



621.38153.
TOR
e.2

Escuela Superior Politécnica del Litoral

FACULTAD DE INGENIERIA EN ELECTRICIDAD
Y COMPUTACION

TEMA:

Diseño y Construcción de un Inversor Trifásico tipo Puente
con Transistores

TOPICO DE GRADUACION

Previa a la obtención del Título de:
INGENIERO EN ELECTRICIDAD

Especialización: INDUSTRIAL

Presentado por:

William Dario Torres Escandón
Rigoberto Dario Zúñiga Burgos
Ricardo Vicente García Paredes

Guayaquil - Ecuador

2002



D 31266

AGRADECIMIENTO

Agradecemos de todo corazón a Dios, quien ha sido el que nos ha dado fuerza y alimentado nuestro espíritu para conseguir nuestras metas y apoyo en nuestra formación académica y personal.

De igual manera nuestro agradecimiento a nuestros familiares, a los profesores y a todos aquellos de una u otra forma ayudaron a desarrollar este proyecto.

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

DEDICATORIA

Dedicamos este trabajo y todo nuestro esfuerzo a nuestros padres, que siempre nos han dado su amor, respaldo y apoyo, valores sin los cuales no habríamos conseguido lograr nuestros objetivos y metas.

Para ellos va dedicada esta obra, pues les pertenece.

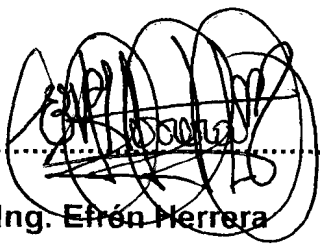
TRIBUNAL DE GRADO



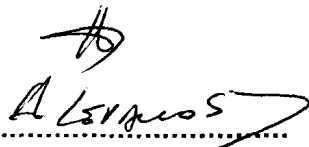
.....
Ing. Carlos Monsalve
SUB-DECANO



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



.....
Ing. Efrén Herrera
M. PRINCIPAL

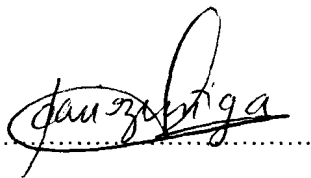


.....
Ing. Holger Cevallos
M. PRINCIPAL

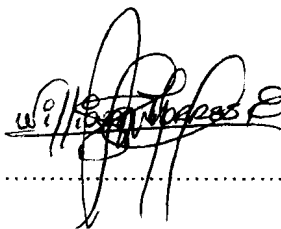
DECLARACIÓN EXPRESA

“La responsabilidad por los hechos, ideas y doctrinas expuestos en esta tesis, nos corresponden exclusivamente; y el patrimonio intelectual de la misma, a la ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL”.

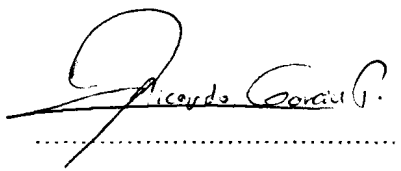
(Reglamento de Exámenes y Títulos Profesionales de la ESPOL)



Darío Zúñiga Burgos



Wiliam Torres Escandón



Ricardo García Paredes

RESUMEN

El Proyecto de Tópico a continuación a explicarse trata del diseño, implementación, construcción y puesta en marcha de un circuito llamado "INVERSOR TRIFASICO TIPO PUENTE", utilizando elementos de electrónica de potencia. El mismo consiste en un convertidor DC/AC, el cual provee de voltaje alterno a los motores AC a partir de una fuente de voltaje DC.

Para obtener voltaje alterno, se utilizan transistores de potencia en el circuito de fuerza, los mismos que hacen de *switch electrónicos* que permiten la conversión de voltaje continuo en voltaje alterno. Para controlar la velocidad de los motores AC, se lo hará variando la frecuencia de la señal que se obtiene a la salida del circuito de fuerza

El circuito Inversor consta de seis transistores de potencia, los cuales reciben señales de encendido la cual tendrán un tiempo de duración de 180° eléctricos (π radianes), y que se encuentran desfasadas entre si en 60° eléctricos ($\pi/3$ radianes).

Gracias a este desfase entre las de señales de control de los transistores hacemos que conduzcan en cualquier instante tres de ellos.

La carga, que en este caso puede ser un motor AC, se puede conectar en estrella o en delta. Si realizamos la conexión en delta la corriente de fase se obtiene directamente de la tensión entre líneas. En cambio, si conectamos en estrella la tensión entre línea y neutro viene determinada por la intensidad de línea. La frecuencia de la forma de onda queda determinada por la variación de frecuencia del reloj presente en el circuito de control, este tipo de circuito de reloj se denomina oscilador controlado por voltaje.

El detalle del diseño del Inversor Trifásico Tipo Puente por conducción 180° eléctricos y los resultados experimentales, se mostrarán en los capítulos subsiguientes.

INDICE GENERAL

	Pag.
RESUMEN	
INDICE GENERAL	
INDICE DE FIGURAS	
INTRODUCCIÓN	14
CAPITULO 1: CONCEPTOS BASICOS SOBRE CONVERTIDORES	16
1.1 Convertidores y tipos de convertidores	17
1.2 Convertidor DC/AC: El Inversor	18
1.3 Fundamentos Básicos del Inversor	21
1.4 Aplicaciones de los inversores	22
1.4.1 Sistemas de Alimentación Ininterrumpida de Corriente Alterna	23
CAPITULO 2: TIPOS DE INVERSORES	27
2.1 Inversores monofásicos: Concepto y clases	29
2.2 Inversores trifásicos: Concepto y clases	38
2.3 Inversor trifásico a utilizarse	40
CAPITULO 3: CIRCUITO DE FUERZA DEL INVERSOR	41
3.1 Análisis del circuito de fuerza	42
3.2 Selección de los transistores de potencia del circuito inversor	52

3.3 Tipo de alimentador DC y elementos de protección	55
CAPITULO 4: CIRCUITO DE CONTROL DEL INVERSOR	56
4.1 Descripción general del Circuito de Control y Diagrama de Bloques	57
4.2 Circuito de Reloj	58
4.3 Circuito Ring Counter	60
4.4 Etapa de Acoplamiento	69
CAPITULO 5: CONSTRUCCION DEL EQUIPO	74
5.1 Lista de Materiales	75
5.2 Distribución y ubicación de los componentes	77
CAPITULO 6: PRUEBAS Y RESULTADOS EXPERIMENTALES	78
6.1 Tablas de resultados	79
6.2 Comparación de datos experimentales y teóricos	80
6.3 Fotografías de las señales de voltaje del Circuito de Control	82
6.4 Fotografías de las señales de voltaje y corriente del Circuito de Fuerza	89
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	99
ANEXOS	101
BIBLIOGRAFÍA	106

INDICE DE FIGURAS

	Pag.
<u>CAPITULO 1</u>	
Fig.1.1 Circuito básico con batería con toma intermedia.	21
Fig.1.2 Circuito básico sin batería de toma intermedia.	
Configuración en puente.	22
Fig.1.3 Esquema de carga de las baterías	23
Fig.1.4 Diagrama general de bloques de un S.A.I. de C.A.	25
 <u>CAPITULO 2</u>	
Fig.2.1 Inversor con transformador de toma media.	30
Fig.2.2 Circuito inversor con batería de toma media.	33
Fig.2.3 Inversor monofásico.	36
Fig.2.4 Formas de onda en la carga en inversor monofásico.	37
Fig. 2.5 Inversor trifásico.	39
 <u>CAPITULO 3</u>	
Fig.3.1 Inversor trifásico usando transistores de potencia	42
Fig.3.2 Señales aplicadas a las bases de los transistores	43
Fig.3.3 Formas de conexión en la carga.	44
Fig.3.4 Formas de onda en la carga.	45
Fig.3 5 Circuitos equivalentes	46

Fig.3.6 Inversor trifásico con carga RL.	51
--	----

CAPITULO 4

Fig.4.1 Diagrama General del Inversor Trifásico	58
Fig.4.2 Circuito de Reloj	59
Fig.4.3 Forma de onda del reloj	60
Fig.4.4 Dos posibles secuencias para un standard ring counter de cuatro bits	61
Fig.4.5 Dos posibles secuencias para twisted - ring counter de tres bits	62
Fig.4.6 Diagrama de tiempo para ring-counter de tres bits	63
Fig.4.7 Señal de Reloj con respecto a uno de los voltajes que llegan a los transistores	68
Fig.4.8 Circuito Ring Counter	69
Fig.4.9 Circuito de acoplamiento	70
Fig.4.10 Fuente de alimentación +5 Voltios	71
Fig.4.11 Fuente de alimentación +15 Voltios	71
Fig.4.12 Circuito de Reloj y Ring Counter	72
Fig.4.13 Circuito de acoplamiento completo	73

CAPITULO 5

Fig. 5.1 Vista superior de la ubicación de los componentes	77
--	----

CAPITULO 6

Fig. 6.1 Voltaje de señal de Clock y señal de conducción Q1	83
Fig. 6.2 Voltaje de señal de conducción Q1 y señal de conducción Q2	84
Fig. 6.3 Voltaje de señal de conducción Q1 y señal de conducción Q3	85
Fig. 6.4 Voltaje de señal de conducción Q1 y señal de conducción Q4	86
Fig. 6.5 Voltaje de señal de conducción Q1 y señal de conducción Q5	87
Fig. 6.6 Voltaje de señal de conducción Q1 y señal de conducción Q6	88
Fig. 6.7 Voltaje de salida A – B y B – C con carga resistiva	90
Fig. 6.8 Voltaje de salida A – B y C – A con carga resistiva	91
Fig. 6.9 Voltaje de salida A – B y B – C con carga resistiva Inductiva	92
Fig. 6.10 Voltaje de salida A – B y C – A con carga resistiva Inductiva	93
Fig. 6.11 Voltaje de salida A – N y B – N con carga resistiva	94

Fig. 6.12 Voltaje de salida A – N y C – N con carga resistiva	95
Fig. 6.13 Voltaje de salida A – N y B – N con carga resistiva	
Inductiva	96
Fig. 6.14 Voltaje de salida A – N y C – N con carga resistiva	
Inductiva	97
Fig. 6.15 Corriente de línea A y Voltaje A – N con carga resistiva	
Inductiva	98

INTRODUCCION

Los inversores estáticos son circuitos que generan una tensión o intensidad alterna a partir de una fuente de continua.

La aparición de los transistores de potencia y los tiristores ha facilitado enormemente la solución de esta función, promoviendo la proliferación de diversos circuitos con muy buenas características que hubieran sido de difícil realización mediante las técnicas clásicas.

Los inversores u onduladores se pueden estudiar como rectificadores controlados funcionando en sentido inversor. Sin embargo, estos dispositivos tienen la característica, que en muchas ocasiones es un gran inconveniente, de que para transformar la energía de corriente continua en alterna deben conectarse a una fuente alterna del exterior que impone la frecuencia de funcionamiento, con lo cual se les llama inversores controlados o guiados (inversores no autónomos).

En la mayoría de las ocasiones se precisan inversores que funcionen autónomamente, es decir, que no estén conectados a ninguna fuente de corriente alterna exterior y que la frecuencia sea función de las características

propias del sistema. Éstos son conocidos como inversores u onduladores autónomos.

En muchas ocasiones estos dispositivos se utilizan para aplicaciones que exigen una componente de armónicos muy pequeña, una estabilidad de tensión y frecuencia de salida muy grande. La disminución de armónicos se logra con procedimientos adecuados de disparo, control y con la colocación de filtros especiales a la salida del inversor. En cuanto a la estabilidad, regulación y control de la tensión y de la frecuencia se logra mediante el funcionamiento en bucle cerrado.

Los inversores tienen múltiples aplicaciones, entre las cuales podemos destacar los *Sistemas de Alimentación Ininterrumpida (S.A.I.)*, que se emplean para la alimentación de ordenadores u otros equipos electrónicos que a la vez que una gran seguridad de funcionamiento deben tener una gran estabilidad de tensión y frecuencia. El control de motores de C.A., instalaciones de energía solar fotovoltaica, etc.

CAPITULO I

CONCEPTOS BASICOS SOBRE CONVERTIDORES

1.1 CONVERTIDORES Y TIPOS DE CONVERTIDORES

Dentro del área industrial, se utilizan distintos tipos de motores, dependiendo de su aplicación, los cuales son alimentados con fuentes de alimentación alterna o continua.

Para realizar algún tipo de acción sobre el motor, ya sea en el momento del arranque o en operación normal, se utilizaban dispositivos mecánicos o electromecánicos para realizar dichas acciones. Pero estos presentaban muchos inconvenientes: rigidez para realizar cambios, desgastes en los elementos mecánicos, equipos de gran tamaño, etc.

Gracias a la aparición de la electrónica de potencia, estos tipos de controles ahora son mucho más factibles y ventajosos con la utilización de los convertidores

Los convertidores se clasifican de la siguiente forma:

- Convertidor DC/DC (Troceador)
- Convertidor DC/AC (Inversor)
- Convertidor AC/DC (Rectificador)
- Convertidor AC/AC (Cicloconvertidor)

A continuación analizaremos el convertidor DC/AC o Inversor.

1.2 CONVERTIDOR DC/AC: EL INVERSOR

Los inversores son usados para convertir potencia continua en potencia alterna a voltaje de salida y frecuencia que se desea.

Algunas de las importantes aplicaciones de los inversores son para alimentación de motores AC a frecuencia variable, transmisiones DC para alto voltaje, telemetría, comunicación por codificación de pulsos, fuentes ininterrumpidas para computadoras (UPS), alimentadores de poder para aviones, calefacción por inducción, etc.

En muchas aplicaciones de los inversores, es necesario realizar control para voltaje o frecuencia variable. Para mantener flujo constante en motores AC a velocidad variable es usado variación de frecuencia de alimentación. Si el voltaje de entrada DC es controlable, entonces un inversor con relación estable de voltaje de entrada DC a voltaje de salida AC puede ser satisfactorio. Si el voltaje de entrada DC no es controlable, entonces el control del voltaje de salida puede ser obtenido mediante el empleo de modulación de ancho de pulsos (PWM).

Las formas de ondas del voltaje de salida de un inversor es no sinusoidal, y en muchas aplicaciones los voltajes armónicos tiene un efecto significativo sobre el funcionamiento global del sistema. Estos armónicos pueden ser reducidos con el costo de incrementar la complejidad del circuito inversor.

En nuestro proyecto nos centraremos en los inversores de fuentes de tensión, o VSI (Voltage Source Inverters).

Los VSI tiene dos aplicaciones muy comunes: 1) en el control de velocidad de motores de inducción mediante técnicas de variación de frecuencia o control de flujo vectorial y 2) en sistemas de respaldo frente a cortes de energía eléctrica. En estos últimos sistemas, se mantiene cargado un banco de baterías, de forma que si falta la energía eléctrica proveniente de la red, se genera la tensión alterna a partir del banco de baterías utilizando un inversor.

Generalmente se desea generar una tensión alterna sinusoidal de amplitud y frecuencia especificada. En el caso de una SAI, o Sistema de Alimentación Ininterrumpida, (UPS) el inversor deberá generar una tensión sinusoidal a su salida de, por ejemplo, 220Vac y 50Hz. En el caso de un variador de frecuencia para el control de velocidad de un motor de alterna, el

inversor deberá generar una tensión sinusoidal de frecuencia y tensión variable, según la velocidad deseada del motor.

En la mayoría de las aplicaciones las cargas están pensadas para ser alimentadas con tensión sinusoidal, alimentarlas con una tensión no sinusoidal genera diferentes problemas. Por ejemplo, en el caso del variador de frecuencia, el único armónico que produce par mecánico efectivo en el motor es el fundamental, el resto de los armónicos no producen par, pero producen corrientes adicionales por los bobinados con las pérdidas en el cobre y en el hierro asociadas. Este aumento en las pérdidas lleva a una subutilización del motor, el que deberá sobredimensionarse para la aplicación considerada si la tensión contiene un elevado contenido de armónicos no deseados.

Otro problema que causan las tensiones sucias en armónicos es la generación de ruido audible. Las sollicitaciones generadas por los campos electromagnéticos entre las chapas, tanto de las láminas de los núcleos (de motores o transformadores) como de las partes magnéticamente activas (chapas de hierro usadas como blindaje por ej.) generan ondas de presión en el aire que resultan audibles. El oído humano tiene diferente sensibilidad según las frecuencias, por lo que este problema se acentúa para algunos armónicos. La estructura de los objetos que generan el ruido tendrá frecuencias naturales

de oscilación, que de ser excitadas generarán ruido con mayor facilidad que con otros armónicos.

1.3 FUNDAMENTOS BASICOS DEL INVERSOR

Para conseguir una corriente alterna partiendo de una corriente continua necesitamos un conjunto de interruptores que puedan ser conectados y desconectados a una determinada carga de manera que la salida sea positiva y negativa alternativamente.

Cada uno de estos interruptores debe de estar constituido por un par de tiristores o transistores para que la corriente pueda circular en los dos sentidos, aunque en la práctica cada interruptor estará compuesto por un tiristor o transistor y un diodo. Los circuitos más básicos que se pueden dar de inversores se muestran en las figuras 1.1 y 1.2

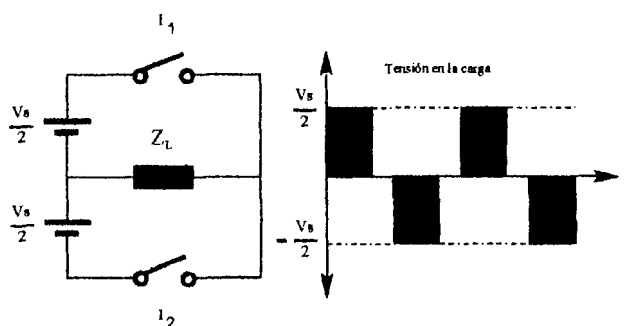


Fig 1.1

Circuito básico con batería con toma intermedia.

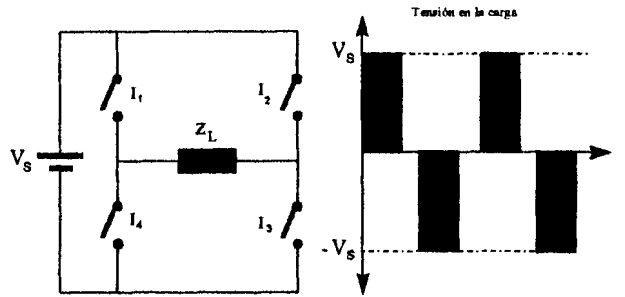


Fig. 1.2

Circuito básico sin batería de toma intermedia. Configuración en puente.

El circuito de la figura 1.1, tiene el inconveniente de necesitar una fuente con toma intermedia, mientras que en el circuito de la figura 1.2 este problema se ha solventado utilizando cuatro interruptores los cuales se cierran dos a dos; durante el primer semiperíodo se cierran I_1 e I_3 , y durante el segundo lo hacen I_2 e I_4 . Además con el circuito de la figura 1.2, a igualdad de valor de la batería, tenemos una tensión de salida igual al doble que la del circuito de la figura 1.1.

1.4 APLICACIONES DE LOS INVERSORES

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

ondular la señal mediante un inversor. Otro ejemplo de aplicación de los inversores u onduladores es el de la recuperación de la energía rotórica de un motor donde, mediante escobillas se recoge la energía que se pierde por rozamiento en el rotor de éste y, a través de un inversor, se convierte a la tensión y frecuencia necesarias para devolverla a la red.

Sin embargo, las dos aplicaciones que se han considerado como más generalizadas en la actualidad son los *sistemas de alimentación ininterrumpida de C.A.* y los *sistemas de conversión de energía fotovoltaica*.

