

RESUMEN

El presente trabajo está encaminado a realizar un estudio teórico experimental del inversor trifásico Mc Murray. Una vez diseñado y construido el inversor se han realizado diferentes pruebas para demostrar las bondades de dicho circuito.

INTRODUCCION

La diferencia de precios entre los motores de corriente continua y los de inducción es la razón de tratar de obtener para los motores de inducción un sistema de variación de velocidades versátil, confiable y económico.

Una manera de controlar la velocidad de los motores de inducción es variando la frecuencia de la tensión de alimentación.

El inversor Mc Murray Trifásico, cuyo diseño se lo realiza en la referencia [1], da la posibilidad de variar la frecuencia del voltaje de salida, pudiendo entonces ser utilizado, entre otras aplicaciones, como variador de velocidades de los motores de inducción.

1.- CIRCUITO DE FUENTE INVERSA DE CORRIENTE.

Estos circuitos se comportan ante el tiristor a bloquear y el diodo antiparalelo, como una fuente de corriente inversa de valor elevado, provocando en el tiristor una tensión inversa que sólo depende de las propias características del diodo.

En este caso la forma más simple de proporcionar al tiristor una corriente inversa que lo bloquee, sin apreciable tensión inversa, consiste en cerrar sobre él, un capacitor cargado previamente a una tensión V_i a través de una bobina L.

La figura 1.1 muestra el circuito mencionado.

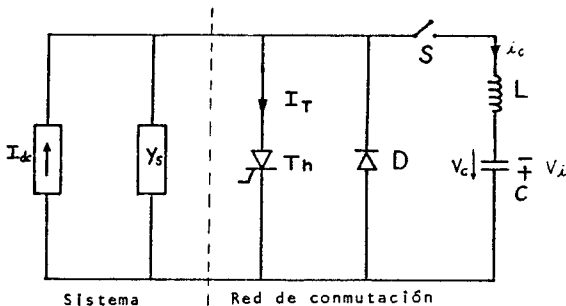


Fig. 1.1

El interruptor S puede ser un tiristor auxiliar o algún otro componente pasivo de acoplamiento. Supóngase que al instante t_0 el interruptor S, se cierra, el impulso de corriente i_c circula hacia la carga disminuyendo I_T , el exceso de corriente pasa por el diodo D, apareciendo sobre éste un voltaje directo, que a la vez es reverso para el tiristor Th. Durante este proceso, el tiristor se apaga.

En la literatura existente se han analizado con detalle varios circuitos de este tipo. El estudiado en la referencia [2], con el mismo circuito y condiciones iniciales que el de la figura 1.1 servirá para deducir las relaciones fundamentales y formas de onda durante el primer intervalo de funcionamiento.

La figura 1.2 muestra el desarrollo de las variables más importantes, en el momento de la conmutación.

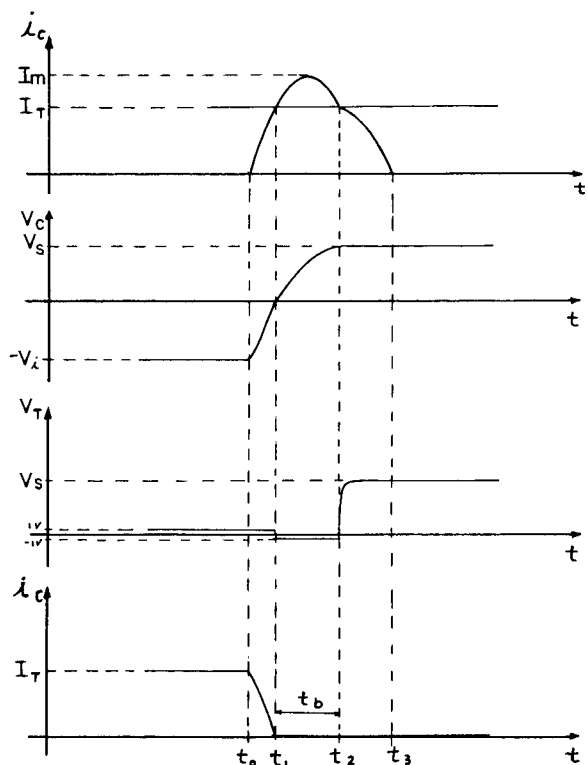


Fig. 1.2

Se observa que el circuito de bloqueo proporciona un impulso, aproximadamente sinusoidal, al conjunto tiristor-diodo; que circula por éstos, en sentido contrario a I_T .

La corriente neta $I_T - i_c$, en el tiristor, empieza a disminuir a partir de t_0 , se anula en t_1 y la corriente circula en sentido contrario por el tiristor el mismo que se recu-

pera y luego por el diodo hasta el instante t_2 , en que se anula de nuevo, cortándose el diodo y cambiando el circuito equivalente. Un segundo y mucho más pequeño impulso de corriente i_C irá desde el sistema a través de S, C y L, para reponer las pérdidas sufridas durante el primer impulso y completar la carga del capacitor C a la magnitud inicial pero con polaridad opuesta a la señalada en la figura 1.1. Si S es un tiristor auxiliar, éste al tiempo t_3 tiene un voltaje reverso y deja de conducir.

El tiempo de bloqueo: $t_b = t_2 - t_1$

es mayor cuando el impulso y el período de i_C son mayores. Durante t_b la tensión inversa aplicada al tiristor es solamente la caída directa sobre el diodo (1 a 2 V), esto exige alargar el tiempo de conmutación en un 50% aproximadamente respecto al que necesitaría con una tensión inversa de unos 100 V.

De los resultados obtenidos en el análisis presentado en la referencia [2], se concluye que los parámetros C y L óptimos para el bloqueo de una corriente I_T a partir de una tensión V_i en el capacitor y para conseguir un tiempo de bloqueo t_b son:

$$C = 1,34 \frac{I_T t_b}{V_i} \quad (1.1)$$

$$L = 0,595 \frac{V_i t_b}{I_T} \quad (1.2)$$

Las características eléctricas sobre los tiristores principales y auxiliares, deducidas de las curvas de la figura 1.3, para circuitos de fuente inversa de corriente, pueden resumirse así:

- El tiristor principal está sometido a un alto dv/dt , al final del período de bloqueo por lo que es necesario disponer de redes amortiguadoras R-C.
- El tiristor auxiliar está sometido a un di/dt moderado, normalmente tolerable, por lo que no son necesarias bobinas de protección.

