

**ESCUELA POLITECNICA NACIONAL**

**FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA**

**DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN  
INVERSOR TRIFASICO DE 7.5 KW**

**TESIS PREVIA A LA OBTENCION DEL TITULO  
DE  
INGENIERO EN ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES**

**JOSE EFREN BARBOSA GALARZA**

**ENERO DE 1997**

## **AGRADECIMIENTO:**

QUIERO HACER EXTENSIVO MI MAS SINCERO AGRADECIMIENTO, AL INGENIERO EDWIN NIETO RIOS, MI DIRECTOR DE TESIS, QUIEN CON SU PACIENCIA, CONSEJOS Y CONOCIMIENTOS HIZO POSIBLE LA CULMINACIÓN DEL PRESENTE TRABAJO. ASÍ COMO TAMBIÉN A LA EMPRESA AGLOMERADOS COTOPAXI S.A. POR SU APOYO DECIDIDO PARA LA EJECUCIÓN DEL MISMO.

## **DEDICATORIA:**

**A ESE CANTO ETERNO DE LUZ...**

**MI MADRE. QUIEN CON SU  
AMOR, SACRIFICIO Y RESPONSABILIDAD  
HA FORJADO EN MI UN HOMBRE  
DE BIEN.**

**A ESA SEMILLA-RAÍZ-FLOR Y FRUTO  
DEL AMOR EN MI IDEAL...MI ESPOSA,  
MIS HIJOS.**

**CERTIFICO QUE LA PRESENTE TESIS HA SIDO  
ELABORADA EN SU TOTALIDAD POR EL SEÑOR  
JOSE EFREN BARBOSA GALARZA.**

A handwritten signature in black ink, enclosed within a rectangular box. The signature is written in a cursive style and appears to read 'E. Nieto Rios'.

**ING. EDWIN NIETO RIOS  
DIRECTOR DE TESIS**

## INDICE

### INTRODUCCION

### CAPITULO I

GENERALIDADES 1

### CAPITULO II

#### CIRCUITOS UTILIZADOS EN EL SISTEMA

2.1.- CONFIGURACION DEL CIRCUITO DE POTENCIA 19

2.2.- CIRCUITO DE CONTROL 39

### CAPITULO III

#### DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

3.1.- DISEÑO DEL CIRCUITO DE POTENCIA 45

3.1.1.- DISEÑO DEL INVERSOR 46

3.1.2.- INTERFASE ENTRE CIRCUITO  
DE CONTROL Y DE POTENCIA 53

3.1.3.- DIMENSIONAMIENTO DEL DISIPADOR  
DE CALOR 57

3.1.4.- CIRCUITO SNUBBER DE PROTECCION 59

3.1.5.- CIRCUITO DE PROTECCION DE LOS  
TRANSISTORES DE POTENCIA 63

3.2.- DISEÑO DEL CIRCUITO DE CONTROL 67

3.2.1.- DESCRIPCION DEL HARDWARE 67

3.2.2.- DESARROLLO DEL SOFTWARE DEL  
CIRCUITO DE CONTROL 71

3.3.- CONSTRUCCION 79

### CAPITULO IV

4.1.- PRUEBAS EXPERIMENTALES: ESTATICAS,  
DINAMICAS 89

4.1.1.- ANALISIS DE COSTOS DEL EQUIPO 101

### CAPITULO V

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES 106

### BIBLIOGRAFIA

### ANEXOS

## INTRODUCCION

La utilización de motores de corriente alterna en accionamientos de velocidad variable, ha sido siempre considerada como una idea atractiva y de un futuro bastante prometedor. Aunque es evidente que un inversor estático para alimentación a un motor de corriente alterna es considerablemente más complicado en concepción y diseño que un regulador convencional de corriente continua, la aparición de transistores de potencia y de técnicas digitales de control con microprocesadores ha simplificado extraordinariamente los convertidores estáticos, aún hoy todavía más complejos que el de corriente continua. Sin embargo, la ventaja fundamental de esta aplicación reside en la utilización de motores de corriente alterna que respecto a los motores de corriente continua presentan los siguientes beneficios:

- Construcción más simple y robusta.
- Reducción sensible en costo.
- Ausencia de escobillas, problemas de conmutación, etc.
- Reducción de tamaño para la misma potencia.
- Ausencia de mantenimiento.

- Posibilidad de trabajar en atmósferas inflamables.
- Utilizando técnicas de voltaje y frecuencia variable, es posible obtener respuestas similares a los motores de corriente continua.

En el presente trabajo se implementará el diseño y la construcción de un inversor tipo puente trifásico para alimentación de un motor asincrónico de rotor cortocircuitado, el mismo que surge de la necesidad específica de un accionamiento de velocidad variable como parte de un proceso industrial.

Se realiza primeramente un análisis técnico del método más adecuado para la construcción del accionamiento de velocidad variable en base a la característica de la carga mecánica a ser movida; una vez determinado el método de control de velocidad, se delimita nuestro estudio exclusivamente a lo referente al inversor.

Posteriormente, se realiza un análisis teórico del comportamiento de la máquina en estado estable con el inversor. A partir del modelo matemático de la máquina y con las formas de onda de voltaje provenientes del inversor, se determinan las formas de onda de las corrientes que circulan por la máquina, las mismas que nos permiten realizar el diseño de las partes constitutivas del inversor (circuito de potencia). Una vez determinado el circuito de potencia del

inversor se procede a configurar el circuito de control en base a microprocesador con el Software respectivo (lazo abierto).

Finalmente se analizan las características de funcionamiento del equipo construido, se determinan las limitaciones y bondades del mismo; así como también se evalúan costos y, las similitudes y diferencias con el análisis teórico.

# CAPITULO I

## GENERALIDADES

La necesidad específica de la empresa maderera Aglomerados Cotopaxi S.A., como ya se mencionó, es la de construir un regulador de velocidad (lazo cerrado) para un motor asincrónico de rotor cortocircuitado cuya carga mecánica es un tornillo sin fin. Debiendo aclarar, que en el presente trabajo de tesis solamente se diseñará y construirá el Inversor más conveniente desde el punto de vista técnico - económico.

Para ello es necesario alguna información sobre el motor y la carga mecánica, constituida esta por un reductor de velocidad y un tornillo sin fin.

A continuación se presenta las características de placa del motor existente, que es el que impulsa en la actualidad a la carga mecánica.

Marca: SEW.

Tipo: DFV 132 H-4

Motor: TRIFASICO

Nr: 010388733.1.01.03001

Velocidad: 1750 R.P.M.

Protección: Ip: 54

Voltaje: 440 V.

Corriente: 13.4 A.

Potencia: 7.5 KW.                      Frecuencia: 60 Hz.  
Factor de potencia: 0.85      Torque Nominal: 40.9 N.m  
Clase de Aislamiento : B.

Con la finalidad de determinar la solución más adecuada para poder satisfacer nuestra necesidad, se procede a realizar un análisis en base a los requerimientos que debe cumplir el sistema a diseñarse.

Estos requerimientos básicamente son impulsar el tornillo sin fin (T.S.F.) en un rango de velocidad práctico comprendido entre 4.8 y 20.8 R.P.M. Teniendo en cuenta que para la velocidad más alta del T.S.F, el motor debe girar a su velocidad nominal (1750 R.P.M.); entonces es necesario la presencia de un reductor de velocidad, con una relación de transformación de velocidad de 84.3. Resultando de esto un rango de variación de la velocidad del motor entre 400 y 1750 R.P.M.

En la tabla 1.1 se presentan valores medidos de velocidad y potencia, así como también valores calculados de torque para el sistema Motor - carga mecánica, sin y con transportación de material por parte del tornillo sin fin. En la figura 1.1 se presentan las características torque-velocidad para estas dos situaciones de carga, las mismas que fueron obtenidas a partir de los datos de la tabla 1.1.

n T.S.F. [R.P.M.]	SIN MATERIAL		CON MATERIAL	
	Pent [W]	TORQUE [N.m]	Pent [W]	TORQUE [N.m]
4,80	878	4,66	900	4,78
5,70	1015	5,39	1130	6,00
7,90	1087	5,77	1200	6,37
10,00	1170	6,21	1310	6,96
12,20	1280	6,80	1400	7,43
14,30	1408	7,48	1490	7,91
16,50	1516	8,05	1600	8,50
18,70		8,58		8,90
20,80		9,11		9,40

TABLA 1.1.- Valores de velocidad del tornillo sin fin, potencia consumida y torque desarrollado por el motor sin y con transporte de material.

Los valores correspondientes a las velocidades del tornillo sin fin de 18,5 y 20,8 R. P. M. fueron determinados posteriormente por medio de extrapolación lineal. No fueron medidas debido a seguridades instaladas en el sistema actualmente implementado.

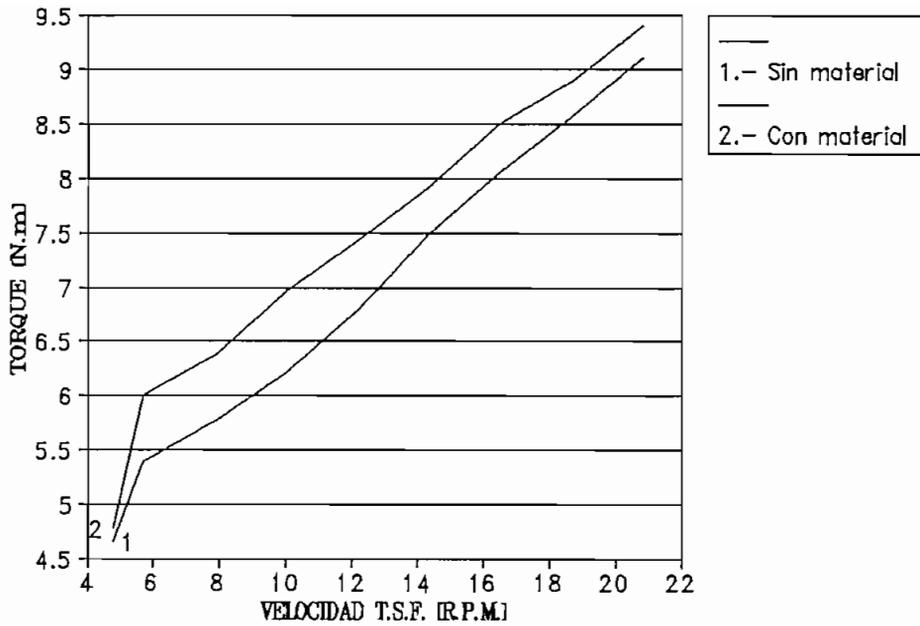


FIGURA 1.1.- Gráfico de torque desarrollado por el motor en función de la velocidad del tornillo sin fin.

Los valores de torque desarrollados por el motor indicados en la tabla (1.1), que corresponden al torque de carga mecánica, constituida por el reductor de velocidad y el tornillo sin fin, fueron determinados por medio de la fórmula aproximada:

$$T = 7.04 * \frac{P_{ent}}{n_{sy}} * 1.3577 N.m \quad (1.1)$$

Donde:

$P_{ent}$  = Potencia de entrada al estator o potencia consumida por el motor, en Vatios.

$n_{sy}$  = Velocidad de sincronismo en R.P.M.

Para nuestro motor tenemos  $N_{m,v} = 1800$  R.P.M.

En el cálculo de torque desarrollado por medio de la ecuación (1.1) se han despreciado las pérdidas eléctricas, magnéticas y mecánicas del motor. Con el propósito de encontrar la solución más conveniente, se procede a ensayar los controles de velocidad de motores asincrónicos más sencillos. Así, primeramente se analizará el control de la velocidad variando el voltaje de estator y manteniendo fija e igual a la nominal la frecuencia de estator. Con este método, el rango de control de velocidad depende de la clase del motor asincrónico utilizado y del tipo de característica torque - velocidad de la carga mecánica [1].

En la tabla 1.2, se observan los datos de velocidad del tornillo sin fin, y consecuentemente del motor, así como también los valores normalizados de torque desarrollado por el motor (torque de carga) y velocidad.

En la figura 1.2, se observan las características de torque - velocidad de nuestra máquina asincrónica de rotor cortocircuitado para distintos valores de voltaje aplicado al estator, así como también, se presenta las características del torque resistente presentado por la carga mecánica constituida por el reductor de velocidad

- tornillo sin fin.

n T.S.F. [R.P.M.]	n MOTOR [R.P.M.]	T/TN	n/nsy	S
4,8	404,6	0,11	0,22	0,77
5,7	480,5	0,13	0,27	0,73
7,9	666	0,14	0,37	0,63
10,0	843	0,15	0,47	0,53
12,2	1028,5	0,16	0,57	0,43
14,3	1205,5	0,18	0,57	0,33
16,5	1390,9	0,20	0,67	0,23
18,7	1576,4	0,21	0,77	0,12
20,8	1750	0,22	0,97	0,03

TABLA 1.2.- Valores medidos de velocidad del tornillo sin fin y torque de carga normalizado requerido.

En dicha figura se puede observar claramente que por nuestro tipo de carga, para producir pequeñas variaciones de velocidad es necesario grandes cambios en el voltaje de alimentación al estator.

Por lo expuesto, se concluye que este método de variación de velocidad no es el adecuado para nuestro tipo de carga. Por lo que se procede a analizar otro método de control de velocidad.

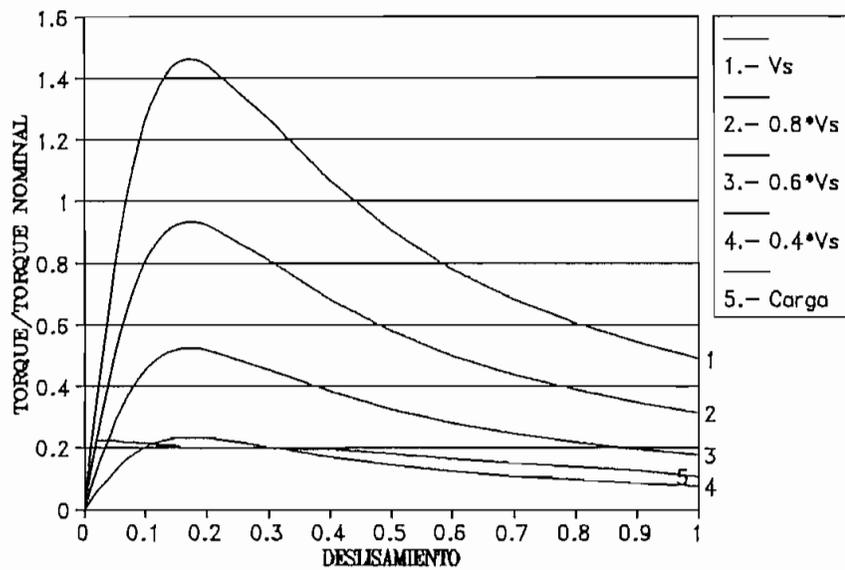


FIGURA 1.2.- Características torque velocidad de nuestra máquina asincrónica de rotor cortocircuitado y del sistema reductor de velocidad-tornillo sin fin.

El segundo método de control de velocidad que se analizará, que ofrece un grado de dificultad mayor que el anterior, consiste en variar el voltaje y la frecuencia de estator. Esto se consigue prácticamente, si no se va a trabajar a muy bajas velocidades - muy bajas frecuencias-, conservando la relación entre el voltaje de alimentación y su frecuencia constante e igual a aquella que se brinda bajo las condiciones nominales; o sea,

De esta manera se tiene un flujo magnético

$$\frac{V_g}{f_g} = \frac{V_N}{f_N} \quad (1.2)$$

aproximadamente constante en toda la gama de operación y el torque mantiene la misma ley de variación que la que se tiene para frecuencia nominal.

La máxima frecuencia de alimentación sería la nominal con la finalidad de evitar la disminución de torque desarrollado.

En la figura 1.3 se indican las características torque-velocidad del motor asincrónico a utilizarse para este tipo de control y de frecuencia menores que la nominal. Se añade también la característica de torque de nuestra carga.

En los Anexos 1 y 2 se indican la forma en cómo se determinó los parámetros del circuito equivalente de nuestro motor asincrónico y sus características torque-velocidad.

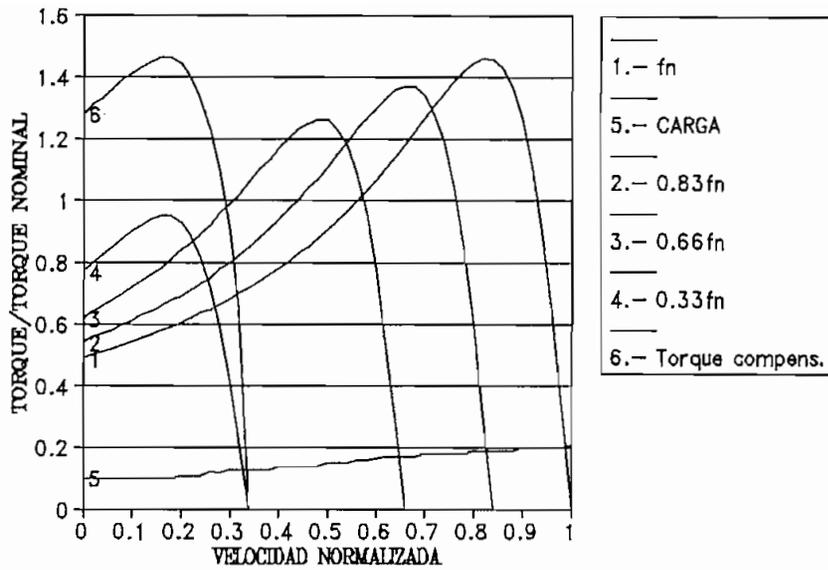


FIGURA 1.3.- Características de torque desarrollado del motor asincrónico al variar la frecuencia y manteniendo constante la relación voltaje/frecuencia en el estator.

En nuestro caso, tal como se observa en la figura 1.3, el deslizamiento que por definición constituye la variación relativa de la velocidad del rotor con respecto a la velocidad sincrónica, se mantiene prácticamente constante en todo el margen de velocidad. Por lo tanto, la velocidad del motor varía casi proporcionalmente a la frecuencia de alimentación, Sobre todo si no se emplean las velocidades bajas,

$$S = (n_{ny} - n) / n_{ny} = \text{cte.}$$

$$-n = S * n_{ny} - n_{ny}$$

$$n = (1 - S) * n_{ny}$$

$$n = K * n_{ny}$$

donde K es un valor constante.

En frecuencias muy bajas, es significativo el efecto de empobrecimiento del torque desarrollado; para compensar este efecto suele darse un voltaje de alimentación de un 15% del nominal para frecuencia nula y desde ese valor se aumenta linealmente hasta el voltaje nominal con frecuencia nominal. Hay que considerar que con esta táctica de mantener el flujo constante, el motor está siempre en disposición de dar todo su torque. Por otra parte, como el arranque se realiza con frecuencia reducida, el deslizamiento también lo es y se obtiene un arranque con corriente y torque del orden de los nominales. Además puede conseguirse elevar el torque de arranque muy por encima del nominal haciendo trabajar al motor transitoriamente con un flujo superior al normal y eligiendo adecuadamente la frecuencia de arranque; en la figura 1.3, la característica número 6 corresponde a esta situación [2].

De las consideraciones anteriores se puede concluir que este método de variación de la velocidad es adecuado para nuestro sistema, pues el mismo se

adapta muy bien a nuestra carga mecánica, permitiendo además el arrancar el motor con torque elevado, a voltaje y frecuencia reducidos y consecuentemente disminuyendo el consumo de corriente en dicho momento.

Por consiguiente, el dispositivo a diseñarse y construirse debe permitir variar tanto la frecuencia como el voltaje de alimentación según la relación que se muestra en la figura 1.4.

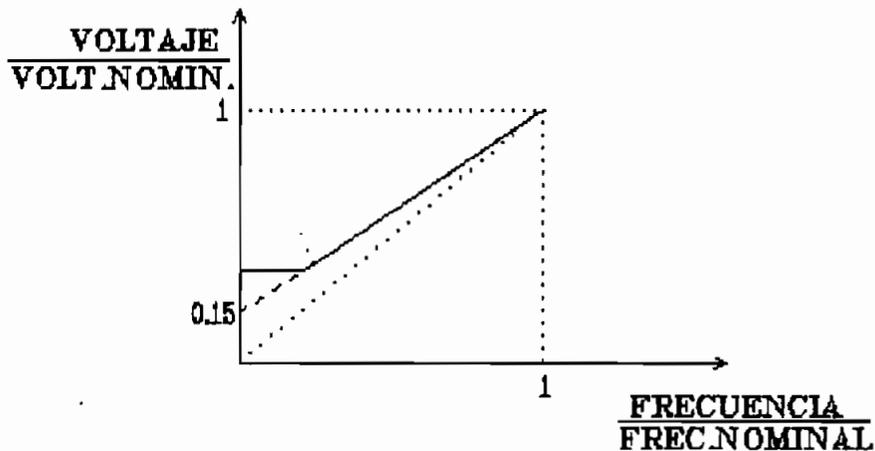


FIGURA 1.4.- Relación ideal y real de voltaje/frecuencia para variación de velocidad con torque constante y torque elevado de arranque.

Una forma de generar voltaje trifásico no

senoidal de frecuencia y voltaje ajustables a partir del voltaje de red, consiste en rectificar ésta y obtener luego un voltaje alterno de la frecuencia requerida mediante un inversor, tal como se puede observar en el diagrama de bloques de la figura 1.5 [3].

En la figura 1.6 se muestra un circuito que responde a nuestros requerimientos. El cual se adapta bien al caso de motores de algunos KW. porque utiliza transistores. Un rectificador tipo puente controlado permite obtener voltaje DC regulable. El filtro de DC suaviza el voltaje de impulsos obtenido a la salida del rectificador. Un inversor tipo puente de tres ramas produce voltajes de línea  $V_u$ ,  $V_v$  y  $V_w$  cuadradas respecto al negativo de alimentación, con una amplitud igual al voltaje continuo  $V_d$  y una frecuencia controlada por la frecuencia de las señales aplicadas en las bases de los transistores. No se ha dibujado el circuito de control de los transistores del inversor y el circuito de disparo de los tiristores del rectificador por simplicidad [4].

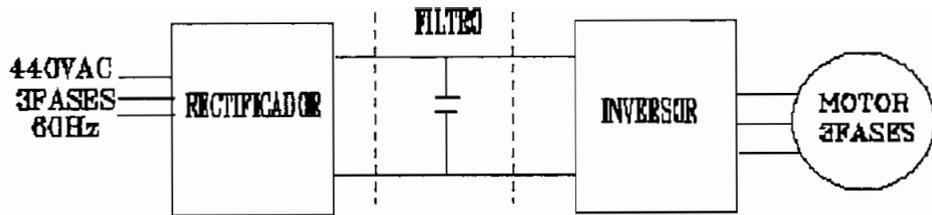


FIGURA 1.5.- Diagrama de bloques de un generador trifásico de frecuencia y voltaje ajustables.

Las ondas citadas de voltaje están desfasadas entre si  $120^\circ$ . Los voltajes de línea  $V_{uv}$ ,  $V_{vw}$  y  $V_{wu}$  tienen la forma que se indica en la figura 1.7, como puede comprobarse considerando que cada voltaje de línea es en todo instante la diferencia de voltaje de sus dos fases ( $V_{uv}=V_u - V_v$ , etc). Los diodos en antiparalelo con los transistores permiten circular la corriente reactiva del motor. El voltaje eficaz de salida se regula mediante el voltaje continuo  $V_d$  del rectificador. El circuito de mando debe coordinar éste  $V_d$  y la frecuencia del inversor para producir en el motor un control de velocidad.

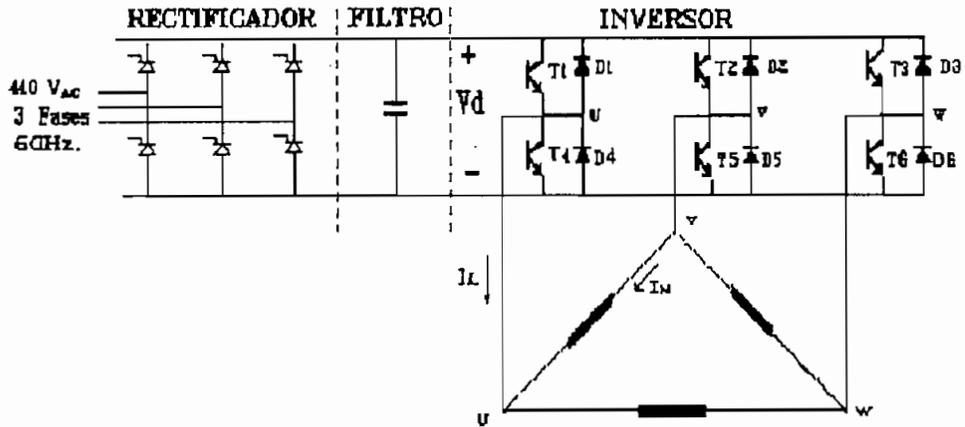


FIGURA 1.6.- Circuito convertidor transistorizado con regulación de voltaje en la rectificación.

De lo expuesto anteriormente, se puede concluir que este tipo de convertidor se adapta satisfactoriamente a nuestras necesidades y consecuentemente es el que será utilizado. Debido a la complejidad del convertidor, en el presente trabajo de tesis solamente se diseñará y construirá lo referente al inversor, aclaración que también se la hizo al inicio de este capítulo.

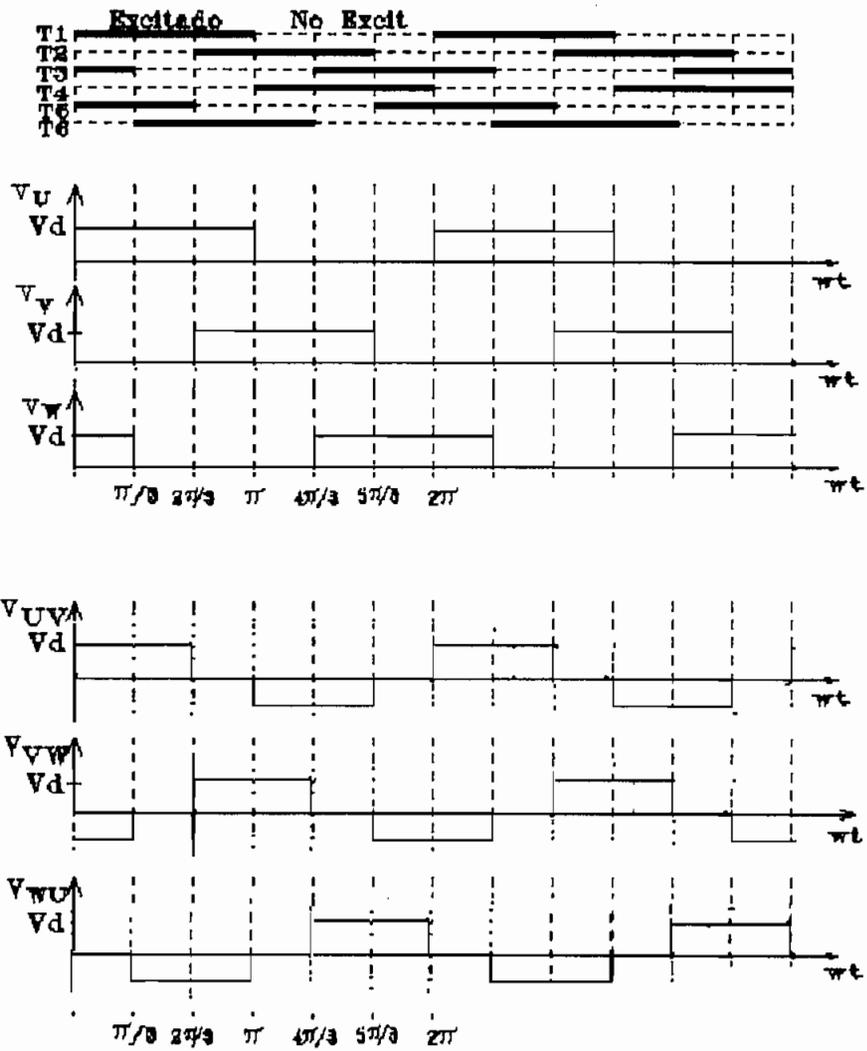


FIGURA 1.7.- Intervalos de conducción de los transistores y formas de onda de los voltajes de línea.