1.4.1 Sistemas de ALIMENTACIÓN ininterrumpida de c.a.

Estos sistemas se encargan de proveer de energía a una instalación cuando falla la tensión de red y constan de tres partes esencialmente. La primera es específicamente un rectificador que se encarga de alimentar las baterías de C.C. cuando la tensión de red no está cortada, según podemos ver en la figura 1.3.

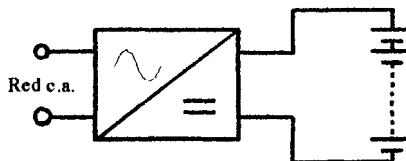


Fig.1. 3

Esquema de carga de las baterías

La segunda parte es el inversor que se necesita para convertir la energía de la batería a alterna, siendo la tercera parte del sistema los interruptores necesarios para aislar al inversor de la red.

En la figura 1.4 se muestra un sistema de alimentación completo de tres ramas con un interruptor estático en cada una de ellas para aislarlas cuando una de ellas falla y que de esta forma no se vea perturbada la alimentación de la carga.

Cada rama tiene una potencia igual a $1/m$ de la potencia de la carga ($m \leq n$). Se llama "**grado de redundancia al cociente**" a la relación:

$$\frac{\text{Potencia del sistema} - \text{Potencia de la carga}}{\text{Potencia de la carga}}$$

cuyo valor es $(n - m)/m$. Por ejemplo, si se dispone de seis módulos de potencia igual a la cuarta parte de la carga, el grado de redundancia es ($n = 6$, $m = 4$) igual al 50%.

Ya se ha visto que si falla la red la alimentación está asegurada gracias a las baterías. Si falla un número de inversores menor o igual a $(n - m)$, la carga sigue alimentada por los restantes. Pero si el número de inversores que falla es mayor a $(n - m)$, los inversores que quedan no pueden seguir alimentando a la

carga y entonces se hace una “*transferencia a red*”, es decir, se cierra el interruptor de red y se abren los de cada rama. De esta manera la alimentación se recibe directa e íntegramente de la red hasta que se efectúe la reparación y halla un número mayor o igual a “*m*” de inversores sanos, momento en el que se hace una transferencia de red a inversores.

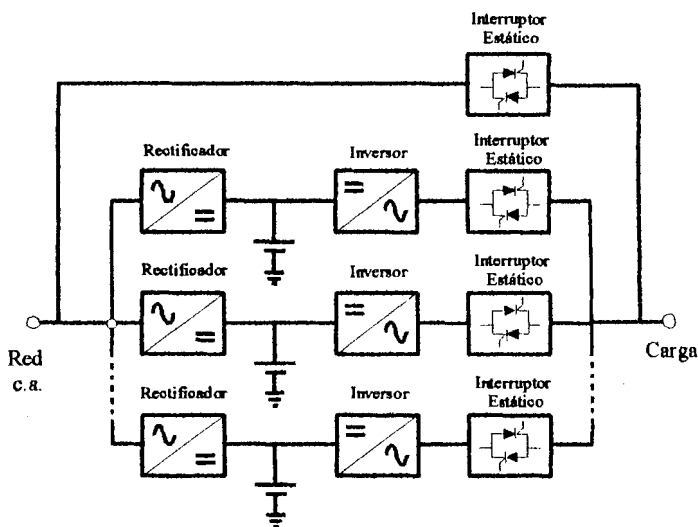


Fig.1. 4

Diagrama general de bloques de un S.A.I. de C.A.

La transferencia a red también puede desencadenarse, aunque no falle ningún inversor, siempre que la carga demande una fuerte punta transitoria de intensidad, por ejemplo, al arrancar un motor. Hay que recurrir a la red puesto que como se sabe los inversores poseen una limitación interna de intensidad para proteger a sus tiristores y asegurar su correcto bloqueo y de no hacerlo, se produciría una caída transitoria en la tensión de salida.

El correcto funcionamiento exige que permanentemente sean iguales la frecuencia y la fase de las tensiones de salida de los inversores y de la red.

Para bajas potencias lo más normal es que $n = 1$, configuración en que la relación coste - fiabilidad tiene el mayor valor. Por encima de 300 KW es mejor poner varios módulos para poder suministrar la potencia ($n > 1$) que poner un sólo módulo asociando en serie y en paralelo sus tiristores.

A veces se da también el caso de usar varios módulos sin la ayuda de la red como fuente alimentadora directa, sobre todo cuando la carga debe ser alimentada a una frecuencia distinta de la de la red.

Entre las aplicaciones de los S.A.I. de C.A. destacan la alimentación de instrumentación de plantas químicas y de gas, sistemas de control de transmisión de procesos, para instalaciones de tiempo compartido, equipos para comunicaciones en aeropuertos, acondicionamientos industriales, etc.

CAPITULO 2

TIPOS DE INVERSORES

TIPOS DE INVERSORES

Existen distintas formas de clasificar los inversores, así la primera clasificación la haremos de acuerdo a la fuente de alimentación directa:

- a. Inversores alimentados por voltaje
- b. Inversores alimentados por corriente

En un inversor alimentado por voltaje, el dispositivo semiconductor de potencia siempre permanece directamente polarizado al voltaje de alimentación directa, por lo tanto algún tipo de conmutación forzada es requerida cuando se utiliza tiristores.

Un inversor alimentado por corriente no es mas que una fuente de voltaje directa conectada en serie con una inductancia al circuito inversor.

Otra forma de clasificar los inversores es de acuerdo a su configuración, a continuación mencionamos los más importantes:

- a. Configuración de toma media
- b. Medio puente
- c. Puente (monofásico y trifásico)

También podemos hacer la clasificación de acuerdo a los elementos semiconductores empleados para la conmutación de las diferentes configuraciones:

- a. Tiristores
- b. Transistores de potencia
- c. Dispositivos MOS de potencia
- d. GTO

Según su salida AC, podemos clasificar a los inversores en:

- Inversores monofásicos
- Inversores trifásicos

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

A continuación, se hará una breve introducción de los inversores clasificados según su salida AC: los inversores monofásicos y trifásicos.

2.1 INVERSORES MONOFASICOS: CONCEPTO Y CLASES

Suelen distinguirse tres configuraciones: con transformador de toma media, con batería de toma media y configuración en puente. Cada una de

ellas tiene sus ventajas e inconvenientes, como se expondrán más adelante, independientemente de los semiconductores empleados en su realización y de su circuitería auxiliar de excitación y bloqueo.

Transformador con toma media.

En la figura 2.1 se describe este circuito y las formas de onda de las variables más interesantes.

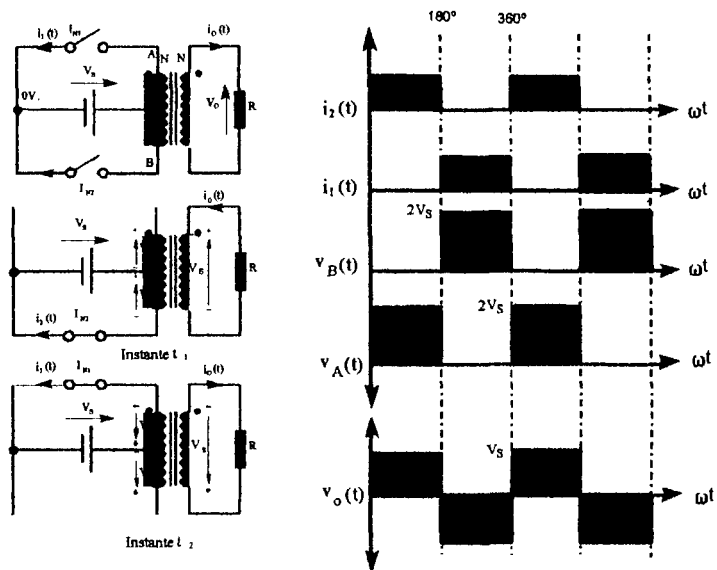


Fig.2.1

Inversor con transformador de toma media.

ellas tiene sus ventajas e inconvenientes, como se expondrán más adelante, independientemente de los semiconductores empleados en su realización y de su circuitería auxiliar de excitación y bloqueo.

Transformador con toma media.

En la figura 2.1 se describe este circuito y las formas de onda de las variables más interesantes.

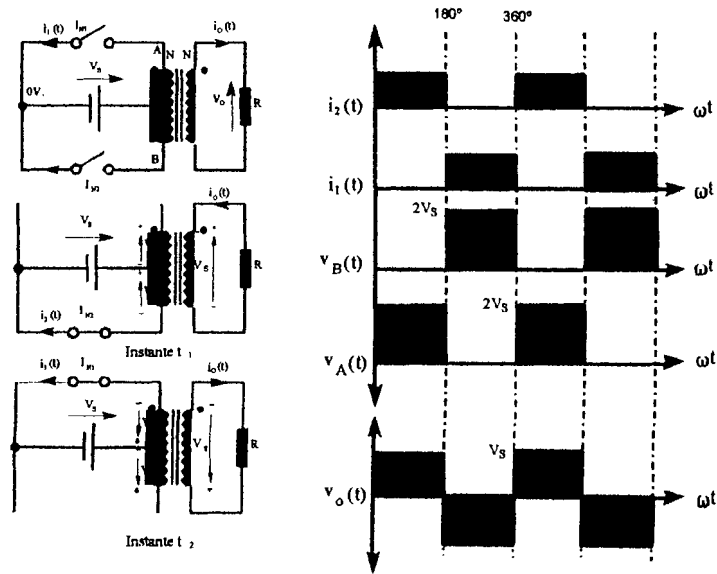


Fig.2.1

Inversor con transformador de toma media.

La fuente de C.C. está representada por una batería de tensión V_S . El polo positivo está permanentemente conectado a la toma media de un transformador que se considera ideal (intensidad magnetizante nula, resistencia de los devanados nula, inductancia de dispersión nula). El polo negativo de la batería, que se toma como referencia de tensiones para el circuito asociado al primario, se conecta alternativamente a los extremos A y B del primario mediante los interruptores I_{N1} e I_{N2} , cuya secuencia de funcionamiento queda representada en la figura 2.1.

En los semiperíodos en que I_{N1} está abierto e I_{N2} cerrado, como sucede en el instante t_1 , se imprime a los terminales X-B del transformador una tensión V_S con la polaridad indicada en la segunda figura. Suponiendo que los devanados AX, XB y el secundario tienen el mismo número de espiras N , se tendrá que la tensión de salida es:

$$v_o(t) = V_S$$

atendiendo a los terminales correspondientes durante el semiperíodo y que es independiente de la intensidad que circula por la carga. Se ha supuesto, para simplificar al máximo en este primer esquema, que la carga es una resistencia pura de valor R . La intensidad de salida durante este semiperíodo es, por lo tanto:

$$i_o(t) = \frac{v_o(t)}{R} = \frac{V_S}{R} = I_o$$

La tensión del punto A respecto del X es igual a V_S y, según los terminales correspondientes, positiva. Por lo tanto I_{N1} queda sometido a una tensión $2V_S$ cuando está abierto.

Durante los semiperíodos en que I_{N1} está cerrado e I_{N2} abierto, como sucede en el instante t_2 (véase el tercer esquema), la tensión de la batería está aplicada a los terminales AX del primario y la tensión de salida es:

$$v_o(t) = -V_S$$

como puede deducirse de la inspección de los terminales correspondientes, la intensidad de salida resulta:

$$i_o(t) = -\frac{V_S}{R} = -I_O$$

El interruptor I_{N2} también queda sometido a una tensión $2V_S$ cuando está abierto. Los circuitos reales con transistores o tiristores someten por tanto estos dispositivos a picos de tensión todavía mayores a $2V_S$ debido a las inevitables oscilaciones que tienen lugar en las conmutaciones. Por dicha razón esta configuración no es adecuada para trabajar con tensiones de alimentación altas. El transformador de toma media tiene un grado de utilización bajo en el primario y empeora bastante el rendimiento en los circuitos prácticos, por lo que no es aconsejable emplear esta configuración para potencias superiores a 10 KVA.

La tensión resultante en la salida es una onda cuadrada de amplitud V_S independiente de la intensidad para cualquier tipo de carga, cuya frecuencia está determinada por la velocidad de cierre y apertura de los interruptores, y en los circuitos prácticos por la frecuencia de los impulsos de excitación de los semiconductores.

Batería con toma media.

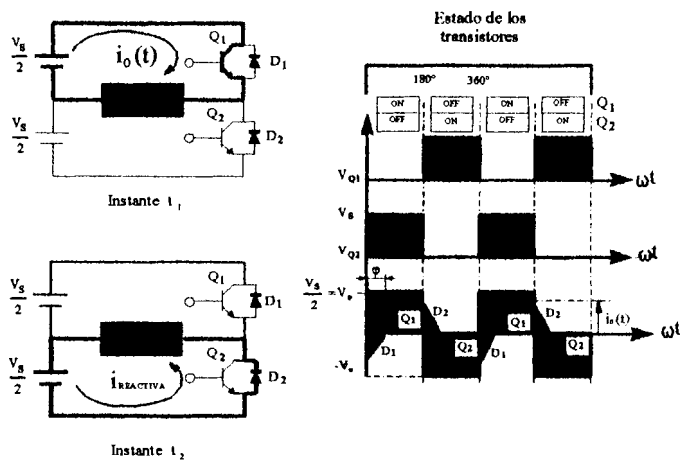


Fig.2.2

Circuito inversor con batería de toma media.

En esta configuración, un extremo de la carga está conectado permanentemente al punto medio de la batería o fuente de C.C. El otro extremo se conecta alternativamente a los polos positivo y negativo mediante semiconductores de potencia. En el caso de la figura 2.2 se ha optado por transistores.

Durante los semiperíodos en que Q_1 está excitado y saturado, la tensión en el extremo derecho de la carga es $+V_S/2$ respecto de la toma media de la batería, salvo caídas de tensión despreciables en el semiconductor. Durante los semiperíodos en que se excita Q_2 , la tensión en dicho extremo de la carga es $-V_S/2$. La tensión resultante en la carga es una onda cuadrada de amplitud $V_S/2$.

La tensión que deben soportar los semiconductores es igual a la tensión de la batería o fuente de C.C. más las sobretensiones que se produzcan en los circuitos prácticos.

Esta configuración es más adecuada para tensiones altas de la fuente C.C. que la configuración con transformador de toma media, pero tiene el inconveniente de que la tensión en la carga es sólo la mitad de la que hay en la batería.

Para realizar las ondas de intensidad de salida $i_o(t)$ se ha supuesto por simplicidad que la carga consiste en un circuito RLC que tiene una impedancia a los armónicos de la tensión de salida de forma que absorbe una intensidad $i_o(t)$ senoidal pura. El ángulo de retardo φ de dicha intensidad respecto a la componente fundamental de $v_o(t)$ se ha supuesto de 60° .

Observando la evolución relativa de $v_o(t)$ e $i_o(t)$ se confirma la necesidad de disponer diodos en antiparalelo con los transistores que permitan la circulación de la intensidad reactiva.

Durante los intervalos de conducción de los diodos, la carga devuelve intensidad a la batería porque ésta absorbe intensidad por el terminal positivo de la mitad que opera en cada caso, (la intensidad tiende a circular en el mismo sentido que en el instante anterior).

El ángulo o período de conducción de los diodos coincide con el argumento φ de la impedancia de carga, siendo nulo para una carga con $\cos \varphi = 1$, en cuyo caso podrían eliminarse los diodos. El mayor período de conducción para los diodos y menor para los transistores se da con carga reactiva pura, tanto capacitiva como inductiva $\cos \varphi = 0$, ambos períodos son de 90° .

Puente monofásico.

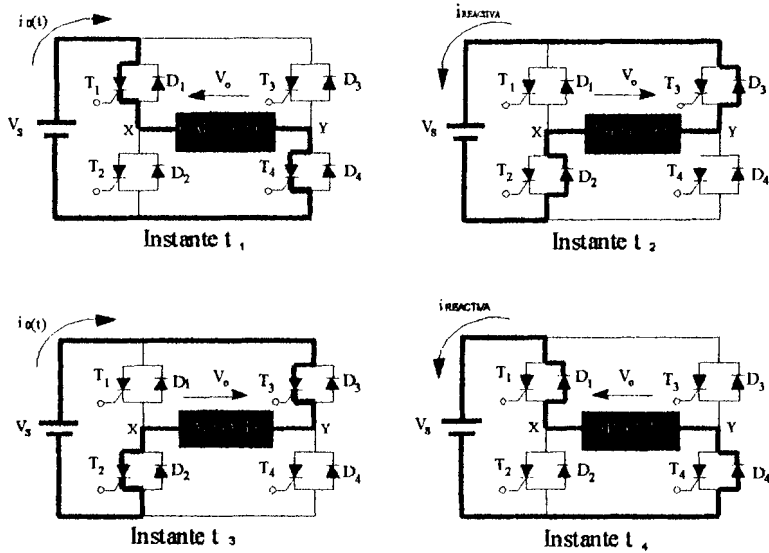


Fig.2.3

Inversor monofásico.

Consta de dos ramas semiconductoras conectadas como se especifica en las figuras 2.3 y 2.4; en estas figuras se han materializado los circuitos mediante tiristores, a los cuales se han conectado diodos en antiparalelo para conducir la intensidad reactiva.

Manteniendo excitados T_1 y T_4 (instante t_1), el extremo X de la carga queda conectado al polo positivo de la batería y el extremo Y al polo negativo, quedando la carga sometida a la tensión V_s de la batería. Bloqueando T_1 y T_4 y excitando T_2 y T_3 (instante t_3), la tensión en la carga se invierte. Haciendo esto de forma alternativa, la carga queda sometida a una tensión alterna cuadrada

de amplitud igual a la tensión de la batería V_S , lo cual supone una ventaja con respecto al inversor con batería de toma media. En contrapartida, aquí se necesitan el doble semiconductores que en dicha configuración.

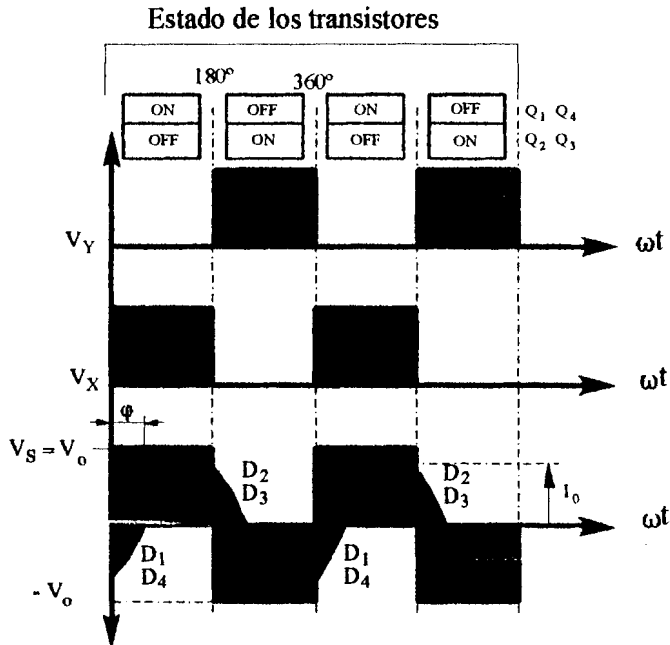


Fig.2.4

Formas de onda en la carga en inversor monofásico.

En la figura 2.4 se muestran los períodos de conducción, la forma de onda en la carga y los elementos que atraviesa la corriente en cada intervalo de tiempo. Para el instante t_2 la carga tendrá una tensión positiva en el extremo "Y" y negativa en el "X", por tanto, ésta se descargará a través de los diodos D_2 y D_3 cediendo potencia a la batería; en el instante t_4 la tensión en la carga es la contraria que en el instante t_2 y por tanto conducen los diodos D_1 y D_4 . En

ambos intervalos de tiempo se libera la energía reactiva acumulada en la carga durante los instantes t_1 y t_3 respectivamente.