2.- ESPECIFICACIONES DEL INVERSOR.

El equipo a diseñarse deberá cumplir las siguientes especificaciones:

- Potencia máxima 500 V.A.
- Frecuencia de salida de 10 a 100 Hz.
- Forma de tensión de salida: trifásica, cuadrada (3 pulsos).
- Tensión de línea 110 V, RMS.

El equipo estará constituido por tres módulos muy bien diferenciados:

- Circuito lógico de control, el mismo que será digital.

- Etapa amplificadora de pulsos para el disparo de los tiristores, etapa que será construida con elementos discretos.

- Etapa de potencia, constituida por los tiristores principales, sus circuitos de conmutación y redes de protección.

La Fig. 2.1 muestra en diagrama de bloques al inversor trifásico Mc Murray.

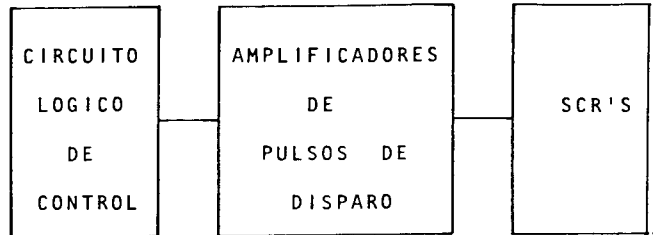


Fig. 2.1

2.1. DISEÑO DEL CIRCUITO LOGICO DE DISPARO DE LOS TIRISTORES.

La finalidad del circuito lógico es la de dar las señales adecuadas para las compuertas de los tiristores del puente trifásico mostrado en la figura 2.2.

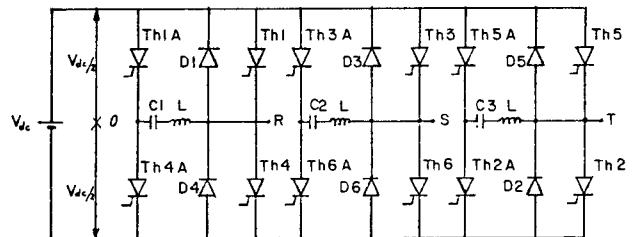


Fig. 2.2

Al hacerlo así se obtendrán las formas de onda que se ilustran en la figura 2.3.a), en la que se indica la conducción de los tiristores principales mientras que la figura 2.3.b) se expone el orden de los pulsos en las compuertas de los tiristores principales y auxiliares.

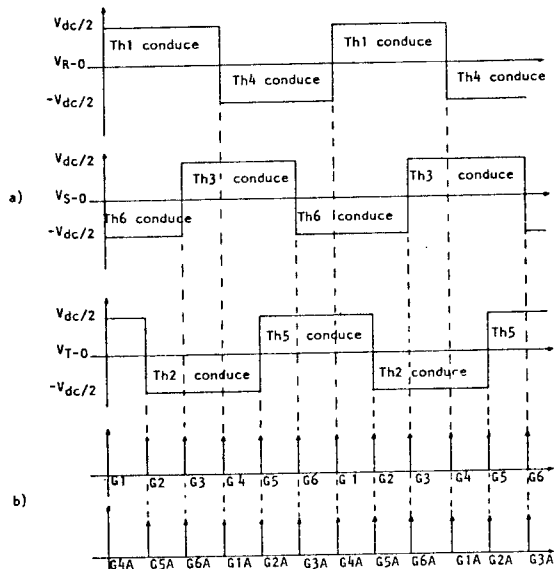


Fig. 2.3

El diagrama de bloques del circuito de control se muestra en la figura 2.4.

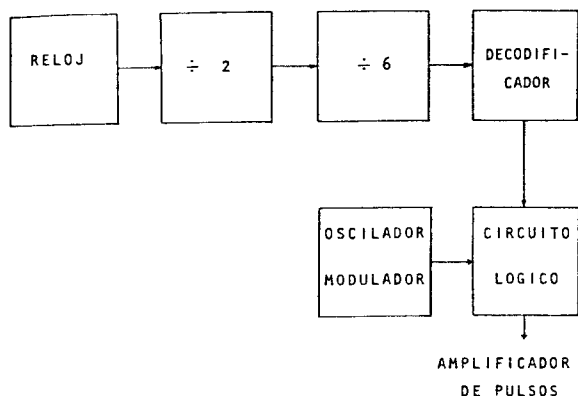


Fig. 2.4

2.1.1 RELOJ

De las especificaciones que debe tener el inversor, respecto a la frecuencia, ésta debe variar de 10 a 100 Hz. Por lo tanto el reloj deberá generar pulsos cuya frecuencia varíe entre 120 y 1200 Hz. El NE 555 es un circuito integrado que en una de sus aplicaciones constituye un generador de onda cuadrada, de frecuencia bastante estable pero variable fácilmente a voluntad mediante una resistencia y un capacitor exteriores.

2.1.2 DIVISOR POR DOS

Por cuanto la salida del multivibrador no es simétrica, esta señal es dividida por dos mediante un flip-flop J-K. El integrador SN 74109, de la familia TTL, es usado para el efecto.

2.1.3 DIVISOR POR SEIS

En el capítulo anterior quedó establecido que para tener un ciclo completo de cualquiera de las fases del inversor, se necesitan seis estados. Será conveniente, entonces, dividir la frecuencia del reloj para seis, para conseguir esto se utiliza el circuito integrado TTL SN 7492.

2.1.4 DECODIFICADOR.

Para tener mayor comprensión y facilidad en el diseño de la lógica para el encendido de los tiristores, se utiliza un convertidor de binario a decimal, obteniéndose así pulsos cada sesenta grados. Para esto se ha utilizado el circuito integrado SN 7442.