## CAPITULO I I

### CIRCUITOS UTILIZADOS EN EL SISTEMA

Un inversor estático es un circuito que transforma energía eléctrica DC en energía AC. Es tema de nuestro análisis un inversor tipo puente trifásico, cuyo circuito para facilidad de estudio se lo dividirá en el circuito de potencia y en el circuito de control.

#### 2.1.- CONFIGURACIÓN DEL CIRCUITO DE POTENCIA.

Se entiende por tal la disposición general que adopta el circuito de potencia, incluyendo la fuente de voltaje continuo y la carga, haciendo caso omiso de los circuitos de control. Los semiconductores se considerarán como elementos ideales; es decir no poseen pérdidas.

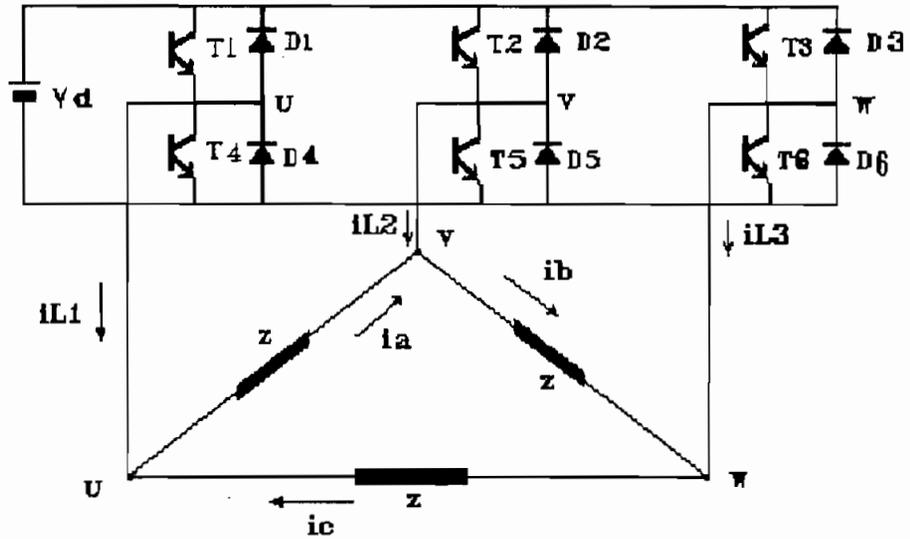


FIGURA 2.1.- Circuito inversor a ser implementado.

En la figura 2.1 se presenta nuestro inversor en puente trifásico cuya carga está constituida por un motor asincrónico de rotor cortocircuitado. En dicho esquema, a los transistores se los permite conducir según la secuencia indicada en la figura 2.2, obteniéndose de esta forma un voltaje de línea alterno tal como se muestra en la misma figura. La amplitud de dicha onda está determinado por el voltaje DC de alimentación al inversor  $V_d$  y la frecuencia del voltaje de línea está determinada por la rapidez con que se permite la secuencia de conducción y no conducción de los transistores [5].

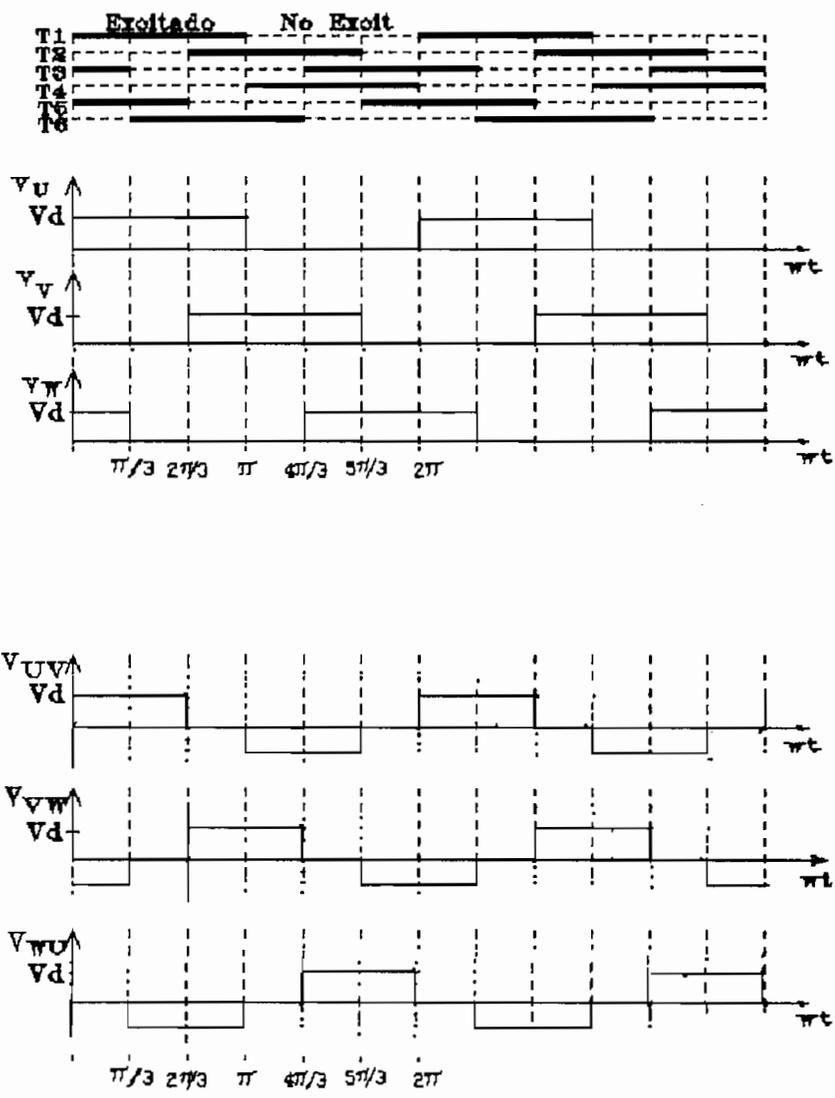


FIGURA 2.2.- Intervalos de conducción de los transistores y formas de onda de voltaje de línea resultante.

Para el circuito de la figura 2.1, se tiene que los voltajes de línea son los mismos que los voltajes de fase, y las corrientes de línea serán iguales a las

diferencias entre las respectivas corrientes de fase (conexión triángulo del motor). Considerando que la carga es un sistema trifásico balanceado, y que la forma de onda de voltaje entre líneas es la misma con el respectivo desfase (120° y 240°), por consiguiente las formas de onda de corriente serán las mismas para las tres fases y para las tres líneas con los respectivos desfases. Por lo que únicamente bastará con realizar el análisis de la corriente en dos fases para obtener la corriente en una línea, las formas de onda de las corrientes en las otras líneas serán las mismas, únicamente estarán desfasadas 120° y 240° entre sí. De la figura 2.1 tenemos:

$$i_{L1} = i_a - i_c$$

$$i_{L2} = i_b - i_a$$

$$i_{L3} = i_c - i_b$$

$$i_{L2}(wt) = i_{L1}(wt-120^\circ)$$

$$i_{L3}(wt) = i_{L1}(wt-240^\circ)$$

Se realizará únicamente el análisis de las corrientes de fase  $i_a$  e  $i_c$ . Para el análisis de la corriente de fase  $i_a$  denominaremos al voltaje de línea  $v_{uv}(x) = v(x)$  y a la corriente de fase  $i_a(x) = i(x)$ .

En el Anexo 3 se realiza un análisis del contenido de armónicos de la onda de voltaje de línea resultante, obteniéndose una relación de valor eficaz de los armónicos de orden  $m$  respecto al valor de voltaje DC dado por:

$$\frac{V_m}{V_d} = \frac{\sqrt{6}}{\pi m} \quad (2.1)$$

donde  $m = 6K + 1$  y  $K = 1, 2, 3, \dots$

El valor eficaz de los armónicos de orden  $m$  respecto al valor eficaz de la fundamental está dada por:

$$\frac{V_m}{V_1} = \frac{1}{m} \quad (2.2)$$

En la tabla 2.1 se muestra los valores eficaces de los principales armónicos respecto a la componente fundamental. Se hace notar que no existe el tercer armónico (el más difícil de filtrar) y que el quinto armónico representa apenas el 20% de la fundamental. El contenido de los armónicos restantes es aún inferior.

$m$	$V_m / V_1$
3	0.00
5	0.20
7	0.14
11	0.09
13	0.08
17	0.06
19	0.05

TABLA 2.1.- Valores eficaces de los principales armónicos respecto a la componente fundamental.

A continuación se analizará el circuito de la figura 2.1, para lo cual se realizan las siguientes consideraciones: [6]

- a) Las influencias de las conmutaciones se desprecian.
- b) Los transistores se consideran ideales:
  - No hay pérdidas.
  - Los tiempos de encendido y apagado son nulos.
- c) El voltaje DC permanece constante independiente de la carga.

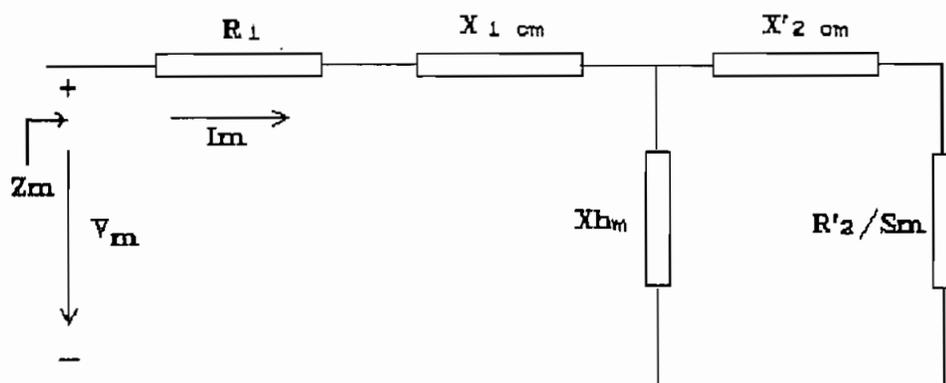


FIGURA 2.3.- Circuito equivalente monofásico de un motor asincrónico en estado estable.

La carga eléctrica de nuestro inversor está constituida por un motor asincrónico de rotor cortocircuitado, cuyo circuito equivalente se muestra en la figura 2.3. Este circuito constituye la carga eléctrica que por fase se presenta a cada uno de los armónicos de la onda de voltaje. En donde:

$m$  = orden del armónico

- $V_m$  = Voltaje de fase en el estator  
 $I_m$  = Corriente de fase del estator  
 $R_1$  = Resistencia de estator  
 $X_{1\sigma m}$  = Reactancia de dispersión del estator  
 $X_{hm}$  = Reactancia principal o de magnetización  
 $X'_{2\sigma m}$  = Reactancia de dispersión del rotor  
reflejada al estator  
 $R'_{2/S_m}$  = Resistencia equivalente del rotor y la  
carga mecánica reflejada al estator  
 $S_m$  = deslizamiento para el armónico de orden m.

El deslizamiento  $S$  para la fundamental a cualquier frecuencia de operación está dada por:

$$S = \frac{n_1 - n}{n_1} \quad (2.3)$$

en donde,  $n_1 = f_1/P$  es la velocidad de sincronismo,  $P$  el número de pares de polos de la máquina y  $n$  es la velocidad del rotor.

Para el circuito de la figura 2.3, podemos realizar el análisis de su comportamiento para cada uno de los armónicos de la forma de la onda de voltaje  $v(x)$  con que es alimentado dicho circuito, para luego debido a ser un sistema linealmente independiente, sumar los efectos de cada uno de los armónicos y obtener el comportamiento total del circuito.

La impedancia equivalente que muestra el circuito de la figura 2.3 a cada uno de los armónicos del voltaje de alimentación está dado por:

$$Z_m = m\alpha X_{1N} \frac{\frac{8_N^2 \beta_N}{(m\alpha)^3} - \frac{S_m \sigma 8_N}{m\alpha} + S_m \frac{8_N}{m\alpha} + S_m^2 \frac{\beta_N}{m\alpha} + j \left( \left( \frac{8_N}{m\alpha} \right)^2 + S_m^2 \sigma \right)}{\left( \frac{8_N}{m\alpha} \right)^2 + S_m^2} \quad (2.4)$$

en donde:

$$\alpha = \frac{f_1}{f_{1N}} \quad (2.5)$$

$$S_m = 1 \pm \frac{1}{m} (1-S) \quad (2.6)$$

$$X_{1N} = X_{hN} + X_{1\sigma N} \quad (2.7)$$

$$X'_{2N} = X_{hN} + X'_{2\sigma N} \quad (2.8)$$

$$\sigma = 1 - \frac{X_{hN}^2}{X_{1N} X'_{2N}} \quad (2.9)$$

$$\beta_N = \frac{R_1}{X_{1N}} \quad (2.10)$$

$$8_N = \frac{R'_2}{X'_{2N}} \quad (2.11)$$

siendo:  $f_1$  = frecuencia de la fundamental  
 $f_{1N}$  = frecuencia nominal de la fundamental  
 $\sigma$  = coeficiente de dispersión total

El subíndice N corresponde a condiciones nominales.

Para operación a la velocidad nominal tenemos que  $\alpha = 1$ . En la expresión 2.4 de la impedancia equivalente,  $m$  toma valores mayores o iguales que 5, por tanto

$$\left(\frac{g_N}{m}\right)^2 \ll S_m \approx 1$$

quedando la parte imaginaria igual a  $jS_m \approx \sigma$ .

Para los armónicos se obtiene aproximadamente la siguiente impedancia

$$Z_m \approx m\sigma X_{1N} \quad (2.12)$$

El deslizamiento para el quinto armónico, utilizando la expresión 2.6 es:

$$S_5 = 1 + 1/5 (1 - S)$$

Para valores extremos de deslizamiento de la fundamental entre  $S = 0$  y  $S = 1$  tenemos que  $S_5$  toma valores entre 1.2 y 1.0. Por consiguiente se puede decir que para valores de deslizamiento  $S$  cercanos a cero tenemos que los deslizamientos de los armónicos restantes  $S_m$  son casi constantes e iguales a la unidad.

De la ecuación 2.12 se obtiene que los armónicos de la corriente son independientes de la carga mecánica de la máquina eléctrica tanto en amplitud como en fase.

A continuación se determinará el efecto de los armónicos de corriente, para luego sumarlos a la

fundamental, cuya fase y amplitud dependen de la carga.

Con respecto a los armónicos de voltaje, la máquina asincrónica representa una carga inductiva cuya inductancia es (ver ecuación 2.12):

$$L_k = \frac{\sigma X_{1N}}{\omega_N} \quad (2.13)$$

En la figura 2.4 se presentan las formas de onda del voltaje de alimentación a la máquina, su componente fundamental y la suma de los armónicos referidos al voltaje DC intermedio  $V_d$  del convertidor. El voltaje debido a todos los armónicos  $\Gamma v(x)$  es igual a la diferencia entre el voltaje total aplicado  $v(x)$  y el de la fundamental  $v_1(x)$ ; es decir:

$$\Gamma v(x) = v(x) - v_1(x) \quad (2.20)$$

Por consiguiente la suma de todos los armónicos de corriente  $\Gamma i(x)$  está dado por:

$$\Gamma i(x) = \frac{1}{\omega L_k} \int^x \Gamma v(x) dx + A \quad (2.15)$$

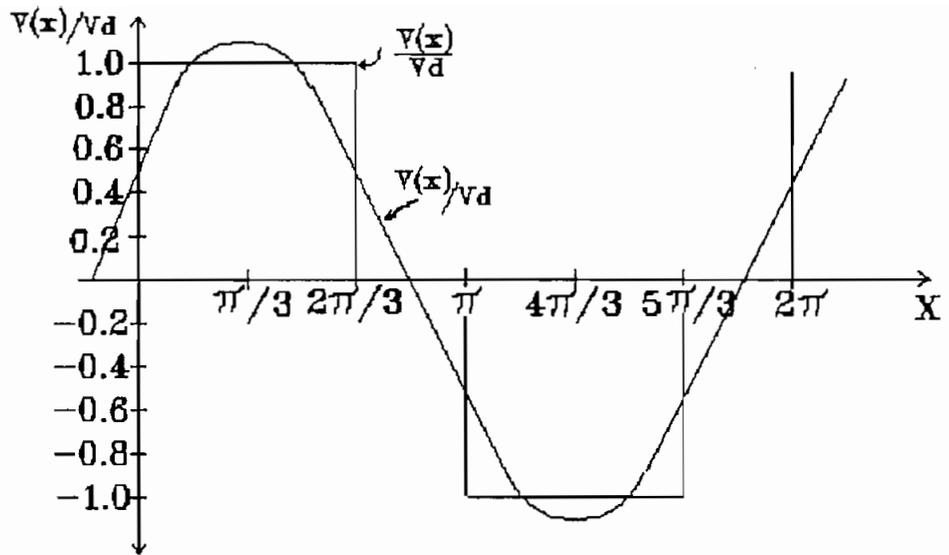
Donde  $x = \omega t$ , y  $A$  es una constante de integración.

Definiendo:

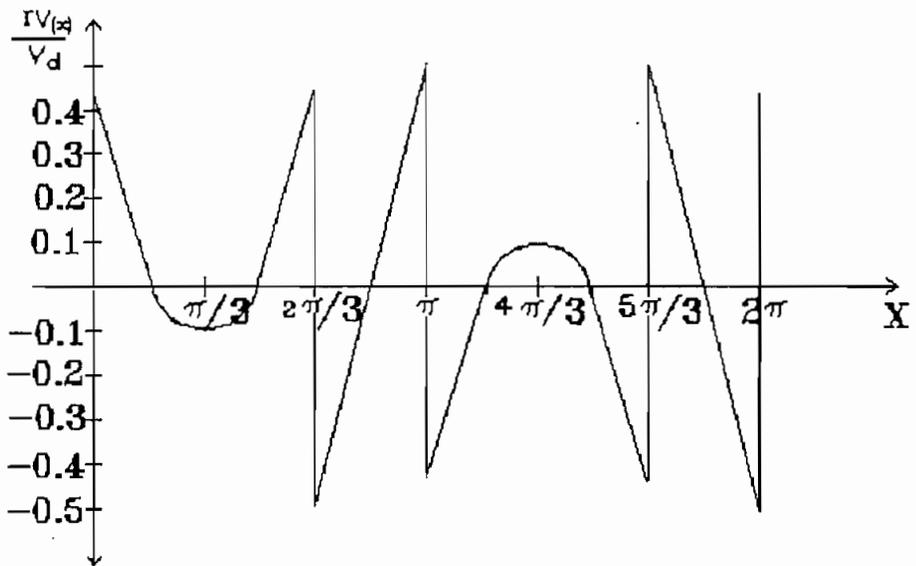
$$I_k = \frac{V_d}{\omega L_k} \quad (2.16)$$

Se tiene:

$$\frac{\Gamma i(x)}{I_k} = \int^x \frac{\Gamma v(x)}{V_d} dx + A \quad (2.17)$$



a)  $v(x)$  y  $v_1(x)$



b) Suma

FIGURA 2.4.- a) Formas de onda del voltaje de alimentación y componente fundamental. b) La suma de los armónicos.

Enseguida se procederá a determinar  $\Gamma_i(x)/I_k$  con la expresión (2.17).

La función  $\Gamma_v(x)/V_d$ , en los diferentes intervalos; es:

$$\frac{\Gamma_v(x)}{V_d} = 1 - 1.1 \operatorname{sen}\left(x + \frac{\pi}{6}\right) \dots 0 \leq x \leq \frac{2\pi}{3} \quad (2.18)$$

$$\frac{\Gamma_v(x)}{V_d} = 0 - 1.1 \operatorname{sen}\left(x + \frac{\pi}{6}\right) \dots \frac{2\pi}{3} \leq x \leq \pi \quad (2.19)$$

En el intervalo  $0 \leq x \leq 2\pi/3$  tenemos:

$$\frac{\Gamma_i(x)}{I_k} = \int^x (1 - 1.1 \operatorname{sen}\left(x + \frac{\pi}{6}\right)) dx + A_0$$

$$\frac{\Gamma_i(x)}{I_k} = x + 1.1 \cos\left(x + \frac{\pi}{6}\right) - 1.1 \cos \frac{\pi}{6} + A_0 \quad (2.20)$$

En el intervalo  $2\pi/3 \leq x \leq \pi$  tenemos:

$$\frac{\Gamma_i(x)}{I_k} = 1.1 \cos\left(x + \frac{\pi}{6}\right) + 1.1 \cos \frac{\pi}{6} + A_1 \quad (2.21)$$

Para determinar las constantes de integración  $A_0$  y  $A_1$  analizamos las respectivas expresiones en los valores de frontera.

$$\left(\frac{\Gamma_i(x)}{I_k}\right)_{x=\frac{2\pi}{3}} = A_1$$

$$\left(\frac{\Gamma i(x)}{I_k}\right)_{x=\frac{2\pi}{3}} = \frac{2\pi}{3} + 1.1 \cos\left(\frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{6}\right) - 1.1 \cos\frac{\pi}{6} + A_0 = A_1$$

$$A_1 = 0.189 + A_0 \quad (2.22)$$

Además debe cumplirse que:

$$\left(\frac{\Gamma i(x)}{I_k}\right)_{x=\pi} = -\left(\frac{\Gamma i(x)}{I_k}\right)_{x=0}$$

Reemplazando en las expresiones (2.20) y (2.21) tenemos:

$$A_1 = -A_0 \quad (2.23)$$

Reemplazando la expresión (2.23) en (2.22) tenemos:

$$A_0 = -0.095 \quad \text{y} \quad A_1 = 0.095$$

En la figura 2.5 se puede observar la suma de los armónicos de la corriente  $\Gamma i(x)$ , referida a  $I_k = V_d/wL_k$ , debidos a todos los armónicos de voltaje; esta forma de onda es independiente del valor del deslizamiento  $S$ , es decir, no se modifica con la carga mecánica de la máquina eléctrica.

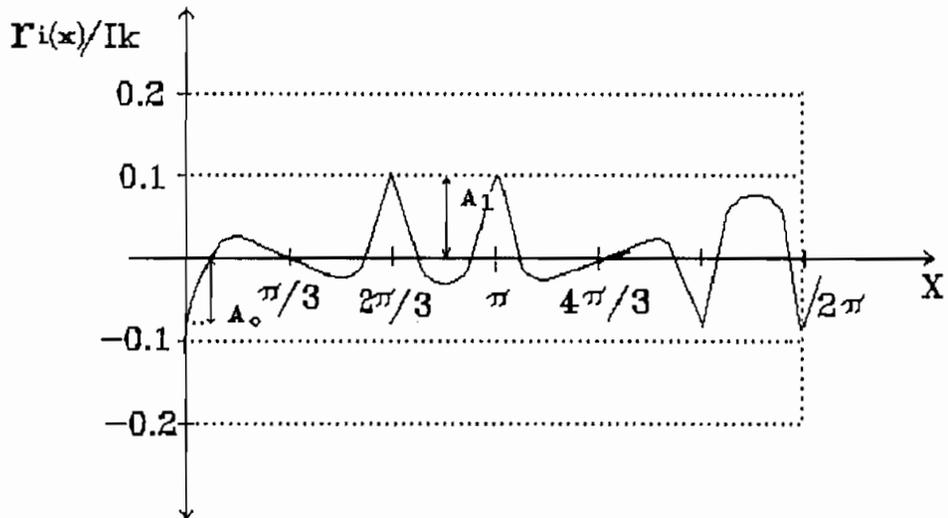


FIGURA 2.5.- Suma de armónicos de corriente debido a todos los armónicos de voltaje.

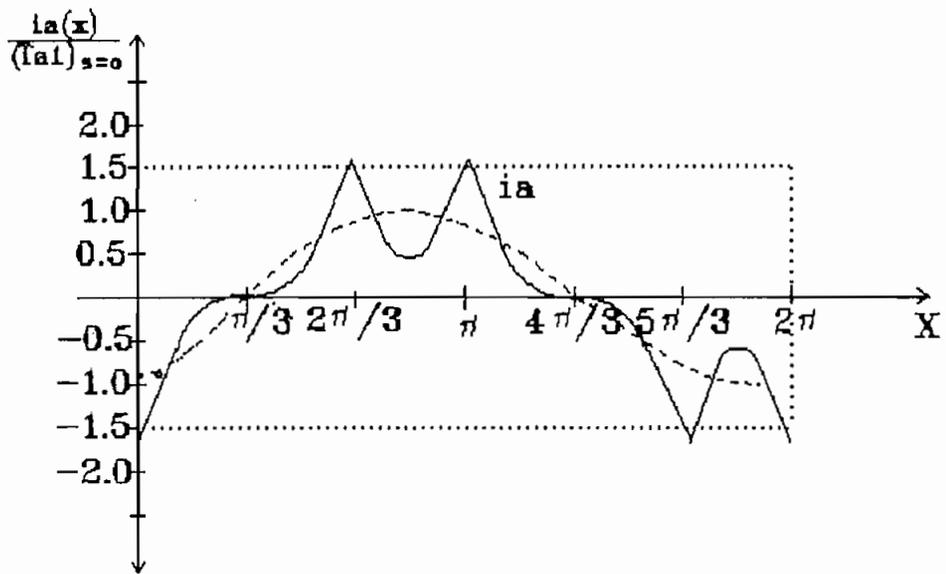
La fundamental de la corriente de magnetización está dado por:

$$(I_1)_{s=0} = \frac{V_1}{X_{1N}} = \frac{\sqrt{6} V_d}{\pi X_{1N}} \quad (2.24)$$

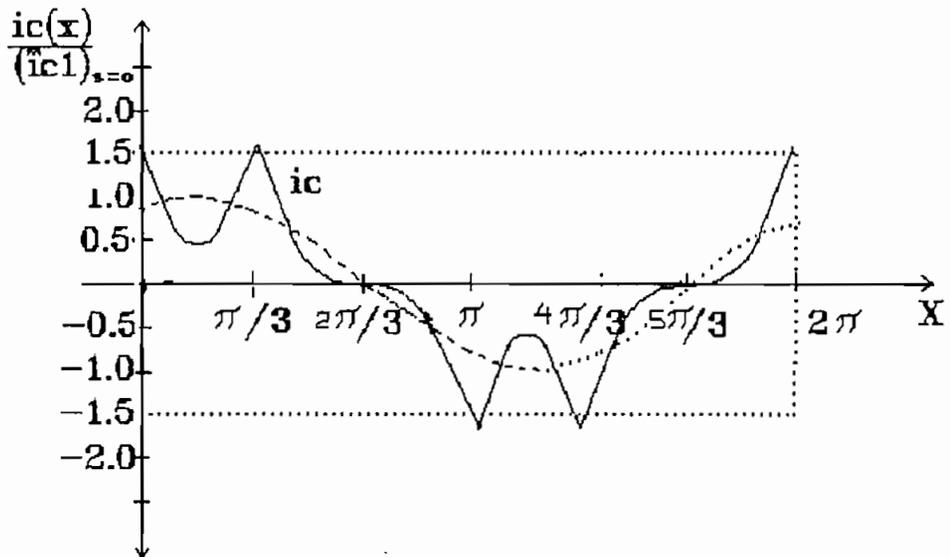
Dividiendo la ecuación 2.24 para  $I_k$  tenemos:

$$\frac{(I_1)_{s=0}}{I_k} = \frac{\sqrt{6} w_N L_k}{\pi X_{1N}} \quad (2.25)$$

En la figura 2.6 se observa las corrientes de fase  $i_a$  e  $i_c$  referidas con respecto al valor pico de la fundamental  $i_{a1}$  e  $i_{c1}$  (ver figura 2.1); las mismas que se han obtenido sumando la corriente de los armónicos a la corriente debido a la fundamental para la máquina asincrónica en vacío ( $S=0$ ).



a)  $i_a$



b)  $i_c$

FIGURA 2.6.- Corrientes de las fases a y c para la máquina asincrónica en vacío.

