

T-UES

1504

L 864c

1992

Ej. 2

UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR
FACULTAD DE INGENIERIA Y ARQUITECTURA
ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA



**“CONSTRUCCION DE UN CONVERTIDOR AC/AC
MONOFASICO 500 VA, 120 VAC/80-20 VAC Y DISEÑO DE
UN CONVERTIDOR AC/AC TRIFASICO DE
2.5 KW, 220 VAC”.**

TRABAJO DE GRADUACION PRESENTADO POR:

**MARIO SALVADOR LOPEZ NAVAS
DARIO AMILCAR SANDOVAL FUNES**

PARÁ OPTAR AL TITULO DE
INGENIERO ELECTRICISTA

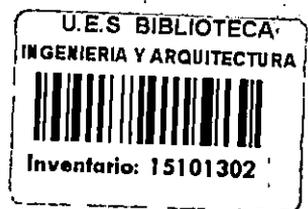
AGOSTO 1992

SAN SALVADOR, EL SALVADOR, CENTRO AMERICA.

15101302

15101302

Recibido Septiembre 4/92



UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR

AUTORIDADES UNIVERSITARIAS

RECTOR : Dr. FABIO CASTILLO FIGUEROA

SECRETARIO GENERAL : Lic. MIGUEL ANGEL AZUCENA

FACULTAD DE INGENIERIA Y ARQUITECTURA

DECANO : Ing. JUAN JESUS SANCHEZ SALAZAR

SECRETARIO : Ing. JOSE RIGOBERTO MURILLO CAMPOS

ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA

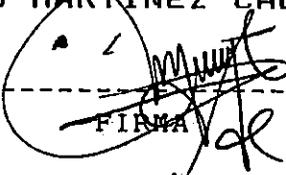
DIRECTOR DE ESCUELA : Ing. RICARDO ERNESTO CORTEZ

UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR

TRABAJO DE GRADUACION

**TEMA : "CONSTRUCCION DE UN CONVER
TIDOR A.C./A.C. 500 VA ,
120 VAC / 80 - 20 VAC ; Y
DISEÑO DE UN CONVERTIDOR
A.C./A.C. TRIFASICO DE
2.5 KWATTS Y 220 VAC ."**

COORDINADOR : Ing. ARMANDO MARTINEZ CALDERON



FIRMA

ASESOR : Ing. JOSE MAURICIO QUIRONEZ

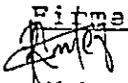


FIRMA

ACTA DE CONSTANCIA DE NOTA Y DEFENSA FINAL

En esta fecha, 26 de Agosto de 1992
en el local de la Sala de Lectura de la Escuela de Ingeniería Eléctrica
a las 16 horas, con la presencia de las siguientes autoridades de la
Escuela de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de El Salvador:

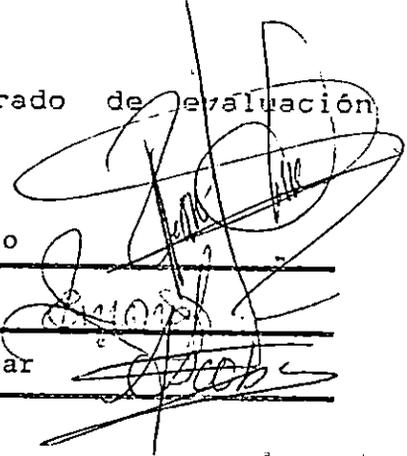
- 1- Ing. Ricardo E. Cortez
Director de la E.I.E.
- 2- Ing. Jorge A. Galdámez
Secretario de la E.I.E.
- 3- Ing. Ricardo E. Cortez
Director de Investigaciones E.I.E.

Firma




Y con el Honorable Jurado de evaluación integrado por las personas
siguientes:

- 1- Ing. Romeo Osegueda Alberto
- 2- Ing. José Eduardo Monge
- 3- Ing. Héctor Pompilio Escobar
- 4- _____
- 5- _____
- 6- _____



Se efectuó la defensa final reglamentaria del Trabajo de
Graduación: "CONSTRUCCION DE UN CONVERTIDOR AC/AC MONOFASICO 500 VA, 120 VAC/80 -20 VAC,
Y DISEÑO DE UN CONVERTIDOR AC/AC TRIFASICO DE 2.5 KW, 220 VAC"

a cargo del (los) Br(es): DARIO AMILCAR SANDOVAL FUNES y
MARIO SALVADOR LOPEZ NAVÁS.

Habiendo obtenido el presente trabajo una nota final, global de 8.5
(Ocho punto Cinco)

TRABAJO DEDICADO A :

DIOS TODOPODEROSO:

Por iluminarme y permitirme lograr este triunfo , él ha sido mi mejor compañero estando en los momentos buenos y malos , brindandome sabiduría para vencer todos los obstaculos que se me presentaron .

MIS PADRES :

JOSE ANTONIO SANDOVAL MONTERROSA y JUDITH AIDA FUNES por su gran esfuerzo y su gran responsabilidad como padres ya que sin el apoyo de parte de ellos no hubiera logrado finalizar mi carrera profesional . Y a quienes dedico este trabajo .

MIS HERMANOS
ABUELOS Y FAMILIARES :

que de una u otra forma me brindaron su ayuda incondicionalmente .

MIS AMIGOS Y
SUS FAMILIAS :

con los cuales convivimos buenos y duros momentos , y que contribuyeron con su granito de arena en la finalización de mi carrera

TODOS LOS DOCENTES :

Que durante toda mi vida estudiantil me brindaron sus enseñanzas

PERSONAL EN GENERAL DE LA ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA Y DE LA FACULTAD DE INGENIERIA Y ARQUITECTURA DE LA UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR :

Por que en el cumplimiento de sus obligaciones y deberes , contribuyeron en la culminación de mi carrera .

DARIO AMILCAR SANDOVAL FUNES

TRABAJO DEDICADO A :

DIOS TODOPODEROSO :

Que estuvo conmigo todo momento y que nunca me abandono , creando en mi confianza y esperanza para alcanzar así mis metas propuestas

MIS PADRES :

BEATRIZ NAVAS Y MIGUEL ANGEL LOPEZ Que me brindaron su apoyo con abnegacion y sacrificio para la finalización de este trabajo de graduación

MIS FAMILIARES :

los cuales siempre me alentaron a seguir adelante y no dar marcha atras en los momentos más difíciles

MIS AMIGOS :

Que con su ayuda y consejos pude realizar mi más soñado anhelo .

MARIO SALVADOR LOPEZ NAVAS

PREFACIO

Debido a la mala infraestructura de nuestras redes de distribución eléctrica y a la mala regulación de éstas, el voltaje servido en las diferentes zonas de nuestro país sufre variaciones en el valor de su magnitud.

Estas variaciones afectan el funcionamiento de equipo de alto costo (tales como equipo de computación, equipo de trabajo industrial, equipo donde se incluyan motores por ejemplo equipos de refrigeración, etc.) conectados a la red e incluso hasta dañarlo.

Por esta razón tomó importancia el diseño e implementación de un circuito de costo relativamente bajo que regule dichas fluctuaciones con el fin de proteger este tipo de equipos. Además en los laboratorios de conversión de energía electromagnética se posee un lote de motores A.C los cuales trabajan con un voltaje nominal de 42 voltios los cuales no poseen un convertidor de voltaje apropiado.

Debido a esto el diseño del convertidor fue planteado a la escuela de ingeniería eléctrica para ser utilizado con fines didácticos en los laboratorios de conversión de energía electromagnética y proporcionará un voltaje de salida estable entre 20 y 80 voltios alternos para ser utilizado por los motores que posee dicho laboratorio. Sin embargo el circuito puede ser modificado para trabajar controlando un voltaje como el de línea y así poder solucionar los problemas de regulación dejados por la pasada situación sociopolítica.

El convertidor construido es capaz de mantener el voltaje de salida prefijado por el usuario con un error máximo a lo sumo de 0.6 Voltios siempre y cuando las variaciones de la línea estén en el rango de 90 a 140 voltios.

RESUMEN

Dentro de este documento , se presenta la implementación de un circuito basado en el diseño propuesto en el proyecto de ingeniería titulado "DISEÑO DE UN CONVERTIDOR A.C/A.C UTILIZANDO DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES" CICLO I - 1991 , así como la propuesta de diseño del convertidor trifásico , el cual se ha basado en el funcionamiento del circuito monofásico .

Basicamente la mayoría de etapas del diseño original no han sufrido modificación considerable a excepción del circuito convertidor del voltaje A.C. de la carga a D.C. y el circuito de generación de rampa , al cual se le agregó un diferenciador con ganancia , todas las demás etapas han mantenido su configuración original .

Dentro del Capítulo I se detalla etapa por etapa el convertidor , el cual a grandes rasgos funciona de la siguiente manera :

Por medio de un transformador se toma una muestra del voltaje de línea y se introduce a un disparador SCHMITT , el cual detecta el cruce por cero de la línea de alimentación transformando la onda senoidal en una onda cuadrada a partir de la cual se genera una señal rampa , esto se hace para cada semiciclo . Esta rampa se invierte y amplifica para luego ser comparada en el tiempo con un voltaje D.C. (el cual proviene de la comparación de el voltaje de referencia con el voltaje generado en la etapa de conversión de voltaje A.C. a voltaje D.C. del muestreo en la carga), produciendo a la salida del comparador un tren de pulsos cuyo ancho depende de la magnitud del voltaje D.C. de entrada , el flanco de caída de este tren de ancho variable sirve como señal de entrada para el monoestable que determina el tiempo en el cual el pulso de disparo sea enviando a la puerta del tiristor , la señal de salida del monoestable es enviada a una compuerta AND de tres entradas , cuya función es darle a la señal de disparo un ancho adecuado (desde el momento en que se desea el disparo hasta el momento en el cual el triac deja de tener polarización en directa) las otras dos entradas son un oscilador de alta frecuencia y el detector de cruce por cero del otro semiciclo .

Una vez efectuado el disparo al tiristor este recortará la señal senoidal y colocará un voltaje en la carga , este voltaje será muestreado por un transformador cuyo objetivo es el de reducirlo a un nivel menor para su procesamiento , este voltaje alterno proveniente del transformador será la entrada para el AD636 el cual es un convertidor de verdadero R.M.S de cualquier señal a voltaje D.C. cuya salida será amplificada y servirá como voltaje de comparación contra un voltaje D.C de referencia previamente ajustado por el usuario , el error de la comparación de estos dos voltajes

será la señal de entrada de un integrador que proporcionará el voltaje D.C. contra el cual se comparará la señal rampa, logrando así ajustar el ángulo de disparo apropiado colocando el voltaje de carga deseado .

En el capítulo II se propone la construcción de un circuito trifásico basandose en el convertidor monofásico , también se incluye la teoría relacionada con los controladores trifásicos de onda completa conectado en estrella y en delta Para el circuito trifásico se procede de la siguiente manera :

Al igual que en convertidor monofásico se toma una muestra del voltaje de entrada A.C. de la red con el fin de detectar el cruce por cero de ésta obteniendose una onda cuadrada la que es utilizada para generar la rampa para la comparación con el voltaje D.C. proveniente de la retroalimentación y generar la señal que activará los monoestables de disparo para todas las fases . La señal de disparo para la fase sensada es generada directamente de la salida del modulador del ancho de pulso a su respectivo monoestable , para las otras fases la salida del modulador del ancho del pulso de la fase sensada es retardada de acuerdo al desfase que llevan las líneas de alimentación con el objeto de sincronizar los disparos de éstas a partir de el sensado de una sola de ellas .

Tambien la señal de detección de cruce por cero para las fases no sensadas son generadas a partir de la señal de cruce por cero de la fase sensada dandoseles el correspondiente retraso para obtener el desfase que llevan entre sí las tres fases .

Los resultados obtenidos en este trabajo de graduación fueron logrados utilizando todas las etapas del método científico experimental las cuales son : definición del problema y recolección de información relacionada al tema , planteamiento de la hipótesis , diseño del experimento , realización del experimento , análisis de los resultados , obtención de conclusiones , elaboración del informe , aunque algunas de estas etapas se realizaron en su forma más elemental.

INDICE

CAPITULO I

DESCRIPCION DE LOS CIRCUITOS QUE COMPONEN EL CONVERTIDOR

	Pagina
INTRODUCCION	1
1.1 GENERALIDADES	1
1.2 COMPARADORES	2
1.2.1 DISPARADOR SCHMITT 6 DETECTOR DE CRUCE POR CERO	4
1.3 GENERADOR DE RAMPA	7
1.4 MODULADOR DEL ANCHO DEL PULSO	10
1.5 EL MONOESTABLE (ONE SHOT)	14
1.6 CALCULO DE RED PARA OSCILADOR	16
1.7 CIRCUITO DE SINCRONIZACION DE LAS SEÑALES DE DISPARO	17
1.8 CIRCUITO AISLADOR DE LOS PULSOS DE DISPARO	18
1.9 CALCULO DEL CIRCUITO DE POTENCIA	19
1.10 MUESTREO DE VOLTAJE EN LA CARGA	24
1.11 DISEÑO DEL CIRCUITO DE COMPARACION DEL VOLTAJE DE REFERENCIA CON EL VOLTAJE DE RETROALIMENTACION	26
1.12 CALCULO DE PARAMETROS DEL INTEGRADOR	27
1.13 DISEÑO DE LA FUENTE DE ALIMENTACION	31
1.14 PASOS A SEGUIR PARA UTILIZAR EL CONVERTIDOR MONOFASICO	33
DIAGRAMA DE BLOQUES PARA TODO EL CICLO CIRCUITO MONOFASICO	34

CONTENIDO	PAGINA
DESCRIPCION DEL DIAGRAMA PICTORICO	35
DIAGRAMA PICTORICO DEL CONVERTIDOR	36
PATRON PARA EL CIRCUITO IMPRESO	37
DIAGRAMA DE TIEMPOS PARA CARGA RESISTIVA	38
DIAGRAMA DE TIEMPOS PARA CARGA INDUCTIVA	39
SUPERPOSICION DE SEÑALES (AMBOS SEMICICLOS)	40
CONCLUSIONES RECOMENDACIONES Y PRECAUCIONES	41
REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS	42

CAPITULO II

DISEÑO DE UN CONVERTIDOR A.C./A.C. TRIFASICO DE 220 VOLTIOS DE SALIDA Y 2.5 KWATTS DE POTENCIA

CONTENIDO	PAGINA
INTRODUCCION	
2.1 TEORIA DEL CONVERTIDOR TRIFASICO DE ONDA COMPLETA CONECTADO EN ESTRELLA	43
DIAGRAMA DE BLOQUES CIRCUITO TRIFASICO	44
2.2 TEORIA DEL CONVERTIDOR TRIFASICO DE ONDA COMPLETA CONECTADO EN DELTA	54
2.3 PROPUESTA DE DISEÑO DEL CIRCUITO PARA EL CONVERTIDOR TRIFASICO	56
2.3.1 CIRCUITOS DESFASADORES	57
DIAGRAMAS DE TIEMPOS DE LAS SEÑALES DE DISPARO Y DE LOS DETECTORES DE CRUCE POR CERO	59
2.3.2 CIRCUITO SINCRONIZADOR DE LOS PULSOS DE DISPARO	60
2.3.3 CIRCUITO AISLADOR DE LOS PULSOS DE DISPARO ...	60

CAPITULO I

DESCRIPCION DE LOS CIRCUITOS QUE COMPONEN EL CONVERTIDOR

Introducción

En este capítulo se detallará en forma relativamente breve , el funcionamiento de todas las etapas que componen el convertidor.

Cada etapa se describirá por separado y dentro de dicha descripción se incluye el cálculo de los valores de los elementos a utilizarse en el convertidor.

Las etapas se describen en el orden en que se han colocado dentro del convertidor buscando el fácil entendimiento del funcionamiento total del circuito.

El convertidor construido en este trabajo de graduación básicamente es un controlador de voltaje alterno , el cual como su nombre lo indica , es empleado para variar el valor R.M.S. del voltaje alterno aplicado a un circuito de carga , lo cual se logra colocando tiristores entre la carga y la fuente de alimentación del voltaje A.C.

Para que se entienda mejor el funcionamiento del convertidor monofásico se proporciona al final del capítulo el diagrama de bloques , el diagrama de tiempos , el diagrama esquemático , el diagrama pictórico y el patrón con el cual se hizo el circuito impreso por si el lector deseara construirlo . Así como los pasos a seguir para utilizarlo y las recomendaciones y precauciones para evitar cualquier tipo de daño .

1.1 GENERALIDADES

Existen dos métodos de control para los tiristores:

- 1.- Control de apagado-encendido (On - Off)
- 2.- Control de fase

En el control On - Off , los tiristores son empleados como interruptores para conectar el circuito de carga , a la fuente por unos pocos ciclos de dicha fuente y luego desconectarla por un comparable período . El tiristor actúa entonces como un contactor de alta velocidad .

En el control de fase los tiristores son empleados para conectar la fuente de voltaje al circuito de carga solamente una parte de cada ciclo de la fuente .

Entre las aplicaciones de los controladores A.C. tenemos las siguientes:

- i) calentadores industriales
- ii) calentadores de metal por inducción
- iii) controladores de luz
- iv) control de velocidad de motores de inducción que manejen bombas y ventiladores .

En todo este documento el análisis se centrará en el método de control de fase . Si se desea conocer con mayor detalle la teoría relacionada con los reguladores formados con tiristores puede remitirse al documento del Proyecto de Ingeniería con el nombre de "Diseño de un convertidor A.C/A.C utilizando dispositivos semiconductores (1991)"

1.2 Comparadores

Un comparador analiza una señal de voltaje en una entrada con un voltaje de referencia en la otra entrada .

Proporcionando en su salida un nivel que depende de la diferencia de voltaje entre sus terminales de entrada .

Un comparador es un circuito con dos voltajes de entrada y un voltaje de salida. Cuando el voltaje no inversor es mayor que el voltaje inversor, el comparador produce un voltaje alto de salida, cuando la entrada no inversora es menor que la entrada inversora, la salida es baja. La salida representa la respuesta, de que el voltaje en la entrada inversora es mayor o menor que el presente en la pata no inversora.

Los comparadores no pueden operar con propiedad si está presente ruido en cualquier entrada . Para resolver este problema se le proporcionará realimentación positiva.

Tomese en cuenta que la realimentación positiva no elimina el ruido , pero hace que el operacional responda menos a él.

Realimentación positiva.

La realimentación positiva se lleva a cabo tomando una fracción del voltaje de salida V_o y aplicándola a la entrada positiva (+) . Para la siguiente Figura V_o se divide entre R_1 y R_2 . Una fracción de V_o se retroalimenta a la entrada (+) y crea un voltaje de referencia que depende de V_o .

Voltaje de umbral superior (V_{UT})

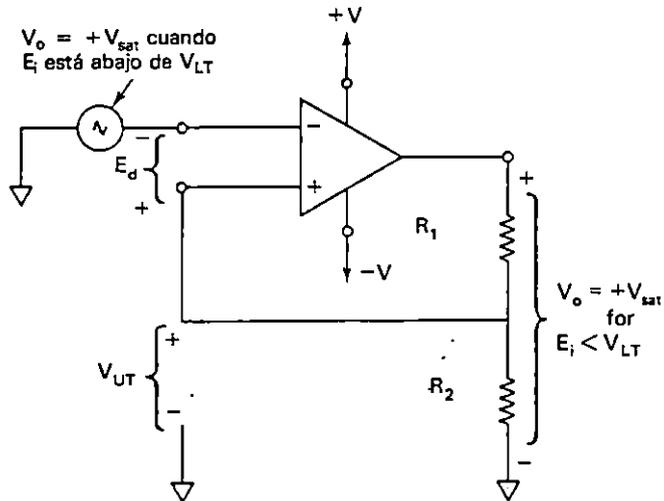
Cuando $V_o = +V_{sat}$ el voltaje retroalimentado se denomina voltaje de umbral superior

$$V_{UT} = R_2 / (R_1 + R_2) * (+V_{sat}) \quad (1.1)$$

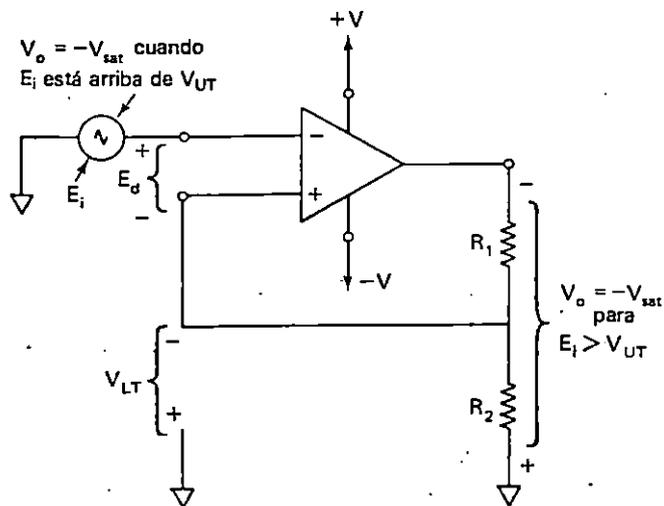
Voltaje de umbral inferior (V_{LT})

Cuando $V_o = -V_{sat}$ el voltaje retroalimentado se denomina

$$V_{LT} = R_2 * (-V_{sat}) / (R_1 + R_2) \quad (1.2)$$



(a) Voltaje de umbral superior, V_{UT}



(b) Voltaje de umbral inferior, V_{LT}

Figura. 1.1 Diagrama esquemático de un comparador.

1.2.1 El disparador Schmitt ó detector de cruce por cero

Cuando la entrada del comparador tiene ruido, la salida puede ser errática cuando V_{ent} está cerca de el punto de disparo. Por ejemplo, en el detector de cruce por cero, la salida está en nivel alto cuando V_{ent} es positivo y en nivel bajo cuando V_{ent} es negativo. Si la entrada contiene un voltaje de ruido con un determinado pico, el comparador podría detectar el cruce por cero producido por el ruido.

Este disparo causado por el ruido puede evitarse utilizando un disparador SCHMITT, un comparador con retroalimentación positiva.

La Figura. 1.2 muestra un disparador SCHMITT con Amp. Op. A causa del divisor de voltaje, se tiene una retroalimentación positiva, cuando el voltaje de salida se satura positivamente, se retroalimenta un voltaje positivo a la entrada no inversora; esta entrada positiva mantiene la salida en estado alto. Por otro lado, cuando el voltaje de salida se satura negativamente, se retroalimenta un voltaje negativo a la entrada no inversora, manteniendo la salida en un estado bajo. En cualquiera de los casos, la retroalimentación positiva refuerza el estado actual de la salida. Cuando la salida se satura positivamente, el voltaje de referencia que se aplica a la entrada no inversora es:

$$V_{UT} \equiv V_{ref} = +B \cdot V_{sat} \quad (1.3)$$

$$\text{donde } B = R_2 / (R_2 + R_1)$$

Cuando la salida se satura negativamente, el voltaje de referencia es:

$$V_{LT} \equiv V_{ref} = -B \cdot V_{sat} \quad (1.4)$$

La salida permanecerá en un estado dado hasta que la entrada exceda el voltaje de referencia para ese estado. Por ejemplo, si la salida está saturada positivamente, el voltaje de referencia es $+B \cdot V_{sat}$. El voltaje de entrada se debe aumentar a un valor ligeramente mayor que $+B \cdot V_{sat}$. Entonces el voltaje de error se invierte y el voltaje de salida cambia al estado bajo como se muestra en la Figura 1.2. Una vez que la salida está en el estado negativo, permanecerá allí indefinidamente hasta que el voltaje de entrada sea más negativo que $-B \cdot V_{sat}$. Entonces la salida conmuta de negativo a positivo Figura 1.2-b.

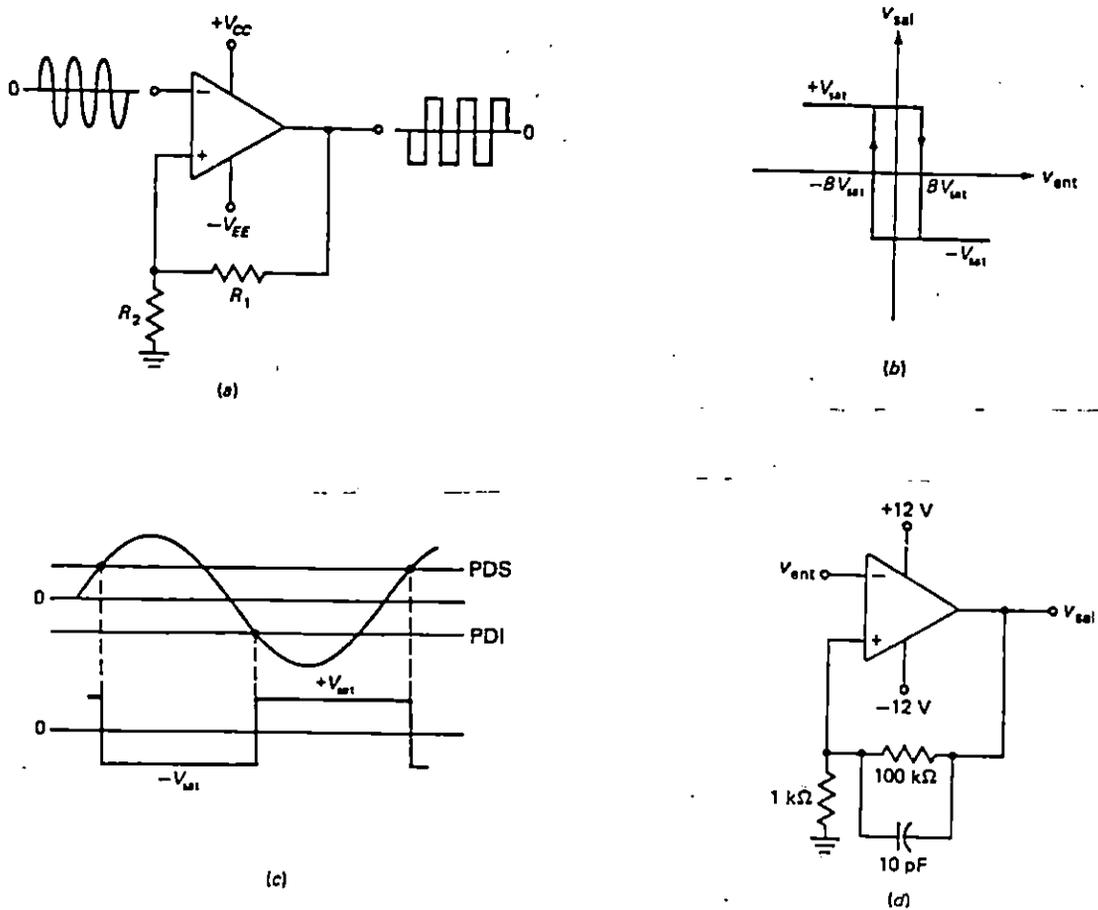


Figura. 1.2 (a) Disparador SCHMITT. [circuito básico] (b) Histéresis en característica de transferencia. (c) formas de onda de entrada y salida . (d) un ejemplo

Condensador acelerador

Además de suprimir los efectos del ruido, la retroalimentación positiva acelera la conmutación de los estados de salida. Un condensador es colocado en paralelo con R_1 para lograr una aceleración mayor por lo que a éste se le conoce como condensador acelerador; además ayudará a cancelar la red de atraso formada por las capacitancias parásitas en paralelo con R_2 . Puesto que con frecuencia se tiene que estimar el valor de la capacitancia parásita, se tomará un valor de condensador utilizado en la mayoría de circuitos que varía de 10 pF a 100 pF.

Histéresis

La retroalimentación positiva tiene un efecto singular en el circuito. Hace que el voltaje de referencia tenga la misma polaridad que la tensión de salida; el voltaje de referencia es positivo cuando la salida tiene un nivel alto, y negativo cuando la salida tiene un nivel bajo. Esta es la razón por la cual se obtiene un punto de disparo inferior y otro superior. En un disparador SCHMITT, la diferencia entre los dos puntos de disparo se llama Histéresis.

Es deseable tener algo de Histéresis porque evita que el ruido cause falsos disparos. Si el disparador SCHMITT no tuviera Histéresis, entonces cualquier ruido presente provocaría que el disparador cambie aleatoriamente del estado bajo al alto y viceversa.

Descripción del detector de cruce por cero dentro del circuito .

La Figura 1.2-a muestra un disparador SCHMITT, cuya característica de transferencia es la Figura 1.2-b. Cuando la señal de entrada es periódica, el disparador SCHMITT produce una salida de onda rectangular. La señal tiene que ser lo suficientemente grande para pasar a través de los dos puntos de disparo de la Figura 1.2-c.

Cuando el voltaje de entrada excede el punto de disparo superior (PDS) en la excursión hacia arriba del semiciclo positivo, el voltaje de salida conmuta a $-V_{sat}$ medio ciclo después, el voltaje de entrada se hace más negativo que el punto de disparo inferior (PDI) y la salida regresa a $+V_{sat}$.

En la salida del disparador la onda rectangular de salida tiene la misma frecuencia que la señal de entrada. Figura. 1.2-a

Cálculos para el detector

De la ecuación (1.3)

$$B = 560 / (560 + 100k) = 0.00556$$

$$V_{ut} = 0.00556 * (13.8) = 0.0768 \text{ volt}$$

$$V_{Lt} = 0.00556 * (-13.8) = -0.0768 \text{ volt}$$

$$V_H = V_{ut} - V_{Lt} = 0.0768 - (-0.0768) = 0.154 \text{ Volt}$$

1.3 Generador de rampa

Dentro del circuito de control tenemos un circuito que genera una función rampa, dicha función es necesaria para utilizarla dentro de un circuito comparador.