2.1.5 CIRCUITO LOGICO PARA CONFORMACION DE PULSOS DE DISPARO.

La figura 2.5.a) muestra las señales que deben haber en las compuertas de los tiristores principales. La figura 2.5.b) en cambio, detalla las señales: del reloj, de las salidas del contador y las del decodificador.

Puede apreciarse entonces que la señal de la compuerta G_A para Th_1 se puede formar combinando las señales de las salidas del decodificador: D_0 , D_1 y D_2 ;

$$G_A = \overline{D_0.D_1.D_2}$$

Las señales para los otros tiristores principales están dadas por las siguientes combinaciones:

$$G_B = \overline{D_1.D_2.D_3}$$

$$G_C = \overline{D_2.D_3.D_4}$$

$$G_D = \overline{D_3.D_4.D_5}$$

$$G_E = \overline{D_4.D_5.D_0}$$

$$G_F = \overline{D_5.D_0.D_1}$$

de la misma figura 2.5.b) se ve que los pulsos para las compuertas de los tiristores auxiliares son:

$$G_a = \overline{D_3}$$

$$G_d = \overline{D_0}$$

$$G_b = \overline{D_4}$$

$$G_e = \overline{D_1}$$

$$G_c = \overline{D_5}$$

$$G_f = \overline{D_2}$$

o sea, cuando los tiristores principales dejan de conducir.

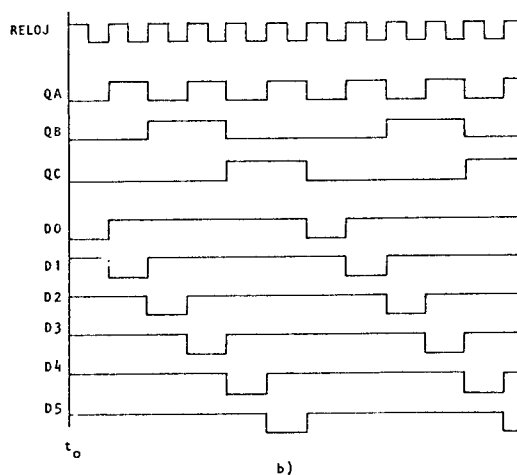
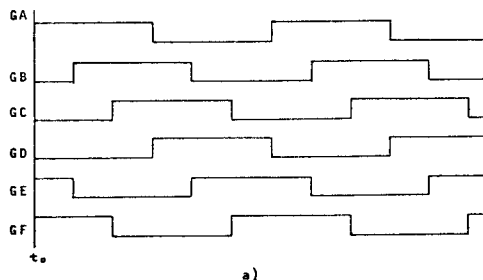


Fig. 2.5

2.1.6 CONDICIONES DE INICIACION Y PARADA

Es necesario que los capacitores C_1, C_2 y C_3 , tengan una carga inicial correcta, ya que esta carga es utilizada para la conmutación de los tiristores y decisiva en el funcionamiento del inversor.

Pues bien, los capacitores C_1, C_2 y C_3 deben adquirir dicha carga inicial al momento de comenzar el funcionamiento del inversor. Supóngase que el funcionamiento se da inicio a partir de t_0 , figura 2.5.a) y 2.5.b).

Entonces en ese momento deben conducir: Th1, Th5 y Th6, y para que éstos sean posteriormente bloqueados los capacitores deben cargarse a una tensión con polaridad mostrada en la figura 2.6 en la que sólo se ha dibujado la parte del inversor correspondiente a los capacitores,

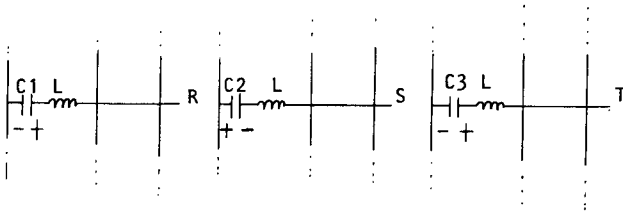


Fig. 2.6

lo cual se consigue disparando al tiempo t_0 : Th4A, Th3A y Th2A.

Para encender Th4A se puede usar la señal D0 que aparece en ese momento y sólo falta complementarla, es decir, es la misma G_d .

Para formar el pulso de disparo para Th3A, hay que combinar D5 con D0, $G_c = D5 \cdot D0$ y para formar la señal de disparo de Th2A se combina D4 con D0, $G_b = D4 \cdot D0$.

Para detener el funcionamiento del inversor no es menester bloquear a todos los tiristores principales, sino únicamente a tres de ellos ya sean los tres superiores: Th1, Th3 y Th5 ó a los tres inferiores Th4, Th6 y Th2 y suspender las señales en las compuertas de todos los principales.

En cualquier instante siempre conducen dos tiristores principales superiores y uno inferior, o lo contrario. En la figura 2.7, se indica el caso en que Th5, Th4 y Th6 es tén conduciendo, en esta figura se han suprimido las redes de bloqueo para simplificarla.

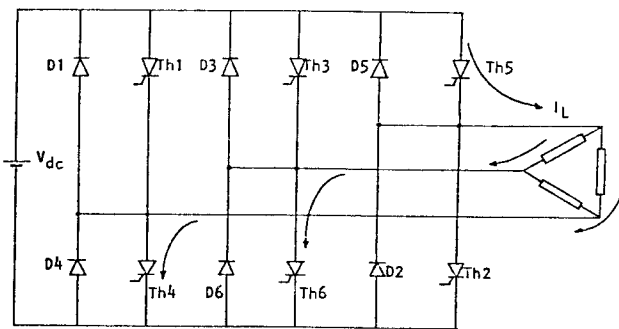


Fig. 2.7

Para suspender el funcionamiento del inversor se lo hará bloqueando a los tiristores superiores. En el caso que se está analizando, Th1, y Th3 están apagados, entonces al dar la señal de parada, sólo Th5 será bloqueado, al extinguirse la corriente I_L , Th4 y Th6 también se apagarán por no tener una corriente de mantenimiento a través de ellos. Y por desaparecer las señales de disparo en todas las compuertas, ningún o-

tro tiristor se encenderá, quedando así apagado el inversor.