La fundamental de la corriente en vacío está desfasada  $\pi/2$  (carga inductiva pura) con respecto a la fundamental del voltaje de línea.

En la figura 2.7 se muestra la forma de onda de la corriente de línea en vacío obtenida de la diferencia de las corrientes de fase en vacío  $i_{L1} = i_a - i_c$  (ver figuras 2.1 y 2.6). En la figura 2.7 se muestra también los instantes de encendido y apagado de los transistores principales T1 y T4, y los intervalos de conducción de los diodos D1 y D4.

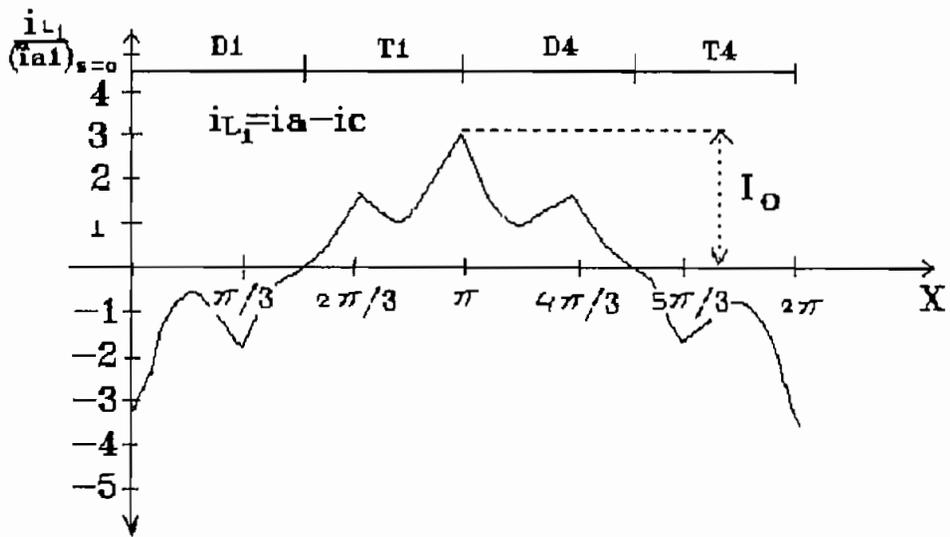


FIGURA 2.7.- Forma de onda de la corriente de línea  $i_{L1}$  para la máquina en vacío.

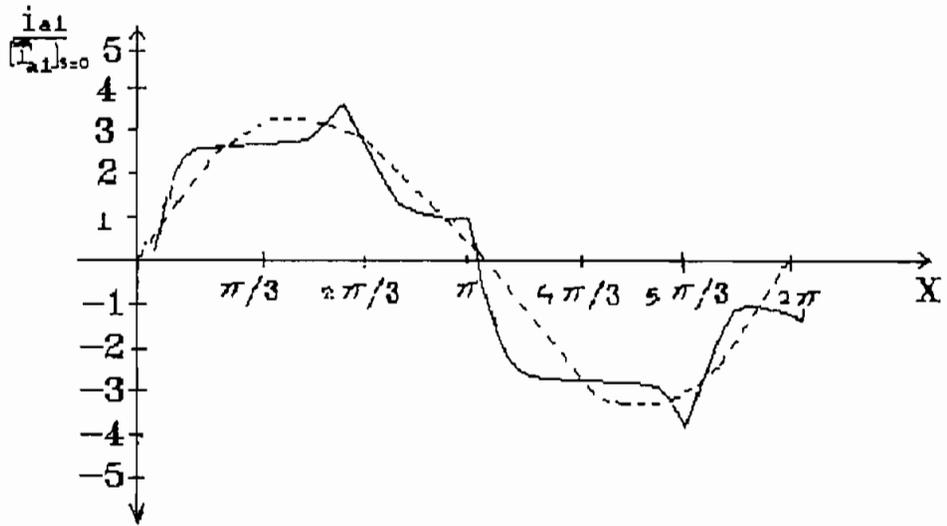
Para determinar las corrientes a torque nominal se asumirá a partir de los datos de placa de nuestro motor y del valor de la corriente en vacío que se muestra en el Anexo 3 que se tiene:

$$I_{1N}/I_{10} = 2.71 \quad ; \quad \cos\phi_{1N} = 0.85$$

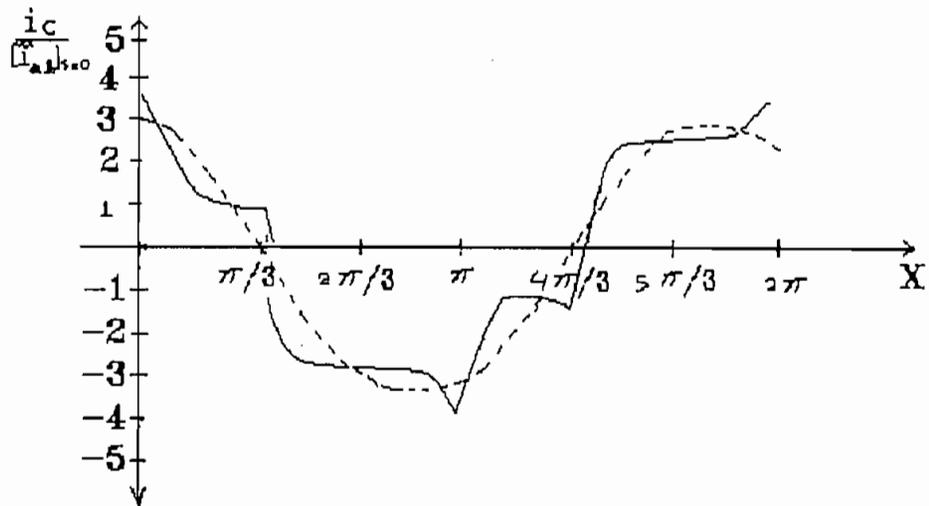
siendo :  $I_{10}$  la corriente fundamental en vacío.

$I_{1N}$  la corriente fundamental a torque nominal.

$\cos\phi_{1N}$  el factor de potencia de la fundamental.



a)  $i_a$



b)  $i_c$

FIGURA 2.8.- Formas de onda de las corrientes de las fases a y c para condiciones de torque nominal de la máquina.

En las figuras 2.8.a y 2.8.b se muestran las formas de onda de las corrientes de fase  $i_a$  e  $i_c$

respectivamente para condiciones de torque nominal, y en la figura 2.9 se muestra la forma de onda de la corriente de línea L1 obtenida a partir de la diferencia de las corrientes de fase,  $i_{L1} = i_a - i_c$ .

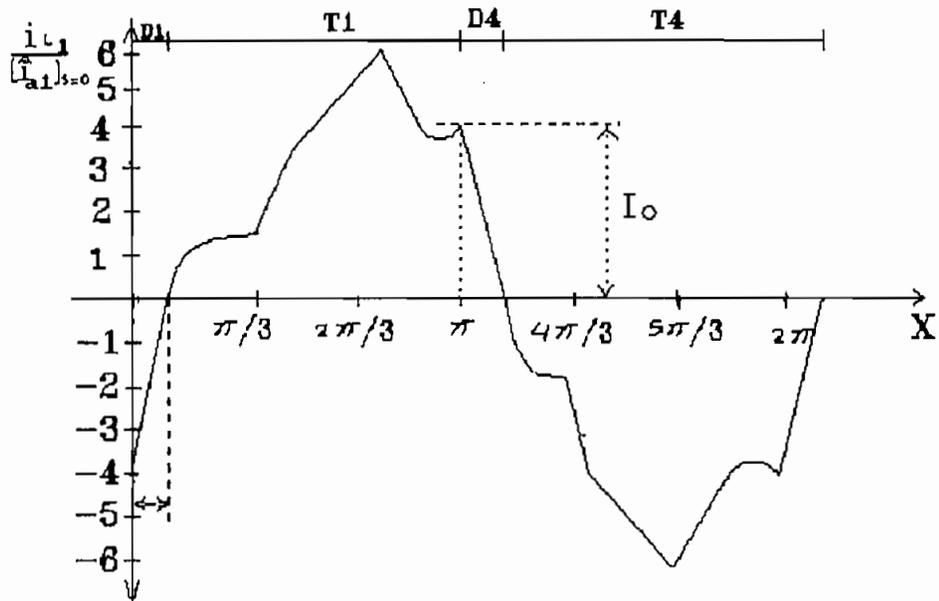


FIGURA 2.9.- Forma de onda de la corriente de línea L1 para condiciones de torque nominal de la máquina.

A continuación se determinará los valores eficaces de las corrientes de la máquina. Así:

a) En vacío:  $S=0$ .

Con:  $V_m/V_d = \sqrt{6} / \pi m$

y  $Z_m \approx m \sigma X_{LN}$

El valor eficaz del armónico de corriente de orden  $m$  será:

$$I_m = \frac{V_m}{Z_m} = \frac{\sqrt{6} V_d}{\pi m^2 \sigma X_{1N}} \quad (2.26)$$

y como la componente fundamental en vacio está dado por:

$$I_{10} = \frac{\sqrt{6} V_d}{\pi X_{1N}}$$

tenemos que:

$$\frac{I_m}{I_{10}} = \frac{1}{\sigma m^2} \quad (2.27)$$

por lo tanto el valor eficaz de la corriente será:

$$\frac{I}{I_{10}} = \sqrt{1 + \Sigma \left( \frac{I_m}{I_{10}} \right)^2} \quad (2.28)$$

$$\frac{I}{I_{10}} = \sqrt{1 + \frac{1}{\sigma^2} \Sigma \left( \frac{1}{m^4} \right)} \quad (2.29)$$

Se puede demostrar que:

$$\Sigma \frac{1}{m^4} = \frac{5}{486} \pi^4 \quad (2.30)$$

por lo que:

$$\Sigma \frac{1}{m^4} = \frac{5}{486} \pi^4 - 1 \quad (2.31)$$

Por consiguiente la ecuación 2.26 se reduce a:

$$\frac{I}{I_{10}} = \sqrt{1 + \frac{1}{\sigma^2} \left( \frac{5}{486} \pi^4 - 1 \right)} \quad (2.32)$$

b) A torque nominal.

A partir de la impedancia nominal de la máquina a la fundamental:

$$\underline{Z}_{1N} = (R + jX) \text{ [Ohmios]}$$

y con la ecuación (2.1) se tiene que el valor eficaz de la fundamental es:

$$I_{1N} = \frac{V_{1N}}{Z_{1N}} = \frac{\sqrt{6} V_{dN}}{\pi Z_{1N}} \quad (2.33)$$

donde  $Z_{1N}$  representa el módulo de la impedancia nominal.

La corriente de los armónicos que es independiente del deslizamiento está dado por la ecuación (2.26) que es:

$$I_m = \frac{\sqrt{6} V_{dN}}{\pi m^2 \sigma X_{1N}}$$

por consiguiente:

$$\frac{I_m}{I_{1N}} = \frac{Z_{1N}}{\sigma X_{1N} m^2} \dots m=5, 7, 11, 13 \dots \quad (2.34)$$

Por lo tanto el valor eficaz de la corriente será:

$$\frac{I}{I_{1N}} = \sqrt{1 + \left(\frac{Z_{1N}}{\sigma X_{1N}}\right)^2 \sum \frac{1}{m^4}} \quad (2.35)$$

e introduciendo la ecuación (2.31) se tiene:

$$\frac{I}{I_{1N}} = \sqrt{1 + \left(\frac{Z_{1N}}{\sigma X_{1N}}\right)^2 \left(\frac{5}{486} \pi^4 - 1\right)} \quad (2.36)$$

o:

$$\frac{I}{I_{1N}} = \sqrt{1 + \left(\frac{Z_{1N}}{\sigma X_{1N}}\right)^2 (0.00215)}$$

## 2.2.- CIRCUITO DE CONTROL.-

Como se explicó anteriormente, es tema de la presente tesis el diseño y construcción del inversor como un sistema de control de lazo abierto, pero el mismo debe permitir acoplarse a un rectificador y un filtro para poder conformar el regulador de velocidad de un motor asincrónico de rotor cortocircuitado.

En la figura 2.10 se muestra un diagrama de bloques de todo el regulador. En dicho diagrama, el valor referencial de velocidad,  $V_f^*$  ingresa al bloque 1 de control de arranque el cual permite acelerar a la máquina linealmente hasta la velocidad requerida, en este bloque, las modificaciones rápidas de la variable de referencia son transformadas mediante un integrador en una función rampa [7].

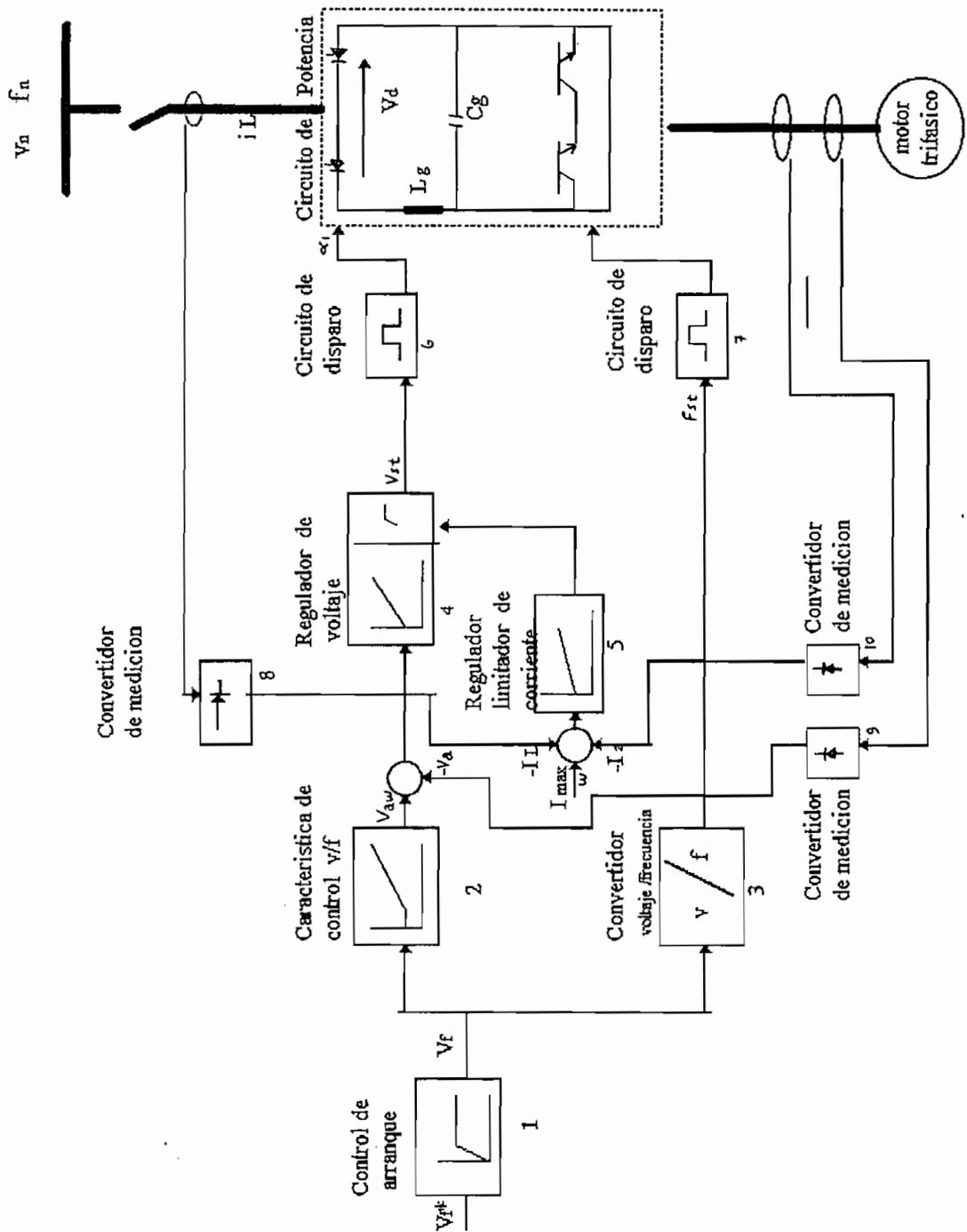


Figura 2.10.- Diagrama de bloques de un regulador de velocidad, en base a un rectificador trifásico, filtro e inversor.

La señal  $V_r$  obtenida a la salida del bloque 1, que es directamente proporcional al valor de velocidad requerido, ingresa al bloque 3 que es un conversor voltaje - frecuencia cuya salida comanda directamente la conmutación de los transistores del inversor, dicha frecuencia obtenida es función directa de la velocidad de operación requerida.

Esta señal  $V_r$  también ingresa al bloque 2 que constituye la característica de control Voltaje/Frecuencia cuya salida  $V_{\omega}$  representa el valor referencial del voltaje de estator requerido para determinada velocidad de operación.

Al bloque 4, que es el regulador de voltaje, llega la diferencia del valor del voltaje referencial  $V_{\omega}$  y el voltaje de estator medido en el motor  $V_{\omega}$ ; así como también la señal proveniente del bloque 5 que se describe posteriormente. El bloque 4 comanda al circuito de disparo de los semiconductores del rectificador, controlando de esta forma el voltaje DC con que se alimenta al inversor.

Al bloque 5 que es un regulador de limitación de corriente llega la diferencia de corriente máxima permitida y valores reales de corriente consumida, realizando un efecto de limitación dinámica de

corriente.

Como nuestro sistema de regulación es en base a microprocesador, este debe estar configurado de la siguiente manera:

a) El hardware debe permitir la siguientes entradas/salidas.

Entradas: - Valor referencial de velocidad  
- Realimentación de velocidad  
- Realimentación de corriente  
- Ingreso de interrupciones.

Salidas: - Control de tiristores del rectificador  
- Control de transistores del inversor  
- Indicadores de velocidad y consumo de corriente.

b) El software debe disponer un algoritmo que realice de una forma sistemática todas las funciones especificadas en el diagrama de bloques de la figura 2.9.

Debido a las limitaciones planteadas en un inicio de la realización de la presente tesis, será tema de nuestro estudio y diseño, un sistema de control, que en base a un microprocesador, comande el circuito de potencia del inversor, para lo cual, debe tomar la señal de voltaje de valor referencial de velocidad (señal de 0 a 10 VDC), la convierta en señal digital,

la procese y genere a la salida una secuencia de activación de los transistores del inversor, de tal forma que la frecuencia del inversor sea directamente proporcional a la señal de valor referencial y pueda variar entre 15 Hz y 60 Hz. Debiendo además disponer de:

- Una entrada digital para un pulsante Paro/Marcha.
- Entradas digitales de interrupciones las mismas que supervisarán el correcto trabajo de los elementos de potencia por medio de circuitos analógicos-digitales de protección.
- Salidas digitales para manejar dos display's de indicación de la frecuencia de operación.
- Una salida analógica cuyo voltaje de salida sea proporcional a la frecuencia de operación para un indicador remoto (voltímetro ubicado en un panel lejano).

En la figura 2.11 se presenta un diagrama de bloques del sistema de control a ser implementado.

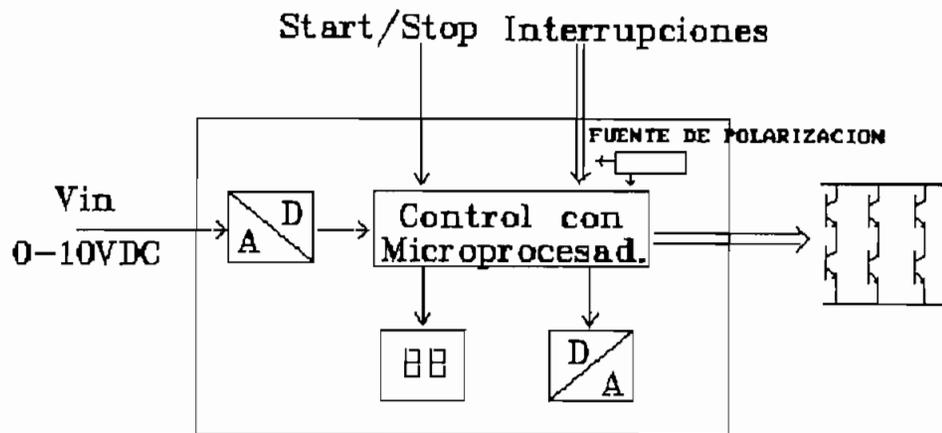


FIGURA 2.11.- Sistema de control a ser implementado.

## CAPITULO I I I

### DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

#### 3.1.- DISEÑO DEL CIRCUITO DE POTENCIA

En el capítulo anterior se estudió el "Inversor tipo puente trifásico" y su comportamiento con una carga constituida por un motor asincrónico de rotor cortocircuitado. En base a este estudio se dimensionarán los elementos del circuito de potencia a ser implementado.

El circuito de potencia está conformado según el diagrama de bloques de la figura 3.1, y cuyos elementos se describen a continuación.



FIGURA 3.1.- Diagrama de bloques de las partes constitutivas del inversor.

### 3.1.1.- DISEÑO DEL INVERSOR.-

Para el circuito equivalente de la figura 2.3, se reemplazan los valores reales de nuestro motor y que se especifican en el Anexo 1, los mismos que para la fundamental de voltaje son los siguientes:

$$R_1 = R'_2 = 2.47 \Omega$$

$$X_{1\sigma} = X'_{2\sigma} = 7.14 \Omega$$

$$X_m = 150 \Omega$$

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

De las expresiones 2.7 y 2.8 tenemos:

$$X_{1N} = 157.14 \Omega \text{ y } X'_{2N} = 157.14 \Omega$$

Reemplazando estos valores en la expresión 2.9 obtenemos un coeficiente de dispersión total de:

$$\sigma = 0.0888$$

De las expresiones 2.10, 2.11, y 2.13 tenemos:

$$\beta_N = 0.0157$$

$$\beta_N = 0.0157$$

$$L_k = 0.0370$$

Del análisis de Fourier que se detalla en el Anexo 3 de nuestra forma de onda de voltaje mostrada en la figura 2.2, se obtiene:

$$\text{Voltaje Eficaz} \quad V_{RMS} = 0.82 * V_d \quad (3.1)$$

$$\text{Voltaje Eficaz Fundamental} \quad V_{1RMS} = 0.955 * V_{RMS} \quad (3.2)$$

Por lo que el valor de voltaje medio DC máximo requerido es:

$$V_d = 538.9 \text{ V, para } V_{RMS} = 440 \text{ V}$$

(situación extrema).

Entonces el valor eficaz de  $I_w$  según la expresión 2.16 será:

$$I_w = 38.57 \text{ A}$$

Para la máquina eléctrica operando en vacío tenemos que, los valores eficaces de los diferentes armónicos de corriente están dados por la expresión 2.26 y así:

$$I_5 = 1.328 \text{ A}$$

$$I_7 = 0.677 \text{ A}$$

$$I_{11} = 0.274 \text{ A}$$

$$I_{13} = 0.196 \text{ A}$$

El valor eficaz de corriente para la fundamental está determinada por la expresión 2.22:

$$(I_1)_{s=0} = 2.7 \text{ A}$$

El valor eficaz de la corriente debido a todos los armónicos y la componente fundamental está dado por la expresión 2.32 y toma el valor de:

$$I = 3.0 \text{ A}$$

Para la máquina eléctrica operando a torque nominal, el valor eficaz de la corriente con respecto a la componente fundamental está dado por la expresión 2.36, donde  $Z_{1N}$  es la impedancia que por fase presenta el motor asincrónico, dicho valor es calculado a partir de los datos de placa del motor:

$$P = 7.5 \text{ KW}, \quad I_L = 13.4 \text{ A}, \quad V_L = 440 \text{ V}$$

$$Z_{1N} = 56.9 \text{ } \Omega$$

Por lo que:

$$I/I_{1N} = 1.02 \quad (3.3)$$

Donde:

$$I_{1N} = V_{1N}/Z_{1N} \quad (3.4)$$

El valor de  $V_{1N}$  según el análisis de Fourier del Anexo 3 toma el valor de:

$$V_{1N} = 420.2 \text{ V}$$

Entonces:

$$I_{1N} = 7.4 \text{ A}$$

Y reemplazando en la expresión 3.3 tenemos:

$$I = 7.5 \text{ A}$$

que corresponde a la corriente que por fase consume nuestro motor. Por consiguiente la corriente de línea consumida a torque nominal será:

$$I_L = \sqrt{3} * I = 13.0 \text{ A}$$

De las figuras 2.7 y 2.8 que muestran las corrientes de línea que manejan los transistores cuando la máquina eléctrica opera en vacío y a torque nominal respectivamente, se puede determinar los valores pico de corriente para estas dos situaciones extremas.

En vacío:

$$i_{L\text{pico transistor}} = 12.1 \text{ A}$$

$$i_{L\text{pico diodo}} = 12.1 \text{ A}$$

A torque nominal:

$$i_{L\text{pico transistor}} = 22.3 \text{ A}$$

$$i_{L\text{pico diodo}} = 15.1 \text{ A}$$

Por consiguiente, el máximo valor de corriente de colector que deben soportar los transistores será:

$i_{c \text{ transistor}} \approx 46 \text{ A}$ , con un margen de seguridad de sobre corriente de un 100%.  $I_e = 46 \text{ A}$

La potencia de disipación del transistor es igual a la suma de las potencias disipadas cuando el transistor conduce, no conduce y conmuta: [8]

$$P_D = P_{\text{DON}} + P_{\text{DOFF}} + (P_{\text{DON-OFF}} + P_{\text{DOFF-ON}}) \quad (3.5)$$

Donde:

$P_D$  = Potencia total disipada por el transistor

$P_{\text{DON}}$  = Potencia total disipada por el transistor en conducción

$P_{\text{DOFF}}$  = Potencia total disipada por el transistor en no conducción

$P_{\text{DON-OFF}}$  = Potencia total disipada por el transistor en conmutación ON-OFF

$P_{\text{DOFF-ON}}$  = Potencia total disipada por el transistor en conmutación OFF-ON.

En vista de que la frecuencia de conmutación es relativamente baja ( $f_{\text{max}} = 60 \text{ Hz.}$ ), las pérdidas de conmutación de los transistores pueden despreciarse, las corrientes de fuga en el estado de no conducción son insignificantes y consecuentemente las pérdidas en el estado de no conducción también podemos despreciarlas. Por consiguiente, la potencia de disipación del transistor está dado exclusivamente por las pérdidas producidas en el estado de conducción del mismo; es decir

$$P_D \approx P_{\text{DON}}$$

Las pérdidas en el transistor se las puede estimar considerando como que el transistor maneja una corriente constante e igual a la corriente pico durante todo el intervalo de conducción del transistor, lo que nos da un margen de seguridad adicional.

Por consiguiente la potencia disipada por el transistor queda determinada por la siguiente expresión:

$$P_D = I_{cm} * V_{CE(sat)} + I_{Bm} * V_{BE(sat)} \quad (3.6)$$

$$P_D = I_{cm} * V_{CE(sat)} + (I_{cm} / \beta_{min}) * V_{BE(sat)}$$

Donde:

$I_{cm}$  = corriente de colector media

$I_{Bm}$  = corriente de base media

$V_{CE(sat)}$  = voltaje colector - emisor en saturación

$V_{BE(sat)}$  = voltaje base - emisor en saturación

Por lo que:

$$P_D = 1/3 * 22.3A * 2V + 1/3 * 0.6A * 3.5V$$

$$P_D = 15.6W$$

Considerando un margen de seguridad del 100% y el efecto de la temperatura tenemos que la potencia a ser disipada será:

$$P_D = 60W$$

El voltaje colector - emisor que soporta cada transistor cuando éstos dejan de conducir es igual al voltaje de la fuente DC cuyo valor máximo es 594V, con un margen de seguridad del 100% debido a la presencia

de picos de voltaje característicos de circuitos inductivos conmutacionales, por lo que el voltaje colector - emisor que debe soportar cada transistor es alrededor de 1200V.