La forma de onda en la carga se ha representado suponiendo una impedancia infinita para los armónicos de la tensión de salida, y por tanto tenemos una tensión senoidal pura. El ángulo de retardo φ de la intensidad de carga con respecto a la onda fundamental de la tensión de salida se ha tomado aproximadamente de 60° .

2.2 INVERSORES TRIFASICOS: CONCEPTO Y CLASES

El inversor trifásico se utiliza normalmente para los circuitos que necesitan una elevada potencia a la salida.

Los primarios de los transformadores deben estar aislados unos de los otros, sin embargo, los secundarios se pueden conectar en triángulo o en estrella.

Los secundarios de los transformadores se conectan normalmente en estrella para de esta forma eliminar los armónicos de orden 3, ($n = 3, 6, 9, \dots$) de la tensión de salida.

Este inversor se puede conseguir con una configuración de seis transistores y seis diodos.

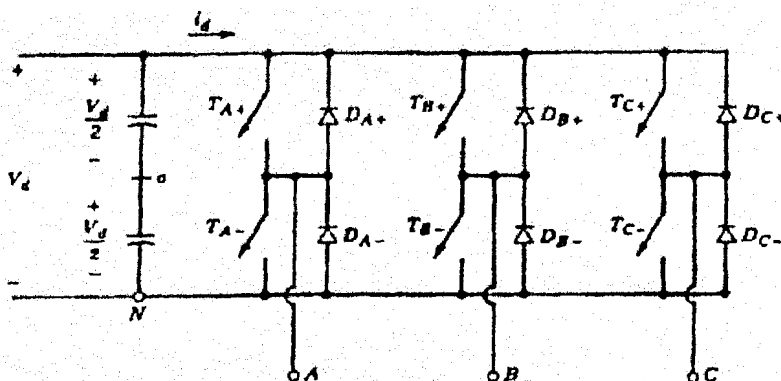


Fig. 2. 5

Inversor trifásico.

A los transistores le podemos aplicar dos tipos de señales de control: desfasadas 120° ó 180° entre sí. La diferencia se presenta en que en conducción 180° conducen tres transistores a la vez, mientras que en el inversor por conducción de 120° , conducen solamente dos transistores.

En el inversor trifásico por conducción de 120° , hay un retardo de $\pi/6$ entre el corte de Q_1 y la conducción de Q_4 . De esta forma, se evita que la fuente de continua se cortocircuite al pasar de un modo de operación a otro. Durante cada modo de operación uno de los tres terminales está abierto y los otros dos conectados a la fuente de continua. La tensión del terminal abierto dependerá de las características de la carga y es impredecible.

Se hará el análisis del inversor trifásico por conducción 180° a continuación.

2.3 INVERSOR TRIFASICO A UTILIZARSE

Dentro del ámbito de los inversores para aplicaciones de pequeña y mediana potencia es mas ventajoso la utilización de transistores de potencia que el de tiristores, porque hacen al inversor menos voluminoso y pesado, más económico y permite trabajar a altas frecuencia, los circuitos de fuerza y control son mas simples dada la complicación inherente al bloqueo forzado en los tiristores.

El inversor a emplearse es un inversor trifásico tipo puente por conducción 180° . La conmutación de los transistores de potencia inversor tipo puente se realiza suministrando a las bases una corriente adecuada mediante circuitos amplificadores de la señal, en el cual se harán uso de optoacopladores, proveniente del circuito de control.

El inversor trifásico trabajará a una frecuencia dada en una rango de 50 a 300 Hz.

CAPITULO 3

CIRCUITO DE FUERZA DEL INVERSOR

3.1 ANALISIS DEL CIRCUITO DE FUERZA

La configuración del inversor trifásico tipo puente es mostrada a continuación:

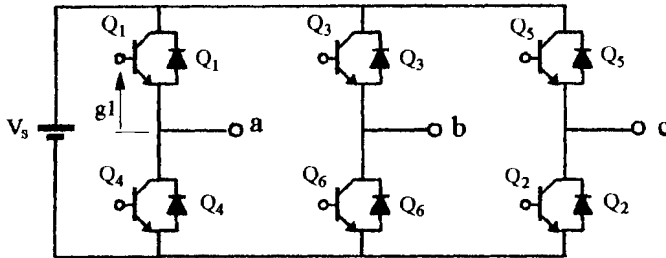


Fig.3. 1

Inversor trifásico usando transistores de potencia

La carga puede ser conectada en estrella o en delta usando los terminales A, B y C. Los transistores de potencia están fijados en la secuencia T1, T2, T3, T4, T5, T6, T1, Si el período T del voltaje de salida del inversor es dividido en 2π radianes (360 grados) entonces cada transistor conducirá por intervalo de $\pi/3$ (120 grados).

Dos modelos son utilizados para el tiempo de conducción de los transistores. En uno de los modelos el transistor conducirá por duración π y el otro cada transistor conducirá por un periodo de $2\pi/3$.

A continuación, mostramos en el siguiente gráfico, las diferentes formas de ondas para el modelo en el cual cada transistor de potencia conduce por un periodo de π :

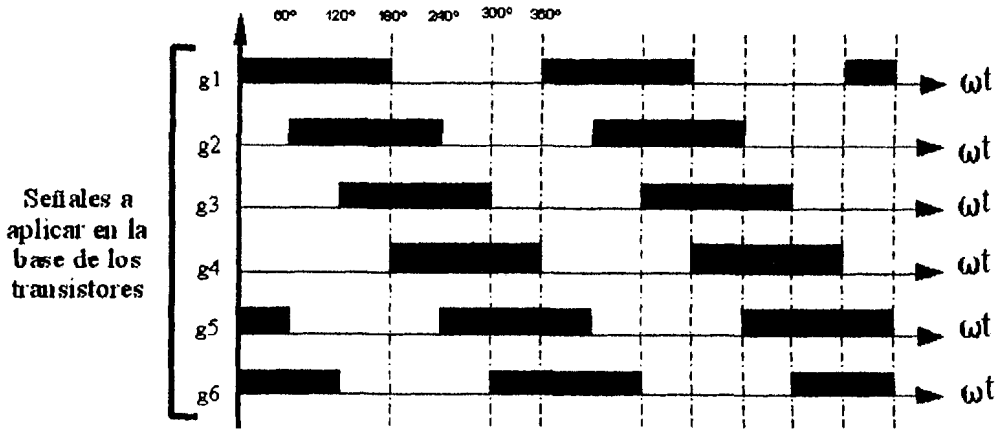


Fig.3. 2

Señales aplicadas a las bases de los transistores

Las señales de voltajes V_{g1} a V_{g6} presentan un desfase entre ellos de un intervalo de 60° ($\pi/3$ radianes) y cada señal tiene una duración de 180° (π radianes).

La carga puede ser conectada en disposición triángulo o estrella, como se muestra en la figura 3.3 .

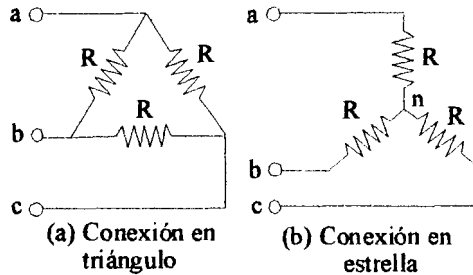


Fig. 3. 3

Formas de conexión en la carga.

Un periodo de la operación de inversión ha sido dividido en seis intervalos. En cada intervalo los transistores conducen de acuerdo a la siguiente secuencia:

INTERVALO	CONDUCCION DE TRANSISTORES
I	1,5,6
II	1,2,6
III	1,2,3
IV	2,4,3
V	5,4,3
VI	5,4,6

En este modelo, tres transistores están conduciendo a la vez. Una vez que la conducción de los transistores es identificado, las formas de ondas de voltaje son fácilmente dibujados. A continuación, se muestra las formas de ondas tanto para voltaje línea – línea, como línea – neutro:

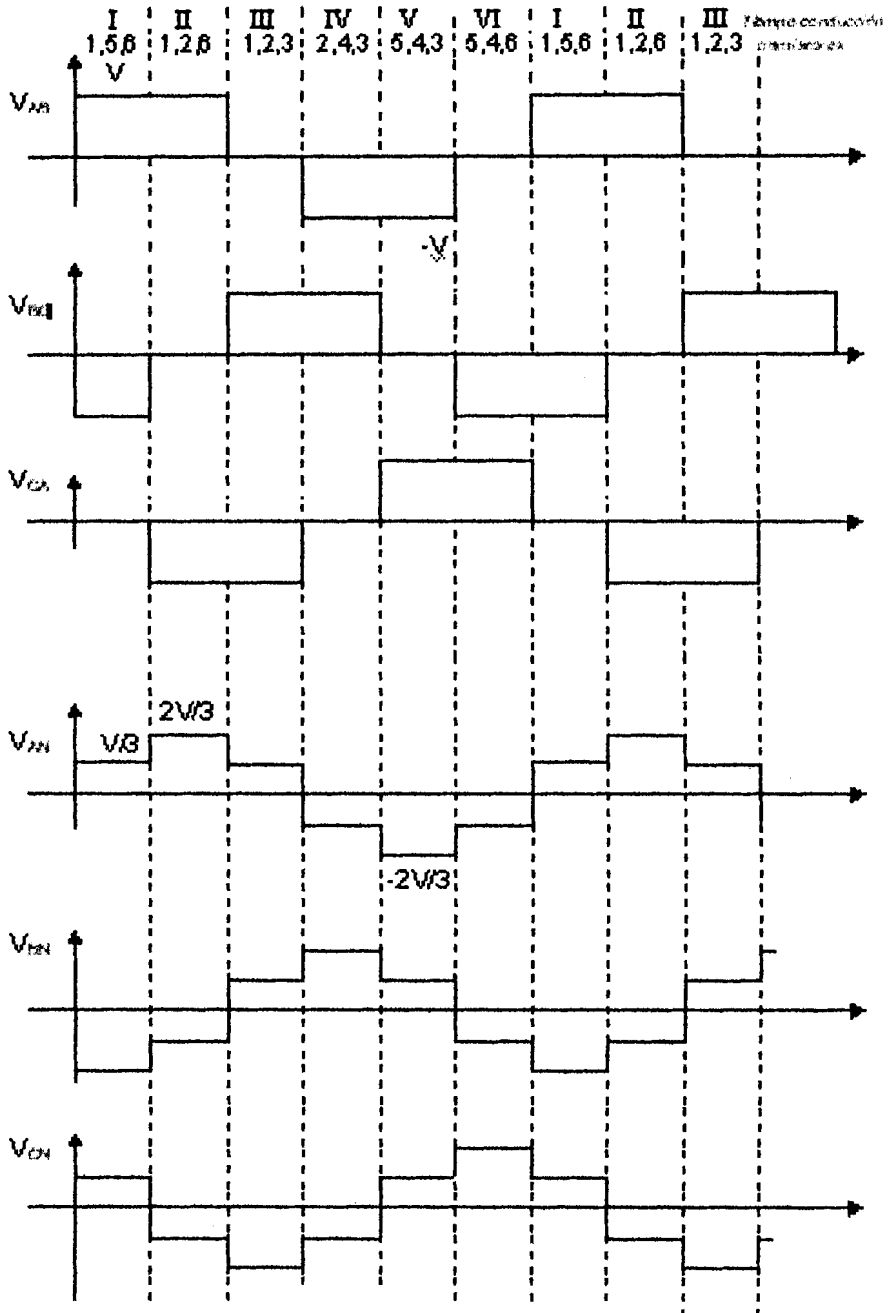


Fig. 3.4

Formas de onda en la carga.

Las últimas tres formas de ondas mostradas (Voltaje Línea Neutro) han sido dibujadas para una carga resistiva conectada en estrella. Este voltaje es dibujado considerando los circuitos equivalentes del inversor y la carga válida para varios intervalos, por ejemplo, los circuitos equivalentes para los intervalos o modos I, II y III son mostrados a continuación:

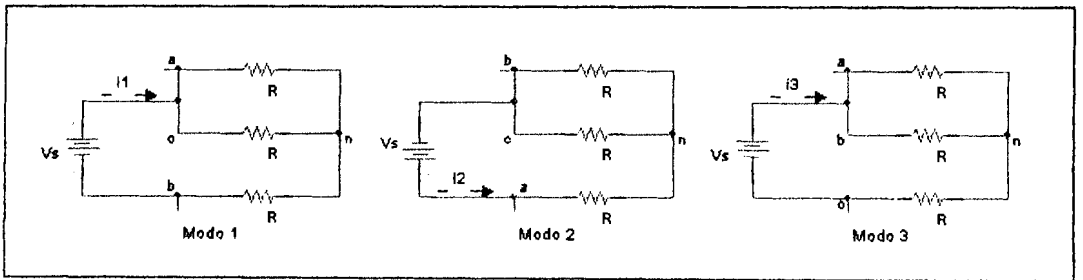


Fig. 3. 5

Circuitos equivalentes

Durante el modo 1 para $0 < \omega t < \pi/3$,

$$R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2}$$

$$i_1 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2V_s}{3R}$$

$$V_{AN} = V_{CN} = \frac{i_1 R}{2} = \frac{V_s}{3}$$

$$V_{BN} = -i_1 R = \frac{-2V_s}{3}$$

Durante el modo 2 para $\pi/3 < \omega t < 2\pi/3$,

$$R_{\text{eq}} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2}$$

$$i_2 = \frac{V_s}{R_{\text{eq}}} = \frac{2V_s}{3R}$$

$$V_{\text{BN}} = i_2 R = \frac{2V_s}{3}$$

$$V_{\text{BN}} = V_{\text{CN}} = -\frac{i_2 R}{2} = -\frac{V_s}{3}$$

Durante el modo 3 para $2\pi/3 < \omega t < \pi$,

$$R_{\text{eq}} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2}$$

$$i_2 = \frac{V_s}{R_{\text{eq}}} = \frac{2V_s}{3R}$$

$$V_{\text{AN}} = V_{\text{BN}} = \frac{i_2 R}{2} = \frac{V_s}{3}$$

$$V_{\text{CN}} = -i_2 R = -\frac{2V_s}{3}$$

Las formas de ondas de voltaje línea - línea están desplazadas 120° . Los voltajes de salida pueden ser descritas por las siguientes series de Fourier:

$$V_{AB} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s \cos \frac{n\pi}{6}}{n\pi} \sin n(\omega t + \frac{\pi}{6})$$

$$V_{BC} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s \cos \frac{n\pi}{6}}{n\pi} \sin n(\omega t - \frac{\pi}{2})$$

$$V_{CA} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s \cos \frac{n\pi}{6}}{n\pi} \sin n(\omega t - \frac{7\pi}{6})$$

Nótese que los armónicos de orden $n= 3,6,9,\dots$, etc son cero en los voltajes de línea. Estos voltajes de línea tienen bien definido los valores durante todos los seis intervalos, y además, sus formas de ondas son independiente de la carga, la cual puede ser lineal o no lineal, balanceada o desbalanceada y pueden tener cualquier combinación de resistencia, inductancia y capacitancia. Si la carga es conectada en delta las corrientes por fase y por línea pueden ser calculados usando las ecuaciones anteriormente mostradas, si la carga esta conectada en estrella, el teorema de superposición puede ser usado para obtener las corrientes y voltaje por fase.

Los voltajes línea – línea rms puede ser hallado mediante la siguiente fórmula:

$$V_L = \left[2/2\pi \int_0^{2\pi/3} V_S^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = \sqrt{(2/3)} V_S = 0.8165 V_S$$

La componente n th rms del voltaje de línea es:

$$V_{LN} = \frac{4 V_S}{\sqrt{2} n\pi} \cos(n\pi/6)$$

Por ejemplo, para $n = 1$, el voltaje de línea fundamental es:

$$V_{L1} = \frac{4 V_S}{\sqrt{2} \pi} \cos 30^\circ = 0.7797 V_S$$

El valor rms del voltaje línea – neutro puede ser hallado del voltaje de línea:

$$V_P = \frac{V_L}{\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{2} V_S}{3} = 0.4714 V_S$$

Si la resistencia por fase es R , entonces para una carga conectada en estrella:

$$P_o = 3 \left(1/\pi \int_0^\pi V_{AN} d(\omega t) \right)$$

Resolviendo la ecuación anterior tenemos:

$$P_o = 2V^2 / 3R$$

El tipo de transistor de potencia se deberá escoger dependiendo de la corriente rms que fluye a través del circuito de fuerza. Durante un ciclo, la corriente de cualquiera de las fases está repartida entre dos transistores en serie, por ejemplo para la fase A, el transistor T1 acarrea la corriente de carga durante el semiciclo positivo y el transistor T4 durante el semiciclo negativo. Por lo tanto el valor RMS de la corriente de carga bajo estas condiciones, será:

$$I_p = \sqrt{2} I_{rms}$$

La potencia en la carga P_o puede ser escrita como:

$$P_o = 3 I_p^2 R = 6 I_{rms}^2 R$$

Con carga resistiva, los diodos colocados en paralelos a los transistores no tienen ninguna función. Si la carga es inductiva, la corriente en cada línea del inversor podría estar retrasada con respecto al voltaje, como se muestra en la figura 3.6.

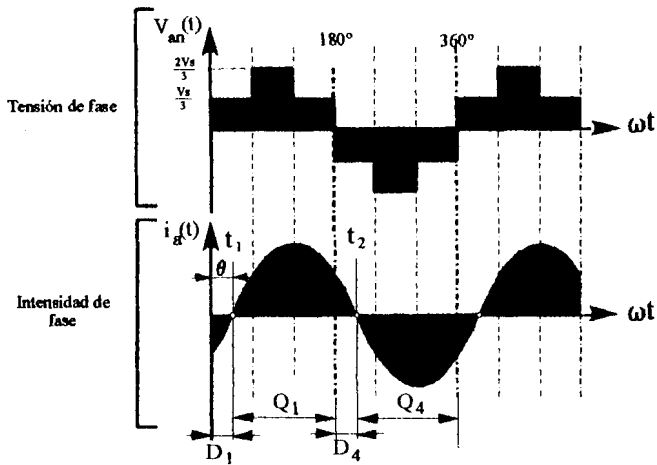


Fig.3. 6

Inversor trifásico con carga RL.

Cuando el transistor Q4 en la figura está apagado, la única ruta para la corriente de línea negativa es a través de D1. Entonces el terminal de carga (a) es conectada a la fuente DC a través de D1 mientras la corriente de carga invierte su polaridad en $t = t_1$. Durante el periodo para $0 < t < t_1$, el transistor Q1 no conducirá. Similarmente, el transistor Q4 únicamente conducirá a partir de $t = t_2$. Los transistores podrían estar continuamente conduciendo, por lo que el tiempo de conducción de los transistores y diodos dependerá del factor de potencia de la carga.

Para una carga conectada en estrella, el voltaje de fase es $V_{AN} = V_{AB} / \sqrt{3}$ con un desfase de 30° .

La corriente de línea i_a para una carga RL está dada por:

$$i_a = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \left[\frac{4V_s}{\sqrt{3} n\pi \sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \right] \cos \frac{n\pi}{6} \sin (n\omega t - \theta_n)$$

donde $\theta_n = \tan^{-1} (n\omega L / R)$

3.2 SELECCIÓN DE LOS TRANSISTORES DE CONMUTACION DEL CIRCUITO INVERSOR

Al considerar que tipo de transistores se han de emplear, se debe considerar el inconveniente en la limitación que tienen los transistores al momento de soportar sobrecargas dinámicas sin estar fuera del área de operación segura.