La figura 2.8 muestra con líneas cortadas el estado de las señales para las compuertas de los tiristores antes de t_0 . La condición de apagado no debe alterar dicho estado porque al hacerlo, fallaría la iniciación y el funcionamiento del inversor.

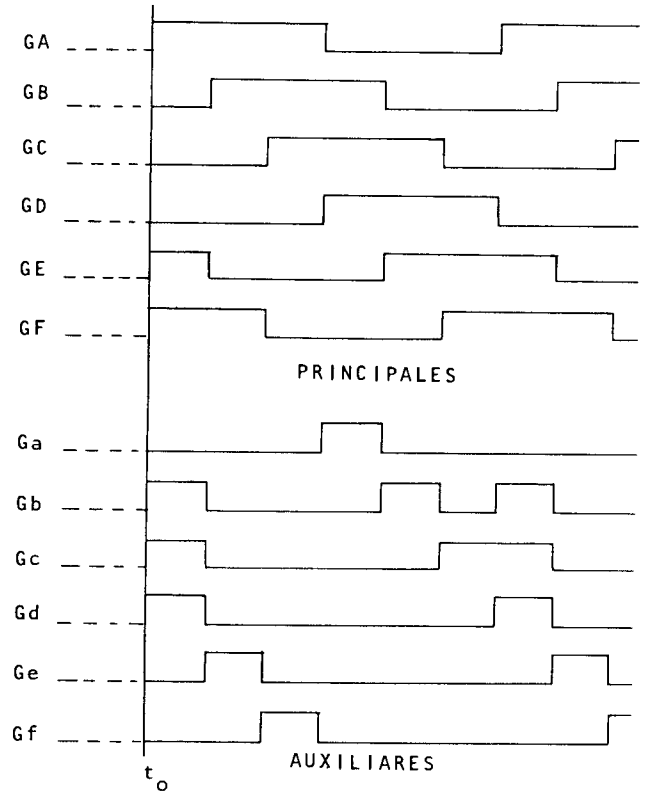


Fig. 2.8

La señal de apagado será obtenida de un flip-flop J-K, cuyos pulsos de reloj provienen de un interruptor de encendido y apagado, provisto de un eliminador de rebotes hecho con dos compuertas inversoras de un integrado SN 7404. Esta señal de apagado para que no cambie el estado inicial de las señales provendrá entonces, del flip-flop J-K, y un monoestable que hará desaparecer la señal de apagado después de un tiempo preestablecido.

En la figura 2.9 se muestra el circuito que

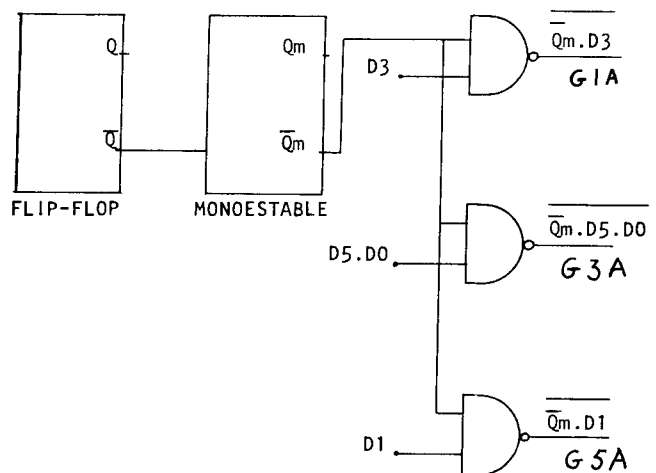


Fig. 2.9

sirve para el apagado del inversor.

$\overline{Q_m}$ siempre es 1, excepto en el momento del apagado. La figura 2.10 muestra las señales del circuito de la figura 2.9.

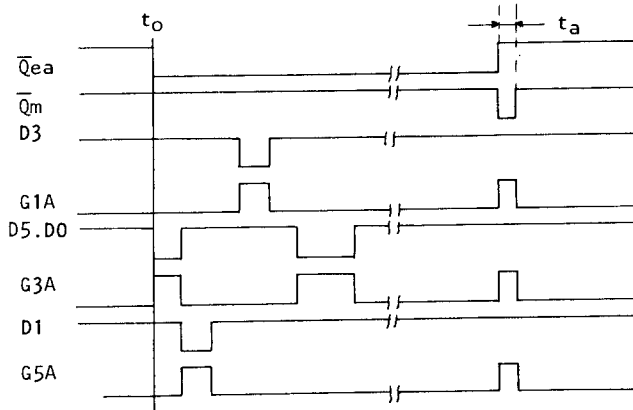


Fig. 2.10

2.1.7 OSCILADOR MODULADOR

Las señales para los tiristores principales

son moduladas para bajar el consumo de potencia en la etapa amplificadora y para mantener encendidos a estos tiristores, que en su trabajo a bajo frecuencia y sin carga tienden a apagarse por falta de corriente de mantenimiento.

Finalmente las señales para las compuertas de los SCR's principales son:

$$G1 = \overline{D0.D1.D2} \cdot Qca \cdot \overline{Qm4} \cdot M$$

$$G2 = \overline{D1.D2.D3} \cdot Qca \cdot \overline{Qm5} \cdot M$$

$$G3 = \overline{D2.D3.D4} \cdot Qca \cdot \overline{Qm6} \cdot M$$

$$G4 = \overline{D3.D4.D5} \cdot Qca \cdot \overline{Qm1} \cdot M$$

$$G5 = \overline{D4.D5.D0} \cdot Qca \cdot \overline{Qm2} \cdot M$$

$$G6 = \overline{D5.D0.D1} \cdot Qca \cdot \overline{Qm3} \cdot M$$

donde:

De D0 a D5 son las salidas del decodificador Qca es la señal de encendido y apagado de Qm1 a Qm6 son las señales de retardo M es la señal de modulación.