Teoría del generador de rampa

La fuente de corriente constante en la Figura. 1.3 genera un voltaje a través del capacitor V_C el cual comparado con el tiempo de manera descriptiva se denomina como rampa. De donde :

$$V_C = I * t / C \quad (1.5)$$

Por lo tanto para efectuar dicha función necesitamos una fuente de corriente constante, por lo que se propone la configuración de la Figura 1.4. Dicho circuito puede llamarse un convertidor de voltaje a corriente debido a que la corriente de carga I_L depende del voltaje de entrada E_1 y de los resistores R . I_L no depende de la resistencia de carga R_L . Por lo tanto, si E_1 es contante, la carga conectada a tierra está impulsada por una corriente cte. La corriente de carga I_L está determinada por :

$$I_L = E_1 / R \quad (1.6)$$

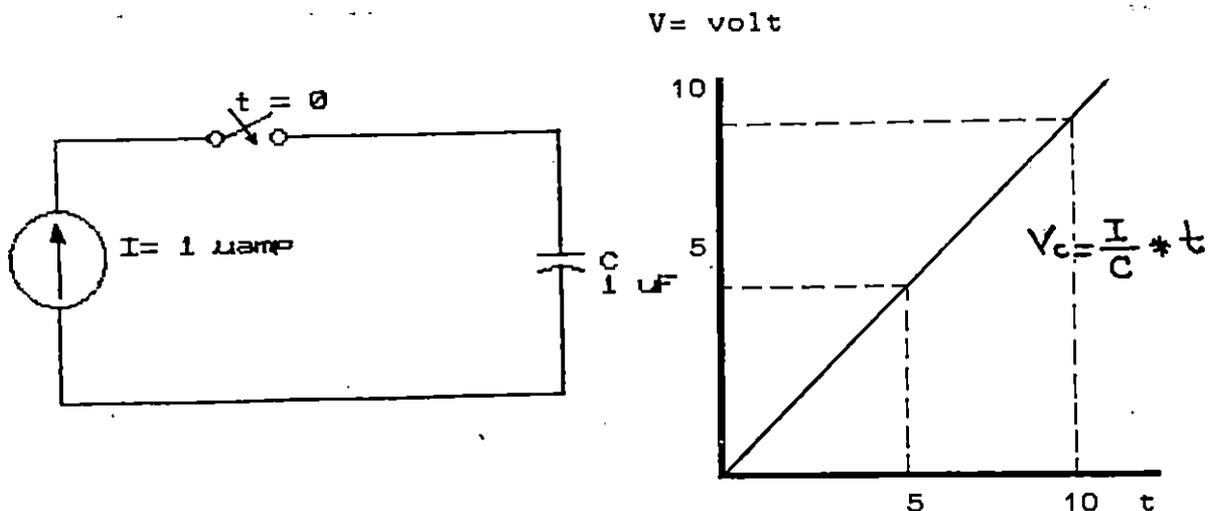


Figura. 1.3 Curva de carga de un condensador cuando este se carga con una corriente constante.

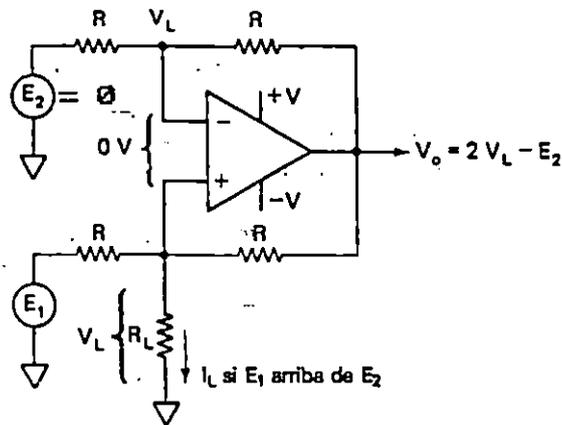


Figura 1.4 Fuente de corriente constante con una carga conectada a tierra.

El cálculo para el diseño es como sigue a continuación:
De la Figura. 1.5.

haciendo LCK en (1) : $V_1 = V_2$

$$V_2/R + (V_2 - V_3)/R = 0 \Rightarrow V_3 = 2 \cdot V_2 \quad (1.7)$$

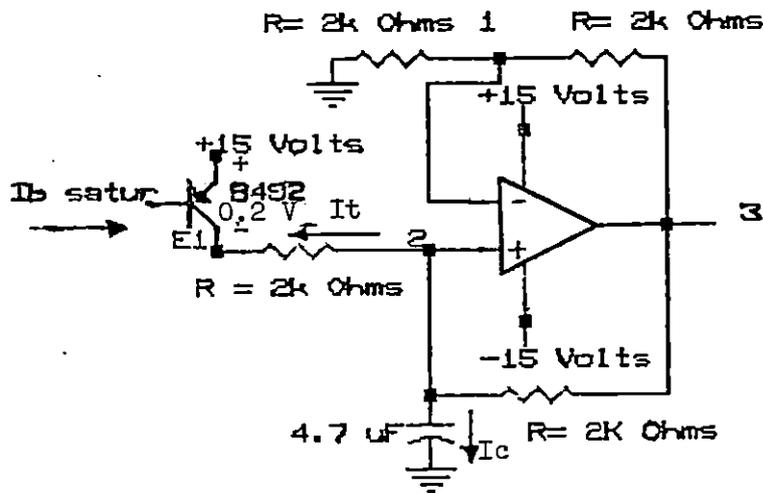


Figura. 1.5 Fuente de corriente constante

$$\text{LVK en (2)} \quad (V_{\pm} - E_1)/R + (V_{\pm} - V_{\pm})/R + I_C = 0$$

De donde despejando y sustituyendo V_{\pm} por V_{\pm} tenemos

$$I_C = E_1/R$$

por lo que si E_1 y R son ctes también lo será I_C .

$$I_C = 14.8/2K = 7.4 \text{ mAmp}$$

Con esto se logra cargar el condensador en forma lineal.

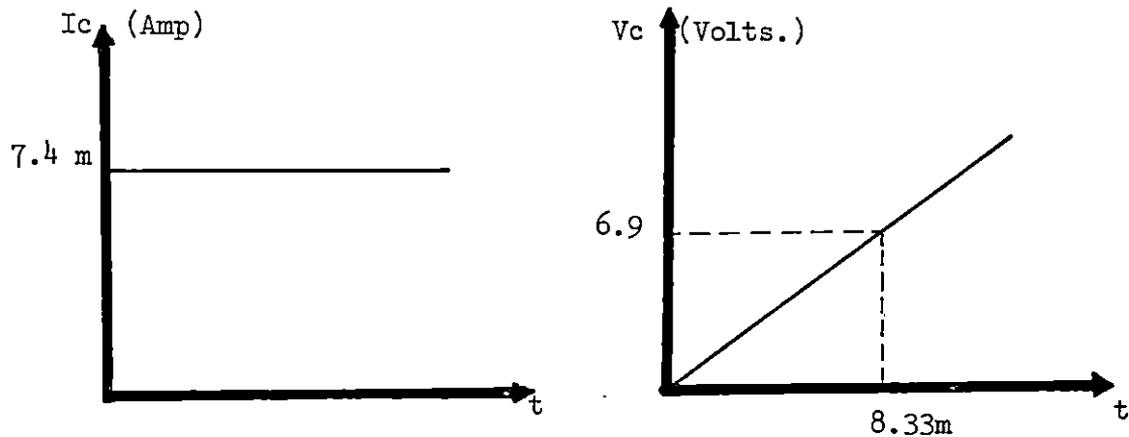


Figura 1.6 Gráficas de I y V en el condensador

Dimensionando el transistor en la fuente de corriente.

LCK en (2) en la figura 1.5

$$I_{\pm} = (V_{\pm} - V_{\pm})/R - I_C \quad \Rightarrow \text{sustituyendo } V_{\pm} \text{ por } 2V_{\pm}$$

$$I_{\pm} = (E_1(t/RC - 1))/R$$

De donde el valor máximo de I_{\pm} viene dado por

$$dI_{\pm}/dt = E_1/(R^2C) \quad \Rightarrow \quad I_{\pm \text{ máx}} = 14.8/((2k)^2 * 4\mu) = 0.925 \text{ amp}$$

De la ecuación (1.7). Al despejar obtenemos $V_{\pm} = V_L = V_{\pm}/2$ por lo tanto, el valor máximo que puede alcanzar V_{\pm} , por ser la salida del operacional, es el de saturación. Para este caso alimentando el operacional con ± 15 Volts, el voltaje en el condensador será a lo sumo 7.5 Volts.

Luego será necesario colocar una etapa que invierta la pendiente de la rampa y la amplifique para elevar el voltaje hasta aproximadamente 15 Volts. Con el objeto de tener un rango más amplio en la etapa del modulador del pulso para poder comparar con un voltaje D.C. de 15 Volts. La configuración inversora es la que se muestra a continuación :

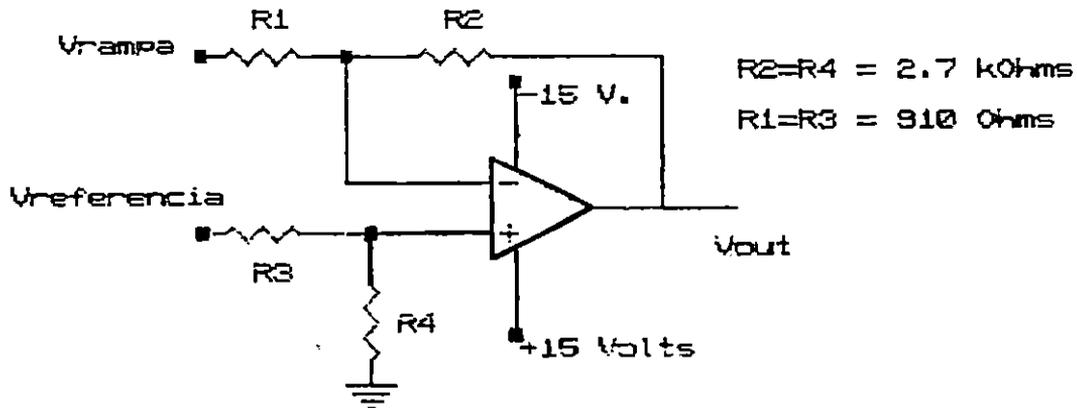


Figura 1.7 amplificador diferenciador

La ecuación de salida viene dada por :

$$V_{out} = R_4(1+(R_2/R_1))*V_{ref}/(R_3+R_4) - R_2/R_1*V_{rampa}$$

Si $R_1 = R_3$ y $R_2 = R_4$ entonces

$$V_{out} = R_2/R_1 * (V_{ref} - V_{rampa})$$

Si $R_2 = 2.7 \text{ k} \Omega$ y $R_1 = 910 \Omega$ $V_{out} = 2.97(V_{ref} - V_{rampa})$

1.4 Modulador del ancho del pulso

El funcionamiento del circuito de la Figura. 1.8 se describe a continuación:

A la pata no inversora (+) del op. amp se le inyecta una onda diente de sierra (V_r) la cual posee la misma frecuencia del voltaje de línea, el voltaje V_2 es el voltaje D.C. contra el cual se comparará la onda diente de sierra. El voltaje V_2 esta compuesto de una fracción de V_0 (realimentación +) y se aplica a la pata no inversora (+) del Amp.Op. con lo cual se crea un voltaje de referencia que depende de V_0 y V_r de la siguiente manera:

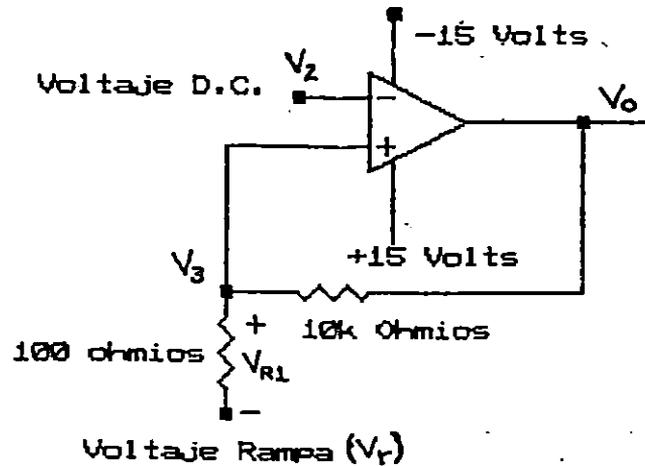


Figura 1.8 Modulador del ancho del pulso

Haciendo un LVK en malla 1-3 tenemos que:

$$V_3 = V_{R1} + V_r$$

por divisor de voltaje :

$$V_{R1} = [R_1 / (R_1 + R_2)] * (V_o - V_r) \quad (1.8)$$

por lo tanto

$$V_3 = (R_1 * (V_o - V_r) / (R_1 + R_2)) + V_r \quad (1.9)$$

Siempre que $V_3 > V_2$ tendremos que :

$$V_o = V_{sat}$$

de donde :

$$V_3 = V_{DE} = (R_1 * (V_{sat} - V_r) / (R_1 + R_2)) + V_r \quad (1.10)$$

Luego si $V_2 > V_3$ tendremos que $V_o = - V_{sat}$

donde :

$$V_3 = V_{DI} = (R_1 * (-V_{sat} - V_r) / (R_1 + R_2)) + V_r \quad (1.11)$$

V_{DE} = Voltaje de disparo superior

V_{DI} = Voltaje de disparo inferior

De la fig. 1.10 y las ecuaciones (1.10) y (1.11) se puede observar que cuando V_r es mayor que V_3 , $V_3 = V_{DE}$ y la salida se mantiene en $V_o = V_{sat}$, pero en el momento en

que V_r alcanza a V_{D2} la salida V_o conmuta a $-V_{sat}$ y V_z se coloca en V_{D1} , con lo cual V_o cambiará a V_{sat} hasta que $V_r = V_{D1}$ (aproximadamente cero).

Observamos que si se modifica el valor de V_z (V_{D2}), se desplaza el valor de V_{D2} y V_{D1} por lo que se modifica también el pulso de salida.

Por ejemplo si V_z se aumenta, el valor de V_{D2} se ve aumentado a un valor mayor del considerado en la primera parte de la Figura 1.10, por lo que se conseguirá que el pulso sea menos ancho. Por el contrario si se disminuye el valor de V_z , se hace que el pulso cambie a un valor de mayor ancho que el mostrado en la Figura 1.10a

Modulador del ancho del pulso (cálculo)

En nuestro caso el punto de inflexión de interés es V_{D2} , pues V_{D1} siempre se obtiene cuando el voltaje V_r pasa de 0 a 15 Volts. en cambio V_{D2} depende del valor del voltaje retroalimentado (V_{D2}).

Variando V_r de 0.00 hasta 13.8 Volts. y con $R_1 = 100$ y $R_2 = 10\text{ K}$ V_{D2} varia de :

$$V_{D2} = (100 / (10\text{ k} + 100)) * (13.8 - 0.0) + 0\text{ Volt.}$$

$$V_{D2} = (0.1367 + 0)\text{ Volts } V_{D2} = 0.1367\text{ volts.}$$

$$V_{D2} = (100 / (10\text{ k} + 100)) * (13.8 - 13.8) + 13.8$$

$$V_{D2} = 13.8\text{ volts.}$$

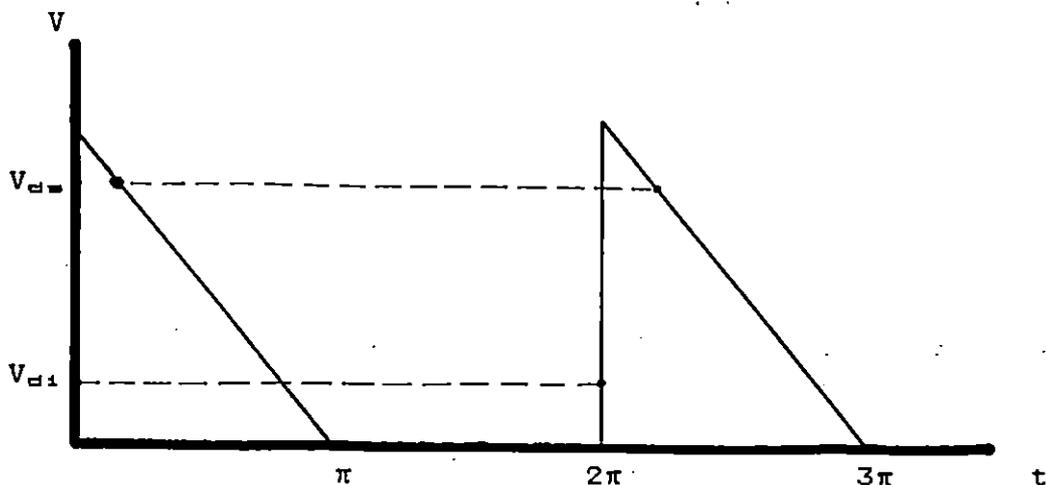


Figura 1.9 Voltajes de disparo contra voltaje rampa

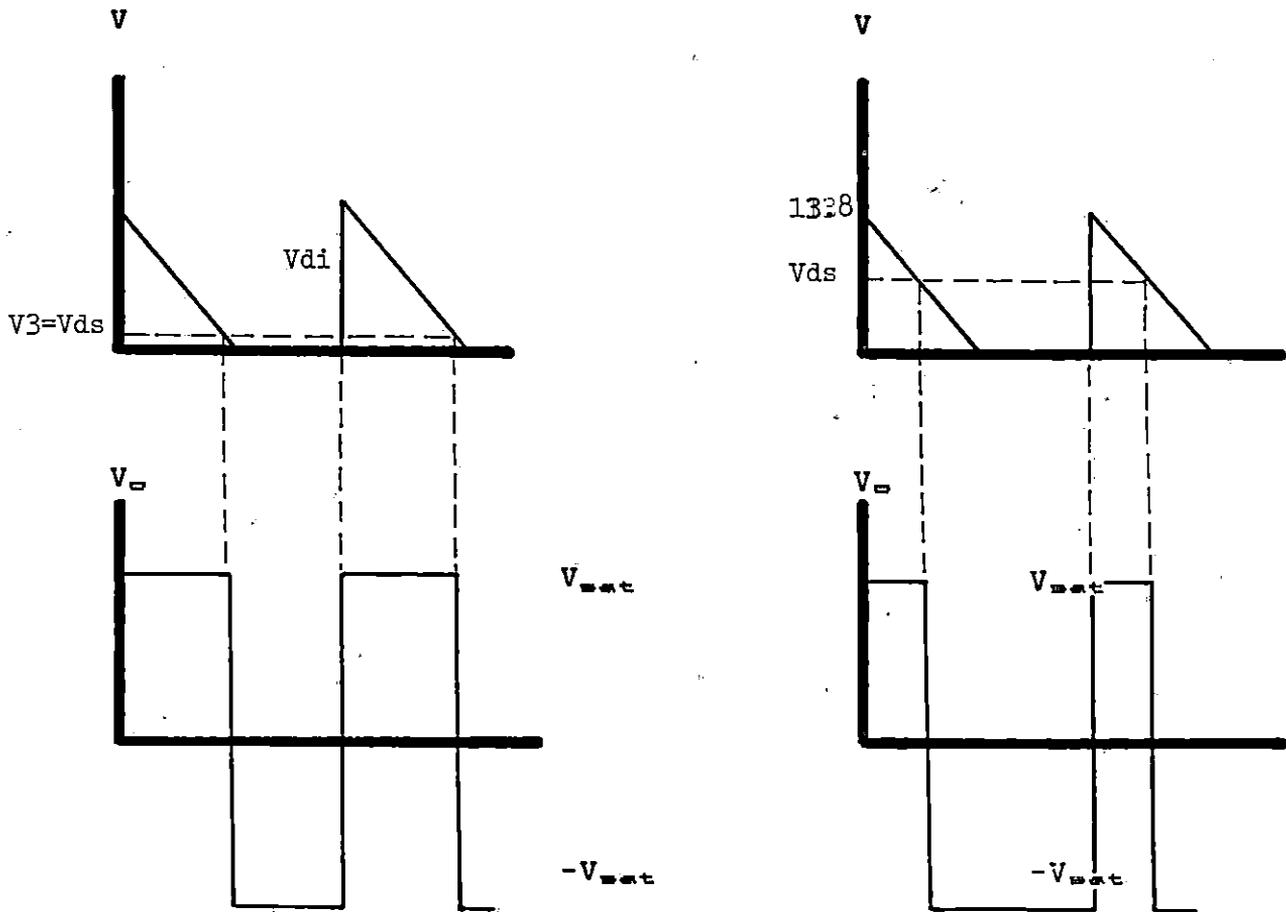


Figura 1.10 Voltajes de transferencia del circuito modulador

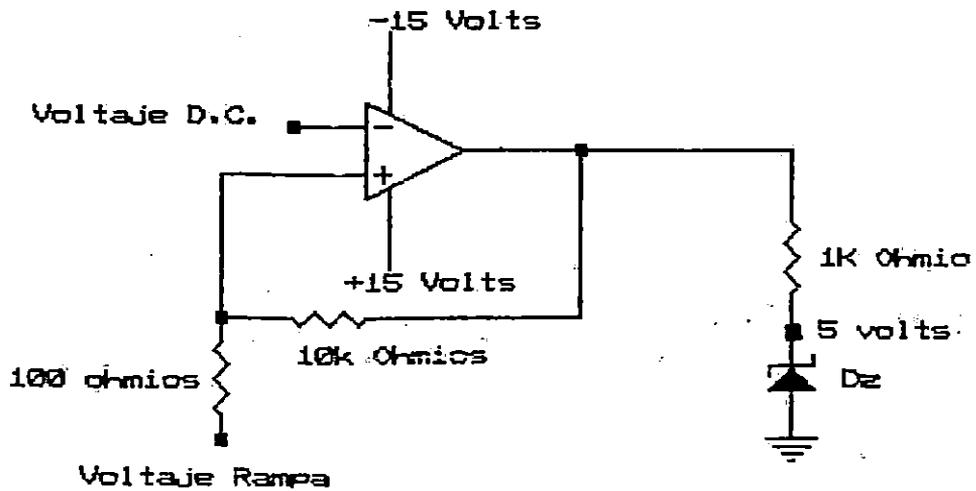


Figura 1.11 Acoplador de señal de ± 15 a $(5 - 0)$ Volts

Con el fin de acoplar la señal de comparación en el modulador del ancho del pulso, la cual tiene una salida de voltaje de aproximadamente 13.8 a -13.8 Volt se implementó la configuración que se muestra en la figura 1.11. La cual consta de una resistencia y de un diodo zener de 5 voltios. La señal en el cátodo del zener será la entrada para el monoestable el cual tiene como voltaje máximo de entrada 5.7 voltios.

La razón por la cual el modulador se alimenta con ± 15 voltios se deriva de que nos es más fácil trabajar con un rango más amplio (± 15 que con ± 5 Voltios) en el integrador, debido a que necesitamos comparar un voltaje de muestra que nos simboliza el voltaje regulado.

1.5 El monoestable

Un circuito monoestable puede ser construido como se muestra en la figura 1.12.

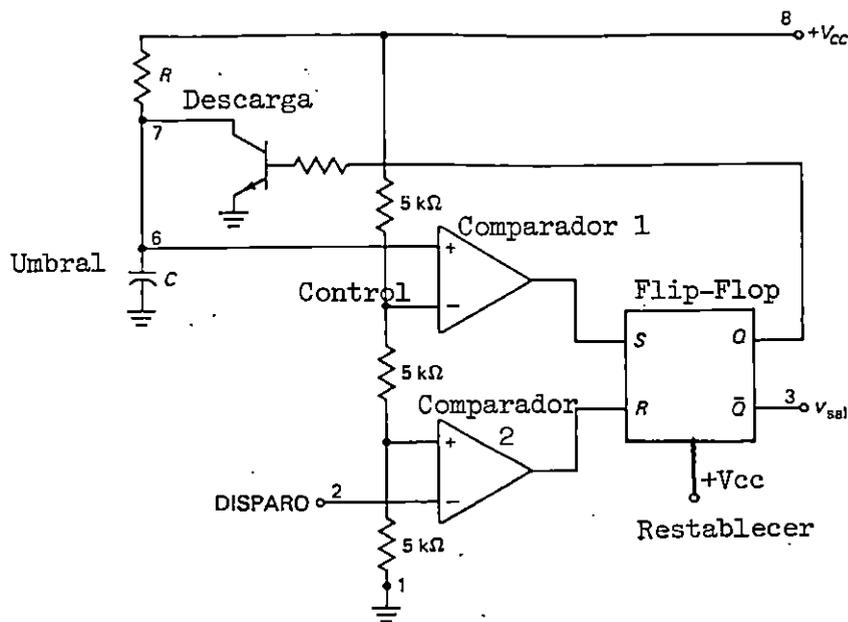


Figura 1.12 Diagrama interno de un I.C Monoestable

El funcionamiento de este circuito se describe a continuación:

El terminal de control tiene un voltaje igual a $2/3 V_{cc}$.

Cuando la entrada del comparador 2 cae a un nivel ligeramente abajo de $1/3 V_{cc}$, la salida de este comparador conmuta a nivel alto y restablece el flip-flop. Cuando esto sucede la base del transistor queda sin corriente y por lo tanto el transistor pasa a corte y deja que el condensador se cargue. A medida que el tiempo transcurre el voltaje en el condensador va aumentando y cuando es ligeramente mayor de $2/3 V_{cc}$, en el comparador 1 la salida pasa a nivel alto, poniendo al flip-flop en nivel alto también ($Q=1$), con lo que la base del transistor nuevamente tiene corriente suficiente para saturarlo, lo cual causa que el condensador se descargue rápidamente a través de el transistor a tierra. La formas de onda que se obtienen de este circuito son las siguientes:

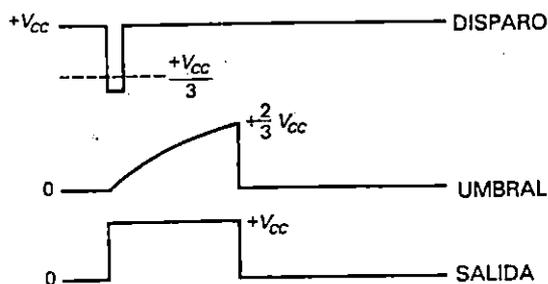


Figura. 1.13 Señales de disparo, umbral y salida en un monoestable.

CALCULO DE RED. R-C PARA MONOESTABLE

El I.C. 74LS221 posee dos monoestables (one shot) que son disparados con flancos de bajada.

El ancho del pulso único de salida será de aproximadamente $T/2$ o sea $t=8.33$ mseg para garantizar que el Triac tendrá pulso de disparo durante todo el semiciclo en el cual el esté polarizado en directa. Cada one shot manejará medio ciclo de entrada.

El ancho del pulso (τ) viene dado por la cte R-C que se establece con R, y C, así :

$$\tau = 0.69 * R_1 * C_1$$

En nuestro caso $\tau \approx 8.75$ mseg, escogiendo un condensador comercial $C_1 = 4.7 \mu F$. llegamos a que $R_1 = 2700 \Omega$

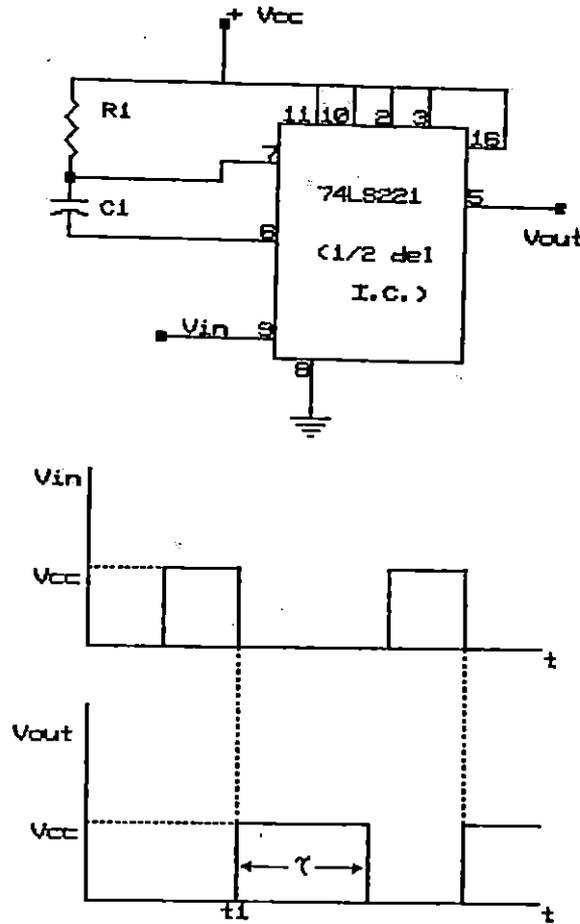


Figura. 1.14 74LS221 (1/2) Conectado como monoestable.

1.6 Cálculo de red para oscilador

El Triac propuesto necesita un pulso con un tiempo de 5μ seg por lo menos, por lo cual escogemos un pulso con ancho de aproximadamente 18 μ seg para asegurar el encendido.

El oscilador se ha construido utilizando un NE 555 conectado para funcionamiento como astable.

