600VA 200V a 400 Hz, cuyas aplicaciones son diversas en aviación.

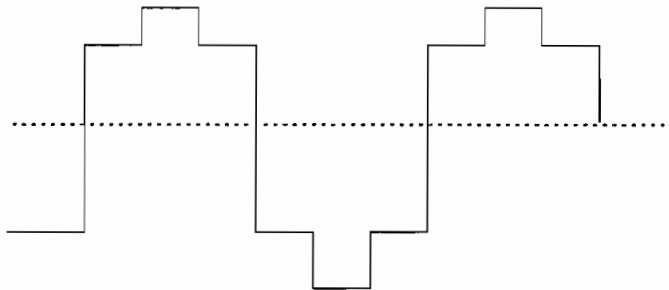


Figura 1:5 Onda cuasi-senoidal de cuatro niveles.

Con el mismo selector podemos escoger la generación de una onda trifásica cuasi-senoidal de tres niveles 600VA, 200V, 400Hz. Como se presenta en la figura 1.6.

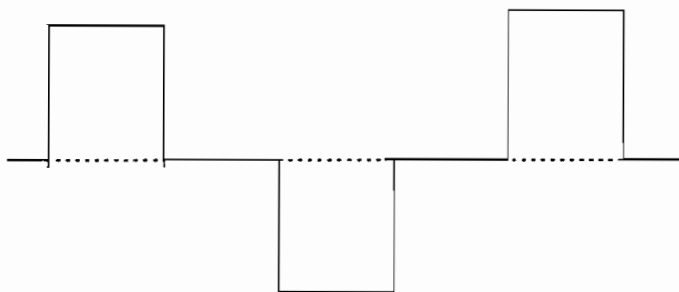


Figura 1.6 Onda cuasi-senoidal de tres niveles

1.3. DIAGRAMA EN BLOQUES

El sistema está conformado principalmente de cinco bloques que se describen según la figura 1.7 y como se detalla a continuación :

- Transformador monofásico de potencia .
- Fuente de polarización de los circuitos de control.
- Circuito rectificador monofásico tipo puente semi-controlado .
- Circuito generador de pulsos que activan un circuito puente transistorizado de potencia.
- Inversor DC - AC trifásico de potencia.

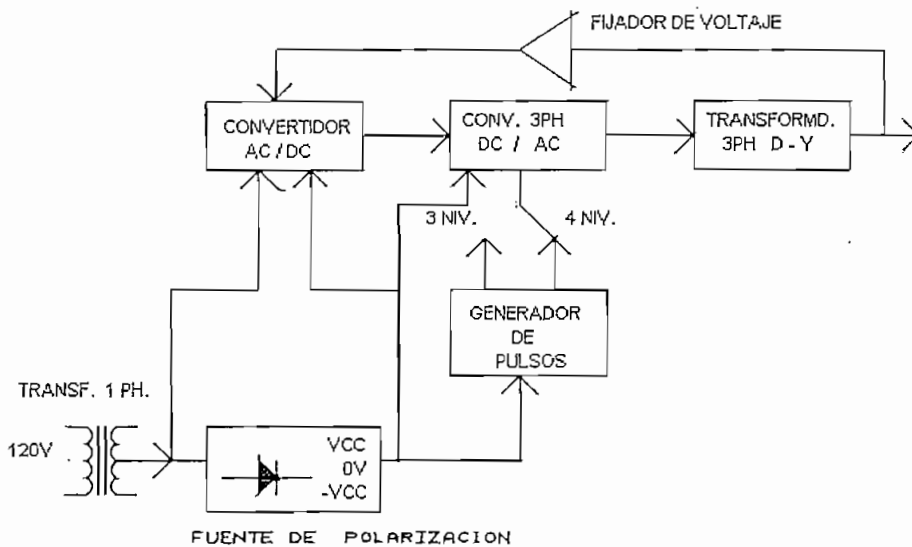


Figura 1.7 Diagrama en bloques del sistema

1.4. ANÁLISIS DE LOS BLOQUES FUNCIONALES.

1.4.1. INVERSOR DC - AC TRIFÁSICO DE POTENCIA.

Consiste básicamente de un circuito puente transistorizado como el de la figura 1.8, cuya carga es un transformador trifásico D -Y. Este puente está compuesto de tres ramales, cada uno tiene un transistor ubicado en la parte superior y otro en la parte inferior al cual se le aplica un voltaje rectificado E.

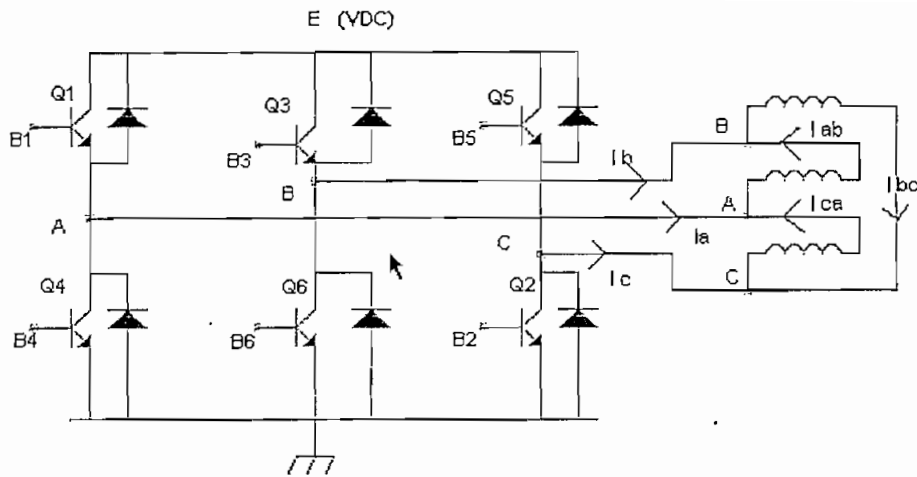


Figura 1.8 Puente trifásico transistorizado

1.4.2. OPERACIÓN BÁSICA DEL CIRCUITO TRANSISTORIZADO.

La manera como se activa los transistores es importante para obtener la forma de onda en la carga. Con la ayuda gráfica se lo puede explicar de la siguiente manera :

1.4.2.1. ONDA CUASI-SENOIDAL DE CUATRO NIVELES [3] .

En la figura 1.9 se puede apreciar los siguientes gráficos :

Figura 1.9a : En cualquier instante se activan simultáneamente dos transistores del puente, controlados desde sus bases, eliminándose por completo la posibilidad de que se activen dos transistores del mismo ramal, por lo que se produciría un corto circuito franco. Se tiene un problema en los instantes de conmutación localizados en los tiempos : $[0, 1/6, 2/6, 3/6, 4/6, 5/6, 1] T$, por lo que se pondrá énfasis en implementar circuitos que controlen el inicio y el final de estos pulsos.

En la figura 1.9b : Para los tres primeros pulsos de reloj que compone la onda ; asociando valores de voltaje y flujos de corrientes, se obtiene un circuito equivalente de la carga para esos instantes.

Figura 1.9c : Se presentan las formas de onda de voltaje que se obtienen en la carga trifásica del circuito, en base al punto anterior.

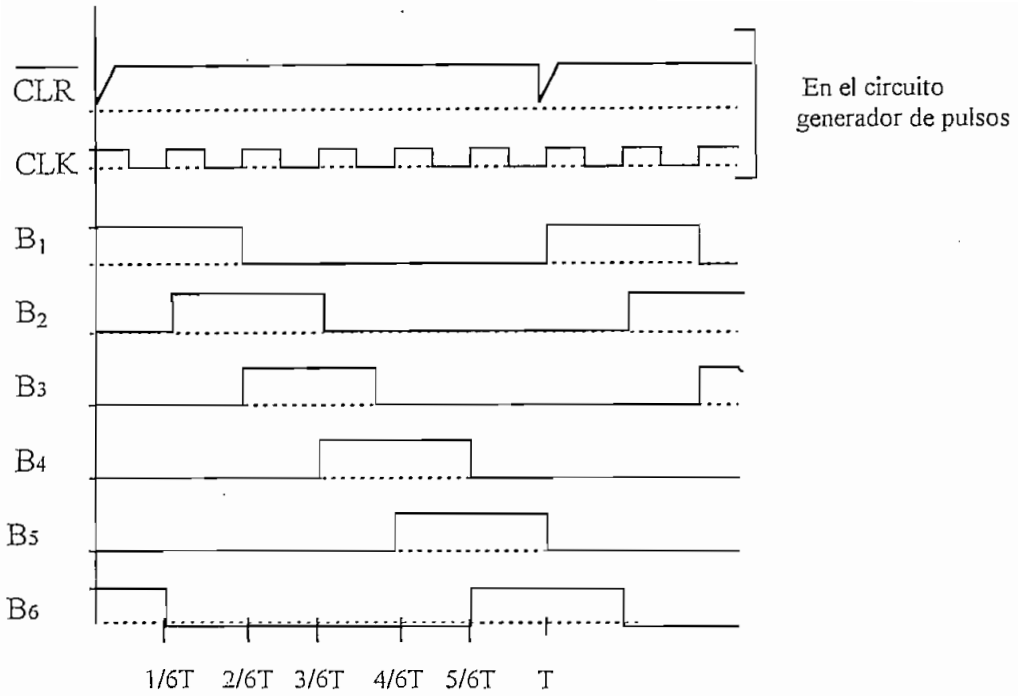


Figura 1.9a Diagrama de pulsos aplicados a los transistores de potencia.

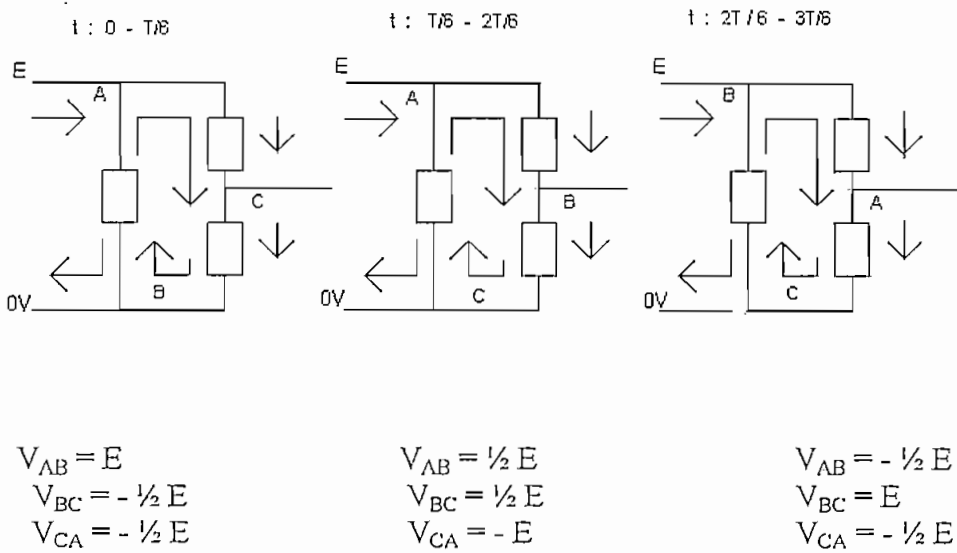


Figura 1.9 b Circuito equivalente de la carga.

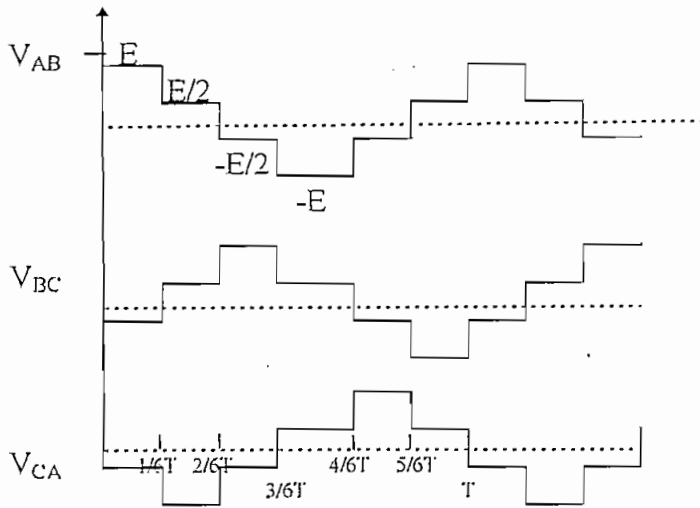


Figura 1.9c Forma de Onda de voltaje en la Carga.

Figura 1.9 Obtención de la onda cuasi-senoidal de 4 niveles

1.4.2.2. ONDA CUASI-SENOIDAL DE TRES NIVELES [3] .

En el gráfico 1.10 se aprecia que en el mismo instante se activan tres transistores, uno de cada ramal y secuencialmente dos de la posición superior y uno inferior o viceversa. Al igual que en el caso anterior, en la Figura 1.6 se presenta el análisis para la obtención de esta onda.

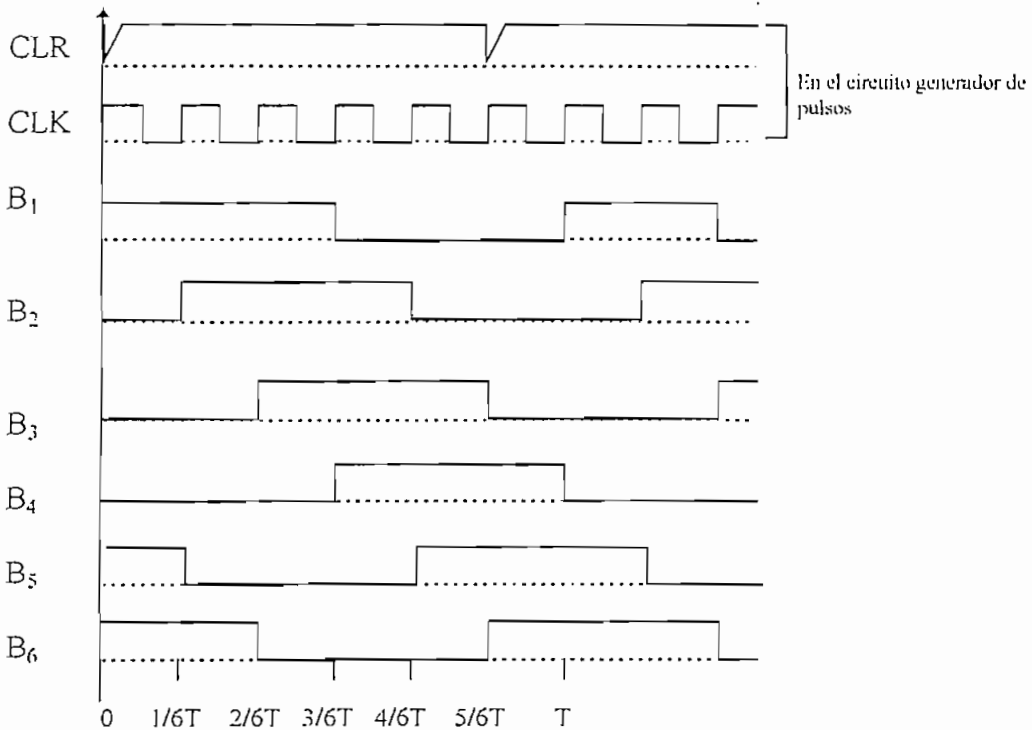


Figura 1.10a Diagrama de tiempo de pulsos aplicados a los transistores de Potencia.

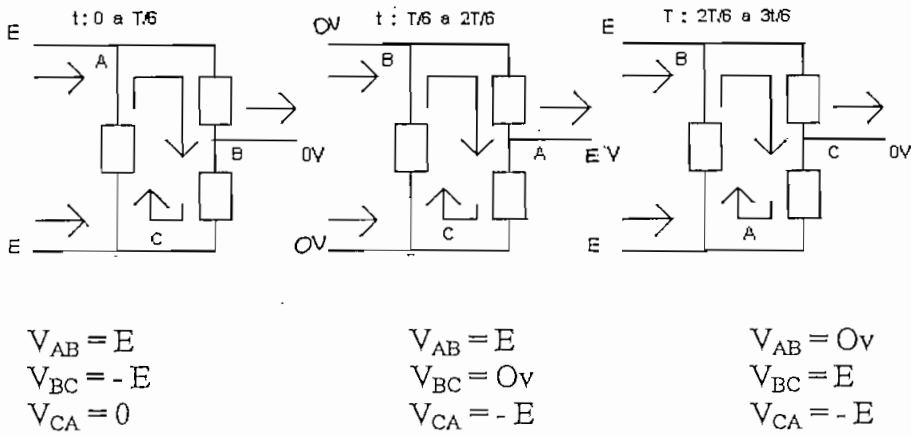


Figura 1.10 b Circuito equivalente en la carga.

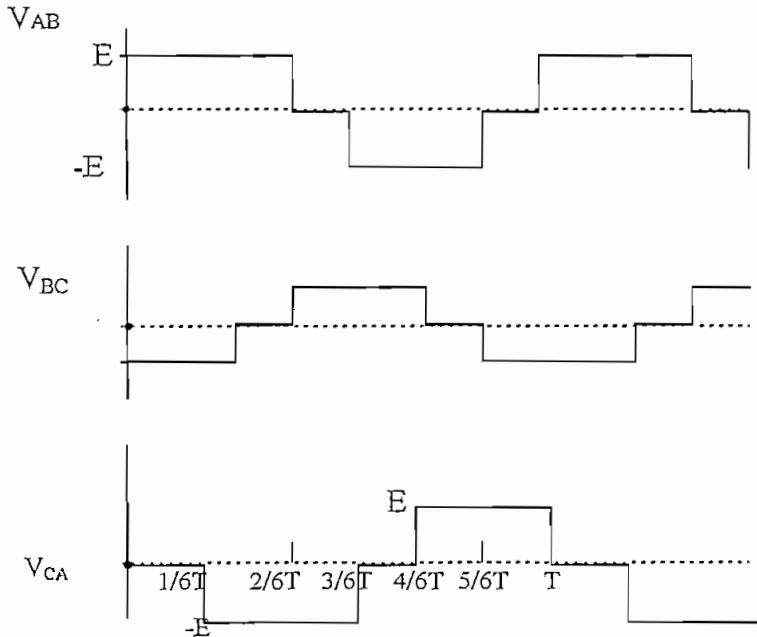


Figura 1.10c Forma de onda de voltaje en la carga.

Figura 1.10 : Obtención de la onda cuasi-senoidal de tres niveles.

1.4.3. TRANSFORMADOR TRIFÁSICO 600VA - 400 HZ

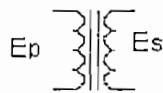
Un transformador para 400 Hz se puede construir tomando en cuenta las siguientes consideraciones :

1.- Relacionando la cuantificación de Neuman de la Ley de Faraday ; establece que la fem media inducida en una bobina N espiras es :

$$E_{med} = F * 4 f N \varnothing B 10^{-8} v \quad \text{ecuación 1.4}$$

F^* = Factor de forma.

Esto significa que no se puede dejar de tomar en cuenta la frecuencia, debido a que se establece el flujo mutuo máximo admisible para la frecuencia o una tensión dada. Así, los transformadores proyectados para funcionar a una frecuencia establecida, no pueden funcionar con otra frecuencia sin las correspondientes variaciones de tensión [4] como se deduce a continuación :



$$F = 400 \text{ Hz}$$

$$f = 60 \text{ Hz}$$

E_p	Voltaje Primario	E_p'
E_s	Voltaje Secundario	E_s'
S	Potencia	S'
I_p	Corriente Primaria	I_p'
I_s	Corriente Secundaria	I_s'

$$E_p' = E_p \propto 60/400$$

ecuación : 1 - 5

$$I_p' = S/E_p$$

ecuación : 1 - 6

$$I_p = I_p'$$

ecuación : 1 - 7

$$S' = I_p E_p'$$

ecuación : 1 - 8

Con esta aclaración podemos construir transformadores a diferentes frecuencias de trabajo, en base de procedimientos conocidos para aquellos que funcionan a 60Hz.

CONSIDERACIONES GENERALES PARA LA CONSTRUCCIÓN DE UN TRANSFORMADOR .-

Se mencionan los siguientes aspectos [4] :

Frecuencias .-

La velocidad de variación del flujo en el circuito magnético $\partial \varnothing / \partial t$ tiene una influencia predominante en la forma del ciclo de histéresis dinámico. Cuanto más elevado es el termino $\partial H / \partial t$ o de inducción, mas elevada deberá ser la intensidad magnetizante. El campo magnético debe ser más elevado para compensar el efecto de las corrientes de Foucault.

Espesor de las chapas .-

Si para una frecuencia de utilización impuesta se desea reducir las corrientes de Foucault, es necesario aumentar la resistencia a la circulación de estas corrientes, o sea elegir un material con reluctancia más elevada o utilizar chapas magnéticas de menor espesor.

Tensión aplicada .-

Cuanto más elevada es la tensión de alimentación, mayor es la velocidad de la variación del flujo y por consiguiente las corrientes de Foucault son más intensas y el ciclo de histéresis dinámico es más ancho.

Temperatura .-

Una elevación de la temperatura tiene por consecuencia la disminución de la inducción de saturación y el aumento de la resistividad eléctrica del material magnético.

Pérdidas en el circuito magnético .-

Para magnetizar un núcleo es necesario suministrar cierta energía, debido a que los materiales ferromagnéticos se oponen a un cambio de estado, hay sensibles pérdidas de energía que se disipan en calor.

Además, por efecto joule las corrientes de Foucault engendra pérdidas adicionales.

Para un ciclo de histéresis dinámico no podemos afirmar lo que era válido en el caso del estudio del ciclo de histéresis de un material "estático", ya que la intensidad del campo en el núcleo es igual en todo instante a la del campo creado por arrollamiento. Esta última es más elevada ya que la corriente que recorre el arrollamiento es necesaria no solo para magnetizar sino también para compensar la producción de las corrientes parásitos de Foucault. Todas estas pérdidas en conjunto toman el nombre de "pérdidas en el núcleo".

1.4.4. RECTIFICADOR MONOFÁSICO TIPO PUENTE SEMICONTROLADO.

Se elige la construcción de este tipo de rectificador por las siguientes razones :

- Este equipo va a trabajar solamente con 110-120V - 1Ph
- Es necesario una regulación de voltaje o mantener el valor E indicado en la figura 1.8 , por posibles variaciones de voltaje de la red de alimentación o sobrecarga del equipo.

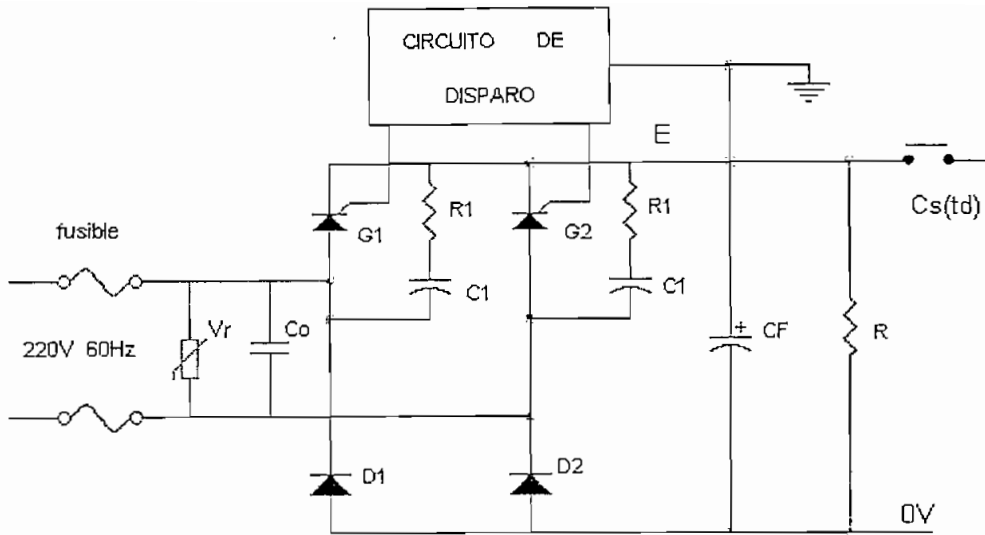


Figura 1.11 Rectificador monofásico semicontrolado tipo puente.

En el diseño de los convertidores estáticos se requiere tomar en cuenta los siguientes aspectos básicos y especificaciones del equipo [5] :

- Diseño de las redes supresoras de transistores
- Elección apropiada de los disipadores de calor
- Dimensionamiento de los fusibles y/o disyuntores.

Suponiendo que la corriente media que necesita el puente transistorizado es I_d , cada elemento del conversor conducirá esa corriente I_d durante medio período de línea y el otro medio período permanecerá bloqueado. En consecuencia las corrientes de cada elemento serán :

$$I_{media} = I_d / 2 \quad \text{ecuación : 1 - 9}$$

$$I_{rms} = I_d \sqrt{2} \quad \text{ecuación : 1 - 10}$$

$$I_{máx} = I_{rms} \times \sqrt{2} \quad \text{ecuación : 1 - 11}$$

El valor máximo de voltaje que deberá soportar cada elemento en estado de bloqueo es igual al valor pico máximo de voltaje entre las líneas de alimentación entregado por el secundario del transformador monofásico de potencia. Por ejemplo :

$$\text{Con un 10\% de seguridad} \quad 200 \times \sqrt{2} \times 1.1 = 310v$$

Es importante limitar la velocidad de subida del voltaje aplicado al SCR colocando una red R-C en paralelo [6]. Un método sencillo para determinar los valores R1 y C1 sin necesidad de conocer los valores de impedancia del circuito, sino tan solo

las características y la corriente que circula por cada tiristor [6]. Se basa en las siguientes ecuaciones :

$$C' = \frac{2,5 \text{ nF } I_t}{A} \quad \text{ecuación : 1 - 12}$$

$$R' = \frac{2/3 V_{DRM}}{I_{TM}} \quad \text{ecuación : 1 - 13}$$

I_T = Corriente media del tiristor
 V_{DRM} = Voltaje máximo repetitivo del tiristor
 I_{TM} = Corriente máxima en el tiristor

Con estos resultados y en base a las recomendaciones se puede calcular los valores R y C para las distintas configuraciones del convertor AC - DC [6].

$$C 1 = 2C' \quad \text{ecuación : 1 - 14}$$

$$R 2 = R' / 2 \quad \text{ecuación : 1 - 15}$$

1.4.5. CIRCUITO DE CONTROL DEL RECTIFICADOR PUENTE SEMICON - TROLADO.

A este circuito están acoplados otros que cumplen las siguientes funciones :

- Un circuito que precise exactamente el valor E , fijando un ángulo de disparo a los SCR.
- Un circuito temporizado que en el encendido del equipo no permite que se polarice a este controlador sino en un tiempo mayor a 2.5 m. seg. , con el objeto de que los pulsos sincronizados que llegan a los transistores de potencia cumplan al menos un ciclo completo antes de ser aplicados a éstos, debido a que no sabemos en que condiciones iniciales se encienden los F-F al momento del activado $t \leq 0$.
- Un generador de función rampa que trabaja luego de que es polarizado este circuito, para que el voltaje rectificado se incremente desde 0 hasta E, con el fin de disminuir el $\partial V / \partial t$ de los transistores de potencia, en el instante de encendido del equipo.

Este circuito tiene las siguientes características :

1. Circuito de disparo tipo cosenoidal .-

Con este circuito efectuamos un control lineal de voltaje a la salida del rectificador, al realizar la comparación de la parte más lineal de la función coseno, comprendida en el rango de 40° a 140° con un valor de la variable

Vc, obteniéndose un pulso positivo para el disparo de los SCRs con un tiempo de duración o ángulo de disparo que puede variar también en forma lineal. Estas funciones se pueden apreciar en la figura 1.12.

Este circuito comparador es un compensador de fase (figura 1.13) cuya función de transferencia es la siguiente [7]:

$$A_v = \frac{R_x P_2 - X_c P_2}{R(P_1 + X_c)}$$

Donde $R \leq P_2$

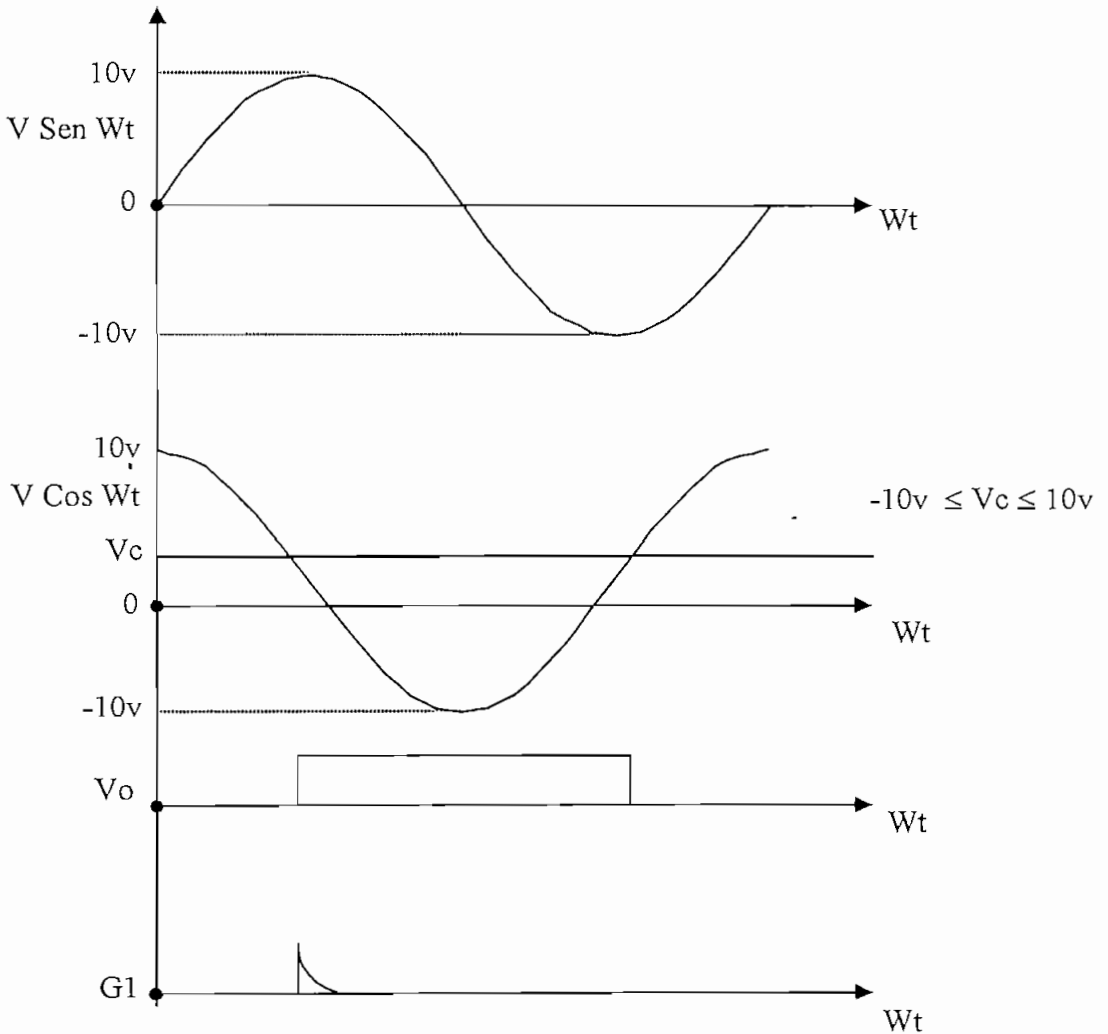


Figura 1.12 Variación del voltaje con referencia cosenoidal.

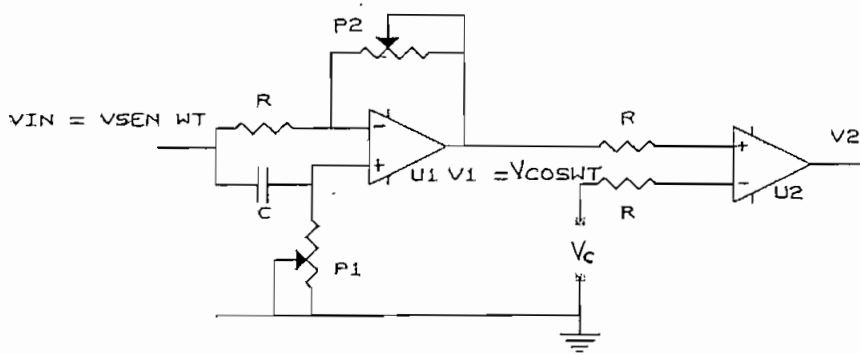


Figura 1.13 Circuito de disparo

La amplitud de A_v es la unidad en todo el margen de frecuencias y el retraso de fase D viene dado por la fase de A_v respecto a la frecuencia [7].

$$D(\omega) = -2 \frac{\partial}{\partial \omega} [\arctang(X\omega) / P_1]$$

$$\theta = 2 \arctang 2 \pi f C P_1$$

$$P_1 = \frac{\tan(\theta/2)}{2 \pi f C}$$

ecuación : 1 - 16

En el circuito anterior se compara la función de muestreo $V \cos \omega t$ con el valor de V_c que va a variar de $-10V \leq V_c \leq 0V$.

2.- Variable de control V_c .-

Es importante por las siguientes razones :

- Fija exactamente el valor de E .
- Como variable sirve para realizar una realimentación de voltaje de la salida del sistema a la entrada, para mantener constante el valor de E .
- En el encendido del equipo, podemos variar este parámetro como una función rampa.

1.4.6 TRANSFORMADOR MONOFÁSICO DE POTENCIA .

Se requiere un transformador cuyo devanado primario se energice a 120v - 60Hz con una potencia mayor 600 VA. Debe tener un número de devanados secundarios todos aislados eléctricamente según la figura (1.14), los que se alimentarán a circuitos rectificadores de voltaje que polarizan a todos los circuitos que a continuación se detalla :

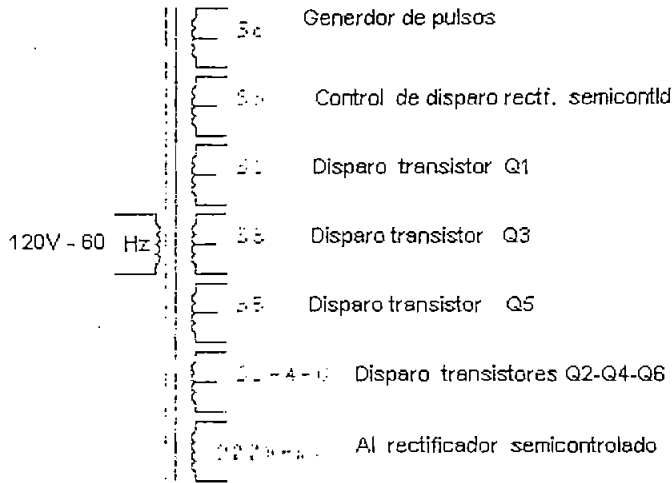


Figura 1.14 Transformador monofásico de potencia y control

1.4.7 GENERADOR DE PULSOS PARA EL PUENTE TRIFÁSICO TRANSISTORIZADO .

De este circuito depende la obtención de las dos formas de onda objeto de esta tesis , el mismo que consta de los bloques detallados en la figura 1.15.

1.4.7.1 CIRCUITO GENERADOR DE PULSOS .

- Circuito contador en anillo programado .-

Es un tipo de contador que debe iniciar a la salida de uno de sus F-Fs en estado 1L y resto de F-Fs en 0 L [8]. Esta condición debe cumplirse cuando se energice inicialmente el circuito, así que es necesario aplicar un preset al contador en el estado inicial requerido antes de aplicar pulsos al reloj. Una manera sencilla de hacerlo es aplicando un pulso momentáneo a la entrada DC SET de uno de los F- F [8] y otra entrada DC Clear del resto de F-Fs.

- Generador de onda controlada por voltaje VCO.-

Para obtener exactamente la frecuencia deseada , se opta por la posibilidad de trabajar un generador de pulsos cuadrados controlada por voltaje VCO como es el SN74LS 629 que se lo calibra a una $f = 2400$ Hz, puesto que en cada período de la $f = 400$ Hz necesitamos 6 pulsos, como se aprecia en las figuras : (1.9) y (1.10).

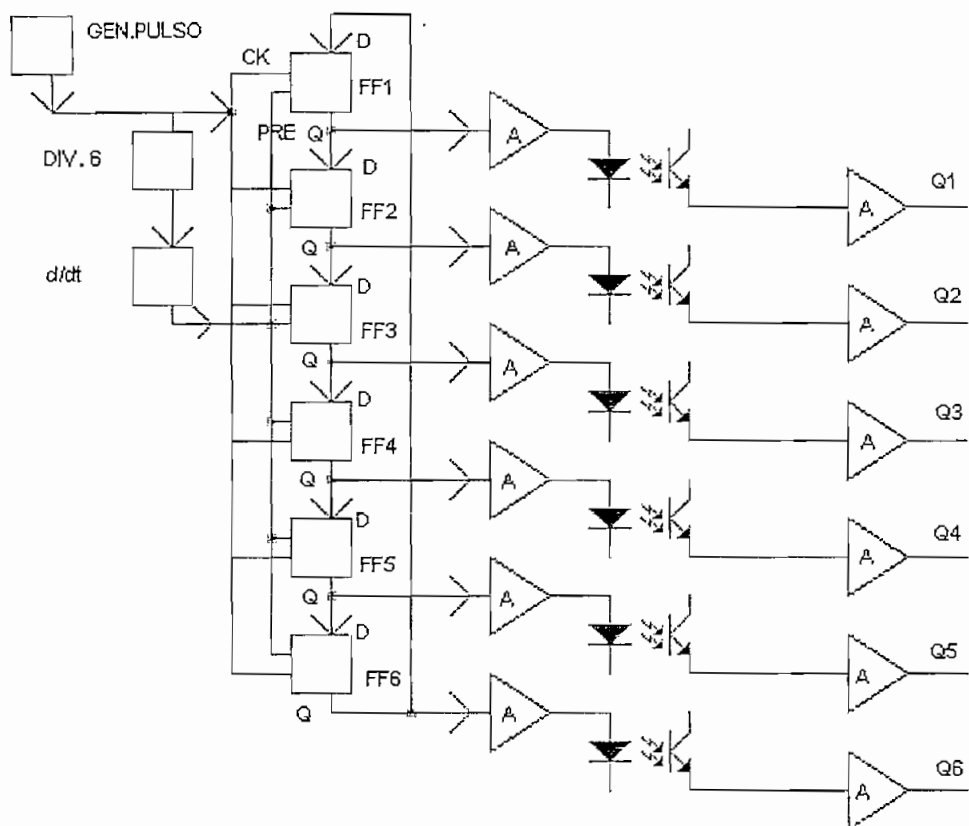


Figura 1.15 Generador de pulsos para el puente transistorizado trifásico.

Este tren de pulsos se aplican a los relojes de los F-Fs y a un divisor de la frecuencia para 6, este último pulso obtenido va a la entrada de un circuito estable que presenta un pulso de Reset mínimo, que sirve para restablecer las condiciones iniciales del contador de anillo en cada período de la $f = 400$ Hz.