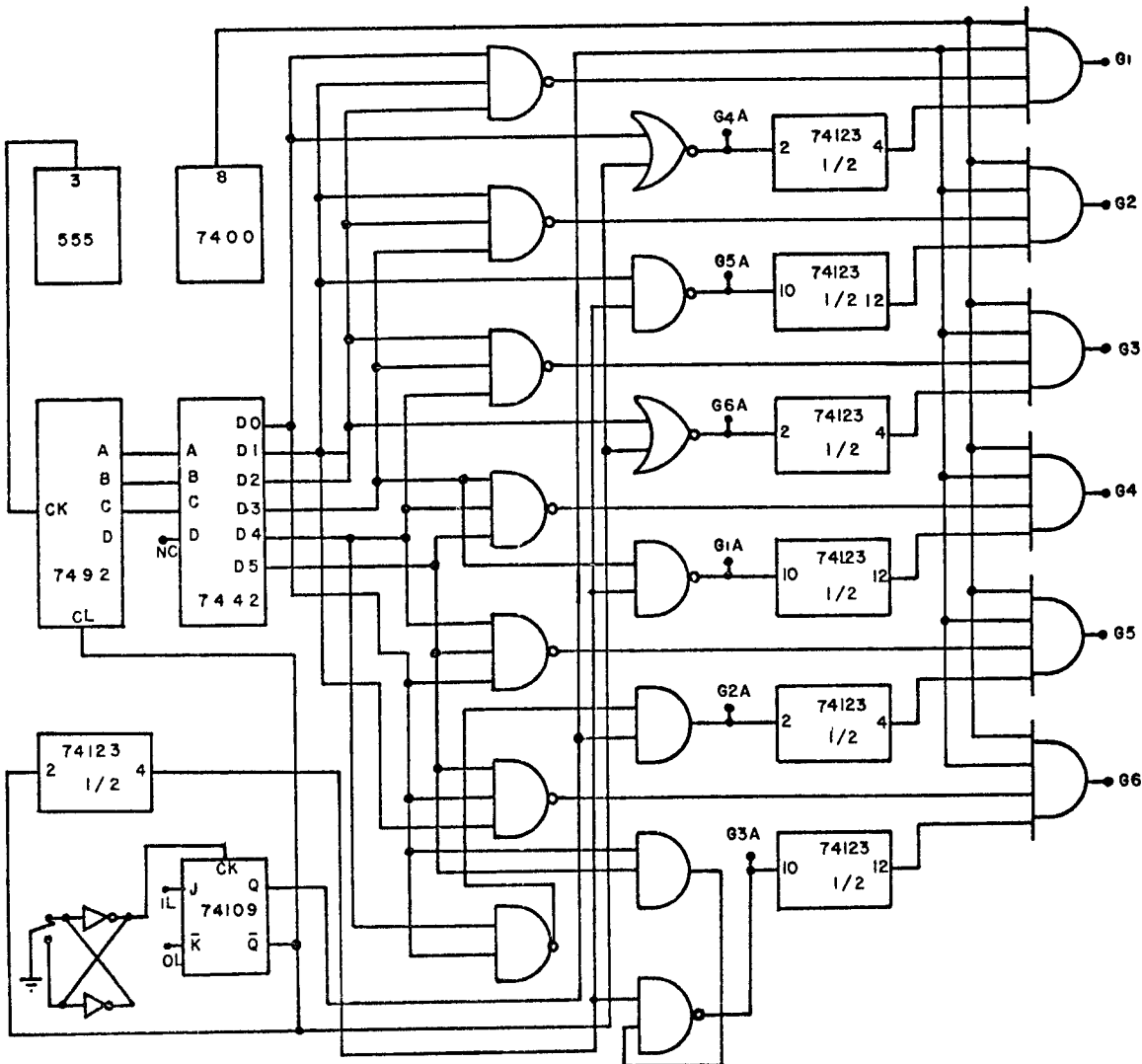


Fig. 2.11

Las señales para las compuertas de los SCR's auxiliares son:

$$G1A = D3.\overline{Qm}$$

$$G2A = \overline{D4.D0.Qca}$$

$$G3A = \overline{D5.D0.Qm}$$

$$G4A = D0 + \overline{Qea}$$

$$G5A = D1.\overline{Qm}$$

$$G6A = D2 + \overline{Qea}$$

Donde:

de D0 a D5 son las salidas del decodificador, \overline{Qm} señal de apagado del monoestable y Qea señal de encendido y apagado. La figura 2.11 muestra el diagrama completo del circuito lógico de control de disparo de los tiristores del inversor trifásico Mc Murray.

3.- CONSIDERACIONES PARA EL MONTAJE Y RESULTADOS OBTENIDOS.

El montaje del inversor se lo ha hecho en forma modular con el fin de que las diferentes etapas puedan ser utilizadas posteriormente, en forma individual. La foto 2.1 muestra el circuito impreso del sistema lógico de control.

La foto 2.2 muestra la tarjeta con los circuitos integrados, los mismos que están conectados mediante zócalos, facilitando así su retirada de la tarjeta por fallas del mismo o para su uso en otro circuito. Puede observarse la instalación de regletas terminales, las mismas que garantizan, junto al circuito impreso una buena conexión de los elementos y solidez para el manejo de la tarjeta, además evitándose las sueldas para cada conexión.

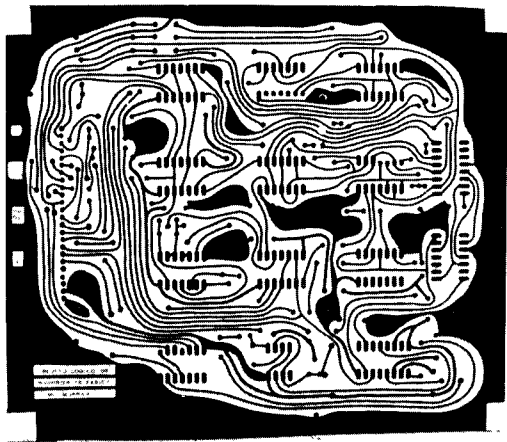


Foto 2.1

Mediante el potenciómetro se puede variar la frecuencia de trabajo, y para el encendido y apagado del inversor se tiene un interruptor incluido en la tarjeta.