La frecuencia de oscilación viene dada por [1]:

$$\text{Frecuencia} = 1.44 / ((R_1 + 2R_2) * C_1) \quad (1.12)$$

Y los tiempos de alta y baja :

$$t_1 = 0.693 (R_1 + R_2) C_1 \quad (1.13)$$

[1] Del libro "Circuitos integrados lineales y amplificadores operacionales" [COUGHLIN/DRISCOLL] Sección 13-3 pag. 295-300

$$t_z = 0.693 R_2 C_1 \quad (1.14)$$

Para :

$$R_1 = 3 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 2.2 \text{ k}\Omega$$

$$C_1 = 0.005 \text{ }\mu\text{f}$$

$$f = 1.44 / ((3\text{k} + 4.4\text{k}) * 0.005 \text{ }\mu\text{f}) = 38.9 \text{ KHz}$$

$$t_1 = 0.693 * (2.2\text{k} + 3\text{k}) * 0.005 \text{ }\mu\text{f} = 18 \text{ }\mu\text{seg.}$$

$$t_2 = 0.693 * (2.2\text{k}) * (0.005 \text{ }\mu\text{f}) = 7.6 \text{ }\mu\text{seg.}$$

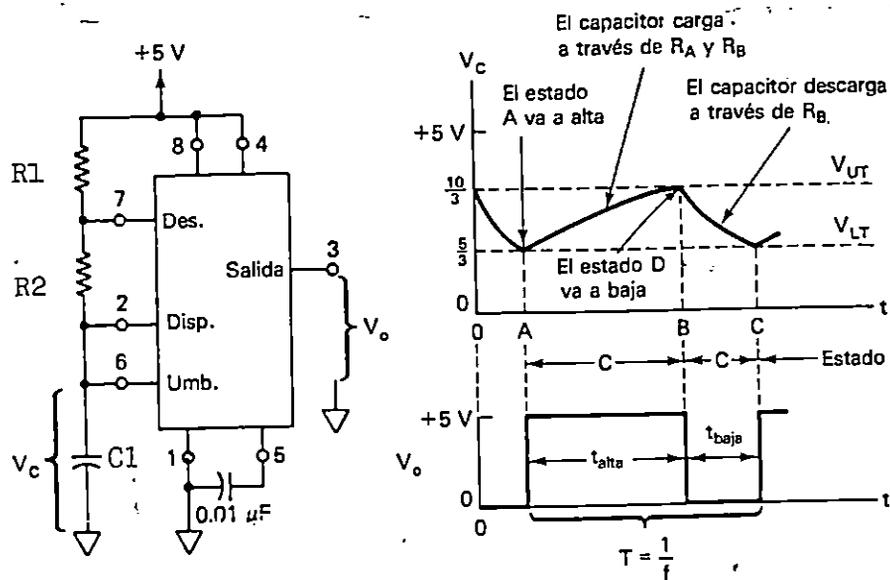


Figura. 1.15.- NE-555 Conectado como un oscilador

1.7 Circuito de sincronización de las señales de cebado

Dentro del circuito que genera los pulsos de cebado, tenemos que manejar dichas señales de una manera sincronizada. Esto es efectuado por una compuerta AND de tres entradas para cada semiciclo de la forma de onda del voltaje de entrada dichas compuertas manejan 3 señales las cuales son:

- 1) La señal del oscilador de alta frecuencia. Dicha señal estará presente todo el tiempo.

- 2) Una señal de control que proviene del monoestable .
Dicha señal dirá cuando en función del tiempo entrará la señal de alta frecuencia para cebar al Triac, esta señal determina el ángulo de disparo.
- 3) Señal que proviene del detector de cruce por cero, esta señal se encarga de apagar las señales de cebado cuando el voltaje en la fuente cambie de polaridad, para evitar que las señales de cebado estén presentes cuando ya el Triac no posee polarización en directa.

Estas compuertas tienen la siguiente tabla :

TABLA 1.1 tabla de verdad para las compuertas AND del convertidor

MONOESTABLE	DETECTOR DE CRUCE	OSCILADOR	SALIDA
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	0
1	1	1	1

1.8 Circuito aislador de los pulsos de disparo

Calculo del valor de I_{cebado}

De los datos del fabricante se obtiene el valor mínimo de $I_{\text{CT}} = 75 \text{ mAmp}$.

Haciendo LVK en malla C - E

$$5 = 0.2 + I_C R_z + 1 \quad \text{y} \quad I_C = I_C$$

$$R_z = (5 - 1.2) / (75 \text{ mAmp}) \quad R_z = 50.66 \Omega$$

$$P_R = I^2 * R = (75 \text{ m})^2 * (50.66) = 0.285 \text{ Watts}$$

Del circuito del optoisolator (aislador óptico)

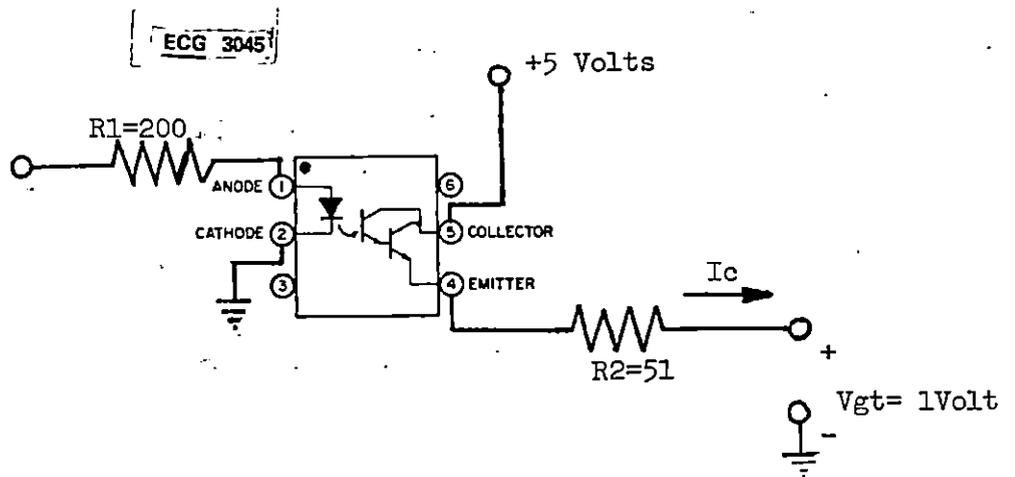


Figura. 1.16 Circuito aislador

de las hojas del fabricante también:

$$h_{FE} = I_C / I_T = 500 \%$$

$$I_C = 5 \cdot I_T \Rightarrow I_T = I_C / 5 = 75\text{m} / 5 = 15 \text{ mAmp.}$$

LVK en malla diodo (2)

$$5 = I_T R_1 + 0.7 \Rightarrow R_1 = (5 - 0.7) / 15 \text{ mAmp}$$

$$R_1 = 220 \Omega$$

Para el semiciclo negativo el análisis es el mismo por lo tanto los valores también lo son.

1.9 Cálculo del circuito de potencia

* Cálculo de el ángulo de disparo máximo y mínimo *

Suponiendo una carga con f.p. = 0.8 en atraso , el ángulo $\theta = 36.87^\circ$ tenemos que :

$$S = 500 \text{ V. A.}$$

$$|Z| = V^2 / S = (20)^2 / 500 = 0.8 \Rightarrow Z = 0.8 \angle -36.87$$

$$|Z| = V^2 / S = (80)^2 / 500 = 12.8 \Rightarrow Z = 12.8 \angle -36.87$$

De aquí se observa que la impedancia mínima es $12.8 \angle -36.87$ pues se puede colocar para el rango de 20 a 80 voltios . Una carga menor que esta, es posible

colocarla pero no es recomendable debido a que si la carga fuera colocada a un voltaje pequeño y posteriormente el voltaje fuera incrementado por el usuario podría darse el caso de que dicha carga consuma más potencia de la especificada con lo cual se activaría algún dispositivo de protección que sacaría de funcionamiento el circuito. Por lo tanto la corriente máxima permitida sería la que consumiría una carga de 12.8 |-36.87 a 80 volts. Dicha corriente es :

$$I = 80 / 12.8 = 6.25 \text{ amp.}$$

Luego la ecuación de V_{RON} para el voltaje normalizado RMS es

$$V_{RON} = \left[\frac{1}{2\pi} \left[\frac{\delta}{2} + \frac{1}{2} \sin 2\alpha - \frac{1}{2} \sin 2(\alpha + \frac{\delta}{2}) \right] \right]^{1/2} \quad (1.15)$$

Y la ecuación de V_{RO} para el voltaje de salida es :

$$V_{RO} = \sqrt{2} * V * V_{RON} \text{ [Volt]} \quad (1.16)$$

La ecuación para la corriente normalizada R.M.S del tiristor es :

$$I_{RMS} = \sqrt{\left\{ \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha + \frac{\delta}{2}} \left[\sin(wt - \theta) - \sin(\alpha - \theta) * \exp^{-(R/L)*(wt - \alpha)} \right]^2 d(wt) \right\}} \quad (1.17)$$

Teniendo en cuenta que la teoría nos dice que se producen problemas cuando se dispara a un ángulo $\alpha < \theta$; por que hay rectificación de corriente en la carga y por lo tanto un funcionamiento anormal. Analizaremos el funcionamiento cuando $\alpha = \theta = 36.8^\circ$

Suponiendo un disparo de $\alpha = \theta = 36.8^\circ$, obtenemos de la Figura. 1.17 que $\frac{\delta}{2} = 180^\circ$ y sustituyendo en la ecuación (1.15) obtenemos $V_{RON} = 1 / \sqrt{2}$ luego sustituyendo en la ecuación (1.16) tenemos que :

$$V_{RO} = \sqrt{2} * 90 \text{ volts} * (1 / \sqrt{2}) = 90 \text{ volts.}$$

Aquí se comprueba la teoría que nos dice que cuando se dispara a un ángulo $\alpha = \theta$ el tiristor se comporta como un switch cerrado .

Luego la corriente R.M.S. normalizada del SCR la podemos obtener de la ecuación (1.17) ó del gráfico de la Figura 1.18.

De la Figura 1.18 para $\alpha = 36.87^\circ$; $\theta = 36.87^\circ$ Tenemos que $I_{RMS} = 0.5$

De la ecuación para la corriente normalizada de salida R.M.S tenemos;

$$I_{RON} = \sqrt{2} * I_{RMS} \quad (1.18)$$

Tenemos que : $I_{RON} = 1 / \sqrt{2}$

y la corriente de salida R.M.S. viene dada por :

$$I_{RO} = \sqrt{2} * V/Z * I_{RON} \quad [\text{Amp}] \quad (1.19)$$

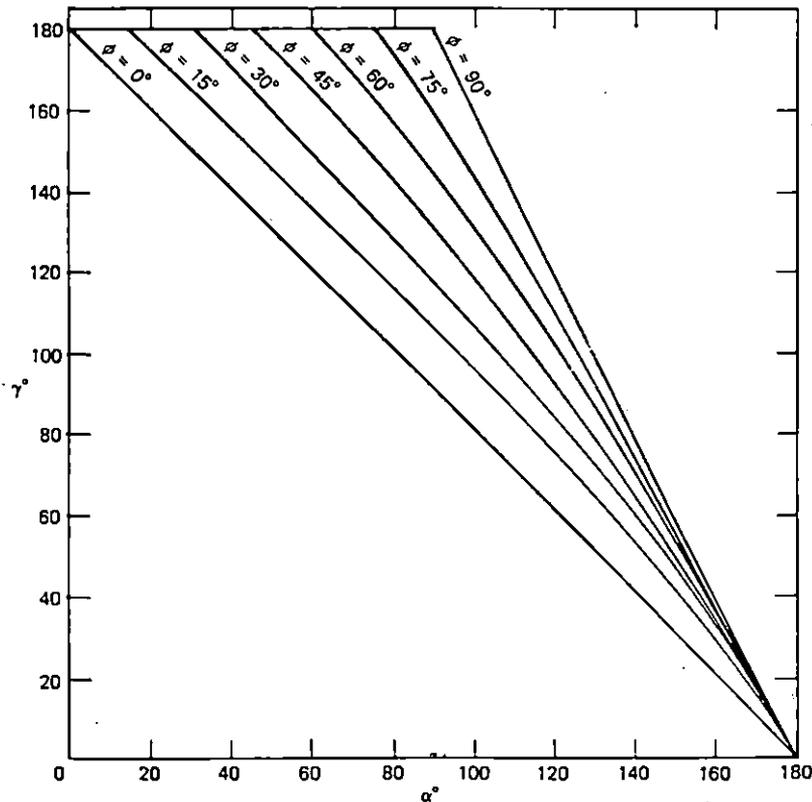


Figura. 1.17 $\underline{\gamma}^\circ$ vrs α° para varios valores de θ

Es entonces de la ecuación (1.19) que

$$I_{RO} = \sqrt{2} * 90 / 12.8 / \sqrt{2} = 7.03 \text{ amp.}$$

De aquí observamos que con el voltaje mínimo de entrada de 90 volts. Se puede obtener los parámetros máximos de voltaje y de corriente (6.25 amp. y 80 volts.) por lo cual no es necesario elevar el voltaje de entrada utilizando un transformador pues con el voltaje mínimo (90 volts.) se puede obtener perfectamente los niveles deseados de salida.

Sí el lector necesitara tener a la salida un voltaje mayor de 90 volts (voltaje de entrada), por ejemplo a la salida tener 120 volts estables se tendrá la necesidad de colocar un transformador que eleve los 90 volts. de entrada a por lo menos 130 volts.

Para cuando el voltaje de entrada caiga al mínimo valor permitido (90 Volts), teniendo una carga con $fp=0.8$, obtendremos el voltaje máximo y mínimo de salida a los siguientes ángulos de disparo :

Para obtener a la salida 80 volts con una entrada de 90 volts, el ángulo de disparo se calcula de la siguiente manera:

De la ecuación (1.16) :

$$V_{RO} = \sqrt{2} * 90 * V_{RON} = 80 \text{ volt.}$$

$$V_{RON} = 80 / \sqrt{2} / 90 = 0.6285$$

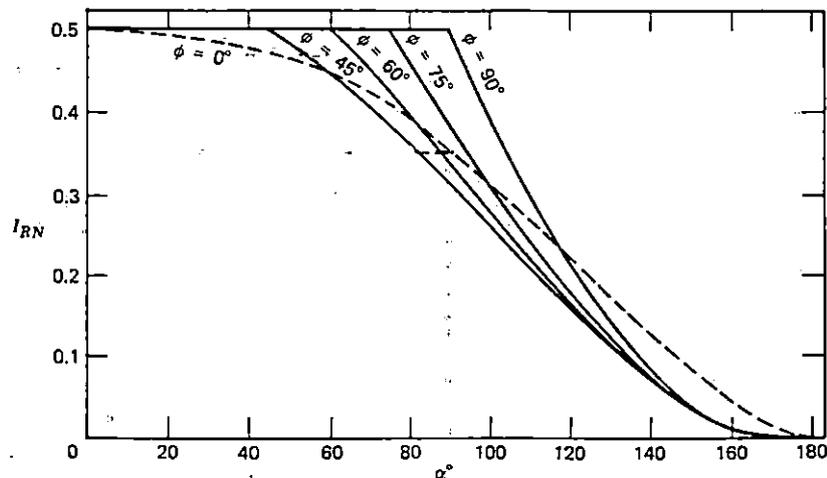


Figura. 1.18 Gráfico de I_{RN} vs α°

De la ecuación (1.15)

$$0.6285 = \{1/(2 \pi) [\underline{\delta} + \frac{1}{2} \text{sen } 2 \alpha - + \text{sen } 2(\alpha + \underline{\delta})] \}^{\frac{1}{2}}$$

$$(0.6285)^2 (2 \pi) = \underline{\delta} + (\text{sen } 2\alpha) / 2 - [\text{sen } 2(\alpha + \underline{\delta})] / 2$$

$$(0.6285)^2 (4 \pi) = 2 \underline{\delta} + \text{sen } 2\alpha - \text{sen } 2(\alpha + \underline{\delta})$$

$$4.9639 = 2 \underline{\delta} + \text{sen } 2\alpha - \text{sen } 2(\alpha + \underline{\delta}) \quad (a)$$

Obteniendo valores de α y ϕ de la Figura 1.17 e iterando en la ecuación (a) llegamos a obtener el valor de $\alpha = 66^\circ$ y $\phi = 148^\circ$ para lograr el voltaje de 80 volts. a la salida. Procediendo de la misma forma para encontrar el valor de α necesario para lograr 20 volts. a la salida llegamos a que éste es $\alpha = 146^\circ$ y $\phi = 56^\circ$. Ahora realizando el mismo cálculo para el voltaje de entrada de 130 volts. tenemos que :

Vsal = 80 volts . De la Figura 1.17 con $\alpha = 105^\circ$ y $\phi = 108^\circ$

Vsal = 20 volts. con $\alpha = 155^\circ$ y $\phi = 45^\circ$

El rango de disparo para obtener valores de voltaje en la salida de 20 a 80 volts con una entrada entre 90 y 130 volts y una carga con f.p. de 0.8 es de $66^\circ \leq \alpha \leq 155^\circ$

Selección del TRIAC a utilizar en el circuito de potencia

Consideraciones a tomar en cuenta:

Potencia máxima a consumir 500 V.A. en la carga

Voltaje mínimo en la carga = 20 volts A.C.

Voltaje máximo en la carga = 80 volts A.C.

La potencia máxima la obtendremos al voltaje de salida mayor de aquí la corriente máxima será:

$$I = P_{\text{máx}} / V_m = \underline{6.25 \text{ Amp}}$$

Esta es la corriente que en el peor de los casos , el circuito de carga demandará de la fuente y por lo tanto , esa corriente será la que el TRIAC deberá ser capaz de manejar.

También en el momento de bloqueo el tiristor deberá soportar en el caso más crítico un voltaje de reversa de :

Vreversa = Vmáx de entrada

Vreversa = (130) Volts A.C.

Sobredimensionando la corriente en un 30 % tenemos:

$$I_t = 6.25 * 1.3 = 8.125 \text{ Amp.}$$

Pero el tiristor próximo mayor a este valor es de 10 Amp. con un valor de voltaje en reversa de 400 V A.C. Este triac es el IT 68 y su equivalente es ECG-5645 cuyas características se muestran en los anexos

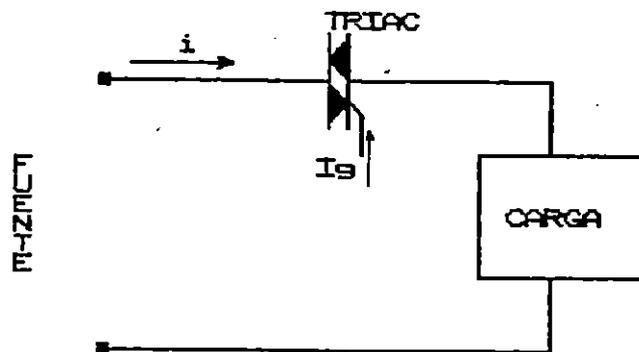


Fig. 1.19 Circuito de potencia

1.10 MUESTREO DE VOLTAJE EN LA CARGA

En el proceso de diseño del circuito de control para el convertidor A.C.- A.C. se nos presentó un inconveniente en la etapa de retroalimentación, pues necesitábamos una muestra de voltaje que sea una representación de la variación del voltaje en la carga. Debido a que la forma de onda del voltaje en la carga es una senoidal recortada, a causa de la regulación de potencia hecha por el tiristor (triac ó SCR's). Este voltaje presentaba un problema al rectificarlo, y era obtener un voltaje de referencia de un valor constante, pues podría contener armónicos de un valor considerable, los cuales en algún momento podrían causar problemas de rizado o algún otro problema.

Debido a esto se pensó en utilizar un circuito que tome el valor R.M.S (y no el valor rectificado promedio) de la onda senoidal recortada , puesto que es una medida de la potencia en la señal , y nos proporcione un voltaje D.C. equivalente representativo de esta señal . Dicho circuito se muestra en la figura 1.20 .

Este circuito utiliza un I.C. monolítico de baja potencia (AD 636) el cual es el corazón del convertidor R.M.S. a D.C.

Este circuito desarrolla la conversión de verdadero R.M.S a D.C. de una señal de bajo nivel.

El I.C. esta especificado para un rango de señales de entrada de 0 a 200 mVolts R.M.S. Factores de cresta arriba de 6 pueden ser acomodados con menos del 0.5% adicional de

error , permitiendo medidas exactas de complejas formas de onda de entrada.

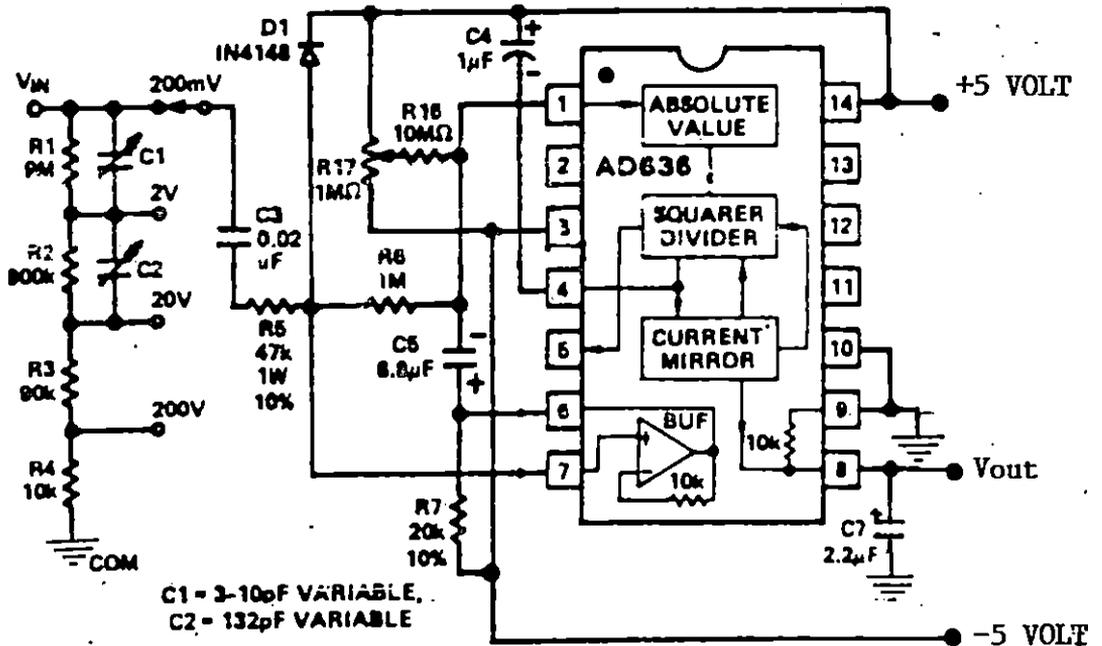


Figura 1.20 Circuito convertidor de verdadero R.M.S. a D.C.

Un ancho rango de fuentes de alimentación pueden ser usadas desde ± 2.5 a ± 12 Volt o fuentes simples de +5 a +24 Volts.

Los terminales de entrada y salida están completamente protegidos ; la señal de entrada puede exceder la fuente de alimentación sin dañar el dispositivo (permitiendo la presencia de señales de entrada en ausencia de voltaje de alimentación) y el amplificador buffer de salida es protegido de cortocircuito.

La corriente que el circuito demanda a la fuente es de aproximadamente 800 μ Amp.

El circuito puede trabajar adecuadamente en un rango de temperaturas desde 0 hasta 70 $^{\circ}$ C .

La función de transferencia del circuito es :

$$V_{out} = V_{in \text{ R.M.S.}} \quad (1.20)$$

Este circuito proporcionará el voltaje que servirá de voltaje de retroalimentación el cual será comparado contra un voltaje de referencia.

1.11 Diseño del circuito de comparación del voltaje de referencia con el voltaje de retroalimentación

En esta etapa se comparan dos voltajes (el retroalimentado y el de referencia).

Dicho circuito comparador permitirá decidir cual será la magnitud del error entre estos dos voltajes con el fin de minimizarlo y así ajustar el voltaje de carga establecido por el usuario .

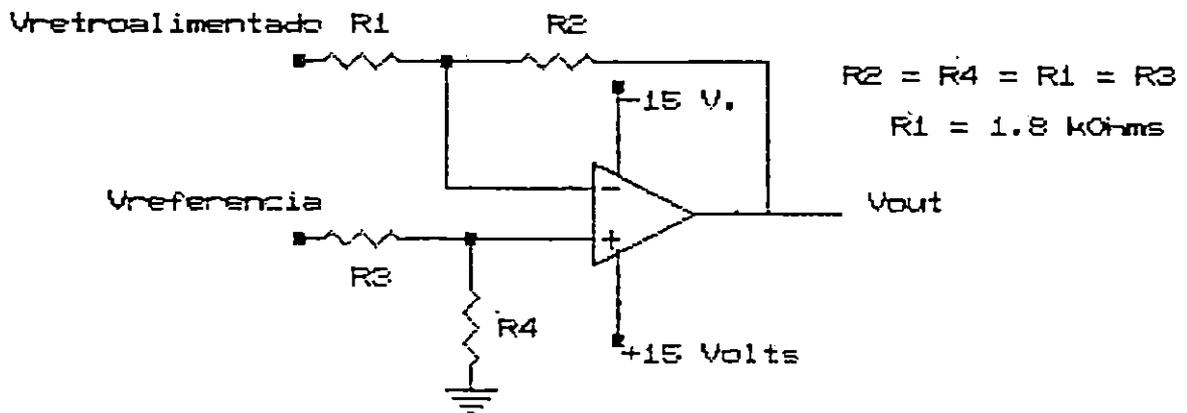


Figura 1.21 Amplificador diferenciador (Comparador)

La Figura 1.21 nos muestra la configuración del circuito comparador , el cual es un diferenciador (Amplificador de instrumentación) , dicho circuito realiza la función de proporcionar o no amplificación a la diferencia (resta) de los voltajes colocados en las resistencias de las entradas del operacional , para este circuito la función de transferencia es la siguiente:

$$V_{out} = (R_4 / (R_3 + R_4)) (1 + R_2 / R_1) * V_{referencia} - R_2 / R_1 * V_{retroalimentado}$$

la cual se simplifica haciendo $R_3 / R_4 = R_1 / R_2$

$$V_{out} = R_2/R_1(V_{ref} - V_{retroalimentado})$$

Luego si $R_1 = R_2$

$$V_{out} = V_{referencia} - V_{retroalimentado} \quad (1.21)$$

En conclusión el voltaje de salida del diferenciador nos servirá para saber en cuanto el voltaje retroalimentado de la carga es diferente al voltaje de referencia.

1.12 Calculo de parámetros del integrador

El circuito que se muestra en la figura 1.22 es el equivalente a un integrador, pues su voltaje de salida V_o está dado por:

$$V_o = - 1/(R*C) * \int (V_{in}) dt \quad (1.22)$$

o en el dominio de la frecuencia como :

$$V_o = (- V_{in}) / (R*C_s)$$

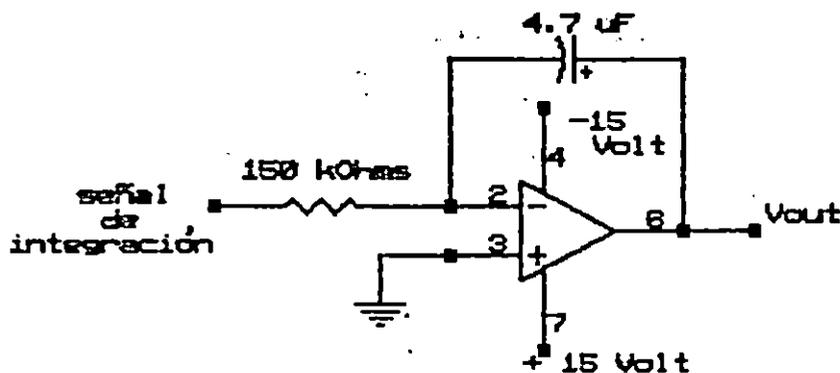


Figura 1.22 Circuito de un integrador con amplif.operac.

CALCULOS DEL INTEGRADOR

Condiciones :

si $V_{in} < 0 \Rightarrow V_o$ incrementa

$V_{in} > 0 \Rightarrow V_o$ disminuye

Cuando el voltaje de entrada es constante V_o es:

$$V_o = - V_{in} / (R * C) * (t) + cte \quad (1.23)$$

Para que V_o presente un cambio de 0.013 en estado estable cuando exista un $V_{in} = -0.01$ en un tiempo de 1 ciclo (16.66)m seg. siendo $C = 4.7 \mu f$, R debe valer:

$$R = - V_{in} * t / (C * V_o) \Rightarrow$$

$$R = 27K \Omega$$

Las formas de entrada y salida se muestran a continuación:

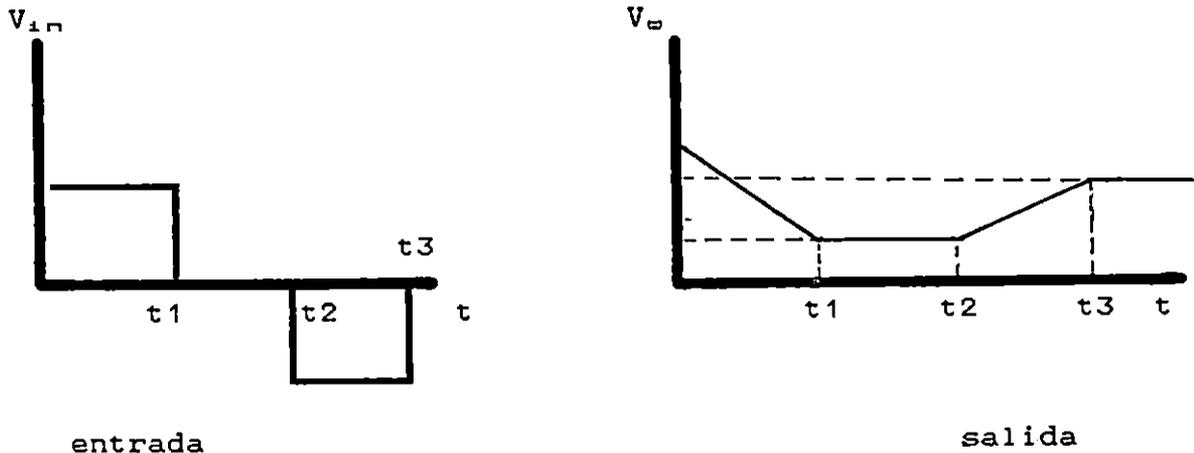


Fig. 1.23 Función de transferencia del integrador

CALCULO DE DIVISOR DE VOLTAJE PARA REFERENCIA

Este circuito determinará el voltaje a comparar dentro del diferenciador contra el valor de voltaje retroalimentado proveniente del convertidor R.M.S - D.C. .