- Circuitos amplificadores y opto acopladores .-

La señal de salida de los seis F-F van circuitos seguidores de voltaje y entregados individualmente a un opto acoplador. Este elemento permite acoplar la señal de este circuito que está a nivel de TTL con otros que trabajan a niveles de voltaje diferentes y altas potencias.

1.4.7.2. DISPARO DE DOS TRANSISTORES SIMULTÁNEOS DEL CIRCUITO PUENTE.

Asociando el diagrama de tiempo de la figura (1.9a) y el de la figura (1.15) se precisa la utilización del F-F SN 74 LS74A, que se caracteriza por tener las siguientes condiciones de operación [9] :

COND.	INPLT			D	OUT	
	PRE	CLR	CLK		Q	\overline{Q}
1	L	H	X	X	H	L
2	H	L	X	X	L	H
3	L	L	X	X	H ↑	H ↑
4	H	H	↑	H	H	L
5	H	H	↑	L	L	H
6	H	H	L	X	Q ₀	$\overline{Q_0}$

Es necesario que el pulso obtenido a la salida de un F-F debe estar en fase con el que llega a la base de su respectivo transistor de potencia. Al activar dos transistores simultáneamente para obtener la onda de 4 niveles en la carga, se puede apreciar que la alternativa N° 2 es la única para establecer las condiciones iniciales de funcionamiento del contador en anillo con $\overline{CLR} = 0L$. En las alternativas 4 y 5 el contador trabajará normalmente con $\overline{CLR} = 1L$.

1.4.7.3. PUENTE DISPARO DE TRES TRANSISTORES SIMULTÁNEOS DEL CIRCUITO PUENTE.

Como en el numeral anterior, se asocian los diagramas (1.10a) y (1.15) con el mismo circuito lógico y otras condiciones adicionales que se explicarán en un próximo tema; se puede asegurar las condiciones iniciales con $\overline{CLR} = 0$ y una operación de desarrollo del contador con $\overline{CLR} = 1$.

1.5 CIRCUITOS AUXILARES DE PROTECCIÓN Y POLARIZACION

La protección de los BJT en régimen de conmutación es importante, ya que es el instante crítico de los elementos de potencia, por esta razón se debe utilizar los circuitos o red Snubber de: encendido, apagado y sobre voltaje, y complementariamente las protecciones de sobre corriente y elementos disipadores de temperatura; la información ampliada de gráficos y resolución matemática se la encuentra en la referencia [1].

El BJT trabajando con ondas cuadradas y altas frecuencias obligadamente está conectado a inductancias parásitas y en especial al de la carga, que afectan en el instante de encendido y apagado. Este fenómeno se aprecia en figura (1.16).

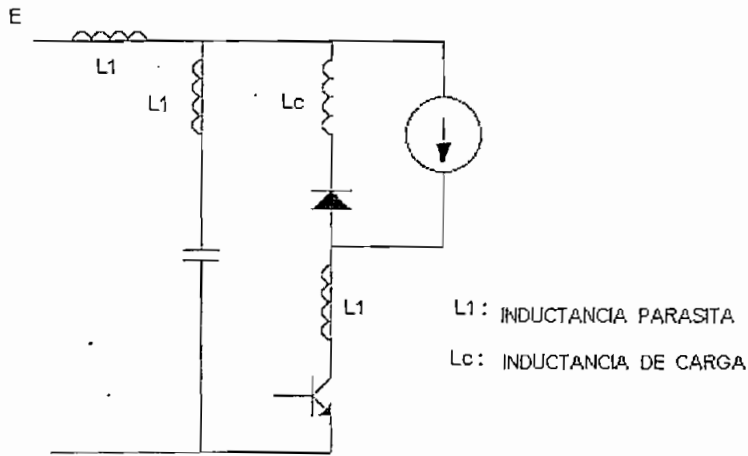


Figura 1.16 Inductancias parásitas de un transistor de potencia trabajando a alta frecuencia.

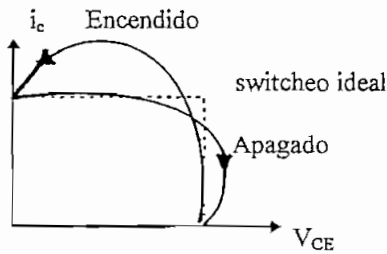


Figura 1.17 Curvas de encendido y apagado de los transistores sin protección Snubber

1.5.1 CIRCUITO SNUBBER DE ENCENDIDO [1].

El propósito de este circuito es reducir el $\frac{di}{dt}$ del transistor al encendido y además el V_{CE} se reduce al menor valor y en consecuencia su disipación. Esto se aprecia mejor en los siguientes gráficos :

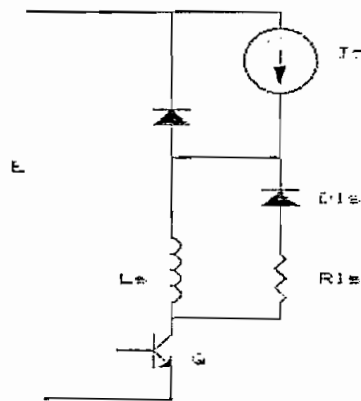


Figura 1.18 Circuito Snubber de Encendido

En la figura (1.16) se presenta los voltajes y corrientes para valores pequeños y grandes de las inductancias L_s .

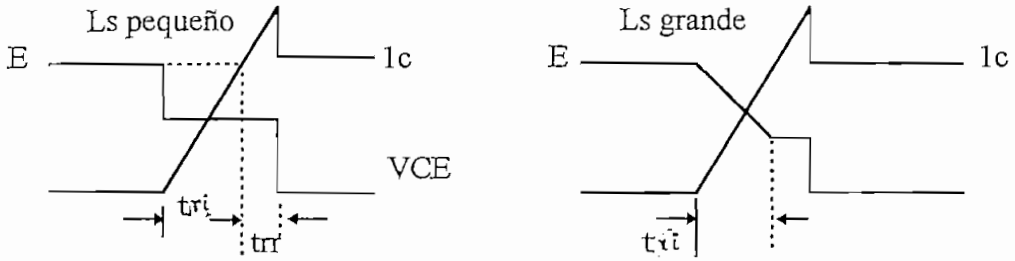


Figura 1.19 Formas de onda de voltaje y corriente con Snubber de encendido

Para seleccionar el valor R_{LS} se debe considerar el apagado en la que se genera un sobre voltaje del transistor en un valor igual a :

$$\Delta V_{CEmax} = R_{LS} I_O = 0,1 E.$$

$$R_{LS} = \frac{0.1 E}{I_O} \quad \text{ecuación : 1 - 17}$$

Para obtener el valor L_s se debe considerar el apagado, la corriente en la inductancia debe tender a cero de modo que la energía se elimine y el circuito esté listo para el siguiente encendido. Para este objetivo es importante la constante de tiempo.

$$L_s / R_{LS} \rightarrow t_{\text{apagado min}} > 2,3 L_s / R_{LS} \quad \text{ecuación : 1 - 18}$$

1.5.2 SNUBBER DE APAGADO [1].

Este circuito asegura que el voltaje V_{CE} siga en cero en el transitorio de apagado, mientras la corriente disminuye, para ello se utiliza el siguiente circuito.

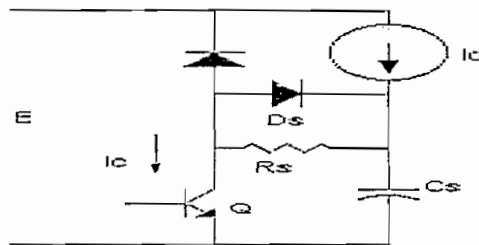


Figura 1.20 Circuito Snubber de apagado

Para el diseño de sus elementos se debe considerar previamente que antes del apagado, la corriente I_o del transistor está altamente inductiva y el voltaje $V_{CE} = 0$.

Al momento del apagado, la I_c del BJT decrece con una $\partial i / \partial t$, mientras que la corriente por el capacitor es $(I_o - I_c)$, de acuerdo a las siguientes expresiones :

$$I_{cs} = \frac{I_o t}{t_{fi}} \quad 0 < t < t_{fi}$$

$$V_{cs} = I \int_0^t I_{cs} \partial t$$

$$V_{cs} = \frac{I_o t^2}{2 C_s t_{fi}}$$

$$\text{Si: } t = t_{fi} \quad V_{cs} = E$$

$$C_s = \frac{I_o t_{fi}}{2 E} \quad \text{ecuación : 1 - 19}$$

Por medio de la figura (1.21) podemos visualizar el tipo de capacitor que debemos escoger :

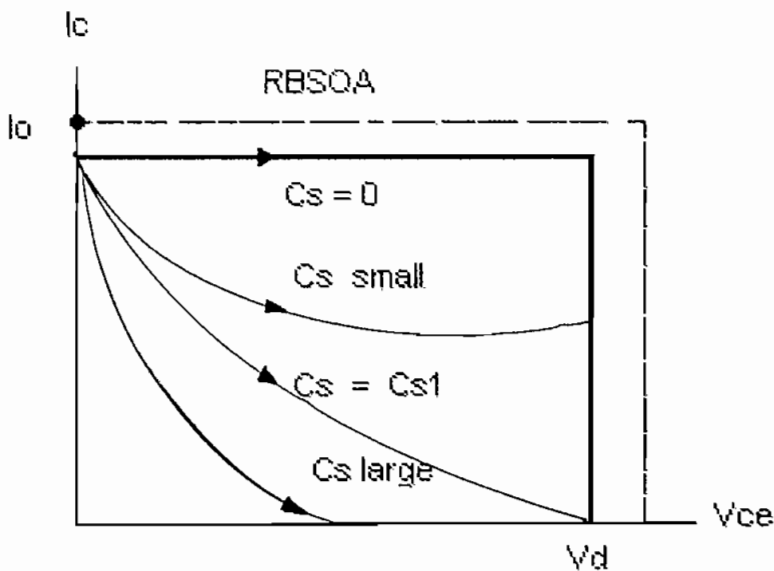


Figura 1.21 Formas de onda y trayectorias durante el apagado

Si escoge un valor pequeño a C_{s1} el voltaje del capacitor alcanza el valor de E antes que la I_c del transistor sea cero. Pero si $C_s > C_{s1}$ el tiempo que se demora en cargarse hasta E es mayor que t_{fi} .

La presencia del capacitor alcanza el tiempo de caída de voltaje de modo que aparece una energía adicional a ser disipada por el transistor durante el período de descarga del capacitor. Esta situación se corrige mediante el uso de una R_s en la cual se disipa la energía acumulada en el capacitor en los instantes de encendido del transistor.

$$W_R = \frac{C_c E^2}{2} \quad \text{ecuación : 1 - 20}$$

Al escoger la resistencia se debe ver que el pico de corriente que lo atraviesa sea menor que la corriente de recuperación reversa del diodo (I_{rr}) la cual puede limitar a $0,2 I_o$.

$$R_o = \frac{E}{0.2 I_o} \quad \text{ecuación : 1 - 21}$$

1.5.3 CIRCUITO SNUBBER DE SOBREVOLTAJE [1].

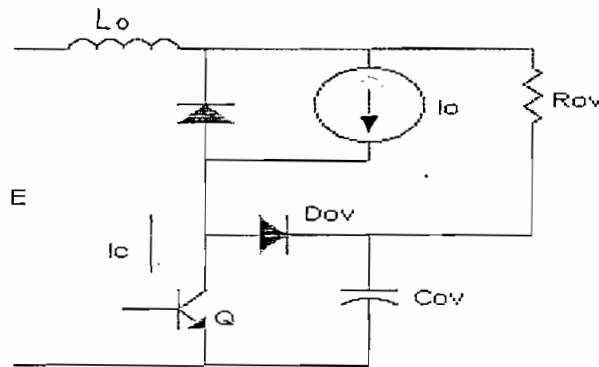


Figura 1.22 Circuito Snubber de sobre voltaje

En este caso asumimos que es posible agrupar todas las inductancias en L_o . Inicialmente el transistor está conduciendo el voltaje en el capacitor C_{OV} es igual a E y la corriente a través de L_s es I_o . Durante el apagado el transistor se abre a la energía almacenada en L_o se transfiere a C_{OV} por medio de D_{OV} . Igualando energías se obtiene :

$$\frac{C_{OV} A_V^2 CE_{max}}{2} = \frac{L_o I_o^2}{2}$$

Si tenemos un sobre voltaje de $\Delta V_{CE\max} = 0,1 E$

$$C_{OV} = \frac{100 L_o I_o^2}{E^2} \quad \text{ecuación : 1 - 22}$$

y en términos de $C_{SI} = C_{SI}$

$$C_{OV} = \left(\frac{200 \times L_o I_o}{E \times t_{ff}} \right) C_{SI} \quad \text{ecuación : 1 - 23}$$

1.5.4 SNUBBER PARA CONFIGURACIÓN TIPO PUENTE [1].

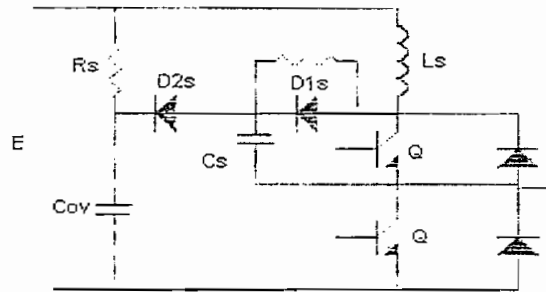


Figura 1.23 Ramal del inversor tipo puente con Snubber

Este circuito contiene en una misma configuración los tres tipos de circuitos analizados anteriormente y protege a los dos transistores y diodos de recuperación de cada ramal.

El diseño del circuito Snubber para un ramal del convertidor DC - AC tipo puente se realiza como si se tratara de un Snubber independiente.

1.5.5 PROTECCIÓN DE SOBRE CORRIENTE

Para proteger a los transistores de potencia trabajando a alta frecuencia se necesita que sea por medios electrónicos y se descarta el uso de fusibles. Este trabajo lo realiza el circuito de la figura (1.24) en base a la resistencia R_e que es el sensor de corriente de carga donde se produce una caída de tensión. Este valor es comparado con un voltaje de referencia fijado, tomando como base a la corriente máxima que se permitiría circular por el transistor de potencia.

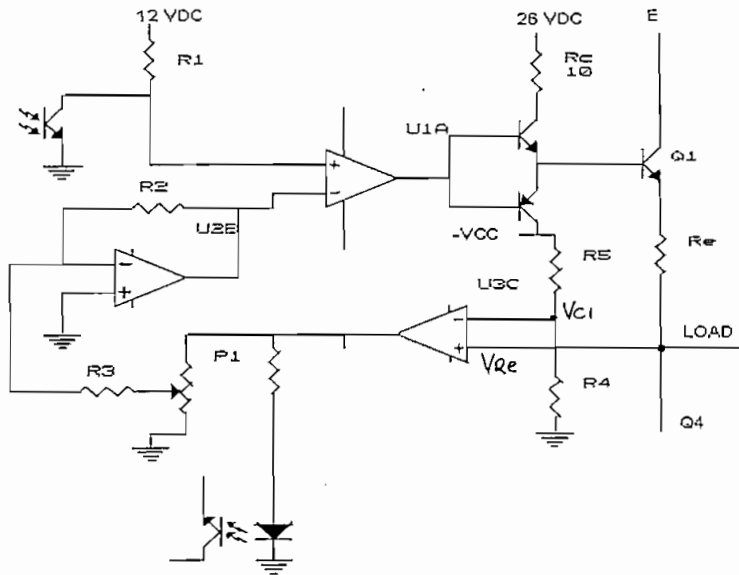


Figura 1.24 Circuito de protección de sobre corriente en el transistor de potencia.

Si el valor de $V_{RE} > V_C$, el circuito bloquea al transistor driver, aplicando un voltaje negativo a la base con la que dejaría fuera de operación al BJT en caso de sobre corriente.

1.5.6.- CIRCUITOS RECTIFICADORES DE POLARIZACIÓN .-

De la figura 1.14, se observa que el transformador monofásico de potencia entrega voltajes reducidos por medio de los bobinados secundarios que tienen tap center, el cual será procesado en rectificadores de onda completa, filtrados y fijados los voltajes por medio de diodos zener. Dependiendo de la necesidad de los circuitos a los cuales se polarizará se obtendrán voltajes positivos $+V_{cc}$ y voltajes negativos $-V_{cc}$ con referencia a GND.

En este diseño se requiere cierto número de estos circuitos con voltajes y corrientes diferentes, por lo son físicamente independientes y aislados eléctricamente.

En nuestro medio no existen textos en los que se encuentre establecido un procedimiento para el escogimiento específico del material y métodos de construcción de un transformador monofásico o trifásico de muy baja potencia. Por esta razón, se optó por pedir asistencia técnica en la empresa de transformadores "ECUATRAN" (ciudad de Ambato) y que consiste de un procedimiento muy práctico como es el siguiente:

- Tomar en cuenta todos los requerimientos del numeral 1.4.3
- Para transformar una fuente de tensión trifásica, se necesita un banco de tres transformadores como presenta la figura 2.1. Estos transformadores individuales tienen los mismos valores nominales de potencia y de tensión en alta y baja.
- Es muy importante que cada una de sus bobinados sean identificados y marcados adecuadamente, de manera que el subíndice de número impar presenta polaridad instantánea positiva en ambos lados de baja y alta tensión.

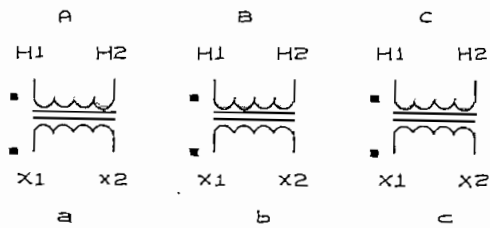


Fig. 2.1 Tres transformadores monofásicos idénticos y perfectamente marcados

Conexión del transformador trifásico D-Yo

Según la figura 2.1 y con la polaridad establecida se procede a conectar los tres transformadores monofásicos de acuerdo al esquema de la fig. 2.2

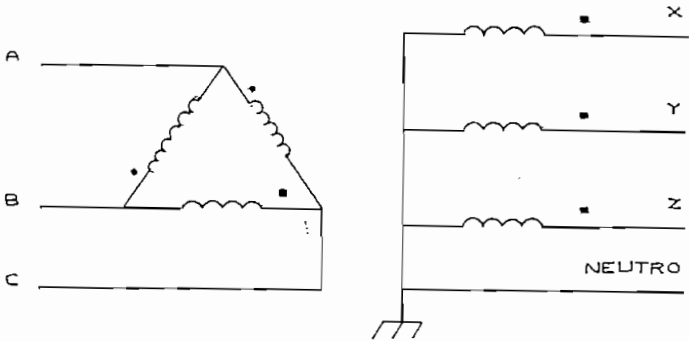


Fig. 2.2 Conexión de un transformador trifásico DY0

El puente trifásico transistorizado entrega un voltaje de 115VRMS al bobinado primario en configuración delta y con una relación de transformación de 1:1 se obtendrá en el bobinado secundario conectado en estrella, un voltaje trifásico de 200 VRMS con neutro . Este paso se puede representar vectorialmente de la siguiente manera .

PRIMARIO :

SECUNDARIO :

$$\begin{array}{lll}
 V_{AB} = 115 \angle 0^\circ & V_{XY} = 200 \angle -30^\circ & V_{XN} = 115 \angle 0^\circ \\
 V_{BC} = 115 \angle 120^\circ & V_{YZ} = 200 \angle 90^\circ & V_{YN} = 115 \angle 120^\circ \\
 V_{CA} = 115 \angle -120^\circ & V_{ZX} = 200 \angle 150^\circ & V_{ZN} = 115 \angle -120^\circ
 \end{array}$$

Importancia del neutro [10].-

- Por la configuración estrella del secundario, se puede producir una distorsión en la forma de onda de tensión cuando esté en vacío o sin carga, ya que la corriente del tercer armónico se hace preponderante. Esta situación se corrige proporcionando una línea neutro a tierra.
- Un camino para las corrientes desequilibradas.
- Un medio por el cual puede proporcionarse un servicio eléctrico doble, tanto la tensión trifásica superior para las potencias y cargas de motores mayores como una tensión monofásica inferior para las cargas monofásicas.
- Un medio por el cual las tensiones de fase se equilibran en relación con las tensiones de línea.

En función del voltaje rectificado E, se determinan los voltajes eficaces para los dos tipos de onda :

$$\begin{array}{l}
 V_{RMS} \text{ (ONDA 4 NIVELES)} = (1 / \sqrt{2}) E \\
 V_{RMS} \text{ (ONDA 3 NIVELES)} = (\sqrt{2} / \sqrt{3}) E
 \end{array}$$

Para el caso extremo :

$$E = V_{max} = 115V * \sqrt{2}$$

$$E = 162,6 V \approx 163V$$

La potencia de cada transformador monofásico será :

Ejemplo el transformador monofásico A :

$$S_{\Lambda} = \frac{600 \text{ VA}}{3} = 200 \text{ VA}$$

1.- La fuerza contra electromotriz es:

$$\varepsilon = K E_{\text{medio}}$$

$$\varepsilon = K (4 f N B A 10^8) \quad \text{ecuación : 2.1}$$

K: Factor de forma de la onda

$$K = \frac{E_{\text{eficaz}}}{E_{\text{medio}}} \quad \text{ecuación : 2.2}$$

Para la onda 4 niveles: $K = \frac{1 / \sqrt{2}}{2 / 3} = 1.066$

Para la onda 4 niveles: $K = \frac{1 / \sqrt{(2/3)}}{2 / 3} = 1.22$

De los dos valores se escoge 1.066 para obtener el mayor valor de A

Luego: $\varepsilon = 4.264 f N B A 10^8$

2.- En la Empresa "Ecuatran" se consigue el material para el núcleo del tipo "Numetal" cuyas características se presentan en el Anexo 2.1 y se recomienda que $B = 6.650 \text{ Gaus}$, $W = 6.75 \text{ gr/cc}$ y una relación $V / \text{vuelas} = 1.6$

El área del núcleo es:

$$A = \frac{\varepsilon / N}{4,264 \times f \times B}$$

$$A = \frac{.1.6}{4,264 \times 400 \times 6650} = 14.2 \text{ cm}^2$$

3.- El tipo de construcción del núcleo, se decide por el acorazado que es el más conveniente para el caso y fácil de construir por el tipo de láminas obtenidas, según se muestra en la figura 2.3

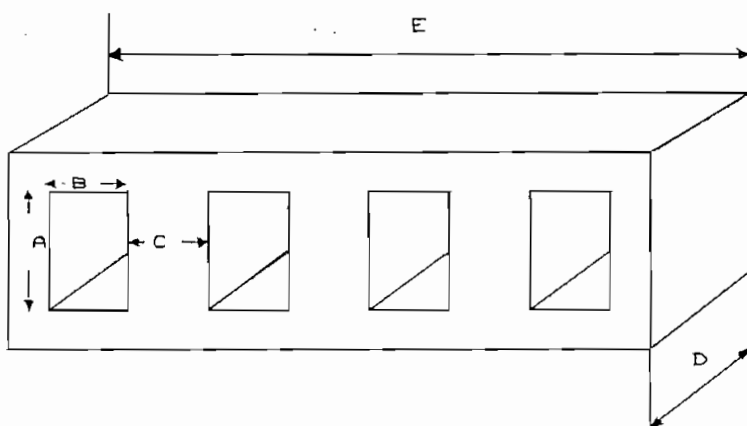


Figura 2.3 Núcleo tipo acorazado

4.- Para este tipo de transformadores se acostumbra usar arrollamientos concéntricos como el de la siguiente figura :

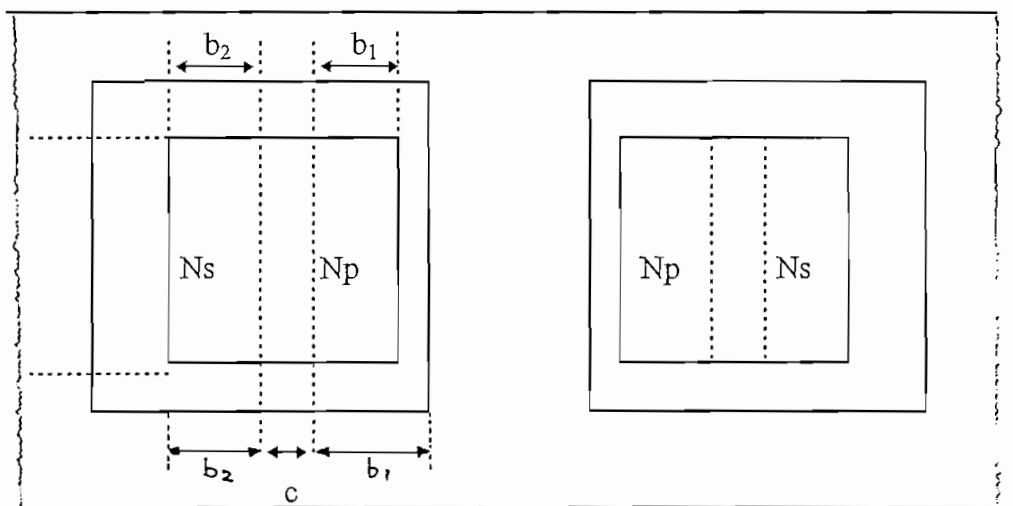


Figura 2.4.- Disposición física concéntrica de los bobinados

Los datos constructivos del transformador son :

Input	:	115 VRMS
Output	:	200 VRMS
Potencia	:	600 VA
Conexión	:	D-Y
Tipo	:	estructura tipo núcleo
V/vuelta	:	1.6 V / vuelta

5.- Número de espiras del primario $N_p = 115 / 1.6 = 72$ vueltas

6.- Número de espiras del secundario $N_s = \frac{200 / \sqrt{3}}{1.6} = 72$ vueltas

Del anexo N° 2.2 se aprecia que $J = 2.8 \text{ A / cm}^2$

7.- Corriente del primario : $3 \times I_p \times 115\text{V} = 600 \text{ VA}$
 $I_p = 1,739 \text{ A}$

8.- Corriente del secundario : $\sqrt{3} \times I_s \times 200 \text{ V} = 600 \text{ VA}$
 $I_s = 1,739 \text{ A}$

9.- Area del conductor primario - secundario :
 $Secc = 1,739 / 2.8 = 0,62 \text{ mm}^2$

Este dato determina el calibre del alambre N° 21 AWG , cobre esmaltado.

10.-Area ocupada por el bobinado primario : $0,4105 \text{ mm}^2 \times 72 = 29,55 \text{ mm}^2$

11.- Espesor del molde de la bobina : 4.5 mm

12.- Altitud de la bobina : $72 \times 0,7229 \times 1,03 = 53,61 \text{ mm}$

13.- Altura del núcleo : $53,61 + 4,5 = 58,11 \text{ mm}$

14.- Número de capas del primario : 1

15.- Perímetro de cada bobina = $2 \times 7 + 2 \times 2 = 18 \text{ cm}$

16. Pérdidas en el Cu del Primario y Secundario

Resistencia del alambre N°21 AWG :

$$R = \rho \frac{l}{A}$$

$$R = (1,7241 \times 10^6 \times 18 \times 72) / 0,04105$$

$$R = 0,54 \text{ } \Omega$$

$$P_R = I^2 \times R = (1,74)^2 \times 0,54 \text{ W}$$

$$P_R = 1,633 \text{ W}$$

17. Pérdidas total de Cu en las tres fases :

$$3 \times 1,633 \times 2 = 9,798 \text{ W}$$

18. Dimensiones del núcleo :

$$A = 8,15 \text{ cm} \quad B = 3 \text{ cm}$$

$$C = 2 \text{ cm} \quad D = 7 \text{ cm}$$

$$E = 2 \text{ cm}$$

19. Pérdidas en el núcleo:

$$\text{Volumen del núcleo} = 3 \times 0,95 \times (14,2) \times 8,15 = 329,709 \text{ cm}^3$$

$$\text{Peso} = 329,709 \times 6,75 = 2.225,53 \text{ g} = 2,22 \text{ Kg}$$

Del Anexo No. 2.1 se obtiene que para 7.000 gaus \Rightarrow 2,54 W / Kg

a) Potencia Hierro = 5,652 W

Pérdidas en las placas del yugo :

$$V = 2 \times 7 \times 1 \times 0,95(20 + 8,5) \text{ cm}^3$$

$$\text{Peso} = 379,05 \times 6,75$$

$$\text{Peso} = 2558,6 \text{ g}$$

$$\text{Peso} = 2,558 \text{ Kg}$$

Flujo en las chapas del yugo:

$$7000 \times \frac{7 \times 1}{14,2} = 3450 \text{ gaus}$$

Del anexo No.2.1 se obtiene que para 3450 gaus @ 2,38 W/Kg

$$\text{Potencia} = 2,56 \times 2,38 \text{ W}$$

$$\text{Potencia} = 6,098 \text{ W}$$

b) Pérdida total del Núcleo:

$$P = 5,652 + 6,098 \text{ W}$$

$$P = 11,75 \text{ W}$$

Añadiendo un 10 % por pérdidas = 12,92 W

20. Pérdida Total Cu + Hierro:

$$\text{Pérdida Total Cu + Hierro} = 9,798 + 12,92 = 22,718 \text{ W}$$

21. Eficiencia:

$$\text{Eficiencia} = (600) / (600 + 22,718) = 96,3 \%$$

Pruebas del transformador

Las pruebas se realizan Individualmente para cada transformador monofásico , como son básicamente las pruebas de cortocircuito y circuito abierto trabajando a 60 Hz.

Se obtuvo los siguientes resultados referidos al secundario de cada transformador:

PRUEBA	1er. TRANSISTOR	2do. TRANSISTOR	3er. TRANSISTOR
Circuito abierto $V_p = 10,7V$	$P = 13 \text{ W}$ $I = 0,1 \text{ A}$	$P = 13 \text{ W}$ $I = 0,11 \text{ A}$	$P = 12 \text{ W}$ $I = 0,9 \text{ A}$
Corto circuito $V = 3 \text{ V}$	$P = 10,7 \text{ W}$ $I = 3,1 \text{ A}$	$P = 11,3 \text{ W}$ $I = 3,4 \text{ A}$	$P = 11,2 \text{ W}$ $I = 3,3 \text{ A}$

De estos datos obtenemos los siguientes parámetros:

$$Z = \frac{3}{3,1} = 0,96\Omega$$

$$R = \frac{10,7}{(3,1)^2} = 0,28\Omega$$

$$\theta = \text{arcCos}\left(\frac{0,28}{0,96}\right) = 73,04^\circ$$

$$X_L = Z \text{ Sen } 73,04^\circ = 0,918 \Omega$$

$$X_e = \omega L_e$$

$$L_e = \frac{0,918}{2\pi 60} = 2,43 \text{ mH}$$

$$\frac{I_{max}}{I_p} = \frac{0,1}{2,89} = 3,4\%$$

2.2.2 GENERACIÓN DE LA ONDA CUATRO NIVELES CON CARGA L

En el gráfico N° 1.8 se observa el flujo de corriente hacia el transformador conectado como carga del puente transistorizado, para obtener los gráficos de la figura 2.5 con los cuales podemos realizar el siguiente análisis :

$$V_{RMS} (\text{onda cuatro niveles}) = \frac{1}{\sqrt{2}} E \quad \text{ecuación. 2.4}$$

$$V_{RMS} = 115 \text{ V}$$

$$E = \sqrt{2} \times 115 \text{ V} = 163 \text{ V}$$

La corriente de fase que se alimenta desde el puente transistorizado a la carga inductiva conectada en delta, se expresa así :

$$I_{RMS} (\text{cada carga}) = 600 / 3 \times 115 = 1,74 \text{ A}$$

Por definición general tenemos : $i = \frac{E t}{L}$

Observando la figura 2.5 , para $t = 2T/6$ y reemplazando en la ecuación del segundo lapaso, tenemos que :

$$I_{AB} = I_{m\acute{a}x} = E / 2L [2T/6 + T/6] = E T / 4L \quad T = 1 / F$$

$$\text{Luego : } E = 4 L F I_{m\acute{a}x}$$

La corriente I_{AB} en cada uno de los seis lapso componentes del periodo será :

$$I_{AB} = E t / L \quad 0 \rightarrow \frac{1}{6} T$$

$$I_{AB} = E / 2L [t + 1 T / 6] \quad \frac{1}{6} T \rightarrow \frac{2}{6} T$$

$$I_{AB} = -E / 2L [t - 5 T / 6] \quad \frac{2}{6} T \rightarrow \frac{3}{6} T$$

$$I_{AB} = -E / L [t - 4T/6]$$

$$\frac{3}{6}T \rightarrow \frac{4}{6}T$$

$$I_{AB} = -E / 2L [t - 4T/6]$$

$$\frac{4}{6}T \rightarrow \frac{5}{6}T$$

$$I_{AB} = E / 2L [t - T]$$

$$\frac{5}{6}T \rightarrow T$$

Se determinó que :

$$I_{m\acute{a}x} = E / 4LF$$

ecuación : 2.5

Consecuentemente el valor RMS de la corriente I_{AB} , será la siguiente expresión :

$$I_{RMS} (AB) = \left(\frac{8}{27} \right) I_{m\acute{a}x}$$

ecuación : 2.6

Sabemos que : $I_{RMS} = 1,74 \text{ A}$

Luego : $I_{MAX} = 3,196 \text{ A}$

$$L = E / 4 F I_{m\acute{a}x}$$

ecuación : 2.7

$$L = 163 / 4 \times 400 \times 3.196$$

$$L = 31,87 \text{ mH}$$

La corriente de fase "A" que ingresa a la carga inductiva es $I_A = I_{AB} - I_{CA}$, determinándose que la I_{MAX} en esta fase es = 3,196 A y la corriente máxima con la que debe abastecer el transistor Q_1 trabajando en la generación de una onda cuatro niveles será:

$$I_{Q1} = 3,196 \text{ A}$$

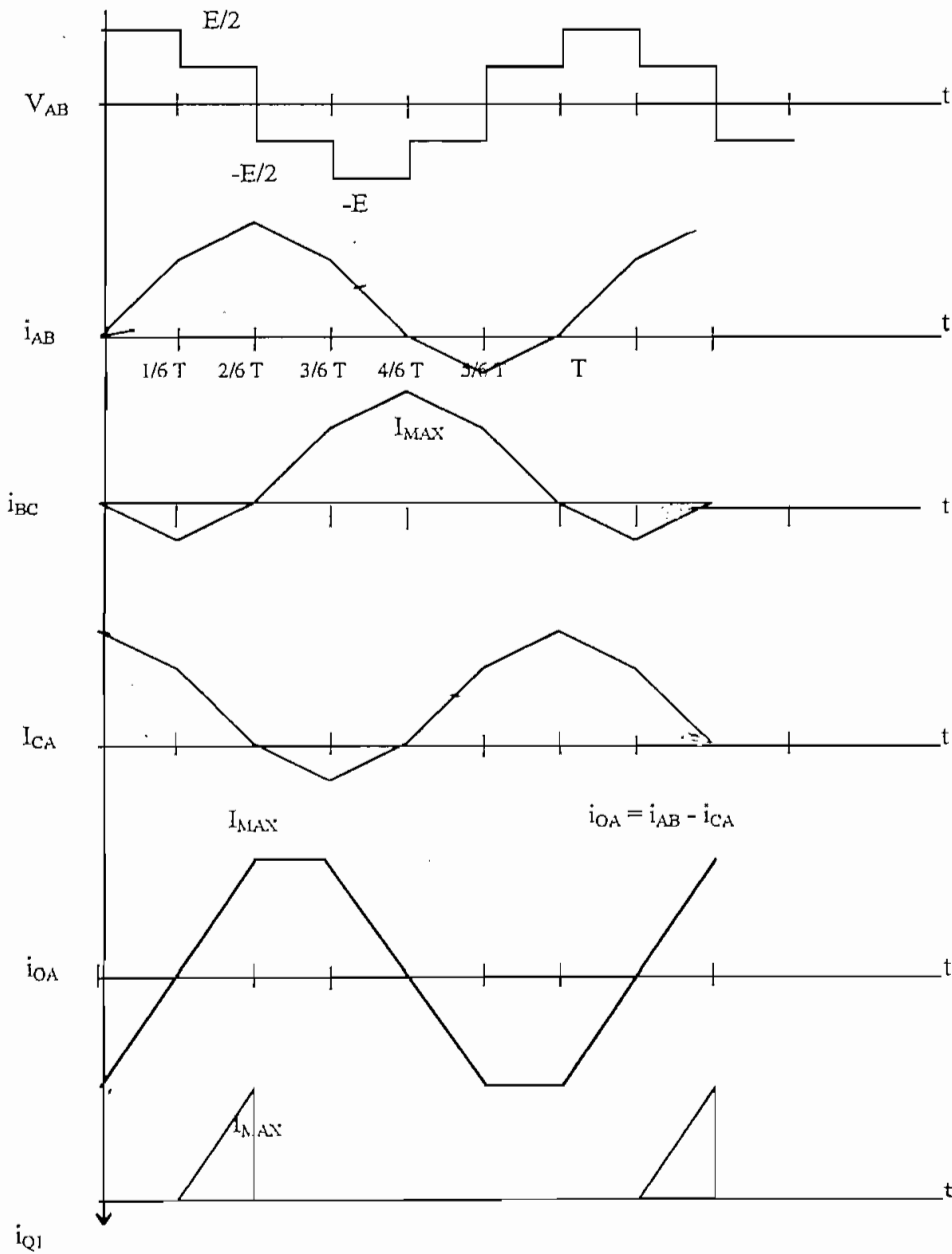


Figura 2.5 Generación de la Onda cuatro niveles. Carga L

2.2.3. GENERACION DE LA ONDA TRES NIVELES. CARGA L

De las curvas del gráfico 2.6 se obtiene los siguientes valores:

$$V_{RMS}(\text{onda tres niveles}) = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} E$$

ecuación :2.8

Si el voltaje RMS a la salida del puente transistorizado es 115 V

$$E = 115 \sqrt{3/2} = 141 \text{ VDC}$$

Corriente en la carga es $I_{RMS} = \frac{600}{3 \times 115} = 1,74 \text{ A}$

Con referencia al gráfico 1.8 y a las figuras del gráfico 2.6, la función de la corriente IAB en todo el periodo, está expresada así:

$$I_{AB} = (E/L)t - I_o \text{ máx} \quad 0 \rightarrow 2/6 T$$

$$I_{AB} = I_o \text{ máx} \quad 2/6 T \rightarrow 3/6 T$$

$$I_{AB} = -(E/L)t + I_o \text{ máx} \quad 3/6 T \rightarrow 5/6 T$$

$$I_{AB} = -I_o \text{ máx} \quad 5/6 T \rightarrow 6/6 T$$

Donde para $t = 2T/6$, la $I_{AB} = I_o \text{ máx}$ y reemplazando en su ecuación tenemos :

$$I_{AB} = I_o \text{ máx} = (E/L) 2T/6 - I_o \text{ máx}$$

$$I_o \text{ máx} = E / 6 LF \quad \text{ecuación : 2.9}$$

$$I_{RMS(AB)} = \frac{\sqrt{5}}{3} I_o \text{ MÁX} \quad \text{ecuación : 2.10}$$

$$I_o \text{ MÁX} = 2,34 \text{ A}$$

$$L = E / (6 F I_o \text{ máx}) \quad \text{ecuación : 2.11}$$

$$L = \frac{141}{6 \times 400 \times 2.34} = 25,1 \text{ mH}$$

La corriente máxima que debe circular por un transistor del puente trifásico para este tipo de onda y en un determinado lapso, es la suma de las corrientes que circulan por los otros dos transistores ubicados en el lado opuesto de los otros ramales, entonces para el transistor Q1 tenemos que :

$$I_{CQ1} = 2 I_{\text{máx}} = 4,68 \text{ A}$$

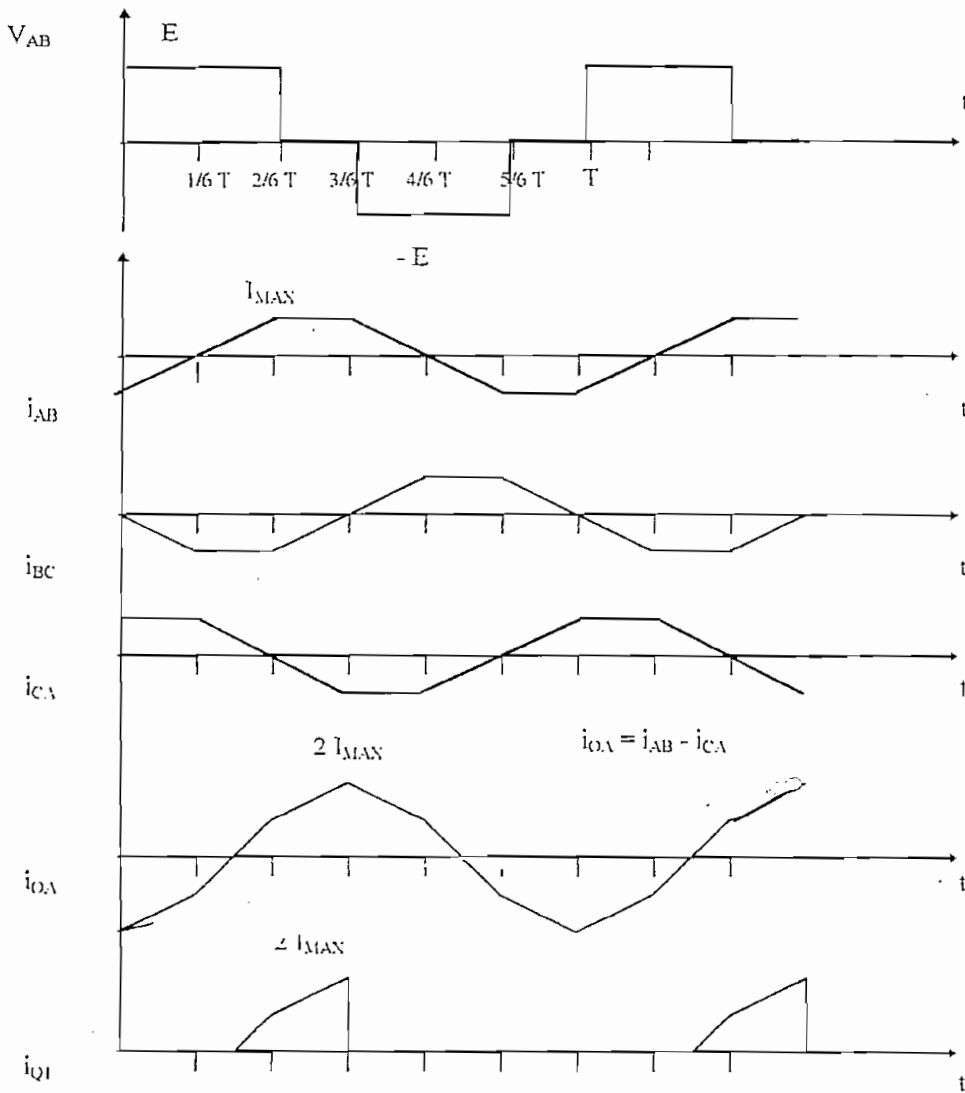


Figura 2.6 Generación de la onda tres niveles. Carga L.