Para la selección del tipo de transistor se realizaron los siguientes análisis:

1. La tensión de pico máximo de colector a emisor que puede soportar el transistor con base abierta es igual a un factor de seguridad k por la tensión de alimentación (por lo general, es suficiente con una factor de seguridad $k = 2$).

2. Los transistores deben ser capaces de manejar la corriente necesaria para desarrollar la potencia de salida a una determinada tensión de alimentación, y su tensión de saturación en condiciones de máxima corriente debe ser suficientemente baja como para obtener un rendimiento elevado del circuito inversor.
3. La resistencia térmica de juntura a cápsula de los transistores, debe ser suficientemente baja como para no exceder los regímenes de potencia máximos del fabricante para una determinada temperatura ambiente.

En el primer análisis, para la selección del transistor, tenemos la siguiente expresión:

$$V_{\text{cet}} < k V_s$$

Donde:

V_{cet} : Voltaje colector a emisor máximo que podrá soportar el transistor

K : factor de seguridad

V_{ceop} : Voltaje fuente de alimentación

El voltaje de colector a emisor de operación es aproximadamente igual al voltaje continuo proporcionado por la batería, es decir de 12 Voltios. Como se consideró un factor de seguridad igual a 2, tenemos que el voltaje de

colector a emisor máximo que soportará el transistor será menor o igual a 24 Voltios.

La corriente que circulará por cada transistor del circuito inversor tipo puente será igual a la corriente de línea de la carga. Para este caso, se ha determinado que la corriente máxima será de 2 Amperios.

Tomando en cuenta las dos primeras consideraciones, se consideró el transistor TIP122, el cual es un transistor NPN Darlington. En el anexo A, se presenta la hoja característica de este transistor.

El estudio térmico de los dispositivos de potencia es fundamental para un rendimiento óptimo de los mismos. Esto es debido a que en todo semiconductor, el flujo de la corriente eléctrica produce una pérdida de energía que se transforma en calor. El calor produce un incremento de la temperatura del dispositivo. Si este incremento es excesivo e incontrolado, inicialmente provocará una reducción de la vida útil del elemento y en el peor de los casos lo destruirá. Para nuestro proyecto, dado que la potencia máxima que pueden soportar los transistores es de 75 Watios (hoja característica del transistor), se considera que se encuentran dentro de los parámetros aplicados al circuito de fuerza.

3.3 TIPO DE ALIMENTADOR DC Y ELEMENTOS DE PROTECCION

El voltaje para la alimentación del circuito inversor será dado por una fuente DC fija, que en este caso está dado por una batería de 12 Voltios. Esta batería será conectada externamente. También puede utilizarse una fuente variable, como las del laboratorio, pero hay que tener cuidado en los valores de corriente que maneja la carga y que pueda soportar la fuente.

Ya que no se están utilizando elementos de disparo (tales como los tiristores), no es necesario implementar redes de protección en paralelo a los transistores de potencia, la única seguridad se da con los diodos en paralelo para trabajar con cargas RL (o motor), el cual se explica mas adelante.

Además, se ha dispuesto de un breaker trifásico a las salidas de la línea de carga, por posibles cortocircuitos que puedan presentarse al realizar las conexiones de carga (ya sea resistiva o resistiva – inductiva).

CAPITULO 4

CIRCUITO DE CONTROL DEL INVERSOR

4.1 DESCRIPCION GENERAL DEL CIRCUITO DE CONTROL Y DIAGRAMA DE BLOQUES

Para el circuito de fuerza necesitamos que deben llegar como voltaje de base a emisor las formas de ondas mostradas en la figura 3.2. Para eso, estas mismas formas de ondas se deben generar del mismo circuito de control. Primero se generará un tren de pulsos (señal de *clock*) el cual se obtiene de un oscilador controlado por voltaje (VCO) con el cual variamos la frecuencia en el rango ya establecido.

Este tren de pulsos va a un arreglo especial de Flip Flop JK llamado *ring counter* el cual dará los desfases cada 60° de las ondas que harán entrar en corte o saturación a los transistores. De esta etapa de *ring counter* obtendremos 6 formas de ondas.

Estas señales serán enviadas luego a una etapa de acoplamiento, en el cual se utilizará optoacopladores, que conmutarán los transistores del circuito de fuerza.

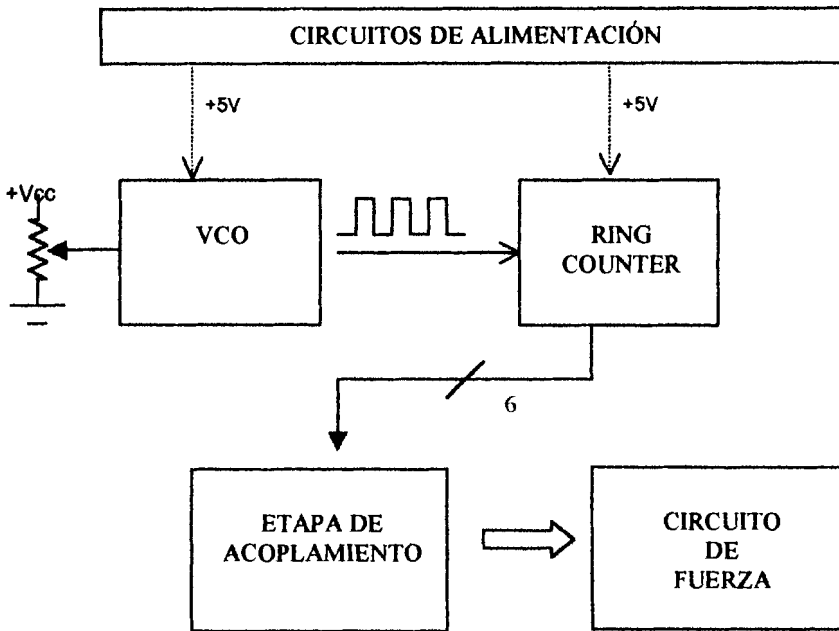


Fig.4. 1

Diagrama General del Inversor Trifásico

4.2 CIRCUITO DE RELOJ

El circuito de reloj que alimentará con un tren de pulsos al circuito Ring Counter (disposición especial de Flip Flop JK) es un oscilador controlado por voltaje (VCO).

El circuito que nos dará el oscilador controlado por voltaje está formado por un arreglo especial del temporizador 555, mostrado en la siguiente figura:

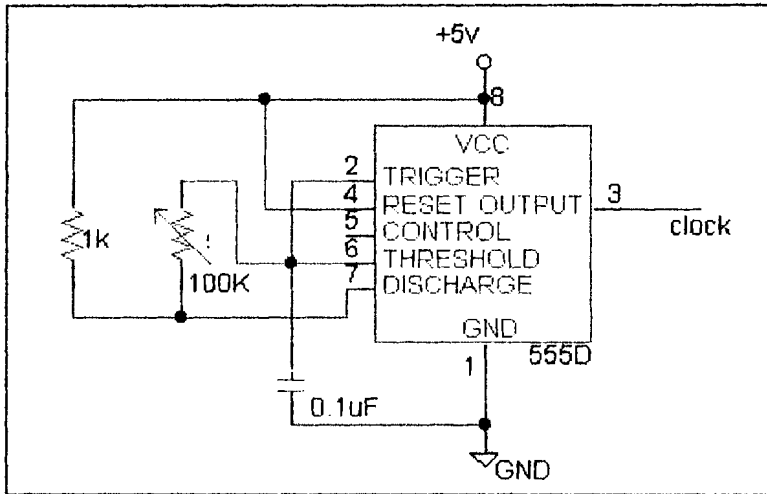


Fig.4. 2

Circuito de Reloj

El temporizador 555 funciona como un multivibrador de oscilación libre. La frecuencia puede variar, para nuestro proyecto, desde 50 hz hasta 300 hz, la cual se mide con respecto a la frecuencia de carga, mediante el potenciómetro de 100KΩ.

Cuando se alimenta el circuito, la terminal 4 del temporizador siempre esta recibiendo señal alta (+5 Voltios) La salida del oscilador controlado por voltaje es V_o y se toma de la terminal 3 del temporizador. Al variar el valor de

resistencia en el potenciómetro de $100K\Omega$, variamos el tiempo de la carga y descarga del capacitor de $0.1 \mu F$. Esta carga y descarga es la que me permite obtener la señal de reloj mostrada en la figura 4.3. Es de notar que el ciclo de trabajo del reloj debe ser del 50%, es decir, que el tiempo de subida y de bajada son iguales. Esto es de vital importancia ya que si los ciclos de trabajo no son iguales, se presentarán problemas en el circuito de desfase, implementado con Flip-Flop JK, que se explicará mas adelante.

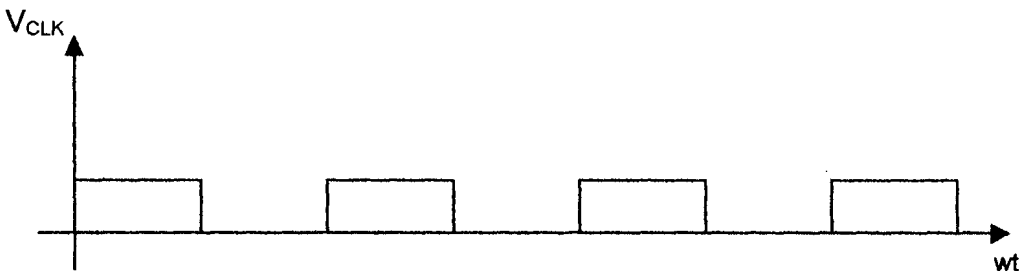


Fig.4. 3

Forma de onda del reloj

4.3 CIRCUITO RING COUNTER

Ring counters son contadores sincrónicos de propósito especial, los que son a veces referido como contadores Johnson o Moebius. Estos contadores secuenciales tienen aplicaciones especiales en casos donde las secuencias de código con simetría se necesitan.

Existen básicamente dos tipo de *ring counters*:

- 1) Standard – ring
- 2) Twisted – ring

Los *standard – ring counters* requieren n Flip Flops para contadores de modulo $(n+1)$. Los *twisted – ring counters* requieren $n / 2$ Flip Flops para contadores de modulo n . En muchas aplicaciones el *ring counter* no es realmente usado para realizar funciones de conteo, pero en general se lo utiliza como un generador de secuencia especial.

Primero consideremos la secuencia del *stándard – ring counter de cuatro bits* mostrado en la Figura 4.4. Aquí una tabla de simetría diagonal es generado cuando un 1 es desplazado o rotado a través de los cuatro bits de salida.

<u>ABCD</u>	o	<u>ABCD</u>
0000		0000
1000		0001
0100		0010
0010		0100
<u>0001</u>		<u>1000</u>
0000		0000

Figura 4.4

Dos posibles secuencias para un *standard – ring counter* de cuatro bits

Considere las secuencias del *twisted – ring counter* de tres bits mostrados en la Figura 4.5. Esta figura muestra que las secuencias del *twisted – ring* son aparentemente generadas por inversión de uno de los bits finales (MSB o LSB) y desplazándolo entre los otros bit finales en cada pulso de reloj.

<u>ABC</u>	o	<u>ABC</u>
000		000
100		001
110		011
111		111
011		110
<u>001</u>		<u>100</u>
000		000

Figura 4.5

Dos posibles secuencias para *twisted – ring counter* de tres bits.

El *ring counter* puede caer en algún estado que lo ubique en un ciclo de repetición infinito, debido a condiciones de ruido que pueden hacer que el contador salte a uno de los estados que no se utilizan del cual no retornará a la secuencia de inicio. Por lo que se debe diseñar *ring counters* que son autocorregidos.

Las secuencia del contador está definido por el siguiente diagrama de tiempo:

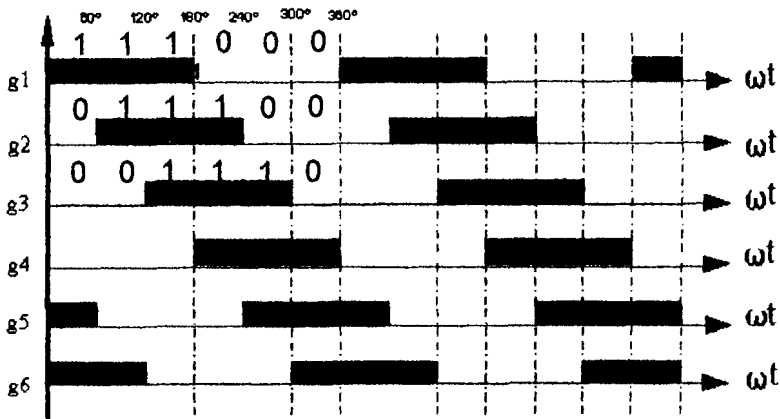


Figura 4.6

Diagrama de tiempo para ring-counter de tres bits

Fijándonos bien en el diagrama de tiempo, podemos obtener la secuencia deseada, que quedará formada de la siguiente manera:

ABC

000 (a)

100 (b)

110 (c)

111 (d)

011 (e)

001 (f)

000

$n = 3$ y número de estados = $2n = 6$

La secuencia es diseñada para *twisted - ring counter*

$\phi \rightarrow$ estados sin uso (*estados don't care*)

Armando el mapa de estado, tenemos:

		AB			
		00	01	11	10
C	0	a	ϕ	c	b
	1	f	e	d	ϕ

La implementación se la realizará utilizando Flip Flops tipo JK. Para esto, debemos guiarnos usando la tabla de excitación de los Flip Flops tipo JK:

ESTADO PRESENTE Q_n	ESTADO SIGUIENTE Q_{n+1}	J	K
0	0	0	ϕ
0	1	1	ϕ
1	0	ϕ	1
1	1	ϕ	0

La tabla de análisis de estados presente y próximo se detalla a continuación:

Estado	Estado Presente			Código de Próximo Estado						Tabla de Prox Estado		
	A _n	B _n	C _n	J _A	K _A	J _B	K _B	J _C	K _C	A _{n+1}	B _{n+1}	C _{n+1}
a	0	0	0	1	φ	0	φ	0	0	1	0	0
f	0	0	1	0	φ	0	φ	φ	1	0	0	0
φ	0	1	0	φ	φ	φ	φ	φ	φ	φ	φ	φ
e	0	1	1	0	φ	φ	1	φ	0	0	0	1
b	1	0	0	φ	0	1	φ	0	φ	1	1	0
φ	1	0	1	φ	φ	φ	φ	φ	φ	φ	φ	φ
c	1	1	0	φ	0	φ	0	1	φ	1	1	1
d	1	1	1	φ	1	φ	0	φ	0	0	1	1

Con los datos obtenidos en la tabla de estados siguientes, armamos los mapas de Karnaugh.

		AB			
		00	01	11	10
C	0	1	φ	φ	φ
	1	0	0	φ	φ

$$J_A = \overline{Q_C}$$

		AB			
		00	01	11	10
C	0	ϕ	ϕ	0	0
	1	ϕ	ϕ	1	ϕ

$$K_A = Q_C$$

		AB			
		00	01	11	10
C	0	0	ϕ	ϕ	1
	1	0	ϕ	ϕ	ϕ

$$J_B = Q_A$$

		AB			
		00	01	11	10
C	0	ϕ	ϕ	0	ϕ
	1	ϕ	1	0	ϕ

$$K_B = \overline{Q_A}$$

		AB			
		00	01	11	10
C	0	0	ϕ	1	0
	1	ϕ	ϕ	ϕ	ϕ

$$J_C = Q_B$$

		AB			
		00	01	11	10
C	0	ϕ	ϕ	ϕ	ϕ
	1	1	0	0	ϕ

$$K_C = \overline{Q_B}$$

Podemos notar que para las señales de Q_A , Q_B y Q_C tenemos la secuencia de código que necesitamos. Pero los tiempos de conducción para los transistores están dados por los diagramas de tiempo que se muestran en la figura 3.2. Para completar los últimos tres tiempos de conducción utilizamos las señales negadas de Q_A , Q_B y Q_C . Además, se debe cumplir que por cada tiempo de conducción, deben existir tres pulsos de reloj por cada semiciclo de

trabajo, es decir, por tiempo de subida y tiempo de bajada, cada uno presentará tres pulsos de clock, como se puede ver en la figura 4.7.

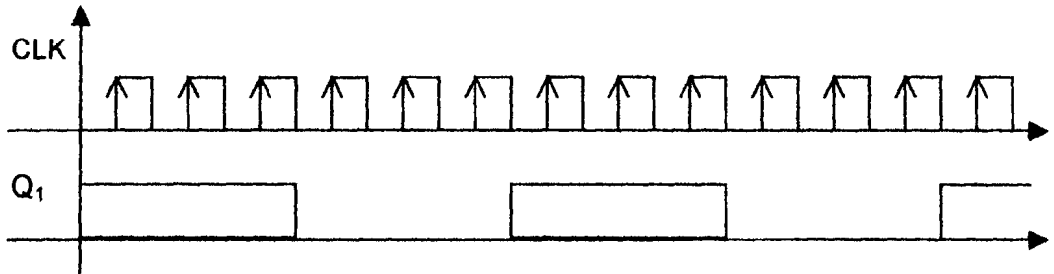


Fig.4. 7

Señal de Reloj con respecto a uno de los voltajes que llegan a los transistores

Finalmente, tenemos:

$$Q_1 = Q_A$$

$$Q_2 = Q_B$$

$$Q_3 = Q_C$$

$$Q_4 = \overline{Q_A}$$

$$Q_5 = Q_B$$

$$Q_6 = \overline{Q_C}$$

A continuación se muestra el circuito implementado usando los Flip Flop JK:

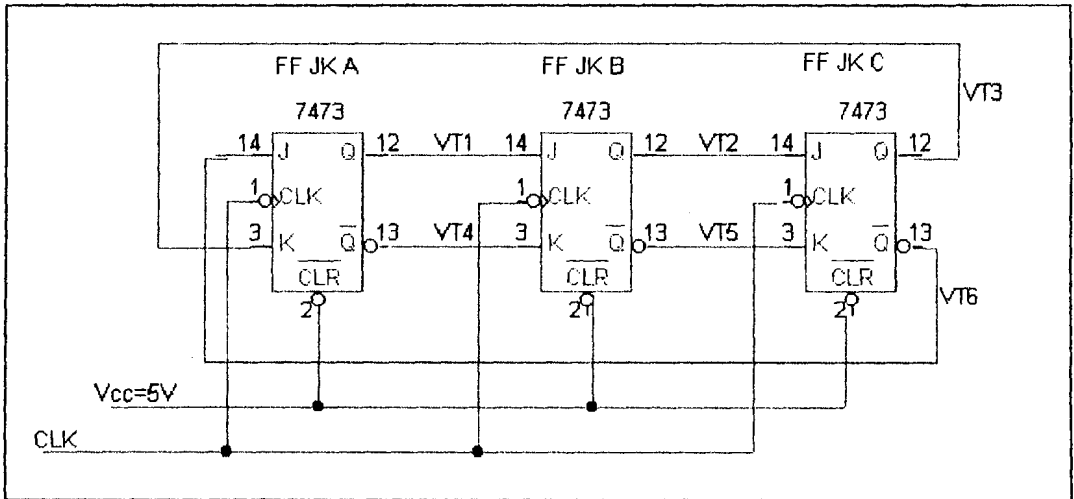


Fig.4. 8

Circuito Ring Counter

4.4 ETAPA DE ACOPLAMIENTO

Las formas de onda de las señales lógicas QA, QB, QC, con sus respectivas señales negadas, que comandan a los transistores Q1, Q2, Q3, Q4, Q5, Q6 respectivamente; pero antes estas señales se amplifican con circuitos amplificadores, las cuales toman las señales de salida de los Flip Flop JK del circuito de control a través de un circuito optoaislador, separando de ésta forma el circuito de control con el circuito de fuerza.

El circuito de comando amplificador se muestra a continuación.