Suponiendo el voltaje mínimo y máximo para el circuito , los cuales son 20 y 80 Volts respectivamente , calcularemos las resistencias limitadoras para el divisor de voltaje .

Tomando las diferentes ecuaciones de transferencia a lo largo de la ruta de retroalimentación desde la toma de la muestra hasta la entrada del diferenciador , tenemos primero la relación de transformación del transformador de muestra de voltaje de carga .

$$a = 120/20 = 6$$

Tomando el primer valor del voltaje de carga

$$V_{prim} = 20 \text{ Volt} \quad V_{out} = V_{in}/a = 20/6 = 3.33 \text{ Volts}$$

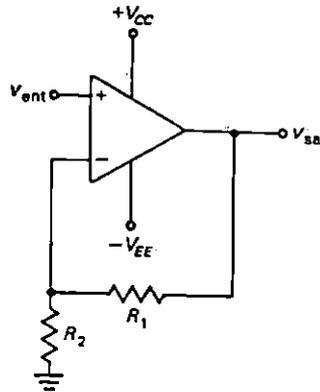


Figura 1.24 Amplificador no inversor

Luego este se reduce con un divisor de voltaje a un rango manejable por el AD636 ($0 \approx 200$ mVolts) teniendo como $V_{entrada}$ en el convertidor ;

$$V_{in} = V_{base} * (100k) / (100k + 10M) = 33 \text{ mVolts}$$

La salida en el convertidor es :

$$V_{out \text{ D.C.}} = V_{in \text{ R.M.S.}}$$

$$V_{out \text{ D.C.}} = 33 \text{ mVolts}$$

Por ser este un voltaje muy pequeño para ser comparado con un voltaje fijado manualmente, tenemos la necesidad de amplificarlo para lo cual se utiliza la configuración amplificadora no inversora mostrada en la figura 1.24. La ecuación de transferencia viene dada por :

$$V_{out \text{ amp.}} = (R_1 + R_2) / R_1 * V_{out \text{ D.C.}}$$

Sustituyendo $R_2 = 1.2k \Omega$ y $R_1 = 100k \Omega$ para tener una ganancia de 84, esta ganancia fue escogida previamente para

que el mayor voltaje a ser amplificado no sobrepase el valor de saturación del operacional .

$$V_{out \text{ amp}} = 84 * (V_{out \text{ D.C.}}) = 84 * 33 \text{ mV} = 2.772 \text{ Volts.}$$

Este será el voltaje que se deberá tener en el divisor del voltaje de referencia para obtener en la carga 20 Volts A.C.

Realizando el mismo procedimiento se llega a que para 80 Volts A.C. en la carga necesitamos establecer en el divisor un valor de 11.09 Volts.

Con estos dos valores de voltaje se procede a calcular las resistencias en el divisor

El circuito es el que se muestra en la figura 1.25

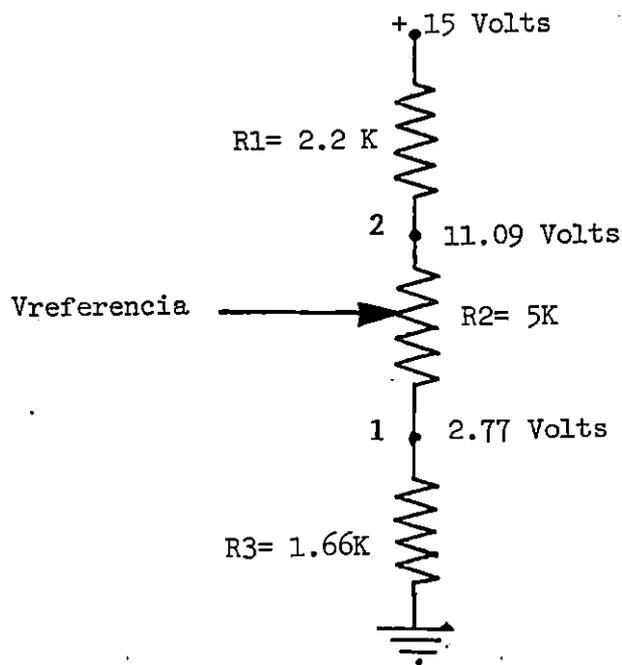


Fig. 1.25 Resistencias divisoras para el voltaje de referencia.

Por divisor de voltaje en el punto (1) estableciendo $R_2 = 5k \Omega$:

$$V_{R_3} = (R_3 * V_{in}) / ((R_1 + R_2) + R_3) =>$$

$$2.772 = (R_3 * 15) / ((R_1 + 5k + R_3))$$

$$R_3 / 2.772 = (R_1 + R_2 + 5k) / 15 \quad (a)$$

Por divisor de voltaje en el punto (2)

$$V_{(R_2 + R_3)} = ((R_3 + R_2) * V_{in}) / (R_1 + R_2 + R_3)$$

$$11.09 = ((R_z + 5k) * 15) / (R_1 + 5k + R_z)$$

$$(5k + R_z) / 11.09 = (R_1 + R_z + 5k) / 15 \quad (b)$$

igualando las ecuaciones (a) y (b):

$$2.772 / R_z = 11.09 / (5k + R_z)$$

despejando $R_z = 1.666k \Omega$

De (a) $R_1 = 15 * R_z / 2.772 - R_z - 5k = 2.32 k\Omega$

y R_1 será aproximadamente de $2.2k\Omega$

1.13 DISEÑO DE LA FUENTE DE ALIMENTACION

Del diagrama del circuito de la figura 1.26 podemos observar que esta fuente alimentará a reguladores integrados de voltaje los cuales tienen un mínimo de voltaje de entrada = 17 volt y un máximo de 35 volt de esto el voltaje más crítico es el de 17 volt.

Para asegurar un funcionamiento seguro dentro del rango de variación del voltaje de operación (130 - 90 volt) tomaremos al menos 18 volt.

Tenemos que seleccionando un transformador con 120/24 volt analizaremos el voltaje C.C cuando tenemos a la entrada 90 volt.

$$V_z / V_1 = 24 / 120 = 1 / 5 \Rightarrow V_z = \underline{18 \text{ volt}}$$

Obteniendo el Voltaje pico [1]

$$V_{z \text{ pico}} = V_z / 0.707 = \underline{25.46 \text{ volt}}$$

$$V_{CC} = V_{z \text{ pico}} \approx \underline{25.46 \text{ volt}}$$

Analizaremos cuando la entrada está en su límite máximo es decir 130 volt.

$$V_z = 130 / 5 = \underline{26 \text{ volt}}$$

$$V_{z \text{ pico}} = \sqrt{2} * V_z = \underline{36.77 \text{ volt}}$$

Para esta condición de trabajo de la fuente cuando sus salidas están conectadas a un regulador de voltaje este tipo de carga no actúa como una resistencia, sino como un disipador de corriente constante, es decir, una carga cuya corriente es fija aunque su voltaje varíe tomando

[1] Del libro: "PRINCIPIOS DE ELECTRONICA" [MALVINO].

como base la corriente que el regulador proporcionará a la carga y por lo tanto demandará a la fuente que tiene como valor máx. 1 amperio más un 10 % de consumo interno tomaremos una corriente de carga de 1.1 amp, tomando en cuenta esta corriente calcularemos el voltaje de rizado .

$$V_{r_{1z}} = I_L / (f * C)$$

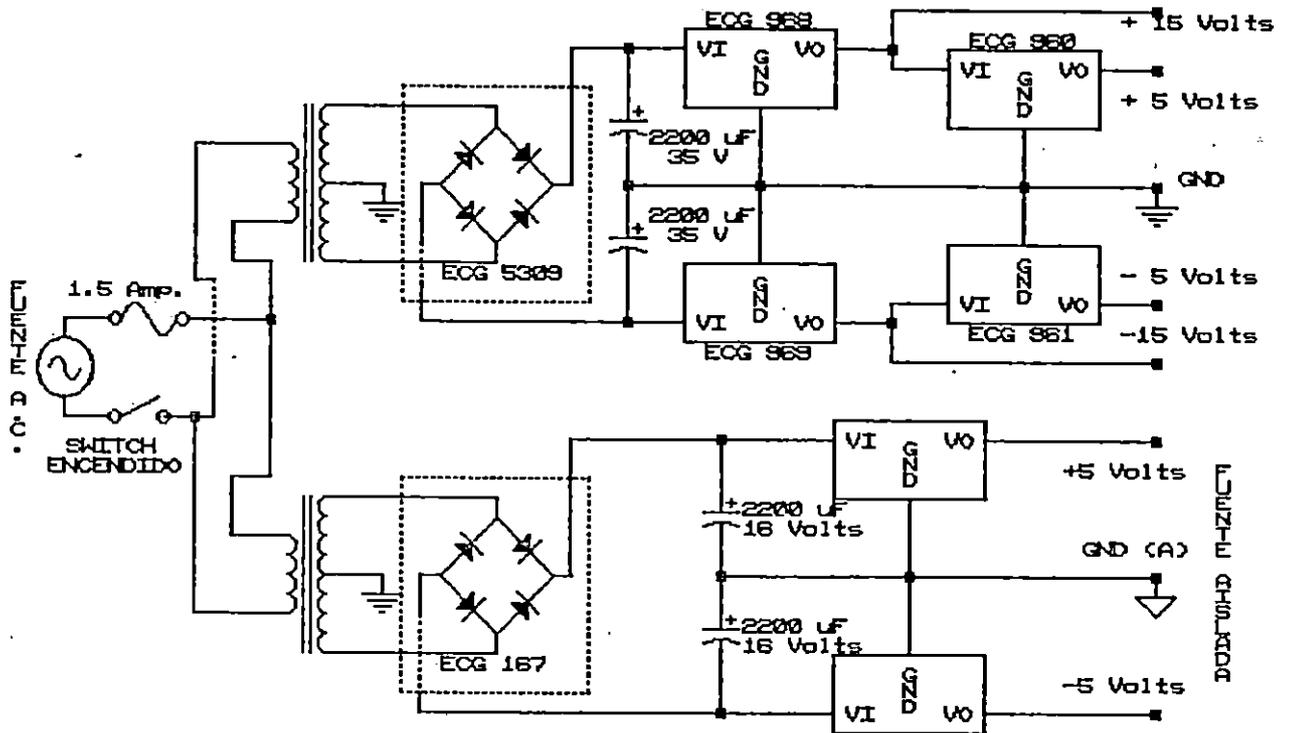


Fig. 1.26 Fuente de alimentación para el circuito de control.

tomando un condensador de valor grande para obtener el mínimo valor de rizado seleccionamos uno de 2200 µf

$$V_{r_{1z}} = 1.1 / (120 * 2200 \mu) = \underline{4.17 \text{ volt}}$$

con este resultado pasaremos a refinar los resultados obtenidos para el voltaje C.C originalmente calculados.

$$V_{CC_{min}} = V_{z \text{ piezo}} - V_{r_{1z}} / 2 = 25.46 - 4.17 / 2 = \underline{23.3 \text{ volt}}$$

Este voltaje es mayor al mínimo establecido para los reguladores

$$V_{CC_{MAX}} = 36.77 - 4.17/2 = \underline{34.6 \text{ volt}}$$

Este voltaje está por debajo del límite máximo. Por lo cual obtenemos los voltaje necesarios en la entrada del regulador.

CALCULO DE LOS DIODOS RECTIFICADORES.

Anteriormente se dedujo que la $I_{EE} = 1.1$ amp. Para un circuito puente la corriente de continua que pasa a través de cada diodo es $0.5 I_{EE}$.

$I_D = 1.1/2 = 0.55$ amp por lo tanto cada diodo deberá tener una corriente mayor que 0.55 amp, tendremos en cuenta También que tales diodos soportan el doble de corriente por tener dos reguladores de voltaje, $I_D = 1.1$ amp.

Otro parámetro para la selección del diodo es el voltaje de pico inverso (PIV), para un rectificador puente el PIV es igual, siempre al voltaje del secundario del transformador. De los cálculos anteriores tenemos: $PIV_{MAX} = \underline{36.77 \text{ volt}}$

Con estos dos parámetros podemos seleccionar el diodo ECG 117A, pero tomando en cuenta que existen en el mercado rectificadores puente integrados y que estos presentan una mayor versatilidad de conexión y de espacio al diseño propuesto seleccionamos el rectificador puente integrado ECG 5309 el cual cumple con los parámetros antes mencionados. (ver características en anexos)

1.14 Pasos a seguir para utilizar el convertidor monofásico A.C / A.C.

- 1) Determinar el voltaje a utilizar en el convertidor (entre el rango 20 - 80) y colocarlo utilizando el potenciómetro graduado para ello (escala impresa) .
- 2) Determinar el tipo de carga , ya sea resistiva ó resistiva-inductiva y colocar el switch marcado como "tipo de carga" en la posición correcta (R ó RL)
- 3) Conectar el convertidor a la línea A.C. (110 Volts) y encenderlo .
- 4) Conectar la carga a la salida del convertidor .

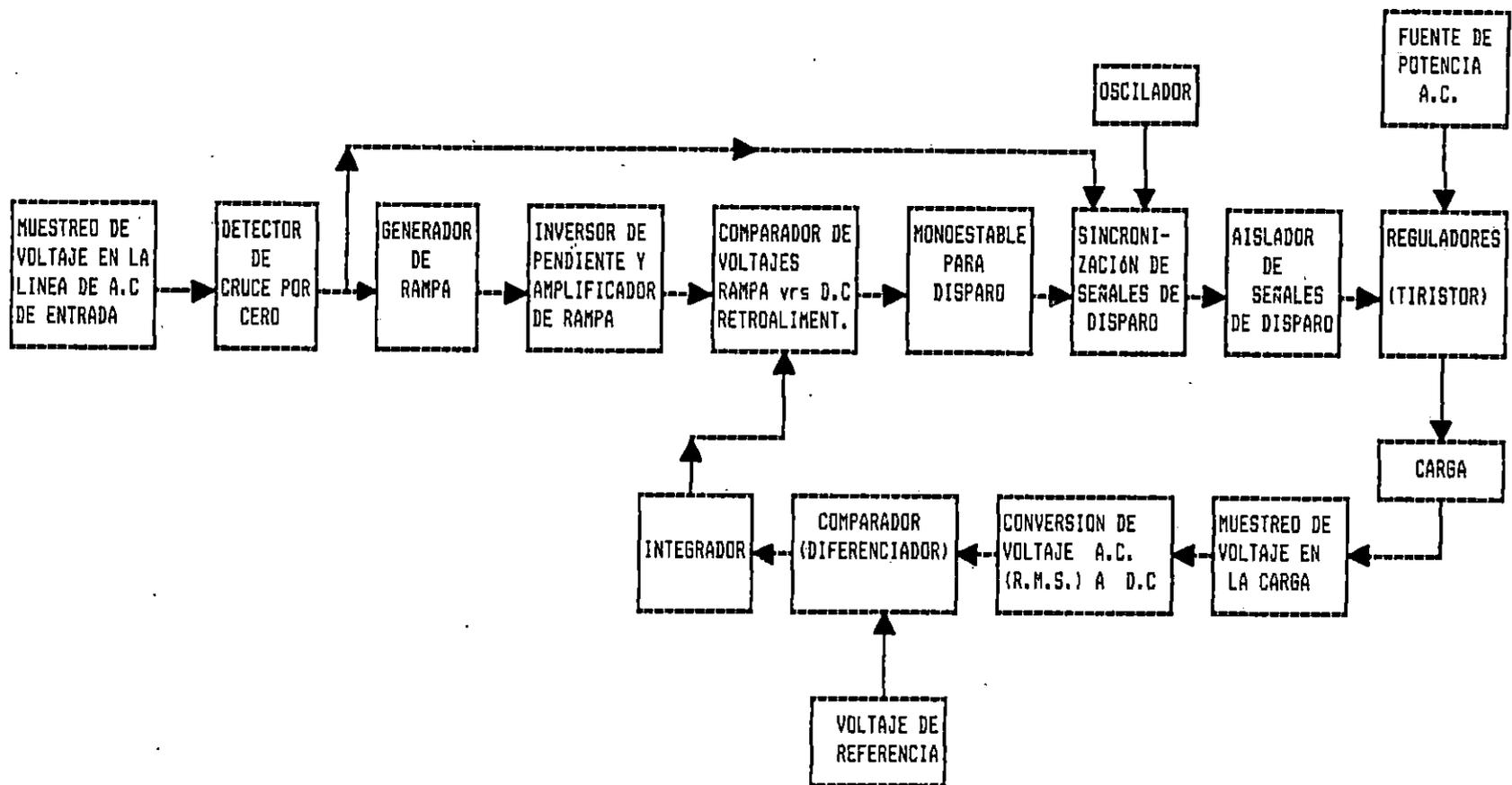
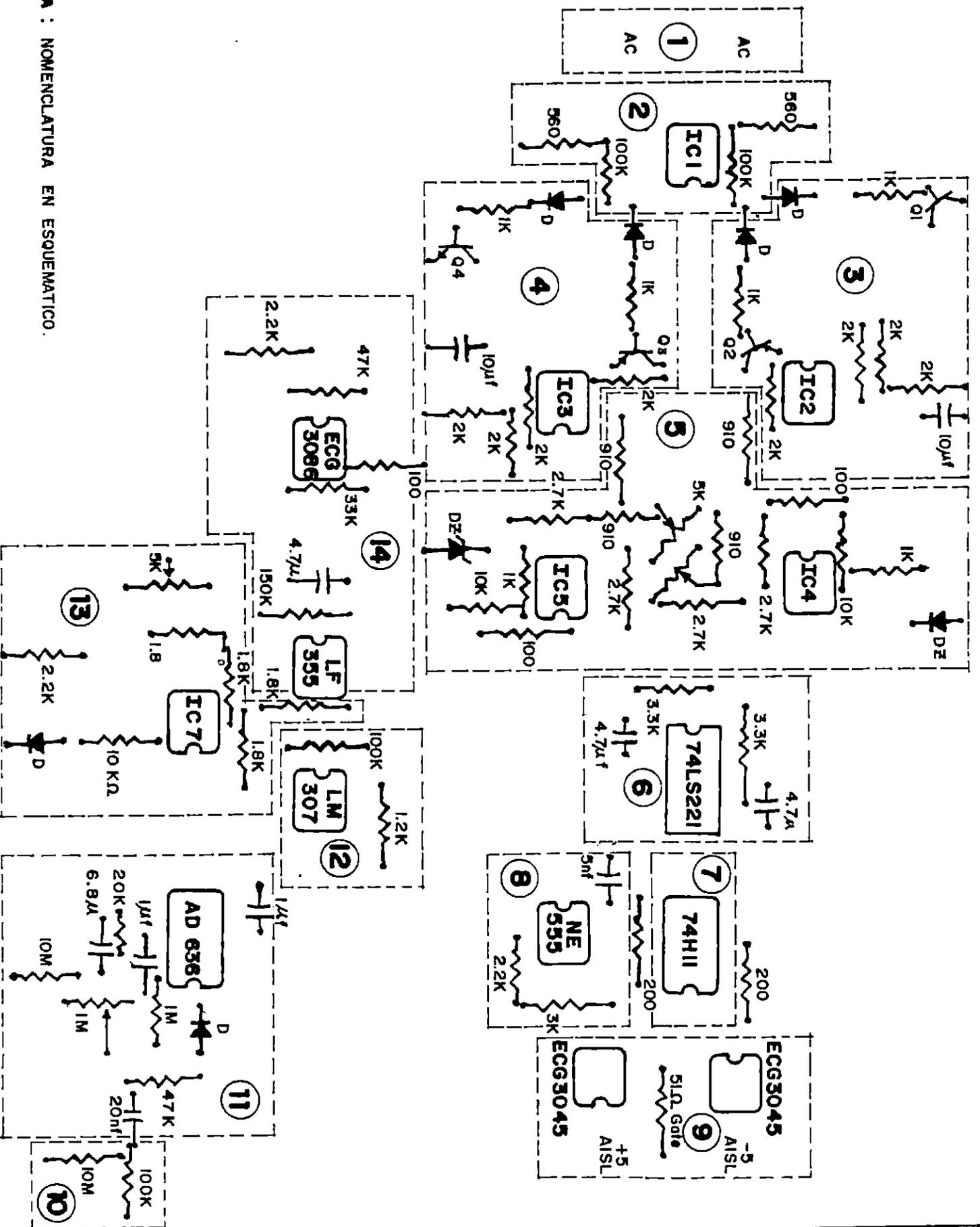


Figura 1.27 DIAGRAMA DE BLOQUES

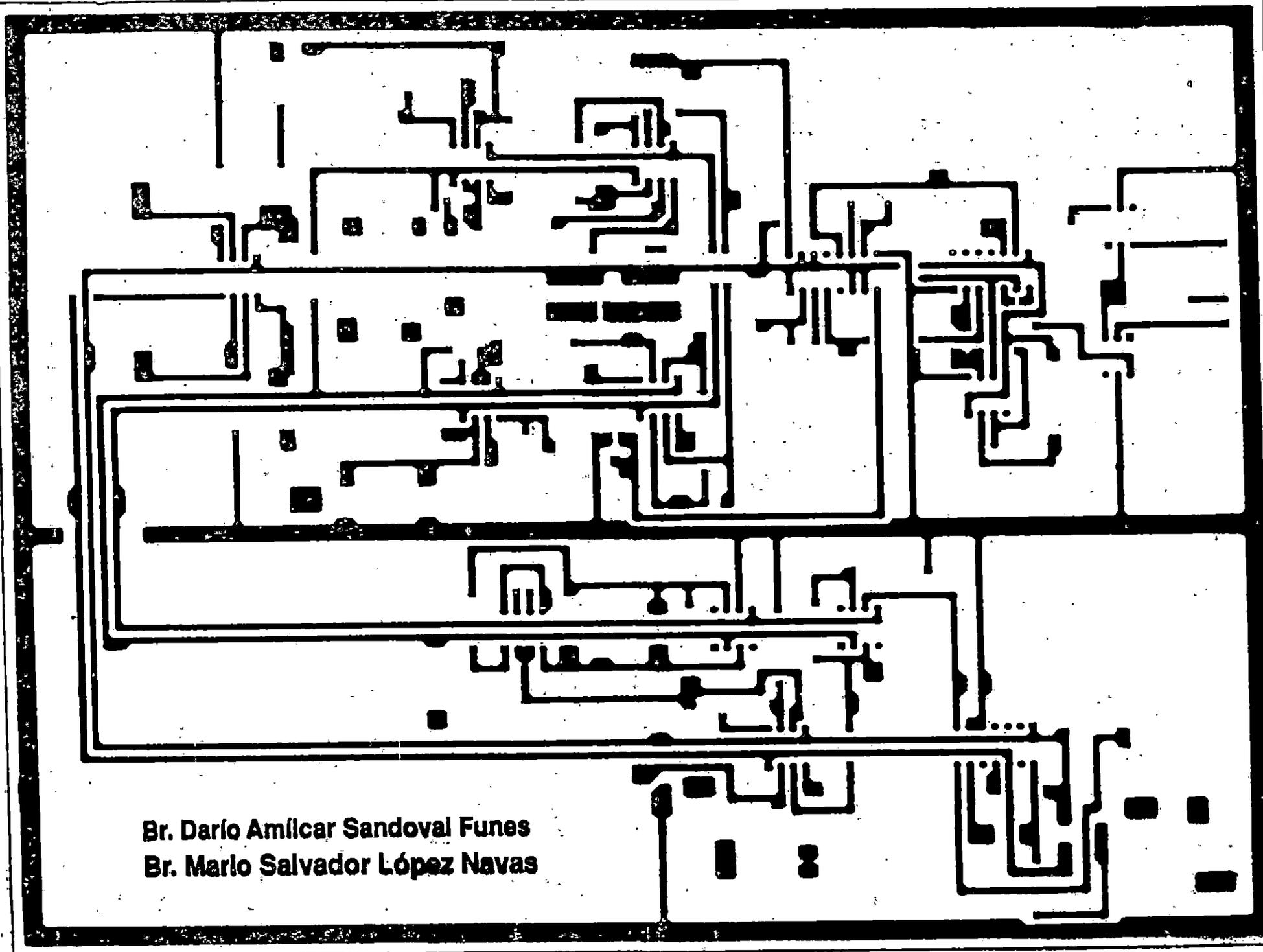
Tabla 1.2 Descripción del diagrama pictórico
(convertidor monofásico)

Función que realiza	de identificación
Toma de muestra de voltaje de línea	1
Detector de cruce por cero	2
Generador de rampa semiciclo positivo	3
Generador de rampa semiciclo negativo	4
Inversor de pendiente y amplificador de rampa (modulador del ancho del pulso)	5
Monoestable para el disparo	6
Sincronizador de los pulsos de disparo	7
Oscilador de 39K Hz	8
Aisladores de los pulsos de disparo	9
Toma de muestra de voltaje en la carga	10
Convertidor de voltaje A.C. (R.M.S.) a D.C.	11
Amplificador de voltaje de salida D.C. (retroalimentado)	12
Diferenciador (Amplificador de instrumentación) y comparador	13
Integrador	14



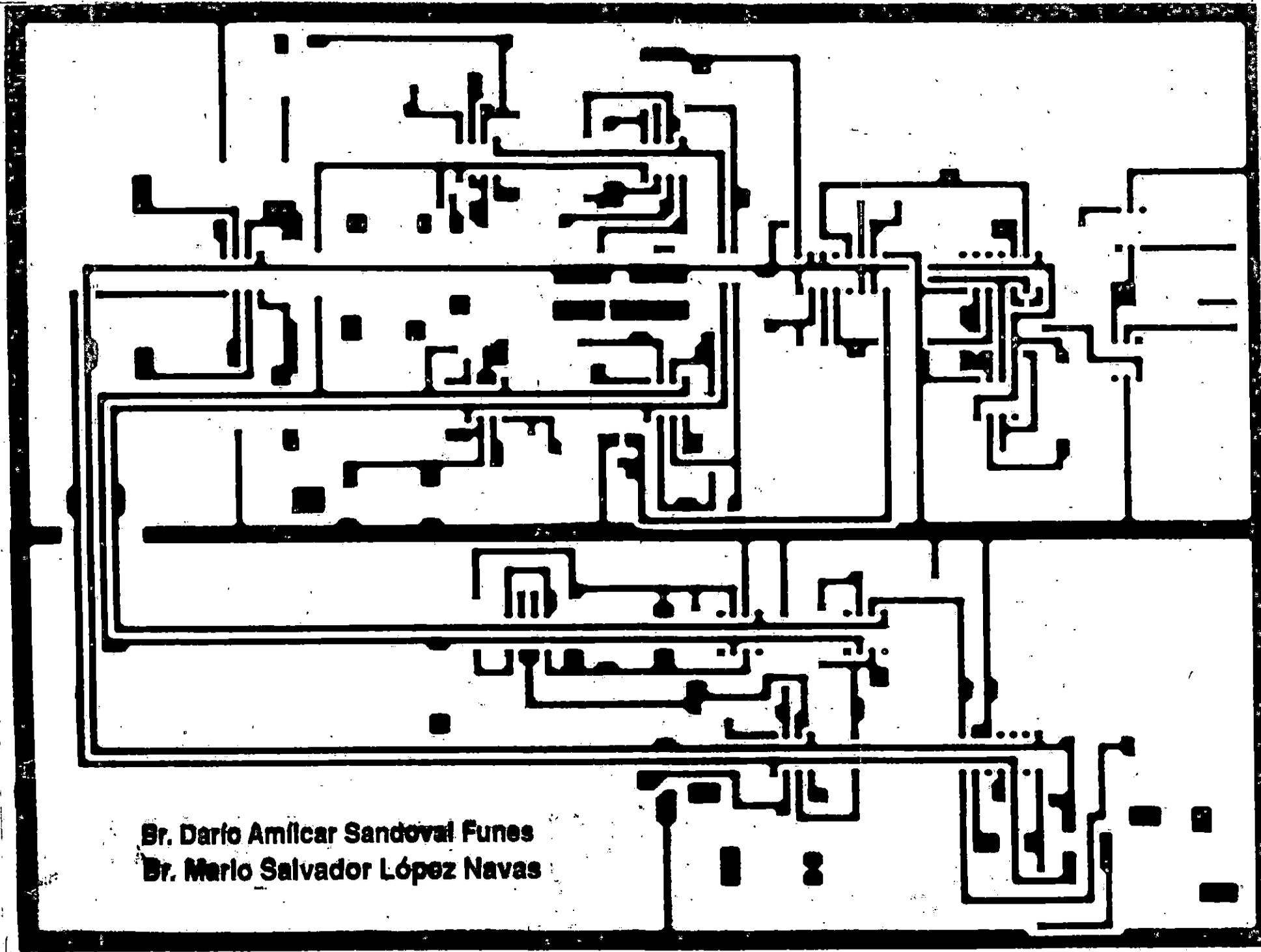
NOTA : NOMENCLATURA EN ESQUEMATICO.