2.2.4. DETERMINACION DE LOS ELEMENTOS DE POTENCIA DEL PUENTE TRANSISTORIZADO.

Para dimensionar los elementos de potencia se toma como referencia los valores máximos de corrientes y voltajes determinados anteriormente.

De la generación de onda de tres niveles carga L concluimos que la corriente máxima que deben soportar los transistores de potencia y diodos de conmutación es de 4.66 A, por lo que con fines de dimensionamiento, el elemento debe soportar por lo menos tres veces más de lo indicado.

Con respecto al voltaje, el peor de los casos se da para cuando los capacitores de los circuitos Snubber se cargan hasta el doble de la fuente DC de voltaje E, por lo

que se recomienda escoger un transistor y diodo para un valor de 2,5 E por seguridad.

Estos elementos deben tener tiempos de respuesta mucho mayores a 2,5 mseg para una relación de trabajo de 0,33. Luego de lo establecido los transistores de potencia BJT son de configuración Darlington, por lo que se elige a NTE98 y como diodo de conmutación al NTE506, cuyas características y especificaciones técnicas se adjuntan en los Anexos 2.3 y 2.4 respectivamente.

2.2.5. DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE DISPARO Y CONTROL DE LOS TRANSISTORES DE POTENCIA.

En el **Diagrama N°1** se presenta : el circuito de disparo del puente transistorizado de potencia.

En este diagrama se describe las siguientes características :

- Cada transistor de potencia tiene un circuito de control y polarización individual con voltajes : + 12 V , - 3 V , GND
- Amplifica la señal enviada desde el circuito generador de pulsos por medio de opto acopladores y lo procesa con fines de control.
- Tiene un circuito driver manejador de base.
- Se puede controlar la relación de trabajo para evitar cortocircuitos en los puntos de conmutación explicados en el numeral (1.4.2.)
- Se ejerce un control de sobrecorriente.

En el Anexo 2.5 tenemos las características opto acoplador NTE3044 y se determinó que para $I_d = 40 \text{ mA}$, $I_C = 30 \text{ mA}$, $V_{CE} = 0,6 \text{ V}$

$$R_1 = \frac{12 - 0,6}{30 \text{ mA}} = 380 \Omega$$

$$R_1 = 390 \Omega , \frac{1}{2} \text{ W}$$

Variación de la Relación de Trabajo del Pulso de Control.

Aprovechando la característica capacitiva C – E del opto transistor que en vez de producirse un flanco (-) del pulso V_1 se da una curvatura de descarga con un tiempo de demora de 0,02 m seg, el cual se puede comparar con el valor V_s que es regulado con el potenciómetro P1 y se consigue disminuir la relación de trabajo del pulso en la salida V_1 , en un tiempo máximo T_d que es suficiente para evitar

cruces de conducción entre los transistores que operan en la misma rama del puente trifásico. En otras palabras se crea "un tiempo muerto" T_d de la onda V_1 como se presenta en la figura 2.7

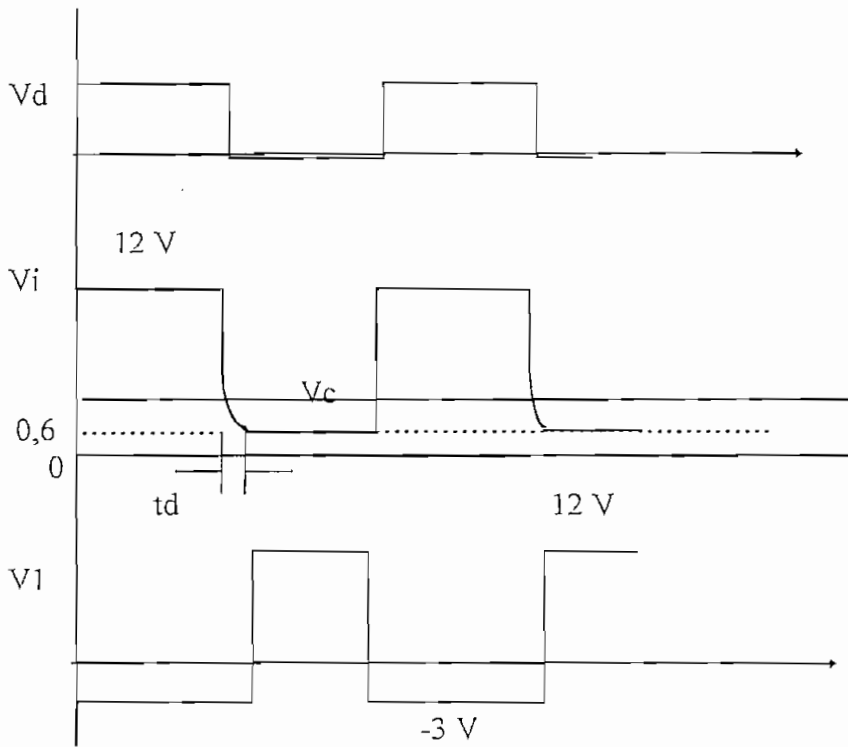


Figura 2.7 Control de tiempo de activado del BJT

Circuito Manejador de Base del BJT

La señal V_1 se obtiene de un comparador LM324 (sus características las encontramos en el Anexo 2.6), del cual se puede obtener ondas cuadradas con flancos positivos y negativos perpendiculares. Esta señal se aplica a un circuito amplificador de corriente del tipo par complementario, funcionando en región activa normal conformado por los transistores T_1 y T_2 que manejan el encendido y apagado del transistor darlington Q_1 (este circuito es tomado de la referencia [1]).

Por recomendaciones específicas en [1], la corriente de base mínima para que un transistor de potencia trabaje en la región de saturación debe ser igual a :

$$I_B = (1,5a2) \frac{I_C}{B} \quad \text{ecuación : 2-12}$$

Observando las especificaciones del transistor darlington NTE98 del Anexo 2.3 tenemos que :

$$I_B(Q_1) = 2(I_C / B) = 1A$$

Los transistores T₁ y T₂ son respectivamente el ECG188 y ECG193 con especificaciones técnicas ubicadas en el Anexo N° 2. 7

$$R_C = \frac{12V - V_{CE(T2)} - V_{BE(Q1)}}{I_B}$$

V_{CE(T1)} : en el encendido = 2 V.
V_{BE(Q1)} : en el encendido = 1.2 V.

$$R_C = \frac{12 - 2V - 1,2V}{I} = 8,8V$$

Normalizado : R_C = 10Ω,10w

En el instante en el que V1 pasa a ser negativo, el transistor Q₁ debería apagarse en ese mismo instante, pero no sucede así por existir la característica capacitiva BE, como se explicó en el numeral (1.4.2). Luego es necesario que se produzca una extracción abrupta de estas cargas, que se lo puede realizar por medio del transistor T2 que en ese instante está activado y es llevado a una fuente negativa de un valor inferior al VBE especificado en Q₁.

2.2.6. PROTECCIÓN DE LOS TRANSISTORES DE POTENCIA CONTRA SOBRE CORRIENTES.

Básicamente el funcionamiento de esta protección se efectúa a partir de un circuito operacional U₃ que compara el voltaje de referencia V₂ cuyo valor es determinado por la caída de tensión que se produce en una resistencia de sondeo Re al circular una corriente máxima que podemos permitir pasar por el transistor de potencia . Por lo que si V_{Re} > V₂ , a la salida del comparador U₃ tenemos un nivel positivo. A partir del cual se aplica dos circuitos de protección de sobre corriente con los siguientes criterios :

2.2.6.1 APAGAR EL TRANSISTOR DE POTENCIA Q1.

La amplitud de esta señal se controla con un potenciómetro R3 y es invertida en el amplificador U2, para tener un voltaje V6 y V7 negativo en la bases de T1 y Q1 respectivamente, logrando su apagado instantáneo.

Se precisa que : $I_{C(Q1)}max = 5A$
Re = 0.18 Ω

El divisor de voltaje conformado por R_4 y R_5 esta tomando de la fuente $-3V$, ya que la referencia (GND) de este circuito está ubicada en el emisor del transistor Q_1 . Para los circuitos que activan los transistores de potencia Q_2 , Q_4 y Q_6 según el diagrama citado el divisor se lo toma de la fuente $+12V$.

$$VRE = 0.18 \times 5 = 0.9$$

$$0,9 = \frac{R_5 \times 3V}{R_4 + R_5}$$

$$R4 = 2.3 R5$$

$$R4 = 23 K\Omega \quad 0,25W$$

$$R4 = 10 K\Omega \quad 0,25W$$

Para los transistores pares :

$$0,9 = \frac{R15 \times 12V}{R14 + R15}$$

$$R14 = 12.33R15$$

$$R14 = 120 K\Omega \quad 0,25W$$

$$R15 = 10 K\Omega \quad 0,25W$$

$$R2 \text{ y } R3 = 10 K\Omega \quad 0,25W$$

Para visualizar el instante de falla se utiliza un diodo Led ECG3003 cuyas características se adjuntan en el Anexo 2. 8.

$$R_6 = \frac{V_{cc} - V_f}{I_f}$$

$$R6 = \frac{12V - 2V}{40mA}$$

$$R6 = 220\Omega - 0,25W$$

2.2.6.2. SUSPENDER LAS FUENTES DE ALIMENTACIÓN.

Con esta señal se activa también el opto transistor OT1 con el objetivo de desconectar instantáneamente la fuente continua E, ya que este elemento aplica un pulso positivo en la entrada del circuito mono estable, conformado

por un timer 555 (ver el **Diagrama N° 2**, que presenta el circuito censor de sobre corriente de los transistores de potencia S.C.) y la salida se obtiene un pulso positivo con un tiempo de duración suficiente con el que se puede activar al transistor T7 y en consecuencia a la bobina del contactor Cs, abriendo un contacto normalmente cerrado ubicado entre la fuente E y el puente transistorizado.

En este instante se activa también el contactor C1 que tiene uno de sus contactos NC en el circuito ON - OFF del sistema, procediéndose a desactivar totalmente el equipo.

Esta secuencia es importante, puesto que en el instante de apagado del equipo no podríamos predecir la transición que tomarán los pulsos aplicados al puente de potencia hasta que todas las fuentes lleguen a 0V. Por esta razón también se ubica el pulsante de apagado OFF del equipo en paralelo con los opto transistores que llegan a este circuito.

Sus valores se determinan de la siguiente manera :

Del Anexo 2.5, el opto acoplador ECG 3044 se consideran los siguientes :

$$I_c (\text{on}) = 10\text{mA} @ V_{CE} = 0\text{V}$$

$$R_{50} = \frac{V_{CC} - V_E}{I_c}$$

$$R_{50} = \frac{26\text{V} - 5\text{V}}{10 \text{ mA}}$$

$$R_{50} \approx 2.2 \text{ K } \Omega, \quad 0.25\text{W}$$

$$R_{51} = V_E / I_E$$

$$R_{51} = 5 / 10 \text{ mA}$$

$$R_{51} \approx 470 \Omega, \quad 0.25 \text{ W}$$

$$R_z = V_{CC} - 5 \text{ V} / I_z$$

$$R_z = 26 \text{ V} - 5 \text{ V} / 80 \text{ mA}$$

$$R_z \approx 220 \Omega, \quad 2 \text{ W}$$

$$R_{53} = V_C - 0.6 \text{ V} / I_{B(T1)}$$

$$R_{53} = 5 \text{ V} - 0.6 \text{ V} / 60 \text{ mA}$$

$$R_{53} \approx 69 \Omega, \quad 2 \text{ W}$$

2.2.7. RED SNUBBER PARA EL CIRCUITO TIPO PUENTE.

En la figura (1.20) se resumen las protecciones tipo Snubber para un circuito transistorizado tratados en el numeral 1.5. Para tal efecto, se tomará en cuenta los valores de corriente y voltaje críticos determinados anteriormente.

$$f = 400 \text{ Hz.}$$

$$\text{Relación de trabajo} = 0,5$$

$$I_o = 4,68 \text{ A, } E = 163 \text{ V}$$

$$t_{\text{off}} = t(\text{off state}) = 0,125 \text{ m seg.}$$

$$t_{\text{fi}} = 2 \text{ m seg.}$$

De la ecuación 1.17

$$R_s = 0,1 \times 163 / 4,68$$
$$R_s = 3,48 \Omega \quad 76\text{W}$$

En nuestro medio se puede conseguir dos resistencias de 8 W - 40 W que se pueden colocar en paralelo y ser equivalentes al valor especificado para R_s .

De la ecuación 1.18

$$L_s < \frac{t_{\text{off}} \cdot x \cdot R_s}{2,3}$$
$$L_s < 0,189 \text{ mH}$$

$$\text{luego } L_s = 95,2 \mu\text{H}$$

De la ecuación 1.19

$$C_{s1} = \frac{I_o t_{\text{fi}}}{2E}$$
$$C_{s1} = 4,68 \times 2 \times 10^{-3} / 2 \times 163 = 28,7 \times 10^{-6}$$

$$C_{s1} = 33 \mu\text{F} - 400\text{V}$$

De la ecuación 1.2.1

$$R_o = E / 0,2 \times I_o$$

$$R_o = 163 / 0,2 \times 4,68$$

$$R_o = 150,3 \Omega$$

$$P_{RO} = \frac{C_s E^2 f}{2}$$

$$P_{RO} = 0,033 \times 10^3 \times (163)^2 \times 400 / 2$$

$$P_{RO} = 0,25 \text{ W}$$

$$R_O = 150 \text{ W}, 0,25 \text{ W}$$

De la ecuación 1.22

$$C_o = \frac{100L\sigma/\phi^2}{k^2}$$

$$C_S = 7,99 \text{ uf}$$

$$C_S = 10 \text{ uf}, 400 \text{ V}$$

2.2.8. PROTECCIÓN DE SOBREVOLTAJE VCE.

Otra alternativa de protección contra sobre voltaje de los transistores de potencia es colocar un diodo zener de valor $(2 \text{ a } 3) \times E$ conectado al emisor - colector, con el fin de que todo voltaje excedido al valor máximo especificado por el BJT sea recortado por este semiconductor a un valor de 400 V colocando dos diodos zener ECG 5166 .

En el **Diagrama N°3** se presenta conjuntamente las protecciones Snubber y sobre voltaje de un ramal del puente trifásico.

2.2.9. DISIPADOR DE CALOR.

Los problemas térmicos son los más importantes que afectan a los semiconductores. Puede afirmarse sin temor a exagerar que la mayoría de fallas encontradas son debido a temperatura excesiva en las uniones.

A pesar de no existir fórmulas de diseño fijos que proporcionen las especificaciones de los disipadores para determinada aplicación, existen unos puntos que se deben tomar en cuenta [12] para seleccionar el tipo de disipador, que en resumen se refieren a la resistencia térmica del disipador :

- La eliminación por conducción desde el material usado que depende de su estructura y de la mayor superficie en contacto con el ambiente.
- La eliminación de temperatura por radiación (se aconseja que el acabado del disipador sea de color negro mate).
- La eliminación de temperatura por convección pura que depende de la diferencia de temperatura entre el aire y el disipador.

La combinación de estos caminos de eliminación del calor es lo que se conoce como coeficientes de expansión térmica (d) que para material de aluminio es :

3 mW / cm².

Luego de la selección de los disipadores térmicos que requieren los tiristores, diodos y transistores, los que contribuyen a los convertidores estáticos del equipo construido, se ha utilizado las referencias expuestas anteriormente y ciertos resultados experimentales como monogramas necesarios para su dimensionamiento que al contrario nuestro mercado local carece de estos datos.

En la práctica, tomando en cuenta cómo se puede ensamblar en la placa del circuito impreso, se ha escogido disipadores de Al con aletas verticales, cuya forma y dimensiones garantizan un adecuado enfriamiento por convección natural y una resistencia térmica razonable de la forma que se presenta en la figura 2.9.

Donde : A = 5,8 cm
D = 2,8 cm

B = 5,1 cm
E = 2,9 cm

C = 6 cm

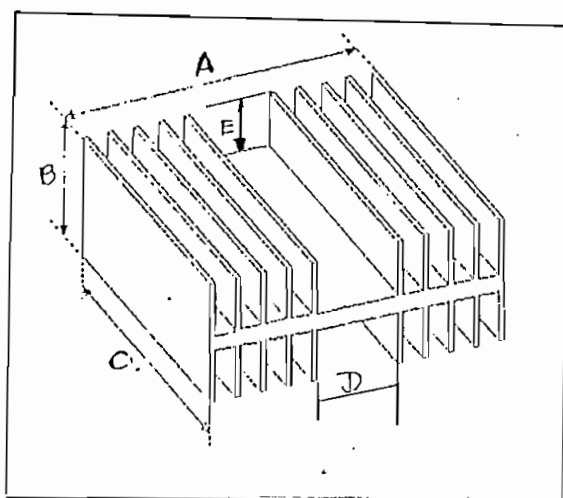


Figura 2.9 Forma y dimensiones de los disipadores térmicos.

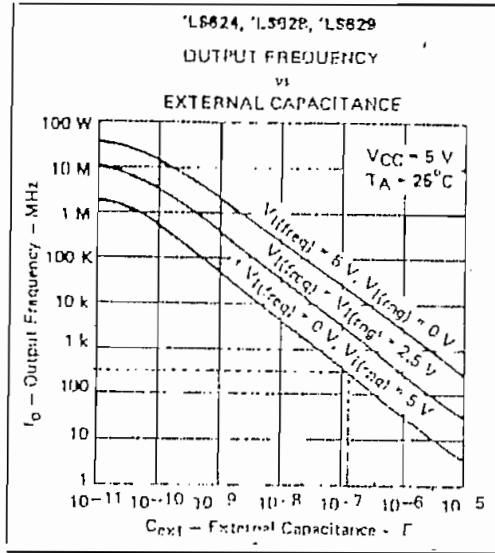
2.3. DISEÑO DEL CIRCUITO GENERADOR DE PULSOS PARA EL DISPARO DE 2 Y 3 TRANSISTORES DE POTENCIA.

Con referencia a la figura 1-15 y continuando con lo planteado en el numeral 1.4.7, se necesita que el circuito esté polarizado con una fuente de +5V, ya que trabaja con elementos lógicos TTL.

El Diagrama N°4 presenta: el generador de pulsos para el puente transistorizado G.P. en el cual podemos ver el desarrollo de este diseño.

En una de las curvas características del VCO 74L5629 de la figura (2-10) podemos determinar por interpolación el valor del capacitor ($C_{21} = 0,02 \mu\text{F}$) que hace que genere pulsos cuadrados a una frecuencia cercana a 2.400 Hz ; pero al

conectar un potenciómetro de 50 K Ω al pin CONT FREQ, se logra precisar con exactitud esta frecuencia y con 2,8 V como señal de control.



↔
Figura 2-10 Función F (C)

La frecuencia obtenida es aplicada directamente a los relojes de los F-F y dividida por 6 en el c.i. ECG4022 con características indicadas en el anexo N° 2.10. Los pulsos de 400 Hz pasan por el circuito a estable, obteniéndose un pulso con flanco (-) que se aplica a los CLR del anillo, asegurándose las condiciones iniciales con las que deben trabajar los F-Fs en (t = 0) en cada período de la f = 400 Hz como se aprecia en la Figura 2.11.

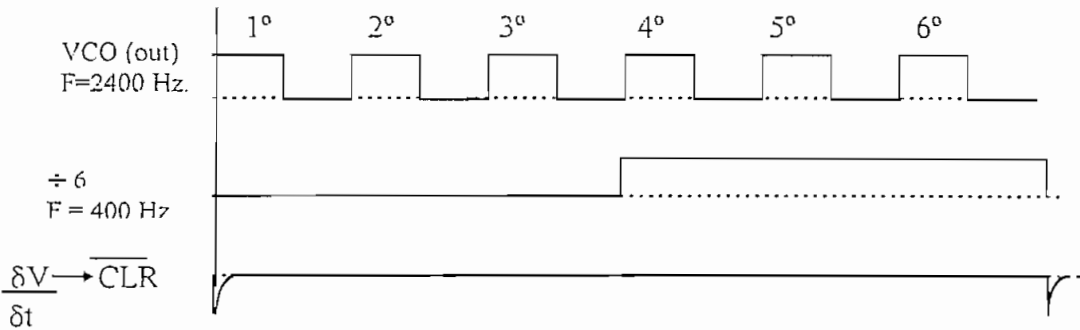


Figura 2-11 Ondas obtenidas a la salida del VCO, divisor de frecuencia y circuito a estable.

El "Selector N°2" permite cambiar la estructura del anillo de F-Fs haciendo activar dos o tres transistores de potencia y en cada caso las condiciones iniciales (c.i) son diferentes. Para este propósito se utiliza el flip flop SN74LS74A con características establecidas en el Anexo 2.11.

Cuando el $\overline{\text{CLR}} = 1$ y $\overline{\text{PRE}} = V_{cc}$ se produce una transferencia de datos desde la salida de cada F-F a la entrada de otro contiguo, de acuerdo a los pulsos de reloj que en este caso son 6 en un tiempo de 2,5 m seg. Como se visualiza en los siguientes cuadros :

- Desplazamiento de pulsos para el activado de 2 transistores según la figura 1.12.

		O U T					
		FF1	FF2	FF3	FF4	FF5	FF6
$t = 0$	C.I.	1	0	0	0	0	1
	1º	1	0	0	0	0	1
	2º	1	1	0	0	0	0
	3º	0	1	1	0	0	0
	4º	0	0	1	1	0	0
	5º	0	0	0	1	1	0
$t = 2,5 \text{ mseg.}$	6º	0	0	0	0	1	1

Figura 2-12 : Estado de los F-Fs para el activado de dos transistores.

Cuando $\overline{\text{CLR}} = 1$ y $\overline{\text{PRE}} = V_{cc}$, se observa que cada F-F se encuentra activado continuamente durante dos pulsos de reloj.

Si $\overline{\text{CLR}} \downarrow$, $\overline{\text{PRE}} = V_{cc}$ en un tiempo tendiendo a 0, se establecen las condiciones iniciales con los FF : 2, 3, 4 y 5, con un nivel 0L fijado en la salida Q, mientras que el F-F 1 y 6 con un nivel 1L en su salida Q.

Para cerrar el Lazo desde el FF6 al FF1 se lo hace por medio de un inversor lógico para igualarlos a los otros F-F, que tienen normalizada la entrada D y salida Q.

- Desplazamiento de pulsos para el activado de 3 transistores.

El análisis anterior se aplica para este caso, y lo más importante es que para los dos casos se utiliza todos los elementos del circuito y los cambios circuitales que se requieren, se efectúan por medio de un switch de dos posiciones "SELECT 2" instalado en el circuito selector de onda y encendido "S.0.", por estar ubicado en la parte frontal del equipo.

		O U T					
	CLK	FF1	FF2	FF3	FF4	FF5	FF6
t = 0	C.I.	1	0	0	0	0	1
	1°	1	0	0	0	1	1
	2°	1	1	0	0	0	1
	3°	1	1	1	0	0	0
	4°	0	1	1	1	0	0
	5°	0	0	1	1	1	0
t = 2,5 m seg.	6°	0	0	0	1	1	1

Figura 2-13 : Estado de los FFs para el activado de tres transistores.

De la salida de cada F-F pasa a un circuito amplificador de corriente que alimenta al diodo de un opto transistor en serie con un led que permite visualizar el funcionamiento de las F-F(s).

Con el propósito de prueba y para visualizar el funcionamiento del circuito se ubica un selector "SELECT3" al cual se le puede aplicar en uno de sus contactos un generador de pulsos de 10Hz.

De los Anexos 2.5 y 2.8 se consideran los siguientes valores :

Led ECG3003 $V_F = 2.2V @ I_F = 35 \text{ mA}$

Opto NTE3044 $V_F = 2V @ I_F = 40 \text{ mA}$

Puesto que estos dos elementos están en serie y para asegurar el activado del opto acoplador se considera que : $I = 30 \text{ mA}$, $V_F(\text{led}) = 1.2V$ y $V_F(\text{opt}) = 2V$

$$R21 = \frac{V_{CC} - V_{F(\text{led})} - V_{F(\text{opt})}}{30 \text{ mA}}$$

$$R21 = \frac{5V - 1.2 V - 2V}{30 \text{ mA}}$$

$$R21 \approx 68 \Omega \quad 0.25 W$$

$$R22 = \frac{V_{CC} - V_{CE(\text{ON})}}{14 \text{ mA}}$$

$$R21 = \frac{5V - 0.2 V}{14 \text{ mA}}$$

$$R_{21} \equiv 330 \Omega \quad 0.25 \text{ W}$$

2.4. DISEÑO DEL CIRCUITO RECTIFICADOR MONOFÁSICO TIPO PUENTE SEMICONTROLADO.

En los numerales 2.2.2. y 2.2.3 se determinó la I máxima que va a circular por un transistor a plena carga es de 4,68 A, pero por motivo de diseño, a este valor debemos darle un margen de seguridad, y es así que la fuente entregará una corriente directa $I_d = 10\text{A}$, con la que procedemos a dimensionar los elementos del puente rectificador semicontrolador presentado en la **Figura 1.11**.

La corriente de cada elemento es :

$$IDC = \frac{I_d}{2} = 5 \text{ A}$$

$$I_{rms} = \frac{I_d}{\sqrt{2}} = 7.07$$

$$I_{\max} = 10 \text{ A}$$

El voltaje a la salida del rectificador es :

$$E = V_{\alpha} = V_{do}(1 - \cos \alpha) \quad \text{ecuación : 2-13}$$

$$V_{do} = V_s \sqrt{2} \times (2/\pi) \quad \text{ecuación : 2-14}$$

$$V_{\alpha} = 163 \text{ V}$$

V_s = Voltaje RMS en el secundario del transformador

$$163 = V_s \times 0,9 \times (1 - \cos \alpha) \quad \text{Ecuación : 2-15}$$

El valor del ángulo para el disparo lo tomamos dentro de un rango en el que la función coseno tiende a ser lineal, esto es desde 40° a 140° .

$$\alpha = 80^\circ$$

$$V_s = \frac{163}{0,9(1 - \cos 80^\circ)}$$

$$V_s = 220 \text{ V}$$

Los elementos semi conductores deben tener las características mínimas :

$$I_{RMS} = 7,07 \text{ A}$$

$$V_{DRM} = 311 \text{ V} \times 1,1 = 342,1 \text{ v.}$$

Por seguridad se escogen los siguientes elementos :

El tiristor ECG 59 25 20 A - 600 V

El diodo ECG 55 59 20 A - 600 V

ver Anexo 2.12

De la ecuación 1-12 :

$$C' = 2,5 \times \frac{nF}{A} \times \frac{Id}{2}$$

$$C' = 12,5 \text{ nF}$$

$$C \text{ 322} \approx 0,02 \text{ uF} - 600 \text{ V}$$

De la ecuación 1-13

$$R' = \frac{(2/3) \times V_{DRM}}{I_{max}}$$

$$R' = \frac{2}{3} \times \frac{342,1}{10}$$

$$R' = R322 = 22,80 \Omega$$

$$R322 = 11 \Omega$$

$$R322 \approx 10 \Omega - 0,25 \text{ W}$$

El filtro capacitor CF se dimensiona de la siguiente relación :

$$C = \frac{1}{2\sqrt{3}R_{L1} \times f_1 \times r \cdot (1+r\sqrt{3})}$$

$$R_{L1} = \frac{E}{Id} = \frac{163}{10} = 16,3 \Omega$$

$$r = \% \text{ en rizado} = 5\%$$

$$f = 120 \text{ Hz}$$

$$C = \frac{1}{2\sqrt{3} \times 16,3 \times 120 \times 0,05(1 + 0,05\sqrt{3})}$$

$$C = C_F = 2.716,5 \text{ uF.}$$

$$\text{Luego : } C_F = 3.300 \text{ uF} - 500 \text{ V DC}$$

Paralelo a C_F se conecta una resistencia de $5.200 \Omega - 5 \text{ W}$ en paralelo, con el propósito de que la energía almacenada pueda disiparse adecuadamente en R cuando el equipo se apague.

2.4.1. DISEÑO DEL CIRCUITO DE CONTROL DE DISPARO DE LOS SCR.

El circuito es alimentado por una fuente de $\pm 12 \text{ V}$ y su referencia GND está conectado al terminal positivo E y su funcionamiento es según se presenta en el **Diagrama N°5** (Del circuito de disparo del puente rectificador semicontrolado R.S.)

De la ecuación 1-16

$$P_1 = \frac{\tan(\theta/2)}{2\pi \cdot f C_1}$$

$$C_1 = C_{31} = 0,1 \text{ uf}$$

$$\phi = 80^\circ$$

$$f = 60 \text{ Hz.}$$

$$P_1 = R_{305} = 22.255 \Omega$$

P_1 es un potenciómetro de $50 \text{ K} \Omega$ con el que se fijará exactamente el desfase en 90° de la señal de entrada y salida del operacional U_{1A} .

V_{IN} es una señal de muestreo del voltaje secundario del transformador (220 V) en el circuito de disparo :

$$V_{IN} = 10 \text{ Sen } Wt.$$

Por tanto :

$$10V = \frac{R_{302} * 18V}{R_{301} + R_{302}}$$

$$R_{302} = 10 \text{ K}\Omega - 0,25 \text{ W}$$

$$R_{301} = 15 \text{ K}\Omega - 0,25 \text{ W.}$$

De la salida de U_2 se aplica al Gate del SCR por medio de un amplificador de corriente :

$$I_G = 40 \text{ mA.}$$

$$V_{GJ} = 1,5 \text{ V.}$$

$$R_G = \frac{12 - V_{CE} - I'_E}{I_G}$$

Por tanto :

$$R_G = \frac{12 - 0,6 - 1,5}{40 \text{ mA}}$$

$$R_G = R313 \equiv 270 \ \Omega - 0,5 \text{ W}$$

La resistencia del emisor de T1 $R_e = \frac{I'_e}{0,036 \text{ A}} = 40,9$

$$R_e = R314 \equiv 47 \ \Omega - 0,5 \text{ W}$$

En este diagrama tenemos el selector "SELEC4" cuya presencia es por motivo de prueba , para fijar manualmente el valor de E por medio del potenciómetro R325 . En la otra posición permite el paso de V_c con variación tipo rampa .

En relación a la ecuación 2-13 podemos decir que en el encendido de los SCRs inicia en ($\alpha = 0^\circ$) y el valor de E crece de 0 V a 163 V en un tiempo determinado.

2.4.2. ENCENDIDO DEL PUENTE TRANSISTORIZADO Y FIJACIÓN DEL VOLTAJE NOMINAL DEL SISTEMA.

La aplicación del voltaje E al puente transistorizado debe ser tomando en cuenta dos detalles :

- Dando un tiempo de espera o asegurando que los pulsos aplicados a los transistores de potencia sean estrictamente los establecidos en los gráficos N° 2-12 y N° 2-13.
- Aplicar el voltaje E según la variación de una señal rampa, evitando una activación instantánea y violenta de los transistores de potencia

En el Diagrama N°5 se ubica un circuito temporizado , el cual permite aplicar la fuente $V_{cc} = 12 \text{ V}$ al circuito de disparo luego de 10 segundos de

ser encendido el sistema; por lo que antes de este tiempo el circuito no trabajará.

El tiempo es fijado por una red RC en la que $R220 = 10K\Omega$ y $C220 = 100\mu F$ que son elementos de un circuito comparador conformado por un c.i. MC 1741 llega a activar a un relé de 12V.

En el **Diagrama N° 6** (Circuito de activado del puente transistorizado y selector de onda S.O.) se puede resumir por el diagrama de bloques de la Fig 2-14.

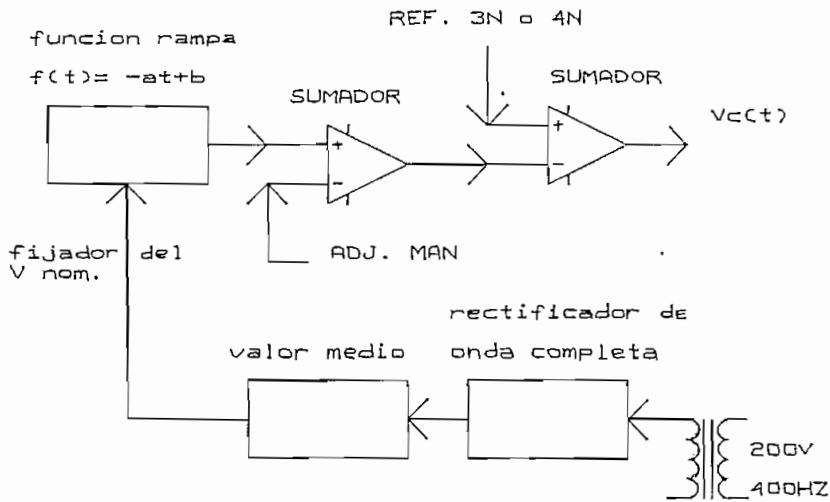


Figura 2-14 .- Diagrama en bloques del circuito de encendido del puente transistorizado

Este circuito también entra a funcionar luego de 10 seg. de activado el sistema, y es así que el amplificador de la función rampa $f(t) = -a * t + b$ genera un voltaje $V1$ que va de 0V a +10VDC en un tiempo determinado por el condensador $C41 = 220 \mu F$ y el potenciómetro $R403$ de $50 k\Omega$. Como se observa el generador de esta función está conformado por tres operacionales en la que $U4$ con el transistor $T41$ dan condiciones iniciales al circuito integrador $U3$, mientras que $U5$ funciona como circuito diferenciador de un lazo realimentado del integrador y una constante de referencia igual a V_{cc} .

La señal $V1$ es invertida en $U2$ e ingresa a un sumador $U1$. En este amplificador se puede ver que cuando $V1 = 0$, V_c es igual a cualquiera de los voltajes de referencia, por ejemplo $-9V$ para la onda de tres niveles.

Se requiere la presencia de dos valores diferentes de voltajes como referencia, ya que como veremos más adelante para una cierta carga, alimentarlo con

200V RMS requiere un voltaje $V_c = -1.6V$ para la onda 4 niveles y $V_c = -5.7V$ para la onda 3 niveles, luego son diferentes situaciones que son escogidas por el mismo selector "SELECT2".

El incremento lineal de V_1 produce una disminución lineal de V_c y de igual manera el incremento del valor de E en el circuito puente transistorizado y en consecuencia en el voltaje de salida del conversor; es por ello que se elabora un circuito fijador de voltaje nominal, a través de una señal de muestreo tomado por un transformador conectado a la salida del sistema conversor y entregando un voltaje de $4 V_{RMS}$ a 400Hz y en cualquiera de los dos tipos de onda.

Esta señal ingresa a un circuito rectificador de onda completa y su proceso continua al pasar por un circuito que conforma el c.i. U7, donde se determina el valor medio de la onda. En la salida de este circuito se puede fijar con el potenciómetro R430 para que cuando el voltaje a la salida trifásica del generador sea 200V nos de un valor medio de $-1.4V$ a la entrada del comparador V6 y al llegar a este valor se active el relé "C4", con lo que desde ese instante el valor de V_1 se mantiene constante si no existe disminución en el voltaje de muestreo.