La etapa de interfase entre el circuito lógico y la etapa de potencia está compuesta de tres circuitos impresos, cada uno de estos tiene cuatro amplificadores de pulsos.

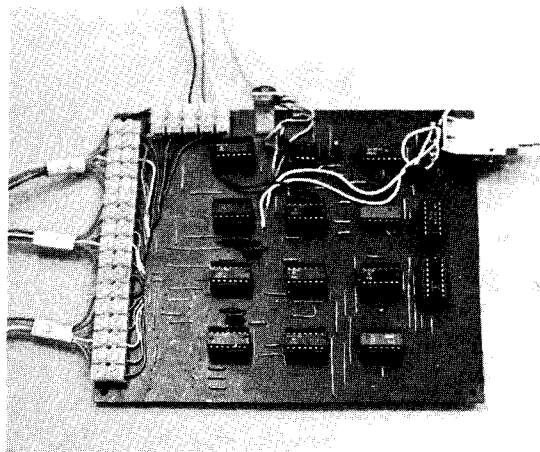


Foto 2.2

Dos de estas tarjetas poseen en el transformador de pulsos doble secundario, para el caso en que se desee controlar dos tiristores con una sola señal.

La foto 2.3 muestra la etapa de interfase.

El circuito de potencia ha sido montado en tres tableros cada uno con cuatro tiristores, como puede apreciarse en la foto 2.4. De los cuatro SCR's dos son principales y dos auxiliares.

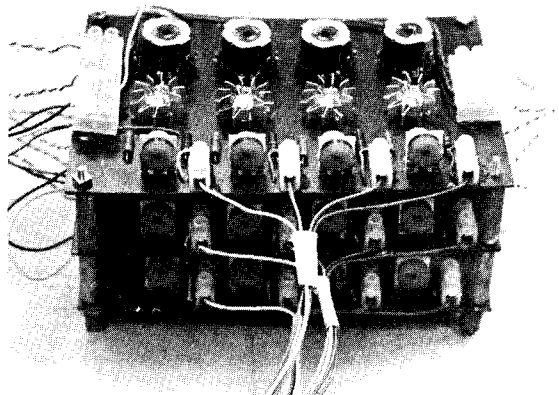


Foto 2.3

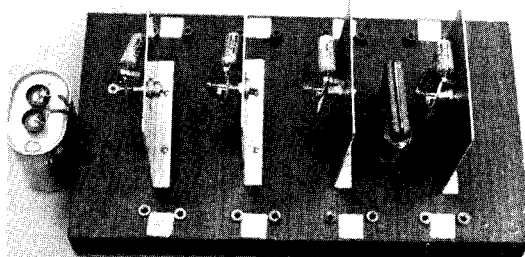


Foto 2.4

Los disipadores para los tiristores auxiliares no son necesarios, porque conducirán una corriente eficaz bastante baja. Pero se los ha puesto en disipadores, para su funcionamiento posterior en otros circuitos. Los elementos R y C de la red de amortiguamiento para la protección del dv/dt han sido instalados directamente sobre los tiristores, para obtener una protección segura.

Así mismo, se han puesto a todos los tiristores esta protección pudiéndose utilizar indistintamente cualquiera de ellos como principal o auxiliar.

Los elementos L y C de conmutación y los diodos de retorno de energía se los ha conectado directamente a los terminales de los SCR's, pero en forma interna.

La foto 2.5 muestra al inversor trifásico Mc Murray con todos sus módulos. Alimentando a varias lámparas, como carga resistiva y a dos motores de inducción, uno trifásico y el otro monofásico, como carga reactiva.

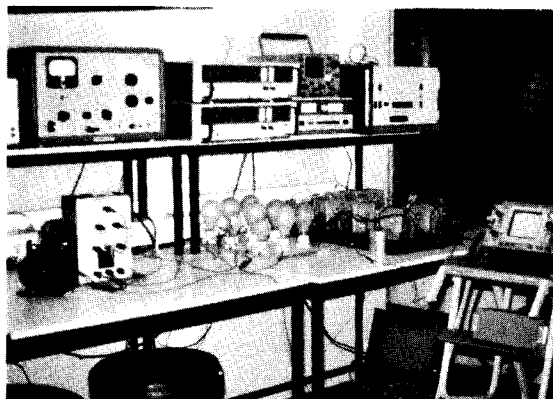


Foto 2.5

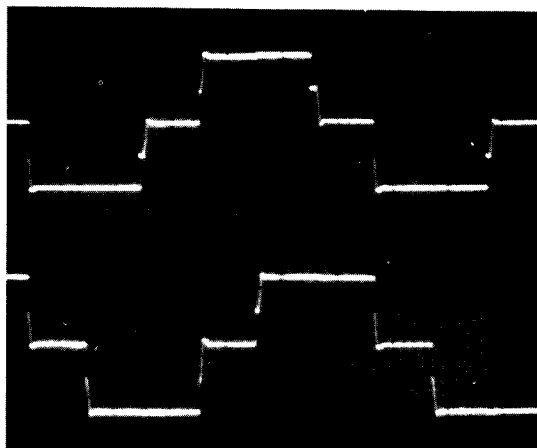
3.1. FORMAS DE ONDA DEL CIRCUITO DE POTENCIA.

A continuación se presentan varias fotos con formas de onda que se consideran de interés, obtenidas con el funcionamiento del inversor en el que existe la posibilidad de tener un sistema trifásico con tres conductores y neutro, o trifásico de tres conductores.

La foto 3.1 muestra los voltajes entre las líneas R-S y S-T, en la que puede apreciarse el defasaje de 120 grados entre las dos ondas.

En la foto 3.2 se indica el voltaje entre las líneas R-S y que es la onda típica del voltaje de salida de un inversor trifásico cuyo análisis demuestra que la tercera armónica y sus múltiplos son cero.