Figura 1-28 DIAGRAMA PICTORICO DEL CONVERTIDOR MONOFASICO

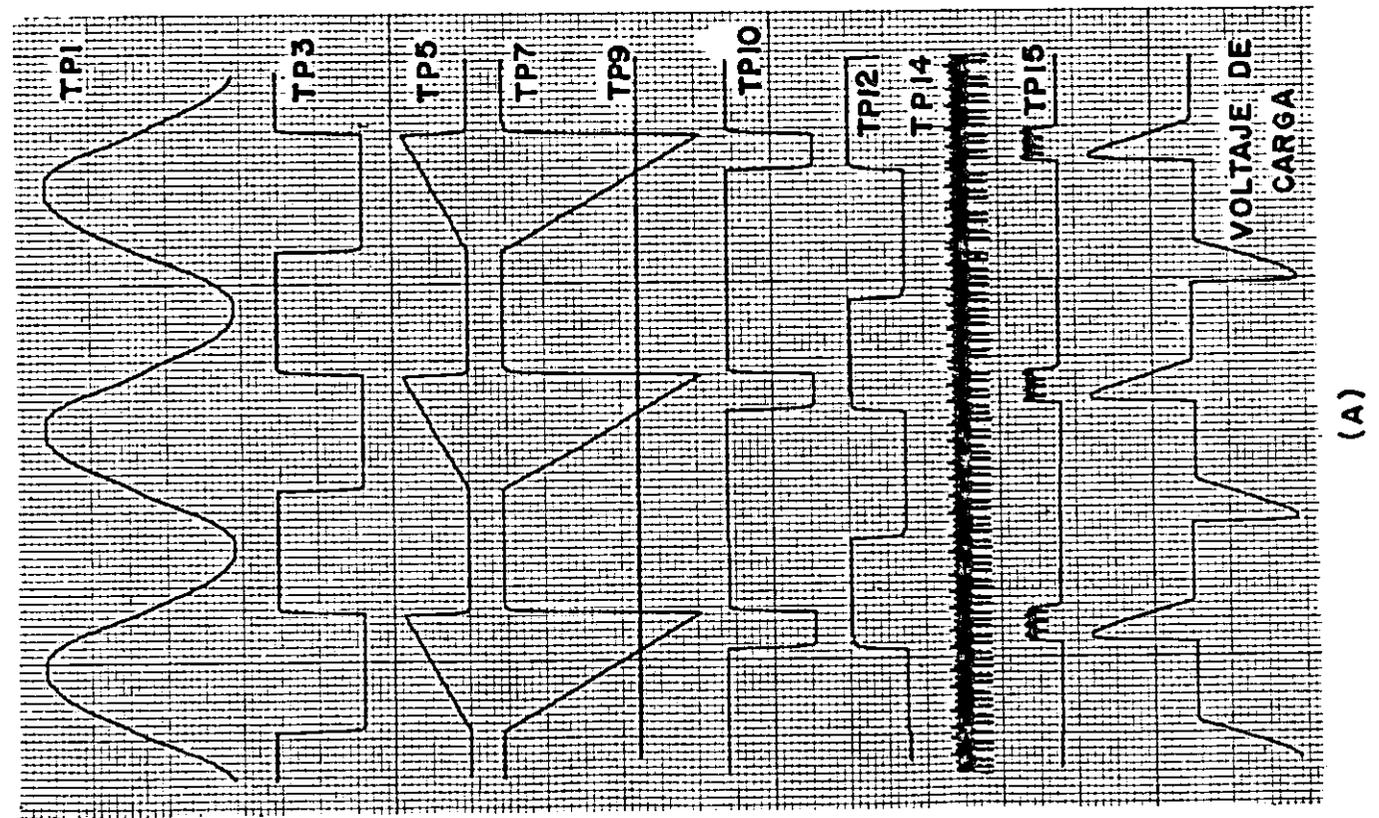


Br. Darío Amílcar Sandoval Funes
Br. Mario Salvador López Navas

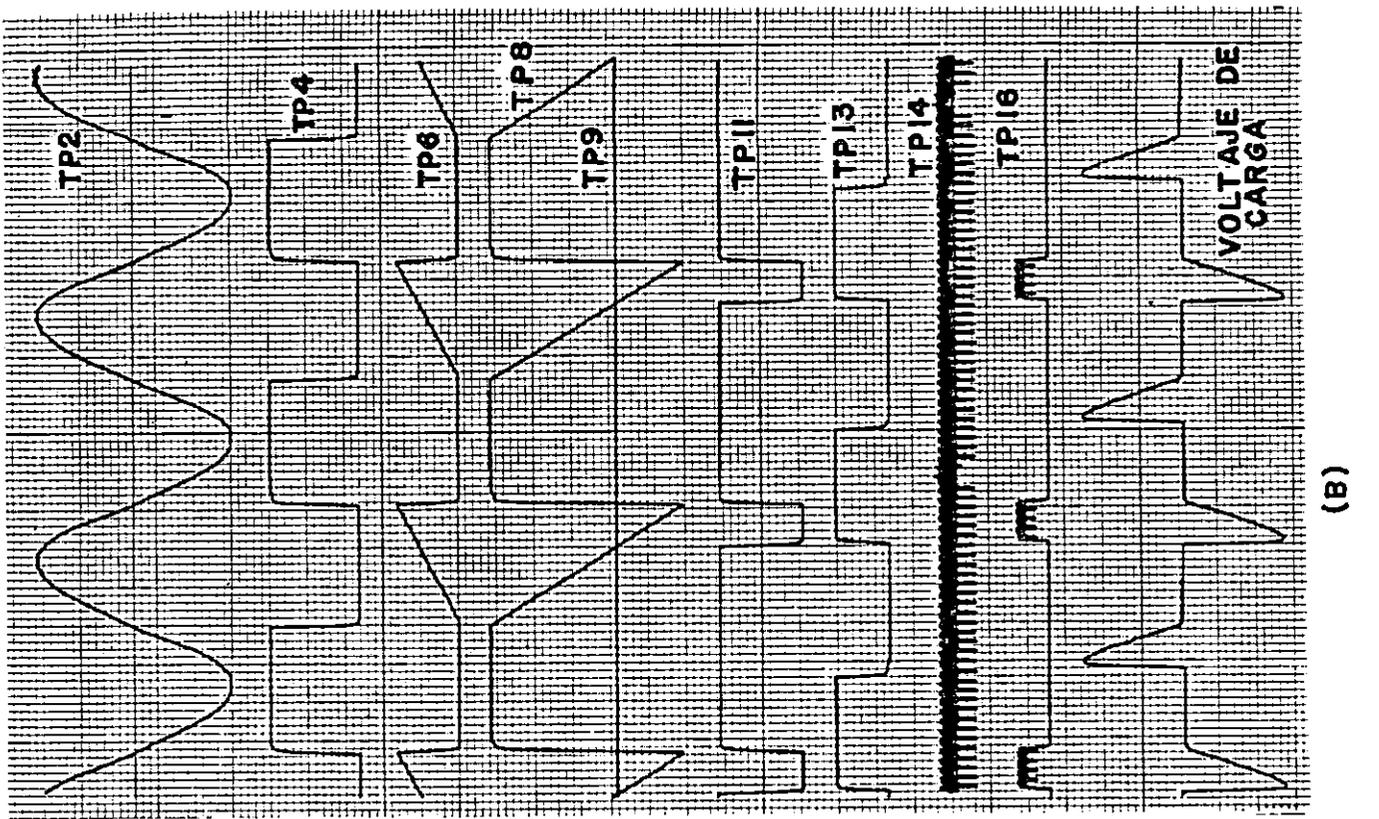
FIGURA 1.29 PATRON PARA EL CIRCUITO IMPRESO



Dr. Darío Amílcar Sandoval Funes
Dr. Mario Salvador López Navas

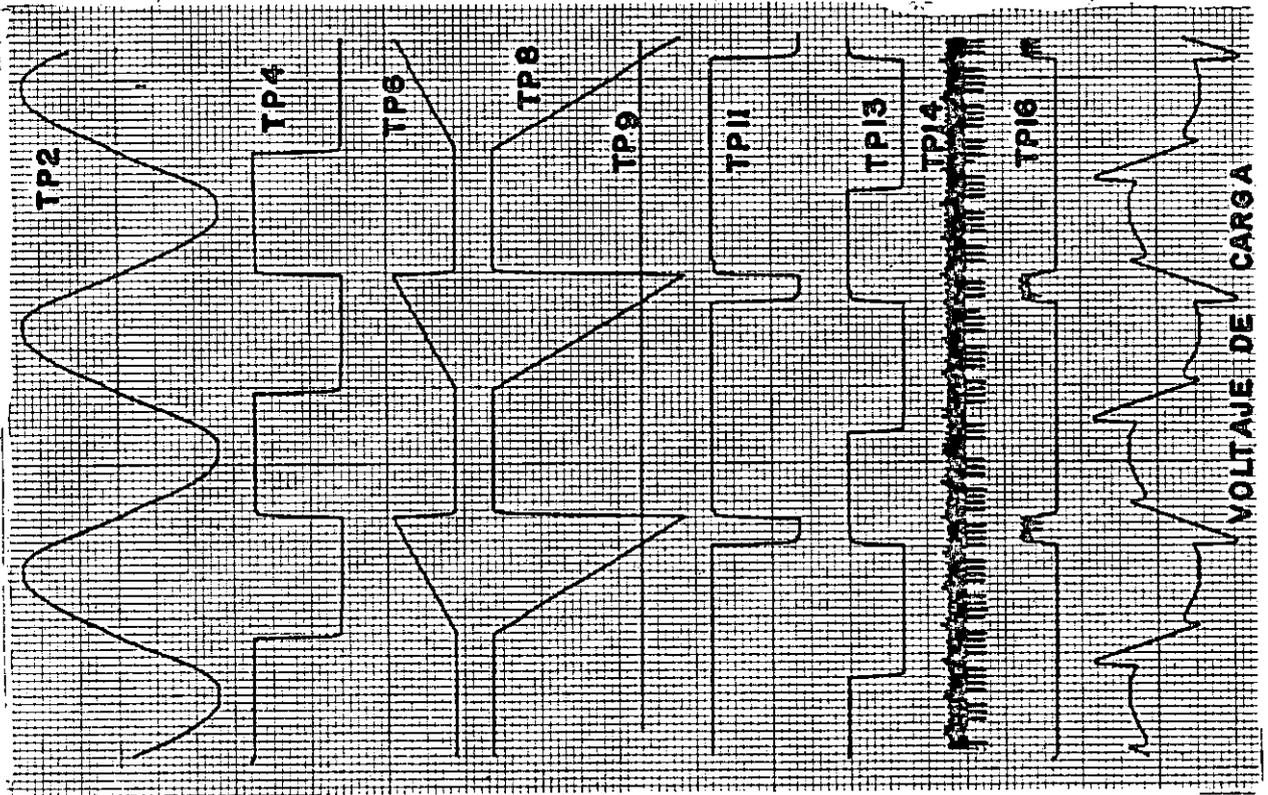


(A)

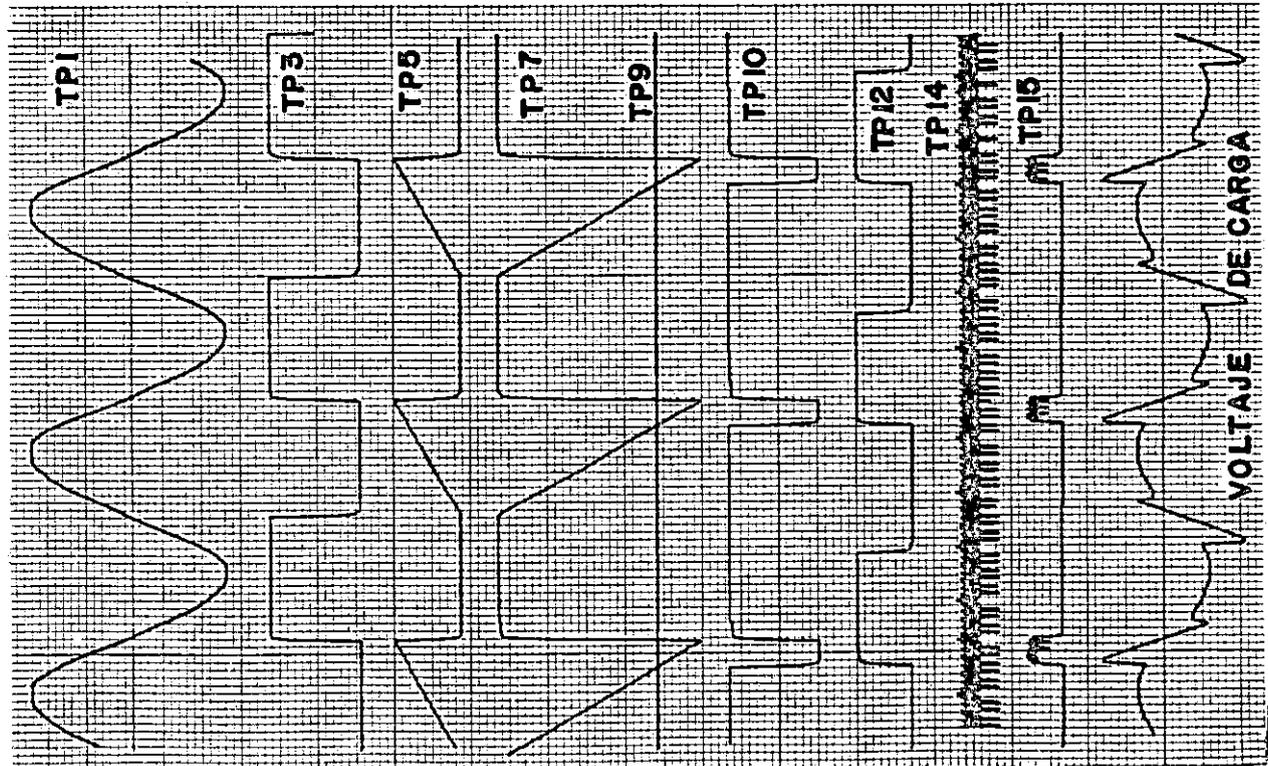


(B)

Figura 1.30 DIAGRAMA DE TIEMPOS PARA CARGA RESISTIVA
 a) semiciclo positivo b) semiciclo negativo



(B)



(A)

Figura 1.31 DIAGRAMA DE TIEMPOS PARA CARGA INDUCTIVA

a) semiciclo positivo b) semiciclo negativo

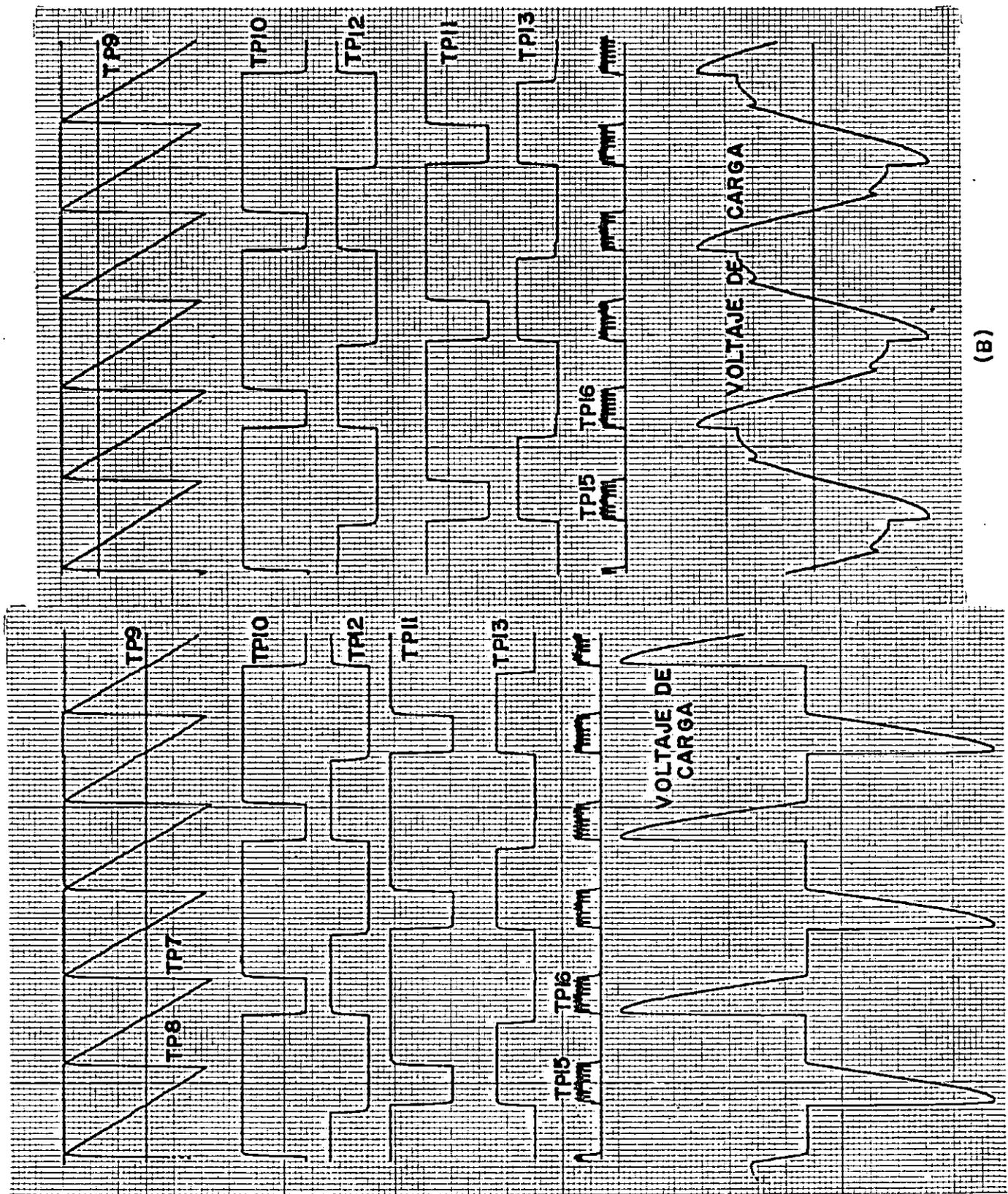


Figura 1.32 SUPERPOSICION DE SEÑALES (ambos semiciclos)
 a) carga resistiva b) carga inductiva

3KΩ
2.2 KΩ
50F
AISLADO

SIMBOLOGIA	
Q ₁ Q ₃	B492
Q ₂ Q ₄	C756
D	—IN4149
DZ	—IN4733
IC ₁ , IC ₂	} LM1458N
IC ₃ , IC ₄	
IC ₅ , IC ₆	

FUSE
10 A

TAJE DE ENTRADA

CONCLUSIONES, RECOMENDACIONES, Y PRECAUCIONES

- ** No conectar cargas que consuman más de 500 V.A. pues esto podría causar que el circuito salga de funcionamiento.
- ** No conectar motores que posean condensador permanente, si no se le coloca un filtro para reducir los armónicos.
- ** Seguir al pie de la letra los pasos para utilizar el convertidor más adelante detallados.
- ** Al observar las formas de onda en la compuerta del triac, tener cuidado de conectar la punta de referencia de la sonda del osciloscopio a la tierra aislada de la fuente del optoaislador ó al terminal MT1 del triac. Si el osciloscopio es de más de un canal asegurarse que las otras sondas no estén conectadas a cualquier otra tierra.
- ** Si el motor a ser conectado necesita condensadores de arranque debe asegurarse que estos serán desconectados en el momento en que el motor alcance una velocidad cercana a la nominal.
- ** Después de la construcción del circuito los objetivos planteados al inicio de nuestro trabajo de graduación fueron completados.
- ** Por su costo relativamente bajo el circuito puede ser utilizado para solucionar el problema de regulación que se presenta en la línea de distribución de energía eléctrica con el fin de proteger algún equipo y proteger su vida útil.
- ** El convertidor puede ser utilizado en sistemas de más potencia debido a que su control no depende del circuito de potencia, sólo habría la necesidad de cambiar esta etapa (tiristores) y modificar el aislador de los pulsos de disparo.
- ** Creemos conveniente que al convertidor construido se le agreguen algunos de los circuitos de protección construidos en los proyectos de ingeniería que se han realizado dentro de la Escuela de Electrica. Y un circuito que detente cuando el voltaje de línea se han salido del rango del convertidor para desconectarlo y a la vez desconectar a la carga.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- Dewan Straughen , Power Semiconductor Circuits .
Wiley Interscience , New York , 1975.

- Sen P. , Thyristor D.C. Drives , John Wiley & Son ,
Toronto Canada 1980 .

- Robert F. Coughlin/ Frederick F. Driscoll , Circuitos Integrados Lineales y Amplificadores Operacionales .
P.H.H. PRENTICE HALL.

- Timothy J. Maloney , Eléctronica Industrial
P.H.H. PRENTICE HALL.

- William Hayt Jr. , Análisis de Circuitos en Ingeniería ,
Mc. GRAW - HILL, 2ª EDICION.

- Guy Seguiet , Eléctronica de Potencia .
Editorial Gustavo Gili S.A. Barcelona.

- Jacob Millman / Arvin Grabel , Microeléctronics . Mc.
Graw - Hill , 2ª Edición

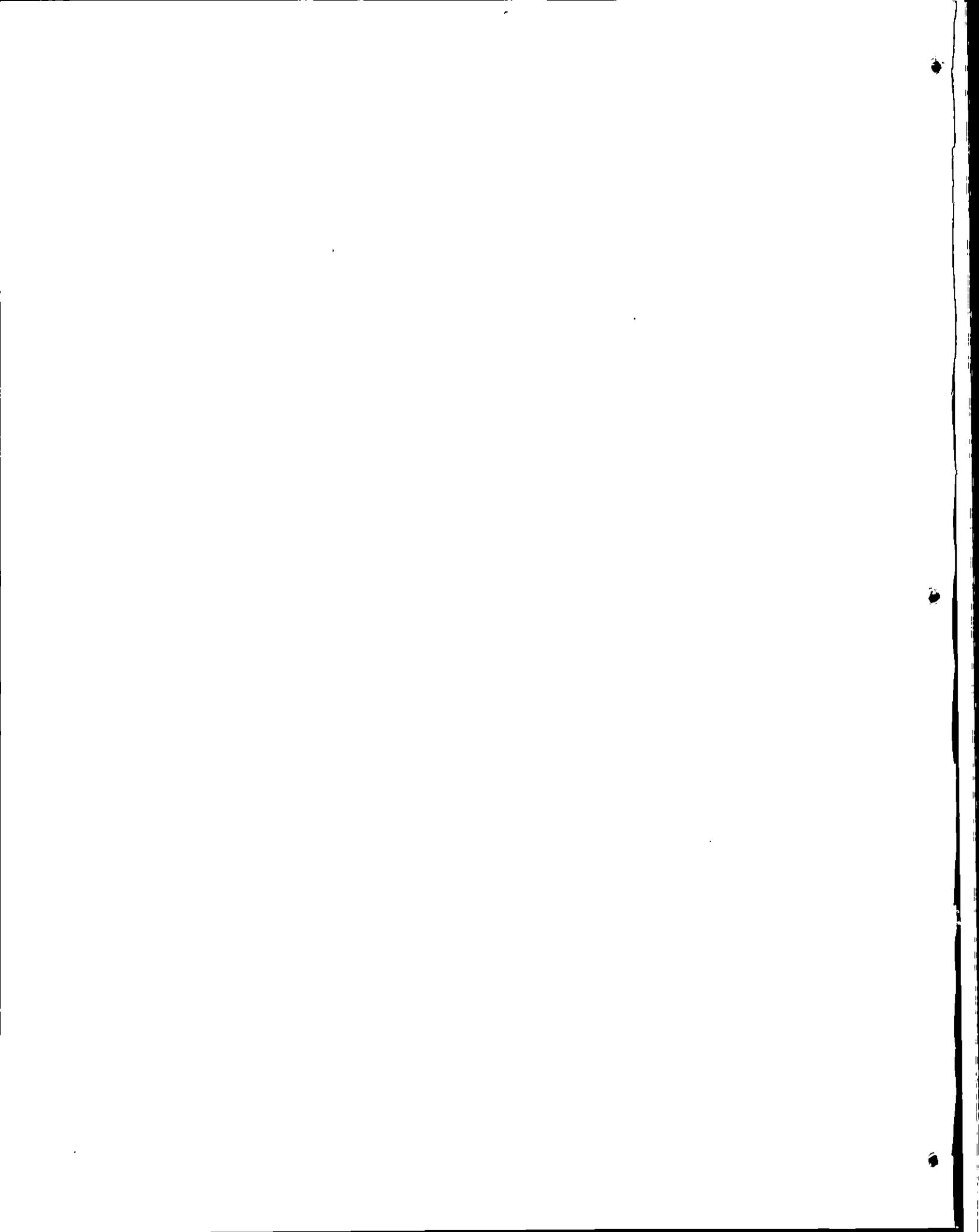
- Robert Boylestad/Louis Nashelsky , Electronica teoria de circuitos , P.H.H. Prentice Hall , 3ª Edición

- Albert Paul Malvino , Ph D . Principios de electrónica .
Mc. Graw - Hill 2ª Edición

- David f. Stout/Milton Kaufman , Handbook of Operational Amplifier Circuit Design . Mc. Graw - Hill Book Comp.

- Motorola Company , Thyristor Device Data

- Curtis D. Johnson , Process control Instrumentation Technology , John Wiley & Sons



CAPITULO II

DISEÑO DE UN CONVERTIDOR A.C./A.C. TRIFASICO DE 220 VOLTIOS DE SALIDA Y 2.5 KWATTS DE POTENCIA

Introducción

En este capítulo se enfoca la operación de los reguladores alternos trifásicos compuestos por semiconductores (triacs o S.C.R's). Todos los modos de operación en los que estos pueden funcionar así como los tipos de conexión que es posible hacer entre ellos.

Además se incluye una propuesta ó diseño de un posible regulador trifásico con las características de voltaje y potencia detallados.

Este circuito trifásico tendrá su base en el circuito monofásico construido y detallado en el capítulo I de este documento.

El diagrama de bloques para el circuito trifásico se muestra en la figura 2.1

2.1 Teoría del convertidor trifásico de onda completa conectado en estrella.

La figura 2.2 nos presenta el circuito del controlador de un sistema trifásico. En dicho circuito si la corriente de carga está fluyendo al menos dos tiristores deberán estar conduciendo.

Definiendo los voltajes línea a línea de la fuente como:

$$\begin{aligned} V_{AB} &= \sqrt{2} V * \text{Sen } \omega t && \text{Volts} \\ V_{BC} &= \sqrt{2} V * \text{Sen}(\omega t - 2\pi/3) && \text{Volts} \\ V_{CA} &= \sqrt{2} V * \text{Sen}(\omega t - 4\pi/3) && \text{Volts} \end{aligned} \quad \left. \vphantom{\begin{aligned} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{aligned}} \right] \quad (2.1)$$

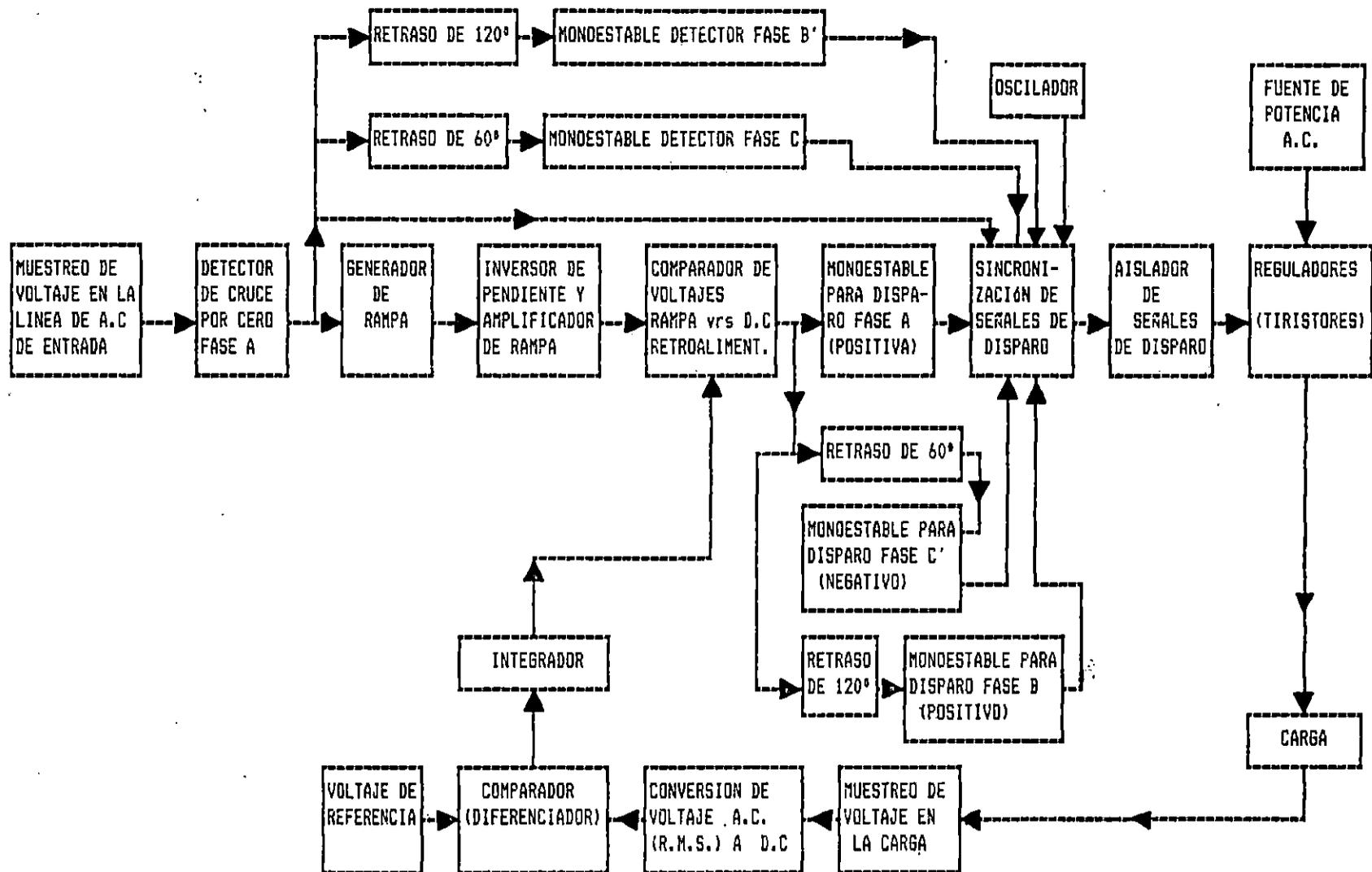


Figura 2.1 DIAGRAMA DE BLOQUES PARA MEDIO CICLO DE LA FASE SENSADA

Por lo que cada fuente de voltaje de línea a línea maneja corriente a través de dos ramales de la carga en serie . Es conveniente referir los ángulos de retardo de todos los tiristores al mismo dato , y para esto el valor de $\alpha = 0$ para el tiristor Q_1 es empleado.