El diodo conectado en antiparalelo a cada transistor debe soportar el valor máximo de corriente de 15A, con un margen de seguridad de sobrecorriente del 100%, por lo que el diodo debe poder manejar continuamente una corriente de 30A y debe tener características de recuperación rápida, el voltaje máximo que debe soportar el diodo (en no conducción) es el mismo que el del transistor principal y con el mismo factor de seguridad e igual a 1200V.

La potencia disipada en el diodo se determina considerando que el diodo maneja un valor constante e igual al valor pico máximo durante todo el tiempo de conducción, en condiciones de trabajo extremas, que constituyen cuando el motor asincrónico opera a condiciones de torque nominal. Por consiguiente:

$$P_{Ddiodo} = I_m * V_{AK} \quad (3.7)$$

donde:

$P_{Ddiodo}$  = Potencia disipada por el diodo

$I_m$  = Corriente media manejada por el diodo

$V_{AK}$  = Voltaje Anodo-Cátodo en conducción

entonces:

$$P_{Ddiodo} = 1/6 * 15.1A * 1V$$

$$P_{Ddiodo} = 2.5W$$

Considerando un margen de seguridad del 100% y el efecto de la temperatura [9] tenemos que la potencia a ser disipada por el diodo será:

$$P_{Ddiodo} = 10W$$

Con las especificaciones antes señaladas, se procede a seleccionar los módulos KD221205A7 cuyo fabricante es POWEREX. Cada módulo dispone de dos transistores Darlington de potencia, con el colector del un transistor unido al emisor del otro transistor e incluido además los respectivos diodos en antiparalelo a cada transistor. Sus especificaciones se muestran en el Anexo 4, de las cuales las más importantes son: [10]

#### TRANSISTOR

- Voltaje colector-emisor sostenido con $V_{BE} = -2V$	
$V_{CEV(\text{---})}$	1200V
- Voltaje colector-base	
$V_{CBO}$	1200V
- Corriente continua de colector	
$I_c$	50A
- Disipación de Potencia (cada transistor)	
$P_T$	400W
- Voltaje colector-emisor en saturación	
$V_{CE(\text{---})}$	3V
- Ganancia de corriente DC	
$h_{FE}$	mínimo 75

## DIODO

- Corriente directa		
$I_{FM}$		50A
- Voltaje de polarización inversa		
$V_{RRM}$		1200V
- Voltaje de conducción directa		
$V_{FM}$	con $I_{FM}=50A$	1.8V

### 3.1.2.- INTERFASE ENTRE CIRCUITO DE CONTROL Y DE POTENCIA.-

Está constituido por un circuito amplificador de corriente que permite tomar los pulsos de control de tipo TTL, y obtener niveles adecuados de voltaje y corriente para poder disparar los transistores de potencia.

Según recomendaciones para la conmutación de transistores de potencia, este circuito debe cumplir los siguientes criterios. [11]

- 1) Proveer de corriente de base de encendido con un pico para disminuir el tiempo de encendido  $t_{on}$ .
- 2) El tiempo de almacenamiento se minimiza disminuyendo la corriente de base de encendido luego del pico.
- 3) Aumentar la corriente de apagado para minimizar el tiempo de almacenamiento.

El circuito de la figura 3.2 se utiliza para el encendido y apagado de los transistores de potencia. Se utiliza uno para cada transistor.

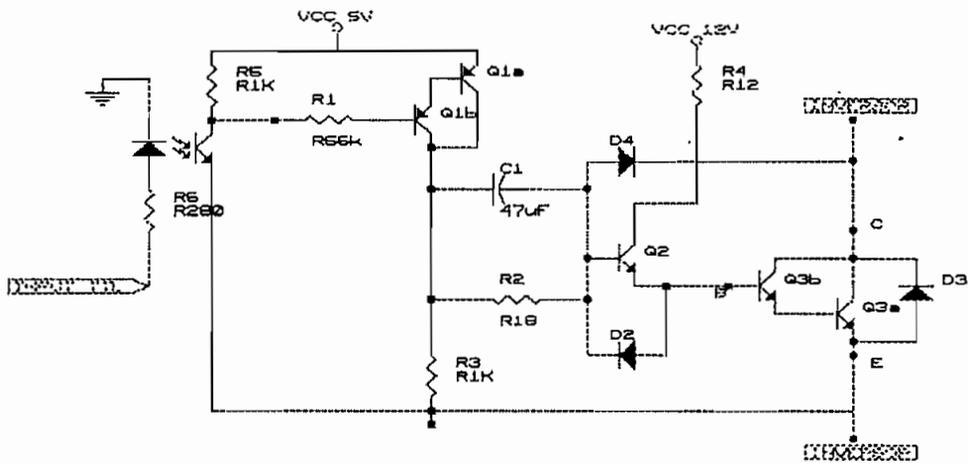


FIGURA 3.2.- Amplificador de señales de disparo.

La señal de disparo en alto (1L) proveniente del Latch manejado por el microprocesador se aplica durante un tiempo durante el cual se desea que el transistor principal conduzca, entonces permite la conducción del LED D1 optoacoplado con Q4 el mismo que se satura permitiendo a su vez la conducción del transistor Darlington Q1, de Q2 y de Q3.

Durante el inicio del pulso de disparo la corriente  $I_{BQ2}$  tiene un pico por la presencia de C1 para disminuir el tiempo de encendido de Q2. La corriente  $I_{CQ2}$  es alimentada desde la fuente de poder de 12V y la resistencia R4 limita esta corriente. El diodo D2 brinda un camino para la corriente de base de

apagado de Q3 cuando el pulso de apagado (OL) proveniente del Latch manejado por el microprocesador actúa durante un tiempo en el cual se desea que el transistor principal no conduzca. El diodo D4 crea un circuito de antisaturación del Transistor Darlington de Potencia Q3 con los voltajes de las junturas  $V_{BEQ3}$  y  $V_{BEQ2}$ .

Durante el encendido, los valores de corriente que deben manejar cada uno de los transistores son función de la carga que debe manejar Q3, por consiguiente:

$$I_{C3(max)} = 23A$$

Para un transistor en saturación la corriente de base está dada por:

$$I_{B3} = 2 * I_{C3}/h_{FE(min)}$$

(3.1)

$$I_{B3} = 2 * 23A/75 = 0.61A$$

$$I_{C2} = I_{B3} = 0.61A$$

$$R4 = (12V - V_{CE2(sat)} - V_{BE3(sat)})/I_{C2}$$

$$R4 = (12V - 0.2V - 3.5V)/0.61A = 13.6 \Omega$$

$$R4 = 12 \Omega$$

Entonces:  $I_{C2} = I_{B3} = 0.69A$

Como ésta corriente circula a través de R4 únicamente durante medio período, y utilizando un factor de seguridad del 100%, tenemos que la potencia de disipación en esta resistencia es:

$$P_{R4} = (0.69A/2)*8.3V * 2 = 5.7W$$

$$P_{R4} = 5W$$

$$I_{B2} > I_{C2}/\beta_{min}$$

$$I_{B2} = 2 * I_{C2}/\beta_{min} \quad (3.2)$$

donde  $I_{C2} = 0.69A$  y con un  $\beta_{min} = 50$  en la ecuacion 3.2 tenemos:

$$I_{B2} = 27.6mA$$

$$I_{C1} \approx I_{B2} = 27.6mA \quad (I_{R3} \ll I_{B2})$$

$$V_{B1} = 5V - 2V_{BE(sat)} = 3.8V$$

$$V_{E1} = 5V$$

$$V_{C1} = V_{CC} - V_{EC1(sat)} = 4.6V$$

$$R2 = (V_{C1} - V_{BE2(sat)} - V_{BE3(sat)}) / I_{B2} = 18.11 \Omega$$

$$R2 = 18 \Omega$$

para que  $I_{R3} \ll I_{B2}$  entonces:  $I_{R3} = 5mA$

$$R3 = V_{C1} / I_{R3} = 920 \Omega$$

$$R3 = 1K \Omega$$

$$I_{C1} = I_{B2} + I_{R3} = 33mA$$

$$I_{B1a} = 2 * 33mA/50 = 1.32mA$$

$$I_{B1b} = 2 * 1.32mA/50 = 52.8\mu A$$

$$I_{R1} \ll I_{R6}$$

$$I_{R6} = 5mA$$

$$R6 = (5V - V_{CE4(sat)}) / 5mA = 960 \Omega$$

$$R6 = 1K \Omega$$

$$I_{R6} = 4.8mA$$

$$R1 = (V_{CC} - V_{BE1a(sat)} - V_{BE1b(sat)} - V_{CE4(sat)}) / I_{B1b}$$

$$R1 = 57.2K \Omega$$

$$R1 = 56K \Omega$$

$$R7 = (V_{1L} - V_D) / 10mA = 280 \Omega$$

Debido a las capacidades parásitas del transistor .

Q2, en el momento de darse el pulso de disparo en forma de una función rampa, la corriente de base  $i_{B2}$  aumenta en forma exponencial, lo que incrementa el tiempo de encendido  $t_{ON}$  y consecuentemente las pérdidas en el intervalo de conmutación ON-OFF. Para evitar éste efecto es necesario proveer un pico de corriente de base para disminuir el tiempo de encendido  $t_{ON}$  [12].

El condensador C1 debe ser tal que:

$$Z_{c1} \text{ a } 60 \text{ Hz} \ll R2$$

donde  $Z_{c1}$  es la impedancia que presenta el condensador C1 a la máxima frecuencia de operación de 60 Hz.

$$Z_{c1} = R2/10$$

Por consiguiente  $C1 = 1.47\mu\text{F}$ .

La potencia de disipación de las resistencias restantes es de 1/4W.

### 3.1.3.- DIMENSIONAMIENTO DEL DISIPADOR DE CALOR.-

Los transistores seleccionados vienen en módulos de dos transistores con sus respectivos diodos de protección; los datos de resistencias térmicas proporcionados por el fabricante corresponden para cada transistor darlington y su diodo de potencia por separado por consiguiente, el disipador debera ser del doble de tamaño del que sea necesario para cada uno de los transistores. El circuito térmico equivalente en

estado estable para cada transistor darlington con su respectivo diodo de protección es el mostrado en la figura 3.3 [13].

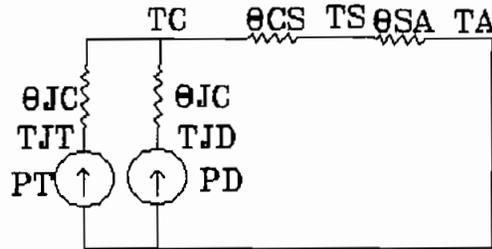


FIGURA 3.3.- Circuito térmico equivalente.

La temperatura de juntura de un elemento,  $T_j$ , está dada por:

$$T_j = T_s + \theta_{JC(T)} * P_T + \theta_{JC(D)} * P_D + \theta_{CS} * (P_T + P_D) \quad (2.50)$$

$$T_s - T_a = \theta_{SA} * (P_T + P_D) \quad (2.51)$$

donde:  $T_j$  = Temperatura de la juntura [ $^{\circ}\text{C}$ ]

$T_a$  = Temperatura ambiente [ $^{\circ}\text{C}$ ]

$T_s$  = Temperatura del disipador [ $^{\circ}\text{C}$ ]

$\theta_{JC}$  = Resistencia térmica desde la juntura al encapsulado [ $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ]

$\theta_{CS}$  = Resistencia térmica desde el encapsulado hasta el disipador para la mitad del módulo [ $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ]

$\theta_{SA}$  = Resistencia térmica desde el disipador al ambiente [ $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ]

$P_T$  = Potencia disipada en el transistor [W]

$P_D$  = Potencia disipada en el diodo [W]

y que según las especificaciones del fabricante, tienen valores de:

$$\theta_{JC(T)} = 0.31 \text{ [}^\circ\text{C/W]}$$

$$\theta_{JC(D)} = 1.2 \text{ [}^\circ\text{C/W]}$$

$$\theta_{CS} = 0.15 \text{ [}^\circ\text{C/W]} \text{ (encapsulado-disipador lubricado)}$$

De las ecuaciones 2.50 y 2.51 se obtiene que el valor máximo de resistencia térmica entre el disipador y el ambiente es:

$$\theta_{SA} = (T_S - T_A) / (P_T + P_D)$$

$$T_{S(\max)} = T_{JT(\max)} - P_T * \theta_{JC(T)} - \theta_{CS} * (P_T + P_D)$$

donde:  $T_{JT(\max)} = 150$  °C por lo que:

$$T_{S(\max)} = 150 - 120 * 0.15 - 140 * 0.15 = 111 \text{ [}^\circ\text{C]} \text{ y}$$

$$\theta_{SA} = 0.507 \text{ [}^\circ\text{C/W]} \text{ o menor.}$$

El disipador disponible tiene dimensiones similares al disipador MS-15 fabricado por MOTOROLA y cuyas especificaciones se muestran en el Anexo 5, la resistencia térmica que se puede obtener con este tipo de disipadores con ventilación con flujo de aire forzado es alrededor de 0.5 [°C/W], cumpliendo nuestros requerimientos [14].

#### 3.1.4.- CIRCUITO SNUBBER DE PROTECCION.-

La adición de un circuito SNUBBER de apagado, mostrada en la figura 3.4 asegura durante el apagado

del transistor una caída lineal de la corriente dada por el tiempo de apagado del transistor, adicionalmente, determina el máximo valor del voltaje  $V_{ce}$  de apagado.

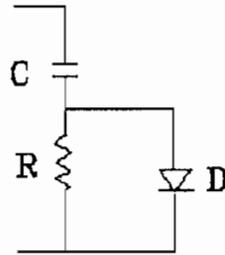


FIGURA 3.4.- Circuito SNUBBER de protección.

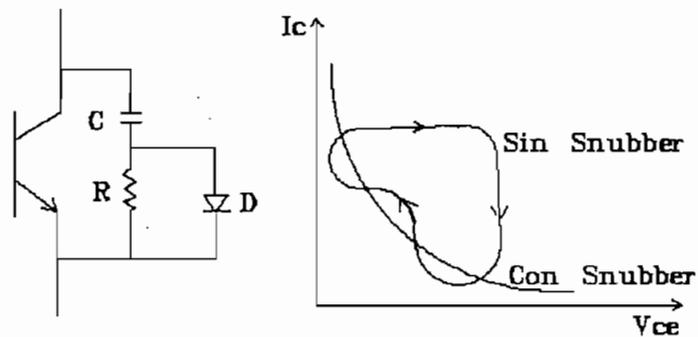


FIGURA 3.5.- 1) Transistor con circuito SNUBBER de apagado.

2) Línea de carga del transistor.

La mínima potencia total de disipación del transistor de potencia se logra cuando la línea de carga del transistor es resistiva. La implementación del SNUBBER pretende variar la línea de carga haciéndola casi resistiva, tal como se muestra en la figura 3.5.

La operación del SNUBBER es la siguiente: Cuando el transistor T está apagado, C se carga a través del diodo D; T se enciende mediante un pulso en su base, entonces C se descarga a través de R con constante de tiempo  $\tau = R * C$ . Esta corriente de descarga se aumenta a la corriente de colector  $I_c$  que maneja el transistor debido a la carga [16].

Durante el apagado del transistor T, C se carga absorbiendo y limitando el voltaje  $V_{ce}$ .

El procedimiento de diseño se describe a continuación:

a.- Se calcula el valor del condensador para la corriente máxima  $I_c$  (máximo) y el voltaje máximo  $V_{ce}$  (máximo), la constante de tiempo  $\tau$  es igual al tiempo de caída (Fall time) del transistor  $t_r(\max)$ . Se utiliza un factor experimental de 6 para optimización del Snubber.

$$I_{c(\max)} = 23 \text{ A}$$

$$V_{ce(\max)} = 622 \text{ V (sobretiro del 15\%)}$$

$$t_{r(\max)} = 3 \text{ uS}$$

$$C = 6 * ( I_{c(\max)} * t_{r(\max)} ) / V_{ce(\max)}$$

$$C = 0.6 \text{ uF}$$

El voltaje máximo que tendrá que soportar el condensador corresponde al voltaje colector - emisor máximo, con un margen de seguridad del 100%, el mismo que se utilizó para el seleccionamiento del transistor,

por consiguiente el condensador debe soportar hasta 1200 V.

b.- Para evitar oscilación en el circuito RLC se hace que éste sea sobre amortiguado.

$$R = 0.5 * \sqrt{L/C} = 0.5 * \sqrt{0.416H/0.6\mu F} = 416 \Omega$$

Pero en este caso, es más importante descargar el condensador C del Snubber de manera rápida para tenerlo descargado antes de que el transistor se vuelva a apagar. Entonces la constante de tiempo de descarga estará entre los siguientes valores:

$$t_{ON} \ll \tau \ll T/2 \quad (T = \text{período de conmutación mínimo})$$

$$10 * t_{ON} \leq \tau \leq (T/2)/10$$

Reemplazando  $t_{ON} = 2.5 \mu S$  y  $T = 16.6 \text{ ms}$

$$25\mu S \leq \tau \leq 0.833\text{ms}$$

$$41.6\Omega \leq R \leq 1.4K\Omega$$

Se hace  $R = 350 \Omega$

La corriente de descarga pico será:

$$I_{d1s} = V_{ce(max)} / R_{(max)}$$

$$I_{d1s} = 1.7 \text{ A}$$

que es un valor manejable. Esta corriente aumenta en la corriente de colector del transistor de potencia.

c.- La potencia disipada en la resistencia será:

$$P = 0.5 * C * V_{ce(max)}^2 * f = 10.5 \text{ W}$$

utilizando un factor de seguridad de 2,  $P = 20 \text{ W}$

### 3.1.5.- CIRCUITO DE PROTECCION DE LOS TRANSISTORES DE POTENCIA.-

La función de este circuito es generar un pulso de interrupción cuya subrutina permita apagar los transistores de potencia cuando aumenta peligrosamente en estos la disipación de potencia. Esto ocurre por condiciones de sobrecarga o cortocircuito de salida [17].

Si la corriente de salida aumenta rápidamente por causa de sobrecarga o cortocircuito, el transistor puede salir violentamente de la saturación. El voltaje sobre el transistor en conducción aumenta, pudiendo llegar incluso al valor de la fuente DC, entonces la corriente es limitada únicamente por la ganancia del transistor. Ya que la disipación de potencia en estas condiciones puede llegar hacer varias veces mayor al valor máximo aceptado, el transistor sufrirá un daño irreversible a menos que se suprima la señal de control en la base. En operación normal, el transistor está funcionando en condiciones de Area de Operación segura de conducción (FBSOA). Este debe ser apagado antes de exceder los límites de FBSOA.

Durante el apagado del transistor, las curvas de Area de Operación Segura Reversa también deben ser tomadas en cuenta. La temperatura máxima de juntura del transistor no debe ser sobrepasada, esto es 150°C.

Cuando el transistor sale de saturación por sobrecorriente, para una corriente de base constante, la característica  $V_{ce} - I_c$  se vuelve horizontal y el voltaje colector aumenta con pequeños cambios en la corriente de colector.

Para el presente caso según se indica en el diseño de potencia del inversor, la corriente de colector máxima a manejarse por el transistor de potencia es de 23 A con  $V_{ce(sat)max} = 3V$ . Entonces el circuito debe permitir apagar los transistores de potencia por medio de una subrutina de interrupción cuando, estando saturado, el voltaje colector-emisor sobrepasa 3V debido al incremento de la corriente  $I_c$ . Esto se debe llevar a cabo sólo cuando existe un pulso de disparo en el control, ya que cuando el pulso no existe, el transistor está apagado soportando un voltaje similar al de la fuente DC con la corriente de fugas casi cero.

Un circuito que cumple con estos requerimientos es el mostrado en la figura 3.6 en el que se utiliza un comparador que es habilitado únicamente cuando el transistor optoacoplado Q4 está saturado debido al

encendido del respectivo LED D4 por parte del microprocesador. En la entrada positiva del amplificador operacional A1 se pone un valor referencial de 3.6V, en la entrada negativa tendremos voltajes menores a 3.6V cuando el transistor de potencia Q3 esté trabajando en condiciones normales, cuando el transistor deje de trabajar,  $V_{c3}$  = Voltaje de la fuente del inversor, el diodo D5 se polariza inversamente, V1 toma el valor de 8V, pero a la vez, el comparador es deshabilitado y a su salida tendremos  $V_{cc}$ .

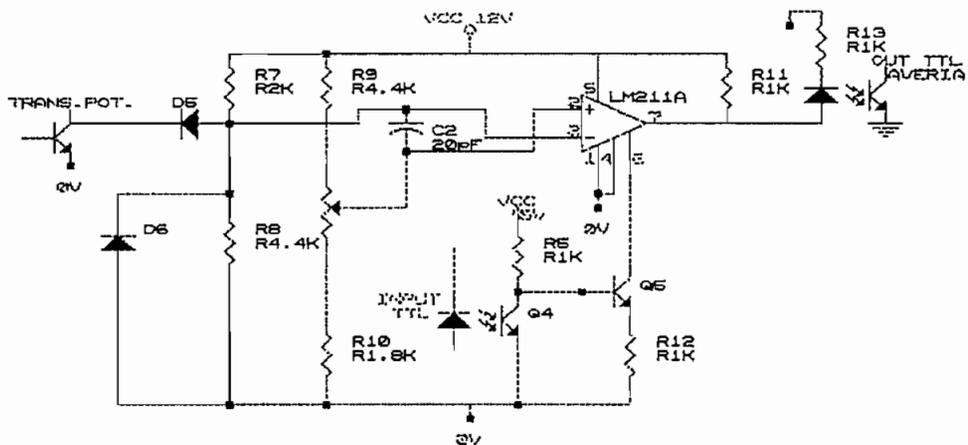


FIGURA 3.6.-Circuito de protección de los transistores de potencia.

Si existe un pulso de disparo en el control "1L", Q4 saturado, se habilita el comparador. Cuando el

transistor de potencia Q3 está operando normalmente,  $V_{ce(sat)} < 3V$ ,  $V_1 < 3.6V$ , la salida del comparador está en  $V_{cc}$ ; y si el voltaje  $V_{ce(sat)} > 3V$ ,  $V_1 > 3.6V$ , condición que indica que el transistor salió de saturación por sobrecarga, a la salida del comparador se tendrá 0V, entonces a través del LED optoacoplado a un fototransistor se genera un pulso de interrupción al microprocesador cuya subrutina desactiva el disparo de control hasta el siguiente ciclo de portadora en el que se vuelve a verificar la condición.

Se coloca el diodo D6 para eliminar valores negativos producidos por los pulsos.  $C2 = 20pF$  filtro de ruidos.

Se utiliza una compuerta OR para analizar las señales optoacopladas provenientes de los seis transistores de potencia y activar la señal de interrupción en el microprocesador. Se debe aclarar, que por cada transistor de potencia existirá un circuito de protección.

### 3.2.- DISEÑO DEL CIRCUITO DE CONTROL

#### 3.2.1.- DESCRIPCION DEL HARDWARE

El circuito de control debe realizar todas las tareas descritas en el capítulo anterior, el diagrama de dicho circuito se muestra en la figura 2.11, y se lo ha configurado en base a un microcontrolador 8031 y memorias EPROM y RAM de 8 KBYTES cada una, dispuestas en configuración de "Memoria Externa" RAM con direcciones 0000H hasta 1FFFH. El ingreso de valor de frecuencia requerida es a través de un conversor analógico/digital ADC0809 de 8 líneas analógicas hacia el pòrtico P0 y cuyas direcciones van desde 2000H hasta 2007H, utilizando la entrada IN0 (dirección 2000H).

La activación de los amplificadores de corriente que manejan los transistores de potencia del inversor se los hace a través de las líneas P1.0 hasta P1.5 del pòrticó 1.

La activación de SCR's del rectificador (aplicación futura), de indicación en display's y salida digital hacia el conversor digital/analógico DAC0808 se los hace como localidades de memoria externa con los siguientes valores de direcciones:

3000H: Salida SCR's

4000H: Salida Display Decenas

5000H: Salida Display Unidades

6000H: Salida Latch conversor

## digital/analógico

Todas las señales de averías son unificadas y llevadas hacia el pin de interrupción INTO del microcontrolador.

La señal digital de paro/marcha ingresa por la línea P1.6 del pòrtico 1.

Todas las entradas y salidas digitales son optoacopladas con la finalidad de impedir el ingreso de ruido electromagnético además de obtener independencia eléctrica entre puntos de referencia de tarjetas periféricas y la tarjeta de control.

La secuencia de activación de los transistores del inversor de la figura 2.1 según lo expuesto en el apartado 2.1.3 es la que se describe en la figura 3.7.

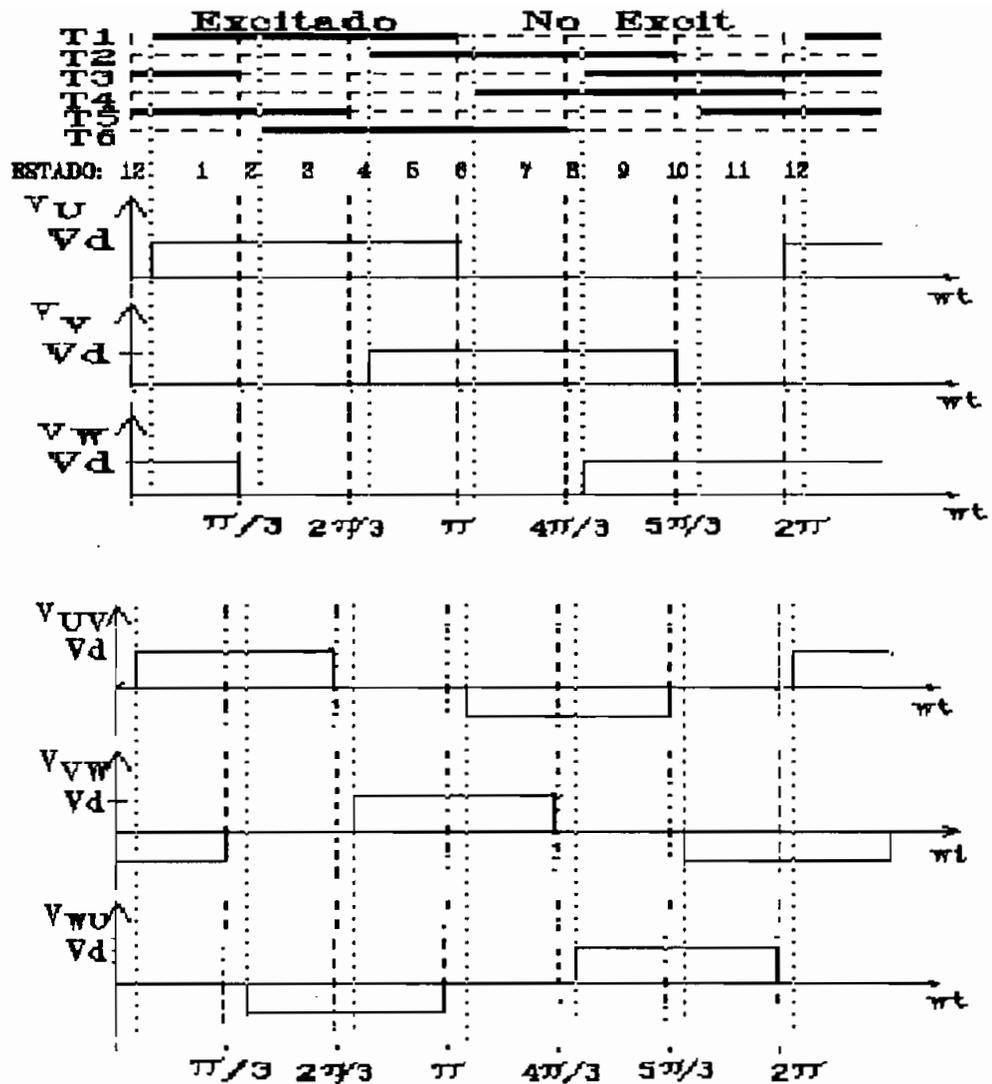


FIGURA 3.7.- Secuencia de activación de los transistores del inversor de la figura 2.1.