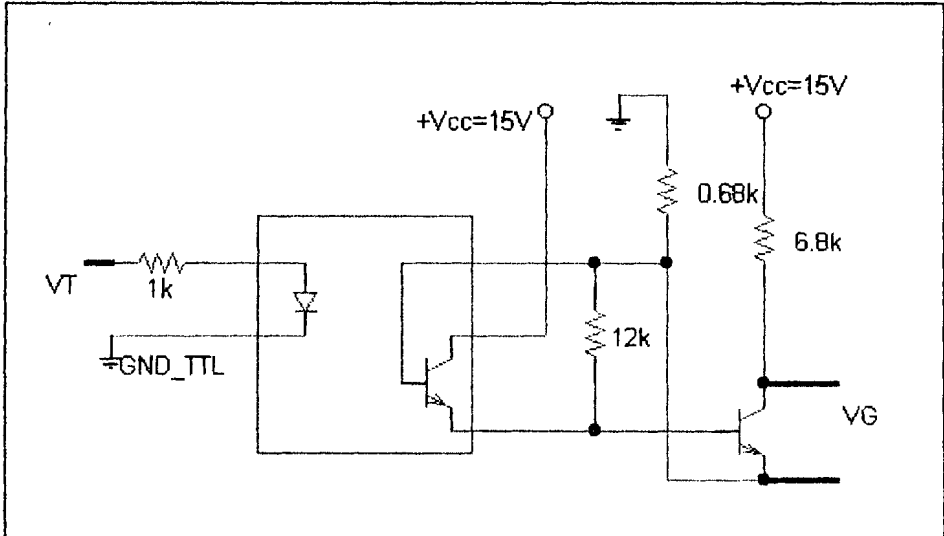


Fig.4. 9

Circuito de acoplamiento para un transistor de potencia

Cada señal de conducción obtenidas de las salidas Q (positivas y negativas) de los Flip-Flop JK, tendrá un circuito de aislamiento. La alimentación para el circuito de acoplamiento debe tener una fuente de alimentación independiente, en este caso se utiliza una fuente de +15 Voltios, la cual alimentará por igual a los seis circuitos de acoplamiento. Los optocopladores utilizados son MOC8113, cuya hoja característica se muestra en el anexo B.

DIAGRAMA GENERAL DEL CIRCUITO DE CONTROL

DIAGRAMA DE LA FUENTE DE ALIMENTACION DEL CIRCUITO DE CONTROL

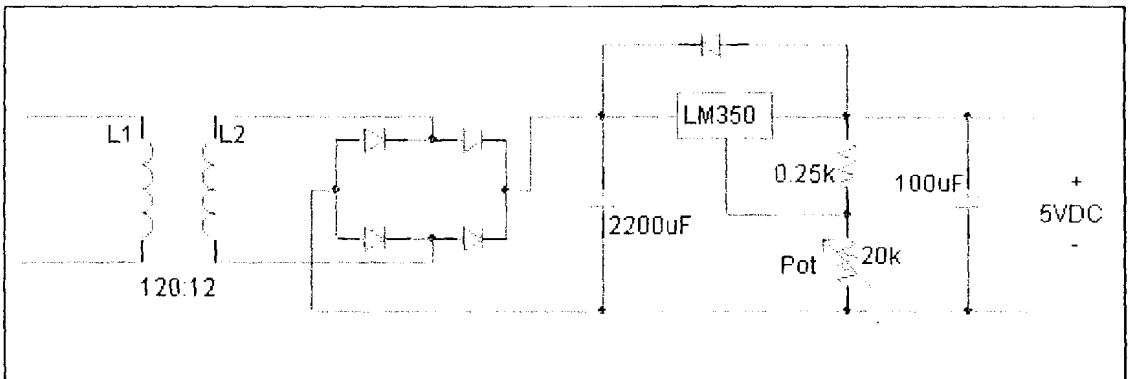


Fig.4. 10

Fuente de alimentación +5 Voltios

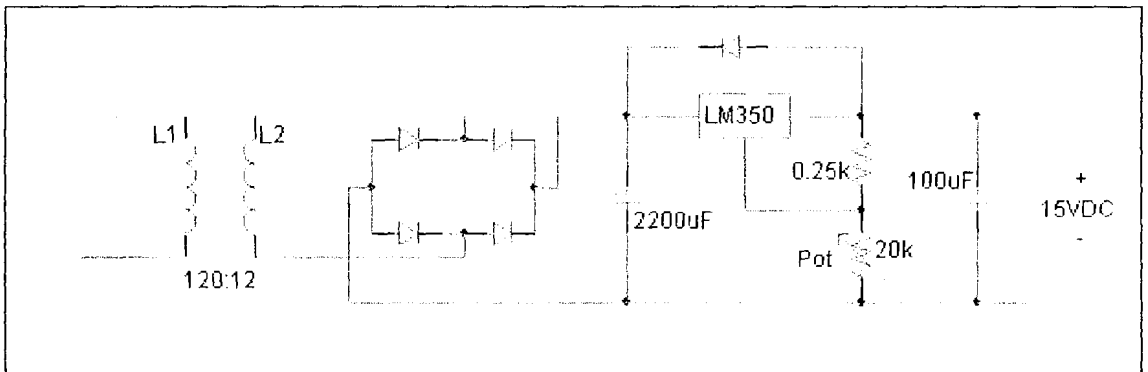


Fig.4. 11

Fuente de alimentación +15 Voltios

DIAGRAMA DEL CIRCUITO DE RELOJ Y RING COUNTER

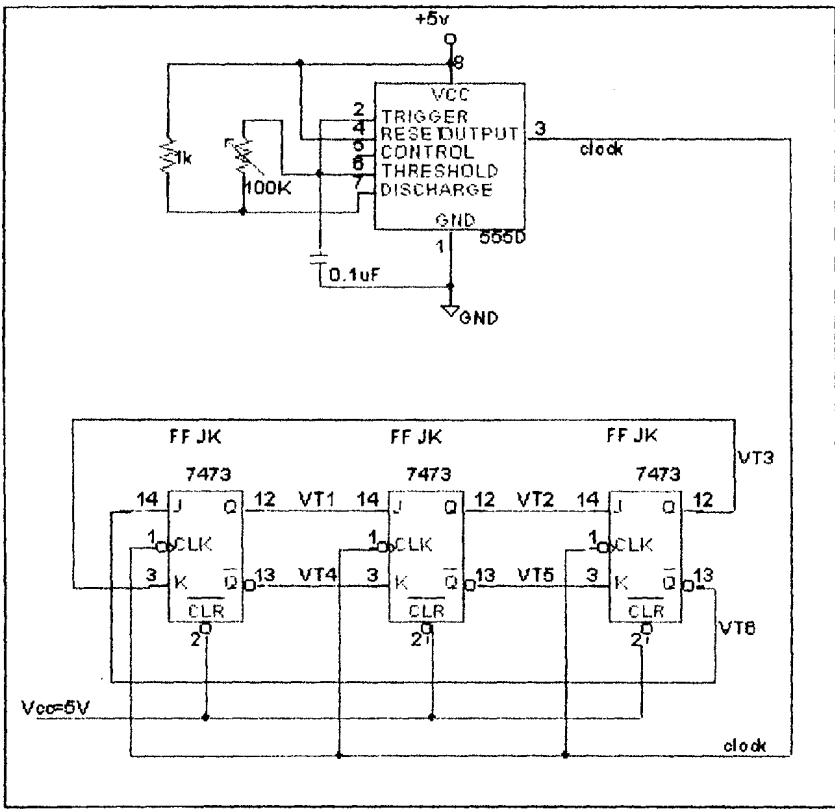


Fig.4. 12

Circuito de Reloj y Ring Counter

DIAGRAMA DEL CIRCUITO DE ACOPLAMIENTO

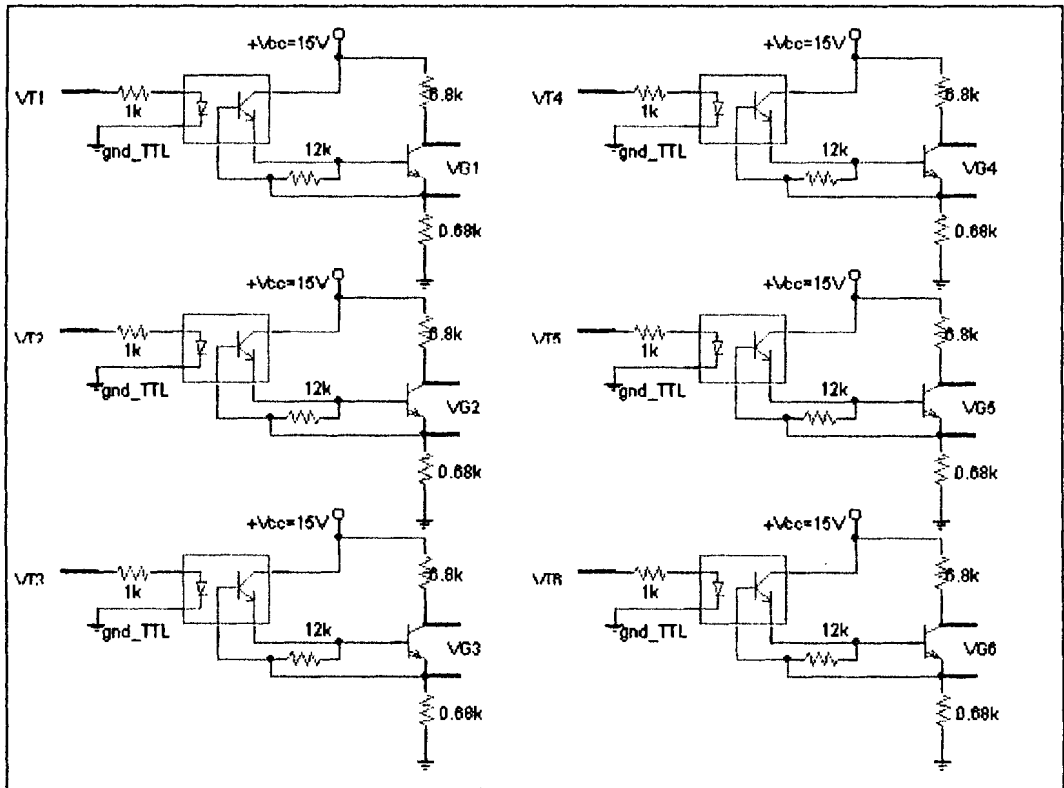


Fig.4. 13

Circuito de acoplamiento completo

CAPITULO 5

CONSTRUCCION DEL EQUIPO

5.1 LISTA DE MATERIALES

5.1.1 CIRCUITO DE CONTROL

Cantidad

➤ CIRCUITOS INTEGRADOS

Temporizador 555 1

Flip Flop JK 7473 2

➤ RESISTENCIAS

Potenciometro de 10 K Ω 1

Resistor de 1K Ω 7

➤ CAPACITORES

Capacitor de 0.1 uF 1

5.1.2 CIRCUITO DE ACOPLAMIENTO

➤ OPTOACOPLADORES

Optoacopladores MOC8113 6

➤ TRANSISTORES NPN

Transistores C945 6

➤ RESISTENCIAS	Cantidad
Resistor de 12 K Ω	6
Resistor de 0.68 K Ω	6
Resistor de 6.8 K Ω	6

5.1.3 CIRCUITO DE FUERZA

➤ TRANSISTORES DE POTENCIA	
Transistores TIP 122	6
➤ DIODOS DE POTENCIA	
Diodos 1N008	6
➤ FUSIBLE de 5 Amperios	1
➤ BATERIA 12 V _{DC}	1

5.2 DISTRIBUCION Y UBICACIÓN DE LOS COMPONENTES

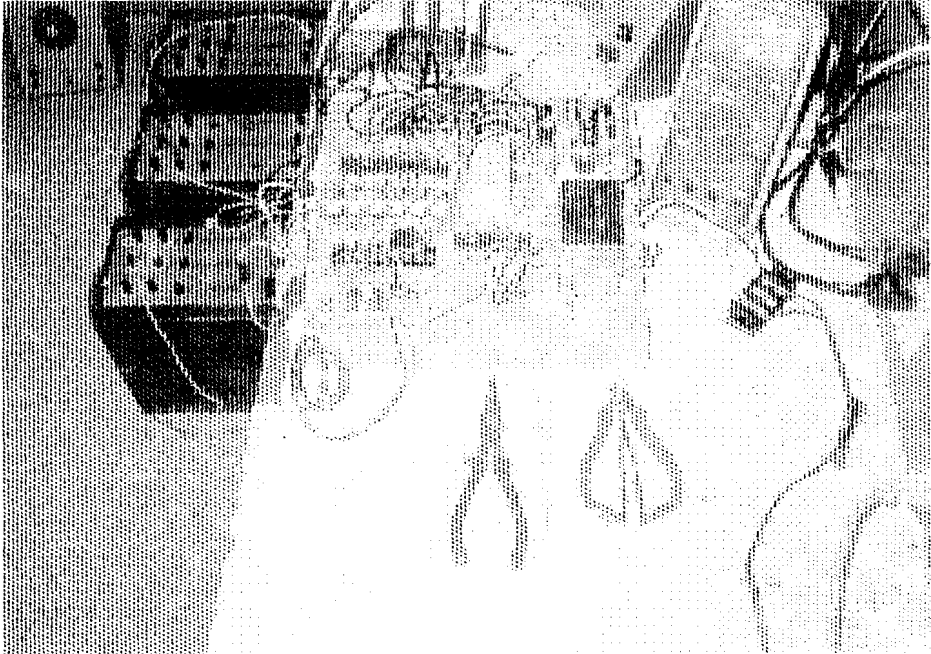


Fig. 5.1

Vista superior de la ubicación de los componentes

CAPITULO 6

PRUEBAS Y RESULTADOS EXPERIMENTALES

6.1 TABLAS DE RESULTADOS

Como pruebas se utilizaron primeramente carga resistiva, y luego carga resistiva – inductiva, y se puso a prueba el inversor a distintos valores de frecuencia. Es de recordar que el rango de frecuencia definido para la operación del inversor es de 50 a 300 Hz.

Las formas de onda a la salida del inversor serán vistas utilizando el osciloscopio, de igual manera las señales de control. La carga puede ser conectada en estrella o en delta. Se considera que los valores de resistencia e inductancia serán los mismos en cada fase en teoría, aunque, al saberse que los valores no necesariamente son exactos esto puede implicar en variaciones en los valores medidos.

Para carga $R_A = 14.3\Omega$, $R_B = 13.0\Omega$, $R_C = 11.7\Omega$, obtuvimos los siguientes resultados:

A $f = 83.33 \text{ hz}$

$V_{LN} \text{ [V]}$	$V_{LL} \text{ [V]}$
$V_{AB} = 9.20 \text{ [V]}$	$V_{AN} = 6.23 \text{ [V]}$
$V_{BC} = 9.15 \text{ [V]}$	$V_{BN} = 5.90 \text{ [V]}$
$V_{CA} = 9.18 \text{ [V]}$	$V_{CN} = 5.75 \text{ [V]}$

6.2 COMPARACION DE DATOS EXPERIMENTALES Y TEORICOS

Una vez que se han obtenido datos experimentales, podemos comprobar que tan exacto es nuestro inversor trifásico, comparando los datos obtenidos con los cálculos teóricos.

Para eso, utilizaremos las ecuaciones planteadas en el análisis del circuito de fuerza, obteniendo para los valores de resistencia e inductancia antes mencionados. Para carga $R_A= 14.3\Omega$, $R_B= 13.0\Omega$, $R_C= 11.7\Omega$, y con fuente de alimentación fijada en 13 [V], obtuvimos los siguientes resultados:

$$\text{Voltaje línea – línea: } V_L = 0.8165 \times 13 = 10.6145 \text{ [V]}$$

$$\text{Voltaje línea – neutro: } V_P = \frac{10.6145}{\sqrt{3}} = 6.13 \text{ [V]}$$

A continuación, mostraremos una tabla comparativa entre los valores de voltaje línea – neutro y línea – línea, obtenidos teórica y experimentalmente:

V_{LL} [V]		V_{LN} [V]	
TEORICO	EXPERIMENTAL	TEORICO	EXPERIMENTAL
$V_{AB} = 10.62$	$V_{AB} = 9.20$	$V_{AN} = 6.13$	$V_{AN} = 6.23$
$V_{BC} = 10.62$	$V_{BC} = 9.15$	$V_{BN} = 6.13$	$V_{BN} = 5.90$
$V_{CA} = 10.62$	$V_{CA} = 9.18$	$V_{CN} = 6.13$	$V_{CN} = 5.75$

Al comparar los valores teóricos con los obtenidos experimentalmente, observamos que no existe mucha diferencia, por lo que aseguramos el correcto funcionamiento del inversor trifásico.