En este mismo circuito se encuentran montados tres elementos en el panel de operación del equipo: un potenciómetro para ajuste fino del voltaje de salida el cual es habilitado por un selector "ADJ" que esta ubicado junto a este elemento y el selector N° 2 para escogitar el tipo de onda.

2.5. DISEÑO DEL TRANSFORMADOR MONOFÁSICO DE POTENCIA.

Es necesario realizar un recuento de todos los voltajes y corrientes para diseñar los bobinados secundarios que alimentan a los diferentes circuitos, y son los siguientes:

- a) Puente semicontrolado $220 V_{RMS}$, $7 A_{RMS}$
- b) Circuito de disparo monofásico
DC : ($\pm 12 V$, $0,6 A$)
RMS ($15 V$, $0,6$)
- c) Circuito generador de pulsos para el disparo del puente trifásico :
DC : ($5 V$, $0,6 A$)
RMS : ($15 V$, $0,6$)
- d) Manejador de base de los transistores Q_1 , Q_3 y Q_5 :
DC : ($12 V$, $1 A$, $d = 0,5$); ($-3 V$, $0,5 A$, $d = 0,5$)
RMC : (15 , $1,5$); ($5 V$, $0,5 A$)

e) Manejador de base de los transistores Q_2 , Q_4 y Q_6 :

$$\begin{aligned} \text{DC} &: (12 \text{ V}, 1,5 \text{ A}) ; (-3 \text{ V}, 0,5 \text{ A}) \\ \text{RMC} &: (15 \text{ V}, 1,5 \text{ A}) ; (5 \text{ V}, 0,5 \text{ A}) \end{aligned}$$

Para los tres últimos transistores que tienen sus emisores conectados a la misma referencia (OV) se utiliza un solo circuito de polarización.

d = relación de trabajo

Para determinar exactamente el valor de corriente en la mayoría de los casos se debería multiplicar por 0,707, pero por seguridad se lo ajusta a la unidad.

Luego :

$$P_T = (220 \times 7) + 2 (15 \times 0,6) + (6 \times 0,6) + 3 (15 \times 1 \times 0,5) + 3 (5 \times 0,5 \times 0,5) + (15 \times 1,5) + (5 \times 0,5)$$

$$P_T = 1540 + 72,85$$

$$P_T = 1613 \text{ VA}$$

El desarrollo del diseño de este transformador se lo hará en base a un método práctico planteado en la referencia [13] y [14].

DATOS DEL DISEÑO :

$$V_P = 120 \text{ V}$$

V_S = Todos los voltajes especificados en el gráfico (1.14) como 220 V y 30 V con tap center, etc.

$$P = 1.613 \text{ VA}$$

Enfriamiento = aire

Tipo = Estructura tipo núcleo

Datos del núcleo = 10.000 GAUS -1,78 W/Kg , $w = 7,53 \text{ gr / cc}$

Hierro lamado E -I con gramo orientado M4

En la Figura 2.15 se presenta una sugerencia matemática o gráfica con la cual podemos determinar la relación v / vueltas :

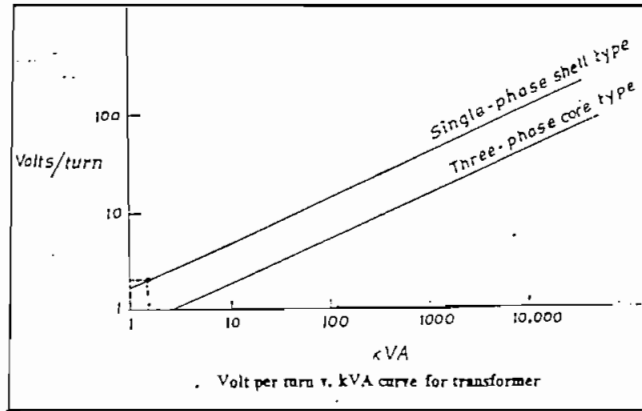


Figura (2-15) Relación de los voltios por vuelta de un transformador.

1) Donde :
$$\frac{E}{N} = 1,01$$

De la ecuación 1.4 $\epsilon = 4,44 F \times N \times B \times A \times 10^{-8}$ para la onda senoidal

$$A = \frac{\frac{E}{N} \times 10^8}{4,44 \times 60 \times 9,550}$$

$$A = 39,9 \text{ cm}^2$$

2) Número de bobinas primarias :

$$N_p = \frac{120}{1,01} = 119 \text{ vueltas}$$

3) Número de bobinas secundarias :

$$N_{sc} = \frac{220}{1,01} = 218 \text{ vueltas}$$

Nota : Los secundarios $S_0, S_{00}, S_1, S_3, S_5$ y S_{246} , por las características detalladas deben ser construidos de manera similar tanto en número de vueltas , calibre de alambre y con tap center .

4) $N_{50} = 30 / 1,01 = 30$ vueltas de los cuales 15 vueltas se realizan en un sentido y las restantes en el otro.

5) Corriente en el primario : $I_P = 1613 \text{ VA} / 120\text{V} = 13,44 \text{ A}$

6) Corriente en los secundarios :

- Bobinado para el puente semi controlado : $I_{AC} = 7$
- Bobinado para los circuitos de polarización : $I_{SC} = 1,5 \text{ A}$

7) Calibre del alambre primario : $\tau = I_P / d$

$$d = 2,80 \text{ mm}$$

$$\tau = 13,44 / 2,8$$

$$\tau = 4,8$$

Se escoge convenientemente el calibre de alambre AWG No.10 cobre esmaltado

$$s = 5,2617 \text{ mm}^2$$

$$d = 2,58 \text{ mm}$$

$$w = 46,8 \text{ gr/m}$$

8) Calibre de alambre secundario :

- Bobinado para el puente semi controlado $\tau = 7 / 2,8$

$$\tau = 2,5$$

Por seguridad se elige alambre AWG No.13 cobre esmaltado

$$s = 2,624 \text{ mm}^2$$

$$d = 1,823 \text{ mm}$$

$$w = 23,35 \text{ gr / m}$$

- Bobinado para los circuitos de polarización :

$$\tau = 1,5 / 2,8$$

$$\tau = 0,536$$

Calibre AWG No. 19

$$s = 0,65 \text{ mm}^2$$

$$d = 0,11 \text{ mm}$$

$$w = 5,8 \text{ gr/m}$$

9) Area mínima ocupada por el bobinado primario :

$$A = 5,26 \times 119 = 625,94 \text{ mm}^2$$

$$A = 6,26 \text{ cm}^2$$

Se recomienda fijar una relación de 1 a 10 entre altura y ancho

10) La longitud del carrete de bobina es : $L = 8 \text{ cm}$

11) Número de vueltas que se puede ubicar en cada capa de bobina

$$\frac{V}{B_{(P)}} = \frac{8}{0,258} = 31 \text{ vueltas para el primario}$$

$$\frac{V}{B_{(AC)}} = \frac{8}{0,1823} = 43 \text{ vueltas para secundario -163 V}$$

$$\frac{V}{B_{(SO)}} = \frac{8}{0,091} = 88 \text{ vueltas para la fuentes de polarización}$$

12) Número de secciones o capas por bobinado :

$$N_s^o(P) = \frac{119}{31} = 4$$

$$\begin{aligned} \text{espesor} &= 0,258 \times 4 \\ \text{espesor} &= 10,32 \text{ mm} \end{aligned}$$

$$N_s^o(AC) = \frac{218}{43} = 6$$

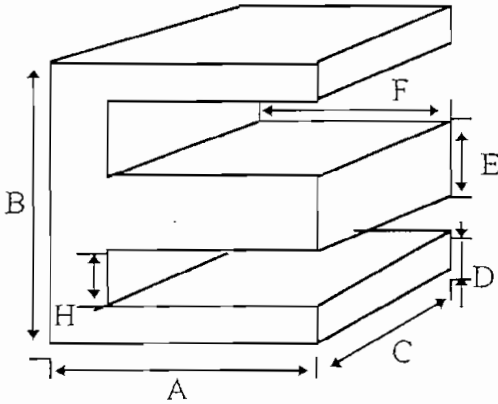
$$\begin{aligned} \text{espesor} &= 6 \times 1,83 \\ \text{espesor} &= 10,98 \text{ mm} \end{aligned}$$

Número de capas de los bobinados secundarios de polarización :

$$\frac{6 \times 30}{88} = 3$$

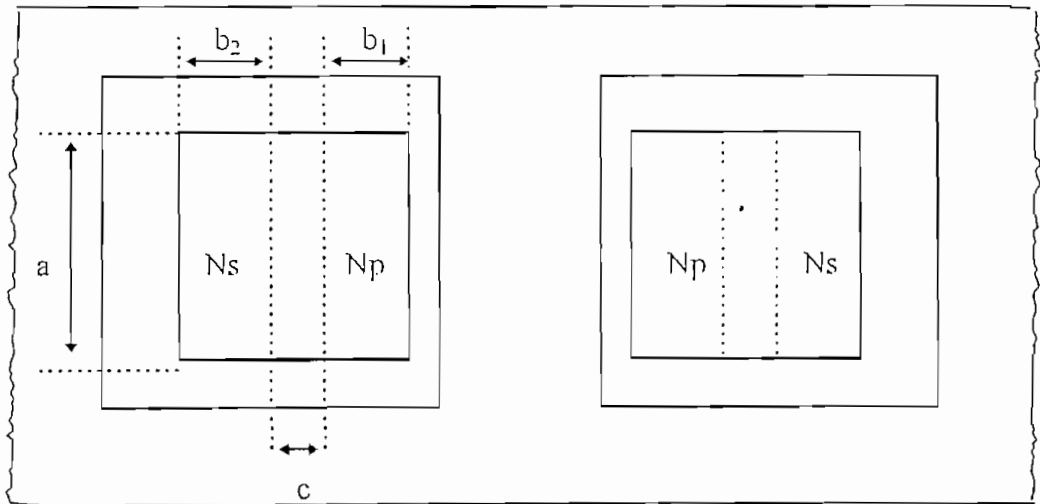
$$\text{espesor} = 3 \times 0,91 = 2,73 \text{ mm} = 0,27 \text{ cm}$$

13) Dimensiones del núcleo :



$A = 11,4 \text{ cm}$ $D = 2,85 \text{ cm}$ $H = 2,8 \text{ cm}$
 $B = 17,1 \text{ cm}$ $E = 5,7 \text{ cm}$
 $C = 7,7 \text{ cm}$ $F = 8,5 \text{ cm}$

14) Disposición física de los bobinados :



15) Aislante entre bobinas primarias y secundarias del tipo Kraft 0,05 m.

Espesor = 0,15 mm.

CALCULO DE PERDIDAS .-

16) Cálculo de pérdidas en el núcleo :

$$\text{Vol} = 39,9 \times 8,5 \times 0,95 \text{ cm}^3$$

$$\text{Vol} = 322,19 \text{ cm}^3$$

$$\text{Masa} = V \times \delta$$

$$\text{Masa} = 322,19 \times 7,5$$

$$\text{Masa} = 2,255 \text{ Kg.}$$

$$\text{Pérdida del núcleo} = 2,255 \times 2,2$$

$$\text{Pérdida del núcleo} = 4,96 \text{ Watios}$$

17) Pérdidas en láminas de sujeción :

$$\text{Vol} = 2 (25,6 \times 2,85 \times 7 \times 0,85) \text{ cm}^3$$

$$\text{Vol} = 868,224 \text{ cm}^3$$

$$\text{Masa} = V \delta = 868,2 \times 7,5 \text{ Kg.}$$

$$\text{Masa} = 6,512 \text{ Kg.}$$

$$\text{Densidad de flujo} = 4775 \text{ gauss} - 0,2 \text{ W / gr}$$

$$\text{Punto de sujeción} = 6,512 \times 0,2 \text{ W}$$

$$\text{Punto de sujeción} = 1,302 \text{ W}$$

18) Sumatoria de pérdidas en el hierro más un 10 % :

$$P_{\text{Fe}} = (4,96 + 1,302) \times 1,1 = 6,262 \text{ W}$$

$$P_{\text{Fe}} = 6,262 \text{ W}$$

PERDIDAS EN EL COBRE

19) Longitud de una vuelta :

$$2 (5,7 + 7) = 25,4 \text{ cm}$$

20) Longitud de todo el alambre primario :

$$L = 25,4 \times 119 \text{ cm}$$

$$L = 3044,6 \text{ cm.}$$

21) Resistencia del primario :

$$R = d (1/A)$$

$$R = \frac{1,724 \times 10^{-6} \times 3044,6}{0,0526}$$

$$R = 0,099 \Omega$$

$$PR = (13,44)^2 \times 0,099$$

$$PR = 17,88 \text{ W}$$

22) Resistencia secundaria AC :

$$L = 25,4 \times 219 \text{ cm}$$

$$L = 5562,6 \text{ cm}$$

$$R = \frac{1,724 \times 10^{-6} \times 5562,6}{0,0183}$$

$$R = 0,52 \Omega$$

$$PR. \text{ secundaria AC} = 7^2 \times 0,52$$

$$PR. \text{ secundaria} = 25,48 \text{ W}$$

23) Resistencia de los bobinados de polarización :

$$L = 25,4 \times 30 \text{ cm}$$

$$L = 762 \text{ cm}$$

$$R = \frac{1,724 \times 10^{-6} \times 762}{0,0065}$$

$$R = 0,202 \Omega$$

$$P = 0,202 (0,6^2 + 0,6^2 \times 2 + 1^2 \times 3 + 0,5^2 \times 3 + 1,5^2 + 0,5^2) \text{ W}$$

$$P = 0,2 (7,33) \text{ W}$$

$$P_{so} = 1,4 \text{ W}$$

24) Sumatoria de las pérdidas en el cobre más el 10 % :

$$P_{Cu} = 1,1 (17,88 + 25,48 + 1,4) W$$

$$P_{Cu} = 49,23 W$$

25) Sumatoria de las pérdidas en el hierro y cobre :

$$P_r = P_e + P_{Cu}$$

$$P_r = 6,26 + 49,23$$

$$P_r = 55,496 W$$

26) Eficiencia a plena carga:

$$\frac{1613}{1613 + 55,49} = 96,6\%$$

2.6. CIRCUITOS AUXILIARES

Dentro de este bloque encontramos aquellos elementos o circuitos que sirven para la protección, operabilidad y polarización de todo el sistema electrónico construido.

2.6.1. PROTECCIÓN DE SOBRE CORRIENTE A LA SALIDA

En los terminales de salida del transformador de 400 Hz. se conecta un relé de sobrecorriente trifásico, el cual consta principalmente de un relé térmico con reposición automática, con la factibilidad de regular el rango de corriente máxima permisible desde 0,5 a 4A y un aislamiento de 250 V.

El relé es calibrado de acuerdo a la siguiente expresión:

$$600 VA = \sqrt{3} \times 200 I$$

$$I = \frac{600}{\sqrt{3} \times 200} = 1,73 A$$

Fusibles para el cortocircuito del transformador trifásico.-

- Fusible para el bobinado primario :

$$\text{Potencia} = \sqrt{3} I_p VA$$

$$600W = \sqrt{3} I_p \times 115$$

$$I_p = 3,015 A$$

Se debe instalar fusibles de 3 A 250v en las tres fases .

- Fusible para el bobinado secundario :

$$\text{Potencia} = \sqrt{3} I_s V_{xy}$$

$$600W = \sqrt{3} I_s \times 200$$

$$I_s = 1.74 A$$

Los fusibles que corresponde instalar son de 2 A 250v en las tres fases .

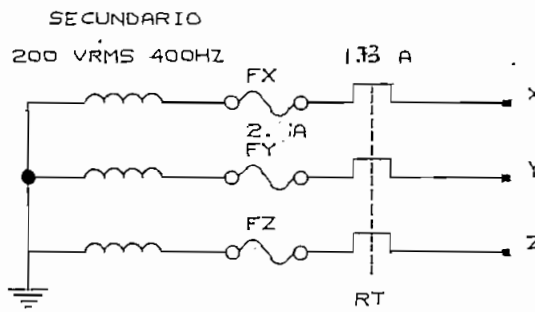


Figura 2.16 Protección de sobrecorriente a la salida del Sistema.

2.6.2 CIRCUITO ON-OFF DEL EQUIPO.

Para el encendido y apagado del circuito se utilizarán dos pulsantes que conjuntamente con el mecanismo automático de un relé térmico y un switch selector del tipo de onda que se va a generar; actúan la bobina de un contactor y energiza el transformador de potencia.

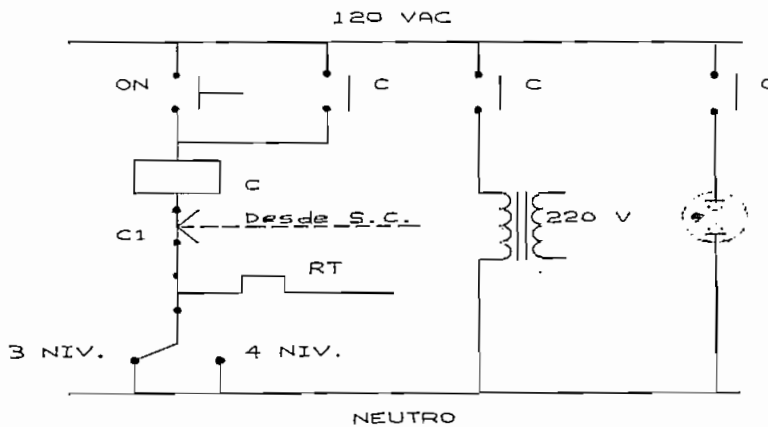


Figura 2.17 Circuito automático de encendido y apagado del Sistema.

En el gráfico 2.17 se aprecia que cuando está trabajando el equipo y se desea cambiar la generación del tipo de onda a la otra, se produce un apagado total del sistema por lo que se deberá empezar nuevamente con el ciclo de encendido que se detalla de la siguiente manera:

- Se presiona el pulsante ON.
- Después de 10 segundos se polariza el circuito de control de disparo del rectificador semicontrolado.
- Por último el voltaje E crece desde cero voltios después de transcurrido aproximadamente 12 segundos, y es entonces cuando el equipo está generando en condiciones óptimas.

2.6.3 FUENTES DE POLARIZACIÓN DE LOS CIRCUITOS DE CONTROL.

De acuerdo a la estructura electrónica establecida se necesita contar con diferentes circuitos de polarización, puesto que ciertos bloques específicos deben trabajar con un aislamiento eléctrico o porque la ubicación del elemento principal a polarizar requiere que se fije un nivel referencial de voltaje distinto. Es así que se tiene los siguientes circuitos de polarización :

2.6.3.1. POLARIZACIÓN DEL CIRCUITO DE CONTROL DE DISPARO TRIFÁSICO:

$$V_{cc} = 5 \text{ V}$$

$$GND = 0 \text{ V}$$

$$I = 0,6 \text{ A.}$$

Para obtener estos parámetros se requiere del circuito rectificador regulado de la figura 2.18 y se describe de la siguiente manera:

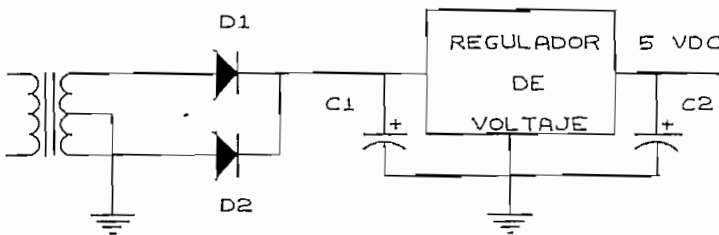


Figura 2.18 Rectificador de onda completa con regulación de voltaje

$$C_1 = \frac{1}{2\sqrt{3}R_{L1} \times f_1 \times r_1(1+r_1\sqrt{3})} \quad \text{ecuación. 2.17}$$

donde : $R_{L1} = V_{ode} / I_{odc1}$

$$V_{oDC} = 20 \text{ V}$$

$$I_{oDC} = 0,7 \text{ A}$$

$$f_1 = 120 \text{ Hz}$$

$$r_1 = 10\% \text{ de rizado}$$

$$C_1 = \frac{1}{2\sqrt{3} \times 28,57 \times 120 \times 0,1(1+0,1\sqrt{3})} = 718 \mu F$$

$$C_1 = 1000 \mu F - 25V$$

C_2 filtra el rezado que se produce al introducir la señal de control de frecuencia que es igual a 2,4 KHz.

$$XC_2 \ll R_{L2}$$

$$\frac{1}{2\pi f C_2} \ll R_{L2}$$

$$C_2 \gg \frac{1}{2\pi f \times R_{L2}} \quad \text{ecuación : 2.18}$$

$$R_{L2} = \frac{5}{0,6} = 8,33 \Omega$$

$$C_2 \gg \frac{1}{2\pi \times 2400 \times 8,33} = 7,9 \mu F$$

$$C_2 = 47 \mu F - 16V$$

El regulador de voltaje consiste del siguiente circuito:

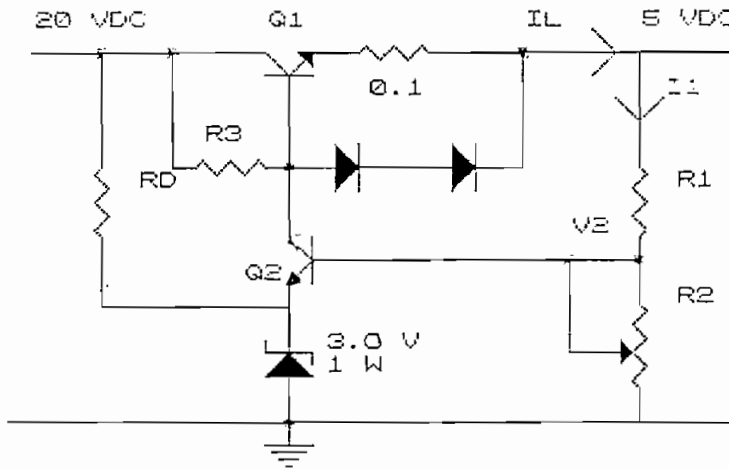


Figura 2.19 Regulador de voltaje de 5V 0,6A

Q₁: TCG272

Q₂: C536E5D

$I_C = 2 \text{ A}$

$I_C = 500 \text{ mA}$

$V_{CE} = 40 \text{ V}$

$V_{CE} = 80 \text{ V}$

$f_{FE} = 25 \text{ 00}$

$h_{FE} = 100$

Si: $I_{C2} = 20 \text{ mA}$

$$R_D = \frac{20 - 3,0}{10 \text{ mA}} = 2 \text{ K}\Omega$$

$$R_D = 2,2 \text{ K}\Omega - 0,5 \text{ W}$$

$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{h_{FE2}} = \frac{20}{100} = 200 \mu\text{A}$$

$$I_1 \gg I_{B2}$$

$$I_1 = 1 \text{ mA}$$

$$R_1 = \frac{V_O - V_2}{I_1} = \frac{5 - 3,6}{1 \text{ mA}} = 1,4 \text{ K}\Omega$$

$$R_1 = 1,5 \text{ K}\Omega - 0,5 \text{ W}$$

$$R_2 = \frac{3,6 + 0,6}{1mA} = \frac{4,2}{1mA}$$

$$R_2 = 4,7 \text{ K}\Omega$$

$$I_L = I_{C1} = 0,6 \text{ A}$$

$$I_{B1} = \frac{I_L + I_1 + I}{h_{FE}} = \frac{600 + 1}{2500}$$

$$I_{B1} = 0,24 \text{ mA}$$

$$I = I_{B1} + I_{C2}$$

$$I = 0,24 + 10 = 10,24 \text{ mA}$$

$$R_3 = \frac{20 - 6,2}{10,24}$$

$$R_3 = 1500 \Omega - 0,5 \text{ W}$$

2.6.3.2 POLARIZACIÓN DEL CIRCUITO DE CONTROL DEL PUENTE SEMICONTROLADO:

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

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

$$\text{GND} = 0$$

$$I = 0,5 \text{ A.}$$

Se emplea el circuito de la figura 2.19.

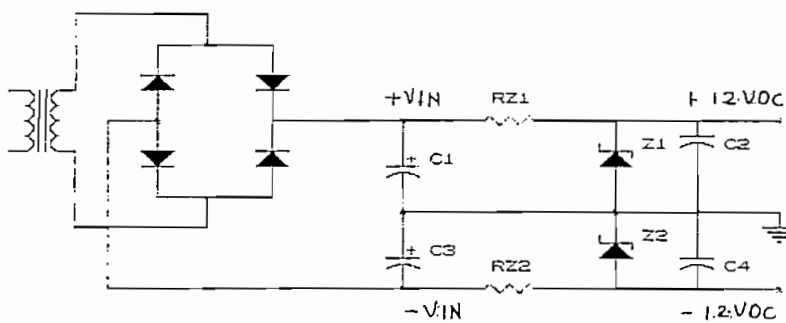


Figura 2.20 Circuito rectificador de $\pm 12 \text{ V}$

Se utiliza el diodo Zener ECG

$$V_z = 12 \text{ V} - 0,5 \text{ W}$$

$$C_1 = C_3$$

Si :

$$I_z = 10 \text{ mA}$$

$$R_z = \frac{V_{IN} - V_z}{I_z + I_L}$$

$$R_z = \frac{20 - 12}{500 + 10} = 15 \Omega$$

$$R_z = 15 \Omega - 5 \text{ W}$$

De la ecuación 2.18:

$$C_2 > \frac{1}{2\pi \times 120 \times \frac{12}{0,5}}$$
$$C_2 = 100 \mu\text{F}.$$

2.6.3.3 FUENTE DE POLARIZACIÓN DE LOS CIRCUITOS MANEJADORES DE BASE DE LOS TRANSISTORES DE POTENCIA.

Utilizando la misma configuración de la figura 2.19 se tienen tres fuentes iguales de polarización para los transistores de potencia del puente trifásico Q_1 , Q_3 y Q_5 con los siguientes requerimientos:

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

$$V_- = -3 \text{ V}$$

$$I_{\text{MAX.}} = 1 \text{ A}$$

$$I_{\text{MAX.}} = +0,5 \text{ A}$$

Relación de Trabajo:

$$\delta = 0,5$$

$$\delta = 0,5$$

$$I = 0,5 \quad \text{a}$$

$$I = 0,25 \text{ A}$$

$$R_{Z1} = 15 \Omega \quad 5W$$

$$R_{Z2} = 68 \Omega \quad 5W$$

$$C2 = 47 \mu F$$

$$C4 = 10 \mu F$$

Una última fuente de polarización para el manejo y control de los transistores de potencia Q_2 , Q_4 y Q_5 que deben facilitar los siguientes parámetros:

$$V+ = 12 V \quad V- = -3V$$

$$I = 1 \quad I = 0,5 A$$

$$\delta = 1 \quad \delta = 1$$

$$R_{Z1} = 8\Omega - 10 W$$

$$R_{Z2} = 34\Omega - 10 W$$

$$C_2 = 100 \mu F$$

$$C_4 = 47 \mu F$$

- **Banco de resistencias para la salida en vacío**

Con el objetivo de obtener la forma de onda que puede generar el equipo a la salida del transformador trifásico cuando está sin carga, se instalan tres resistencias de bajo consumo conectadas a cada una de las fases y el neutro.

Estas resistencias son de 1000Ω $10 W$.

- **Extractor de calor**

Los diferentes bloques circuitales producen disipación de calor y especialmente aquellos que se los denominan de potencia que vienen a elevar la temperatura de trabajo de todo el equipo y es por ello que se instala un ventilador para que se produzca la extracción del aire caliente para renovar con aire proveniente del medio exterior y tratar de disminuir la temperatura.

Este elemento se ubica estratégicamente junto a los transformadores y puente transistorizado y se caracteriza por ser de 12 VDC 0.5 ADC 120 CFM. Al igual que se procedió alimentar a circuitos anteriores, en forma independiente se toma de un bobinado secundario, se rectifica y se fija en 12 V.

CAPITULO III

PRUEBAS EXPERIMENTALES

Una vez comprobado el adecuado funcionamiento del equipo construido y realizado los ajustes de los valores de elementos para cumplir con el objetivo planteado, se procede a las pruebas experimentales.

Los instrumentos utilizados en las pruebas son los siguientes :

- Multímetro digital TRUE RMS FLUKE 8060 con :
Medición de voltaje AC
Medición de voltaje DC
Medición de frecuencia
Medición de resistencias
Pinza amperimétrica DC 20 A máx
Medición de juntas de semiconductores
- Pinza amperimétrica DK PRECISION 350 A
Escala de corriente 200 A máx.
Medición de resistencia 200 OHM
Escala de voltaje AC 750 V máx
Frecuencia de trabajo 500 Hz máx
- Osciloscopio BK PRECISION de dos canales 10 MHz
- Multímetro analógico SIMPSON MOD 260
- Fuente rectificadora HEWLETT - PACKARD dos fuentes 0-50VDC 1 A máx.
- Banco de cargas resistivas.

A continuación se realizan las pruebas más importantes tendientes a verificar las características y especificaciones del equipo.

3.1 RENDIMIENTO DEL TRANSFORMADOR MONOFASICO DE POTENCIA

A partir de esta prueba y en adelante se procede a variar el valor del voltaje rectificado obtenido en el puente semicontrolado "E", por medio del potenciómetro R325 de 50K Ω ubicado en la "placa de disparo del rectificador semicontrolado R,S." una vez que el conmutador "SELECT 4 " sea puesto en la posición manual.

Con la utilización de una pinza amperimétrica digital DK 350A, el multímetro FLUKE 8060 y el multímetro analógico "Simpson" se procede a medir la corriente y el voltaje a los dos lados del transformador para evaluar su rendimiento como se presentan en la Tabla (3.1)

Vp	Ip	Pp	Vs	Is	Ps	η
VRMS	ARMS	W	VRMS	ARMS	W	
110	0.72	79.2	0		0	
110	8.57	942.7	196.68	4.4	865.40	0.918
110	9.62	1058.2	167.81	5.77	968.25	0.915
110	10.7	1177	137.83	7.6	1047.53	0.89
110	12.6	1386	133.98	9	1205.82	0.87
109.8	13.2	1449.4	120.78	10.2	1231.96	0.85

Tabla 3.1 Cuadro de rendimiento del transformador monofásico de potencia a 120V 60Hz

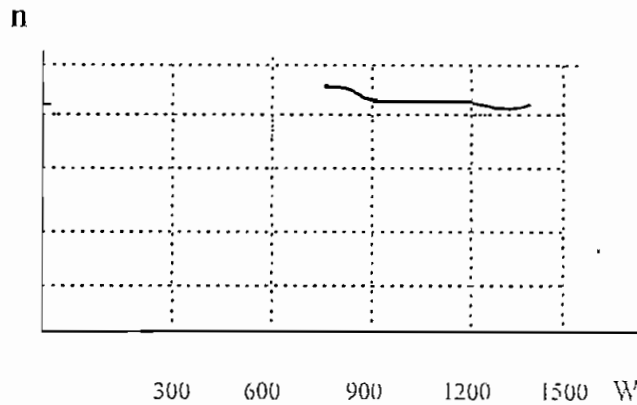


Fig. 3.1 Rendimiento del transformador de potencia de entrada 120 V - 60Hz

3.2 PRUEBAS DEL RECTIFICADOR SEMICONTROLADO

Con el uso de dos voltímetros de precisión en DC, se toman lecturas de los valores de la variable V_c del control de disparo y el voltaje de salida del rectificador semicontrolado "E".

Vc	E
Vdc	Vdc
-12	0
-10.5	20
-9	85
-7.5	110
-6	115
-4.5	140
-3	155
-1.5	170
1	200
-0.8	230
-0.5	270

Tabla 3.2 Obtención del voltaje E en función de Vc

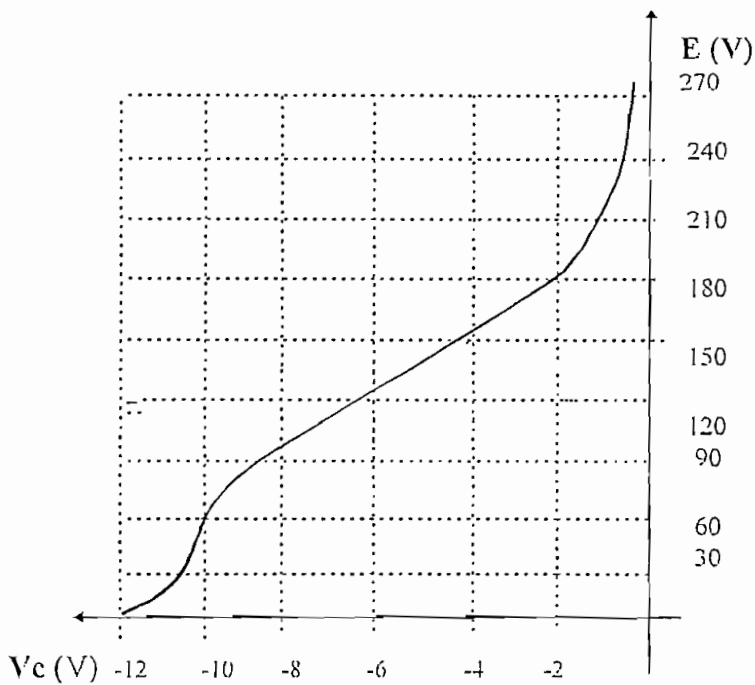


Fig 3.2 Curva E (Vc)

Con el puente transistorizado generando una onda de cuatro niveles y luego tres niveles con la condición de alimentar a una misma carga, se procede a obtener la corriente y el voltaje que entrega el puente semicontrolado.

4 NIVELES		3 NIVELES		
Idc	E	Idc	E	r
ADC	VDC	ADC	VDC	
3.88	61	5.74	61	1.5
3.89	94	5.63	94	1.4
3.72	129	5.29	126	1.4
3.14	160	4.65	153	1.5
2.65	175	3.84	171	1.4

$$r : I_{DC} (3NIV) / I_{DC}(4NIV)$$

Tabla 3.3 Flujo de corriente DC que debe abastecer el rectificador semicontrolado trabajando el equipo con una de las ondas

3.3 PRUEBAS DEL PUENTE TRANSISTORIZADO TRIFÁSICO.

Antes de conectar definitivamente el transformador trifásico de 400Hz y con el objetivo de determinar la potencia activa máxima que puede entregar el puente transistorizado, se conecta una carga resistiva en DELTA a los tres puntos de salida del puente : A- B - C . Esta prueba se realiza para los dos tipos de onda :

3.3.1 ONDA CUATRO NIVELES :

Se aplica una carga de $3 \times (150W) + 3 \times (200W)$

la	Va-b	la-b	Pa-b	lb	Vb-c	lb-c	Pb-c	lc	Vc-a	lc-a	Pc-a	Ptotal
ARMS	VRMS	ARMS	W	ARMS	VRMS	ARMS	W	ARMS	VRMS	ARMS	W	W
1.1	39.3	0.61	23.973	1.2	40	0.63	25.2	1.3	40	0.6	24	73.17
2.5	68.4	1.4	95.76	2.5	67.3	1.33	89.51	2.5	67	11.43	765.8	951.1
2.6	87.6	1.48	129.65	2.55	87.2	1.45	126.4	2.63	86.4	1.45	125.3	381.4
2.7	98.2	1.53	150.25	2.6	97.1	1.52	147.6	2.64	97.3	1.56	151.8	449.6
3.2	110.1	1.79	197.08	3.32	109.3	1.73	189.1	3.22	110.2	1.7	187.3	573.5
3.27	114.3	1.86	212.6	3.2	115	1.82	209.3	3.25	116	1.82	211.1	633
3.61	124	2.93	363.32	3.58	123	2.9	356.7	3.55	124.5	2.9	361.1	1081

la : Corriente de línea
 Va-b : Voltaje de fases
 la-b : Corriente de fase
 Pa-b : Potencia monofásica
 Ptotal : Pab + Pbc + Pca

Tabla 3.4 Potencia activa obtenida directamente desde el puente transistorizado generando una onda cuasi senoidal de cuatro niveles

3.3.2 ONDA TRES NIVELES :

Se aplica una carga de $3 \times (150W) + 3 \times (200W)$

la	Va-b	la-b	Pa-b	lb	Vb-c	lb-c	Pb-c	lc	Vc-a	lc-a	Pc-a	Ptotal
ARMS	VRMS	ARMS	W	ARMS	VRMS	ARMS	W	ARMS	VRMS	ARMS	W	W
3.4	70	1.96	137.2	3.3	70.3	1.9	134	3.3	70	1.93	135	405.9
3.48	90	2	180	3.48	90	2.1	189	3.45	89	1.94	173	541.7
3.57	108	2.1	226.8	3.56	108	2.2	238	3.56	109	2.05	222	686.8
3.61	115	2.11	242.7	3.6	115	2.16	249	3.59	114	2.12	242	733.4
3.94	125	2.26	282.5	3.93	124	2.28	283	3.93	126	2.22	279	843.8

la : Corriente de línea

Va-b: Voltaje de fases

la-b : Corriente de fase

Pa-b : Potencia monofásica

Tabla 3.5 Potencia activa obtenida directamente desde el puente transistorizado generando una onda cuasi senoidal de tres niveles .

3.4 PRUEBAS DE RENDIMIENTO DEL EQUIPO .-

Finalmente se instala al puente transistorizado el transformador trifásico de 400Hz , esto es conectando desde las salidas del puente A - B - C al bobinado primario en DELTA, mientras que el secundario esta en configuración estrella, y de la misma manera se conecta la carga resistiva .

Con los instrumentos de medida adecuados se puede obtener datos para evaluar la potencia activa que se logra obtener finalmente del equipo, partiendo básicamente de la idea del tipo de onda que está generando el puente transistorizado y esta prueba se lo efectúa para los dos tipos de onda.

3.4.1 ONDA CUATRO NIVELES :

Se instalan resistivas conectadas en configuración estrella de los siguientes valores de $3 \times (150 W) + 3 \times (200 W)$

lx-y	Vx-y	Vx-n	Px-n	ly-z	Vy-z	Vy-n	Py-n	lz-x	Vz-x	Vz-n	Pz-n
ARMS	VRMS	VRMS	W	ARMS	VRMS	VRMS	W	ARMS	VRMS	VRMS	W
1.13	72	40	45.2	1.15	73	40.5	46.6	1.12	71	40	44.8
1.6	170	97.5	156	1.61	172	98	158	1.16	169	97	113
1.7	180	104	176.8	1.72	183	106	182	1.65	175	103	170
1.8	200	114	205.2	1.82	203	116	211	1.7	198	113	192
1.9	220	125	237.5	1.9	222	127	241	1.8	119	124	223

Ip	Vp	Pin	Ptotal	n
ARMS	VRMS	W	W	
5.6	110	616	136.6	0.222
11.9	110	1309	426.3	0.326
12.5	110	1375	529.1	0.385
12.7	110	1397	608.4	0.436
13.1	110	1437	702	0.488

I_{x-y} : Corriente de fase
 V_{x-y} : Voltaje de fases
 V_{x-n} : Voltaje fase neutro
 P_{x-n} : Potencia de fase
 P_{in} : Potencia de consumo del equipo
 $P_{total} = P_{x-n} + P_{y-n} + P_{z-n}$

Tablas 3.6 Cuadro del rendimiento del equipo con el puente transistorizado generando una onda cuasi-senoidal de cuatro niveles.