Tal como se observa en la figura 3.7, cada vez que se produce el apagado de un transistor, se espera un tiempo de seguridad de  $t_s=100\mu s$  antes de encender el otro transistor de la misma rama, debido a que como se

utiliza cargas inductivas, en el instante de apagar un transistor, éste quedará aún conduciendo un intervalo pequeño de tiempo.

Por consiguiente, para el funcionamiento adecuado del inversor será necesario ir generando cíclicamente en el pórtilco P1 los siguientes 12 datos (12 estados consecutivos de los transistores del Inversor):

ESTADO	BINARIO	HEX
1	11010101	D5
2	11010001	D1
3	11110001	F1
4	11100001	E1
5	11100011	E3
6	11100010	E2
7	11101010	EA
8	11001010	CA
9	11001110	CE
10	11001100	CC
11	11011100	DC
12	11010100	D4

En las líneas P1.6 y P1.7 del pórtilco 1 se ponen como datos de salida 1L para poder utilizarlos como líneas de entrada de datos.

El retardo del tiempo de seguridad  $t_s$  es siempre fijo y es generado a través de un contador. La duración

de cada uno de los estados  $t_1 = T \cdot \pi / 3 - t_s$ , que es variable pues depende de la frecuencia de operación, es seleccionada de una tabla de retardos según los valores de frecuencia requerida, dicha tabla se muestra en el Anexo #6.

### 3.2.2.- DESARROLLO DEL SOFTWARE DEL CIRCUITO DE CONTROL.

El microcontrolador debe efectuar todas las tareas del circuito de control, las mismas que serán realizadas en base a un programa principal que cíclicamente va ejecutando subrutinas de funciones específicas, existiendo además ciertas subrutinas de máxima prioridad que son las de interrupciones. El listado del programa se muestra en el Anexo 5.

En la figura 3.8 se muestra el diagrama de flujo del programa utilizado que básicamente realiza las siguientes funciones:

- 1.- Inicializa el sistema encerrando contadores y seleccionando adecuadamente los modos de operación de temporizadores e interrupciones.
- 2.- Selecciona el "ESTADO 1", el valor de frecuencia  $FREQ_1 = 3\text{Hz.}$ , valor de frecuencia mínima permisible  $F_{MIN} = 16\text{Hz.}$ , valor de frecuencia máxima permisible  $F_{MAX} = 60\text{Hz.}$ , y el tiempo de duración del estado  $t_1$  adecuado para la frecuencia de 3 Hz.
- 3.- Verifica continuamente la entrada paro/marcha del

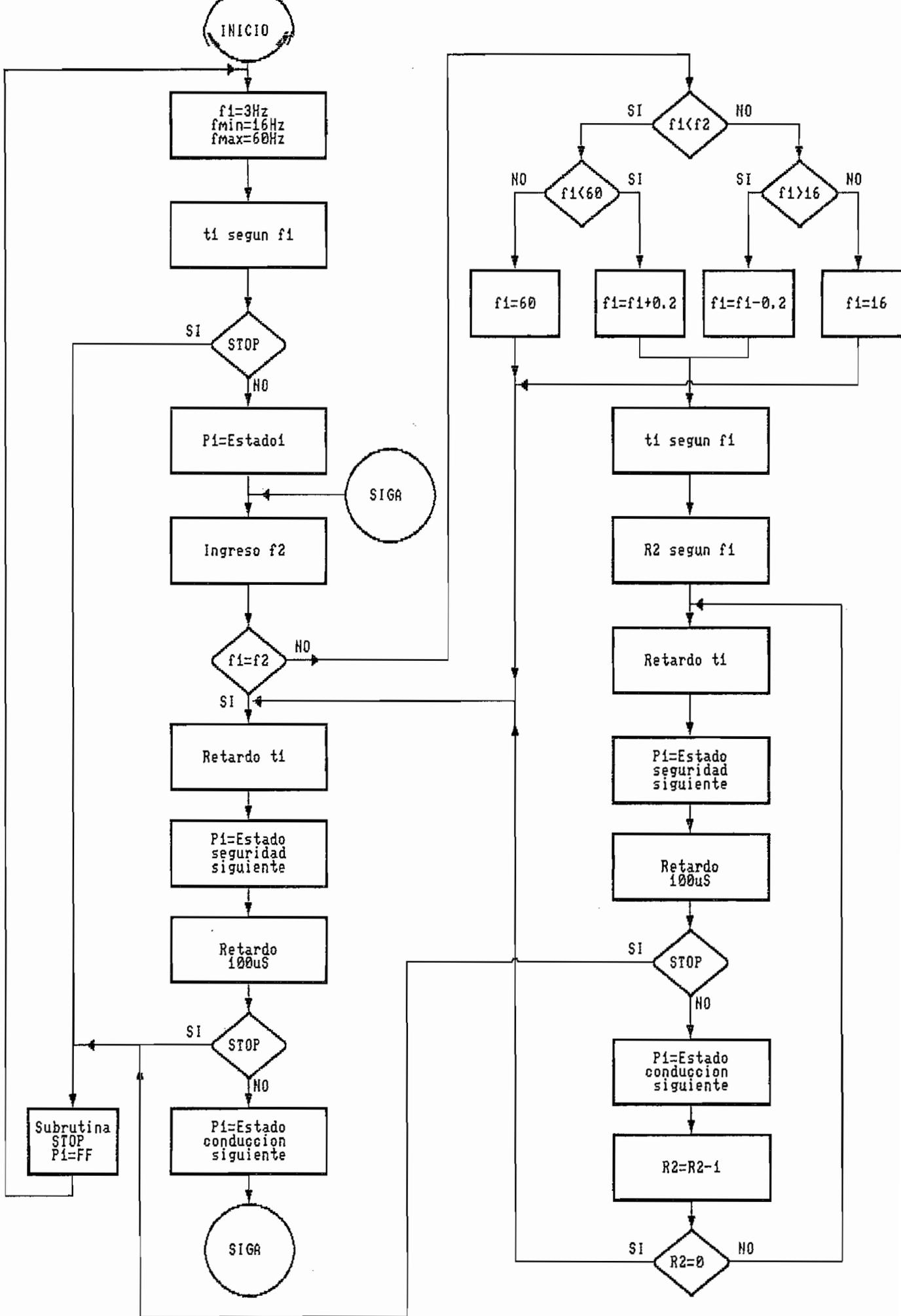


FIGURA 3.8.- DIAGRAMA DE FLUJO DEL PROGRAMA PRINCIPAL

sistema. Durante toda la ejecución del programa, siempre antes de la activación de un nuevo estado se revisa la señal de "Paro", y en el momento que ésta se presenta, se ejecuta la Subrutina "STOP" que básicamente apaga todos los transistores, muestra en los displays el valor "00" y regresa a ejecutar el proceso 1.

4.- Una vez habilitada la entrada "marcha", siempre se arranca con el estado inicial de activación de los transistores "ESTADO 1" y con un valor de frecuencia de operación  $FREC1 = 3 \text{ Hz}$ .

5.- Se procede a leer el valor de frecuencia deseado  $FREC2$  y cuyo valor debe ser superior a 13 Hz e inferior a 60 Hz (necesidades específicas del proyecto).

6.- Se procede a verificar, y si es necesario, a modificar el valor de frecuencia de operación  $FREC1$ . Si no es necesario dicha modificación, no se actualiza el valor de tiempo  $t1$  y se mantiene dicho valor y se procede a realizar el numeral 10.

Se procede a verificar que el valor de  $FREC1$  sea mayor que  $FMIN$  y menor que  $FMAX$ , caso contrario se continua con el numeral 10.

Cuando es necesario modificar  $FREC1$ , dicho valor se va modificando paulatinamente en pasos de 0.24Hz en 0.24Hz hasta llegar a obtener el valor de frecuencia deseado  $FREC2$ . Cada vez que se modifica  $FREC1$  (incremento o decremento), se procede a actualizar el valor de  $t1$  y a su vez, se determina un valor  $R2$  del número de estados

que deben ser ejecutados con el mismo  $t_1$  (con frecuencia constante), con la finalidad de que la variación de la frecuencia sea lenta y según nuestras necesidades para evitar sobrecorrientes excesivas en el motor.  $R_2$  toma diferentes valores según el valor de  $FREC_1$ .

7.- Se procede a ejecutar el retardo  $t_1$ .

8.- Luego se debe activar un estado de seguridad siguiente durante  $t_s=100$   $\mu$ S para evitar que dos transistores del mismo ramal conduzcan a la vez debido a la carga inductiva.

9.- Se activa el siguiente estado de conducción y se regresa a ejecutar el numeral 7 durante  $R_2$  veces. Una vez que se ha logrado  $FREC_1 = FREQ_1 \pm 0.24\text{Hz}$ , se prosigue con el numeral 10.

10.- Se procede a ejecutar el retardo  $t_1$ .

11.- Se debe activar el estado de seguridad siguiente durante 100  $\mu$ S.

12.- Se ejecuta el estado de conducción siguiente y se retorna a ejecutar el numeral 5 indefinidamente, hasta que se reciba la señal de "Paro" o una señal de interrupción.

13.- Cuando exista una señal de falla ( $INTO = 0L$ ) generada por cualquiera de los circuitos de protección, se abandona cualquier subrutina del programa principal y se pasa a la subrutina de interrupción, la misma que apaga todos los transistores de potencia y muestra en los display's el mensaje "EE", para salir de ésta

subrutina es necesario la señal "RESET" del sistema.

Con la finalidad de poder ejecutar este algoritmo, en el microcontrolador se ha seleccionado los siguientes modos de operación:

- Máxima prioridad a la interrupción del Temporizador 0 y a la interrupción externa INT 0; registro IP = 03H.
- Temporizador 0 en el modo de operación 2, temporizador de 8 bits con autorecarga, y el Temporizador 1 en el modo de operación 1, temporizador de 16 bits; registro TMOD = 12H.

Los doce estados de los transistores del inversor son almacenados desde la dirección de memoria interna 33H hasta 3EH.

Los valores referentes a frecuencias son almacenados en las siguientes direcciones:

Frecuencia actual (FREC1)	= 30H
Frecuencia requerida final (FREC2)	= 3FH
Frecuencia anterior (FREC3)	= 40H
Frecuencia mínima de operación (FMIN)	= 41H
Frecuencia máxima de operación (FMAX)	= 42H

El valor del contador "ESTADO" sirve para determinar el próximo estado de los transistores a ser activado y es almacenado en la dirección 32H.

Las subrutinas que cíclicamente son ejecutadas por el programa principal son las siguientes:

SUBROUTINA INGRESO.-

Input: Conversor A/D.

Output: FREC2.

Sirve para leer el valor de frecuencia requerido, necesita como dato la dirección de la línea analógica a ser leída (R0 toma valores de 0 a 7), el valor de la frecuencia requerida es almacenada con la dirección 3FH (FREC2), necesita de la subrutina INPANAL.

SUBROUTINA INPANAL.-

Input: R0 Dirección de una línea analógica (00H a 07H).

Output: R1 Dato digital.

Permite direccionar la línea analógica a ser leída, realiza un pulso de "LATCH ENABLE" y "START" de la conversión, para posteriormente esperar el pulso de "END OF CONVERSION", con una demora de 100uS, el dato digital leído es almacenado momentáneamente en R1.

SUBROUTINA BUSCAT1.-

Input: FREC1.

Output: TEM2 y TEM1 (TEM2 TEM1).

Permite encontrar el retardo adecuado para el intervalo T1 a partir de dos tablas de retardos para todo el rango de frecuencia manejado, el valor de frecuencia requerido determina la dirección del valor del retardo

para dicha frecuencia, el dato del retardo para T1 es almacenado en la dirección 31H (TEM1) y 43H(TEM2).

SUBROUTINA ACTIVAR.-

Input: ESTADO (Contador).

Output: P1, ESTADO + 1.

Permite activar los transistores del inversor a través del pórtico P1, necesita el dato del contador "ESTADO" que nos indica el estado anteriormente activado, y consecuentemente cual es el estado siguiente a ser activado.

SUBROUTINA VARIAF.-

Input: FREC1, FREC2.

Output: FREC1 o FREC1+1 o FREC1-1.

Determina si existe diferencia entre la frecuencia requerida FREC2 con respecto a la frecuencia actual FREC1, de ser necesario modificar la frecuencia, ésta se lo realiza paso a paso y constatando que se opere dentro de los límites permisibles de frecuencia mínima y máxima. Cada vez que se modifica el valor de frecuencia, ésta permanece en dicho valor durante un cierto número de intervalos  $\pi/3$  con la finalidad de formar la característica de variación de frecuencia, proceso que lo realiza la subrutina CARACT.

SUBROUTINA CARACT.-

Input: FREC1, TEM1, ESTADO.

Output: P1.

Permite formar la característica de variación de frecuencia por medio de la determinación del número de intervalos  $\pi/3$  con frecuencia constante (P1), dicho número es función de la frecuencia de operación y de la rapidez con que se desea cambiar la frecuencia.

SUBROUTINA ANALOG.-

Input: FREC1.

Output: PORTICO D/A.

Permite colocar en el conversor digital/analógico el valor de la frecuencia actual.

SUBROUTINA INDICA.-

Input: FREC1.

Output: Indicación en Display.

Muestra el valor de frecuencia instantánea en los display's, la conversión del dato hexadecimal a BCD se realiza por medio de una tabla en la que 00H corresponde a "00" y FFH corresponde a "60", luego los datos son muestreados en los display's de decenas y unidades por medio de la subrutina DISPLAY.

#### SUBROUTINA DISPLAY.-

Input: R0 dato decimal a ser mostrado.

ROL = dato de unidades en BCD.

ROH = dato de decenas en BCD.

Output: Indicación en display.

Permite la conversión de 4 bits BCD a 7 segmentos, los 4 bits más significativos son muestreados en el display de las decenas y los 4 bits menos significativos son muestreados en el display de las unidades.

#### SUBROUTINA RETART1.-

Input: Timer T1 en modo 1, TEM1, TEM2.

Output: Retardo para  $\pi/3$ .

Permite realizar el retardo para el intervalo  $\pi/3$ , este retardo es función de la frecuencia de operación requerida, se utiliza el temporizador del microcontrolador TIMER 1, en el que los registros TL1 y TH1 son obtenidos a partir de dos tablas de datos implementadas en una página de memoria y cuyos valores permiten retardos para rangos de frecuencia de 3Hz a 60Hz.

#### SUBROUTINA RETART2.-

Input: Timer T1 en modo 1.

Output: Retardo de 100uS.

Permite realizar el retardo para el intervalo de seguridad de apagado de los transistores de 100uS, se

utiliza el temporizador del microcontrolador TIMER 1, en el que los registros TL1 y TH1 son cargados con un valor constante.

#### SUBROUTINA DE INTERRUPCION.-

Input: INTO = OL.

Output: P1 = OFFH, mensaje "EE" en display's.

Es una subrutina llamada por HARDWARE (INTO = OL), que permite el apagado de los transistores, y muestra en los display's el mensaje "EE", para salir de esta subrutina es necesario activar el "RESET" del sistema.

#### 3.3.- CONSTRUCCION.-

El inversor fue ensamblado en un gabinete metálico tipo industrial con grado de protección IP42 (Protección contra objetos sólidos sobre 1mm y protección contra chorro de agua sobre los 15° de la vertical), cuyas medidas son: 1.85 m. de alto, 0.60 m. de ancho y 0.40 m. de fondo, el mismo que se muestra en la foto N°1.



FOTO N°1.- Parte frontal exterior del equipo  
construido.

En la fotografía N°2 se muestra la parte interior  
frontal del equipo construido.

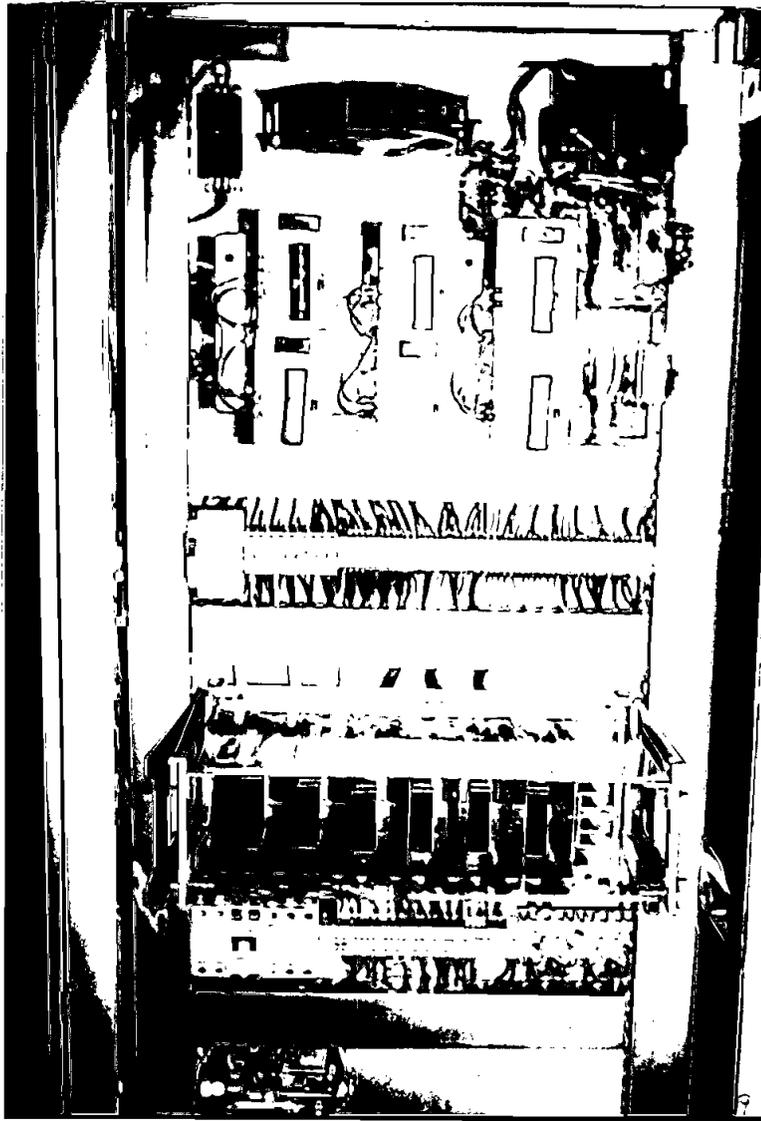


FOTO N°2.- Interior del equipo. Parte frontal.

En el interior del gabinete, en la parte superior izquierda se encuentran localizados los transistores de potencia (Q1 a Q6) con sus respectivos disipadores y circuitos de protección "SNUBBER" (U7 a U12) así como también el ventilador de refrigeración (M2). En la

parte superior derecha se encuentran localizados todos los transformadores empleados tanto para polarización de la tarjeta de control (T7) como para los circuitos de disparo de los transistores (T1 a T6).

En la parte media del gabinete se encuentran las seis tarjetas de disparo de los transistores de potencia (U1 a U6) y la tarjeta de voltaje de polarización (U13).

En la parte inferior se encuentra localizado el motor-potenciometro (M1) por medio del cual se selecciona la frecuencia de operación, así como también el relé de puesta en marcha del equipo (Cd1).

La tarjeta de control en base a microprocesador (U14) está construida a manera de un bloque compacto que no ocupa una posición definida dentro del gabinete, y más bien puede ser colocada posteriormente en la puerta del gabinete.

El espacio restante del gabinete queda definido para el rectificador y filtro del regulador de velocidad, tema que no es analizado en el presente trabajo de tesis.

En la fotografía N°3 se observa mas detalladamente el ventilador (M2) y los transistores de potencia (T1 a T6) con sus respectivos disipadores de calor, los mismos que son vistos desde arriba.



FOTO N°3.- Transistores de potencia, disipadores y ventilador.

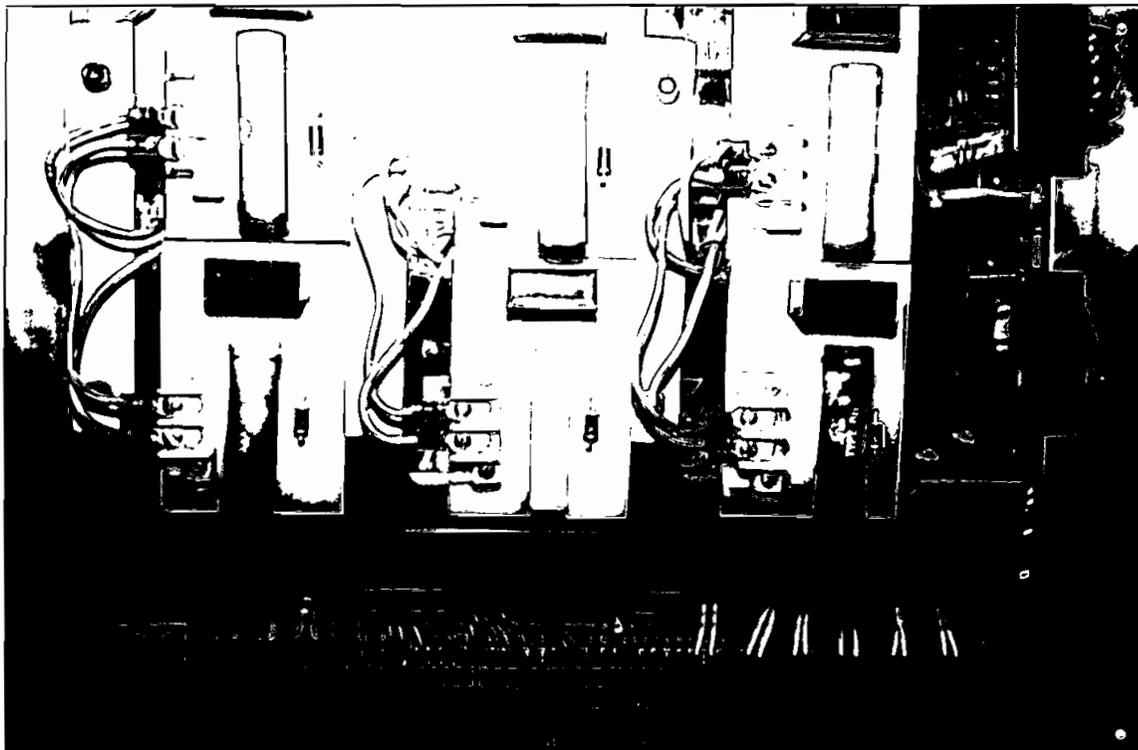


FOTO N°4.- Tarjetas de protección "SNUBBER".

En la fotografía N° 4 se observa las tarjetas de protección "SNUBBER", U7 a U12.

En la fotografía N° 5 se puede apreciar los transformadores de los circuitos de disparo de los transistores de potencia T1 a T6 y el transformador M7 de la fuente de polarización de la tarjeta de control.

En la fotografía N° 6 se muestran una de las seis tarjetas de los circuitos de disparo de los transistores de potencia, U1 a U6, y su circuito impreso se observa en la figura 3.1.

En la fotografía N° 7 se muestra la tarjeta de la fuente de polarización de +5V, U13, utilizada para polarizar al circuito de control y cuyo circuito impreso se observa en la figura 3.2.

En la fotografía N° 8 se muestra la tarjeta de control en base a microprocesador U14, la misma que fue realizada con técnica de alambre entorchado "Wire Wrapping".

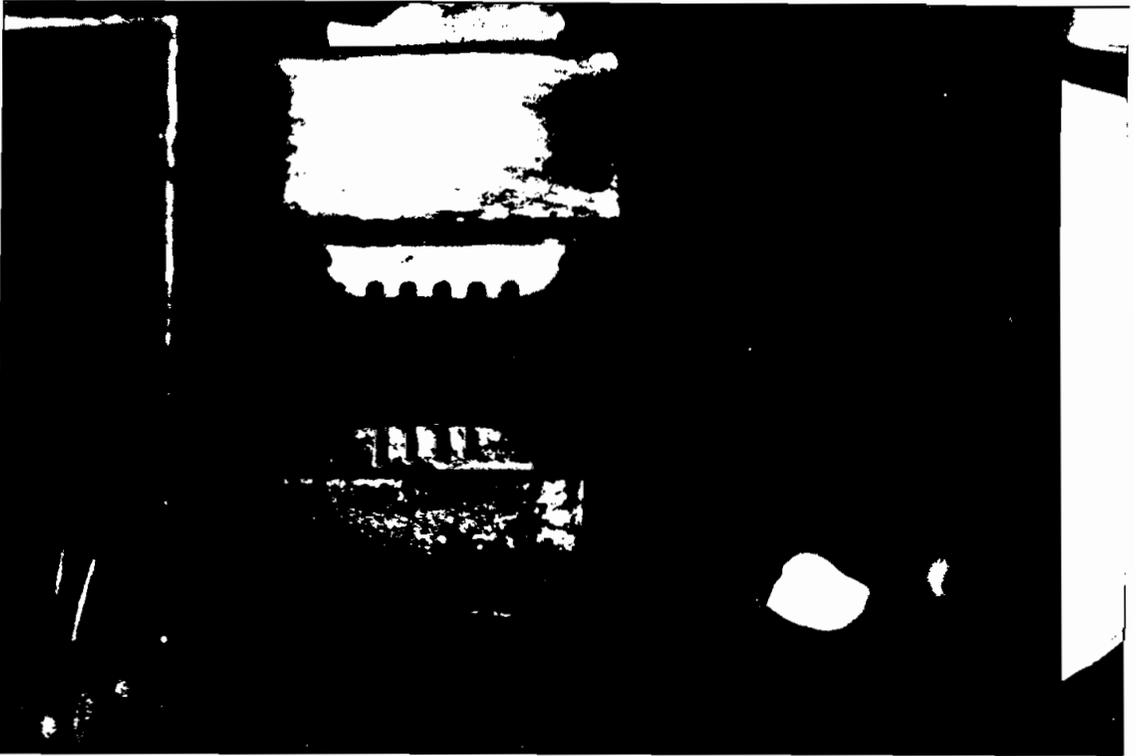


FOTO N°5.- Transformadores.

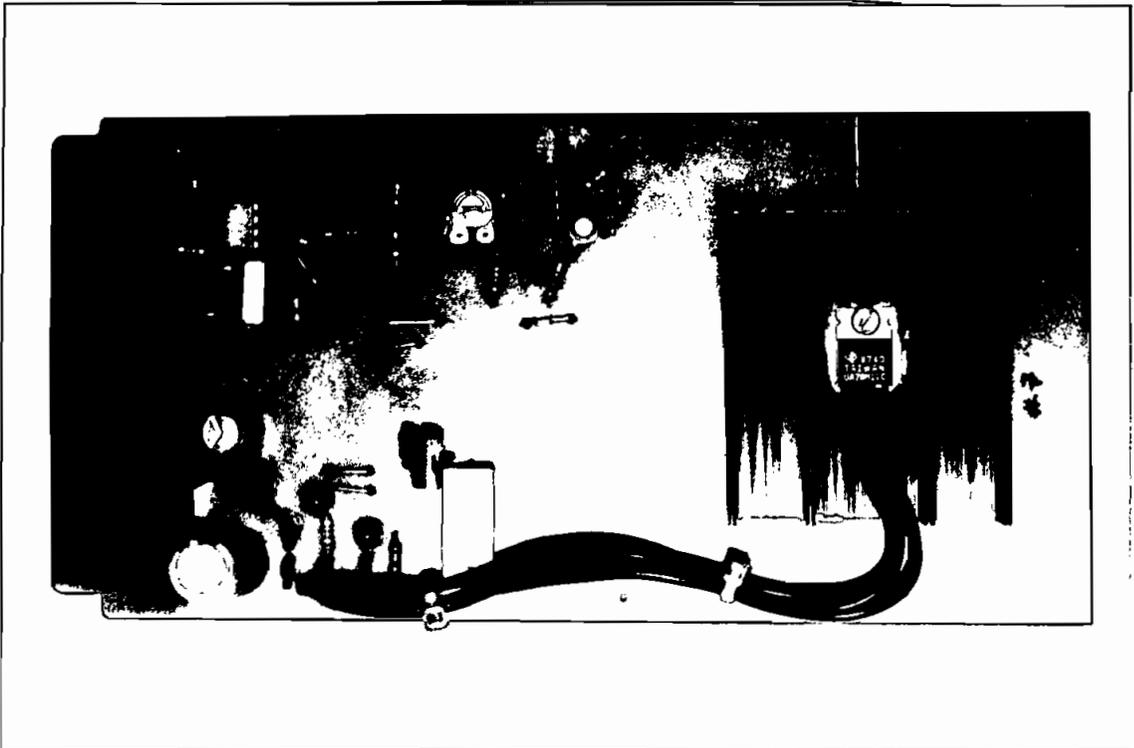


FOTO N°6.- Tarjeta de disparo de un transistor de potencia.