6.3 FOTOGRAFÍAS DE LAS SEÑALES DE VOLTAJE DEL CIRCUITO DE CONTROL

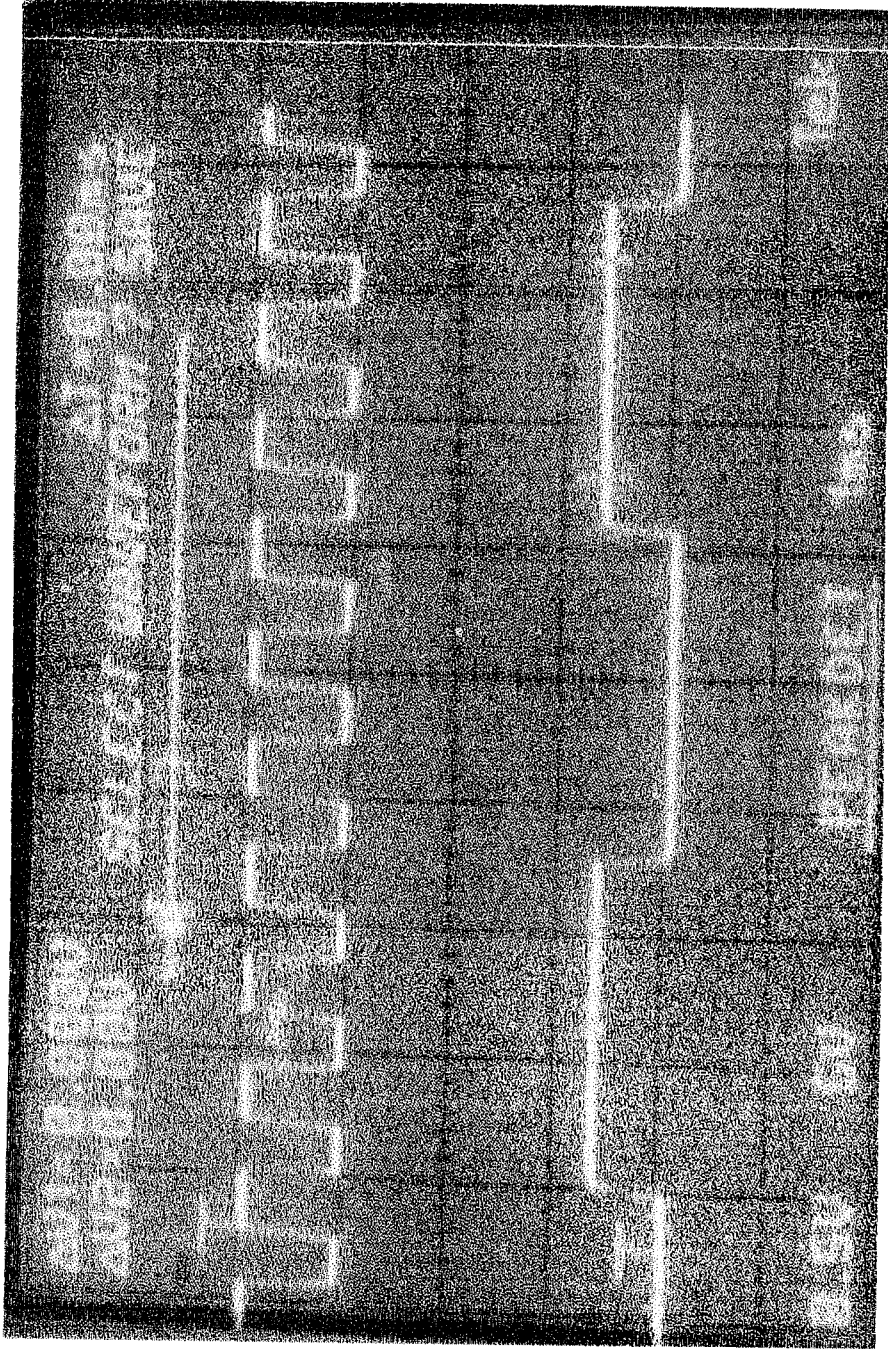


Fig. 6.1 Voltaje de señal de Clock y señal de conducción Q1

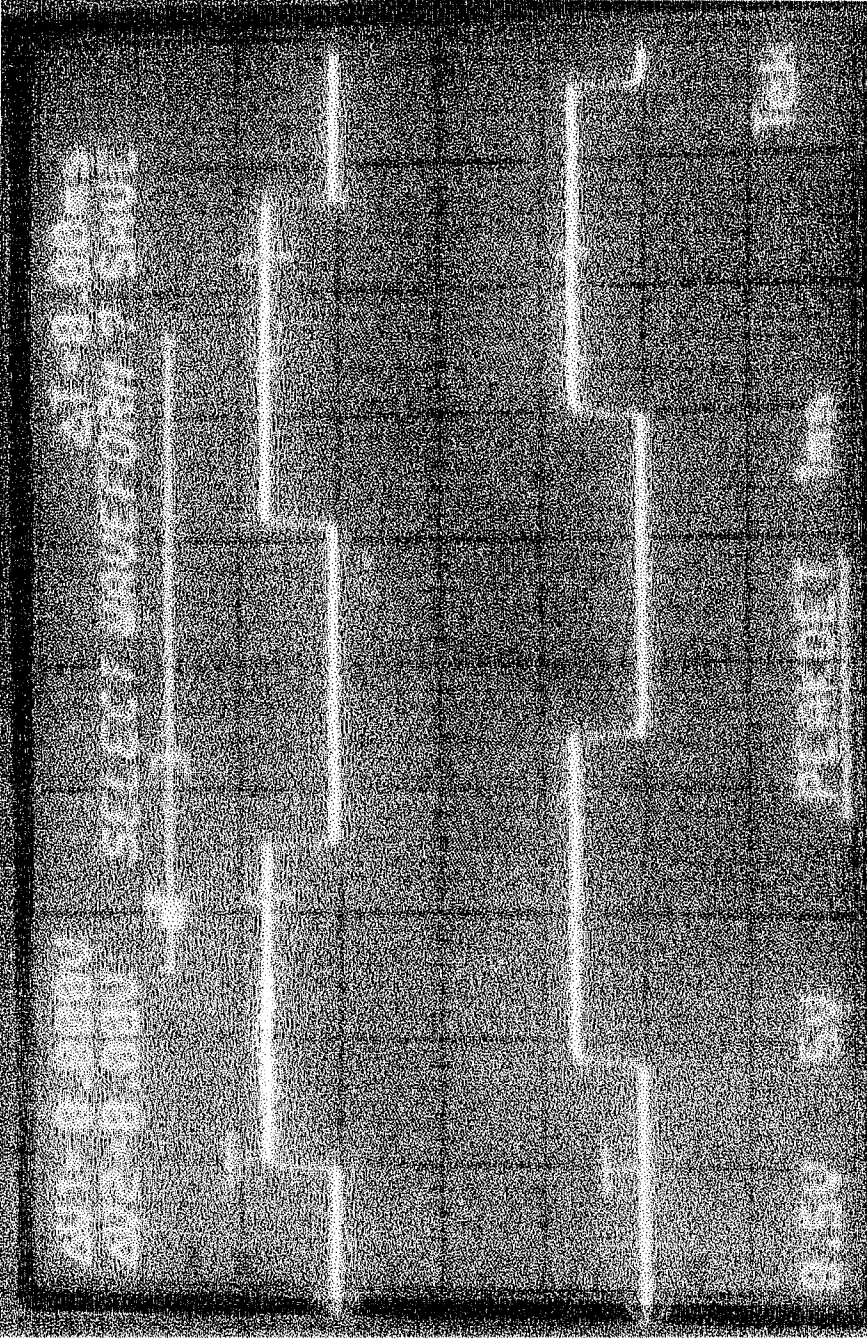


Fig. 6.2 Voltaje de señal de conducción Q1 y señal de conducción Q2

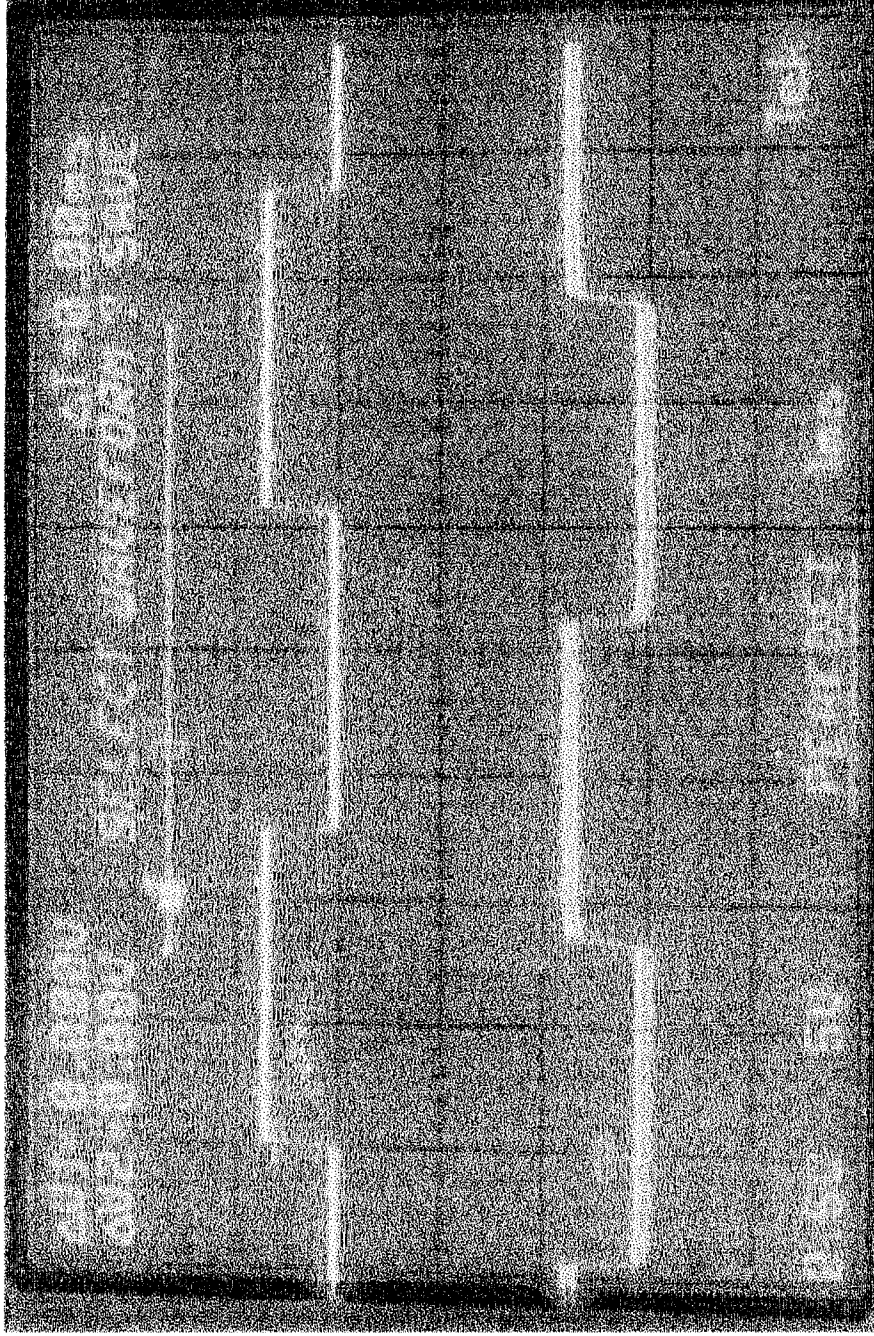


Fig. 6.3 Voltaje de señal de conducción Q1 y señal de conducción Q3

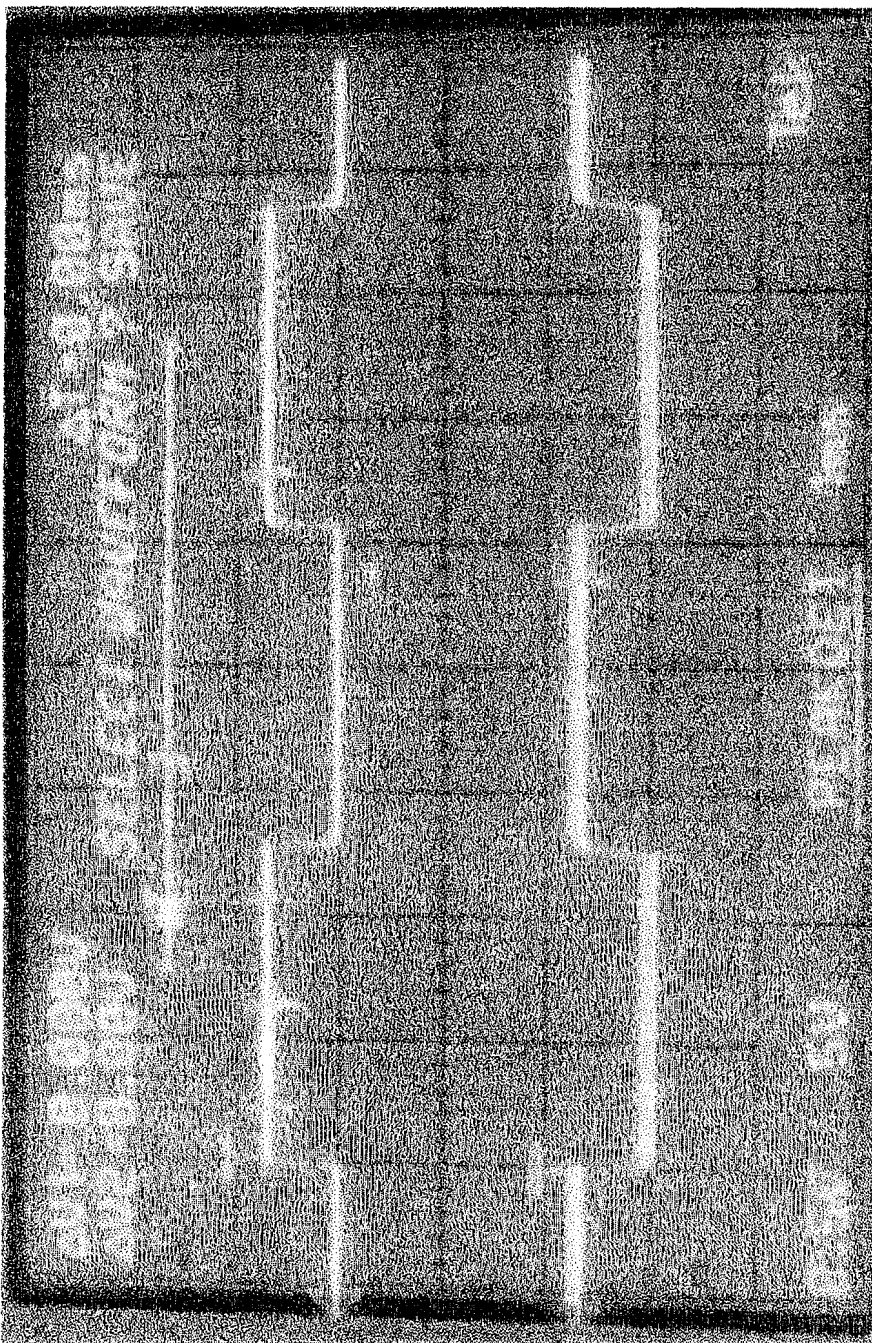


Fig. 6.4 Voltaje de señal de conducción Q1 y señal de conducción Q4

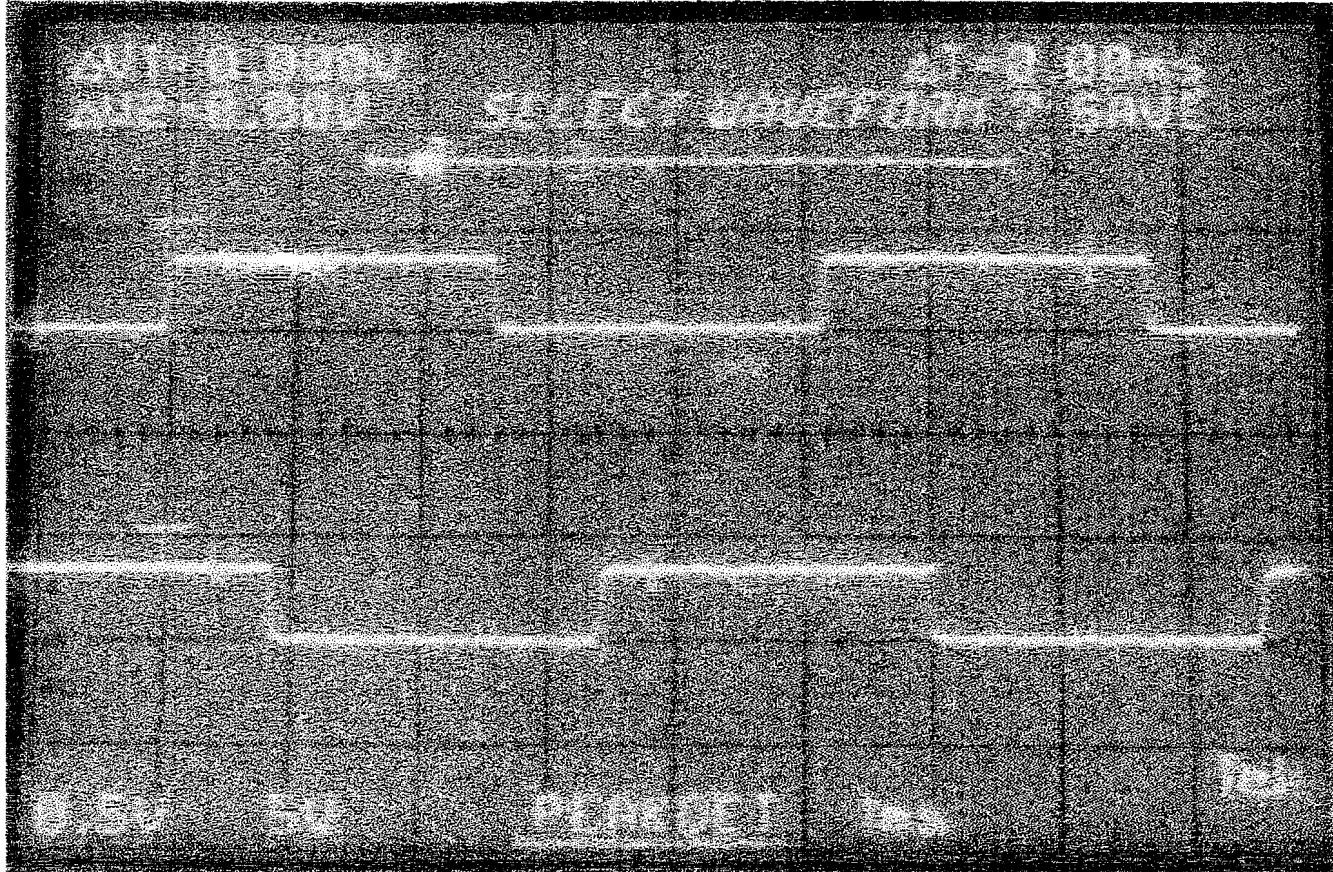


Fig. 6.5 Voltaje de señal de conducción Q1 y señal de conducción Q5

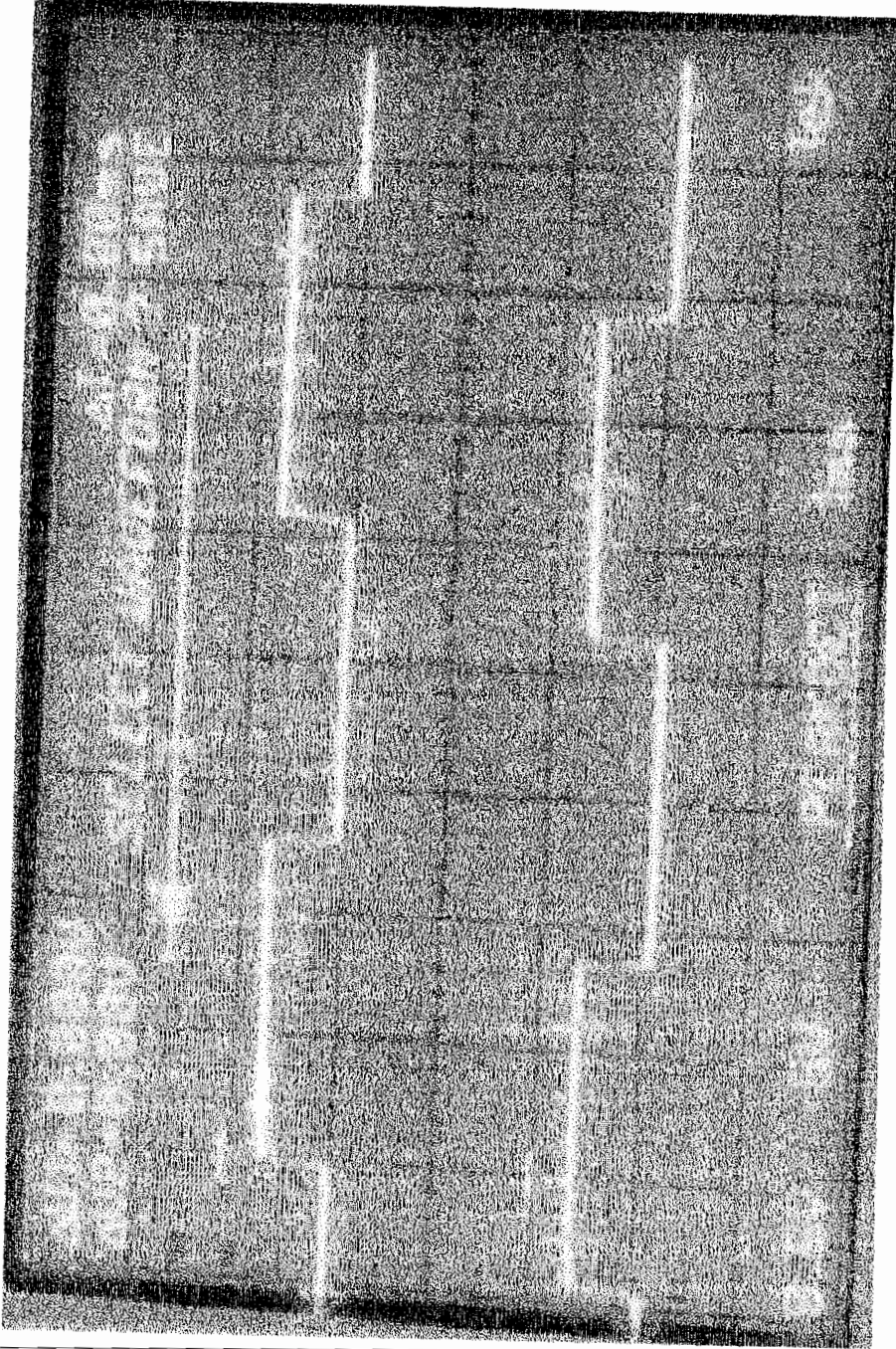


Fig. 6.6 Voltaje de señal de conducción Q1 y señal de conducción Q6

6.4 FOTOGRAFÍAS DE LAS SEÑALES DE VOLTAJE Y CORRIENTE DEL CIRCUITO DE FUERZA

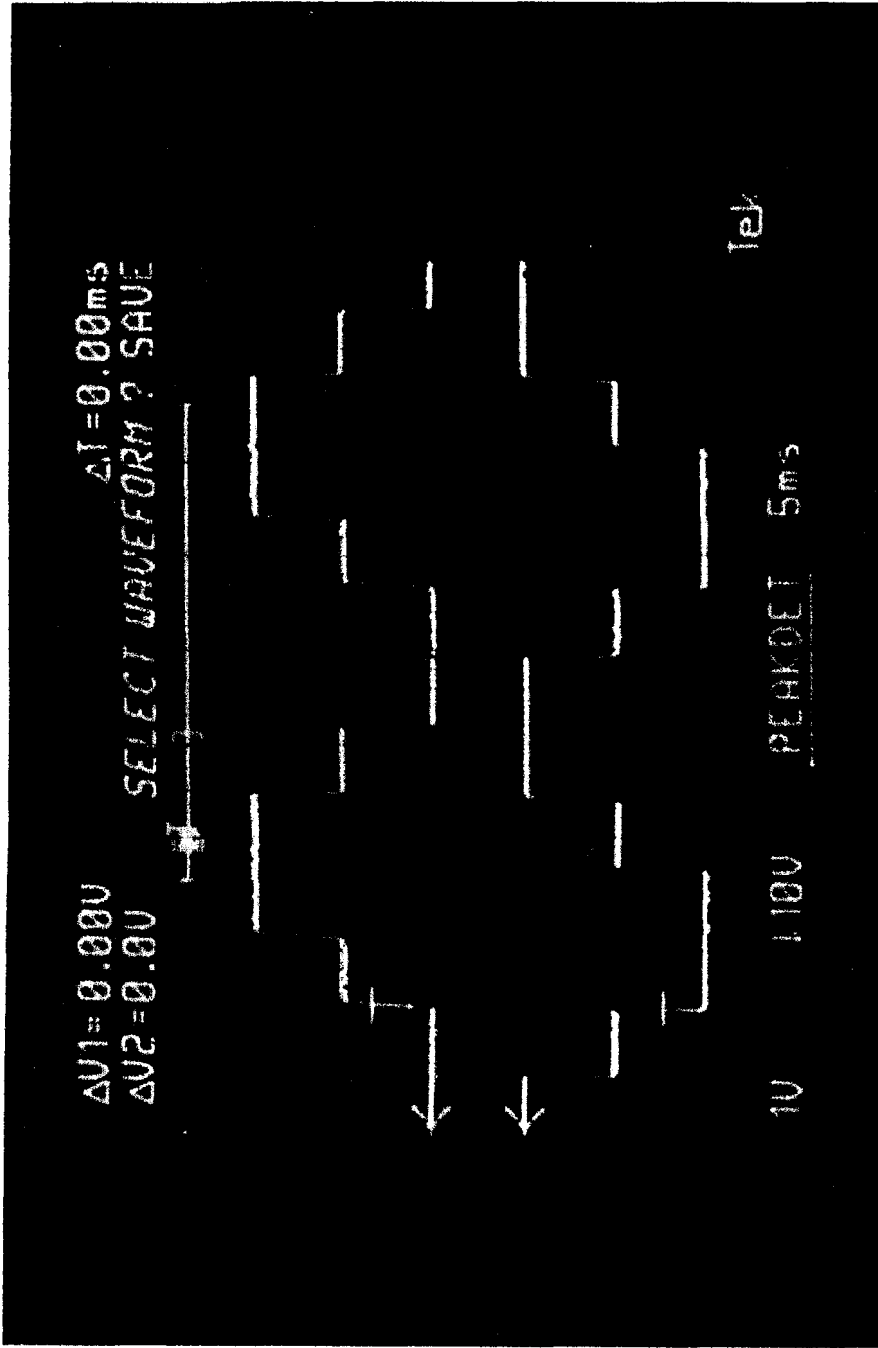


Fig. 6.7 Voltaje de salida A - B y B - C con carga resistiva

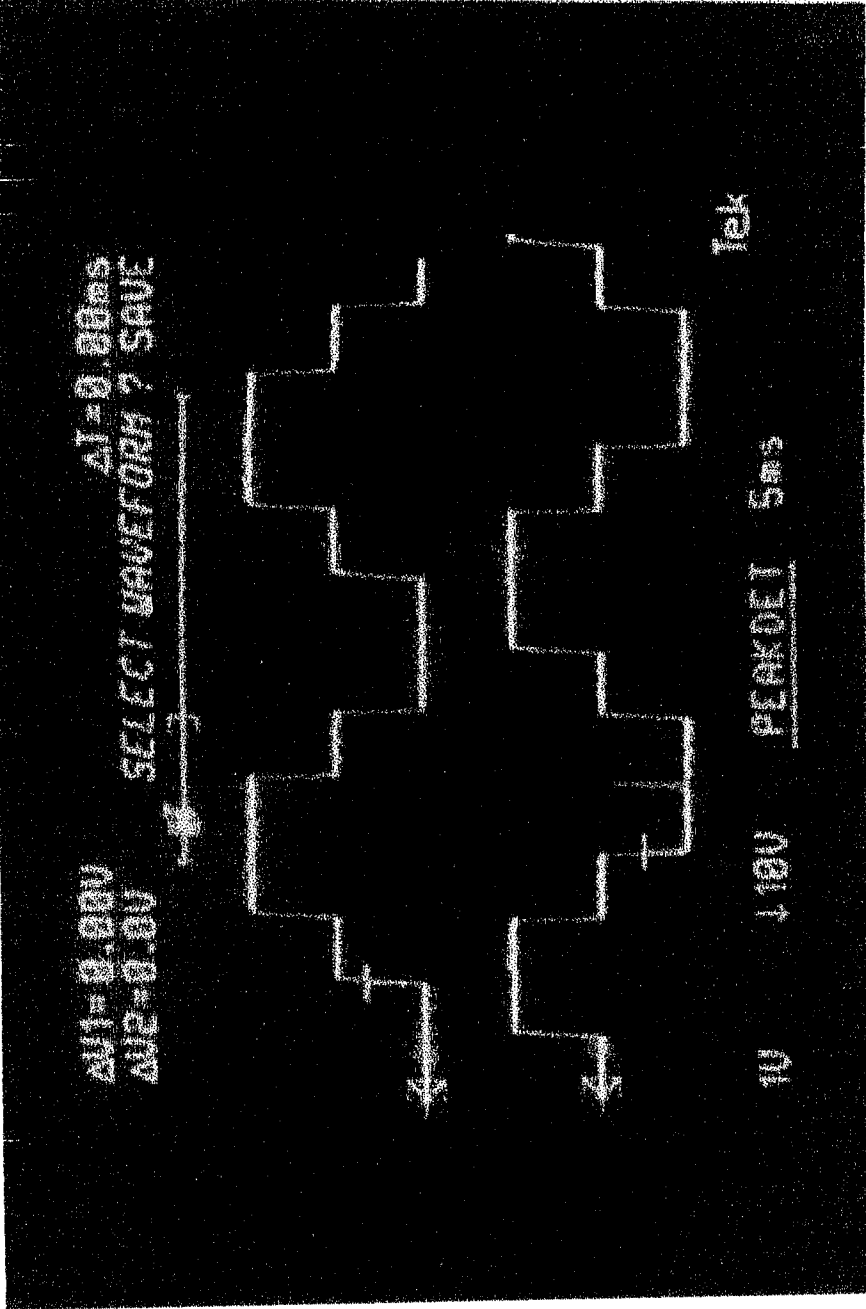


Fig. 6.8 Voltaje de salida A – B y C – A con carga resistiva

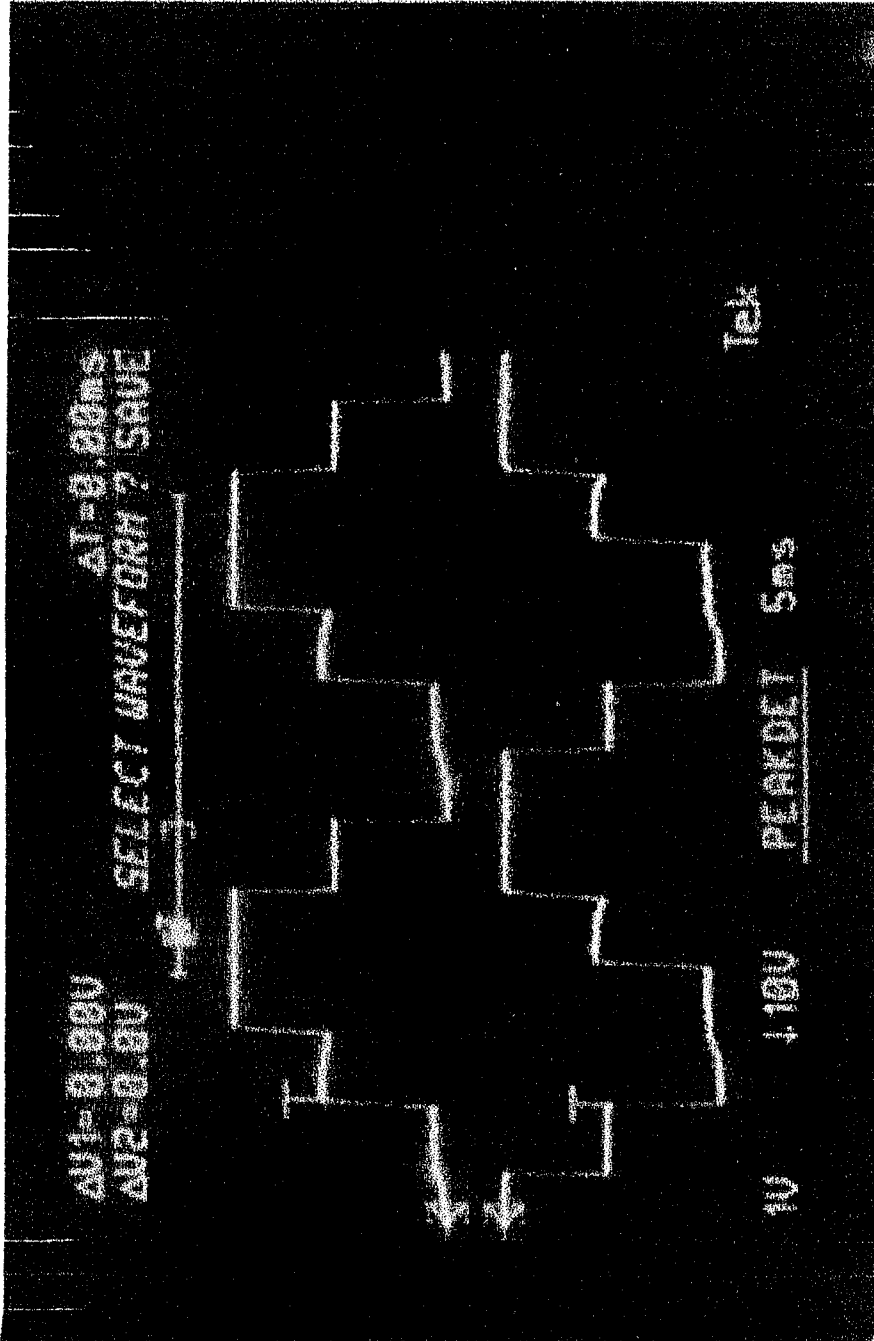


Fig. 6.9 Voltaje de salida A - B y B - C con carga resistiva - inductiva

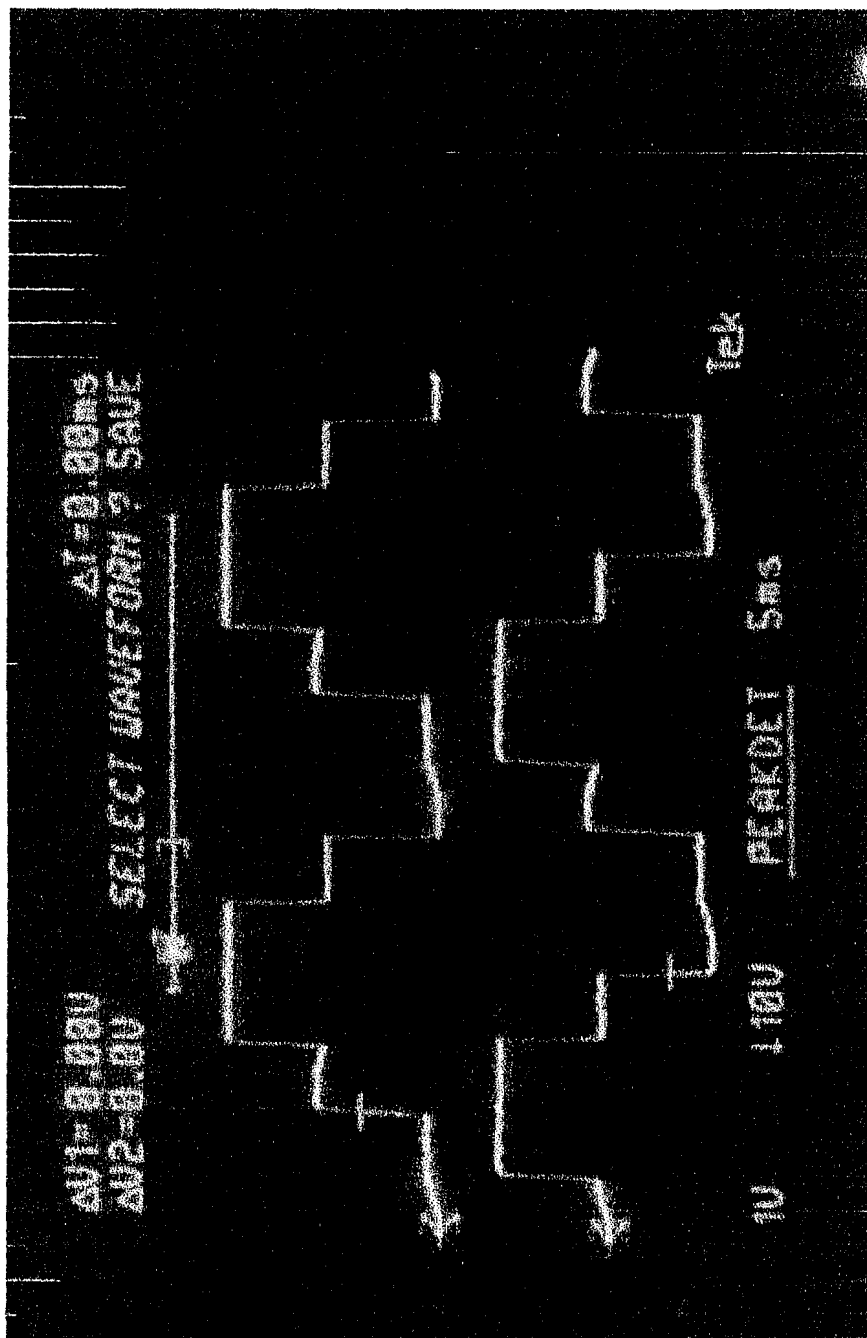


Fig. 6.10 Voltaje de salida A – B y C – A con carga resistiva – inductiva

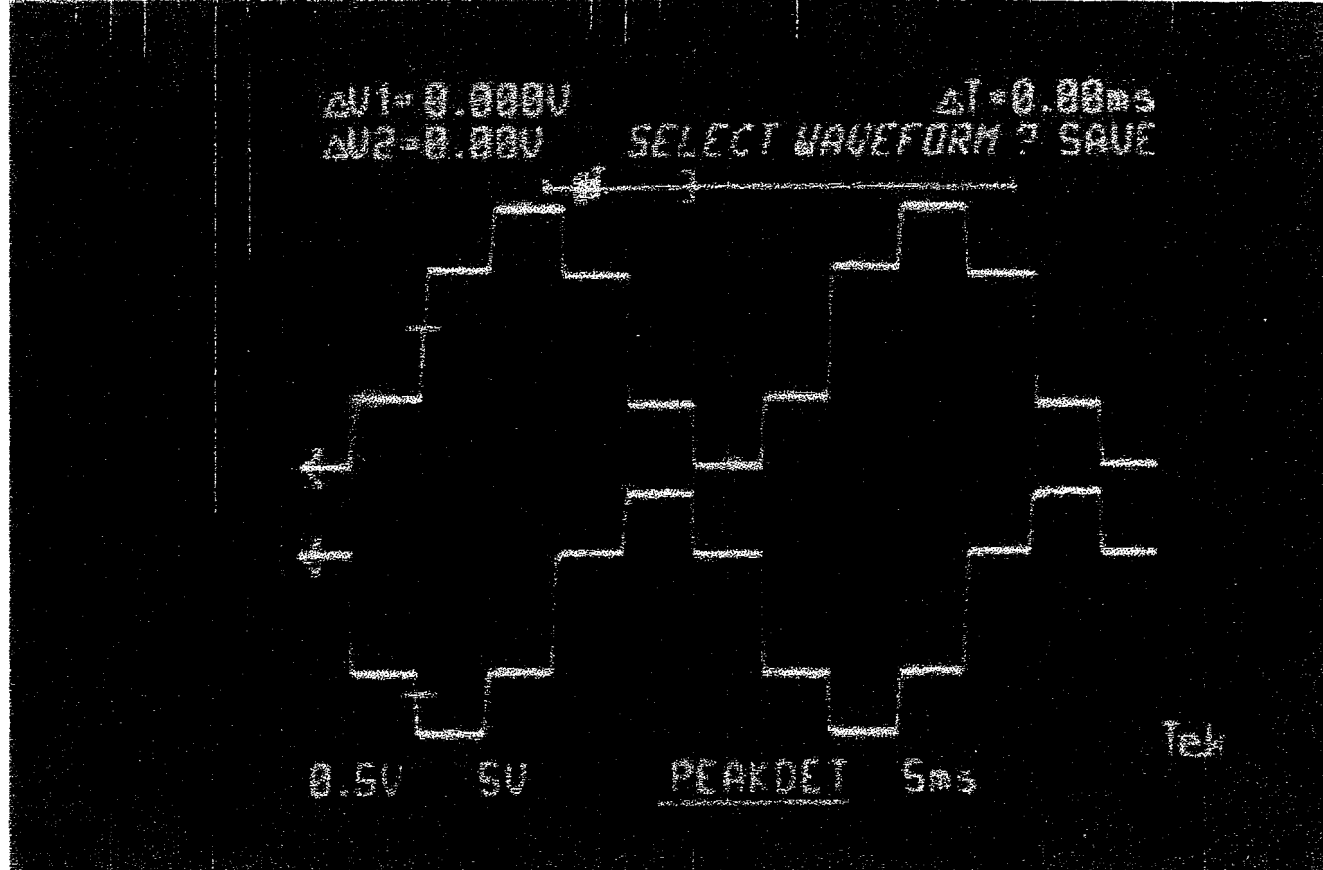


Fig. 6.11 Voltaje de salida A – N y B – N con carga resistiva

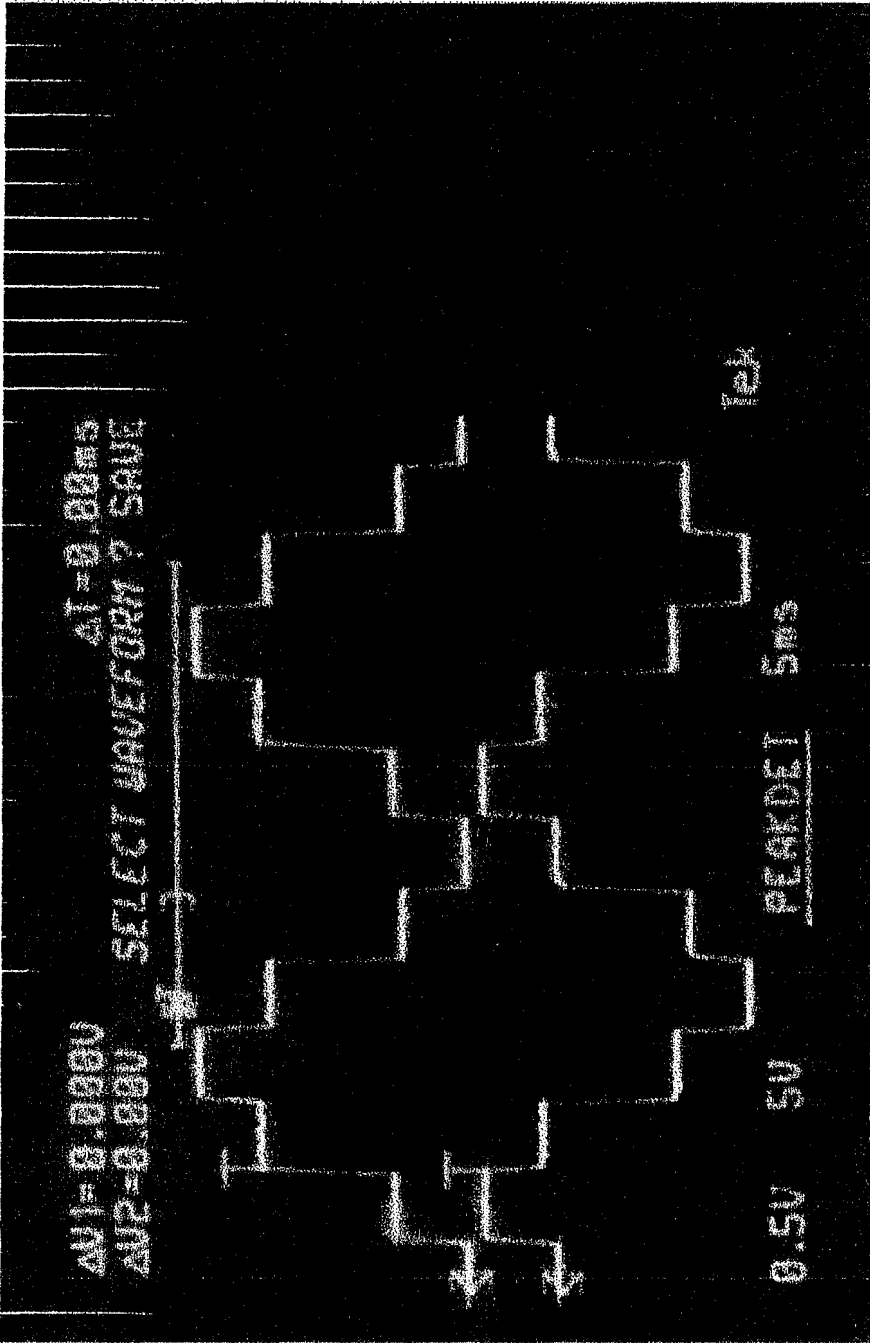


Fig. 6.12 Voltaje de salida A – N y C – N con carga resistiva

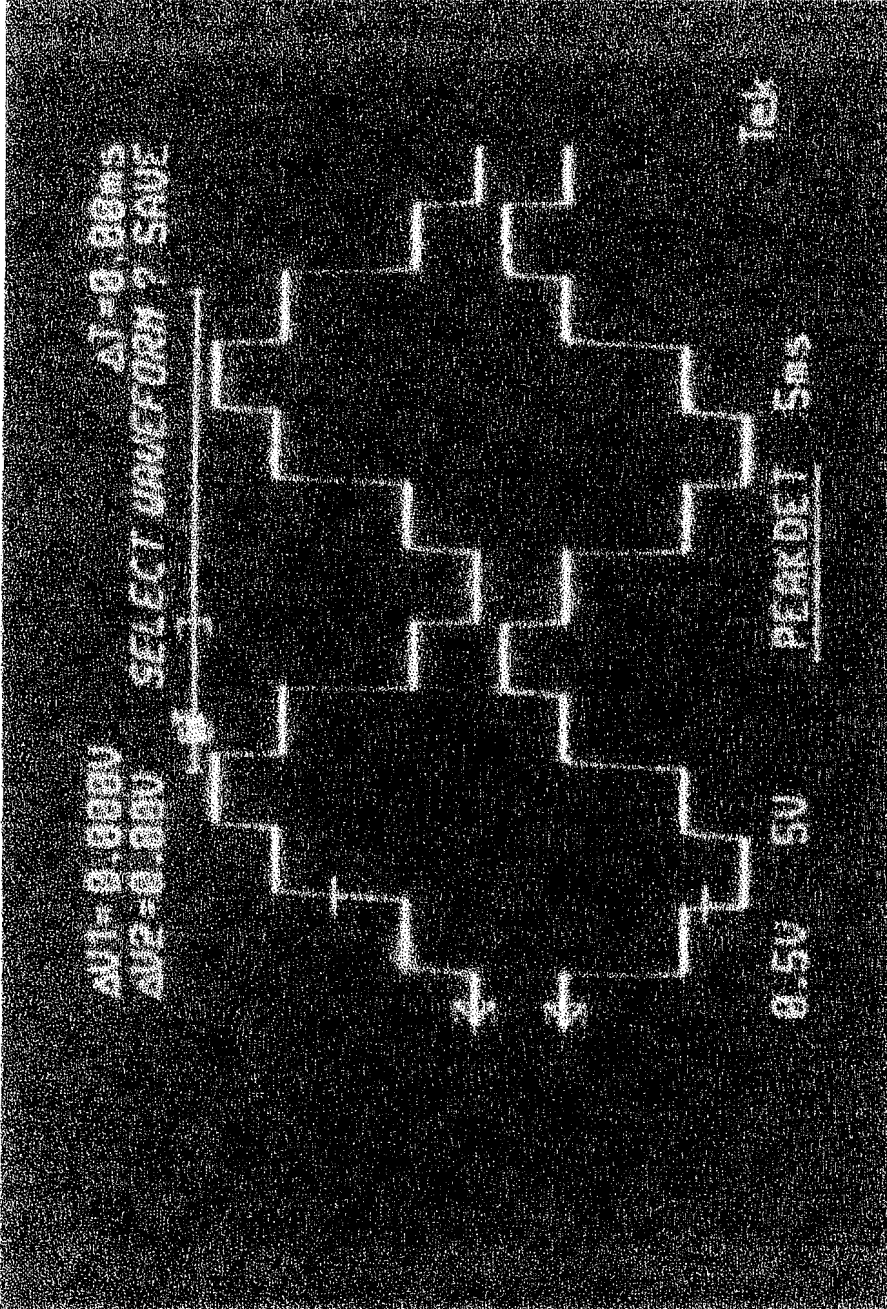


Fig. 6.13 Voltaje de salida A – N y B – N con carga resistiva – inductiva

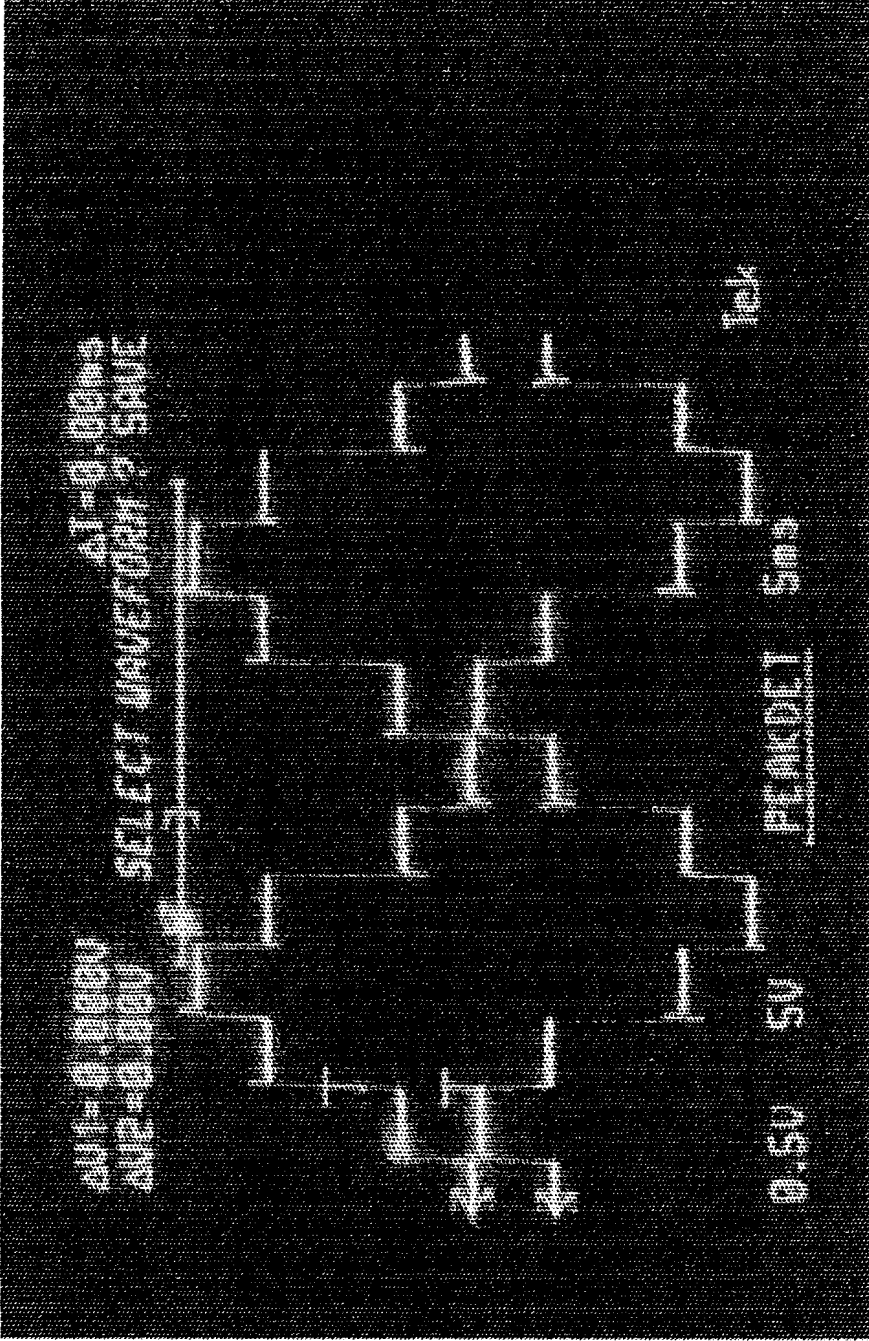