3.4.2 ONDA TRES NIVELES :

Se instalan resistivas conectadas en configuración estrella de los siguientes valores de $3 \times (60 \text{ W}) + 3 \times (200 \text{ W})$

I_{x-y}	V_{x-y}	V_{x-n}	P_{x-n}	I_{y-z}	V_{y-z}	V_{y-n}	P_{y-n}	I_{z-x}	V_{z-x}	V_{z-n}	P_{z-n}
ARMS	VRMS	VRMS	W	ARMS	VRMS	VRMS	W	ARMS	VRMS	VRMS	W
1.2	108	62.4	74.92	1.22	106	61	74.4	1.22	109	63	76.86
1.62	173	100	162	1.55	170	99	153	1.6	173	101	162.2
1.78	200	115	204.7	1.74	199	114	198	1.77	201	113	200
1.97	225	130	256.3	1.95	223	129	252	1.98	224	131	259.4

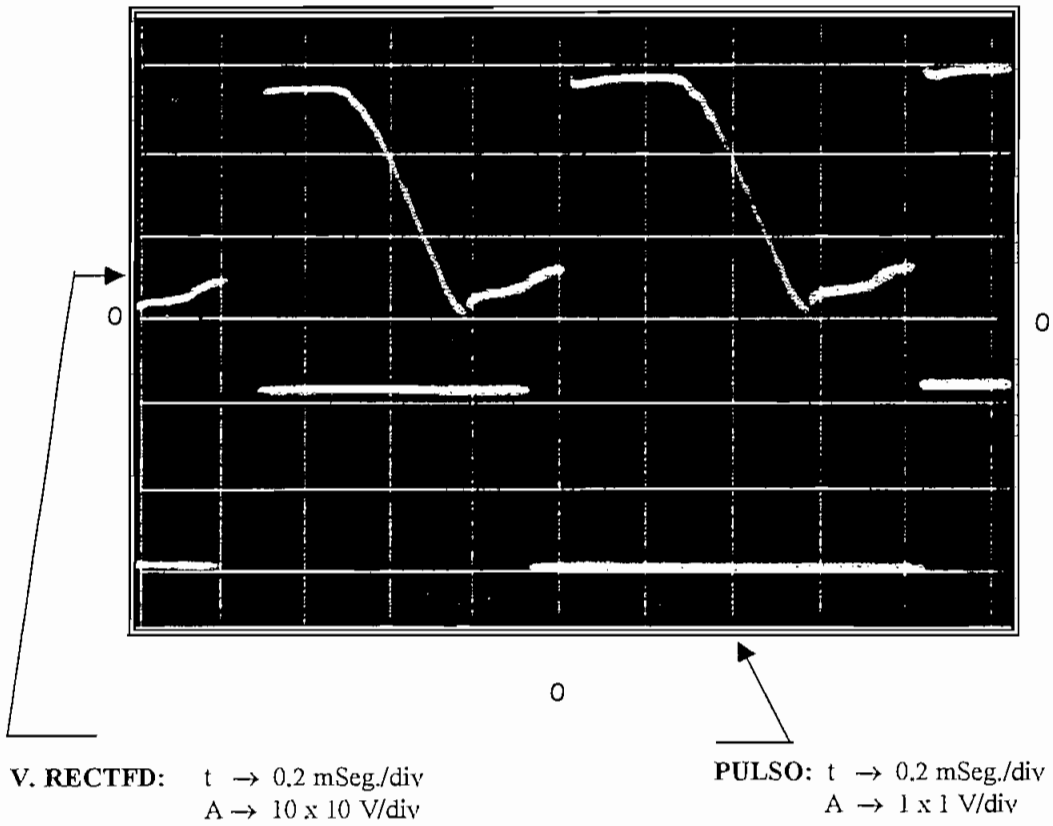
Ip	Vp	Pin	Ptotal	n
ARMS	VRMS	W	W	
11.3	110	1243	226.2	0.182
12.1	110	1331	477.7	0.359
12.6	110	1386	603.1	0.435
13.1	109	1428	767.2	0.537

I_{x-y} : Corriente de fase
 V_{x-y} : Voltaje de fases
 V_{x-n} : Voltaje fase neutro
 P_{x-n} : Potencia monofásica
 P_{in} : Potencia de consumo del equipo
 $P_{total} = P_{x-n} + P_{y-n} + P_{z-n}$

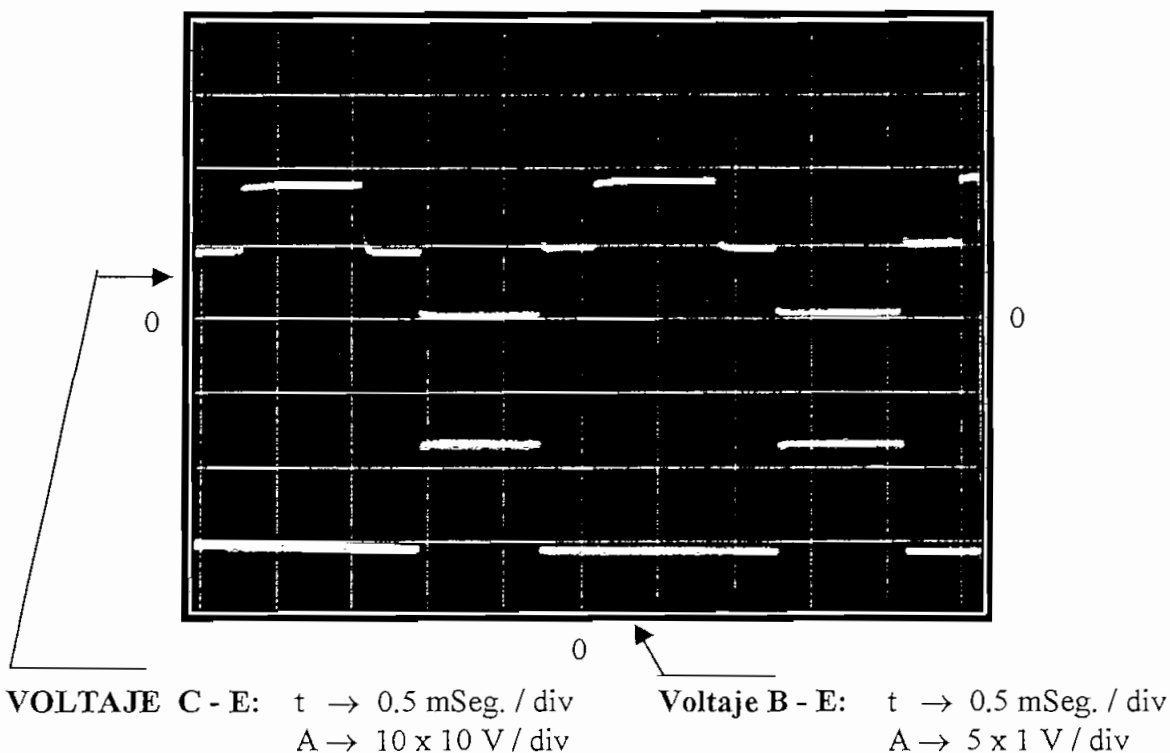
Tablas 3.7 Cuadro del rendimiento del equipo con el puente transistorizado generando una onda cuasi senoidal de tres niveles.

3.5 FORMAS DE ONDA DEL INVERSOR

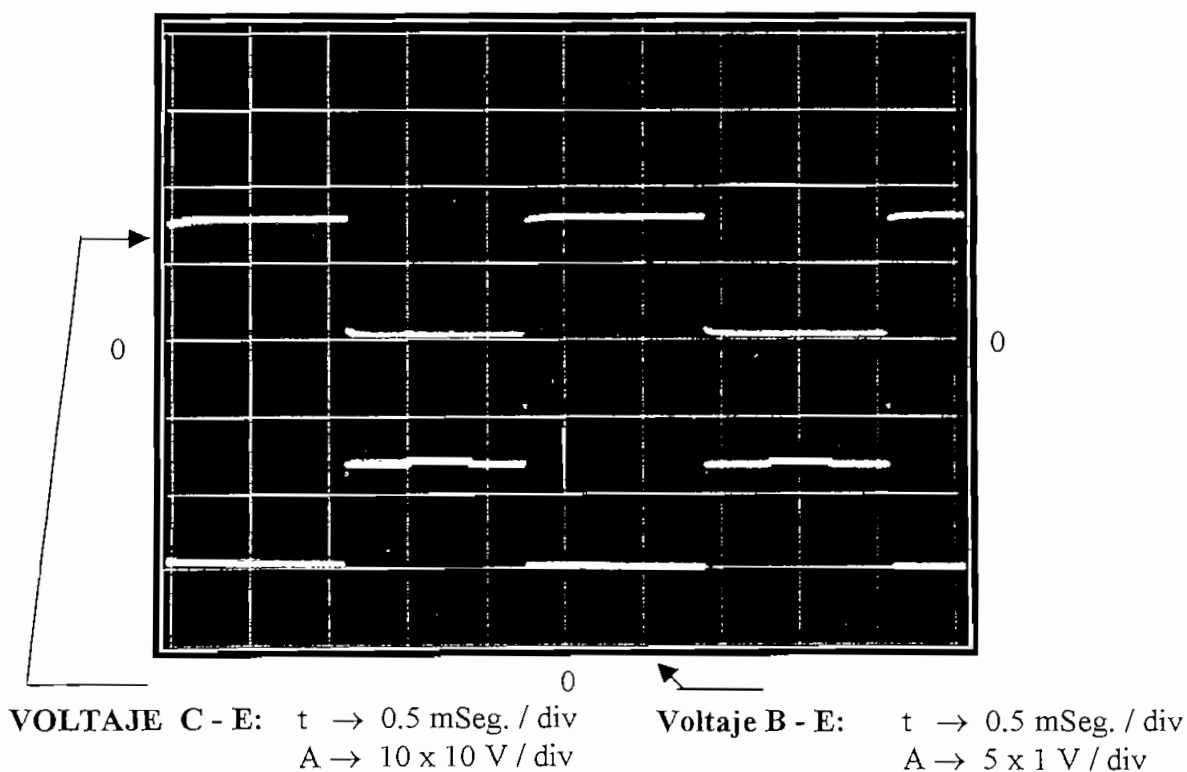
Las formas de onda de voltaje obtenidas en los principales circuitos componentes de este generador de 400 Hz, se los pudo obtener con la utilización de un osciloscopio BK de dos canales y una cámara fotográfica, como se puede apreciar en los Graf : (3.1) , (3.2) (3.3), (3.4), (3.5), (3.6), (3.7).



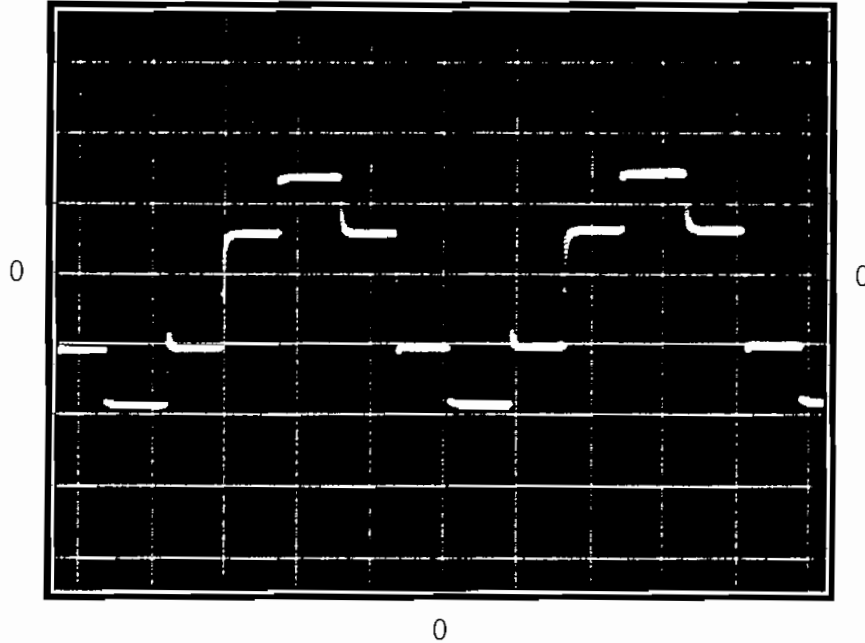
Graf. 3.1 Onda del voltaje rectificado obtenido a la salida del puente semicontrolado y el pulso aplicado al Gate del SCR.



Graf. 3.2. Formas de onda de los voltajes C-E y B-E obtenidos en el transistor de potencia Q1 del puente transistorizado generando onda cuatro niveles.

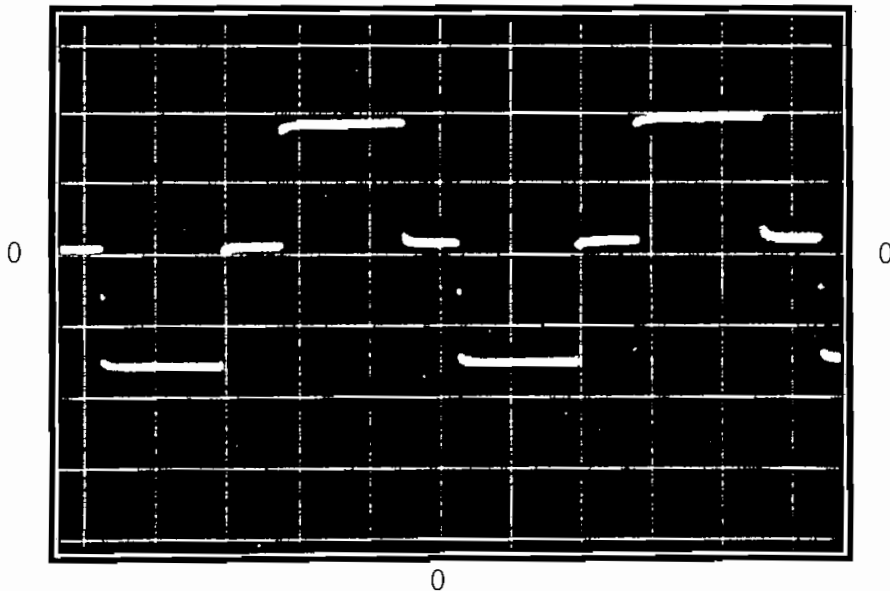


Graf. 3.3. Formas de onda de los voltajes C-E y B-E obtenidos en el transistor de potencia Q1 del puente transistorizado generando onda tres niveles.



VOLTAJE A - B: $t \rightarrow 0.5 \text{ mSeg. / div}$
 $A \rightarrow 10 \times 10 \text{ V / div}$

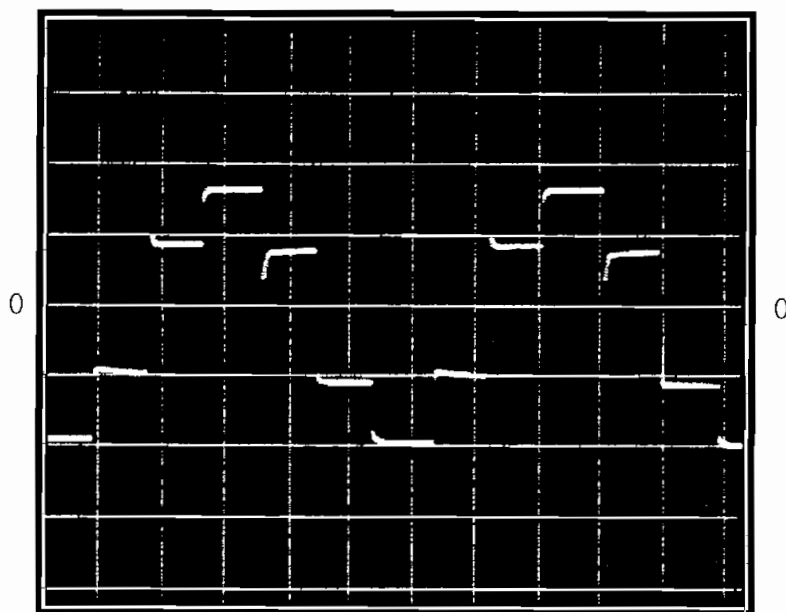
Graf. 3.4. Formas de onda en la salida A - B del puente transistorizado generando onda cuatro niveles y con carga resistiva.



VOLTAJE A - B: $t \rightarrow 0.5 \text{ mSeg. / div}$
 $A \rightarrow 10 \times 10 \text{ V / div}$

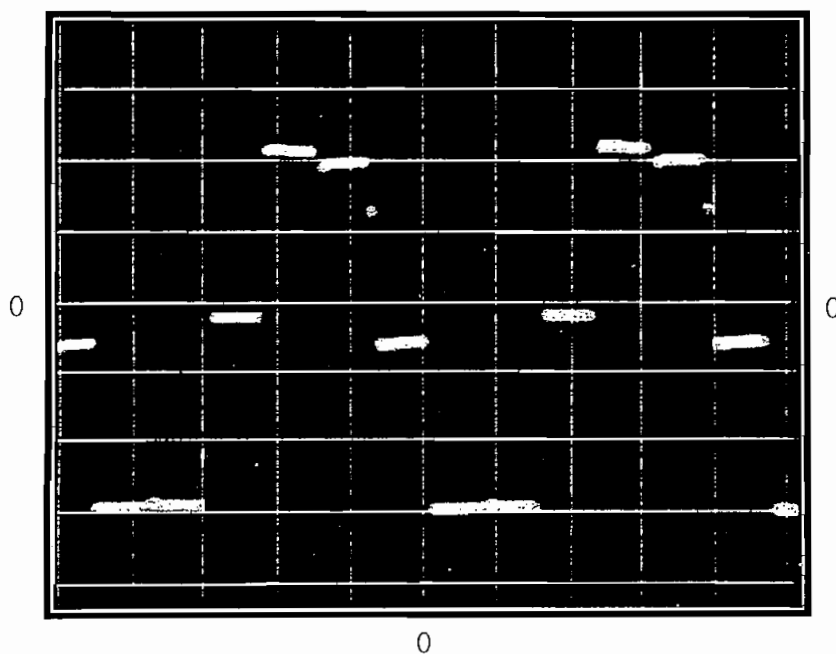
Graf. 3.5. Formas de onda en la salida A - B del puente transistorizado generando onda tres niveles y con carga resistiva.

Graf. 3.6 Formas de onda obtenidas a la salida del transformador trifásico de 400 Hz configuración D - Y, cuando el puente transistorizado genera onda cuatro niveles y la carga del equipo es resistiva.



VOLTAJE X - N: $t \rightarrow 0.5 \text{ mSeg. / div}$
 $A \rightarrow 10 \times 10 \text{ V / div}$

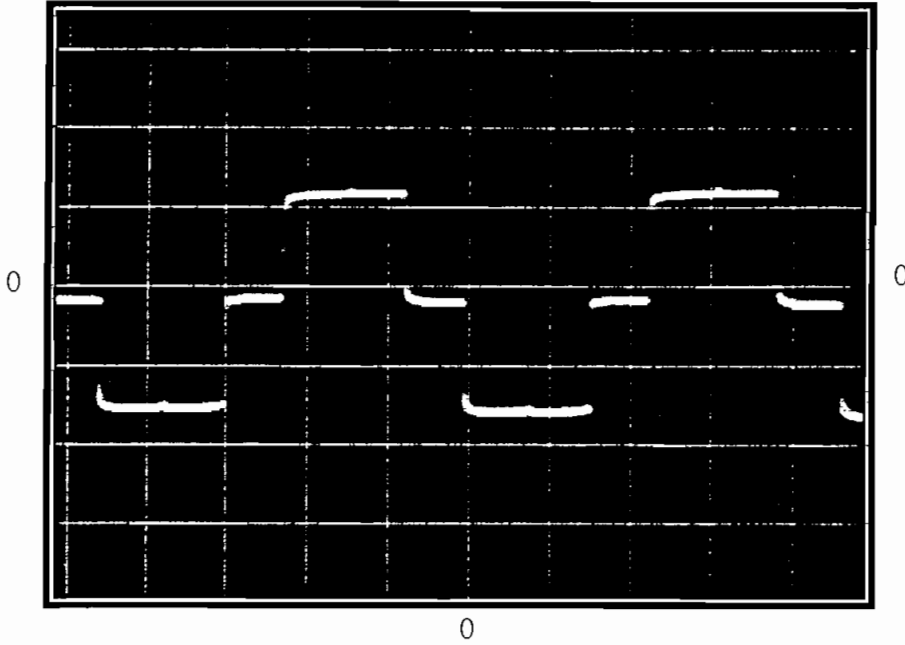
Graf. 3.6^a Forma de onda de voltaje obtenido entre la fase X y el neutro del equipo.



VOLTAJE X - Y: $t \rightarrow 0.5 \text{ mSeg. / div}$
 $A \rightarrow 10 \times 10 \text{ V / div}$

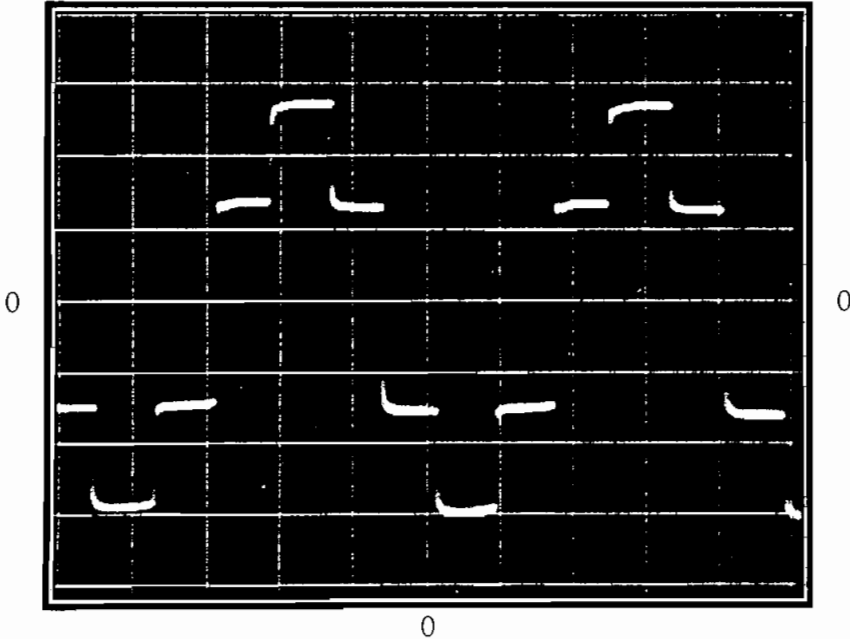
Graf. 3.6b Forma de onda de voltaje obtenido en las fases X - Y del equipo.

Graf. 3.7 Formas de onda obtenidas a la salida del transformador trifásico de 400 Hz de configuración D - Y, cuando el puente transistorizado genera onda tres niveles y la carga del equipo es resistiva.



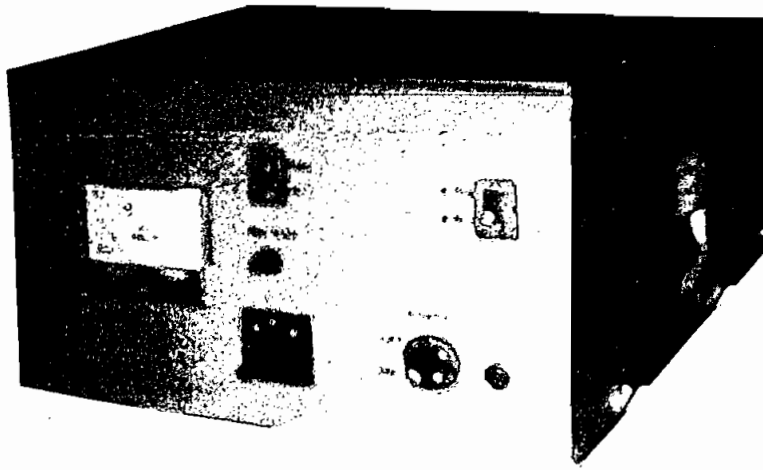
VOLTAJE X - N: $t \rightarrow 0.5 \text{ mSeg. / div}$
 $A \rightarrow 10 \times 10 \text{ V / div}$

Graf. 3.7a Forma de onda de voltaje obtenido entre la fase X y el neutro del equipo.

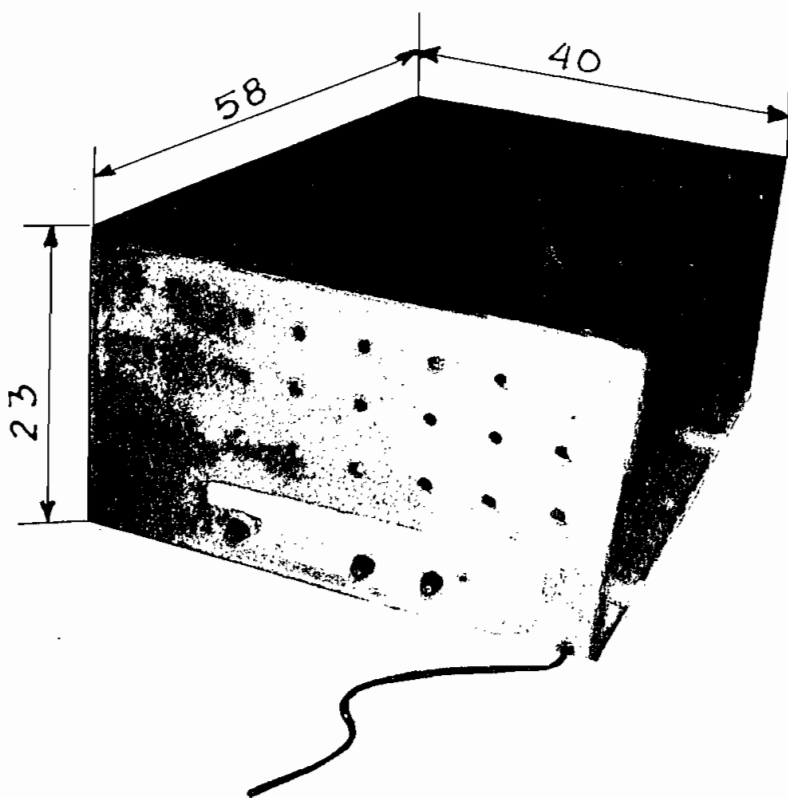


VOLTAJE A - B: $t \rightarrow 0.5 \text{ mSeg. / div}$
 $A \rightarrow 10 \times 10 \text{ V / div}$

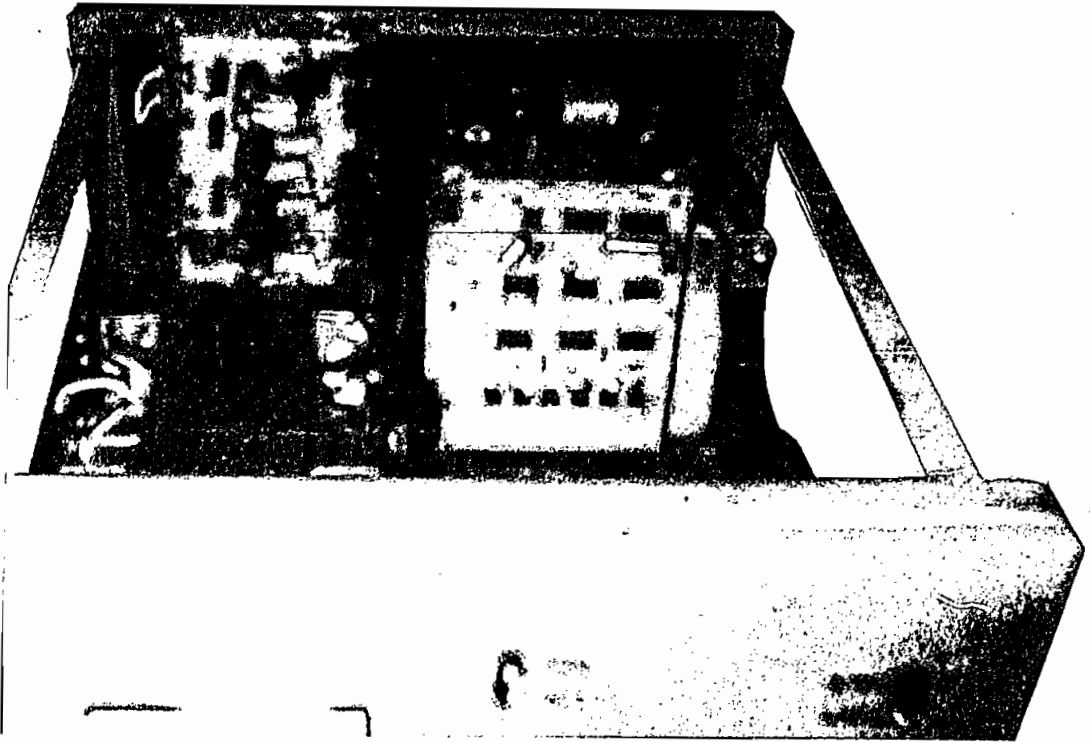
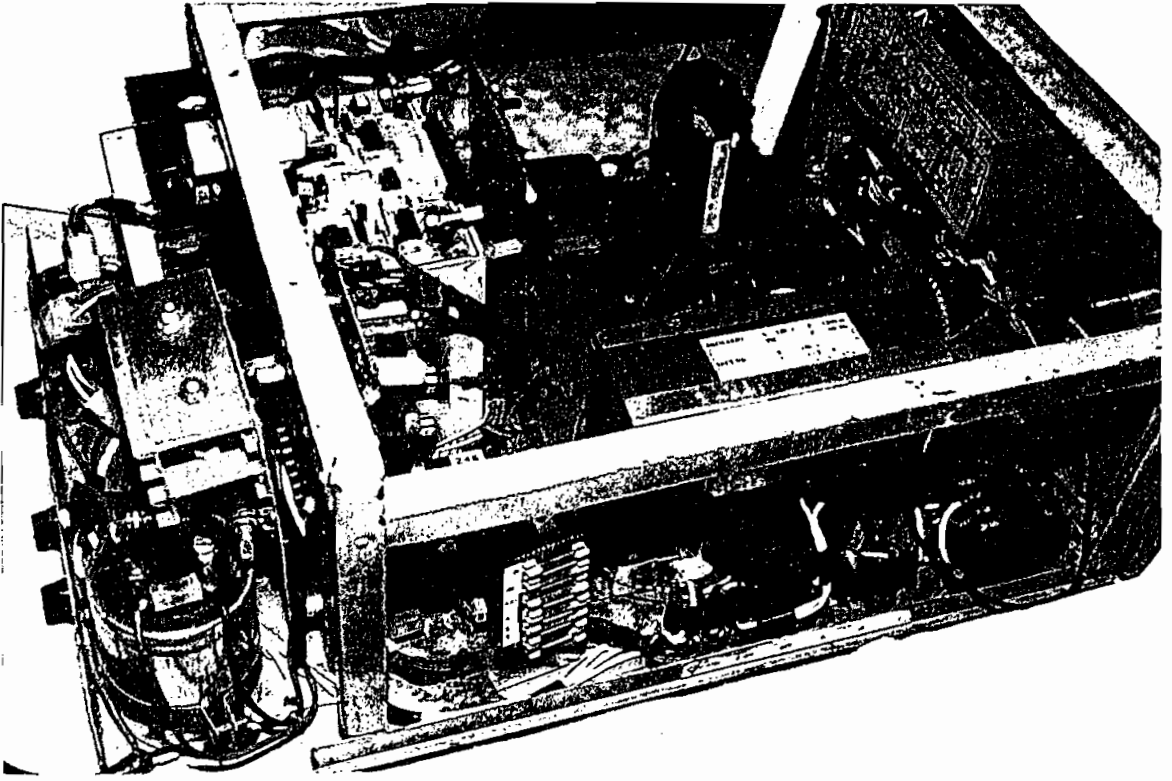
Graf. 3.7b Forma de onda de voltaje obtenido en las fases X - Y del equipo.



Graf. 3.8 Vista frontal del equipo convertidor del frecuencia 60 / 400Hz.



Graf. 3.9 Vista posterior del equipo convertidor del frecuencia 60 / 400Hz .



Graf. 3.10 Vistas interiores del equipo convertidor de frecuencia 60 / 400Hz .

CAPITULO IV

EVALUACION DE LOS RESULTADOS OBTENIDOS

4.1 ANALISIS DE LOS RESULTADOS EXPERIMENTALES.

Según la Tabla (3.1) y la Figura (3.1), se verifica que el transformador monofásico de potencia para 120 V - 60 Hz es un elemento que puede abastecer a este convertidor con una potencia superior a 1.2 KVA. Adicional se puede observar que al sobrecargar a este transformador, su rendimiento baja alrededor del 85% , debido a que se incrementan a las pérdidas en los bobinados primario y secundario.

Respecto al voltaje rectificado "E" entregado por el puente semicontrolado y de acuerdo a la Figura (3.2) podemos ver que este valor tiene una variación casi lineal en el rango de 70 a 170 VDC respecto a la variable V_c .

Según la Tabla (3.3), el rectificador semicontrolado entrega mayor corriente continua cuando el puente trifásico transistorizado está generando una onda de tres niveles, respecto al caso en el que se genera una onda de cuatro niveles en una relación aproximada de 3 a 2 .

La Tabla (3.4) presenta valores en el que se verifica que el puente trifásico transistorizado está en capacidad de alimentar a una carga resistiva trifásica máxima de 1000 W , al generar una onda de cuatro niveles

Los valores de la Tabla (3.5) certifica que, cuando el puente transistorizado trifásico genera una onda de tres niveles , éste esta en capacidad de suministrar a la carga resistiva una potencia máxima de 842 W.

Con el puente transistorizado generando una onda de cuatro niveles a la entrada del transformador D Y de 400Hz, se puede abastecer en el lado del secundario una carga resistiva máxima de 700 W conectada en configuración estrella según se observa en la Tabla (3.6) y estableciéndose un rendimiento total del equipo del 48%. Valor determinado por esta potencia y el consumo de energía que demanda a la entrada el transformador de potencia de 60 Hz.

En el caso en que el puente transistorizado alimenta al transformador trifásico con una onda de tres niveles por el lado del primario, en el secundario se puede energizar una carga resistiva máxima de 767 W y conectado en configuración de estrella. El rendimiento total del equipo es el 53.7%.

Observando la imagen del Graf (3.6) en el que el puente transistorizado entrega una onda de cuatro niveles al transformador trifásico, en el lado del secundario se obtiene una onda cuasi-senoidal de tres niveles entre dos fases

por ejemplo X-Y, mientras que entre cualquiera de las fases y neutro se obtiene la onda cuasi - senoidal de cuatro niveles.

Al contrario de lo indicado anteriormente en el Graf (3.7) en el que el puente transistorizado genera la onda tres niveles, a la salida del transformador trifásico se obtiene una onda cuasi - senoidal de cuatro niveles entre las fases, mientras que entre fase y neutro tenemos la onda cuasi - senoidal tres niveles.

4.2 DESCRIPCION DE LOS ELEMENTOS DE OPERACIÓN Y PROTECCION DEL EQUIPO.

Según el Graf (3.8), en la parte frontal del equipo constan los siguientes elementos :

- Un voltímetro con una escala máxima de 300VRMS y una frecuencia de trabajo de 400 Hz, que permite medir el voltaje entre fases.
- Una botonera incorporada ON-OFF para el encendido y apagado del equipo y adjunto un indicador luminoso cuando el sistema está activado.
- Un conmutador trifásico que selecciona el voltaje de dos fases y conecta a los bornes del voltímetro mencionado.
- Un selector que permite establecer el tipo de onda que se puede obtener a la salida del generador es así que según lo señalado se debe tomar las siguientes consideraciones de trabajo :

CUATRO NIVELES :

En vista que el equipo esta regulado para entregar una frecuencia de 400 Hz y con voltajes nominales establecidos, para este caso entre FASE - NEUTRO se obtiene la onda cuasi - senoidal de cuatro niveles con un voltaje de 115 VRMS y entre FASES se obtiene la onda cuasi - senoidal de tres niveles de 200 VRMS .

TRES NIVELES :

Para esta alternativa el convertidor entrega entre FASE- NEUTRO una onda cuasi - senoidal de tres niveles con un voltaje nominal de 115 VRMS . Mientras que entre fases se obtiene una onda cuasi - senoidal de cuatro niveles de 200 VRMS .

- Se tiene un selector que nos da dos alternativas para obtener en la salida del equipo el voltaje nominal entre fases, uno que es automático y otro manual con el que se puede realizar un ajuste fino del voltaje nominal observando en el voltímetro.

- Ubicado al costado derecho del equipo encontramos una regleta de contactos, en la que se señala de donde se puede tomar los voltajes de las fases X-Y-Z, el neutro y la conexión de la puesta tierra del sistema a energizar.

En el Graf (3.9) se observa la ubicación de tres porta fusibles que sirve para los siguientes efectos :

- Fusible de 15A 250V tipo cilíndrico, de cristal, que protege de sobre corrientes producidas a la entrada del transformador monofásico de 60Hz.
- Fusible de 10A 250V tipo cilíndrico, ubicado a la salida del bobinado secundario de 220V y que alimenta al puente rectificador semicontrolado.
- Fusible de 10A 250V tipo cilíndrico de acción rápida, ubicado a la salida del rectificador semicontrolado y que alimenta al puente transistorizado

4.3 OPERACIÓN DEL EQUIPO

1. Instalar en la regleta indicada, la carga resistiva trifásica que no sobrepase los 600W de consumo, caso contrario las protecciones del equipo no permitirán su funcionamiento.
2. Determinar el tipo de onda que se desea obtener a la salida del convertidor entre fases o entre fase - neutro como se destacó en el punto anterior.
3. Para el encendido se procede a activar el pulsante ON y luego de 10 segundos la aguja del medidor de voltaje deflexionará desde el valor de 0V hasta 200 V en un lapso adicional de 15 segundos.
4. El apagado se lo efectúa presionando el pulsante OFF.

4.4 CONDICIONES DE INSTALACION DEL EQUIPO.

El equipo requiere los siguientes requerimientos físicos y eléctricos para su efectivo funcionamiento :

- El sitio de trabajo debe ser sobre una base que pueda soportar el peso del equipo (45 lb).
- Se lo debe ubicar en un ambiente que tenga facilidad de ventilación .
- Por ser un punto de generación, aparte de las protecciones implementadas en el equipo se debe instalar un centro de protecciones con fusibles de un

tiempo de respuesta lo mínimo posible antes de ser aplicado a las cargas eléctricas.

- La toma de energía de 120V 60Hz que va alimentar al equipo se la debe hacer desde un tomacorriente polarizado con capacidad de abastecer un flujo de corriente de 20 A .
- Se requiere de una conexión puesta a tierra con una diferencia de voltaje con neutro de 1.8VRMS como máximo.