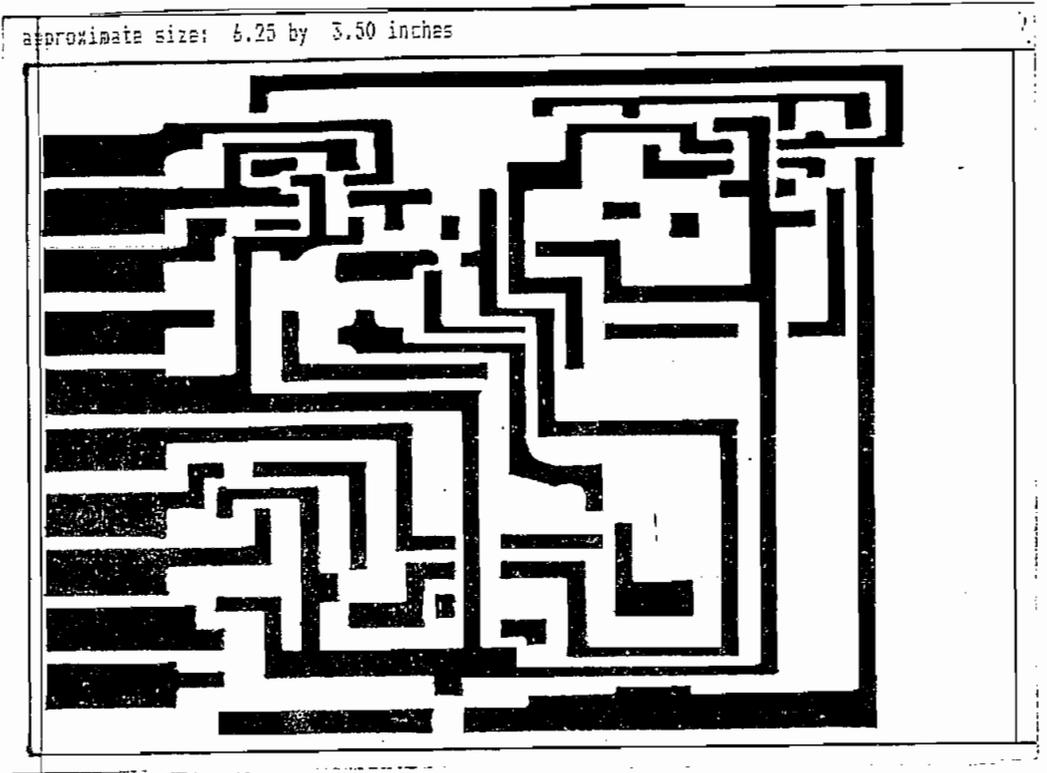


FIGURA 3.1.- Circuito Impreso de la tarjeta de disparo de un transistor de potencia.

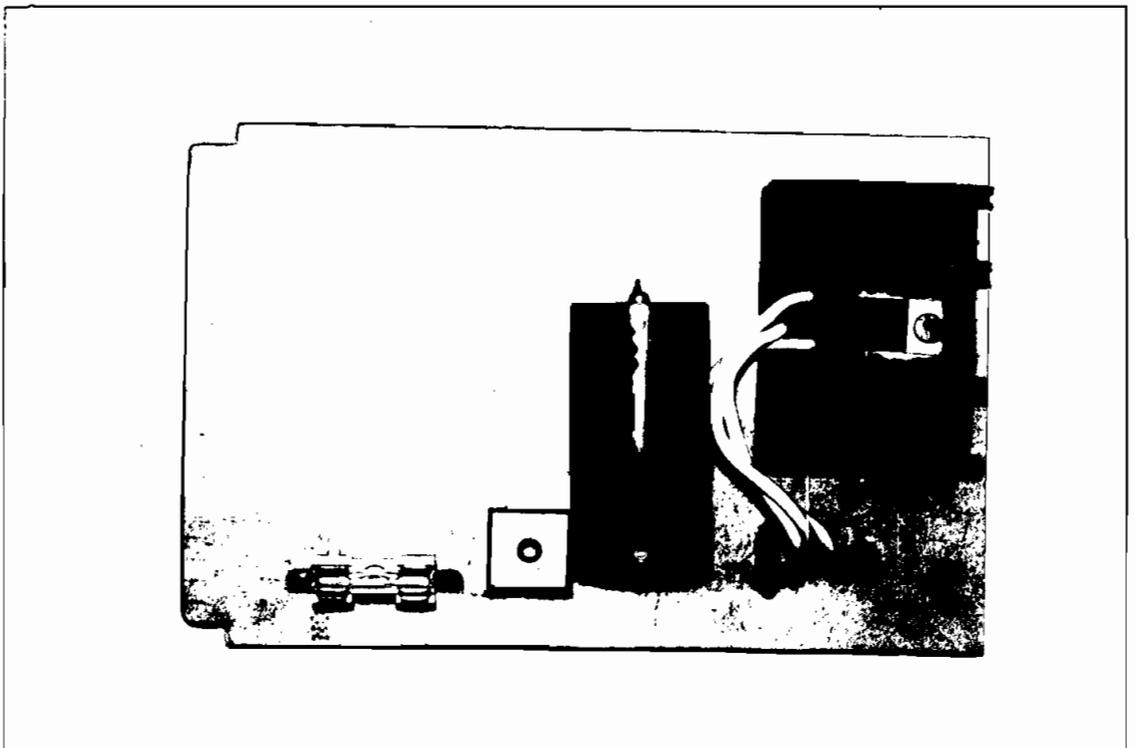


FOTO N°7.- Tarjeta de fuente de polarización de +5V.

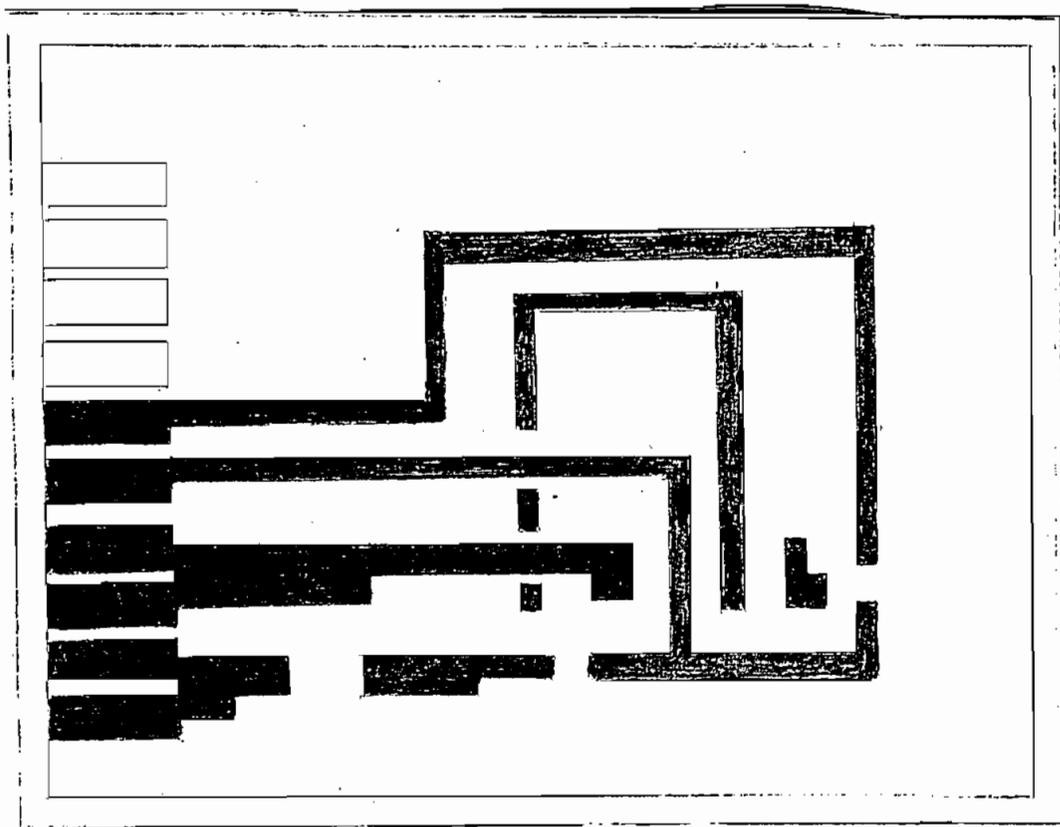


FIGURA 3.2.- Circuito Impreso de la tarjeta de fuente de polarización.

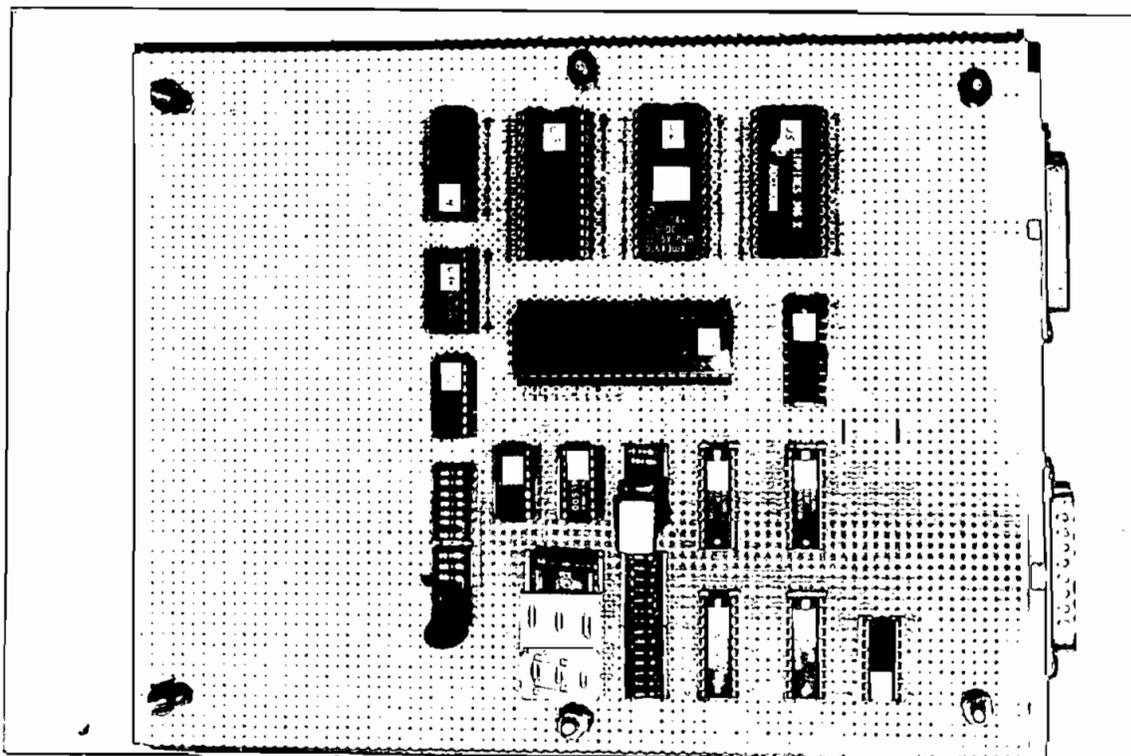


FOTO N°8.- Tarjeta de control.

El diagrama de interconexión entre todos los elementos y tarjetas utilizadas se muestra en el Anexo #4, en donde también se detallan cada uno de los circuitos eléctricos de las tarjetas realizadas.

## CAPITULO IV

### 4.1.- PRUEBAS EXPERIMENTALES: ESTATICAS, DINAMICAS.

Dentro de este apartado se analizará el funcionamiento del inversor en lazo abierto, se utilizará tres valores de frecuencia para las pruebas: 20 Hz, 30 Hz, y 45 Hz. Debido a no disponer de una fuente de voltaje DC adecuado de 0 a 540 V DC, para alimentación del inversor se ha utilizado un conversor AC-DC trifásico semicontrolado tipo puente, de 30 KW de capacidad, cuyo voltaje de salida es hasta 220 V DC, razón por la cual se ha realizado las pruebas con un motor asincrónico de rotor cortocircuitado de las siguientes características:

Marca: SEW.

Tipo: DFV 132 H-4                      Motor: TRIFASICO

Nr: 010384972.1.01.04561

Velocidad: 1680 R.P.M.              Protección: Ip: 54

Voltaje: 254 V.                      Corriente: 6.9 A.

Potencia: 2.2 KW.                      Frecuencia: 60 Hz.

Factor de potencia: 0.85      Torque Nominal: 11.68 N.m

Clase de Aislamiento : B.

Como carga del motor asincrónico se ha utilizado un

tornillo sin fin con material.

Entre el conversor AC-DC y el inversor fue necesario colocar un filtro L-C de las siguientes características:

Inductancia de: 45mH. 15A.

Condensador de: 120uF. 300 V DC.

En la tabla 4.1 se muestran los valores medidos de voltaje DC aplicado y la frecuencia de operación que se utilizaron para realizar las pruebas, dichos valores corresponden a una característica entre voltaje eficaz (RMS) y frecuencias aplicadas al motor utilizadas en inversores marca SIEMENS, con una compensación de torque a bajas frecuencias, dicha característica se muestra en la figura 4.1.

Para la frecuencia de operación a 20 Hz, en la figura 4.2.a, se observan las formas de onda de voltaje aplicado al inversor  $V_d$  y corriente consumida  $I_d$ ; y en la figura 4.2.b, se muestran los voltajes de línea aplicados.

Para la frecuencia de operación a 30 Hz, en la figura 4.3.a, se observan las formas de onda de voltaje aplicado al inversor  $V_d$  y corriente consumida  $I_d$ ; y en la figura 4.3.b, se muestran los voltajes de línea aplicados.

f [Hz]	V <sub>rms</sub> [V]	V <sub>d</sub> [V]
0	60,0	73,5
3	60,0	73,5
5	60,0	73,5
10	74,1	90,7
15	92,1	112,8
20	110,1	134,8
25	128,1	156,8
30	146,0	178,9
35	164,0	200,9
40	182,0	222,9
45	200,0	245,0
50	218,0	267,0
55	236,0	289,0
60	254,0	311,1

TABLA 4.1.- Frecuencia de operación, Valores de Voltaje RMS y Voltaje DC utilizados.

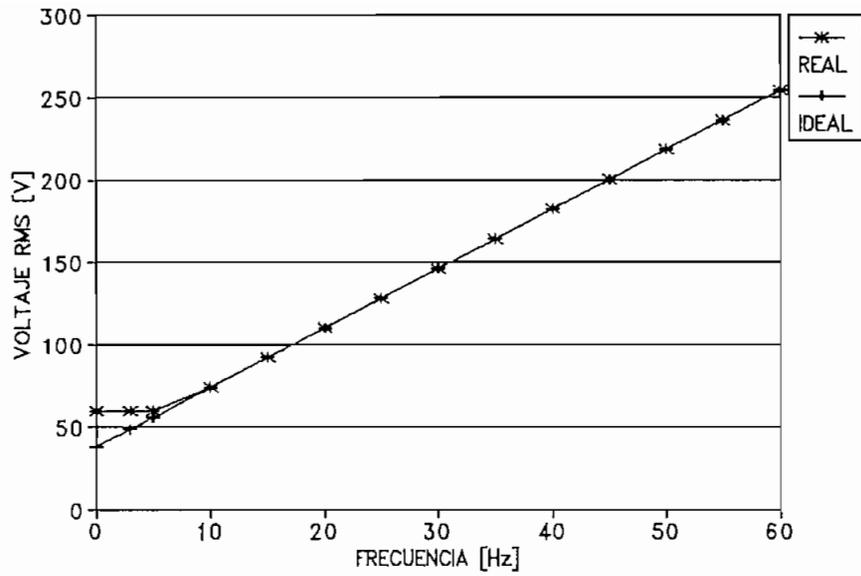
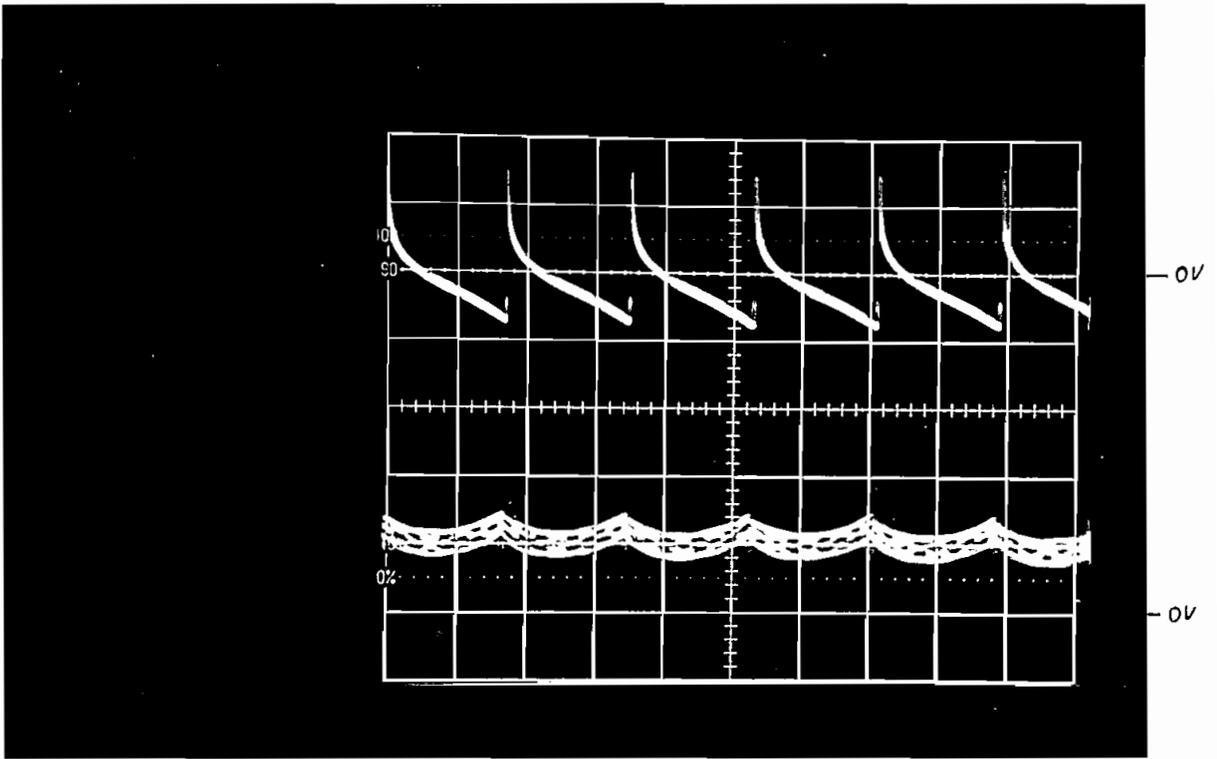
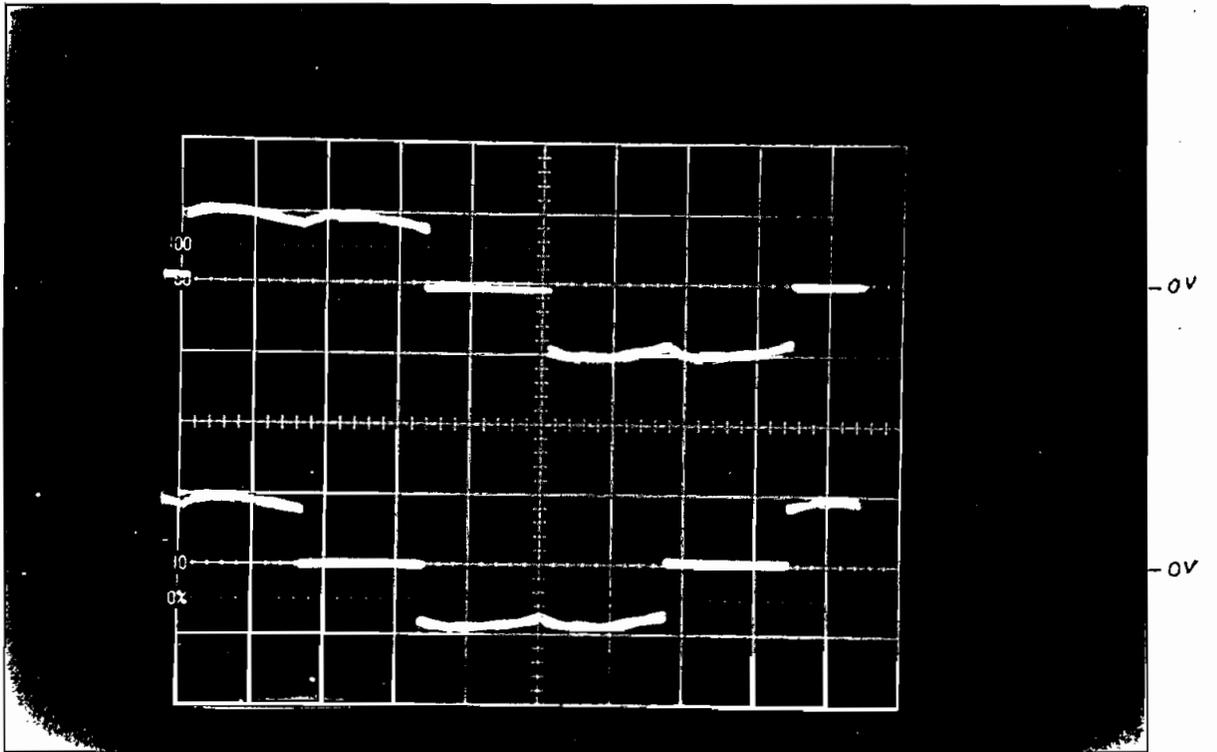


FIGURA 4.1.- Caracteristica Voltaje RMS - Frecuencia utilizados.

Para la frecuencia de operación a 45 Hz, en la figura 4.4.a, se observan las formas de onda de voltaje aplicado al inversor  $V_d$  y corriente consumida  $I_d$ ; y en la figura 4.4.b, se muestran los voltajes de línea aplicados a la carga  $V$ .



$X = 5 \text{ ms}$        $Y = 100 \text{ V}$



$X = 5 \text{ ms}$        $Y = 100 \text{ V}$

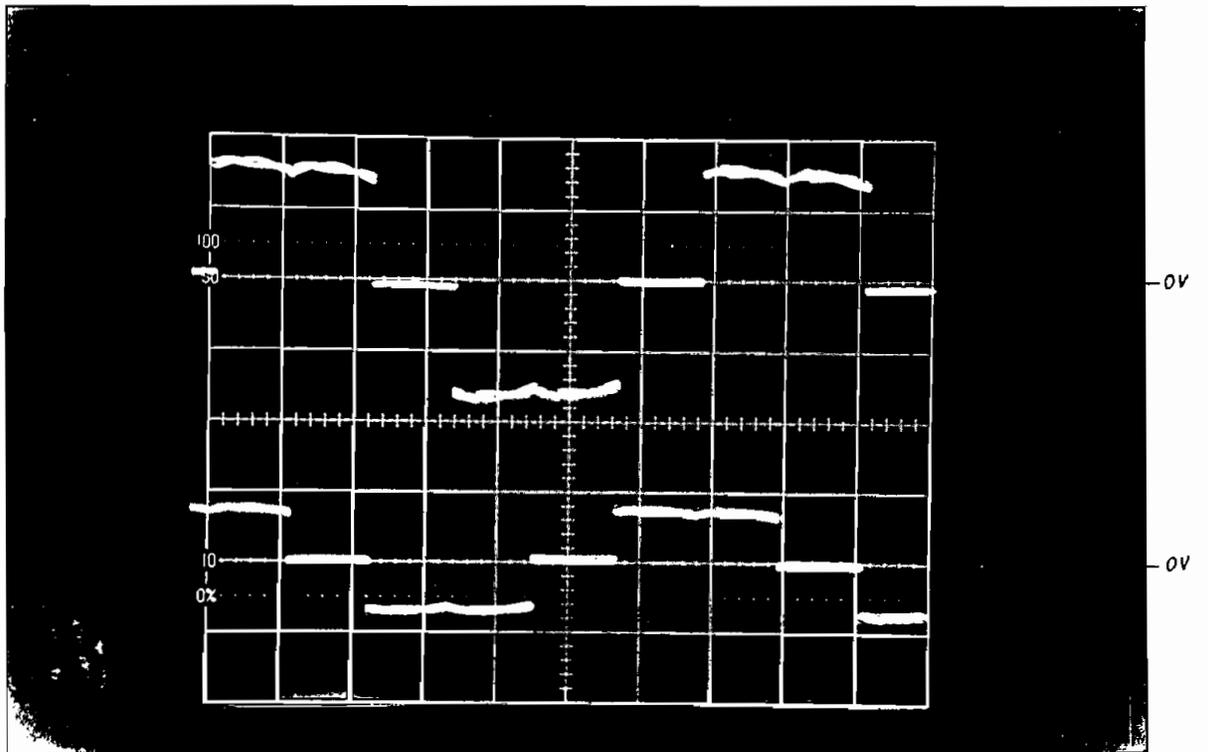
FIGURA 4.2.- a) Voltaje  $V_d$  y corriente  $-I_d$ .

b) Voltajes de línea  $V_{uv}$  y  $V_{vw}$ . Para 20 Hz.