Fig. 6.14 Voltaje de salida A – N y C – N con carga resistiva – inductiva

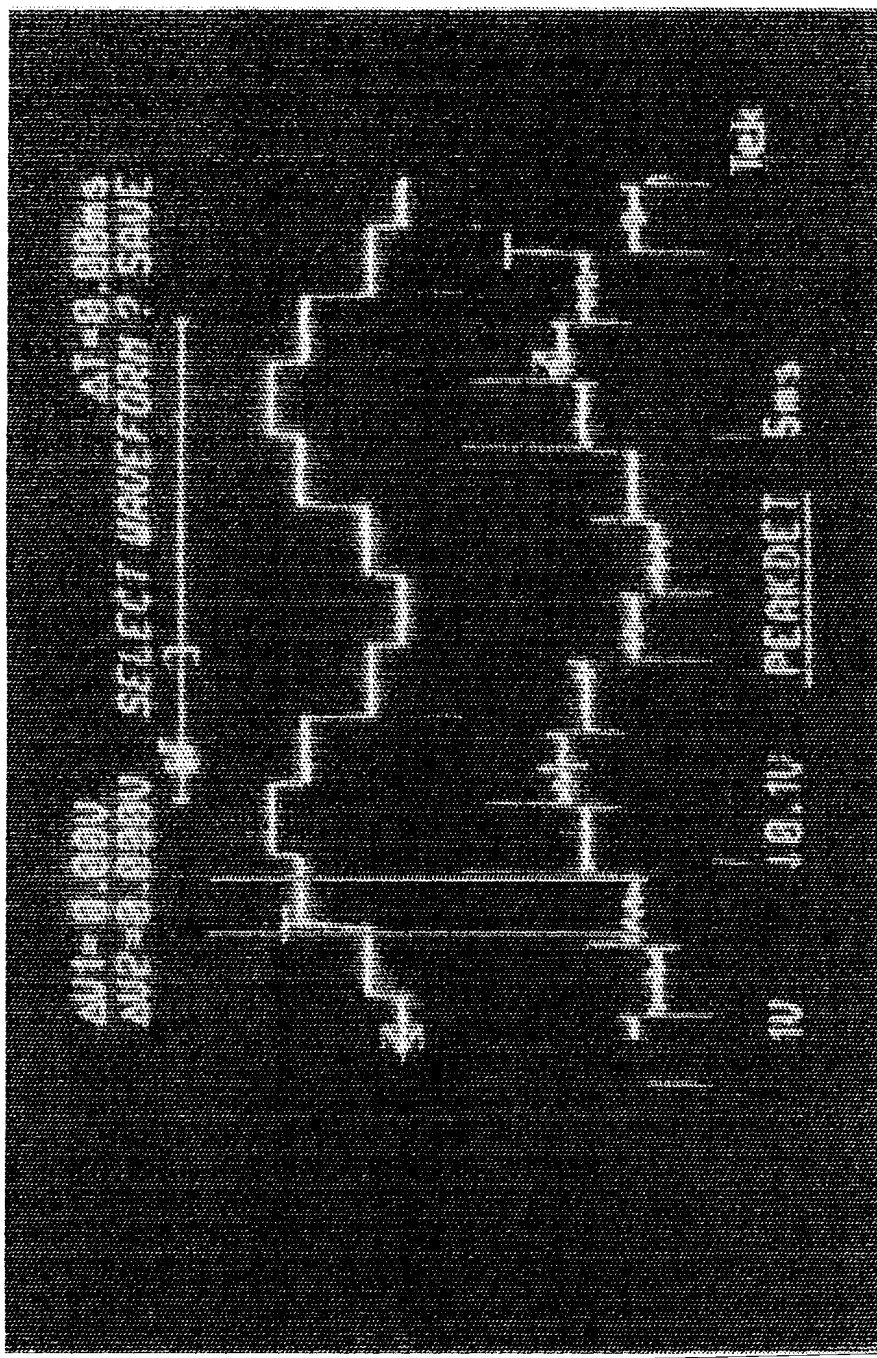


Fig. 6.15 Corriente de línea A y Voltaje A – N con carga resistiva

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

- Para que los tiempos de conducción sean correctos, debemos asegurarnos que los pulsos de reloj tengan el mismo tiempo de subida y bajada. Esto es crítico, ya que se pueden presentar conducción en tiempos no deseados, lo cual puede distorsionar la forma de onda de salida o producir cortocircuitos.
- Ya que los transistores de potencia fueron escogidos con un valor de β muy elevado, nos asegura que el circuito de fuerza funcionará de manera correcta.
- Se podría mejorar el Inversor estableciendo un circuito de retroalimentación, ya sea sensando la corriente de línea que alimenta a la carga o la velocidad del motor, para realizar un control más efectivo en la variación de velocidad del mismo.
- También se puede añadir modulación por ancho de pulso, el cual nos permite mejorar la forma de onda de salida, y reducir lo más posible los armónicos. Esto es válido, ya que las pruebas realizadas han sido con cargas RL, pero para motores de inducción se pueden presentar ciertos inconvenientes, ya sea por mayores pérdidas en el motor, que afectarán en el rendimiento del mismo.

- Se puede observar en las gráficas de osciloscopio, que al aumentar o disminuir el valor de inductancia en la carga, se presenta una mayor o menor distorsión en la forma de onda. Igualmente, por la presencia de la inductancia, los valores de corriente de carga disminuirán considerablemente.