4.5 ESPECIFICACIONES DEFINITIVAS.

- Detalle del equipo : Convertidor trifásico tipo sólido de 60Hz a 400 Hz.
- Voltaje Nominal : - Voltaje entre fases 200 VRMS.
- Voltaje entre fase y neutro 115 VRMS.
- Potencia Nominal : 600 W
- tipos de Onda : Onda cuasi - senoidal de tres y cuatro Niveles.
- Voltaje de entrada : 95 a 130 VRMS.
- Rendimiento : 48 % para onda 4 Niveles y 53 % para tres niveles.
- Frecuencia de entrada : 59 a 61 Hz.
- Frecuencia de salida : Se puede variar manualmente de 350 Hz a 420 Hz.
- Tipo de carga : Solamente tipo RESISTIVO.
- Sobrecarga admisible : 116 %.
- Temperatura de tra - bajo : 0 a 35° centígrados.
- Dimensiones : Ancho : 40 cm
Alto : 23 cm
Profundidad : 58 cm
Peso : 45 Lb.

4.6 ANALISIS TECNICO ECONOMICO.

A continuación se lista los materiales utilizados en la fabricación del prototipo con los respectivos precios.

PRECIOS EN SUCRES DE LOS MATERIALES UTILIZADOS EN LA CONSTRUCCION.

ITEM	ELEMENTOS	CANTD	UNID.	V/UNIT	V/TOTAL
1	Filtro capacitivo de 3000 uF 500 V	1	Ud	60000.0	60000.0
2	Filtro capacitivo de 220 uF 16 V	4	Ud	1200.0	4800.0
3	Filtro capacitivo de 10 uF 400 V	3	Ud	1100.0	3300.0
4	Filtro capacitivo de 100 uF 16 V	5	Ud	1200.0	6000.0
5	Filtro capacitivo de 3300 uF 35 V	15	Ud	1700.0	25500.0
6	Filtro capacitivo de 2200 uF 35 V	3	Ud	1500.0	4500.0
7	Capacitor 0.1 uF 50 V	4	Ud	500.0	2000.0
8	Capacitor 0.02 pF 50 V	1	Ud	500.0	500.0
9	Capacitor 0.01 uF 50 V	2	Ud	500.0	1000.0
10	Capacitor 0.03 uF 50 V	6	Ud	500.0	3000.0
11	C.I. SN 74 LS 629	1	Ud	55000.0	55000.0
12	C.I. 74 LS 74 A	2	Ud	22000.0	44000.0
13	C.I. ECG 4022	1	Ud	28000.0	28000.0
14	C.I. LM 555	2	Ud	7000.0	14000.0
15	C.I. SN 5404	1	Ud	4500.0	4500.0
16	C.I. LM 324	13	Ud	6500.0	84500.0
17	C.I. M.C 1741 C	1	Ud	8200.0	8200.0
18	Contactador trifásico - 5A - 250V	1	Ud	80000.0	80000.0
19	Diodo zener 3 V 1 W	4	Ud	2200.0	8800.0
20	Diodo zener 8 V 1 W	4	Ud	2200.0	8800.0
21	Diodo zener 12 V 0.5 W	1	Ud	1100.0	1100.0
22	Diodo zener 9 V 0.5 W	1	Ud	1100.0	1100.0
23	Diodo zener 5 V 0.5 W	1	Ud	1100.0	1100.0
24	Inductancias 97 uH	3	Ud	8500.0	25500.0
25	Opto acoplador NTE 3044	12	Ud	6000.0	72000.0
26	Resistencia 10K 0.25 W	42	Ud	800.0	33600.0
27	Resistencia 390 0.25 W	6	Ud	800.0	4800.0
28	Resistencia 23 K 0.25 W	3	Ud	800.0	2400.0
29	Resistencia 100 0.25 W	10	Ud	800.0	8000.0
30	Resistencia 120 0.25 W	6	Ud	800.0	4800.0
31	Resistencia 1 K 0.25 W	3	Ud	800.0	2400.0
32	Resistencia 1.2 K 0.25 W	3	Ud	800.0	2400.0
33	Resistencia 5.1 K 0.25 W	1	Ud	800.0	800.0
34	Resistencia 1.0 0.25 W	2	Ud	800.0	1600.0
35	Resistencia 220 0.25 W	2	Ud	800.0	1600.0
36	Resistencia 270 0.25 W	4	Ud	800.0	3200.0
37	Resistencia 68 0.25 W	6	Ud	800.0	4800.0
38	Resistencia 15 15 W	4	Ud	11000.0	44000.0
39	Resistencia 4.7K 5 W	1	Ud	2200.0	2200.0
40	Resistencia 10 40 W	6	Ud	2200.0	13200.0
41	Resistencia 150 0.25 W	3	Ud	800.0	2400.0
42	Potenciómetro de 50 Kohm	11	Ud	4200.0	46200.0
43	Relé de 12VDC 1A	3	Ud	4500.0	13500.0
44	Transistor NTE 98	6	Ud	200000.0	1200000.0
45	Transistor ECG 273	6	Ud	30000.0	180000.0
46	Transistor ECG 288	6	Ud	1500.0	9000.0
47	Transistor ECG 85	10	Ud	1500.0	15000.0
48	Transformador 120V / 220V 1500W 60Hz	1	Ud	250000.0	250000.0

49	Transformador 3PH - 400Hz -115V 600W	1	Ud	400000.0	400000.0
50	Disipadores térmicos	6	Ud	12000.0	72000.0
51	Voltímetro de 300 V máx. 400 HZ	1	Ud	80000.0	80000.0
52	Conmutador 3Ph de medida 0.5 A 500V	1	Ud	60000.0	60000.0
53	Ventilador de aire de 200 CFM	1	Ud	60000.0	60000.0
54	Borneras de 12 contactos	6	Ud	15000.0	90000.0
55	Fusibles de 5A 24VDC	8	Ud	500.0	4000.0
56	Impresión de placas de baquelita	6	Ud	30000.0	180000.0
57	Estructura metálica	1	Ud	70000.0	70000.0
58	Botonera ON - OFF	1	Ud	25000.0	25000.0
59	Selector 2 posiciones	2	Ud	12000.0	24000.0
60	Cable flexible N° 18 AWG	1	Glb	70000.0	70000.0
61	Tornillos	1	Glb	15000.0	15000.0
VALOR TOTAL					3483100.0

CAPITULO V

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

5.1 CONCLUSIONES .-

Al concluir la construcción de este convertidor, objeto de estudio de la presente tesis se resalta las siguientes conclusiones :

- En base al análisis de las pruebas realizadas y los resultados obtenidos, se pudo confirmar que se ha conseguido construir un convertidor de estado sólido de 400 Hz , que puede alimentar a una carga de 600W trifásica con una salida en conexión estrella que permite obtener un voltaje entre fases de 200 VRMS y entre fase y neutro 115 VRMS, con ondas cuasi senoidal de cuatro y tres niveles. Parámetros eléctricos normalizados dentro de la actividad del mantenimiento aéreo.
- La simplicidad de operación conseguida y los sistemas de protección implementados permiten afirmar que el equipo está en el mismo nivel técnico de cualquier generador estático de energía alterna.
- El equipo está diseñado para ser utilizado principalmente en laboratorios de electricidad, electrónica e instrumentación ; para alimentar a las mesas de trabajo, en las que se deben tomar muy en cuenta la potencia máxima de abastecimiento y el tipo de carga que debe ser conectada.
- Por ser un generador trifásico y al utilizar un transformador de 400 Hz a la salida del sistema en configuración D-Y, las ondas cuasi-senoidal de cuatro y tres niveles son necesariamente complementarias, puesto que en cualquier opción que se puede escoger con el selector ubicado en el panel de operación, se obtendrá las dos ondas con diferentes valores de voltaje, es así que si el selector esta en "4 NIV" se obtiene una onda de cuatro niveles entre la Fase - Neutro y tres niveles entre Fases. Para la opción "3 NIV" se obtiene una onda de tres niveles entre Fase - Neutro y cuatro niveles entre Fases.
- En la Tabla 3.1 señala que el equipo al no tener carga instalada (en vacío) durante una hora, produciría un consumo de 0.079 KW-H, por lo que se debería pagar una planilla de consumo eléctrico de S/. 18,56.00 ($235 \cdot S/. /- KWH$). Si el equipo trabaja a plena carga durante una hora, la suma por tal concepto será de S/. 141.00 que es sumamente inferior a lo que se debe pagar por alimentar la misma carga con el convertidor HOBART, descrito al inicio de este texto.

- Las ondas cuasi senoidal de tres y cuatro niveles son dos alternativas importantes para ser utilizadas en pruebas de partes o elementos eléctricos de un avión, pero es un requisito fundamental el valor del voltaje eficaz y su frecuencia de trabajo.
- En cuanto al rendimiento propio del equipo, se pudo definir que cuando el puente transistorizado genera una onda de tres niveles se produce mayor pérdida de energía en las etapas del sistema electrónico implementado.
- Es necesario aclarar que un limitante de este equipo es el de ser capaz de alimentar solamente cargas resistivas.
- El trabajo realizado debe ser considerado como el punto de partida para mejorar diseños similares y optimizar los costos, para lo cual la experiencia detallada en este texto puede resultar de enorme interés.
- Todo el equipo ha sido construido con materiales y elementos que pueden ser adquiridos en el mercado local y si no se lo consiguió de acuerdo a las condiciones técnico - física, se procedió a adaptarlos, tomando en cuenta siempre su aislamiento eléctrico.

5.2 RECOMENDACIONES.-

- Los aspectos puramente tecnológicos en el montaje del equipo como son: el cableado, las conexiones, la ubicación de los elementos, etc. deben ser realizados con mucho cuidado, tratando de conseguir un acabado similar al de cualquier equipo industrial y sobre todo considerando que se debe dar facilidad para la reparación y mantenimiento del equipo en base a una distribución y utilización de los elementos de conexión apropiada para el efecto.
- En lo que se refiere a la técnica en el diseño de las diferentes etapas del sistema, se recomienda estudiar la posibilidad de implementar un circuito de realimentación de corriente desde la salida del sistema hacia el circuito de disparo del puente semicontrolado y realizar diferentes ajustes de los circuitos, para que el sistema quede apropiado para alimentar también a cargas inductivas.
- El circuito de control de disparo del rectificador semi controlado, es un diseño que puede ser utilizado en otras aplicaciones prácticas como para la variación de la velocidad de motores DC, iluminación, etc., por tener en determinado rango un control lineal.
- El generador de pulsos implementado para el activado de los transistores de potencia del puente trifásico, puede ser modificado con el mejor criterio al

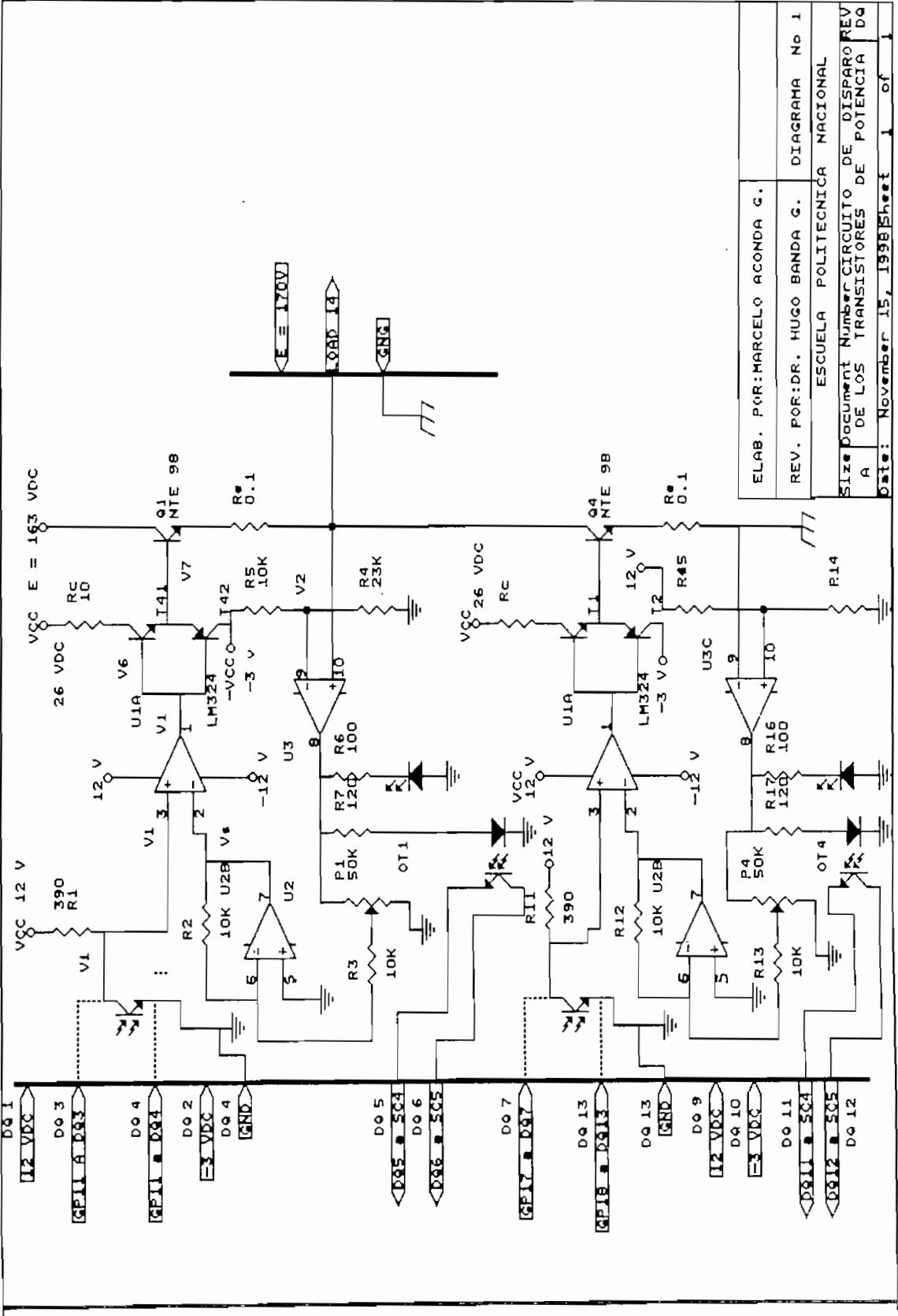
aumentar el número de F-Fs o determinar cuántos o que elementos de retención pueden activarse para obtener por ejemplo un sistema exafásico.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- [1] Mohan N. / undeland T.M. / Robbins W.P. POWER ELECTRONICS :
CONVERTERS, APPLICATIONS AND DESIGN JOHN WILEY. NEW
YORK 1989.
- [2] POWER SEMI CONDUCTOR DATA BOOK, VOLUME 1, powerex, Inc
Pensylvania, 1987.
- [3] Guía de prácticas de laboratorio " Universidad de Sao Paulo - Brasil "
1989.
- [4] Amplificateur Magnetique et thyatron de Silicun Dnas L' industri INOS-
BON / Marcombo 1974 2ª edición
- [5] Tesis de Grado del ING. BOLÍVAR LEDESMA / Diseño y construcción
de un sistema didáctico de control de un motor DC. 1987
- [6] Siemens " Power Semiconductor thyristers, triacs, Diacs Data book
Siemens AKTIENGESELL S CHALT 1.974
- [7] Jacob Milman PH D y Christor C Halkias "Integrated Electrónics" 1976
Colombia University.
- [8] Ronald J. TOCCI. Sistemas digitales 1980
- [9] TEXAS INSTRUMET the TTL Data Book Volumen 2 - 1985
- [10] IRVING L . KOSOW PHD. Máquinas eléctricas y transformadores.
Staten Island Comnunity College City University of New York .
- [11] Amplificadores Operacionales de DRISCOLL 1986.
- [12] M. AGUDRY Rectificadores tiristores y TRIASS , Tercera Edición,
Biblioteca Técnica PHILIPS 1976.
- [13] OGATA Katsuhiko ;"Ingeniería de Control Moderna I Parte" ;University of
Minessota 1974.
- [14] CoLonel Wm T. Mc Lyman, transformer and Inductor Desnig Hand book .

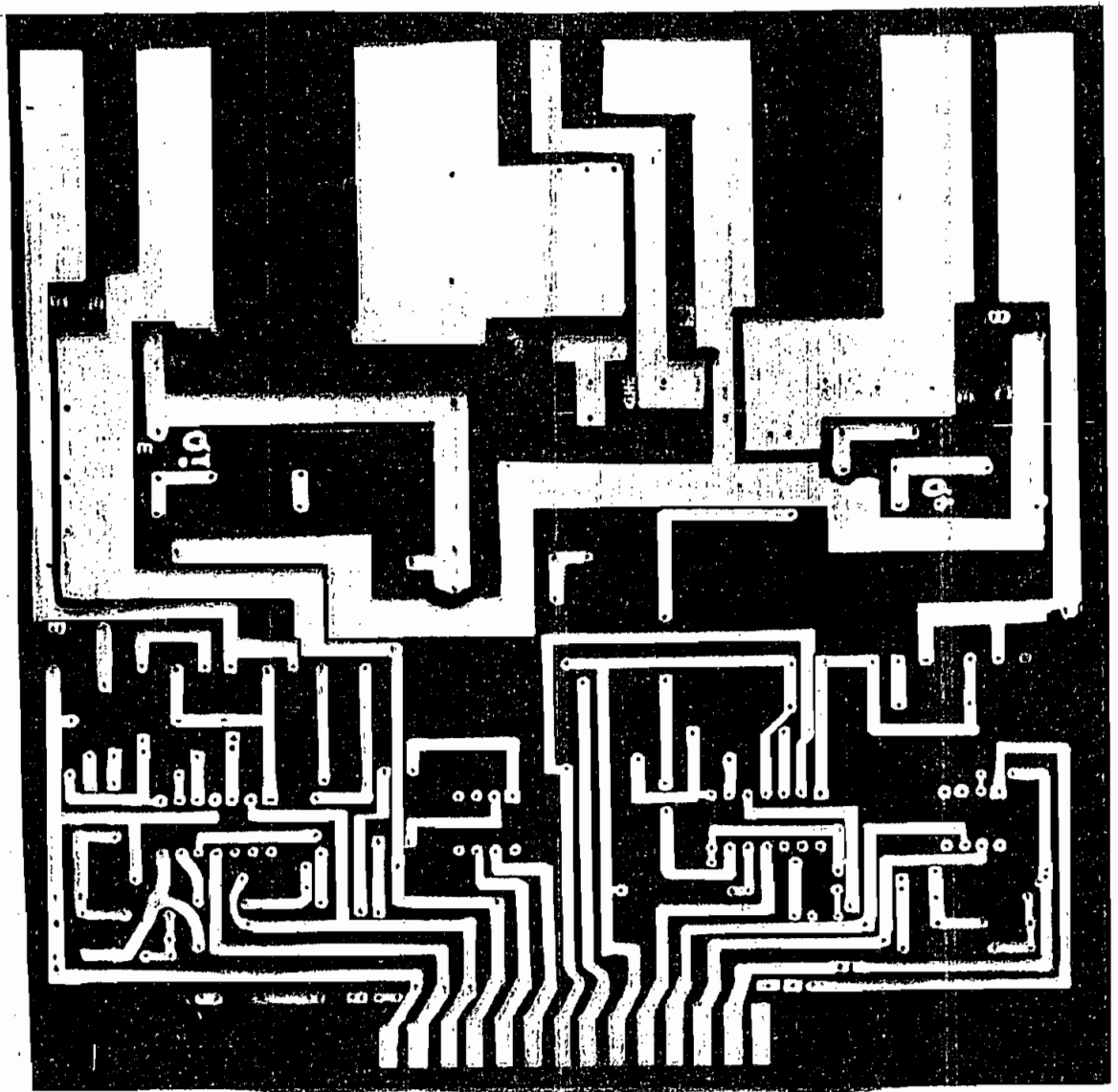
ANEXO 1

DIAGRAMAS CIRCUITALES Y PLACAS IMPRESAS.

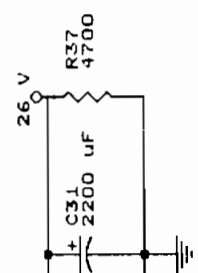
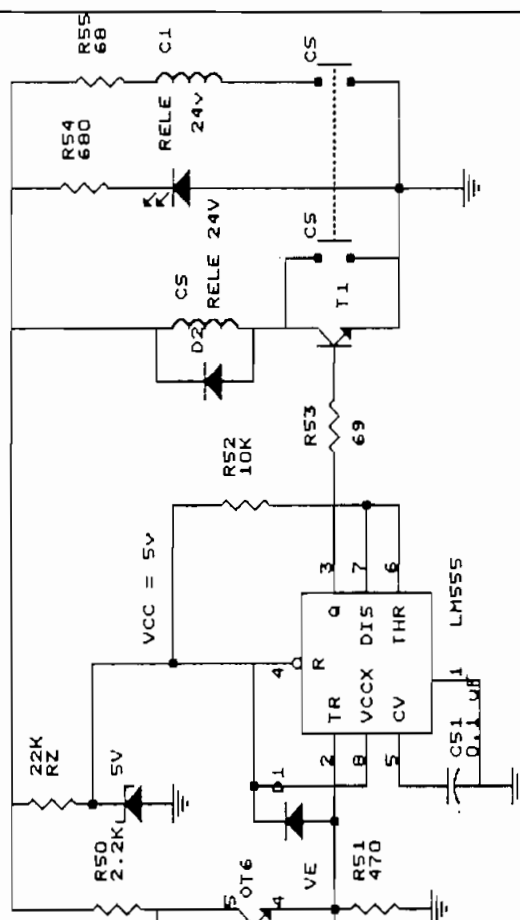


ELAB. POR: MARCELO ACONDA G.
 REV. POR: DR. HUGO BANDA G.
 ESCUELA POLITECNICA NACIONAL
 Size Document Number CIRCUITO DE DISPARO REV
 A DE LOS TRANSISTORES DE POTENCIA DA
 Date: November 15, 1995 Sheet 1 of 1

PLACA IMPRESA DEL CIRCUITO DE DISPARO DE LOS TRANSISTORES DE POTENCIA



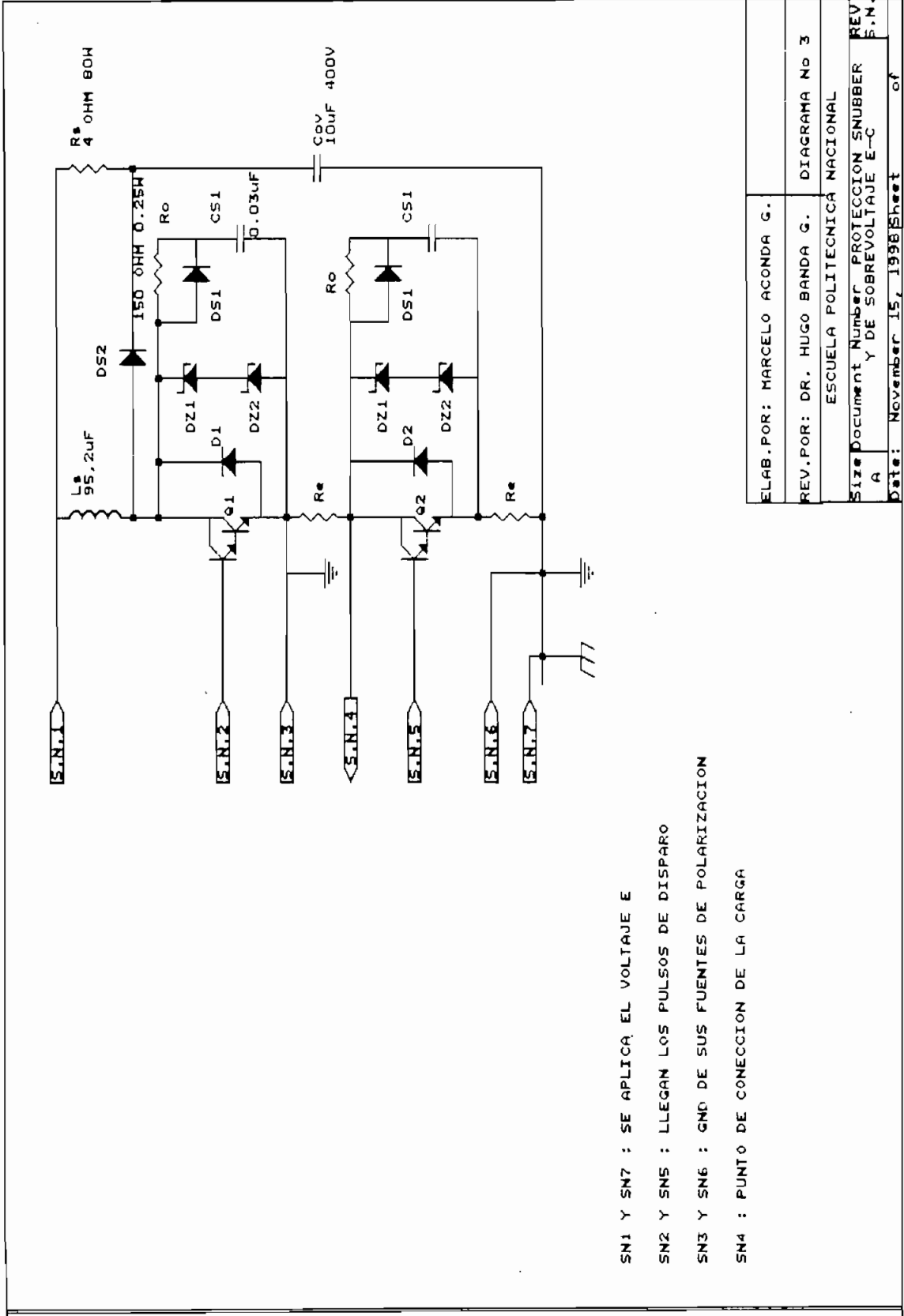
VCC = 24V



- SC 4
- D55-11
- SC 11
- D2
- SC 12
- D2
- SC 5
- D56-12
- SC 11
- C5
- SC 12
- C5
- SC 9
- C1
- SC 10
- C1
- SC 1
- I26 V8C
- SC 2
- I26 V8C

ELAB.POR: MARCELO ACONDA G.	DIAGRAMA No 2
REV.POR: DR. HUGO BANDA G.	ESCUELA POLITECNICA NACIONAL
Size Document Number	REV
A	A
Date: November 15, 1998	Sheet 1 of 1

CIRCUITO CENSOR DE SOBRECORRIENTE EN LOS TRANST. POTEN. SC



SN1 Y SN7 : SE APLICA EL VOLTAJE E

SN2 Y SN5 : LLEGAN LOS PULSOS DE DISPARO

SN3 Y SN6 : GND DE SUS FUENTES DE POLARIZACION

SN4 : PUNTO DE CONECCION DE LA CARGA

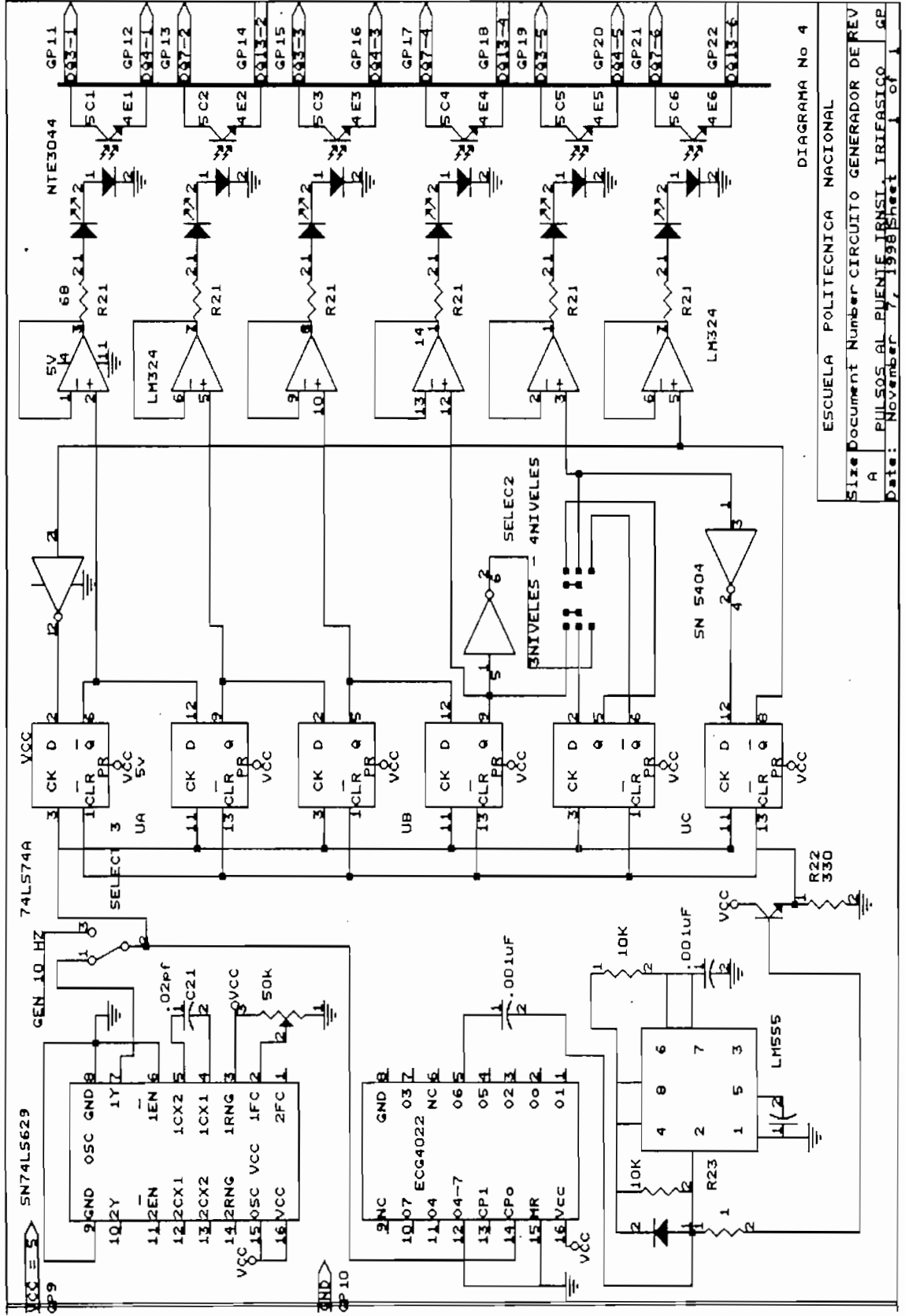
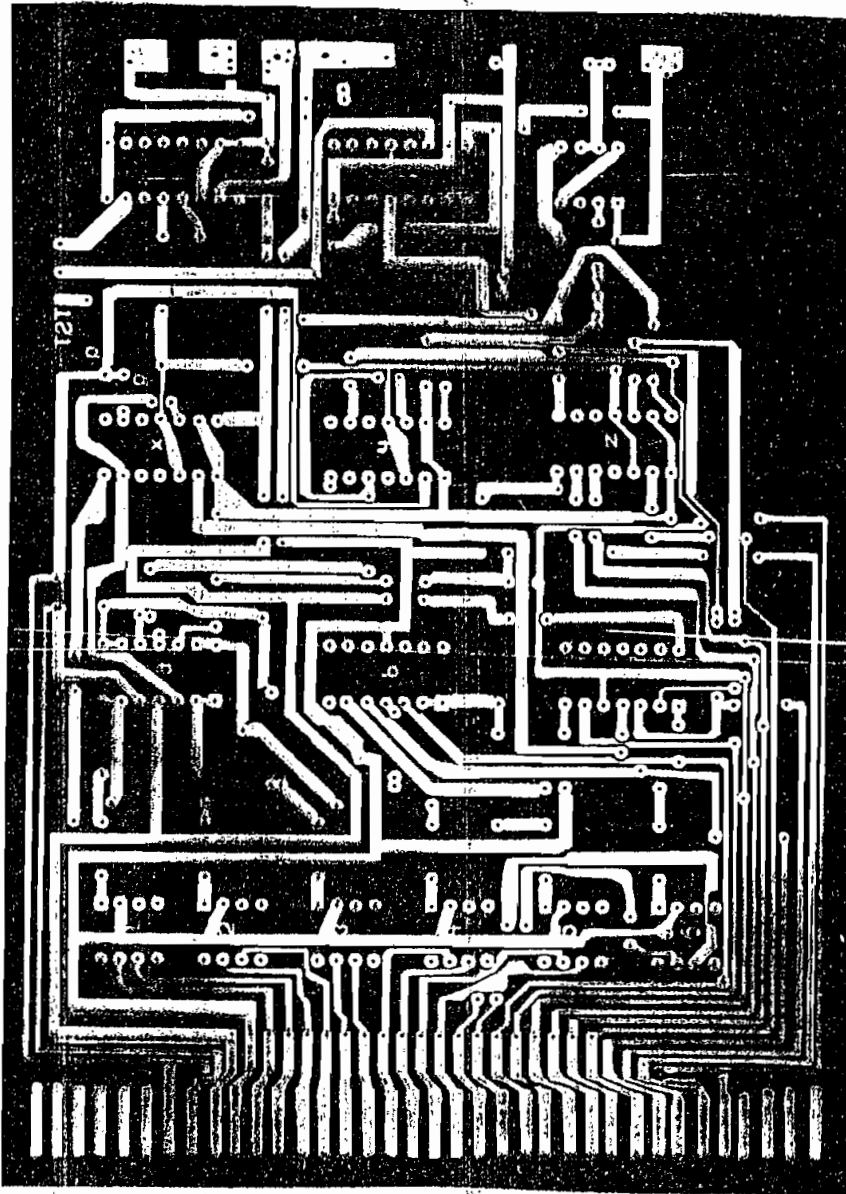


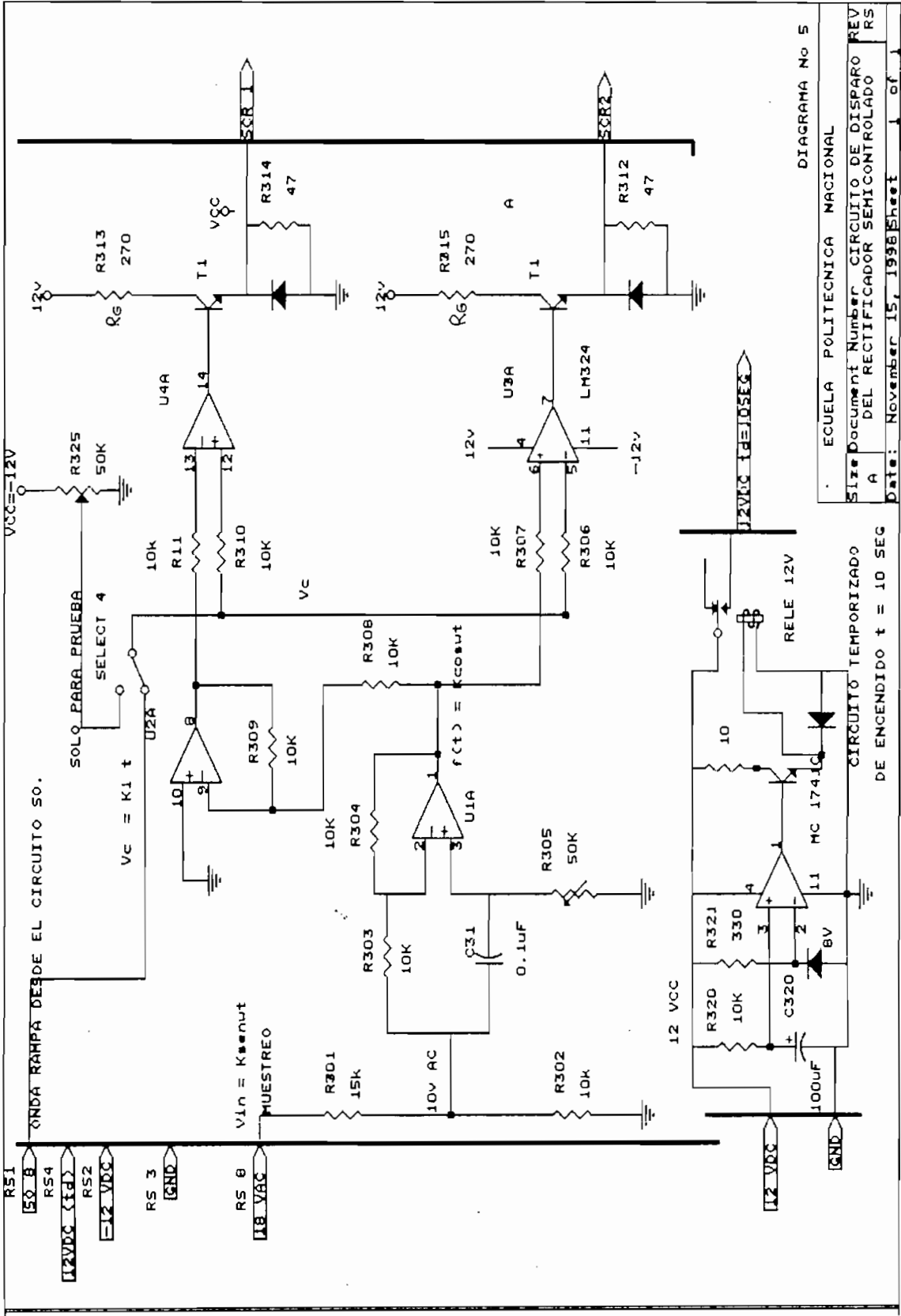
DIAGRAMA No 4

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

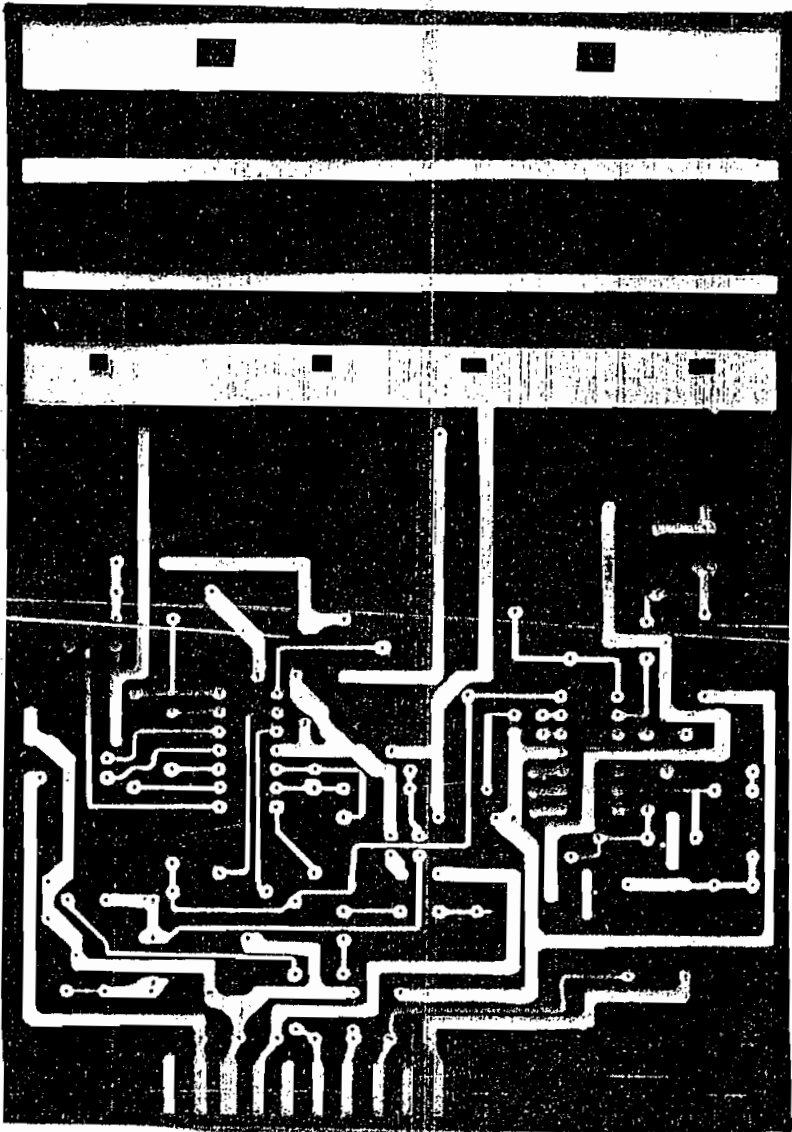
Size Document Number CIRCUITO GENERADOR DE REV
 A PULSOS AL PUENJE IRMSI, IRIFASICO GP
 Date: November 1998 Sheet 1 of 1