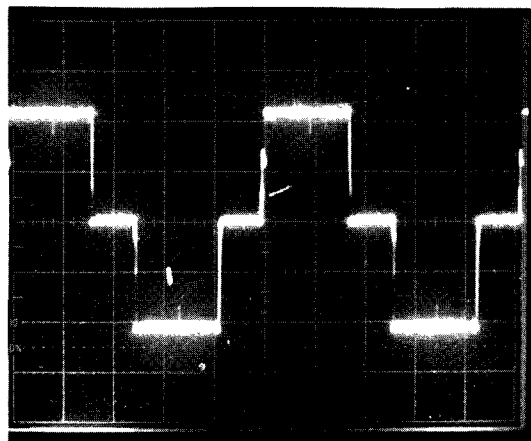
La figura 3.1 muestra la distribución del contenido armónico en el voltaje entre líneas. Puede observarse que la tercera armónica es aproximadamente el 5% de la fundamental, valor que no coincide con el teórico en vista de que no se tiene una con-



Voltaje R-S, onda superior.
Voltaje S-T, onda inferior.
Vertical: 100 V/div
Horizontal: 5 mseg/div

Foto 3.1

ducción de 120 grados real, debido a la presencia de los monoestables que reducen el tiempo de conducción de los SCR's principales.



Voltaje R-S
Vertical 50 v/div
Horizontal: 2 mseg/div.

Foto 3.2

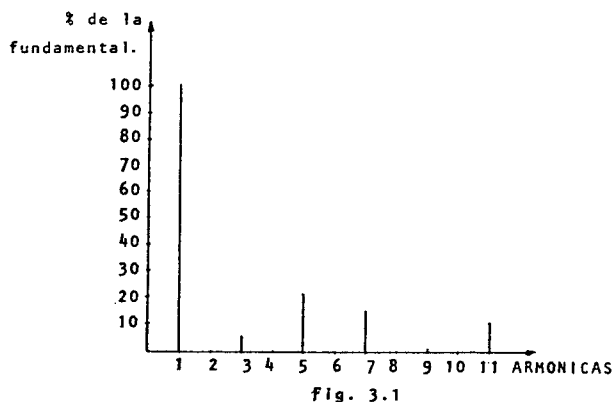


Fig. 3.1

Modificando los valores de R y C en el oscilador principal se obtuvieron frecuencias de 2 a 400 Hz a las que el inversor respondió perfectamente. Igual funcionó con voltajes de fuente de 30 a 130 V.

En un motor de inducción si se mantiene la relación voltaje/frecuencia constante se podrá arrancar con el mismo torque que se tendría con sus valores de voltaje y frecuencia típicos de trabajo.

Con ayuda del inversor, con un voltaje de 65 V eficaces y a una frecuencia de aproximadamente 18 Hz se hizo arrancar a un motor de inducción trifásico que normalmente funciona con 208 V y a 60 Hz. Después se realizaron variaciones de frecuencia obteniéndose así cambios en la velocidad del motor.

La figura 3.2 muestra la variación de la velocidad con la frecuencia, medidos experimentalmente.

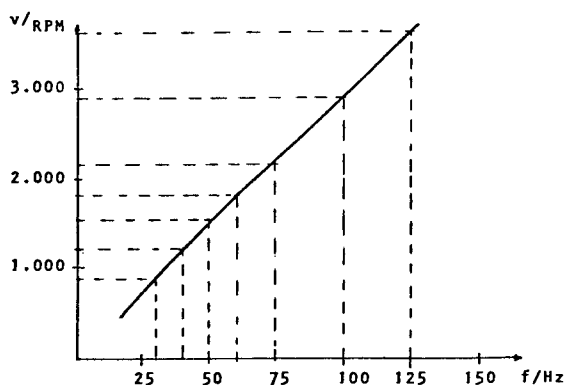
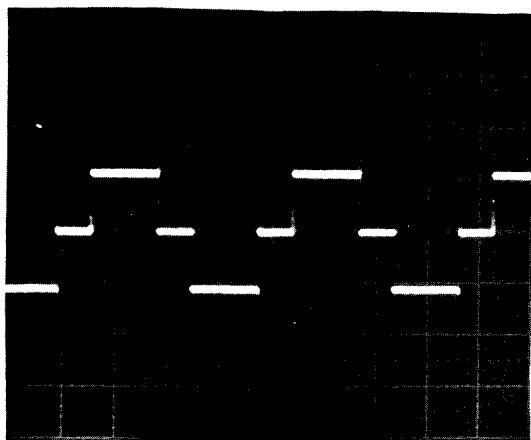


Fig. 3.2

La foto 3.3 muestra el voltaje sobre una resistencia de 0,68 por la que circula una corriente de línea, con carga resistiva pura. Como era de esperarse, se observa que la forma de onda es similar a la de la foto 3.2.

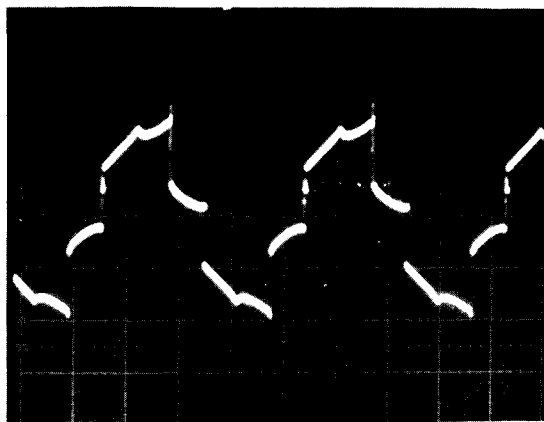


Corriente con carga resistiva
Vertical: 1 V/div
Horizontal: 5 mseg/div

Foto 3.3

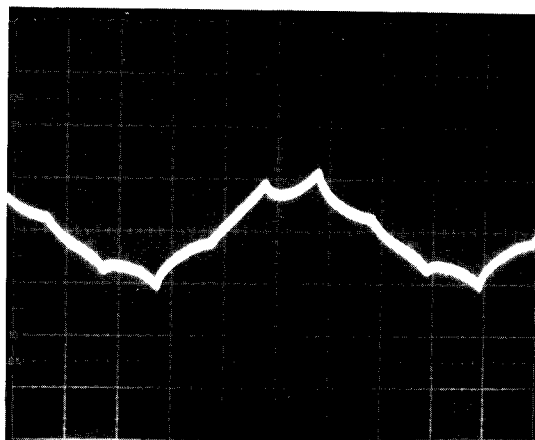
La foto 3.4 muestra el voltaje sobre una resistencia de 0,1 Ω por la que circula la corriente de línea, con carga resistiva-reactiva.