En el establecimiento de este dato es bueno recordar la definición de el ángulo de retardo . Este es el intervalo medido en grados eléctricos por el cual el pulso de encendido es retardado por el control de fase en relación con la operación natural que podría ocurrir sin que este controlador esté presente .

En un circuito con carga puramente resistiva la fig. 2.2 ilustra la condición de la operación natural descrita en esta definición .

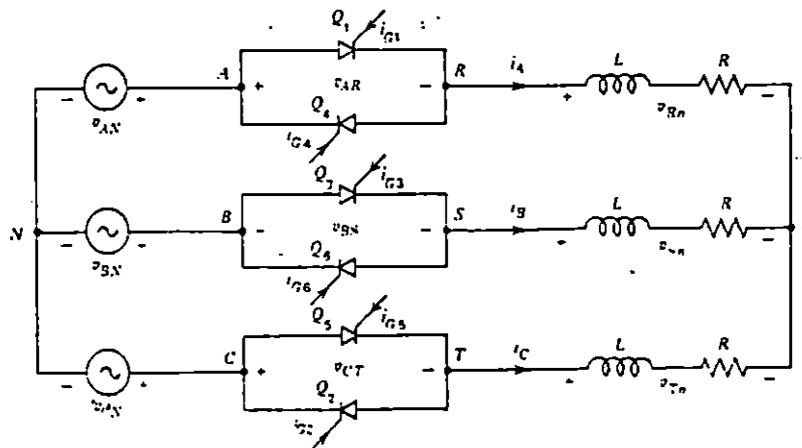


Figura 2.2 Controlador trifásico conectado en estrella

Las corrientes están en fase con los voltajes línea a neutro , y podría parecer que debería ser conveniente adoptar el valor de cero para V_{AN} como especificando el origen de la escala wt . Sin embargo , la discusión de la operación del controlador bajo cualquier otra operación a la ilustrada en la figura 2.3 debería ser tratada en términos de los voltajes de línea a línea , y por está razón el origen especificado por las ecuaciones (2.1) es utilizado . Puesto que :

$$\bar{V}_{AN} = 1/\sqrt{3} * \bar{V}_{AB} \angle -30^\circ \quad \text{Volts} \quad (2.2)$$

Entonces : $i_A = \sqrt{2}/\sqrt{3} \text{ sen } (\omega t - \pi/6)$ Amp. (2.3)

Un ángulo de retardo cero para el tiristor Q_1 es dado por el punto en la figura 2.3 al cual la corriente i_m comienza su semiciclo positivo. Tanto que para $\omega t = \pi/6$, $\alpha = 0$, y para cualquier otro valor de α :

$$\alpha = \omega t - \pi/6 \quad (2.4)$$

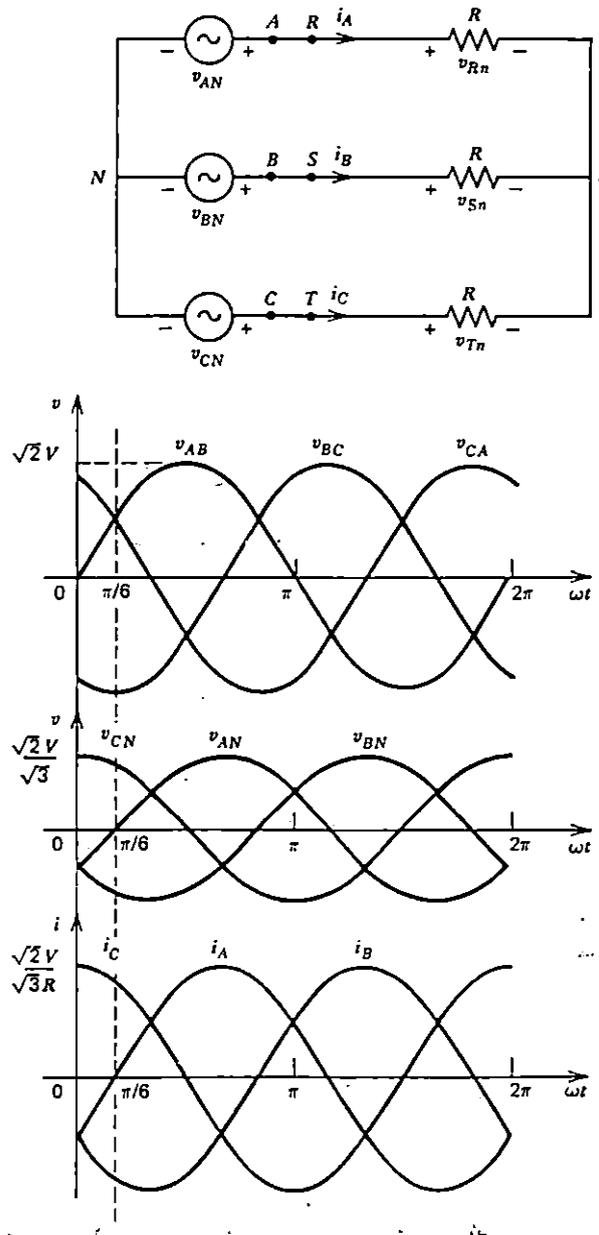
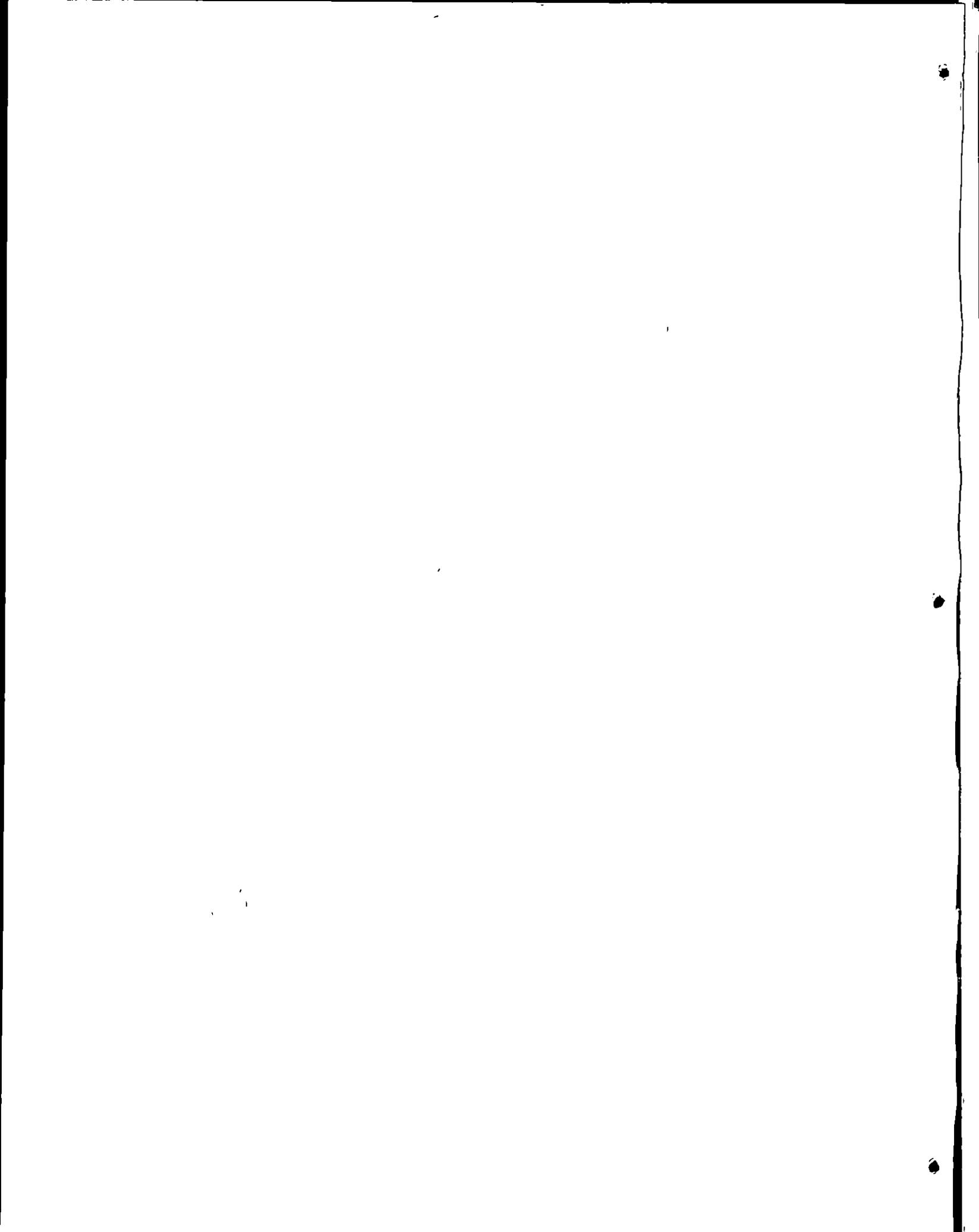


Figura 2.3 Determinación del dato para el ángulo de retardo



Las señales de disparo de los tiristores en las tres ramas deberían tener la misma secuencia y desplazamiento de fase de las fuentes de voltajes. Así si el ángulo de retardo del tiristor Q_1 es α . Entonces el de Q_2 debería ser $\alpha+2\pi/3$ y el de Q_3 debería ser $\alpha+4\pi/3$. El ángulo de retardo de Q_4 en la línea A debería ser $\alpha+\pi$, el de Q_5 debería ser $\alpha+2\pi/3+\pi$ y el de Q_6 debería ser $\alpha+4\pi/3+\pi$. La secuencia resultante de las señales de disparo es mostrada en la figura 2.4, donde un ángulo de retardo $\alpha = \pi/2$ para Q_1 ha sido mostrado.

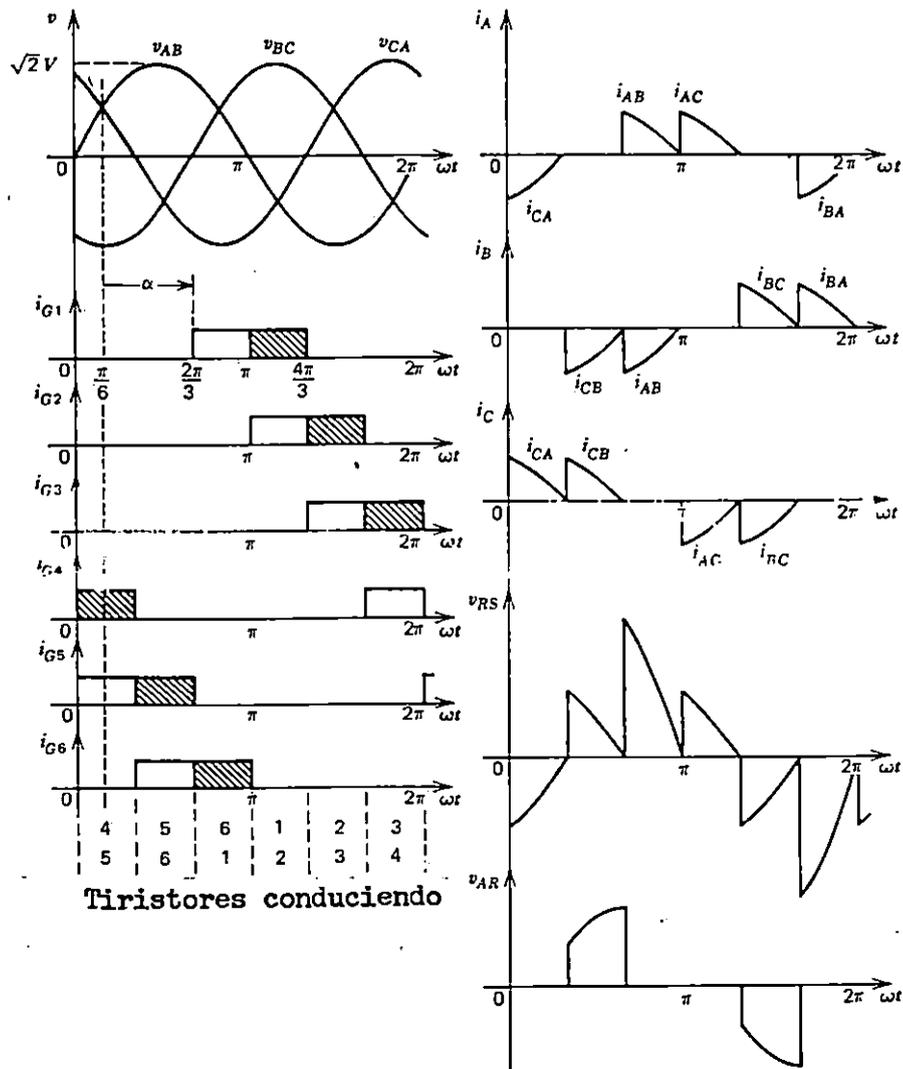


Figura 2.4 Formas de onda para el circuito de la fig 2.2
 $\phi = 0$, $\alpha = \pi/2$

Mientras la secuencia necesaria y los desplazamientos de las señales de disparo son conocidos, sin embargo, no es inmediatamente obvio que el rango de α ó de duración de las señales de disparo deban serlo. Si las señales de disparo son tan retardadas que no fluya corriente, sin embargo cualquier reducción de α podría resultar como corriente en la carga, entonces los tiristores deberan ser encendidos justamente en el instante en el cual el voltaje en directa aplicado a ellos desaparece.

En la figura 2.4, a $\omega t = 0$, V_{CA} es positivo. Los tiristores a través de los cuales el voltaje positivo V_{CA} tiende a manejar corriente son Q_3 y Q_4 en serie. Una señal de disparo debe por lo tanto ser aplicada ó ya existir sobre estos tiristores en $\omega t = \pi/3$, donde V_{CA} deja de ser positivo. Esto fija el punto final de los pulsos de i_{B4} y el punto de inicio de i_{B3} . Los puntos de inicio y los puntos de finalización de todas las otras señales de disparo para corriente de carga cero podrían ser relacionadas a estas dos, y las señales de disparo resultantes para el máximo ángulo de retardo que podrían dar salida cero son mostradas en la figura 2.4 por las partes sombreadas de los pulsos rectangulares de i_{B1} a i_{B6} . Cualquier incremento de salida demanda una extensión a la izquierda de estas señales de disparo de cero salida. Si la parte sombreada de los pulsos no esta presente, entonces sobre el rango $\pi/2 \leq \omega t \leq 5\pi/6$ únicamente un tiristor podría ser encendido y la corriente podría no fluir. La parte sombreada de el pulso de i_{B1} muestra que para carga resistiva el máximo ángulo de retardo del tiristor Q_1 es:

$$\alpha_{\max} = \pi - \pi/6 = 5\pi/6 \quad (2.5)$$

así que el rango de α requerido es $0 \leq \alpha \leq 5\pi/6$. Si el controlador está operando con carga puramente resistiva como el ángulo de retardo de i_{B1} es reducido desde $\alpha = 5\pi/6$ los tiristores comienzan a conducir dos a la vez, y este modo de operación continua hasta que α es reducido a $\pi/2$, la condición se muestra en la figura 2.4. Las formas de onda de la corriente de línea También son mostradas en la figura 2.4, y estas son hechas de pulsos de corrientes en dos líneas, como lo indican los subíndices de cada forma de onda. Los voltajes línea a neutro V_{RN} , V_{BN} , V_{TN} , tienen las mismas formas de onda que la corriente de línea. Los voltajes línea a línea pueden ser determinados de las ecuaciones tal como:

$$V_{RB} = V_{RN} - V_{BN} = R \cdot i_{aR} - R \cdot i_{aB} \quad (2.6)$$

y las formas de onda de voltaje V_{RB} es mostrada en la figura 2.4.

Cuando α es reducida abajo del valor de $\pi/2$, tres tiristores podrían conducir simultáneamente por intervalos de ωt cuyas longitudes dependen de α . De aquí podrían haber partes del ciclo cuando tres tiristores conducen; y esto será llamado Modo de operación I, y partes donde únicamente dos conducen, Modo de operación II. Las formas de onda de los voltajes de fuente línea a línea, las de los pulsos de disparo, y las de la corrientes de línea se muestran en la figura 2.5.

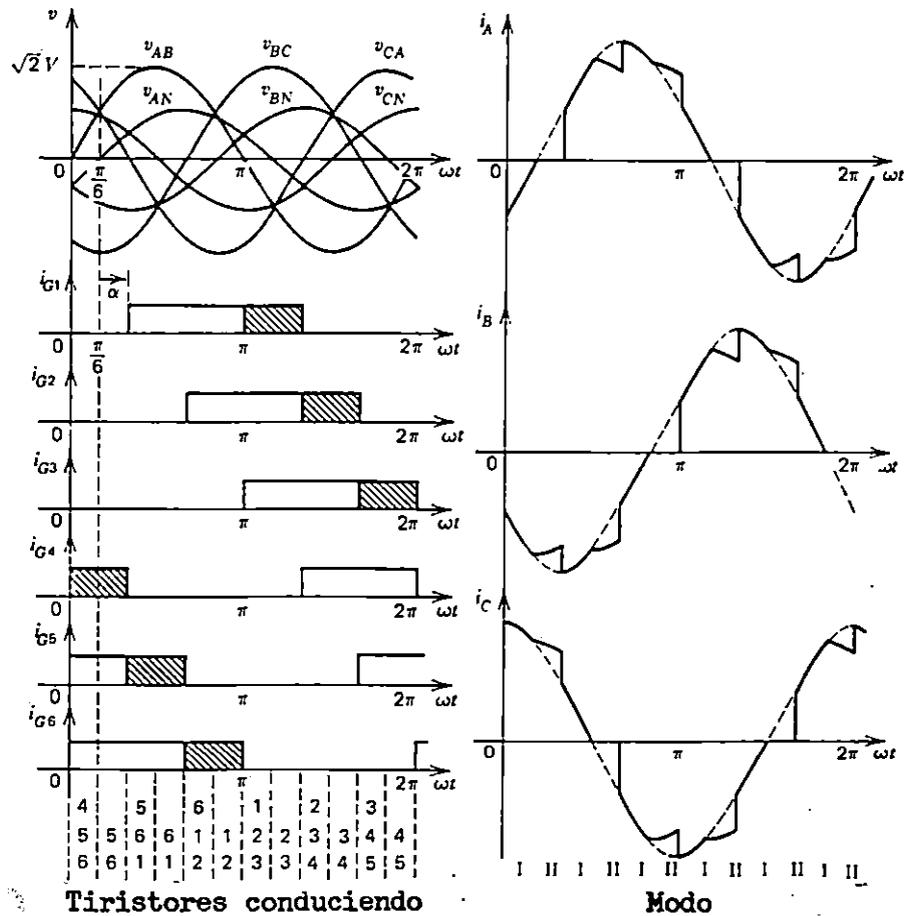


Figura 2.5 Formas de onda para el circuito de la Fig. 2.2 con $\theta = 0$, $\alpha = \pi/6$

Si el circuito de carga es puramente resistivo, entonces durante el modo de operación I el sistema podría funcionar como si los tiristores no estuvieran presentes. Las

formas de onda de la corriente de línea podría ser idéntica con la de los voltajes línea a neutro , y la amplitud y el ángulo de fase de la corriente en cada línea puede ser determinada como en la figura 2.3 .

Durante el modo de operación II , un voltaje línea a línea produce corriente en dos ramas del circuito de carga en serie . El voltaje línea a línea que es efectivo en cada intervalo del modo de operación II podrían ser determinado desde la tabla de "Tiristores conduciendo" en la figura 2.5

y el circuito de la figura 2.2 . Por ejemplo , durante el intervalo $\pi/6 < \omega t < \pi/3$, los tiristores Q_B y Q_C están conduciendo ; por lo tanto , el voltaje V_{BC} es efectivo . De la Figura 2.2 y la ecuación 2.1 , la corriente de B a C deberá ser entonces :

$$i_{BC} = i_B = -i_C = V_{BC}/(2R)$$

$$= \sqrt{2} V \text{ Sen } (\omega t - 2\pi/3)/(2R) \text{ Amp.} \quad (2.7)$$

También : $i_A = 0 \quad (2.8)$

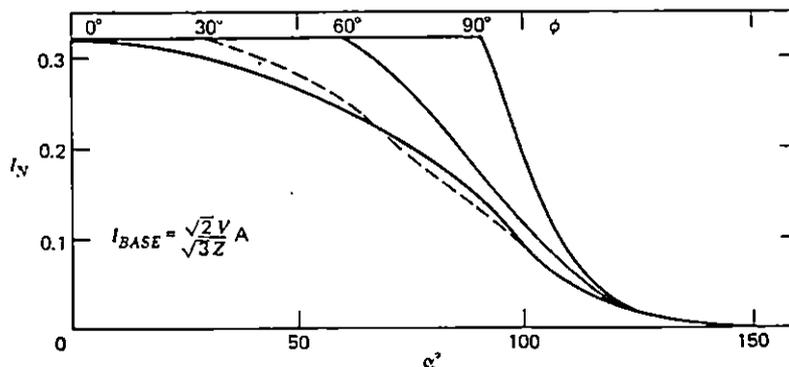


Figura 2.6 I_N contra α para los tiristores de la figura 2.2

Las corrientes durante el resto de las partes del modo de operación II podrían ser similarmente determinadas y son mostradas en la Figura 2.5 . Las formas de onda de los voltajes línea a línea en la carga pueden ser determinadas de las relaciones tales como las de la ecuación 2.6 . A

$\alpha = 0$ el modo de operación I continua a través de todo el ciclo, y las formas de onda de las corrientes para esta condición son indicadas en línea punteada en la figura 2.5. Curvas de I_N contra α y I_{RN} contra α para los tiristores son mostradas marcando $\theta = 0$ en las figuras 2.6 y 2.7 donde la corriente base empleada es $\sqrt{2} V / (\sqrt{3} R)$. Estas curvas pueden ser empleadas en el diseño de controladores para circuitos con cargas resistivas.

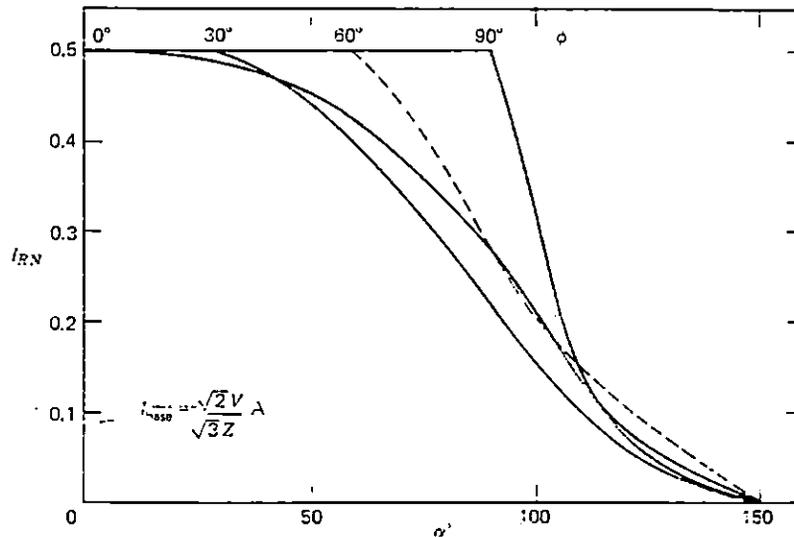


Figura 2.7 I_{RN} contra α para los tiristores de la Fig. 2.2

Quando la carga posee inductancia, el análisis se vuelve muy complicado, puesto que la conducción no cesa en el instante en el cual el voltaje línea a línea o línea a neutro cae a cero. Formas típicas de onda de corriente son mostradas en el oscilograma de la figura 2.8 y experimentalmente se determinan las curvas de I_N contra α y I_{RN} contra α para varios valores de θ que son mostrados en la figura 2.6 y 2.7 donde la corriente base empleada es $\sqrt{2} V / \sqrt{3} Z$. El mínimo valor de α requerido por un circuito de carga que posee inductancia tanto como resistencia es igual a θ , y cuando α es menor que este valor, el

sistema opera como que si el controlador no estuviera presente.

Es También necesario cuando escogemos un tiristor para una aplicación particular conocer cual es el máximo voltaje que sera aplicado a él. Mientras está claro que en el modo de operación I, cuando los tiristores en todas las tres líneas están conduciendo este voltaje podría siempre ser cero, pero no es obvio que el voltaje sera aplicado a los tiristores en la línea no conductora durante el modo II de operación. La naturaleza del circuito de carga no afecta este voltaje, tanto que podría ser determinado para un circuito de carga resistiva en la figura 2.2 y de las correspondientes formas de onda de la figura 2.4. Para todo el lazo externo de la figura 2.2

$$V_{CA} + V_{AR} + V_{RN} - V_{TN} - V_{CT} = 0 \quad V \quad (2.9)$$

mientras el tiristor Q_4 esta conduciendo.

$$V_{AR} = 0 \quad \text{Volt}; \quad 0 < \omega t < \pi/3 \quad (2.10)$$

cuando $\omega t = \pi/3$, el tiristor Q_6 enciende y Q_4 se apaga. Así :

$$V_{AR} \neq 0 \quad \text{Volt} \quad ; \quad \pi/3 < \omega t < 2\pi/3 \quad (2.11)$$

Durante este segundo intervalo, mientras Q_5 y Q_6 están conduciendo, y $i_a = 0$

$$V_{BE} = 0$$

$$V_{CT} = 0 \quad \pi/3 < \omega t < 2\pi/3 \quad (2.12)$$

$$V_{RN} = 0$$

Así para la malla inferior de la figura 2.2

$$V_{EC} + V_{TN} - V_{EN} = 0 \quad (2.13)$$

y puesto que :

$$V_{TN} = V_{EN} \quad \text{Volts} \quad (2.14)$$

llegamos a que :

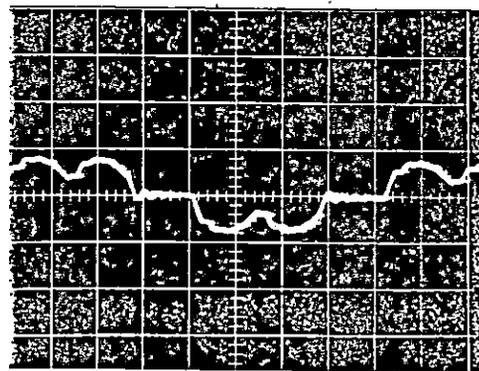
$$V_{TN} = -V_{EC} / 2 \quad \text{Volts} \quad (2.15)$$

La sustitución de las ecuaciones 2.12 y 2.15 en 2.9 da :

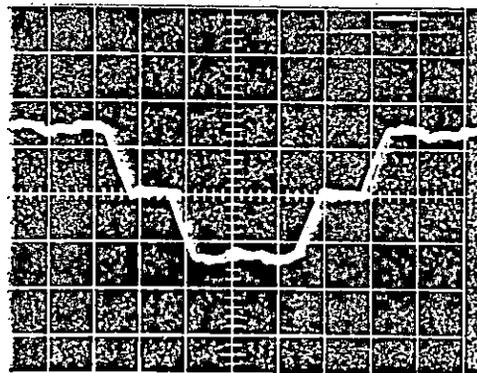
$$V_{CA} + V_{AR} + (V_{EC}/2) = 0 \quad (2.16)$$

Por lo tanto :

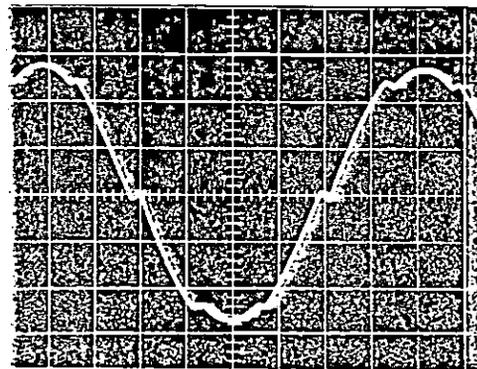
$$\begin{aligned} V_{AR} &= (-V_{EC} / 2) - V_{CA} \\ &= -\sqrt{2} \text{ V } [\frac{1}{2} \text{ Sen } (\omega t - 2\pi/3) + \text{ Sen } (\omega t - 4\pi/3)] \end{aligned}$$



(a) $\alpha = 135^\circ$



(b) $\alpha = 120^\circ$



(c) $\alpha = 90^\circ$

Figura 2.8 Oscilograma de la corriente de línea para el circuito de la Fig. 2.2 : $\theta = \pi/4$

$$= -\sqrt{2} V (\sqrt{3}/2) \cos(\omega t + \pi/3) \text{ Volts} ; \pi/3 < \omega t < 2\pi/3 \quad (2.17)$$

Y esta expresión para V_{an} aplicada también durante el intervalo $4\pi/3 < \omega t < 5\pi/3$. La correspondiente forma de onda de V_{an} es mostrada en la figura 2.4, donde se ve que el máximo valor ocurre cuando $\omega t = 2\pi/3$ y $\omega t = 5\pi/3$ y es de un valor igual a $\pm \sqrt{2} V * (\sqrt{3} / 2)$.

2.2 Teoría del controlador trifásico de onda completa conectado en delta.

Cualquier circuito de carga conectado en delta puede ser alimentado por un controlador trifásico de los tipos mencionados anteriormente. Sin embargo si los terminales de las tres ramas del circuito de carga están accesibles y pueden ser abiertos, entonces el arreglo del circuito de la figura 2.9 puede ser implementado, con el resultado que tiristores de bajo rango de corriente pueden ser utilizados en las líneas.