PLACA IMPRESA DEL CIRCUITO GENERADOR DE PULSOS PARA EL
DISPARO DEL CIRCUITO PUENTE TRANSISTORIZADO





PLACA IMPRESA DEL CIRCUITO DE CONTROL DE PULSOS PARA EL
DISPARO DEL CIRCUITO RECTIFICADOR SEMICONTROLADO



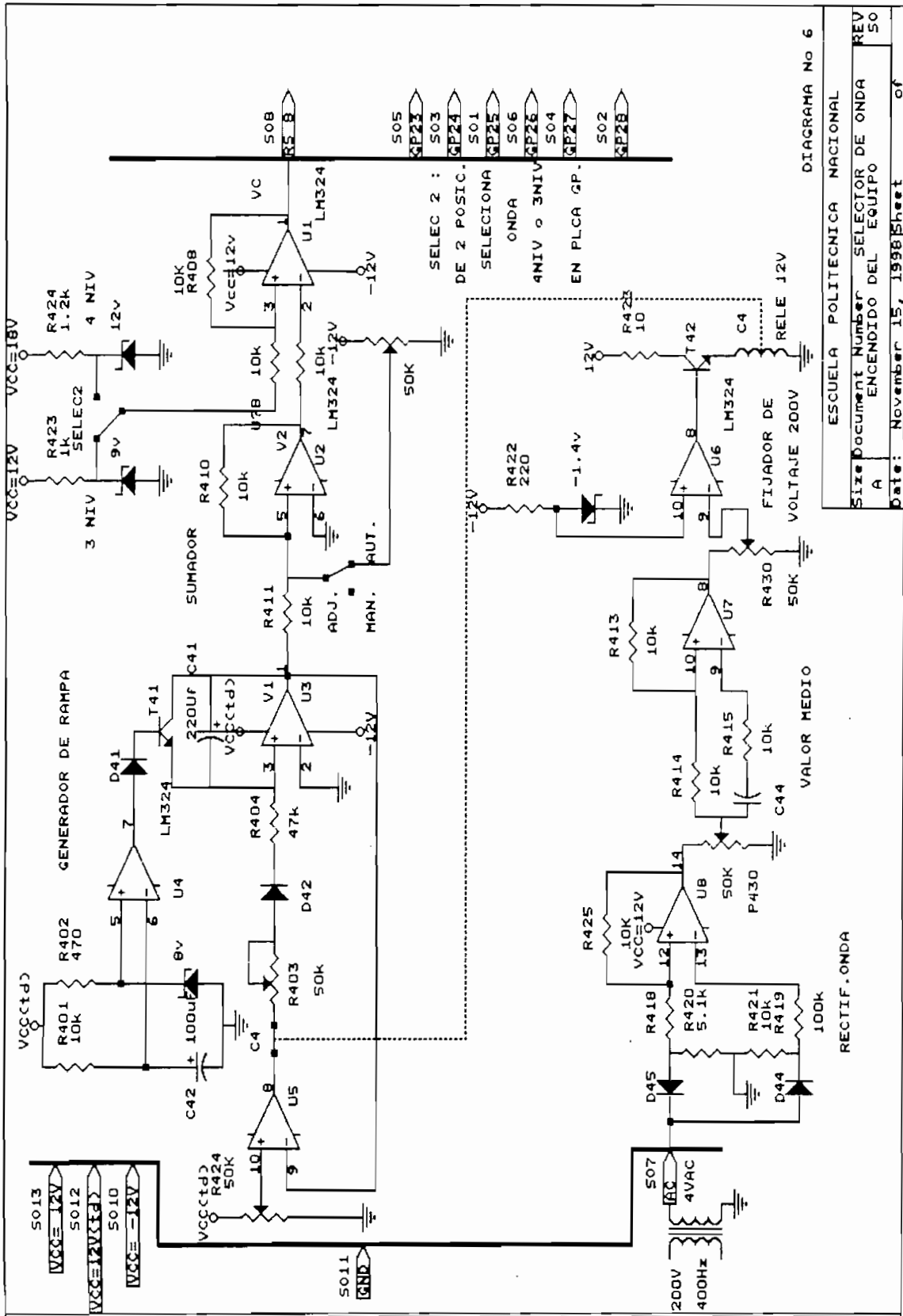
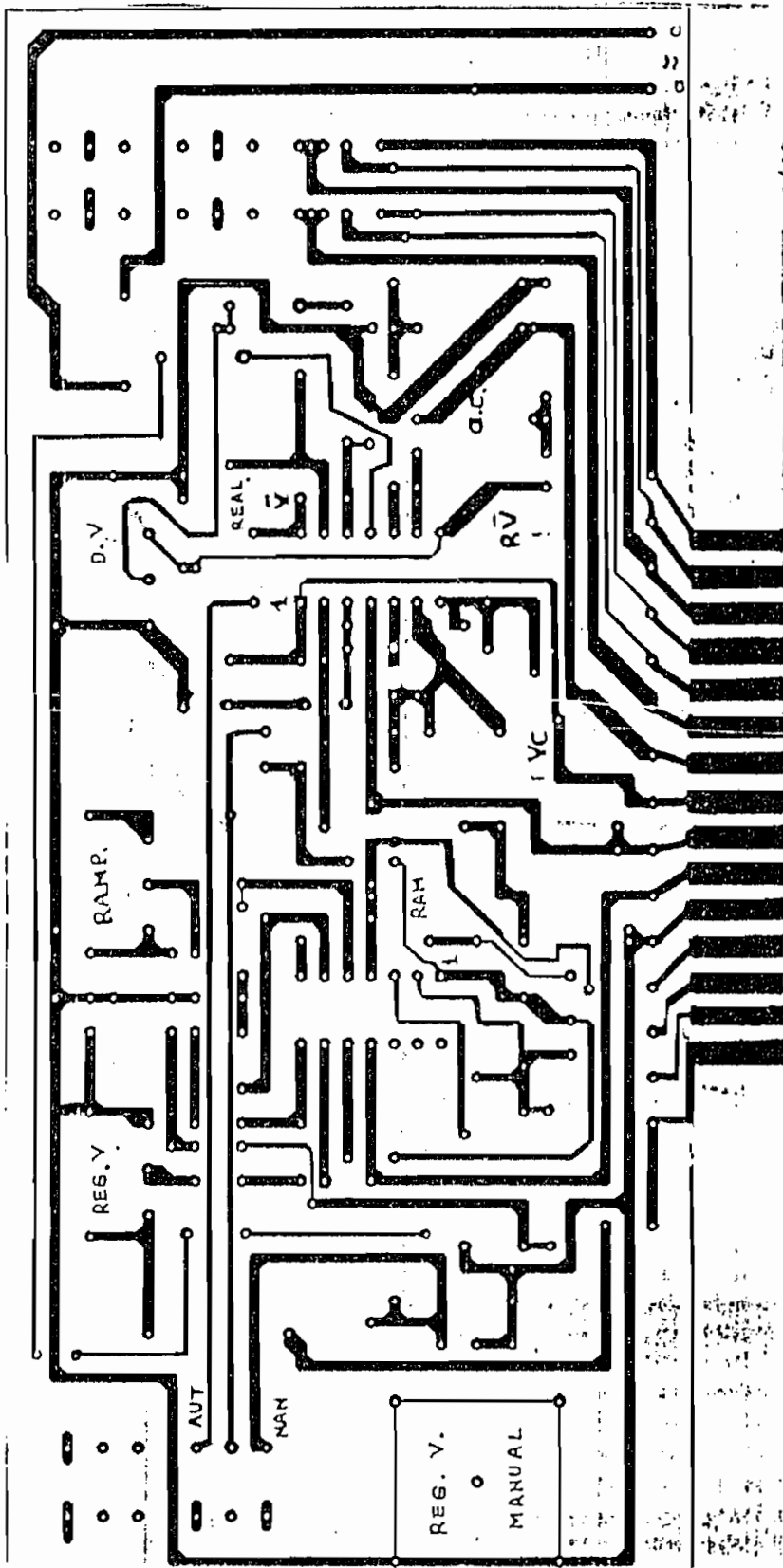


DIAGRAMA No 6

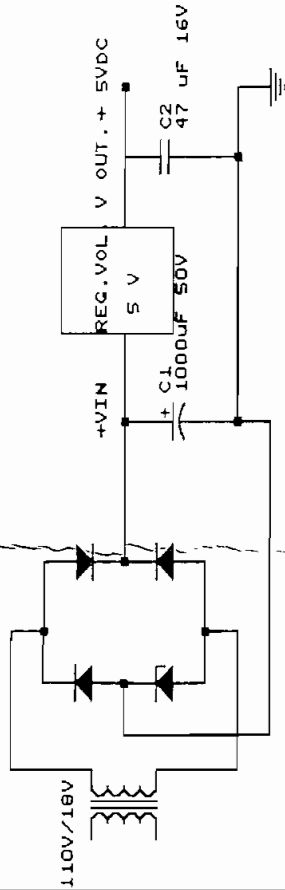
ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

Size	Document Number	SELECTOR DE ONDA	REV
A	ENCENDIDO DEL EQUIPO		50
Date:	November 15, 1998	Sheet	of

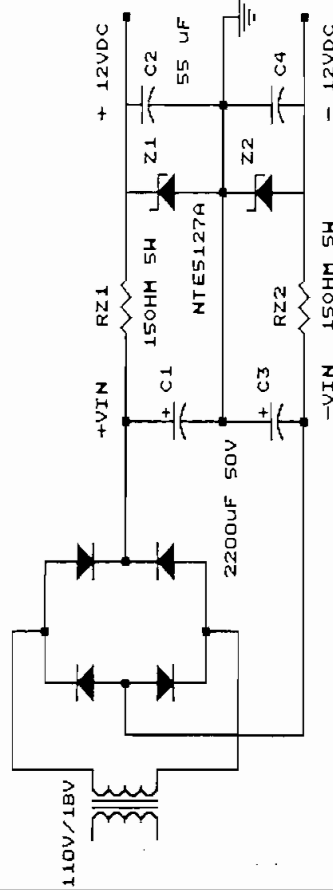
PLACA IMPRESA DEL CIRCUITO DE ENCENDIDO DEL PUENTE
TRANSISTORIZADO



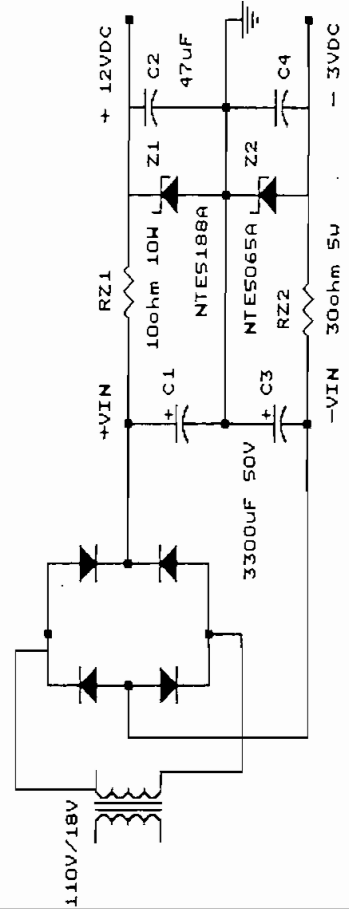
C. RECTIFICADOR PARA EL CIRCUITO GENERADOR DE PULSOS TRIFASICOS



C. RECTIFICADOR PARA EL CIRCUITO DE DISPARO DEL RECTIFICADOR SEMICONTROLADO



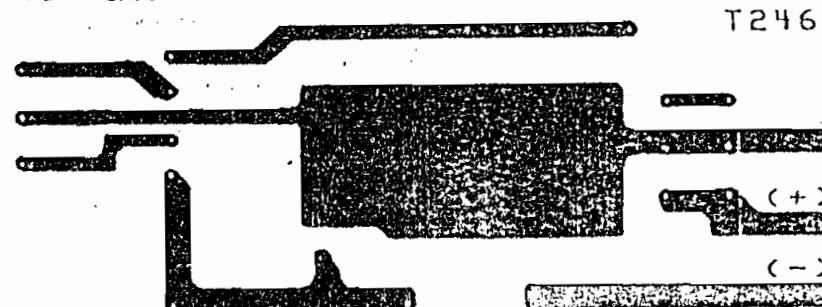
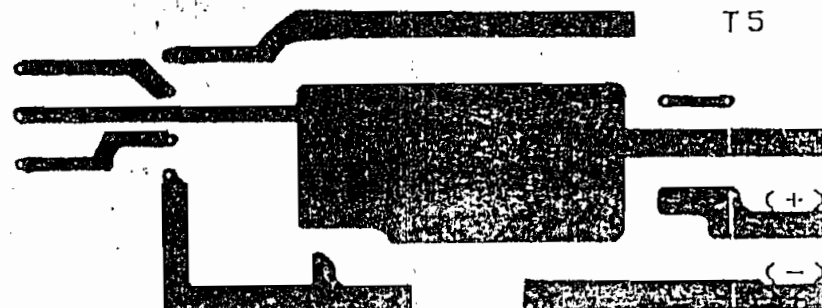
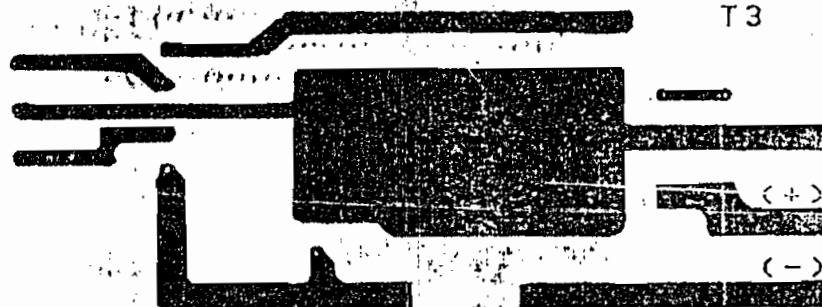
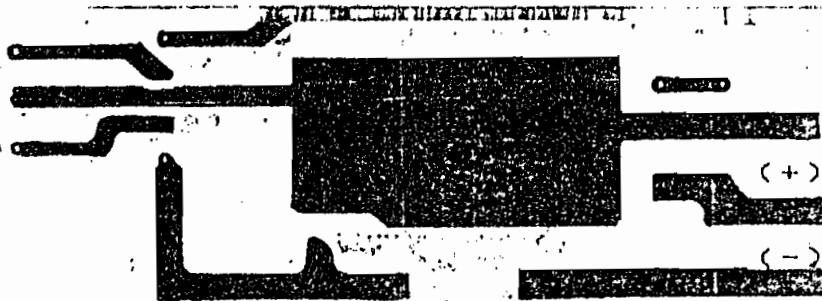
C. RECTIFICADOR PARA EL CIRCUITO MANEJADOR DE DE BASE DEL TRANSISTOR DE POTENCIA Q1



NOTA: IGUAL CIRCUITO SIRVE PARA LOS TRANST. Q3, Q5 Y Q2, Q4, Q6)

ELAB. POR: MARCELO ACONDA G.	DIAGRAMA No 7
REV. POR: DR. HUGO BANDA G.	ESCUELA POLITECNICA NACIONAL
Size Document Number A	CIRCUITOS RECTIFI. PARA POLARIZACION DE LOS BLOQUES CP
Date: January 16, 1999	Sheet 1 of 1

PLACA IMPRESA DE LOS CIRCUITOS RECTIFICADORES QUE
POLARIZAN A TODOS LOS BLOQUES CIRCUITALES



ANEXO 2

CUADRO DE ANEXOS DE INFORMACIÓN TÉCNICA

Anexo 2. 1	Gráfico del tipo de material que se debe utilizar en la construcción de un transformador.	
Anexo 2.2	Calibre de cables para la construcción de transformadores.	
Anexo 2.3	NTE98	TRANSISTOR DE POTENCIA
Anexo 2.4	NTE 506.	DIODO DE CONMUTACION
Anexo 2. 5	ECG 3044	OPTO ACOPLADOR
Anexo 2. 6	LM 324	CIRCUITO OPERACIONAL
Anexo 2.7	ECG188 - ECG193	TRANSISTORES NPN PNP
Anexo 2.8	Led ECG3003	LED INDICADOR VERDE
Anexo 2.9	SN74LS629	VCO
Anexo 2.10	HFE4022	DIVISOR PARA 6
Anexo 2.11	74LS74 A	FLIP FLOP
Anexo 2.12	EGG 5925	DIODO RECT. INDUSTRIAL
Anexo 2.13	ECG5529	SCR

Tabla de características obtenidas para algunas muestras de fabricación corriente

Designación	Composición química	Espesor en mm	Inducción en saturación B_s en Gs	Permeabilidad máx. μ	Campo coercitivo H_c en Oe	Inducción remanente B_r en Gs	Coeficiente de estabilidad B_r/B_s	Permeabilidad μ en Oe/Gs
Ferrosilicio (Hipersil-Corosil)	97 Fe, 3 Si	35/100	19 000	60 000	0,1	13 500	0,7	50
Ferroniquel 50 % Rectimphy Deltamax-Permenorm	50 Ni, 50 Fe	5/100	15 000	100 000	0,1	11 000	0,25	50
		2/100	14 000	100 000	0,1	13 000	0,92	45
		7/100	16 000	100 000	0,1	15 000	0,97	45
Ferroniquel 65 % (Permalloy 65)	65 Ni, 35 Fe	7/100	14 000	400 000	0,02	11 500	0,80	25
Mumetal	75 Ni, 18 Fe, 5 Cu, 2 Cr	35/100	7 000	100 000	0,02	2 500	0,35	60

0	1.25193	53.4118	11.0000	149.7400
1	7.34057	42.4120	373.4702	110.7853
2	6.54400	33.4347	297.2403	90.1770
3	6.82767	26.6734	237.3896	74.6836
4	5.18760	21.1530	180.2550	59.2203
5	4.62154	16.7750	140.2903	46.9701
6	4.11540	13.3032	110.3900	37.2489
7	3.66504	10.5449	83.0061	29.5397
8	3.26381	8.3604	61.0527	23.0260
9	2.90650	6.6349	45.0034	18.5776
10	2.58831	5.2617	33.0227	14.7327
11	2.30496	4.1727	24.1314	11.6035
12	2.05262	3.3091	17.4460	9.2654
13	1.82791	2.6242	12.3513	7.3470
14	1.62780	2.0911	9.5181	5.8271
15	1.44960	1.6504	7.0852	4.6211
16	1.29090	1.3028	5.2457	3.6647
17	1.14958	1.0379	3.9253	2.9062
18	1.02373	0.8231	2.9230	2.3047
19	0.91164	0.6528	2.1807	1.8277
20	0.81185	0.5177	1.6058	1.4494
21	0.72297	0.4103	1.1652	1.1495
22	0.64383	0.3256	0.8965	0.9116
23	0.57334	0.25979	0.69695	0.722901
24	0.51058	0.204745	0.521564	0.573285
25	0.45460	0.162370	0.394541	0.454635
26	0.40491	0.128765	0.295552	0.360541
27	0.36050	0.102115	0.219447	0.285922
28	0.32110	0.080983	0.162048	0.226746
29	0.28595	0.064220	0.121307	0.179817
30	0.25465	0.050929	0.093059	0.142601
31	0.22677	0.040389	0.070283	0.113088
32	0.20194	0.032029	0.052921	0.089682
33	0.17984	0.025400	0.040040	0.071121
34	0.16015	0.020143	0.030182	0.056402
35	0.14262	0.015974	0.022095	0.044723
36	0.12700	0.012660	0.016284	0.035471
37	0.11310	0.010046	0.012361	0.028130
38	0.10072	0.007967	0.009065	0.022308
39	0.08967	0.006413	0.006819	0.017691
40	0.07987	0.005011	0.005156	0.014030
41	0.07113	0.003974	0.003942	0.011126

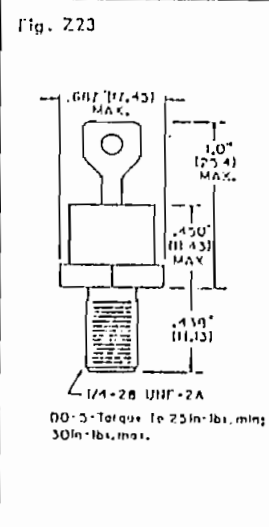
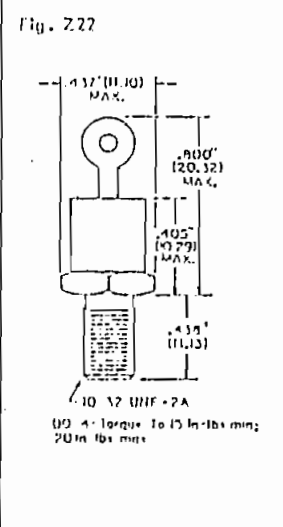
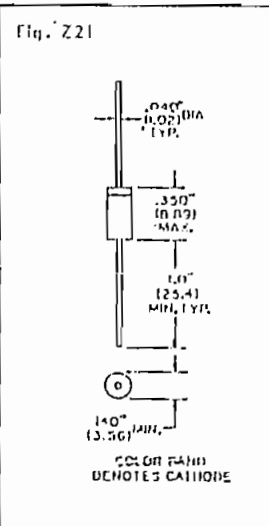
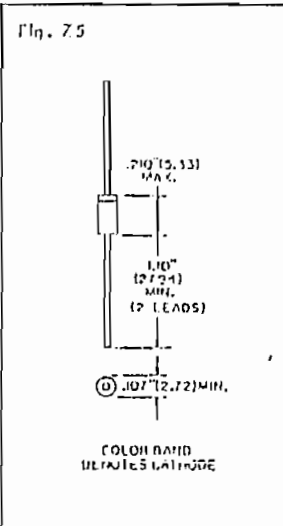
Zener Diodes

1101F

10 watt and 50 watt Zener diodes listed have anode connected to stud. Add suffix letter "K" to the ECG number for cathode connected to stud. The ECG type numbers shown have a standard tolerance for the Zener voltage of $\pm 5\%$.



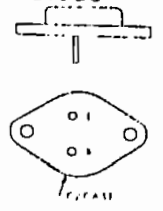
Voltage (See Int- lance)	Axial Lead			Stud Mount	
	Fig. 221			DO-4	DO-5
	1/2 Watt	1 Watt	5 Watt	777	773
2.4	ECG 5003A	--	--	--	--
2.5	ECG 5001A	--	--	--	--
2.7	ECG 5007A	ECG 5063A	--	--	--
2.8	ECG 5007A	--	--	--	--
3.0	ECG 5004A	ECG 5085A	--	--	--
3.3	ECG 5005A	ECG 5086A	ECG 5111A	ECG 5177A	--
3.6	ECG 5006A	ECG 5134A	ECG 5117A	ECG 5173A	--
3.9	ECG 5007A	ECG 5087A	ECG 5113A	ECG 5174A	ECG 5240A
4.3	ECG 5009A	ECG 5088A	ECG 5114A	ECG 5175A	ECG 5241A
4.7	ECG 5007A	ECG 5089A	ECG 5115A	ECG 5176A	ECG 5242A
5.1	ECG 5010A	ECG 5135A	ECG 5116A	ECG 5177A	ECG 5247A
5.6	ECG 5011A	ECG 5136A	ECG 5117A	ECG 5178A	ECG 5241A
6.0	ECG 5017A	ECG 5070A	ECG 5118A	ECG 5179A	ECG 5245A
6.2	ECG 5013A	ECG 5137A	ECG 5119A	ECG 5180A	ECG 5246A
6.8	ECG 5012A	ECG 5071A	ECG 5120A	ECG 5181A	ECG 5247A
7.5	ECG 5015A	ECG 5138A	ECG 5121A	ECG 5182A	ECG 5248A
8.2	ECG 5016A	ECG 5072A	ECG 5122A	ECG 5183A	ECG 5249A
8.7	ECG 5017A	ECG 5073A	ECG 5123A	ECG 5184A	ECG 5250A
9.1	ECG 5018A	ECG 5139A	ECG 5124A	ECG 5185A	ECG 5251A
10.0	ECG 5019A	ECG 5140A	ECG 5125A	ECG 5186A	ECG 5252A
11.0	ECG 5020A	ECG 5074A	ECG 5126A	ECG 5187A	ECG 5253A
11.5	--	ECG 5141A	--	--	--
12.0	ECG 5021A	ECG 5142A	ECG 5127A	ECG 5188A	ECG 5254A
13.0	ECG 5022A	ECG 5143A	ECG 5128A	ECG 5189A	ECG 5255A
14.0	ECG 5023A	ECG 5144A	ECG 5129A	ECG 5190A	ECG 5256A
15.0	ECG 5024A	ECG 5145A	ECG 5130A	ECG 5191A	ECG 5257A
16.0	ECG 5025A	ECG 5075A	ECG 5131A	ECG 5192A	ECG 5258A
17.0	ECG 5026A	ECG 5076A	ECG 5132A	ECG 5193A	ECG 5259A
18.0	ECG 5027A	ECG 5077A	ECG 5133A	ECG 5194A	ECG 5260A
19.0	ECG 5028A	ECG 5078A	ECG 5134A	ECG 5195A	ECG 5261A
20.0	ECG 5029A	ECG 5079A	ECG 5135A	ECG 5196A	ECG 5262A
22.0	ECG 5030A	ECG 5080A	ECG 5136A	ECG 5197A	ECG 5263A
24.0	ECG 5031A	ECG 5081A	ECG 5137A	ECG 5198A	ECG 5264A
25.0	ECG 5032A	ECG 5082A	ECG 5138A	ECG 5199A	ECG 5265A
27.0	ECG 5033A	ECG 5146A	ECG 5139A	ECG 5200A	ECG 5266A
29.0	ECG 5034A	ECG 5083A	ECG 5140A	ECG 5201A	ECG 5267A
30.0	ECG 5035A	ECG 5084A	ECG 5141A	ECG 5202A	ECG 5268A
31.0	ECG 5036A	ECG 5147A	ECG 5142A	ECG 5203A	ECG 5269A
36.0	ECG 5037A	ECG 5085A	ECG 5143A	ECG 5204A	ECG 5270A
39.0	ECG 5038A	ECG 5086A	ECG 5144A	ECG 5205A	ECG 5271A
41.0	ECG 5039A	ECG 5087A	ECG 5145A	ECG 5206A	ECG 5272A
45.0	--	--	--	ECG 5207A	ECG 5273A
47.0	ECG 5040A	ECG 5088A	ECG 5146A	ECG 5208A	ECG 5274A
50.0	--	--	--	ECG 5209A	ECG 5275A
51.0	ECG 5041A	ECG 5089A	ECG 5147A	ECG 5210A	ECG 5276A
52.0	--	--	--	ECG 5211A	ECG 5277A
55.0	--	ECG 5148A	--	--	--
56.0	ECG 5042A	ECG 5090A	ECG 5149A	ECG 5212A	ECG 5278A
60.0	ECG 5043A	ECG 5091A	ECG 5149A	ECG 5213A	ECG 5279A
62.0	ECG 5044A	ECG 5149A	ECG 5150A	ECG 5214A	ECG 5280A
69.0	ECG 5045A	ECG 5092A	ECG 5151A	ECG 5215A	ECG 5281A
75.0	ECG 5046A	ECG 5093A	ECG 5152A	ECG 5216A	ECG 5282A
82.0	ECG 5047A	ECG 5150A	ECG 5153A	ECG 5217A	ECG 5283A
87.0	ECG 5048A	ECG 5094A	ECG 5154A	ECG 5218A	--
91.0	ECG 5049A	ECG 5095A	ECG 5155A	ECG 5219A	ECG 5284A
100.0	ECG 5050A	ECG 5096A	ECG 5156A	ECG 5220A	ECG 5285A
105.0	--	--	--	ECG 5221A	ECG 5286A
110.0	ECG 5051A	ECG 5151A	ECG 5157A	ECG 5222A	ECG 5287A
120.0	ECG 5052A	ECG 5097A	ECG 5158A	ECG 5223A	ECG 5288A
130.0	ECG 5053A	ECG 5098A	ECG 5159A	ECG 5224A	ECG 5289A
140.0	ECG 5054A	ECG 5099A	ECG 5160A	ECG 5225A	ECG 5290A
150.0	ECG 5055A	ECG 5100A	ECG 5161A	ECG 5226A	ECG 5291A
160.0	ECG 5056A	ECG 5101A	ECG 5162A	ECG 5227A	ECG 5292A
170.0	ECG 5057A	ECG 5102A	ECG 5163A	ECG 5228A	--
175.0	--	--	--	ECG 5229A	ECG 5293A
180.0	ECG 5058A	ECG 5103A	ECG 5164A	ECG 5230A	ECG 5294A
190.0	ECG 5059A	ECG 5104A	ECG 5165A	ECG 5231A	ECG 5295A
200.0	ECG 5060A	ECG 5105A	ECG 5166A	ECG 5232A	ECG 5296A



NTE98

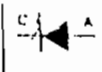
NPN - Si, High Voltage/High Speed Power Darlington with Speed UP Diode

- P_D - 175 W
- I_C - 20 A
- I_M - 2.5 A
- t_r - 5 μ S Typ
- t_f - 2 μ S Typ
- BV_{CEO} - 700V
- BV_{EBO} - 500 V
- BV_{RBO} - 8 V
- t_{rr} - 40 Min



Replaces: ECG98, SK9111

Diodes and Rectifiers (General Purpose)



ECG Type	Description	Peak Reverse Voltage PRV Max V	Average Rectified Forward Current I _O Max	Forward Current Repetitive Peak I _{FRM} Max	Reverse Recovery Time t _{rr}	Forward Voltage Drop Max V _F	AFC	Gen Purp	Fast Recovery	Fig. No.
ECG109	Gen Purp	Ge	100	200 mA	--	--		•		22
ECG110MP	Matched Diode Pair	Ge	30	100 μ A	--	--	•	•		22
ECG112	UHF Mixer	Si	5	25 mA	--	.5 at 60 mA				22
ECG113A	Common Cathode Dual Diode, Center Tap, TV Horiz	Si	100	1.5 A	--	0.95 V at 1 A	•	•		216
ECG114	Series Dual Diodes, TV Horiz	Se	20	min 1.1 mA	--	--	•	•		212
ECG115	Common Anode, Dual Diode, TV Horiz AFC	Se	20	min 1.1 mA	--	--	•	•		212
ECG116	Gen Purp Rect	Si	600	1 A	--	0.8 V at 1 A		•		25
ECG117	Gen Purp Rect, Metal Case	Si	600	1 A	--	--		•		24
ECG120	Color TV Convrg Rect	Se	18	65 mA	--	--		•		218
ECG125	Gen Purp Rect	Si	1000	2.5A @ 25°C Lead Temp	--	0.8 V at 1 A		•		25
ECG156	Gen Purp Rect	Si	1000	3 A	--	1.1 V at 1.5 A		•		28
ECG1738P	TV Damper	Si	5000	300 mA	4 A	4 μ s	4.4 V at 500 mA			217
ECG177	Fast Sw, Del, etc.	Si	200	160 mA	250 mA	50 ns	1.0 V at 100 mA	•		26
ECG178MP	Matched Diode Pair, AFC, AFT, etc.	Si	50	75 mA	100 mA	--	1.0 V at 5 mA	•		27
ECG506	Sw, Fast Recovery, Blt Damper, Blanking	Si	1400	1 A	3.5 A	500 ns *	1.0 V at 1 A	•	•	28
ECG507	Gen Purp Rect, Gating, Centering	Si	50	250 mA	--	3 μ s	1.0 V at 1 A		•	28
ECG515	Sw, Fast Recovery, SCR Defl Clamp	Si	800	3 A	9 A	1.3 μ s	1.3 V at 4 A	•	•	210
ECG519	Fast Sw Diode	Si	100 (BRV)	200 mA	450 mA	4 ns	1.0 V at 10 mA	•		26
ECG525	Sw, Fast Recovery, Damper	Si	2000	1 A	--	500 ns *	2 V at 2 A	•	•	28
ECG551	Sw, Fast Recovery, Damper, Metal Case	Si	1500	1 A	--	1 μ s	1.5 V at 2 A	•	•	211
ECG552	Gen Purp Rect, Fast Recovery	Si	600	1 A	--	200 ns	1.5 V at 250 mA	•	•	25
ECG558	Gen Purp Rect, Fast Recovery, HV	Si	1500	1 A	--	250 ns	1.2	•	•	28

* Forward Recovery Time

PIN Diodes

ECG Type	Description and Application	Max. Power (mW)	V (BR) R Min. (Volts)	IR Max. (nA)	C _T Max. (pF)	r _s Typ. (m Ω)	R _S Max. (Ω)	Fig. No.
ECG553	Si PIN Diode, UHF, VHF Switch	200 *	30	150	2	2.5	1.2	26
ECG555	Si PIN Diode, Gen Purp and VHF Switch	400	35	100	1	3.0	0.7	213

Package Outlines - See Page 56

absolute maximum ratings

Supply Voltage, V^+ 32 Vdc or ± 16 Vdc
 Differential Input Voltage 32 Vdc
 Input Voltage -C 3 Vdc to -32 Vdc
 Power Dissipation (Note 1)
 Molded DIP (LM324N) 570 mW
 Cavity DIP (LM124D, LM324D & LM324D) 900 mW
 Flat Pack (LM124F) 800 mW
 Output Short-Circuit to GND (Note 2)
 $V^+ \leq 15$ Vdc and $T_A = 25^\circ\text{C}$
 Continuous
 Operating Temperature Range
 LM324 0°C to $+70^\circ\text{C}$
 LM324 -25°C to $+85^\circ\text{C}$
 LM124 -55°C to $+125^\circ\text{C}$
 Storage Temperature Range
 Lead Temperature (Soldering, 10 sec) -65°C to $+150^\circ\text{C}$
 300°C

electrical characteristics ($V^+ = \pm 5$ Vdc and $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

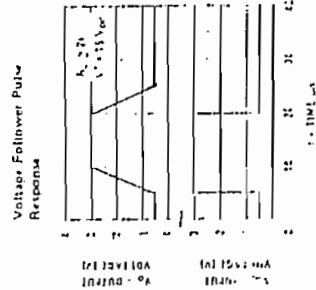
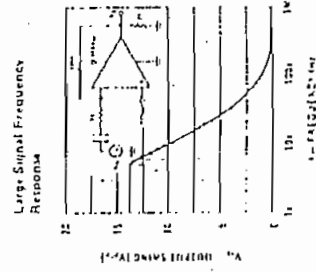
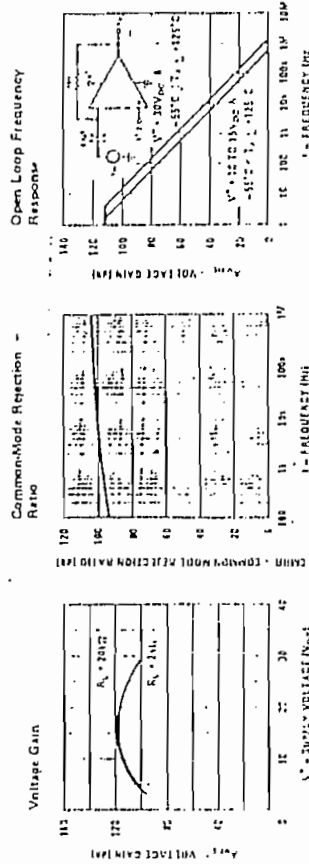
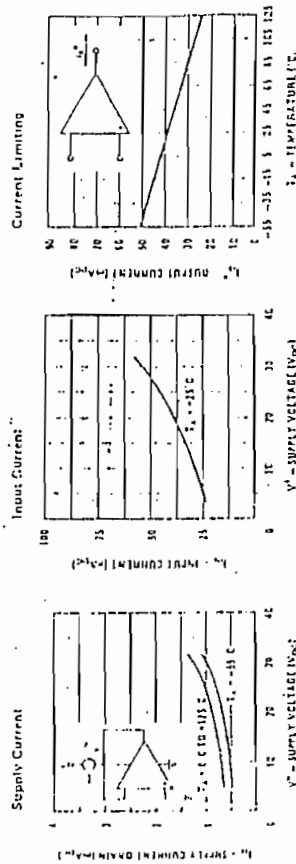
PARAMETER	CONDITIONS	LM324			LM324 LM324			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Current (Note 3)	$R_T = 20\text{k}\Omega$	10	2	3	7	7	7	nA
Input Offset Current	Input 1 to Input 2	15	30	30	15	15	50	nA
Input Offset Current (Note 3)	Input 1 to Input 2	15	30	30	15	15	150	nA
Input Current (Note 3)	$V^+ = 0$ to $V^+ = 15$ Vdc	20	10	10	10	10	10	nA
Output Short-Circuit Current (Note 2)	$V^+ = 0$ to $V^+ = 15$ Vdc	10	10	10	10	10	10	mA
Common-Mode Rejection Ratio	DC	70	70	70	70	70	70	dB
Power Supply Rejection Ratio	DC	70	70	70	70	70	70	dB
Amplitude Modulation Capability	$V^+ = 15$ Vdc, $V^+ = 15$ Vdc	10	10	10	10	10	10	dB
Output Current Swing	$V^+ = 15$ Vdc, $V^+ = 15$ Vdc	10	10	10	10	10	10	mA
Output Current (Note 3)	$V^+ = 15$ Vdc, $V^+ = 15$ Vdc	10	10	10	10	10	10	mA

Note 1: For operation at high temperatures, the LM324 must be operated based on a 125°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 175°C/W which applies for the device package or a printed circuit board operating in a still air environment. The LM324 and LM324 can be derated based on a 150°C maximum junction temperature.

Note 2: Short circuits from the output to V^+ can cause excessive heating and eventual destruction. The maximum output current is approximately 40 mA independent of the magnitude of V^+ . At values of supply voltage in excess of ± 15 Vdc, the output current will be limited by the power dissipation capability of the device.

Note 3: The input current is the current flowing into the input terminal. The input current is independent of the state of the output. The output is not loading the input. The input current is not affected by the state of the output. The input current is the current flowing into the input terminal. The input current is independent of the state of the output. The output is not loading the input. The input current is not affected by the state of the output.

typical performance characteristics



typical single-supply applications (con't) ($V^+ = 5V_{DC}$)

should be used, from the output of the amplifier to ground to increase the class A bias current and prevent crossover distortion. Where the load is directly coupled, as in DC applications, there is no crossover distortion.