$X = 5 \text{ ms}$

$Y = 200 \text{ V}$



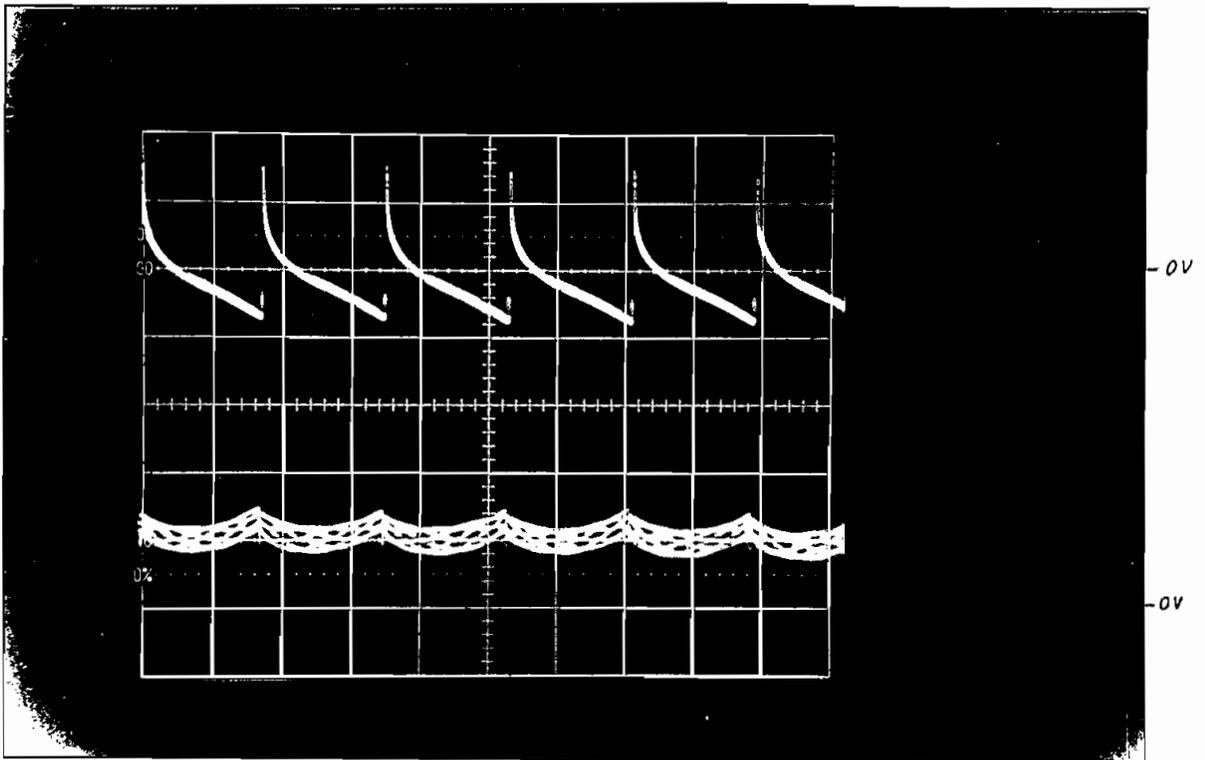
$X = 5 \text{ ms}$

$Y_1 = 100 \text{ V}$

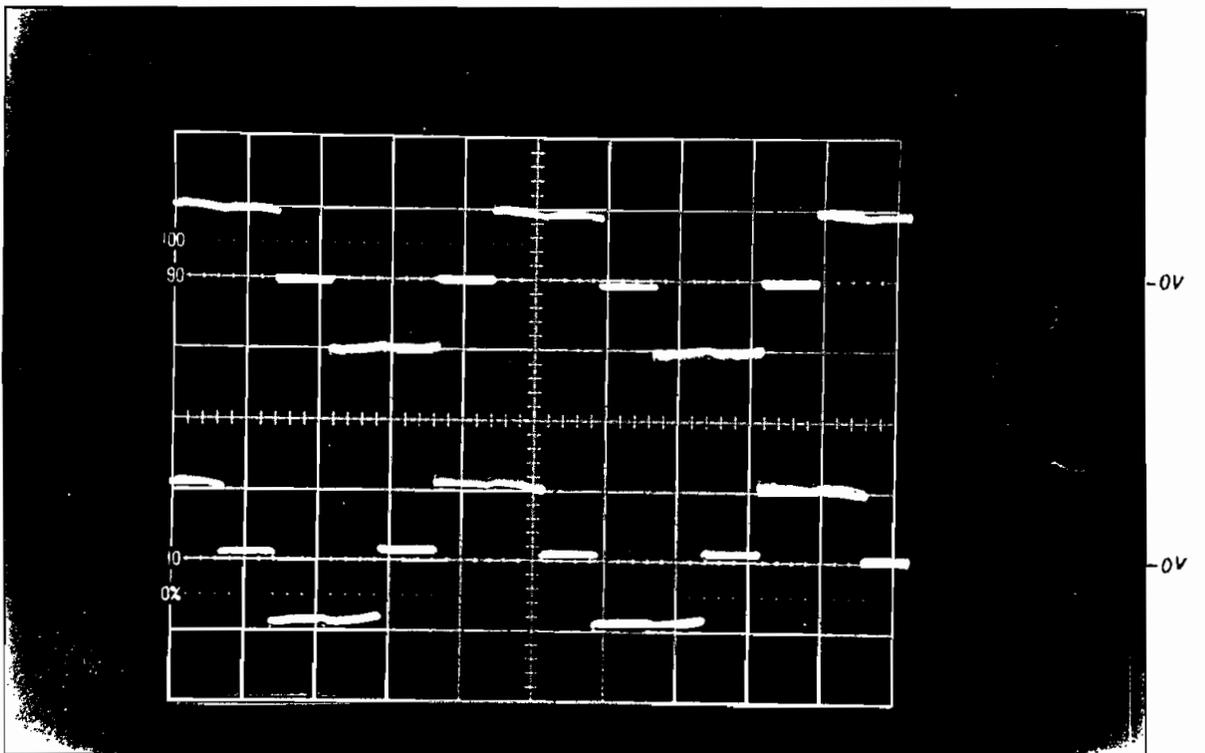
$Y_2 = 200 \text{ V}$

FIGURA 4.3.- a) Voltaje  $V_d$  y corriente  $-I_d$ .

b) Voltajes de línea  $V_{uv}$  y  $V_{vw}$ . Para 30Hz.



$X = 5ms$        $Y = 200V$



$X = 5ms$        $Y = 200V$

FIGURA 4.4.- a) Voltaje  $V_d$  y corriente  $I_d$ .

b) Voltajes de línea  $V_{uv}$  y  $V_{vw}$ . Para 45Hz.

De las formas de onda de voltaje y corriente se puede observar que para toda frecuencia:

- El voltaje aplicado al motor no contiene componente de continua.
- No existen picos nocivos de voltaje, pues los existentes son como máximo 1.25 veces el valor de  $V_d$  en los intervalos de conmutación de los transistores, se observa pequeñas oscilaciones en el valor de  $V_d$  debido a la presencia del filtro L-C.
- No existen picos de corriente, sus formas de onda son las esperadas, los valores de corriente de retorno a la fuente son absorbidos por el filtro L-C..
- Para la máxima frecuencia de operación de 60 Hz, el tiempo de apagado de seguridad de los transistores de 100  $\mu$ S es adecuado y este valor no afecta mayormente en las formas de voltaje de línea resultantes.

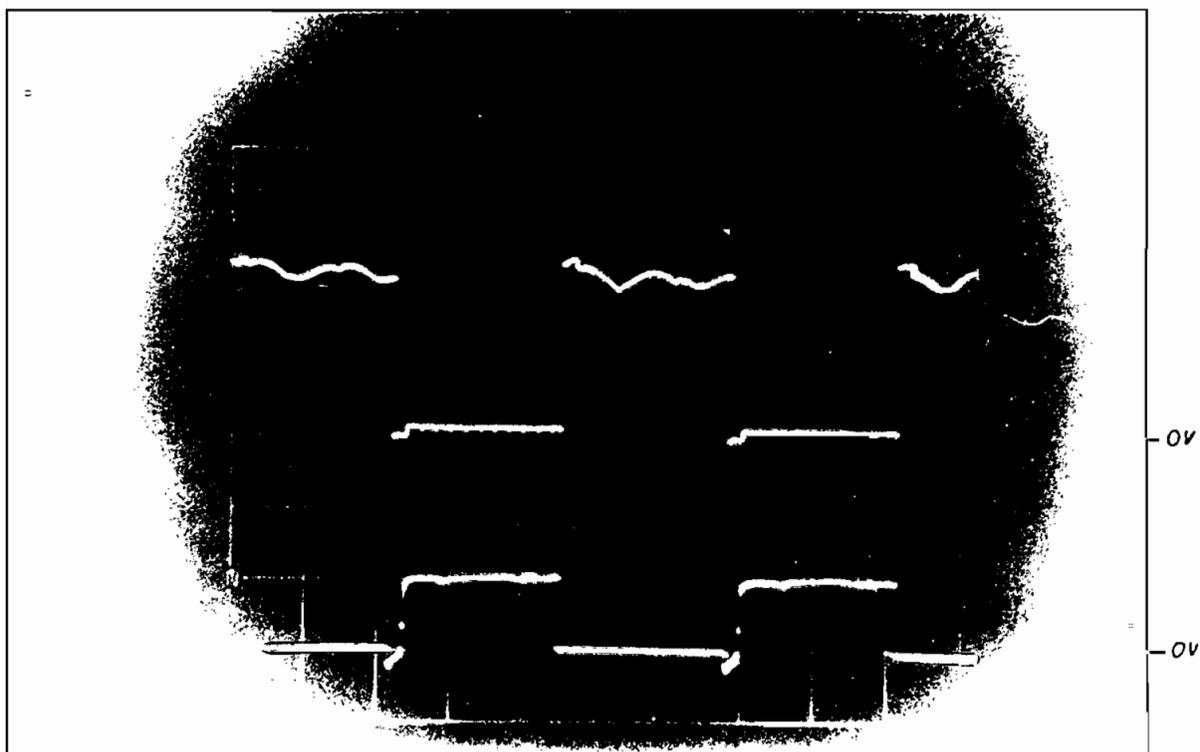
En la figura 4.5.a se presenta el voltaje colector-emisor del transistor de potencia T1, para la frecuencia de 45 Hz., en donde podemos observar que los picos de voltaje en los instantes de apagado de los transistores no supera en un 25% al valor de  $V_d$ . Para la misma frecuencia de operación, en la figura 4.5.b se observa la forma de onda de voltaje base-emisor del mismo transistor de potencia T1, realizando las mediciones de los tiempos de encendido y apagado del transistor T1 se obtuvieron los siguientes valores:

$t_{ON} = 5 \text{ uS.}$  Para  $I=4A.$

$t_{OFF} = 20 \text{ uS.}$

valores que prácticamente pueden despreciarse para los rangos de frecuencia de operación de los transistores, lo que permite considerar conmutaciones ideales de dichos transistores de potencia sin dar lugar a un error considerable. De esta manera se puede constatar que los circuitos de disparo de los transistores de potencia son los adecuados.

En la figura 4.6 se muestran las señales de activación de los transistores de potencia: a) de T1 y T2, b) de T1 y T4 para una frecuencia de operación de 45 Hz, en dicha figura se puede apreciar los intervalos de conducción de T1, T2 y T4 de acuerdo con la figura 3.7.

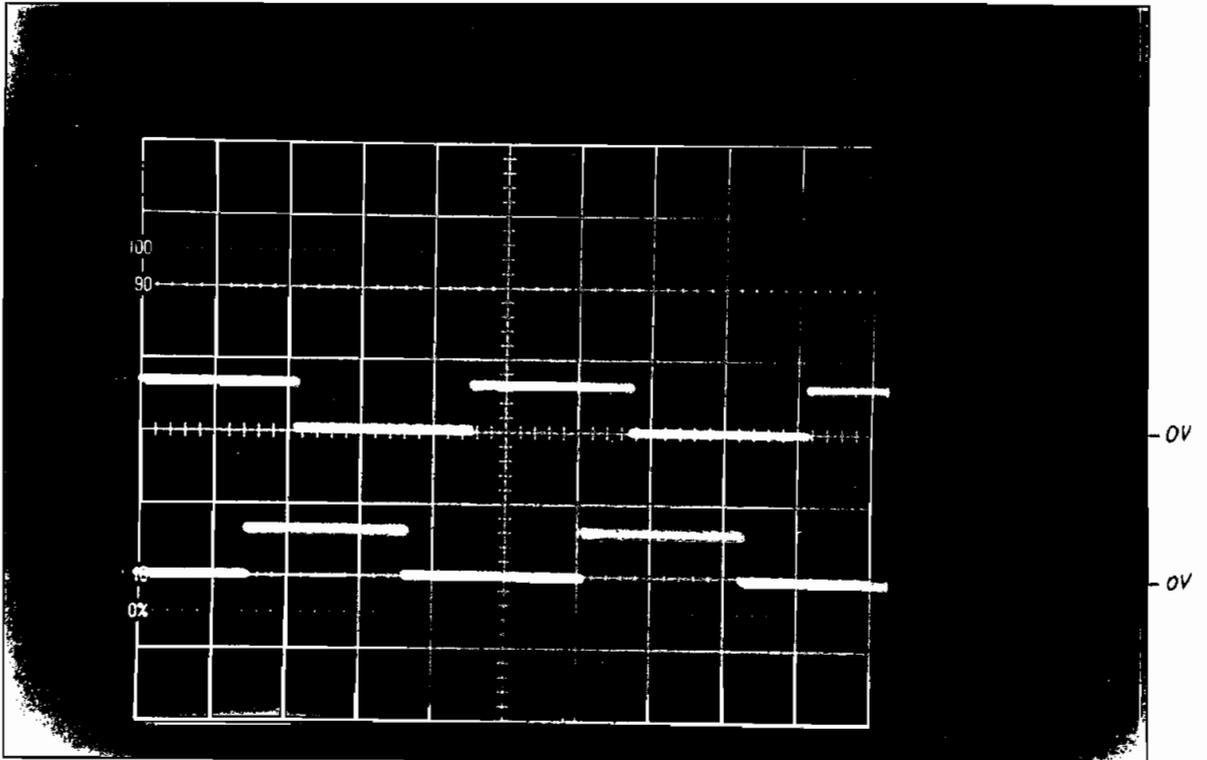


$X = 5 \text{ ms}$      $Y_a = 85 \text{ V}$      $Y_b = 2 \text{ V}$

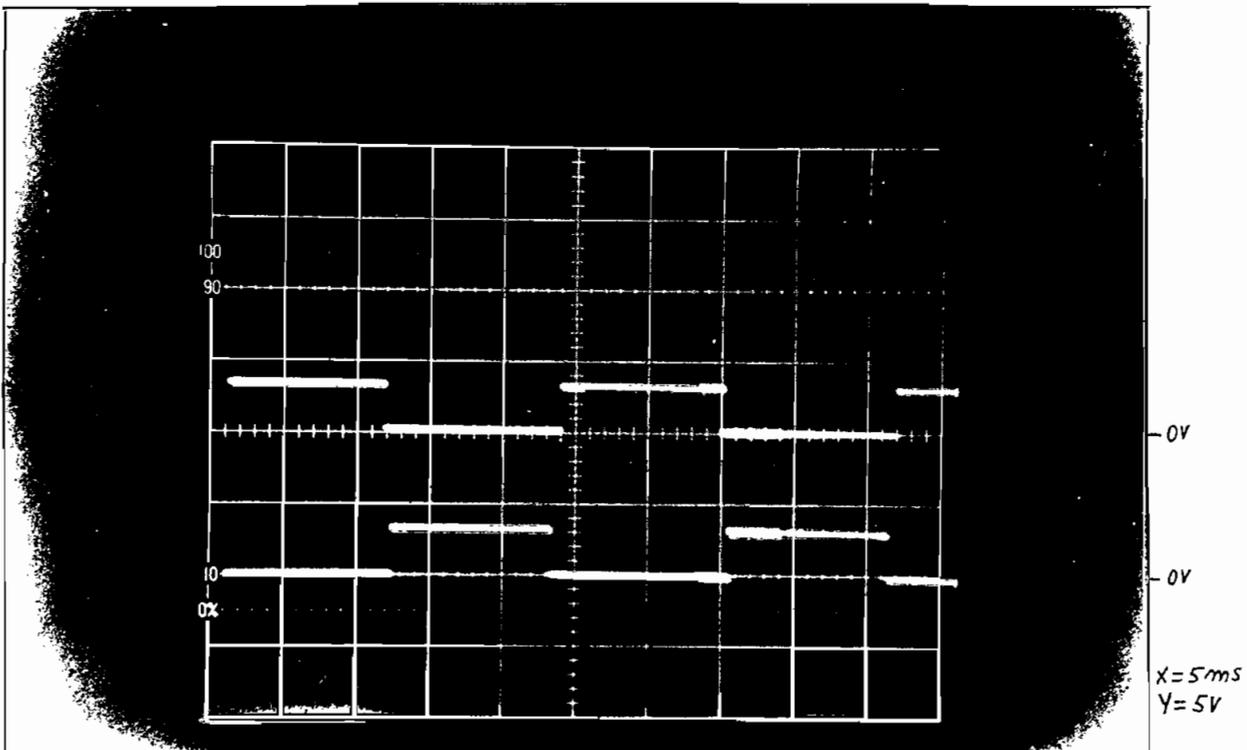
FIGURA 4.5.- Para la frecuencia de operación de 45 Hz.:

a) Voltaje colector-emisor de T1.

b) Voltaje base-emisor de T1.



$X = 5ms$        $Y = 5V$



$X = 5ms$   
 $Y = 5V$

FIGURA 4.6.- Para la frecuencia de operación de 45 Hz.:

a) Activación de T1 y T2.

b) Activación de T1 y T4.

En la tabla 4.2 se detallan valores prácticos de potencia entregada al inversor y potencia a la salida del inversor, para distintos valores de frecuencias y cargas, así como también se muestra los valores de eficiencia calculada del inversor, en dicha tabla se puede observar que la eficiencia del inversor es independiente de los valores de carga dentro de todo el rango de frecuencia de operación, la eficiencia tiene un valor promedio de 0.963, que puede considerarse como un rendimiento alto.

f[Hz]	$P_{in}[KW]$	$P_{out}[KW]$	$\eta$
15	0.93	0.88	0.95
15	1.21	1.17	0.96
30	0.80	0.76	0.96
30	1.38	1.35	0.98
45	0.96	0.93	0.97
45	1.33	1.28	0.96

TABLA 4.2.- Valores de frecuencia, Potencia de entrada y Potencia de salida del inversor, y rendimiento.

Analizando el comportamiento del inversor frente a variaciones bruscas de carga (funciones paso), se observa que la frecuencia siempre se mantiene constante, pues ésta depende únicamente de la rapidez de conmutación de los transistores comandados exclusivamente por el microprocesador, el aumento brusco de corriente producido por el cambio brusco de deslizamiento implica una disminución en el voltaje Vd de alimentación al inversor y cuya recuperación depende únicamente de las características de la fuente de voltaje Vd y de la característica de la máquina eléctrica.

#### 4.1.1.- ANALISIS DE COSTOS DEL EQUIPO.-

Para referencias futuras del costo de construcción del presente equipo, se debe especificar que para la fecha de elaboración del mismo, la relación sucre - dolar es de 2300 sucres/dolar.

A continuación se describen los elementos utilizados en la elaboración del equipo construido con su respectivo costo en sucres:

ITEM	CANT.	REFERENCIA	TOTAL
1	1	Gabinete metálico tipo industrial de 1.85 m. de alto, 0.60 m. de ancho, y 0.40 m. de fondo; canale- tas plásticas; regleta tipo "U" para soporte de borneras indus- triales; borneras industriales.	769.000
2	5	Portafusibles de bornera.	150.000
3	1	Breaker de 2A. 2 polos.	40.000
4	1	Guardamotor de 4 a 6A. trifásico.	130.000
5	1	Filtro de línea 250VAC 2x2A.	50.000
6	1	Relé industrial de 11 pines con bobina de 220VAC.	60.000
7	1	Ventilador 220VAC monofásico, 33W.	62.000
8	1	Transformador 220V/9V, 18VA.	55.000
9	6	Transformadores 220V/15V 1.5A y 9V 0.15A.	150.000
10	1	Perfil de aluminio para disipadores de calor.	60.000
11	3	Módulos de transistores POWEREX KD221205A7.	900.000
12	6	Resistencias 350Ω 25W	18.000
13	111	Resistencias 1/4W	6.660
14	6	Resistencias 12Ω 5W	1.800
15	6	Potenciometros 1KΩ 1/2W	6.000
16	6	Diodos 1N5406	2.700
17	24	Diodos 1N4007	7.200
18	12	Condensadores plásticos	12.500

ITEM	CANT.	REFERENCIA	TOTAL
19	14	Condensadores electrolíticos	15.900
20	1	Condensador de tantalio 0.15uF 20V	600
21	33	Condensadores de cerámica	9.900
22	1	Cristal oscilador 8.00 MHz.	6.000
23	13	Rectificadores tipo puente	29.400
24	1	Portafusible pequeño	1.300
25	13	LED's de señalización.	3.900
26	13	Reguladores de voltaje	28.000
27	6	Transistores ECG375	15.000
28	6	Transistores ECG232	3.600
29	6	Transistores 2N2222	3.000
30	3	Optoacopladores ECG3086	27.000
31	6	Amplificadores operacionales LM311P	17.000
32	1	Microprocesador 8031 L3518142	22.000
33	1	Memoria RAM 8Kx8 HM6264P-15	13.000
34	1	Memoria EPROM 8Kx8 AM27C64	16.000
35	1	Convertidor Análogo/Digital ADC0809N	20.000
36	1	Convertidor Digital/Análogo MC1408P8D	10.200
37	1	Latch 8 bits 74LS373N	2.600
38	4	Latch 8 bits 74LS374N	13.000
39	1	Decoder 3/8 SN74S138AN	2.000
40	1	C.I. SN74LS240N	2.600
41	1	C.I. 74LS260NA	2.450
42	1	C.I. GD74LS00	1.250
43	1	C.I. SN74LS02N	1.250
44	2	Display Anodo común LTS5501E	16.800
45	7	Placas de Baquelita	100.000

ITEM	CANT.	REFERENCIA	TOTAL
46	1	Placa de Baquelita para Wire Wrapping	28.000
47	19	Zócalos de WW	91.000
48	2	Conectores M/H 25 pines	4.200
49	7	Zócalos para tarjetas empotrables	140.000
50	6	Borneras para tarjeta 2 terminales	16.500
51		Varios: Tornillos, láminas de mica, pasta silicon, cloruro férrico, etc.	100.000
-----			
VALOR TOTAL:			3.244.310

Cabe recalcar que el costo anterior corresponde únicamente a costos de elementos, y para tener referencias de la utilidad y beneficio del presente trabajo de tesis se hace mención que un equipo de control de velocidad de un motor asincrónico completo (rectificador, filtro e inversor), de características de voltaje y potencia similares, tiene un costo de comercialización aproximado de \$ 25.000.000, el mismo que es muy superior al costo total que se estima conseguir una vez terminado el diseño y construcción del presente equipo.

De todas las pruebas realizadas, se puede decir lo siguiente:

- El inversor diseñado se comporta satisfactoriamente.
- El sistema de control con microprocesador permite obtener las formas de onda deseadas.
- El método empleado de variación de voltaje-frecuencia para nuestra aplicación específica es adecuado.

- Pese a las limitaciones descritas al inicio del presente capítulo, se observa un correcto comportamiento del inversor dentro de todo el rango de frecuencias de operación y para distintos valores de carga mecánica.
- El inversor propuesto, es simple, lo cual requiere un circuito de control sencillo que facilita el poder realizar un lazo de control.

## CAPITULO V

### CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

La construcción del presente equipo como se indicó surgió de una necesidad específica de un proceso industrial muy común en nuestro medio, el de sustituir un variador de velocidad mecánico por un regulador de velocidad electrónico debido a los múltiples beneficios que éste presenta.

Una vez terminados el diseño y la construcción del equipo se puede realizar las siguientes conclusiones y recomendaciones:

- El diseño completo del equipo se realiza en función de un análisis de las ecuaciones básicas en estado estable de la máquina a las mismas que se realizan ciertas aproximaciones por facilidad de evaluación.
- La técnica empleada en la elaboración del inversor es bastante sencilla y se adapta satisfactoriamente a nuestras necesidades, lo que hace que el circuito de control del inversor sea fácilmente adaptable al sistema de control (lazo cerrado) definitivo del regulador.
- La utilización de transistores de potencia con buenas características de conmutación, corrientes de fuga y

caídas de voltaje en conducción insignificantes, determinan una alta eficiencia del inversor.

- La utilización de un microprocesador rápido permite que la señal de voltaje sea la deseada, sin una componente de continua y con el contenido de armónicos tolerable en todo el rango de frecuencias.

- El programa de control empleado con el microprocesador para el inversor es bastante sencillo y realizado en función de varias subrutinas, lo que permitirá intercalar otras subrutinas de aplicaciones futuras para el lazo de control definitivo del regulador de velocidad.

- El inversor así diseñado es de muy bajo costo, de alta eficiencia y excelente comportamiento, se obtiene un control casi continuo sobre un amplio rango de operación, la selección de puntos de trabajo puede ser controlada con alta precisión con una resolución de frecuencia de 0.24 Hz. Debido a su comportamiento de torque, puede aplicarse a cargas mecánicas tales como: Bombas, ventiladores, centrífugas, bandas transportadoras, y por supuesto tornillos sin fin.

- A manera de recomendación, podemos indicar que el inversor diseñado, fácilmente puede trabajar como un sistema con inversión de giro (modificando la secuencia de encendido-apagado de los transistores de potencia).

## BIBLIOGRAFIA

- 1.- DEWAN - SLEMON; Power Semiconductor Drives, Wiley, New York, 1975, Pag. 184.
- 2.- MARTINEZ GARCIA; Electrónica y Automática Industriales, Barcelona, 1983, Pag. 279.
- 3.- EATON; Electric Drive Applications Guide, Eaton Electric Drives Division, U.S.A., Pag. M17.
- 4.- González, José Adolfo; Introducción a los Microcontroladores, McGraw-Hill, España, 1992.
- 5.- Gualda, Juan Andres; Electrónica Industrial Técnicas de Potencia, Marcombo, Barcelona, 1982. Pag. 215.
- 6.- Bystron, Klaus; Leistungs Electronik technische Elektronik, Carl Hanser, Munchen, Wien, 1979, Pag. 279-295.
- 7.- Electrónica de Potencia; Folleto de Laboratorio, E.P.N., Quito, 1992.
- 8.- MARTINEZ GARCIA; Electrónica y Automática Industriales, Barcelona, 1983, Pag. 100.
- 9.- Gualda, Juan Andres; Electrónica Industrial Técnicas de Potencia, Marcombo, Barcelona, 1982. Pag. 39.
- 10.- POWEREX; Power Semiconductor Handbook, Powerex Semiconductor, U.S.A., Pag. 302-304.
- 11.- LOPEZ MESIAS, Luz Elena; Inversor Monofásico con toma central en la carga y modulación PWM, E.P.N., Quito, 1997, Pag. 86-90.
- 12.- Gualda, Juan Andres; Electrónica Industrial Técnicas de Potencia, Marcombo, Barcelona, 1982. Pag. 40.
- 13.- NATIONAL; Audio/Radio handbook, National Semiconductor Corporation, U.S.A., 1980.

14.- MOTOROLA; The semiconductor data book, Motorola Semiconductor Inc. U.S.A.,1966.

15.- FERRARO, Angelo; An overview of low-loss Snubber Technology for transistor converters. Pag. 65-67.

16.- LOPEZ MESIAS, Luz Elena; Inversor Monofásico con toma central en la carga y modulación PWM, E.P.N., Quito, 1997, Pag.96-97.

17.- LOPEZ MESIAS, Luz Elena; Inversor Monofásico con toma central en la carga y modulación PWM, E.P.N., Quito, 1997, Pag.82.

## ANEXO #1

### DETERMINACION DEL CIRCUITO EQUIVALENTE EN ESTADO ESTABLE DE NUESTRO MOTOR

En la figura A.1 se muestra el circuito equivalente en estado estable de un motor de inducción trifásico.

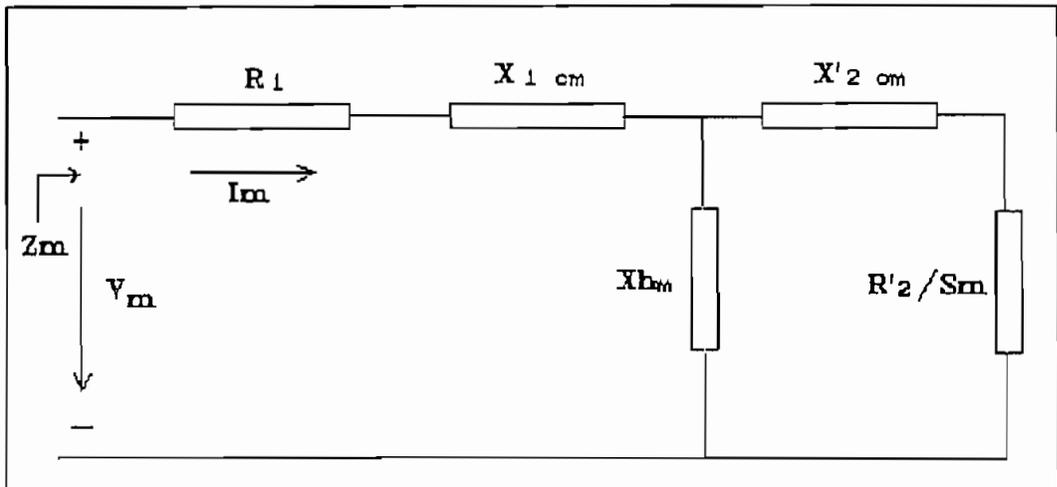


FIGURA A.1.- Circuito equivalente monofásico de un motor asincrónico en estado estable.