- Se recomienda seguir implementado este tipo de proyectos, ya que ayudarán al Laboratorio de Electrónica de Potencia a proveerse de más equipos para las practicas de los estudiantes.

ANEXOS

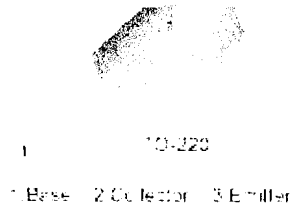
ANEXO A

Hoja Característica

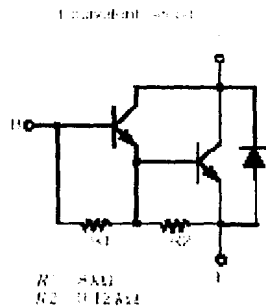
TRANSISTORES DE POTENCIA

TIP 122

TRANSISTOR TIP122



Circuito equivalente:



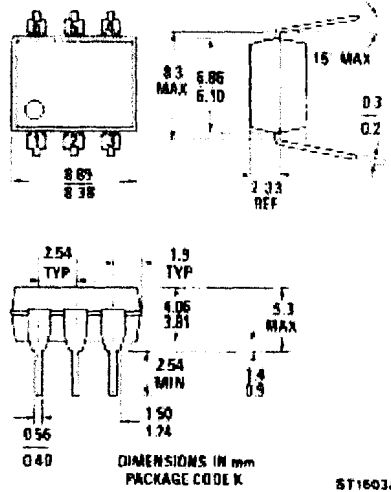
SIMBOLO	PARAMETRO	VALOR	UNIDAD
V_{CBO}	Voltaje colector base max	100	V
V_{CEO}	Voltaje colector emisor max	100	V
V_{EBO}	Voltaje emisor base max	5	V
I_C	Corriente colector (DC)	5	A
I_{CP}	Corriente colector (pulso)	8	A
I_B	Corriente base (DC)	120	mA
P_C	Disipación colector ($T_a=25^\circ\text{C}$)	2	W
	Disipación colector ($T_c=25^\circ\text{C}$)	65	W
T_J	Temperatura de unión	150	$^\circ\text{C}$
T_{STG}	Temperatura almacenada	-65 a 150	$^\circ\text{C}$

ANEXO B

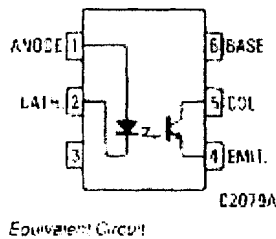
Hoja Característica OPTOACOPLADORES MOC8113

OPTOACOPLADOR MOC8113

Dimensiones constructivas:



Circuito equivalente



EMPAQUETADO:

Temperatura almacenada:	-55 a 150 °C
Temperatura de operación:	-55 a 100 °C

DIODO DE ENTRADA

Corriente DC retorno	90 mA
Voltaje inverso	6 V
Corriente pico retorno	3.0 A
Potencia disipada (Ta= 25°C)	135 mW

TRANSISTOR DE SALIDA

Potencia disipada (Ta= 25°C)	200 mW
------------------------------	--------

BIBLIOGRAFIA

- Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales, de Robert F. Coughlin y Frederick F. Drsicoll
- Power Semiconductor Circuits, de Dewan & Straighen
- Power Electronics: Cicuits, Devices and applications 2nd Edition; de Muhammad H. & Rashid
- An Engineering approach to digital design, de William I. Fletcher
- Artículos varios de Internet