Capacitive loads which are applied directly to the output of the amplifier reduce the loop stability margin. Values of 50 pF can be accommodated using the worst-case non-inverting unity gain connection. Large closed loop gains or resistive isolation should be used if large load capacitance must be driven by the amplifier.

The bias network of the LM124 establishes a drain current which is independent of the magnitude of the power supply voltage over the range of from 3V_{DC} to 30V_{DC}.

Output short circuits either to ground or to the positive power supply should be of short time duration. Units can be destroyed, not as a result of the short circuit current causing metal fusing, but rather due to the large increase in IC chip dissipation which will cause eventual failure due to excessive junction temperatures. Putting direct short-circuits on more than one amplifier at a time will increase the total IC power dissipation to destructive levels, if not properly protected with external dissipation limiting resistors in series with the output leads of the amplifier. The larger value of output source current which is available at 25°C provides a larger output current capability at elevated temperatures (see typical performance characteristics) than a standard IC op amp.

The circuits presented in the section on typical applications emphasize operation on only a single power supply voltage. If complementary power supplies are available, all of the standard op amp circuits can be used in general, introducing a pseudo-ground (a bias voltage reference of $V^+/2$) will allow operation above and below this value in single power supply systems. Many application circuits are shown which take advantage of the wide input common-mode voltage range which includes ground. In most cases, input biasing is not required and input voltages which range to ground can easily be accommodated.

The LM124 series are op amps which operate with only a single power supply voltage, have true differential inputs, and remain in the linear mode with an input common-mode voltage of 0V_{DC}. These amplifiers operate over a wide range of power supply voltage with little change in performance characteristics. At 25°C amplifier operation is possible down to a minimum supply voltage of 2.3V_{DC}.

The pinouts of the package have been designed to simplify PC board layout. Inverting inputs are connected to outputs for all of the amplifiers and the outputs have also been placed at the corners of the package (pins 1, 7, 8, and 14).

Precautions should be taken to insure that the power supply for the integrated circuit never becomes reversed in polarity or that the unit is not inadvertently installed backwards in a test socket as an unlimited current surge through the resulting forward-biased diode within the IC could cause fusing of the internal conductors and result in a destroyed unit.

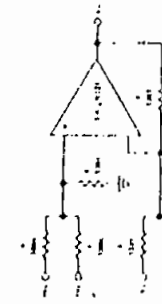
Large differential input voltages can be easily accommodated and the input differential-voltage protection diodes are not needed, no large input currents result from large differential input voltages. The differential input voltage may be larger than V^+ without damaging the device. Protection should be provided to prevent the input voltages from going negative more than $-0.3V_{DC}$ at 25°C. An input clamp consisting of a diode-connected NPN transistor (C-8 short) can be used.

To reduce the power supply current drain, the amplifiers have a class A output stage for small signal loads which converts to class B in a large signal mode. This allows the amplifiers to both source and sink large output currents. Therefore, with PNP and PNP external current boost transistors can be used to extend the power capability of the basic amplifiers. The output voltage needs to be approximately 1 diode drop above ground for low current sinking applications.

At high loads, where the load is capacitively coupled to the output of the amplifier, a resistor

Typical single supply applications ($V^+ = 5V_{DC}$)

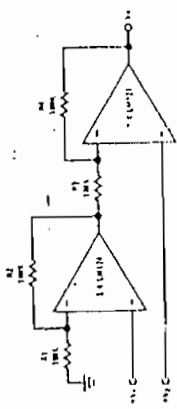
DC Summing Amplifier
($V^+ \geq 0V_{DC}$ AND $V_O \geq 0V_{DC}$)



Non-Inverting DC Gain 10V Input - 0V Output



High Input Z, DC Differential Amplifier

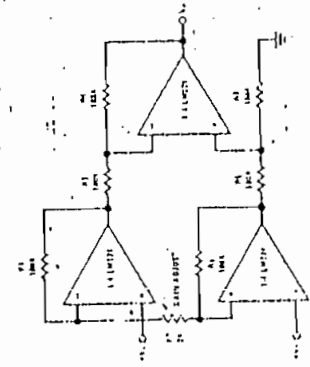


$$V_o = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1)$$

$$R_1 = 10k, R_2 = 10k$$

$$V_o = 1(V_2 - V_1)$$

High Input Z, Adjustable-Gain DC Instrumentation Amplifier

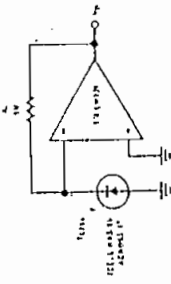


$$V_o = \left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right) (V_2 - V_1)$$

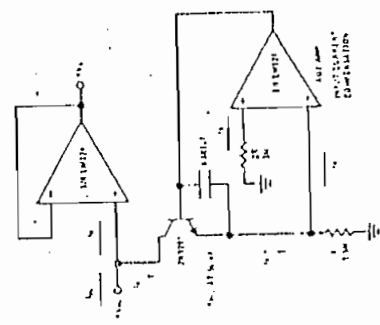
$$R_1 = 10k, R_2 = 10k$$

$$V_o = 3(V_2 - V_1)$$

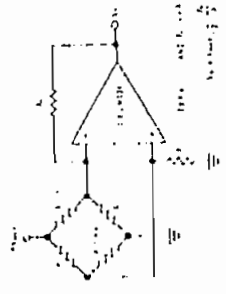
Photo Voltage-Cell Amplifier



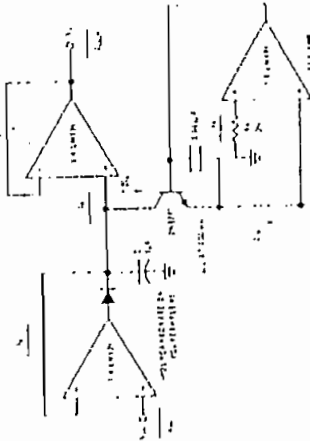
Using Symmetrical Amplifiers to Reduce Input Current (General Concept)



Biasing Current Amplifier



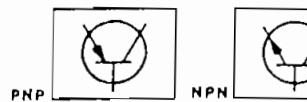
Low Drift Peak Detector



Transistors

Bi-Polar Types

Maximum Ratings At 25° C Ambient Unless Otherwise Noted

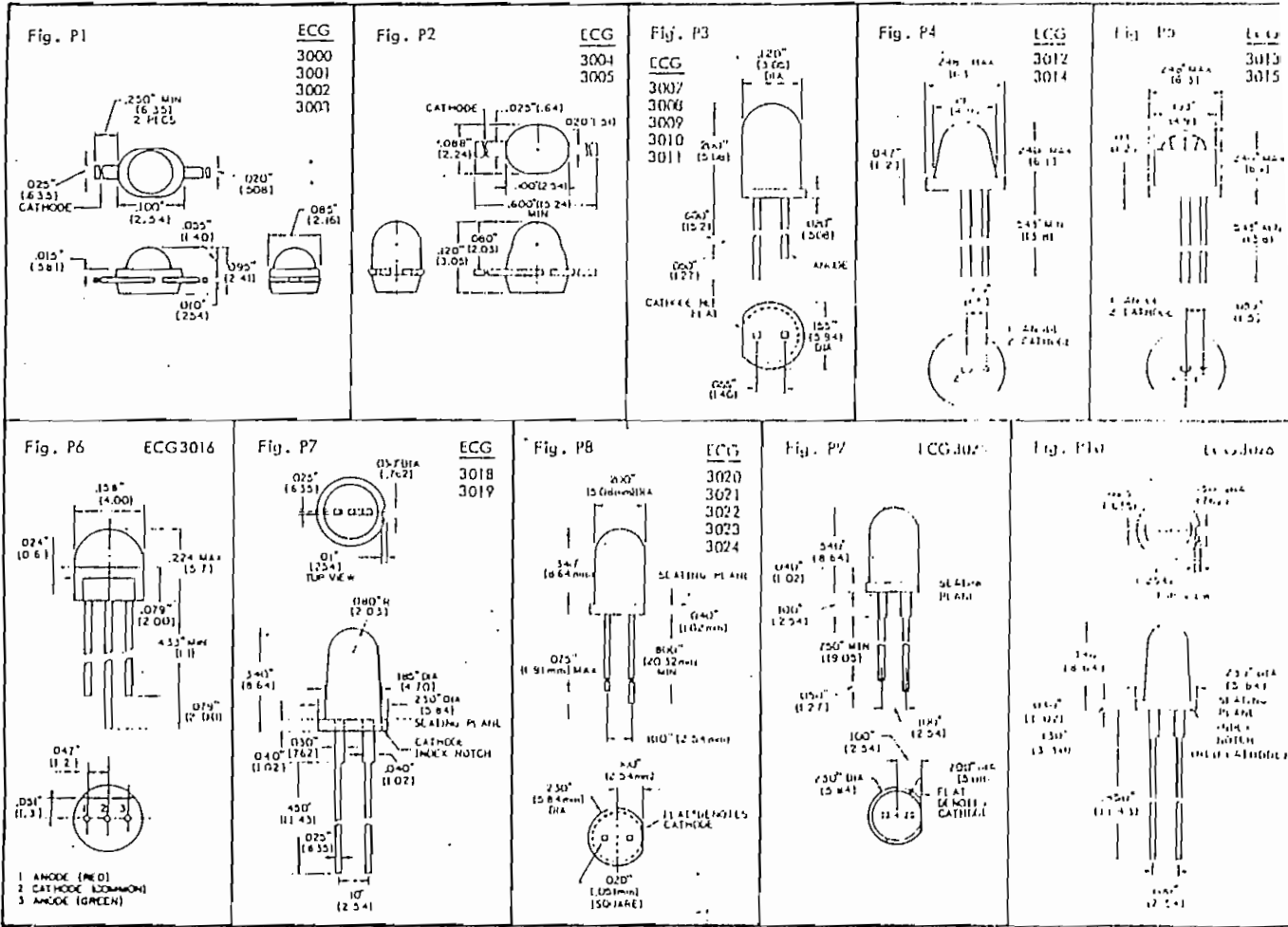


ECG Type	Description and Application	Collector To Base Volts BV _{CBO}	Collector To Emitter Volts BV _{CEO}	Base to Emitter Volts BV _{EBO}	Max. Collector Current I _C Amps	Max. Collector Diss. P _D Watts	Freq. in MHz f _i	Current Gain h _{FE}	Package	
									Case	Fin
ECG70	NPN-Si, HV Pwr Amp, Switch	180	150	6	50	250	30 min	30 min	TO-63	T3
ECG71	NPN-Si, Hi Current Amp, Fast Switch	150	90	7	20	200	20	20 min	TO-63	T3
ECG72	NPN-Si, Hi Current Amp, Fast Switch	120	100	6	10	115	30	30 min	TO-61 (Isolated)	T3
ECG73	NPN-Si, HV Amp, Switch	220	200	8	10	85	40	15 min	TO-61	T3
ECG74	NPN-Si, Gen Purp Amp, Switch	100	100	6	7	60	30	60 min	TO-59	T3
ECG75	NPN-Si, Hi Pwr Amp, Switch	100	80	8	5	50	50 min	40 min	TO-111	T3
ECG76	NPN-Si, CATV Broadband Amp	50	30	5	.4	5	1800	30 min	TO-117	T5
ECG77	NPN-Si, CATV Broadband Amp	50	30	5	.4	3.5	1800	30 min	TO-39	T6
ECG78	NPN-Si, RF PO, CB, 27 MHz, 3 W	36	18	4	.6	5	--	5 min	TO-202M	T3
ECG79	NPN-Si, RF PO, CB, 27 MHz, 9 W	36	18	4	2	10	--	5 min	TO-202M	T3
ECG80	NPN-Si, HV Sw, Horiz Driver	700	300	12	1	8 (TC 25°C) 1 (TA 25°C)	13	50 Typ	TO-202J	T3
ECG81	Dual NPN-Si, Switch, DC to VHF Amp	75	40	6	.6	2 total	250 min	100 min	TO-78	T1
ECG82	Dual PNP-Si, Switch, DC to VHF Amp	60	60	5	.6	2 total	200 min	100 min	TO-78	T1
ECG83	Dual NPN-Si, Hi Speed Sw, Gen Purp Amp	60	30	5	.5	.2	250	180 Typ	TO-78P	T1
ECG84	Dual PNP-Si, Hi Speed Sw, Gen Purp Amp	60	30	5	.5	.2	200	180 Typ	TO-78P	T1
ECG85	NPN-Si, Switch, Gen Purp Amp	70	70 (CES)	4	.4	.6	200 min	120 min	TO-92	T1
ECG86	NPN-Si, Hi Gain DC Regulator, Amp	200	150	6	5	50	15	400 min	TO-3	T1
ECG87 ECG87MP*	NPN-Hi Pwr Linear Amp (Compl to ECG88)	250	250 (CEX)	5	10	200	3	20 min	TO-3	T1
ECG88 ECG88MP*	PNP-Hi Pwr Linear Amp (Compl to ECG87)	250	250 (CEX)	5	10	200	3	20 min	TO-3	T1
ECG89	NPN-Si, Horiz Output with DAMPER DIODE - Circuit page 47	1500	600	6	7	50	--	5 min	TO-3	T1
ECG90	NPN-Si, Hi Gain, Gen Purp Amp (Compl to ECG91)	120	120	5	.05	.75	350	400 min	TO-92M	T1
ECG91	PNP-Si, Hi Gain, Gen Purp Amp (Compl to ECG90)	120	120	5	.05	.75	150	400 min	TO-92M	T1
ECG92	NPN-Si, Audio Pwr Amp (Compl to ECG93)	160	160	5	15	150	80	120 min	TB-34	T1
ECG93	PNP-Si, Audio Pwr Amp (Compl to ECG92)	160	160	5	15	150	60	120 min	TB-34	T1
ECG94	NPN-Si, Gen Purp Pwr DC Regulator	300	300	5	5	100	2.5 min	90 Typ	TO-3	T1
ECG95	NPN-Si, Hi Voltage Amp, Sw, Isolated Stud	250	250	6	3	70	40	90 min	TO-59 (Isolated)	T1

Notes: * MP - Matched pair
 † Frequency at which common emitter current gain is 70.0% of low frequency gain
 ‡ May be supplied in alternate package - see table in designated figure

Package Outlines - See P2

Discrete LED Indicator Outlines



Infrared Emitting Diodes

ECG Type	Description	Min. Power Output P _o	Max Forward Voltage V _F (V)	Reverse Voltage V _R (V)	DC Forward Current I _F (mA)	Power Diss P _o /Case (mW)	Peak Emission Wavelength λ _p (nm)	Response Time (ns)	Beam Angle (1/2 Int. Dia.)	Fig. No.
ECG3005	PN Gallium Arsenide	550 μW	1.5	3	50	75	900	10	60	P2
ECG3006	PN Gallium Arsenide	8 μW	1.8	3	50	75	940	500	10	P11
ECG3027	PN Gallium Arsenide	1 mW	1.5	5	100	150	900	100	15	P12
ECG3028	PN Gallium Arsenide	200 μW	1.5	3	150	200	900	50	15	P13
ECG3029*	PN Gallium Arsenide	50 μW	1.5	3	100	215	900	50	50	P14

* 2 Per Pkg

rate Supply Voltage Pins for Isolation of Frequency Control Inputs and Oscillators. Output Circuitry

Stable Operation over Specified Temperature and/or Supply Voltage Ranges

DEVICE TYPE	SIMILAR TO	NUMBER VCO'S	COMPL. Z OUT	ENABLE INPUT	RANGE INPUT	R _{EXT}
'LS624	'LS324	single	yes	yes	yes	no
'LS626	'LS326	dual	yes	no	no	no
'LS628	'LS328	dual	yes	yes	no	no
'LS629	'LS329	single	yes	yes	yes	yes
'LS624	'LS124	dual	no	yes	yes	no

voltage-controlled oscillators (VCO's) are improved versions of the original VCO family: SN54LS124, SN54LS124, SN54LS327, SN74LS124, and SN74LS324 thru SN74LS327. These new devices feature improved voltage to frequency linearity, range, and compensation. With the exception of the 'LS624 and 'LS628, all of these devices feature independent VCO's in a single monolithic chip. The 'LS624, 'LS626, and 'LS628 have complementary 2 outputs. The output frequency for each VCO is established by a single external capacitor in combination with voltage divider inputs used for frequency control and frequency range. Each device has a voltage-sensitive input for frequency control; however, the 'LS624, 'LS628, and 'LS629 devices also have one for frequency range. (See Figures 1 thru 6)

'LS628 offers more precise temperature compensation than its 'LS624 counterpart. The 'LS624 features a 800 ohm internal timing resistor. The 'LS628 requires a timing resistor to be connected externally across Rext pins. Temperature compensation will be improved due to the temperature coefficient of the external resistor.

Figures 3 and Figure 6, contain the necessary information to choose the proper capacitor value to obtain the desired output frequency.

A single 5-volt supply can be used; however, one set of supply voltage and ground pins (VCC and GND) is provided for the oscillator, synchronization-gating, and output sections, and a separate set (OSC VCC and OSC GND) is provided for the oscillator and associated frequency-control circuits so that effective isolation can be accomplished in the system. For operation at frequencies greater than 10 MHz, it is recommended that two independent supplies be used. Disabling either VCO of the 'LS625 and 'LS626 and 'LS627 can be achieved by removing the appropriate OSC VCC. An enable input is provided on 'LS624, 'LS626, 'LS628, and 'LS629. When the enable input is low, the output is disabled; when the enable input is high, the internal oscillator is disabled, Y is high, and Z is low. Caution! Crosstalk may occur in the dual devices ('LS625, 'LS626, 'LS627 and 'LS629) when both VCO's are operated simultaneously.

The pulse-synchronization-gating section ensures that the first output pulse is neither clipped nor extended. The duty cycle of the square-wave output is fixed at approximately 50 percent.

'SN54LS624 thru 'SN54LS629 are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to +125°C. The 'SN74LS624 thru 'SN74LS629 are characterized for operation from 0°C to 70°C.

TYPICAL CHARACTERISTICS

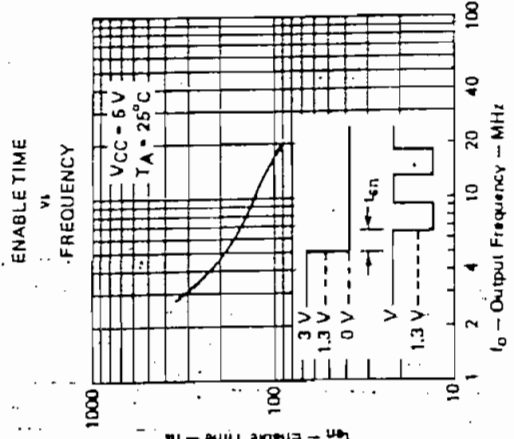


FIGURE 7

TYPICAL APPLICATIONS DATA

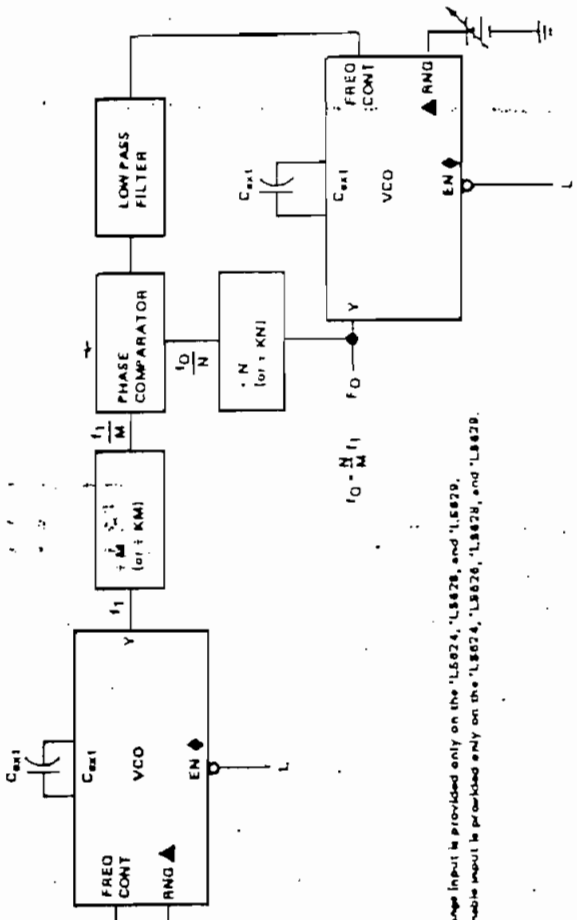


FIGURE A—PHASE-LOCKED LOOP

The range input is provided only on the 'LS624, 'LS628, and 'LS629. The enable input is provided only on the 'LS624, 'LS626, 'LS628, and 'LS629.

FUNCTION TABLE

MR	CP0	CP1	operation
H	X	X	$Q_0 = \bar{Q}_{4-7} = H; Q_1 \text{ to } Q_7 = L$
L	H	L	Counter advances
L	L	L	Counter advances
L	L	X	No change
L	X	H	No change
L	H	L	No change
L	L	X	No change
L	L	L	No change

H = HIGH state (the more positive voltage)
 L = LOW state (the less positive voltage)
 X = state is immaterial
 / = positive-going transition
 \ = negative-going transition

A.C. CHARACTERISTICS

$V_{SS} = 0\text{ V}; T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C}; C_L = 50\text{ pF};$ input transition times $\leq 20\text{ ns}$

Propagation delays CP0, CP1 \rightarrow Q_n HIGH to LOW	VDD V	symbol	min.	typ.	max.	typical extrapolation formula
LOW to HIGH	5	t _{PHL}	195	390 ns	188 ns + (0,55 ns/pF) C _L	
	10		75	145 ns	64 ns + (0,23 ns/pF) C _L	
	15		50	100 ns	42 ns + (0,16 ns/pF) C _L	
HIGH to LOW	5	t _{PLH}	245	485 ns	218 ns + (0,55 ns/pF) C _L	
	10		95	195 ns	84 ns + (0,23 ns/pF) C _L	
	15		60	125 ns	52 ns + (0,16 ns/pF) C _L	
CP0, CP1 \rightarrow \bar{Q}_{4-7} HIGH to LOW	5	t _{PHL}	245	485 ns	218 ns + (0,55 ns/pF) C _L	
	10		90	185 ns	79 ns + (0,23 ns/pF) C _L	
	15		60	120 ns	52 ns + (0,16 ns/pF) C _L	
LOW to HIGH	5	t _{PLH}	190	380 ns	163 ns + (0,55 ns/pF) C _L	
	10		75	145 ns	64 ns + (0,23 ns/pF) C _L	
	15		50	105 ns	42 ns + (0,16 ns/pF) C _L	
MR \rightarrow Q_1 to Q_7 HIGH to LOW	5	t _{PHL}	130	260 ns	103 ns + (0,55 ns/pF) C _L	
	10		55	105 ns	44 ns + (0,23 ns/pF) C _L	
	15		40	75 ns	32 ns + (0,16 ns/pF) C _L	
MR \rightarrow Q_0 LOW to HIGH	5	t _{PLH}	130	260 ns	103 ns + (0,55 ns/pF) C _L	
	10		55	105 ns	44 ns + (0,23 ns/pF) C _L	
	15		40	75 ns	32 ns + (0,16 ns/pF) C _L	
MR \rightarrow \bar{Q}_{4-7} LOW to HIGH	5	t _{PLH}	110	220 ns	83 ns + (0,55 ns/pF) C _L	
	10		45	90 ns	34 ns + (0,23 ns/pF) C _L	
	15		35	70 ns	27 ns + (0,16 ns/pF) C _L	
Output transition times HIGH to LOW	5	t _{THL}	60	120 ns	10 ns + (1,0 ns/pF) C _L	
	10		30	60 ns	9 ns + (0,42 ns/pF) C _L	
	15		20	40 ns	6 ns + (0,28 ns/pF) C _L	
LOW to HIGH	5	t _{TLH}	60	120 ns	10 ns + (1,0 ns/pF) C _L	
	10		30	60 ns	9 ns + (0,42 ns/pF) C _L	
15	20	40 ns	6 ns + (0,28 ns/pF) C _L			

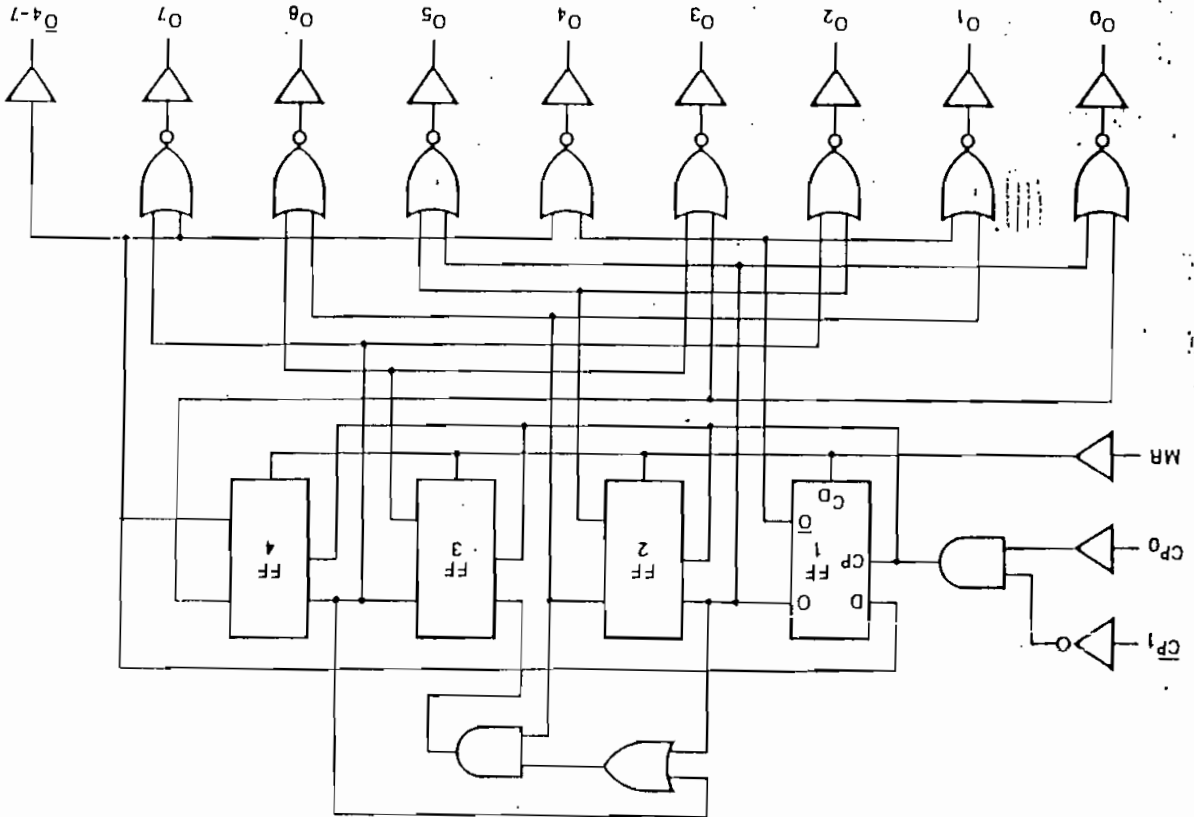


Fig. 3 Logic diagram.

7493A04.3

TYPES SN5474, SN54H74, SN54L74, SN54LS74A, SN54S74, SN7474, SN74H74, SN74LS74A, SN74S74

DUAL D-TYPE POSITIVE-EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOPS WITH PRESET AND CLEAR

REVISED DECEMBER 1983

Package Options Include Both Plastic and Ceramic Chip Carriers In Addition to Plastic and Ceramic DIPs

Dependable Texas Instruments Quality and Reliability

Description

These devices contain two independent D-type positive-edge-triggered flip-flops. A low level at the preset or clear inputs sets or resets the outputs regardless of the levels of the other inputs. When preset and clear are inactive (high), data at the D input meeting the setup time requirements are transferred to the outputs on the positive-going edge of the clock pulse. Clock triggering occurs at a voltage level and is not directly related to the rise time of the clock pulse. Following the hold time interval, data at the D input may be changed without affecting the levels at the outputs.

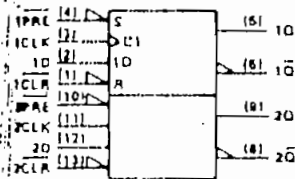
The SN54 family is characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C . The SN74 family is characterized for operation from 0°C to 70°C .

FUNCTION TABLE

INPUTS				OUTPUTS	
PRE	CLR	CLK	D	Q	\bar{Q}
L	H	X	X	H	L
H	L	X	X	L	H
L	L	X	X	H^{\dagger}	H^{\dagger}
H	H	1	H	L	L
H	H	1	L	L	H
H	H	L	X	Q_0	\bar{Q}_0

The output levels in this table for operation are not guaranteed to meet the minimum levels in V_{OH} if the lows at preset and clear are near V_{IL} maximum. Furthermore, the data output is unstable that is, it will not persist when either preset or clear returns to its inactive (high) level.

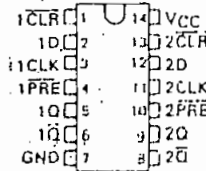
Logic Symbol



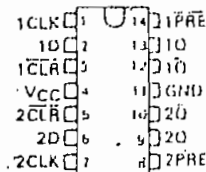
The numbers in parentheses are for J and K packages.

SN5474, SN54H74, SN54L74... J PACKAGE
SN54LS74A, SN54S74... J OH W PACKAGE
SN7474, SN74H74... J OR N PACKAGE
SN74LS74A, SN74S74... D, J OR N PACKAGE

(TOP VIEW)

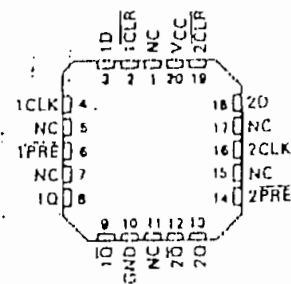


SN5474, SN54H74... W PACKAGE
(TOP VIEW)



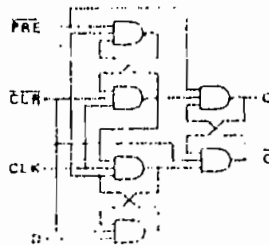
SN54LS74A, SN54S74... JK PACKAGE
SN74LS74A, SN74S74... FN PACKAGE

(TOP VIEW)



NC: No internal connection


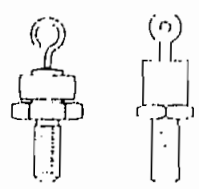

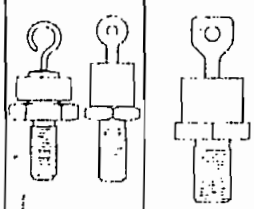
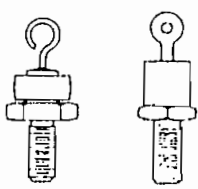

Logic Diagram



TTL DEVICES

Industrial Rectifiers


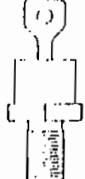
Note: Standard polarity is cathode to case.
 * Indicates polarity is anode to case.

FRV Volts	Average Rectified Forward Current I_O in Amperes								
	3 A	6 A	6 A/22 A	12 A	15 A	16 A	20 A	25 A	
50	ECG5800	ECG5830	ECG5850		ECG5870	ECG5940	ECG5892	ECG5912	
50		ECG5831*	ECG5851*		ECG5871*	ECG5941*	ECG5893*	ECG5913*	
100	ECG5801	ECG5832	ECG5852	ECG5812	ECG5872	ECG5942	ECG5894	ECG5914	
100		ECG5833*	ECG5853*		ECG5873*	ECG5943*	ECG5895*	ECG5915*	
200	ECG5802	ECG5834	ECG5854		ECG5874	ECG5944	ECG5896	ECG5916	
200		ECG5835*	ECG5855*		ECG5875*	ECG5945*	ECG5897*	ECG5917*	
300	ECG5803	ECG5836	ECG5856		ECG5876	ECG5946	ECG5898	ECG5918	
300		ECG5837*	ECG5857*		ECG5877*	ECG5947*	ECG5899*	ECG5919*	
400	ECG5804	ECG5838	ECG5858	ECG5814	ECG5878	ECG5948	ECG5900	ECG5920	ECG596*
400		ECG5839*	ECG5859*		ECG5879*	ECG5949*	ECG5901*	ECG5921*	ECG596*
500	ECG5805	ECG5840	ECG5860		ECG5880	ECG5950	ECG5902	ECG5922	
500		ECG5841*	ECG5861*		ECG5881*	ECG5951*	ECG5903*	ECG5923*	
600	ECG5806	ECG5842	ECG5862	ECG5815	ECG5882	ECG5952	ECG5904	ECG5924	
600		ECG5843*	ECG5863*		ECG5883*	ECG5953*	ECG5905*	ECG5925*	
800	ECG5808	ECG5846	ECG5866		ECG5886		ECG5908	ECG5928	ECG596*
800		ECG5847*	ECG5867*		ECG5887*		ECG5909*	ECG5929*	ECG596*
1000	ECG5809	ECG5848	ECG5868	ECG5817	ECG5890		ECG5910	ECG5932	
1000		ECG5849*	ECG5869*		ECG5891*		ECG5911*	ECG5933*	
I_{FM} Surge	150 A	40 A	150 A	400 A	250 A	250 A	300 A	400 A	300 A
I_{FM} at Rated I_O (°C) Max.	+105 (TL)	+150	+150	See # Note	+150	+150	+150	+150	+130
Fig. 116.	721	Z33		730	733	734	Z33		731
Package	Axial	DO-4		Axial	DO-4	DO-5	DO-4		Press Fit
									

* $I_O = 6$ A with PC Board Mount., 60°C; $I_O = 22$ A, 1/8" Leads, $T_C = 60$ °C

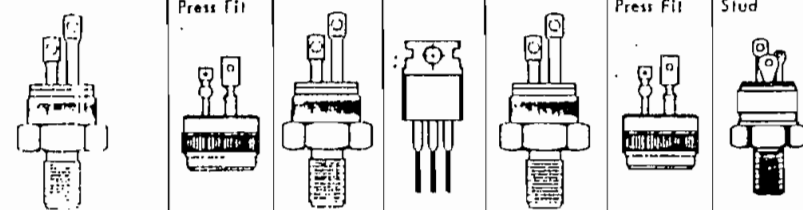
Package Outlines - See Page

Fast Recovery

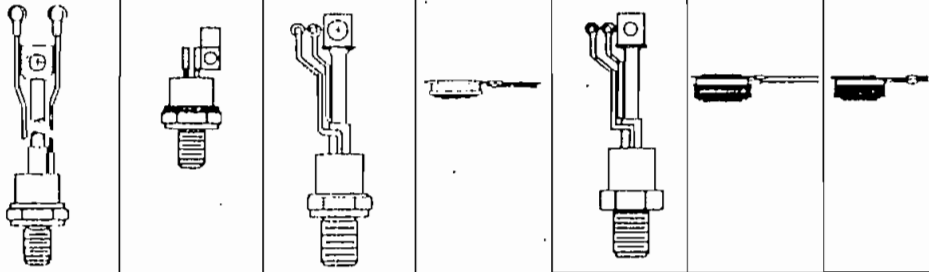
FRV Volts	Reverse Recovery Time t_{rr} 200 Hz, I_{FM}	
	12 A	40 A
200	ECG6018	ECG6006
200	ECG6019*	ECG6007*
100	ECG6020	ECG6008
100	ECG6021*	ECG6009*
600	ECG6022	ECG6010
600	ECG6023*	ECG6011*
I_{FM} Surge	200 A	350 A
I_{FM} at Rated I_O (°C) Max.	+100	+100
Fig. 116.	733	731
Package	DO-4	DO-5
		

Commutating (Cont'd)

V_{DRM} DC or PE Volts	I_T RMS Max Forward Current (All Conduction Angles) Amperes							
	10 A	16 A	20 A	25 A		35 A		
25		ECG5500		ECG5520		ECG5540		
30								
50		ECG5501		ECG5521	ECG5550	ECG5541		
60								
100	ECG5491	ECG5502		ECG5522		ECG5542		
150		ECG5503		ECG5523				
200	ECG5492	ECG5504	ECG5514	ECG5524	ECG5552	ECG5543	ECG5517	ECG5562
250		ECG5505		ECG5525				
300		ECG5506		ECG5526		ECG5544		
400	ECG5494	ECG5507	ECG5515	ECG5527	ECG5554	ECG5545	ECG5518	ECG5564
500		ECG5508		ECG5528		ECG5546		
600	ECG5496	ECG5509	ECG5516	ECG5529	ECG5556	ECG5547	ECG5519	ECG5566
700				ECG5530				
800				ECG5531	ECG5558	ECG5548		
$I_{GT} \text{ Max}^*$	15 mA	25 mA	15 mA	40 mA	40 mA	40 mA	40 mA	40 mA
$V_{GT} \text{ Max (V)}$	2.0	2.5	2.0	2	1.5	1.5	2.0	1.6
$I_{\text{Surge}} \text{ Max (A)}$	100	125	200	150	300	325	350	350
$I_{\text{Hold}} \text{ Max (mA)}$	20	25	20	50	40	50	50	50
$V_{GTM} \text{ (V)}$	10	10	10	10	10	10	10	10
$V_{GRM} \text{ (V)}$	10	5	5.0	5	10	10	10	--
$V_{F \text{ on}} \text{ (V)}$	2.5	2.5	2.4	2.0	1.8	1.5	1.85	1.4
Fig. No.	Z50		Z48	Z50	Z46	Z50	Z48	Z51
Package	TO-49		1/2" Press Fit	TO-48	TO-220	TO-48	1/2" Press Fit	Isolated Stud



V_{DRM} DC or PE Volts	I_T RMS Max Forward Current (All Conduction Angles) Amperes						
	80 A	175 A	300 A	350 A	650 A	1200 A	
200	ECG5570	ECG5575	ECG5580	ECG5590		ECG5594	
600	ECG5572	ECG5577	ECG5582	ECG5591	ECG5587	ECG5595	ECG5598
1200	ECG5574	ECG5579	ECG5584	ECG5592	ECG5589	ECG5596	ECG5599
$I_{GT} \text{ Max}^*$	150 mA	150 mA	150 mA	150 mA	150 mA	150 mA	200 mA
$V_{GT} \text{ Max (V)}$	7	3	3	3	3	3	3
$I_{\text{Surge}} \text{ Max (A)}$	1800	1800	5500	5500	10,000	10,000	27,000
$I_{\text{Hold}} \text{ Max (mA)}$	--	--	--	--	--	--	--
$V_{GTM} \text{ (V)}$	4	4	4	4	4	4	4
$V_{GRM} \text{ (V)}$	5	5	5	5	5	5	5
$V_{F \text{ on}} \text{ (V)}$	2.2	2.2	1.5	1.5	2.2	2.0	1.7
Fig. No.	Z52	Z53	Z54	Z56	Z55	Z57	Z58
Package	TO-24	TO-83	TO-93	HT-16	SF-75	HT-23	HT-29



* $I_{GT} \text{ (max)}$ is the worst case current required to guarantee turn-on of the device

Package Outlines - See Page 65