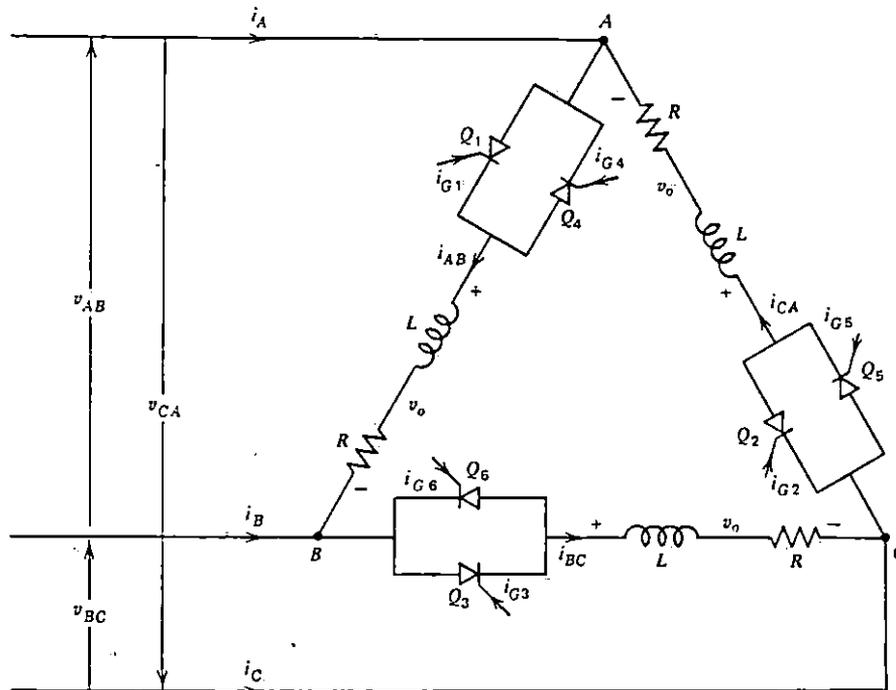


Figura 2.9 Controlador trifásico conectado en delta

Permitiendo que los voltajes de fuente línea a línea sean

$$\begin{aligned}
 V_{AB} &= \sqrt{2} V \text{ Sen } (\omega t) && \text{Volt.} \\
 V_{BC} &= \sqrt{2} V \text{ Sen } (\omega t - 2\pi/3) && \text{Volt} \\
 V_{CA} &= \sqrt{2} V \text{ Sen } (\omega t - 4\pi/3) && \text{Volt}
 \end{aligned}
 \quad \left. \vphantom{\begin{aligned} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{aligned}} \right] (2.18)$$

Las formas de ondas de estos voltajes son mostradas en la figura 2.10 y nuevamente las señales de disparo de los

tiristores tienen que tener la misma secuencia y desplazamiento de fase como lo hace la fuente de voltajes. Sin embargo en este circuito el ángulo de retardo para el tiristor Q_1 es cero en $\omega t = 0$, puesto que cada rama de la delta opera como un controlador excitado por una fuente de voltaje línea a línea. Las señales de disparo para un ángulo de retardo de $\alpha = 2\pi/3$ es mostrada en la Figura 2.10

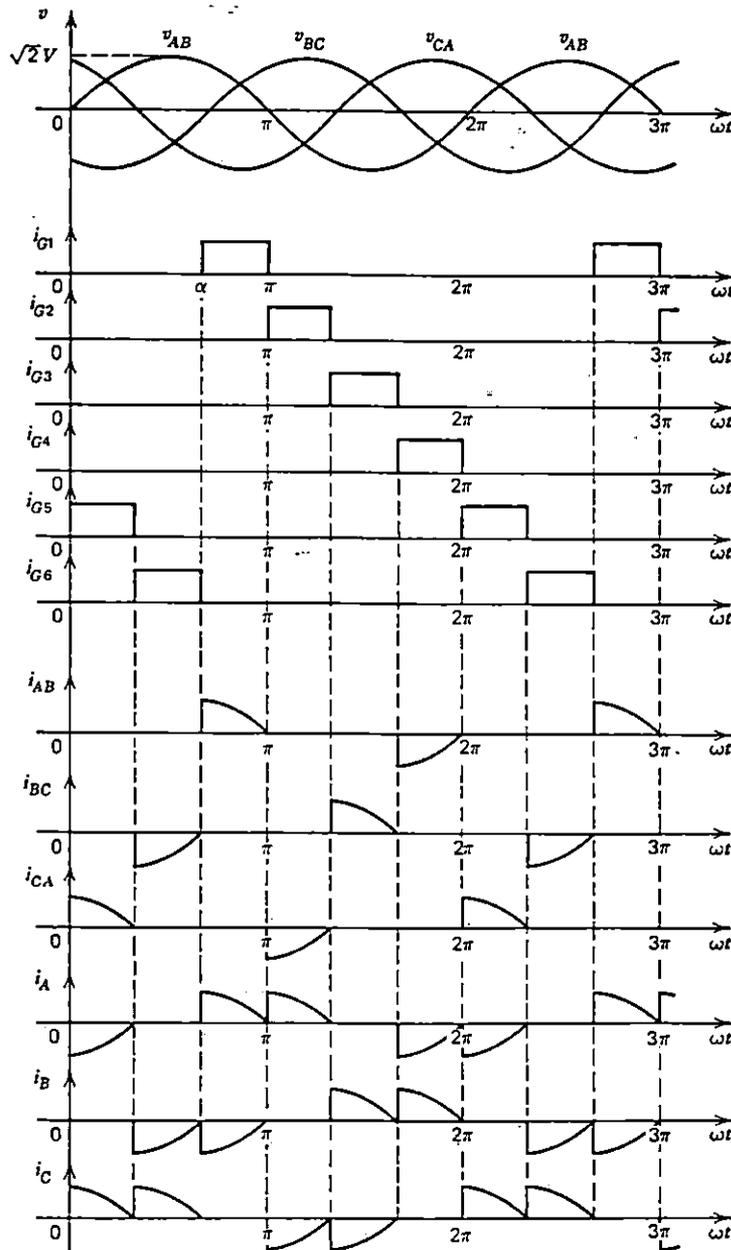


Figura 2.10 Formas de onda para el circuito de la Figura 2.9 : $\theta = 0$, $\alpha = 2\pi/3$

Las formas de onda de la corriente de rama para este ángulo de retardo y una carga puramente resistiva son mostradas en la figura 2.10. Para obtener control completo del voltaje de salida V_o con una carga resistiva, el ángulo de retardo debe ser variado en el rango de $0 \leq \alpha \leq \pi$. Cada voltaje de línea a línea de la fuente y la rama de la delta al cual es aplicada, podría ser analizada. Las corrientes de línea son:

$$\begin{aligned} i_a &= i_{ab} - i_{ca} && \text{Amp} \\ i_b &= i_{bc} - i_{ab} && \text{Amp} \\ i_c &= i_{ca} - i_{bc} && \text{Amp} \end{aligned} \quad \left. \vphantom{\begin{aligned} i_a \\ i_b \\ i_c \end{aligned}} \right\} \quad (2.19)$$

y sus formas de onda para un circuito de carga puramente resistivo es también mostrada en la figura 2.10. Como antes cuando α es reducido a 0 el circuito opera como si el controlador no está presente y la salida máxima es obtenida.

Debido a la conexión delta las componentes de tercer armónico de las corrientes de rama fluyen a través de la delta sin aparecer en la línea, puesto que estos armónicos de secuencia cero están en fase en las tres ramas. La corriente R.M.S. de rama es entonces:

$$I_{ab} = \left[I_{1R}^2 + I_{3R}^2 + I_{5R}^2 + I_{7R}^2 + I_{9R}^2 + \dots \right]^{\frac{1}{2}} \quad \text{A} \quad (2.20)$$

Mientras la corriente de línea R.M.S. es:

$$I_a = \sqrt{3} \left[I_{1R}^2 + I_{5R}^2 + I_{7R}^2 + I_{11R}^2 + \dots \right]^{\frac{1}{2}} \quad \text{Amp} \quad (2.21)$$

Por lo que:

$$I_a < \sqrt{3} I_{ab} \quad \text{A} \quad (2.22)$$

2.3 Propuesta de diseño del circuito para el convertidor trifásico

El convertidor trifásico constará de una etapa de control la cual sensará una fase y genera los seis pulsos de disparo para los seis SCR's o los tres triacs que regularán la potencia en la carga.

El diagrama de bloques para el regulador trifásico es el que se muestra en la figura 2.1

Básicamente las primeras cinco primeras etapas son exactamente las mismas que las del circuito monofásico las cuales generan las señales para el control de una fase, estas serán desfasadas para proveer el disparo a las otras

fuentes de alimentación . Únicamente se modificarán las etapas de potencia y disparo para los tiristores .

La secuencia de fase de la fuente de alimentación deberá ser secuencia de fase positiva . Cada tiristor lleva un desfase de disparo de 60° con respecto al último tiristor disparado para este tipo de secuencia .

El circuito de retroalimentación únicamente sensorá una fase y generará una señal de corrección para la modificación del ángulo de disparo de todas las fases de la fuente .

El circuito no es capaz de corregir una sola fase cuando exista desbalance de fase pues eso está fuera de los alcances del trabajo de graduación .

2.3.1 Circuitos desfasadores

Los circuitos desfasadores estarán compuestos por una serie de monoestables ó one shot integrados .

Dichos integrados se utilizarán en dos partes del convertidor :

- Uno será utilizado para generar la detección del cruce por cero de las fases no sensadas a partir de las señales de cruce por cero de la fase sensada .

- El otro será utilizado para generar las señales de cebado con sus respectivos desfases para todos los tiristores a partir de la señal de disparo que corresponde a un semiciclo de la fase sensada .

Básicamente son los mismos circuitos , con la única diferencia que los comanda diferente señal de entrada y su lógica es la siguiente :

Llamaremos " A " al semiciclo positivo de la fase sensada y " A' " al semiciclo negativo de dicha fase y así para las otras fases , además supondremos secuencia positiva en la fuente .

Para "A" no se necesita retardo , durando su pulso $T/2 = 180^\circ \approx 8.33\text{m seg}$ y este será la referencia para los demás pulsos . La secuencia de estos pulsos de disparo será la siguiente :

A C' B A' C B'

Y como se dijo anteriormente estos pulsos llevarán 60° eléctricos entre cada uno de ellos . Ahora esto lo lograremos conectando los monoestables de la siguiente manera :

Tomando el semiciclo positivo de la fase "A" , el flanco de bajada del modulador del ancho del pulso activará el monoestable para el disparo del semiciclo positivo "A" , (el cual como se dijo anteriormente durará 180° al igual

que los demás) al monoestable que genera el pulso de retardo de 60° para el one shot del semiciclo negativo de la fase C (C') y al monoestable que generará el pulso de retardo de 120° para el one shot del semiciclo positivo de la fase B .

Ahora para la generación de los detectores de cruce por cero , el flanco de bajada del semiciclo negativo (A') activa el monoestable que proporciona el retraso de 120° para el one shot del semiciclo negativo de la fase B (B') y también el monoestable de 60° de retraso para el one shot del semiciclo positivo de la fase C .

Todo lo descrito anteriormente puede observarse en el diagrama de tiempo de la Figura 2.11 . También del diagrama de tiempo puede verse que los dos one shot de los detectores de cruce por cero pueden ser sustituidos por uno solo que tenga un ancho de pulso de $T/2 + \theta^\circ$ donde

$\theta^\circ =$ ángulo de retraso con respecto al semiciclo de referencia de la fase sensada .

Para el semiciclo negativo de la fase sensada el análisis es exactamente el mismo generando las señales complementarias a las obtenidas en el otro semiciclo .

Los one shot son construidos utilizando el I.C.74LS221 y su configuración se discute en la sección 1.4 del capítulo I .

Los cálculos para los retrasos son los siguientes :

- Para lograr un retraso de 60° siendo $C = 1 \mu F$ y $\tau = 2.77$ mseg $\equiv 60^\circ$:

$$R = \tau / (0.69 * C) = 2.77m / (0.69 * 1\mu) = 4026 \Omega$$

- Para lograr un retraso de $120^\circ \equiv 5.556$ mseg . $C = 1 \mu F$

$$R = 5.556 m / (0.69 * 1 \mu) = .8 k\Omega$$

- Para lograr un pulso de ancho de $\tau = 8.33$ mseg = 180°

$$C = 4.7 \mu F \quad R = 8.33 m / (0.69 * 4.7 \mu) = 2.57 k\Omega$$

- Para obtener un pulso con un ancho de $180^\circ + 60^\circ = 240^\circ = 11.11$ mseg

$$C = 1 \mu F \Rightarrow R = 11.11 mseg / (0.69 * 1 \mu) = 16.1 k\Omega$$

$$C = 4.7 \mu F \Rightarrow R = 3.426 k\Omega$$

- Para obtener un pulso con un ancho de $180^\circ + 120^\circ = 300^\circ \equiv 13.88$ mseg.

$$\text{Si } C = 1 \mu F \Rightarrow R = 13.88 mseg / (0.69 * 1\mu) = 20.13 k\Omega$$

$$C = 4.7 \mu F \Rightarrow R = 4.3 k\Omega$$

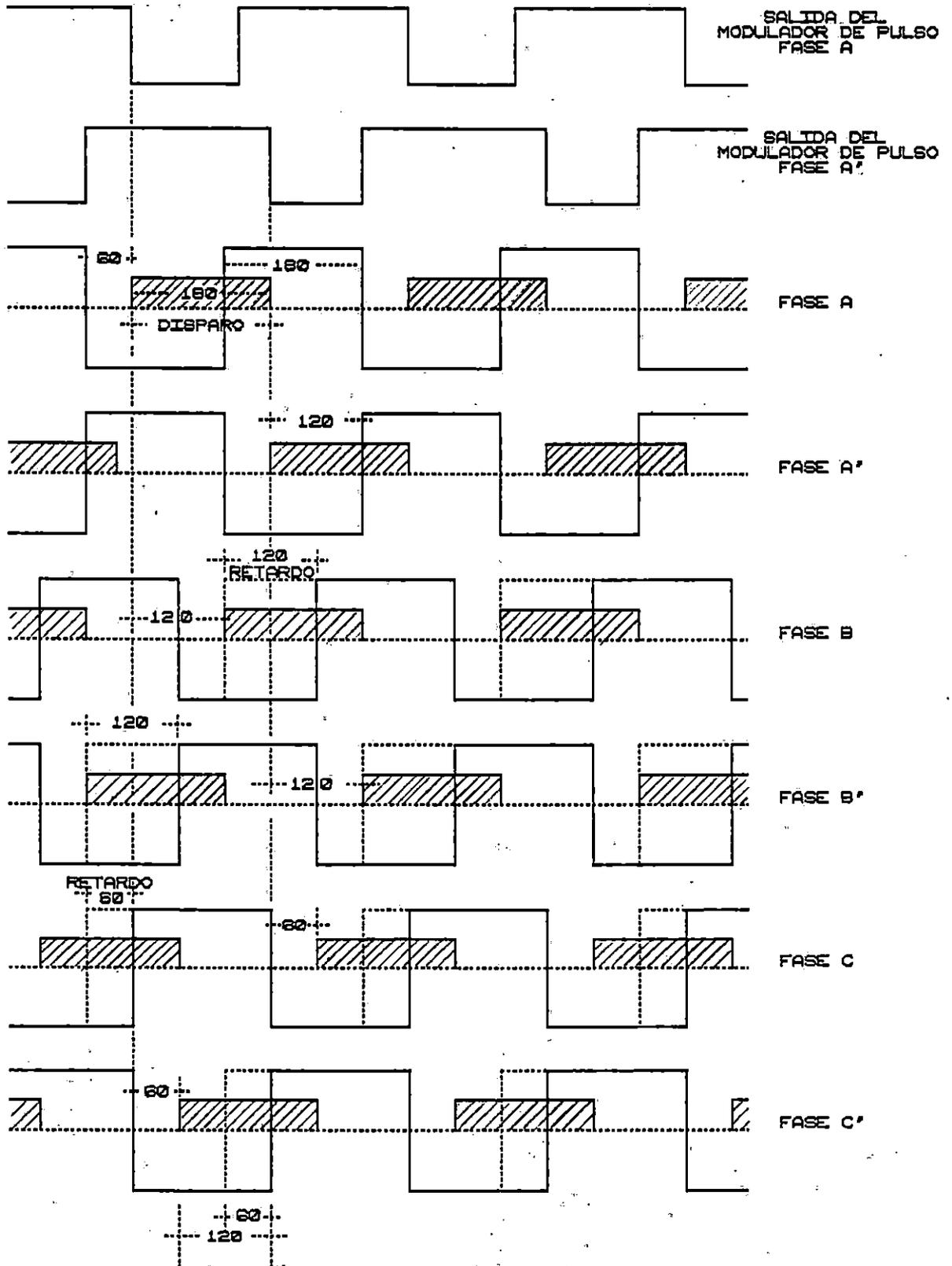


Figura 2.11 Diagrama de tiempos de las señales de disparo y de los detectores de cruce por cero para el trifásico .

2.3.2 Circuito sincronizador de pulsos de disparo

Al igual que en el circuito monofásico este consta de dos compuertas AND de tres entradas por fase , en las cuales la tabla 1.1. (Tabla de verdad) se cumple , así como todas las características descritas para el monofásico .

2.3.3 Circuito aislador de los pulsos de disparo

El circuito aislador de pulsos de disparo para el circuito trifásico constará como en el monofásico de dos optoaisladores por fase haciendo de tal manera seis optoaisladores en total .

La configuración será exactamente la misma con la modificación en la corriente de colector para excitar la puerta del triac con confiabilidad .

También será necesario construir tres fuentes aisladas como la construida en el monofásico , para cada par de optoaisladores .

Para el tipo de triac a utilizarse (el ECG 5675 cuyas características se muestra en anexos) , la corriente mínima de encendido es de 80 mAmp. Por lo que tendremos que garantizar que esa será la que al menos deberá llegar a la puerta del tiristor .

Redibujando el circuito :

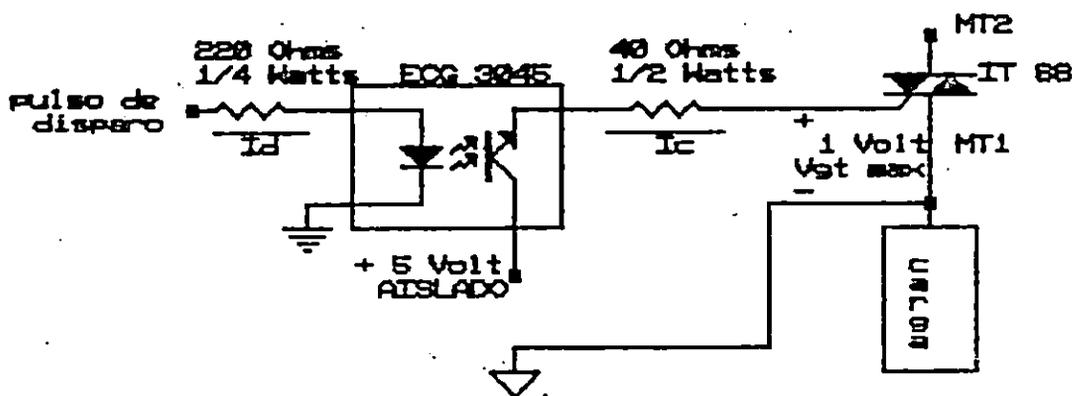
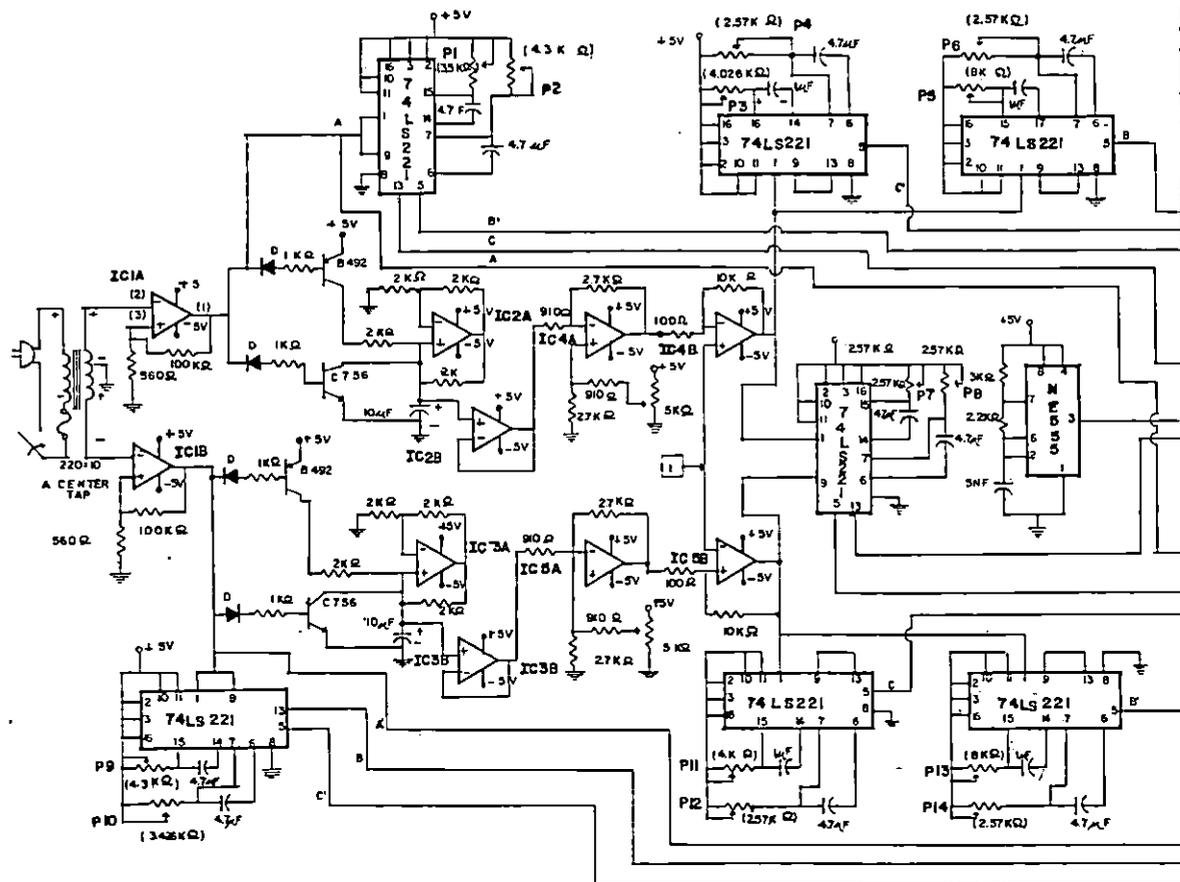


Figura 2.12 Circuito aislador de los pulsos de disparo para el trifásico



SIMBOLOGIA	
()	AJUSTE DEL POTENCIOMETRO
P5, P13	10KΩ
P4, P6, P7, P8, P12, P14	33KΩ
P1, P2, P3, P9, P10, P11	5KΩ
IC1, IC2, IC3, IC4, IC5, IC14	MC 1458
D	EGG IN 4149
IC6, IC7	SN 74HLJ
IC8, IC9, IC10, IC11, IC12, IC13	EGG 3045

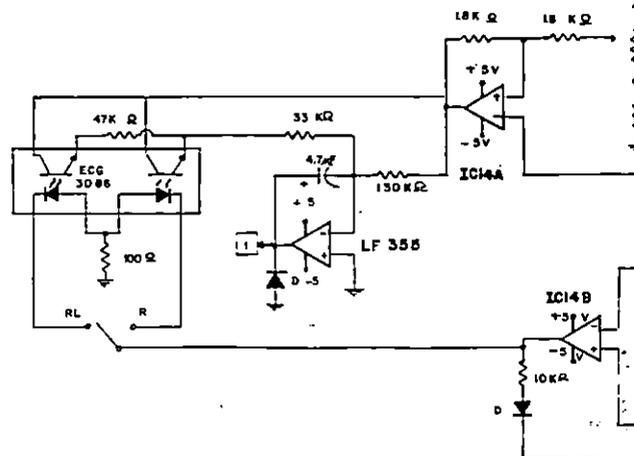


DIAGRAMA ESQUEMATICO DE UN CONVERTIDO DE ENTRADA 220 V.A.C. Y SALIDA DE 220

Haciendo un LVK en malla del colector en figura 2.12
sustituyendo $I_e = 95\text{mA}$

$$5 = 0.2 + 95 \text{ m} R + 1 \Rightarrow R = (5 - 1.2) / 95 \text{ mA} = 40 \Omega$$

$$P_r = I^2 R = (95\text{m})^2 * 40 = 361 \text{ mW} = 0.36 \text{ W} \Rightarrow \frac{1}{2} \text{ Watts}$$

$\Rightarrow R$ tiene que ser de $\frac{1}{2}$ Watts.

$$I_r = I_e / 5 = 95 / 5 = 19 \text{ mA}$$

Haciendo un LVK en malla del diodo led en figura 2.12
sustituyendo $I_r = 19 \text{ mA}$.

$$5 = R (19\text{m}) + 0.7 \Rightarrow R = (5-0.7) / 19\text{m} = 226.3 \Omega$$

por lo que $R = 220 \Omega$

$$P_r = I^2 R = (19\text{m})^2 * 220 = 81.1 \text{ mW} \Rightarrow \frac{1}{4} \text{ de Watts}$$

2.3.4 Circuito de potencia (Reguladores)

Este está Básicamente compuesto por el juego de tiristores que serán los encargados de regular el voltaje a la carga. La carga tendrá un voltaje constante de 220 voltios y el circuito debe ser capaz de proporcionar una potencia de 2.5 kW por lo que los tiristores deben de manejar al menos una corriente de ;

$$I_{\text{carga}} = 2.5 \text{ KW} / (\sqrt{3} * 220 \text{ V}) = 6.5607 \text{ Amp.}$$

$$\text{Más un 30\% nos da una } I_{\text{carga}} = 8.529 \text{ Amp}$$

Pero comercialmente el triac está más próximo es el de 10 Amp. por tal razón se escogió el ECG 5645 el cual soporta un voltaje de reversa de 600 Volt .

Suponiendo que la línea es de 220 Volt será necesario elevar este voltaje para poder tener un margen de regulación para esto será necesario colocar un transformador trifásico que eleve el voltaje de entrada por lo menos a 330 Voltios con esto podemos garantizar que si el voltaje en la línea baja a 180 Voltios (18.18 %) tendremos que ;

$$a = 330/220 = 1.5 \Rightarrow V_{\text{sec}} = a * V_{\text{prim}}$$

$$V_{\text{sec}} = 1.5 * 180 \text{ Voltios} = 270 \text{ Voltios}$$

Si el voltaje en la línea sube a 260 (18.18 %) tendremos ;

$$V_{\text{sec}} = 1.5 * 260 = 390 \text{ Voltios}$$

con lo cual se garantiza que en el rango de 180 \approx 260 de voltaje de entrada se podrá tener un voltaje adecuado para poder recortarlo y así regular los 220 Volts que necesita la carga .

El cálculo del transformador no se incluye porque consideramos conveniente que sea el constructor quien tome la decisión de elegir un transformador seco o uno en aceite , pues será el quien evalúe cual de los dos es más factible conseguir comercialmente para esta potencia .

2.3.5 Circuito de retroalimentación

Este circuito constará exactamente de las mismas secciones del circuito monofásico las cuales solo mencionaremos pues su cálculo está descrito en el capítulo I . La única sección que tiene modificación es la parte del transformador que toma la muestra del voltaje de carga pues su voltaje primario debe ser capaz de soportar los 220 Voltios . Las demás secciones son las siguiente :

- Convertidor de voltaje A.C. R.M.S. a D.C.
- Amplificador de voltaje de salida D.C.
- Circuito comparador del voltaje de referencia con el voltaje retroalimentado.
- Circuito integrador

CONCLUSIONES CAPITULO II

- ** En el diseño del convertidor trifásico se contempla la necesidad de que el circuito diseñado pueda aplicarse a cualquier tipo de carga para su aplicación generalizada por lo que se tomó el criterio de diseñarlo para carga trifásica conectada en delta pues esta configuración es más comunmente encontrada .

- ** A nuestro criterio consideramos necesario que en la implementación de este convertidor trifásico se le agregen circuitos de protección tales como el detector de desbalance de fase y detector de secuencia de fase .

- ** Consideramos necesario que la Escuela de Ingeniería Eléctrica tome muy en cuenta el incluir dentro de lo que son los programas de asignaturas la construcción de circuitos eléctricos y electrónicos con la finalidad de que el estudiante de esta carrera adquiera criterios suficientes para la construcción de circuitos que resuelvan los problemas y necesidades que nuestro País posee .

- ** Tambien consideramos que la Escuela de Ingeniería Eléctrica debería de promover dentro de las materias o en los periodos de interciclos cursos de capacitación en los cuales se eduque al estudiante con disciplinas de laboratorio y se promueva la utilización del equipo que poseen los laboratorios de esta escuela , para que así este equipo no este subutilizado y pueda ser aprovechado con el fin de mejorar el nivel academico del estudiante

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- Dewan Straughen , Power Semiconductor Circuits ,
Wiley Interscience , New York , 1975.

- Timothy J. Maloney , Eléctronica Industrial
P.H.H. PRENTICE HALL.

- Sen P. . Thyristor D.C. Drives , John Wiley & Son ,
Toronto Canada 1980 .

- Robert F. Coughlin/ Frederick F. Driscoll , Circuitos
Integrados Lineales y Amplificadores Operacionales .
P.H.H. PRENTICE HALL.

- Guy Segquier , Eléctronica de Potencia ,
Editorial Gustavo Gili S.A. Barcelona.

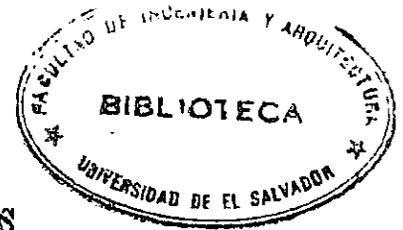
- Jacob Millman / Arvin Grabel , Microeléctronics , Mc.
Graw - Hill , 2^m Edición

- David f. Stout/Milton Kaufman , Handbook of Operational
Amplifier Circuit Design . Mc. Graw - Hill Book Comp.