Mientras que en la foto 3.5 se muestra el voltaje sobre la misma resistencia pero con carga reactiva.



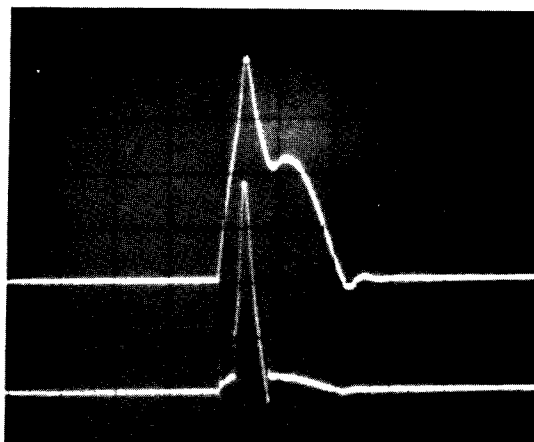
Corriente de línea con carga R-L
Vertical: 0,5 V/div
Horizontal: 2 mseg/div

Foto 3.4



Corriente de línea con carga reactiva.
Vertical: 0,5 V/div
Horizontal: 2 mseg/div.

Foto 3.5



Corriente de conmutación, onda superior.
Vertical: 0,5 V/div
Corriente sobre el diodo, onda inferior.
Horizontal: 0,1 mseg/div.

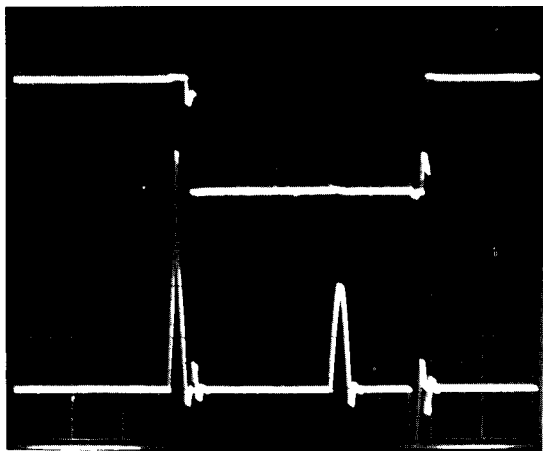
Foto 3.6

La foto 3.6 muestra el pulso de corriente

de conmutación, obtenido con una resistencia de $0,1 \Omega$. En la parte superior, mientras que en la inferior se muestra el pulso de corriente sobre el diodo paralelo al tiristor principal que se desea bloquear, pulso conseguido con la ayuda de una resistencia de $0,68 \Omega$ en serie con el diodo.

En la onda superior puede verse claramente el segundo pero más pequeño pulso de corriente i_c que sirve para el apagado del tiristor auxiliar.

La foto 3.7 muestra el voltaje ánodo-cátodo de un tiristor principal y el pulso de conmutación que lo apaga.



Onda Superior: V_{AK} de un tiristor principal.
Vertical: 50 V/div.

Onda Inferior pulso de conmutación.
Vertical: 1 V/div.
Horizontal: 0,5 msec/div.

Foto 3.7

En la foto 3.7 puede observarse que el tiristor principal no se apaga inmediatamente con el pulso de conmutación, justificándose así el retardo en la entrada a conducir del tiristor complementario al bloqueado.

4.- COMENTARIOS Y CONCLUSIONES.

El inversor construido ha demostrado ser muy versátil; aceptando variaciones de frecuencia, voltaje y carga en rangos relativamente grandes.

Para un control exacto de la velocidad de un motor de inducción, el oscilador principal del inversor, puede ser cambiado por uno controlado por voltaje, dicho voltaje sería proporcional al proveniente de un comparador entre las señales de referencia y otra obtenida de la velocidad del motor mediante un tacómetro.

Con ayuda del inversor, podrán realizarse investigaciones, sobre el comportamiento y efectos de los motores de inducción, alimentados con onda cuadrada.

REFERENCIAS

- [1] Rodríguez Ch., Patricio "Estudio Teórico Experimental del Inversor Mc Murray Trifásico", Tesis de Grado, Escuela Politécnica Nacional, 1981.
- [2] Mc Murray W. "SCR Inverter commutated by an auxiliary impulse" IEEE Trans. Com. Electr. volumen 83, noviembre 1964. Páginas 824-829.

BIBLIOGRAFIA

Martínez García S. "Clasificación de Inversores de Potencia con SCR" Mundo Electrónico (junio 1977, número 63).

Bedford and Hoft. "Principles of Inverter Circuits", John Wiley & Sons, Inc., New York, 1964.

Morris Noel M. "Electrónica Industrial Avanzada", Marcombo S.A. Barcelona 1977.

Séguier G. "Electrónica de Potencia", Gustavo Gili, S.A. Barcelona 1976.

Lilen Henri, "Tiristores y Triacs", Segunda Edición, Marcombo S.A., Barcelona 1978.

Ramshaw R.S., "Power Electronics", John Wiley & Sons, Inc., New York.

Fink Donald G. (Editor), "Electronics Engineers'" Handbook, Mc Graw-Hill, Inc., USA, 1975.

Verhoef Arie, "Basic Forced-commutated Inverters and Their Characteristics", IEEE Trans. I.A., Volumen IA-9, número 5 septiembre/octubre.

Mc Murray W. "SCR Inverter commutated by an auxiliary impulse" IEEE Trans, Com. Electr. Volumen 83, noviembre/1964.