- Motorola Company , Thyristor Device Data

ANEXOS

COSTOS DE FABRICACION



RESISTENCIAS				INTEGRADOS			
CANTIDAD	VALOR(OHMS)	COSTO / UNIDAD	MONTO	CANTIDAD	NUMERO	COSTO / U	MONTO
1	560	¢0.25	¢0.25	4	MC 1458	¢12.00	¢48.00
2	100 k	¢0.25	¢0.50	1	SN74LS121	¢15.00	¢15.00
2	1 k	¢0.25	¢0.50	1	SN74H11	¢15.00	¢15.00
4	2 k	¢0.25	¢1.00	1	NE555	¢10.00	¢10.00
2	910 k	¢0.25	¢0.50	2	ECG3045	¢25.00	¢50.00
2	2.7 k	¢0.25	¢0.50	1	AD636	¢160.00	¢160.00
3	100	¢0.25	¢0.75	1	LM307	¢15.00	¢15.00
3	10 k	¢0.25	¢0.75	1	LF 355	¢25.00	¢25.00
2	3.3 k	¢0.25	¢0.50	1	ECG 3066	¢25.00	¢25.00
1	3 k	¢0.25	¢0.25	1	TRIAC IT88	¢80.00	¢80.00
3	2.2 k	¢0.25	¢0.50	2	ECG 980 (REG)	¢15.00	¢30.00
2	200	¢0.25	¢0.50	2	ECG 981 (REG)	¢15.00	¢30.00
1	51	¢0.25	¢0.25	1	ECG 988 (REG)	¢15.00	¢15.00
2	10 M	¢0.25	¢0.50	1	ECG 989(REG)	¢15.00	¢15.00
1	75 k	¢0.25	¢0.25	1	ECG 5309(PUENT	¢25.00	¢25.00
1	47 k	¢0.25	¢0.25	1	ECG 167(PUENTE	¢20.00	¢20.00
1	1 M	¢0.25	¢0.25	22	TOTAL		¢558.00
1	20 k	¢0.25	¢0.25		TRANSISTORES		
1	1.2 k	¢0.25	¢0.25	1	2SB492	¢15.00	¢15.00
1	150 k	¢0.25	¢0.25	1	2SC756	¢12.00	¢12.00
1	33 k	¢0.25	¢0.25	2	TOTAL		¢27.00
1	47 k	¢0.25	¢0.25		TRANSFORMADORES		
224	TOTAL		¢9.25	1	110/36 V	¢50.00	¢50.00
	CONDENSADORES			1	110/20 V	¢30.00	¢30.00
1	10 µF * 16V	¢2.00	¢2.00	2	110/8 V	¢20.00	¢40.00
2	4.7 µF * 16V	¢2.00	¢4.00	4	TOTAL		¢120.00
1	5 nF * 25V	¢1.50	¢1.50		SWITCHES		
1	0.02 µF * 25	¢1.50	¢1.50	1	110 V 10 AMP	¢35.00	¢35.00
1	8.8 µF * 16V	¢4.00	¢4.00		CON NEON		
2	1 µF * 16V	¢2.00	¢4.00	1	110 V 2 AMP	¢5.00	¢5.00
2	2200 µF * 1	¢10.00	¢20.00	2	DE 2 POLOS		
2	2200 µF * 5	¢15.00	¢30.00		TOTAL		¢40.00
12	TOTAL		¢37.00		MISCELANEOS		
	FUSIBLES			1	CORDON 110V	¢20.00	¢20.00
1	10 AMP	¢1.50	¢1.50		POLARIZADO		
1	2 AMP	¢1.50	¢1.50	1	TOMA HEMBRA	¢10.00	¢10.00
1	PORTAFUSIBL	¢25.00	¢25.00		110 V		
1	CON NEON			1	TOMA MACHO	¢5.00	¢5.00
1	PORTAFUSIBL	¢15.00	¢15.00		110 V		
4	TOTAL		¢43.00	1	CAJA METALICA	¢75.00	¢75.00
				4	TOTAL		¢110.00

MONTOS TOTAL	
9.25	RESISTENCIAS
67.00	CONDENSADORES
43.00	FUSIBLES
558.00	INTERRUPTORES
27.00	TRANSISTORES
120.00	TRANSFORMADORES
40.00	SWITCHES
110.00	MISCELANEOS
60.00	DISIPADORES
135.00	ELABORACION DE PCB
1,169.25	TOTAL

CARACTERÍSTICAS DE LOS
COMPONENTES ELECTRONICOS

ANEXOS 2

Transistors (cont'd) (Maximum Ratings at $T_C = 25^\circ\text{C}$ 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. Device Diss. P_D Watts	Freq. in MHz f_t	Current Gain h_{FE}	Package	
									Case	Fig. No.
ECG164	NPN-Si, Vert Defl	1500	700 (CER)	5	1	50	.5 min	20	TO-3	T28
ECG165	NPN-Si, Horiz Defl	1500	1400 (CES)	5	5	50	---	5	TO-3	T28
ECG171	NPN-Si, AF/Video Amp (Compl to ECG296)	300	300	5	.5	10	75	40 min	TO-202	T38
ECG172A	NPN-Si, Darlington AF Preamp, Medium-Speed Sw	40	40	12	.3	.400 ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	60	7000 min	TO-92	T16*
ECG175	NPN-Si, AF Pwr Amp (Compl to ECG38)	500	300	6	3	40	10	50 typ	TO-66	T25
ECG178	PNP-Ge, AF Pwr Amp	25	25	6	2	6	.700	110 typ	TO-39	T6
ECG179 ECG179MP*	PNP-Ge, AF Pwr Amp	90	90	2	25	106	.35 min	55 typ	TO-3	T28
ECG180 ECG180MCP	PNP-Si, AF Amp (Compl to ECG181) Matched Compl Pair-Contains one each ECG181 (NPN) and ECG180 (PNP)	100	100 (CER)	4	30	200	2 min	25 min	TO-3	T28
ECG181 ECG181MP*	NPN-Si, AF Amp (Compl to ECG180)	100	100 (CER)	4	30	200	2 min	25 min	TO-3	T28
ECG182	NPN-Si, AF Pwr Amp, Hi Speed Sw (Compl to ECG183)	100	80	4	10	90	2	30 min	TO-127	T46
ECG183	PNP-Si, AF Pwr Amp, Hi Speed Sw (Compl to ECG182)	100	80	4	10	90	2	30 min	TO-127	T46
ECG184 ECG184MP*	NPN-Si, AF Pwr Amp, Hi Speed Sw (Compl to ECG185)	80	80	5	4	40	2	30 min	TO-126	T45
ECG185 ECG185MCP	PNP-Si, AF Pwr Amp, Hi Speed Sw (Compl to ECG184) Matched Compl Pair-Contains one each ECG184 (NPN) and ECG185 (PNP)	80	80	5	4	40	2	30 min	TO-126	T45
ECG186	NPN-Si, AF Pwr Amp, Hi Speed Sw (Compl to ECG187)	70	60	5	3	12.5	50	80 typ	TO-202	T38
ECG186A	NPN-Si, AF Pwr Amp, Driver (Compl to ECG187A)	50	50	5	3	10	150	80 min	TO-202M	T39
ECG187	PNP-Si, AF Pwr Amp, Hi Speed Sw (Compl to ECG186)	70	60	5	3	12.5	50	80 typ	TO-202	T38
ECG187A	PNP-Si, AF Pwr Amp (Compl to ECG186A)	50	50	5	3	10	150	80 min	TO-202M	T39
ECG188	NPN-Si, AF Driver, Pwr Amp (Compl to ECG189)	80	80	4	2	10	50	80 typ	TO-202N	T36
ECG189	PNP-Si, AF Driver, Pwr Amp (Compl to ECG188)	80	80	4	2	10	50	80 typ	TO-202N	T36
ECG190	NPN-Si, AF Pwr Amp, Horiz Driver	180	180	5	1	10	100	40 min	TO-202N	T36
ECG191	NPN-Si, HV AF Amp, HV Video Amp (Compl to ECG240)	300	300	6	.5	10	60	40 min	TO-202N	T36
ECG192	NPN-Si, AF Pwr Output (Compl to ECG193)	70	70 (CES)	5	1	.700 ($T_A = 25^\circ\text{C}$) 1 ($T_C = 25^\circ\text{C}$)	120 min	150 typ	TO-92HS	T21
ECG192A	NPN-Si, AF PO (Compl to ECG193A)	70	70 (CES)	5	.5	.6 ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	120	120 min	T-16HS	T22*
ECG193	PNP-Si, AF Pwr Output (Compl to ECG192)	70	70 (CES)	5	1	.700 ($T_A = 25^\circ\text{C}$) 1 ($T_C = 25^\circ\text{C}$)	120 min	150 typ	TO-92HS	T21
ECG193A	PNP-Si, AF PO (Compl to ECG192A)	70	70 (CES)	5	.5	.6 ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	120	120 min	T-16HS	T22*
ECG194	NPN-Si, Gen Purp HV Amp, Hi Speed Sw	180	160	4	.6	.350 ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	100	100 typ	TO-92	T16

Notes: * MP - Matched pair

Frequency at which common emitter current gain is 70.0% of low frequency gain

* When alternate packages are shown it indicates a change is in progress. Although only one package is available both packages will be shown as long as the obsolete package may be encountered in the field.

Package Outlines - See Page 66

Transistors (cont'd) (Maximum Ratings at $T_C = 25^\circ\text{C}$ Unless Otherwise Noted)

ECG Type	Description and Application	Collector To Base Volts BV _{CB0}	Collector To Emitter Volts BV _{CEO}	Base to Emitter Volts BV _{EB0}	Max. Collector Current I _C Amps	Max. Device Diss. P _D Watts	Freq. In MHz f _t	Current Gain h _{FE}	Package	
									Case	Fig. No.
ECG262	PNP-Si, Darlington Pwr Amp (Compl to ECG261)	100	100	5	8	65	---	1000 min	TO-220	T41
ECG263	NPN-Si, Darlington Pwr Amp (Compl to ECG264)	100	100	5	10	65	---	1000 min	TO-220	T41
ECG264	PNP-Si, Darlington Pwr Amp (Compl to ECG263)	100	100	5	10	65	---	1000 min	TO-220	T41
ECG265	NPN-Si, Darlington Pwr Amp, Switch	50	50	13	.5	6.25	---	10000 min	TO-202	T38
ECG266	NPN-Si, Darlington Pwr Amp, Switch	50	50	13	.5	6.25	---	40000 min	TO-202	T38
ECG267	NPN-Si, Darlington Pwr Amp, Switch	30	30	13	.5	6.25	---	90000 min	TO-202	T38
ECG268	NPN-Si, Darlington Pwr Amp (Compl to ECG269)	50	50	13	2	10	---	1000 min	TO-202	T38
ECG269	PNP-Si, Darlington Pwr Amp (Compl to ECG268)	50	50	13	2	10	---	1000 min	TO-202	T38
ECG270	NPN-Si, Darlington Pwr Amp, Switch (Compl to ECG271)	100	100	5	10	125	---	1000 min	TO-3P (TO-218)	T48
ECG271	PNP-Si, Darlington Pwr Amp, Switch (Compl to ECG270)	100	100	5	10	125	---	1000 min	TO-3P (TO-218)	T48
ECG272	NPN-Si, Darlington Pwr Amp, Switch (Compl to ECG273)	50	40	12	2	10	---	25000 min	TO-202N	T36
ECG273	PNP-Si, Darlington Pwr Amp, Switch (Compl to ECG272)	50	40	12	2	10	---	25000 min	TO-202N	T36
ECG274	NPN-Si, Darlington Pwr Amp, Switch (Compl to ECG275)	80	80	5	4	50	---	3000 typ	TO-66	T25
ECG275	PNP-Si, Darlington Pwr Amp, Switch (Compl to ECG274)	80	80	5	4	50	---	3000 typ	TO-66	T25
ECG277	NPN-Si, Horiz/Vert/Audio PO	1100	1100 (CES)	6	1	40	5 min	30 min	TC-9	T27
ECG278	NPN-Si, Broad Band RF Amp	40	30	4	.4	3.5	1200 min	30 min	TO-39	T6
ECG280 ECG280MP*	NPN-Si, AF Pwr Amp (Compl to ECG281)	140	140	5	12	100	6	70 min	TO-3	T28
ECG281 ECG281MCP	PNP-Si, AF Pwr Amp (Compl to ECG280) Matched Compl Pair-Contains one each ECG280 (NPN) and ECG281 (PNP)	140	140	5	12	100	6	70 min	TO-3	T28
ECG282	NPN-Si, Final RF Pwr Amp, Sw (P _O 4 W, 27 MHz)	150	100	6	4	10	70 min	85 min	TO-39	T6
ECG283	NPN-Si, HV-Hi Current Sw, Horiz Output	800	325	8	10	100	6	15 min	TO-3	T28
ECG284 ECG284MP*	NPN-Si, AF Pwr Amp (Compl to ECG285)	180	180	5	16	150	6	70 min	TO-3	T28
ECG285 ECG285MCP	PNP-Si, AF Pwr Amp (Compl to ECG284) Matched Compl Pair-Contains one each ECG284 (NPN) and ECG285 (PNP)	180	180	5	16	150	6	70 min	TO-3	T28
ECG286	NPN-Si, Pwr Amp, Sw, Horiz Output	300	250	6	2	25	8	100 min	TO-66	T25
ECG287	NPN-Si, HV Gen Purp Amp (Compl to ECG288)	300	300	6	.5	.625 (T _A = 25°C)	50	40 min	TO-92	T16
ECG288	PNP-Si, HV Gen Purp Amp (Compl to ECG287)	300	300	5	.5	.625 (T _A = 25°C)	50	40 min	TO-92	T16
ECG289A ECG289AMP*	NPN-Si, AF Pwr Amp (Compl to ECG290A)	100	80	5	.5	.500 (T _A = 25°C)	120	100 min	TO-92	T16

Notes: * MP - Matched pair

Frequency at which common emitter current gain is 70.0% of low frequency gain

• When alternate packages are shown it indicates a change is in progress. Although only one package is available both packages will be shown as long as the obsolete package may be encountered in the field.

Package Outlines - See Page 66

TRIACS



VRRM DC or Peak Volts	IT RMS Max Forward Current (Amps)										
	0.8 A	2.5 A		4 A		8 A		10 A			
50				ECG5601				ECG5612	ECG5622	ECG5631	
100		ECG5640	ECG5650	ECG5602				ECG5613	ECG5623	ECG5632	
200	ECG5655	ECG5641	ECG5651	ECG5603				ECG5614	ECG5624	ECG5633	
400	ECG5656	ECG5642	ECG5652	ECG5605	ECG5629	ECG5608	ECG5638	ECG5616	ECG5626	ECG5635	
600	ECG5657	ECG5643	ECG5653	ECG5607		ECG5609		ECG5618	ECG5628	ECG5637	ECG5645
800						ECG5610					
IGT Min (mA) Quadrants I & III	5.0	25	3.0	30	3.0	10	10	50	50	50	50
IGT Min (mA) Quadrants II & IV	5.0	40	3.0	---	3.0	10	10	75	---	50*	75
VGT Max (V)	2.0	2.2	2.2	2.5	2.0	2.5	2.0	2.5	2.0	2.5	2.5
ISurge Max (A)	8.0	25	25	30	40	80	80	100	100	100	120
IHold Min (mA)	20	35	5.0	30	5.0	15	10	50	50	50	50
Von Max (V)	1.5	1.8	2.2	2.0	1.6	1.5	1.6	1.8	1.8	1.65	1.6
VGM (V)	± 5.0	± 5.0	± 5.0	± 5.0	± 5.0	± 10	± 5.0	± 5.0	± 5.0	± 10	± 5.0
PG Av (W)	.01	.05	.05	.5	.3	.5	.4	.5	.5	.5	.5
Operating Temperature T _J °C	-40 to +110	-65 to +100	-40 to +90	-40 to +110	-40 to +110	-40 to +110	-40 to +110	-65 to +100	-40 to +100	-40 to +100	-40 to +110
Off State dv/dt (Typ) V/μsec	20	100	5	5	10	25	25	5	5	50	60
Operating Quadrants	I,II,III,IV	I,II,III,IV	I,II,III,IV	I,III	I,II,III,IV	I,II,III,IV	I,II,III,IV	I,II,III,IV	I,III	I,II,III	I,II,III,IV
Fig. No.	Z36	Z61		Z38	Z40	Z41	Z41	Z39		Z41	Z41
Package	TO-92	TO-5		TO-126	TO-202	TO-220	TO-220 Isolated Tab	TO-127		TO-220	TO-220 Isolated Tab

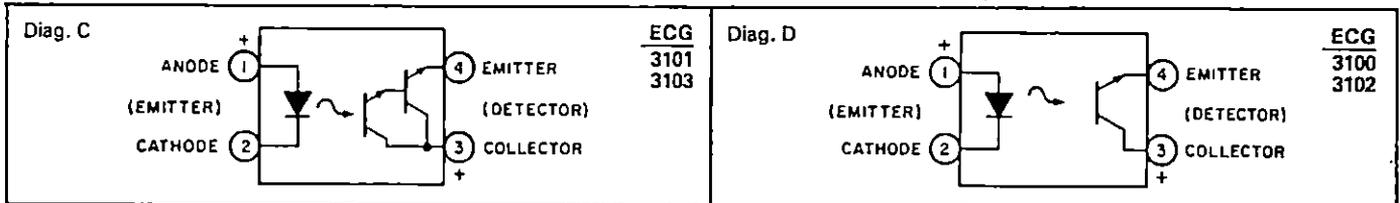
Package Outlines - See Page 101

* 3 Mode device not specified in Quadrant IV

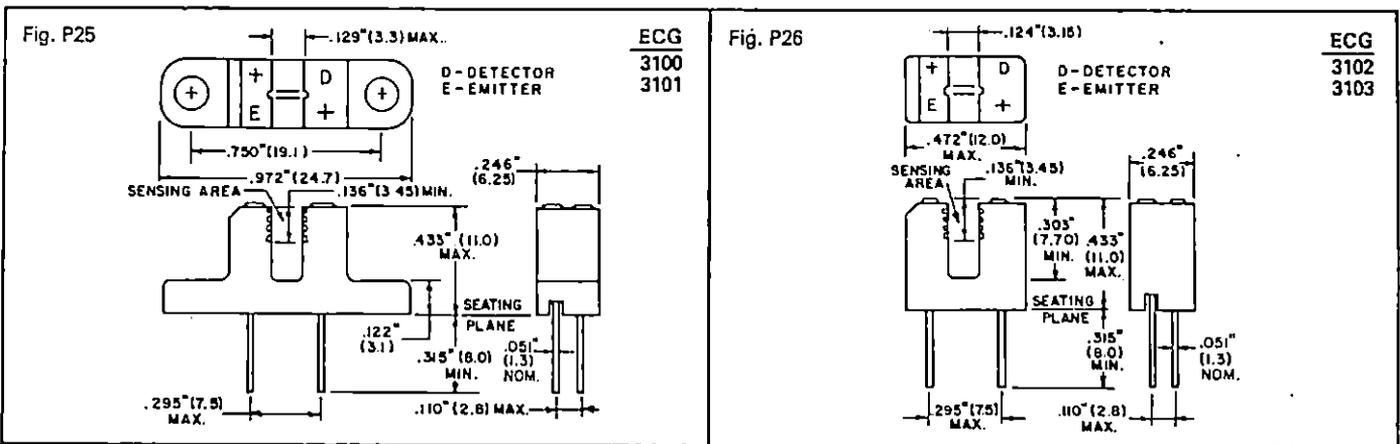
Opto-Coupled Interrupter Modules

ECG Type	Output Configuration	Total Power Dissipation P _t (mW)	LED Max Ratings		Collector To Emitter Voltage BV _{CEO} (V)	Collector Current I _c (mA)	Ckt. Diagram	Fig. No.
			Forward Current I _F (mA)	Reverse Voltage V _R (V)				
ECG3100	NPN Transistor	250	60	6	55	100	D	P25
ECG3101	NPN Darlington	250	60	6	55	100	C	P25
ECG3102	NPN Transistor	250	60	6	55	100	D	P26
ECG3103	NPN Darlington	250	60	6	55	100	C	P26

Circuits



Outlines

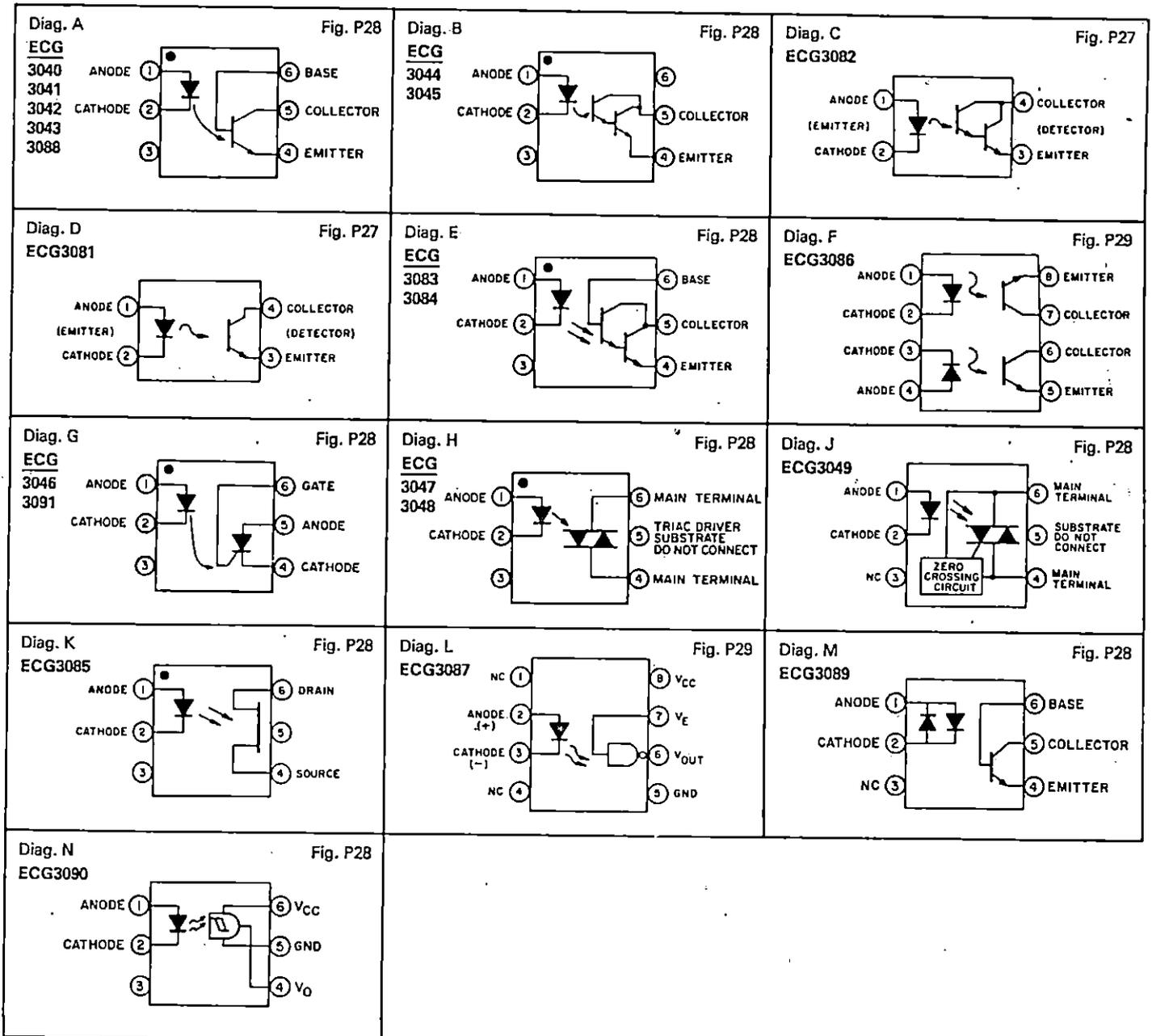


Optoisolators

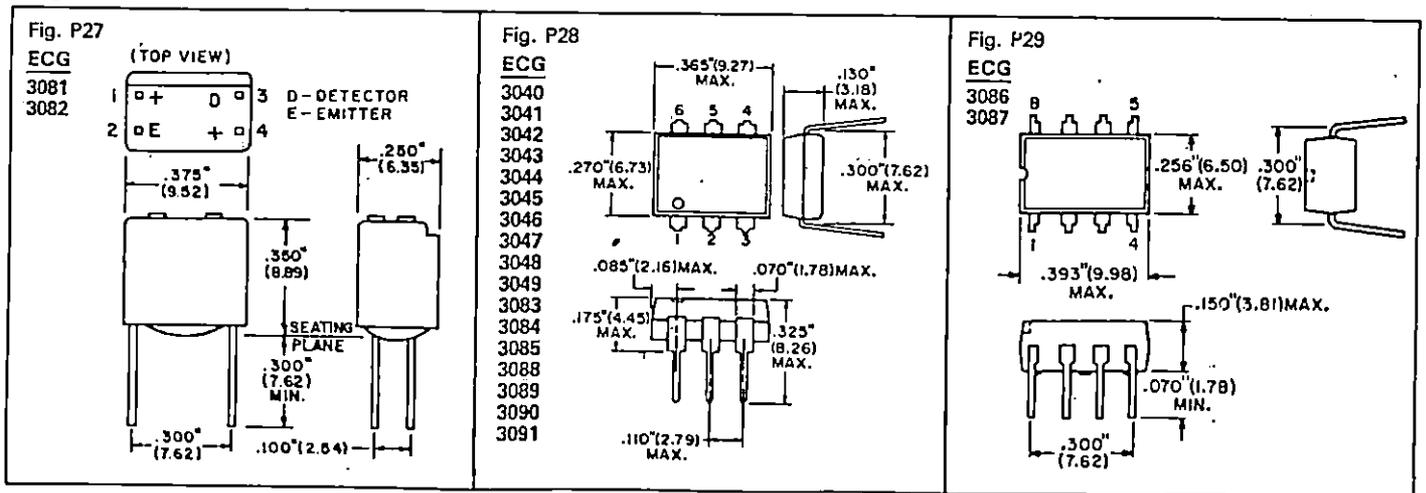
ECG Type	Phototransistors Output Configuration	Total Device Ratings			LED Max Ratings		Phototransistor Ratings				Ckt. Diag.	Fig. No.
		Isolation Voltage V _{iso} Surge (V)	Total Power P _t (mW)	DC Current Transfer Ratio % *	Forward Current I _F (mA)	Reverse Voltage V _R (V)	Collector to Base Voltage BV _{CB0} (V)	Collector to Emitter Voltage BV _{CEO} (V)	Collector Current I _c (mA)	Typ Freq KHz		
ECG3040	NPN Transistor	7500	250	20	80	3	70	30	3.5 Typ	300	A	P28
ECG3041	NPN Transistor	7500	250	100	60	6	70	30	100 Max	150	A	
ECG3042	NPN Transistor	7500	250	20	60	3	70	30	50 Max	150	A	
ECG3043	NPN Transistor	3550	260	70	60	3	70	80	50 Max	100	A	
ECG3044	NPN Darlington	7500	300	300	80	3	--	80	150 Max	75	B	
ECG3045	NPN Darlington	7500	300	500	80	3	--	80	150 Max	75	B	P27
ECG3081	NPN Transistor	6000	250	20	60	3	30	30	100	100	D	
ECG3082	NPN Darlington	6000	250	400	60	3	30	30	100	75	C	
ECG3083	NPN Darlington	7500	250	200	60	3	30	30	100	75	E	P28
ECG3084	NPN Darlington	7500	250	100	60	3	55	55	100	75	E	
ECG3086	NPN Dual Transistor	7500	400	50	60	3	30	30	30	200	F	P29
ECG3088	NPN Transistor	7500	300	20	60	6	300	300 (BV _{CER})	100	200	A	P28

* DC Current Transfer Ratio is the output transistor collector current divided by the LED forward current - $h_{FE} = I_c / I_F$

Optoisolator Circuits



Optoisolator Outlines



Voltage Regulator Selector Guide

Fixed Regulators

Output Voltage (VOUT ±5%)	ECG Type		I _o A (DC)	Input Voltage (V _{IN} (DC))		PD Watts	Case Style
	Pos	Neg		Max	Min		
5	977	1917	0.1	30	7	0.7	<p>TO-92</p> <p>TO-220</p> <p>TO-3PJ</p> <p>TO-3</p>
6.2	988	--	0.1	35	8.2	0.7	
8	981	--	0.1	30	10	1.0	
9	1902	--	0.1	30	11	0.7	
12	950	1903	0.1	35	14	0.7	
15	951	1905	0.1	35	17	0.7	
18	1906	1907	0.1	35	20	0.7	
24	1908	1909	0.1	40	26	0.7	
5	960	961	1.0	35	7	15	
6	962	963	1.0	35	8	15	
8	964	965	1.0	35	10	15	
10	1932	--	1.0	35	12	20	
12	966	967	1.0	35	14	15	
15	968	969	1.0	35	17	15	
18	958	959	1.0	35	20	15	
24	972	971	1.0	40	26	15	
5	1934	--	2	30	8	50	
12	1936	--	2	35	15	50	
15	1938	--	2	40	18	50	
24	1940	--	2	40	27	50	
5	309K	1913	1.5	35	7.5	20	
5	931	--	3	20	7.5	30	
5	932	--	5	25	8.5	50	
12	1914	1915	1.5	35	14.1	15	
12	1912	--	3	35	14.5	30	
12	933	--	5	30	14.6	50	
13.8	934	--	5	35	16.4	50	
15	1916	1919	1.5	40	17.4	20	
15	1918	--	3.0	35	17.5	30	
18	1920	1923	1.5	35	20.5	20/15	
24	1924	1925	1.5	40	26.4	20/15	