En donde:

$V$  = Voltaje de fase en el estator

$I$  = Corriente de fase del estator

$R_1$  = Resistencia de estator

$X_{1\text{ cm}}$  = Reactancia de dispersión del estator

$X_h$  = Reactancia principal o de magnetización

$X'_{2\text{ cm}}$  = Reactancia de dispersión del rotor reflejada al estator

$R'_{2/S}$  = Resistencia equivalente del rotor

y la carga mecánica reflejada al estator

$S$  = deslizamiento.

Una vez realizadas las pruebas respectivas en nuestro motor se obtienen los siguientes valores:

#### PRUEBA EN VACIO

Potencia consumida  $P_v = 339.28$  W.

$\cos\phi = 0.09$

Corriente de línea en vacío  $I_{L_v} = 4.94$  A.

Voltaje de línea nominal  $V_L = 450$  V.

#### PRUEBA A ROTOR BLOQUEADO

Potencia consumida  $P_{cc} = 844$  W.

$\cos\phi = 0.33$

Corriente de línea nominal  $I_L = 13.07$  A.

Voltaje de línea  $V_L$  a la cual se obtiene  $I_L = 114$  V.

Nuestro motor tiene conectados sus devanados en conexión triángulo, en donde la corriente de fase es igual a la corriente de línea dividida para 3.

Con el motor operando en vacío tenemos que la corriente de fase  $I_\phi$  y el voltaje de fase  $V_\phi$  es:

$$I_\phi = \frac{I_{L_v}}{\sqrt{3}} = 2.85 \text{ A.}$$

$$V_v = V_L = 450 \text{ V.}$$

La potencia consumida en vacio  $\cdot P_v$  es:

$$P_v = 3V_v^2 \cdot G_o$$

de donde  $G_o = 0.000558$  Siemens

la admitancia en vacio  $Y$  es:

$$Y = \frac{I_v}{V_v} = 0.006338 \text{ Siemens}$$

como

$$Y^2 = B_o^2 + G_o^2$$

por lo que  $B_o = 0.006313$  Siemens

la impedancia equivalente de vacio  $Z_o$  es:

$$Z_o = R_o + jX_o$$

donde  $R_o$  es la parte real o resistencia equivalente y  $X_o$  la parte imaginaria o reactancia equivalente, el módulo de la impedancia equivalente es:

$$Z_o = \frac{V_v}{I_v} = 157.8 \Omega$$

la resistencia equivalente de vacio  $R_o$  es:

$$R_o = \frac{P_v}{mI_v^2}$$

donde  $m$  es el número de fases e igual a 3, por lo tanto:

$$R_o = 13.9 \Omega$$

y

$$X_0 = \sqrt{Z_0^2 - R_0^2} = 157.18 \Omega$$

De la prueba a rotor bloqueado tenemos que:

$$R_1 = R'_2 \text{ y } X_1 = X'_2$$

la potencia consumida con el rotor bloqueado  $P_{cc}$  es:

$$P_{cc} = 3 * I_{cc}^2 * R_{\bullet q}$$

donde  $I_{cc}$  es la corriente de fase consumida y  $R_{\bullet q}$  la resistencia equivalente.

$$I_{cc} = \frac{I_L}{\sqrt{3}} = 7.54 \text{ A.}$$

por lo tanto,

$$R_{\bullet q} = 4.94 \Omega$$

$$R_1 = R_2 = R_{\bullet q} / 2 = 2.47 \Omega$$

La impedancia equivalente de rotor bloqueado es  $Z_1 = R_{\bullet q} + jX_{\bullet q}$ ,

$R_{\bullet q}$  es la parte real y  $X_{\bullet q}$  es la parte imaginaria, donde:

$$Z_1 = V_{cc} / I_{cc} = 15.11 \Omega$$

como:

$$Z_1^2 = R_{\bullet q}^2 + X_{\bullet q}^2$$

de donde se tiene que:

$$X_{\bullet q} = 14.28 \Omega$$

$$X_1 = X'_2 = x_{eq} / 2 = 7.14 \Omega$$

la reactancia de magnetización  $X_h$  será:

$$X_h = X_o - X_1 = 150 \Omega$$

## **ANEXO #2**

**CARACTERISTICA TORQUE - VELOCIDAD DE NUESTRO MOTOR**

CARACTERISTICA TORQUE VELOCIDAD DE NUESTRO MOTOR

DESLISAMIENTO = S

FRECUENCIA DE OPERACION = f = 60 Hz

TORQUE =  $T_i$

TORQUE MAXIMO =  $T_{max}$

S	$T_i/T_{max}$	$T_{max}$	$T_i/T_N$	CARGA/ $T_{max}$
1.00	0.18	2158.94	9.47	0.10
0.98	0.18	2127.38	9.33	0.10
0.96	0.18	2095.43	9.19	0.10
0.94	0.18	2063.08	9.05	0.10
0.92	0.18	2030.32	8.91	0.10
0.90	0.18	1997.14	8.76	0.10
0.88	0.18	1963.52	8.61	0.10
0.86	0.18	1929.46	8.46	0.10
0.84	0.18	1894.94	8.31	0.10
0.82	0.18	1859.96	8.16	0.10
0.80	0.18	1806.94	7.93	0.11
0.78	0.18	1771.32	7.77	0.11
0.76	0.18	1735.20	7.61	0.11
0.74	0.18	1678.37	7.36	0.12
0.72	0.18	1644.97	7.22	0.12
0.70	0.18	1591.33	6.98	0.13
0.68	0.18	1553.87	6.82	0.13
0.66	0.18	1515.89	6.65	0.13
0.64	0.18	1477.40	6.48	0.13
0.62	0.18	1438.41	6.31	0.13
0.60	0.18	1384.25	6.07	0.14
0.58	0.18	1344.67	5.90	0.14
0.56	0.18	1304.63	5.72	0.14
0.54	0.18	1264.17	5.55	0.14
0.52	0.18	1223.32	5.37	0.14
0.50	0.18	1169.37	5.13	0.15
0.48	0.18	1128.35	4.95	0.15
0.46	0.18	1087.16	4.77	0.15
0.44	0.18	1034.28	4.54	0.16
0.42	0.18	993.50	4.36	0.16
0.40	0.18	946.44	4.15	0.17
0.38	0.18	902.36	3.96	0.17
0.36	0.18	863.24	3.79	0.17
0.34	0.18	825.01	3.62	0.17
0.32	0.18	788.00	3.46	0.17
0.30	0.18	743.78	3.26	0.18
0.28	0.18	710.87	3.12	0.18
0.26	0.18	680.66	2.99	0.18
0.24	0.18	653.94	2.87	0.18
0.22	0.18	631.74	2.77	0.18
0.20	0.18	608.08	2.67	0.19
0.18	0.18	599.84	2.63	0.19
0.16	0.18	602.38	2.64	0.19
0.14	0.18	620.34	2.72	0.19
0.12	0.18	661.34	2.90	0.19

TABLA A2.1.- Valores de torque máximo de nuestro motor para un voltaje de línea de 440VAC a la frecuencia de operación de 60Hz.

## Característica Torque-Velocidad

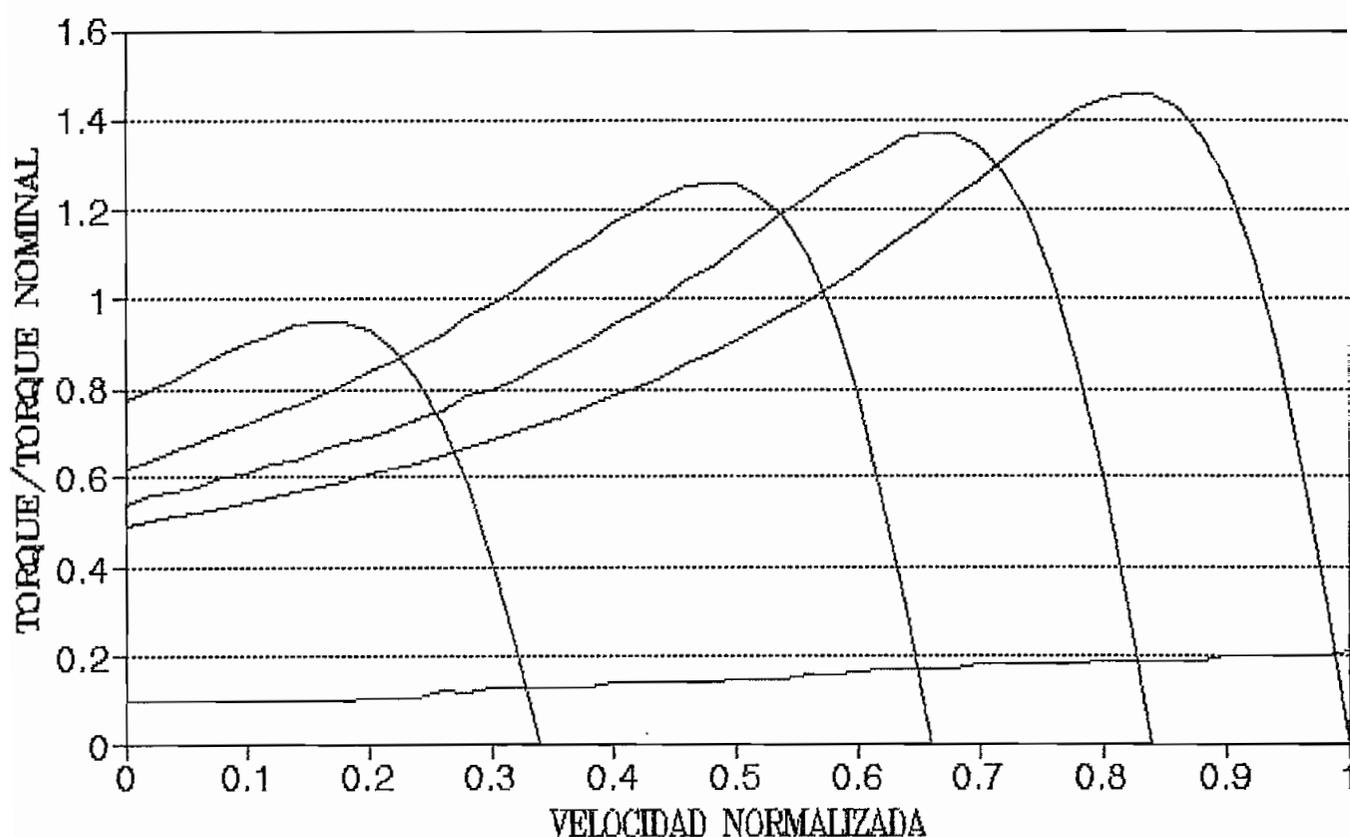


FIGURA A2.1 Características de torque desarrollado por el motor asincrónico al variar la frecuencia y manteniendo constante la relación voltaje/frecuencia en el estator.

## **ANEXO #3**

**ANALISIS DE FOURIER PARA LA FORMA DE VOLTAJE DE LINEA**

### ANEXO #3

#### ANÁLISIS DE FOURIER PARA LA FORMA DE VOLTAJE DE LINEA

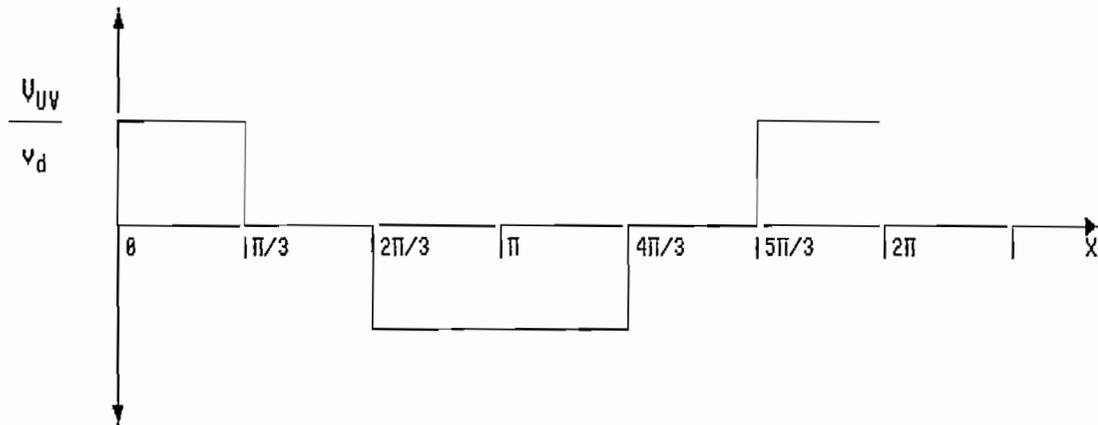


FIGURA A.3.- Forma de onda de voltaje de linea resultante.

A la forma de onda mostrada en la figura A.3 realizamos un análisis de contenidos de armónicos de voltaje por medio del análisis de Fourier:

$$v_o = a_n \sin n\omega t + b_n \cos n\omega t [v]$$

$$a_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} v_d \sin n\omega t d(\omega t)$$

$$a_n = 2 \frac{V_d}{\pi} \int \sin n\omega t d(\omega t)$$

$$a_n = 4 \frac{V_d}{n\pi} \frac{\sin \frac{n\pi}{2}}{2}$$

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int \cos n\omega t d(\omega t) = 0 [V].$$

$$v_o = a_n \text{SEN}n\omega t; d=120^\circ$$

$$v_o = \frac{4V_d}{\pi} \text{SEN} \frac{d}{2} * \text{SEN}\omega t + \frac{4V_d}{3\pi} \text{SEN} \frac{3d}{2} * \text{SEN}3\omega t + \frac{4V_d}{5\pi} \text{SEN} \frac{5d}{2} * \text{SEN}5\omega t + \dots$$

# **ANEXO #4**

**ESPECIFICACIONES TECNICAS DEL MODULO DE  
TRANSISTORES DE POTENCIA  
POWEREX KD221205A7**



Powerex, Inc., Hillis Street, Youngwood, Pennsylvania 15697 (412) 925-7272

KD221205A7  
Dual Darlington Transistor Module  
50 Amperes/1200 Volts

Maximum Ratings  $T_J = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise specified

	Symbol	KD221205A7	Units
Junction Temperature	$T_J$	-40 to 150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	$T_{SIG}$	-40 to 125	$^\circ\text{C}$
Collector-Emitter Sustaining Voltage $V_{BE} = -2\text{V}$	$V_{CE(SUS)}$	1200	Volts
Collector-Base Voltage	$V_{CB0}$	1200	Volts
Emitter-Base Voltage	$V_{EB0}$	7	Volts
Collector-Emitter Voltage $V_{BE} = -2\text{V}$	$V_{CEV}$	1200	Volts
Continuous Collector Current	$I_C$	50	Amperes
Diode Forward Current	$I_{FM}$	50	Amperes
Continuous Base Current	$I_B$	3	Amperes
Diode Surge Current	$I_{FSM}$	500	Amperes
Power Dissipation, Each Transistor	$P_T$	400	Watts
Max. Mounting Torque M5 Terminal Screw	—	17	in.-lb.
Max. Mounting Torque M6 Mounting Screw	—	26	in.-lb.
Module Weight	—	7	Oz
Module Weight	—	210	Grams
V isolation	$V_{HMS}$	2500	Volts

Electrical and Mechanical Characteristics  $T_J = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise specified

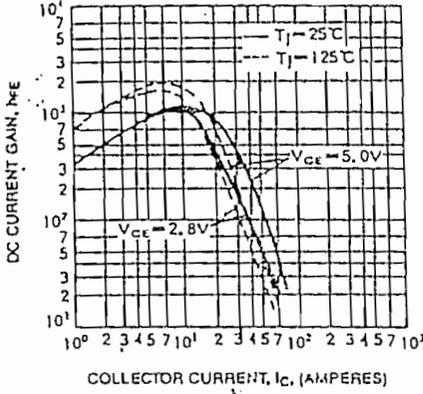
Characteristics	Symbol	Test Conditions	KD221205A7			Units
			Min.	Typ.	Max.	
Collector Cutoff Current	$I_{CEV}$	$V_{CE} = 1200\text{V}, V_{BE} = -2\text{V}$	—	—	1	mA
Collector Cutoff Current	$I_{CEV}$	$V_{CE} = 1200\text{V}, V_{BE} = -2\text{V}$ $T_C = 125^\circ\text{C}$	—	—	10	mA
Emitter Cutoff Current	$I_{EB0}$	$V_{EB} = 7\text{V}$	—	—	200	mA
DC Current Gain	$h_{FE}$	$I_C = 50\text{A}, V_{CE} = 5\text{V}$	75	—	—	—
Diode Forward Voltage	$V_{FM}$	$I_{FM} = 50\text{A}$	—	—	1.8	V
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(SAT)}$	$I_C = 50\text{A}, I_B = 1\text{A}$	—	—	3.0	V
Base-Emitter Saturation Voltage	$V_{BE(SAT)}$	$I_C = 50\text{A}, I_B = 1\text{A}$	—	—	3.5	V
Resistive Turn On	$t_{on}$	$V_{CC} = 600\text{V}$	—	—	2.5	$\mu\text{s}$
Load Storage Time	$t_s$	$I_C = 50\text{A}$	—	—	15	$\mu\text{s}$
Switch Times	$t_r$ $t_f$	$I_{B1} = 1\text{A}, I_{B2} = -1\text{A}$	—	—	3.0	$\mu\text{s}$
Thermal Resistance, Case to Sink Lubricated	$R_{\theta JC}$ $R_{\theta CS}$	Per Hall Module	—	—	0.15	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	Transistor Part	—	—	0.31	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	Diode Part	—	—	1.2	$^\circ\text{C/W}$

# POWEREX

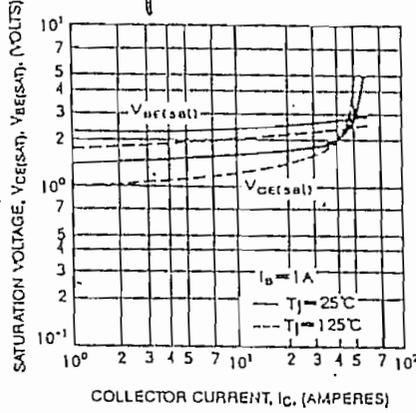
Powerex, Inc., Hillis Street, Youngwood, Pennsylvania 15697 (412) 925-7272

KD221205A7  
Dual Darlington Transistor Module  
50 Amperes/1200 Volts

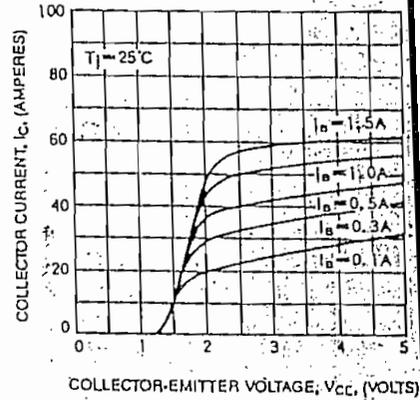
DC CURRENT GAIN (TYPICAL)



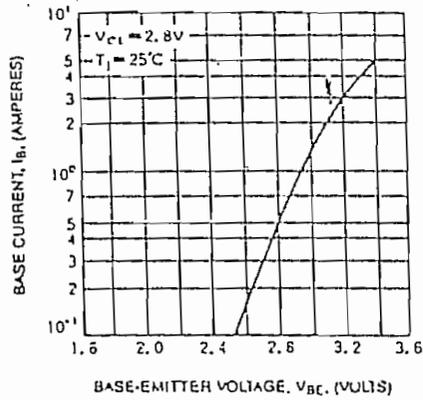
SATURATION VOLTAGE (TYPICAL)



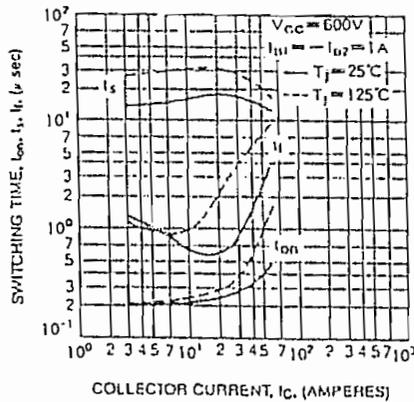
COMMON EMITTER OUTPUT CHARACTERISTICS (TYPICAL)



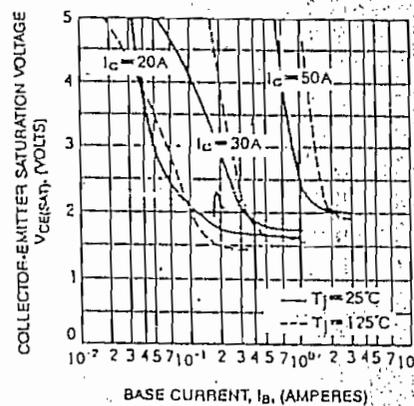
COMMON EMITTER INPUT CHARACTERISTICS (TYPICAL)



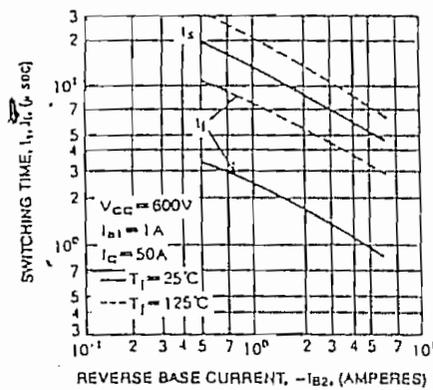
SWITCHING CHARACTERISTICS (TYPICAL)



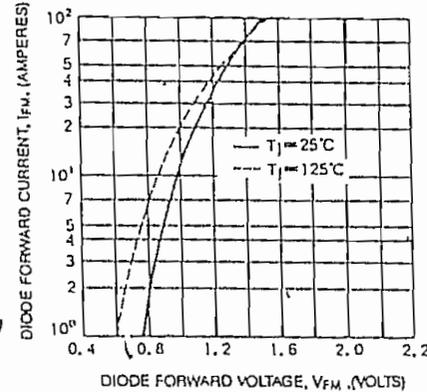
COLLECTOR-EMITTER SATURATION VOLTAGE (TYPICAL)



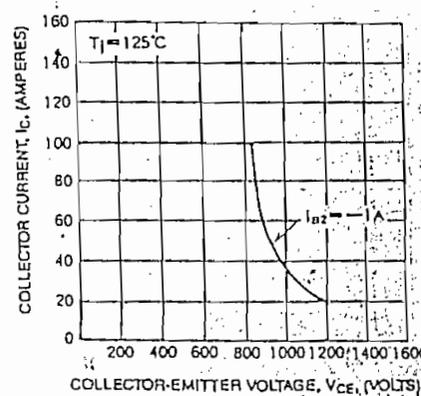
SWITCHING TIME VS. BASE CURRENT (TYPICAL)



DIODE CHARACTERISTICS (TYPICAL)



REVERSE BIAS SAFE OPERATING AREA (R.B.S.O.A.)

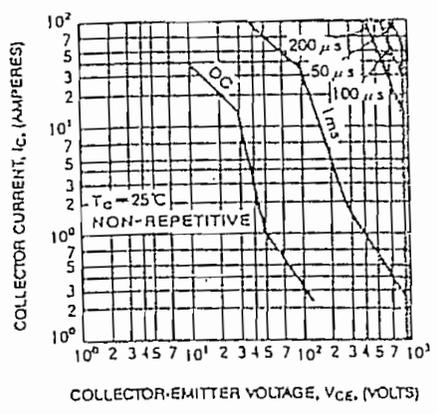




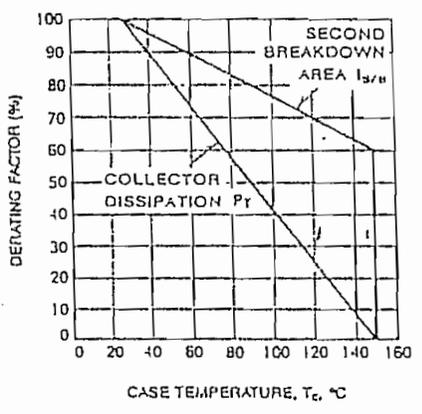
Powerex, Inc., Hillis Street, Youngwood, Pennsylvania 15697 (412) 925-7272

KD221205A7  
Dual Darlington Transistor Module  
50 Amperes/1200 Volts

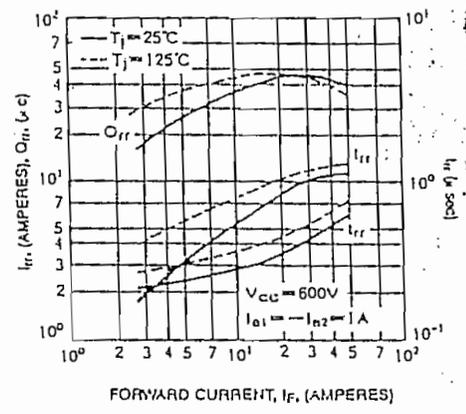
FORWARD BIAS SAFE OPERATING AREA (S.O.A.)



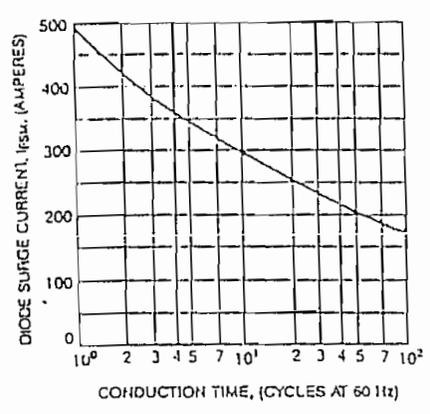
DERATING FACTOR OF SAFE OPERATING AREA (S.O.A.)



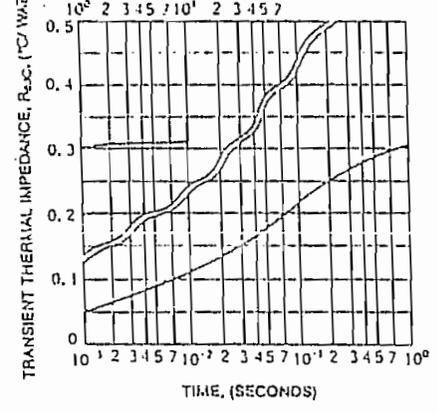
REVERSE RECOVERY CHARACTERISTICS OF FREE-WHEEL DIODE (TYPICAL)



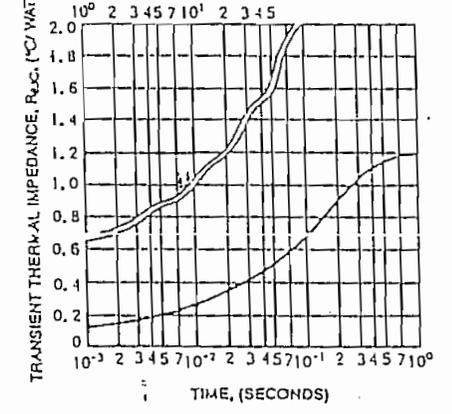
DIODE FORWARD SURGE CURRENT



TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE CHARACTERISTICS (TRANSISTOR)



TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE CHARACTERISTICS (DIODE)



# **ANEXO #5**

**ESPECIFICACIONES TECNICAS DEL DISIPADOR DE CALOR  
MOTOROLA MS-15**

## MS-15 POWER TRANSISTOR HEAT SINK

Designed specifically for use with the industry standard type TO-36 ("door-knob") power transistor, this heat sink will reduce transistor junction temperatures and permit safe operation at higher power levels or under high ambient temperatures.

Cooling is accomplished with the MS-15 by conduction, convection and radiation. Although measuring only 4-1/2" by 3-1/16", the MS-15 makes possible thermal dissipation effectively equal to that of a flat sheet of aluminum 10" by 8" by 1/8". This greatly reduces the chassis area necessary for heat dissipation at higher power levels.

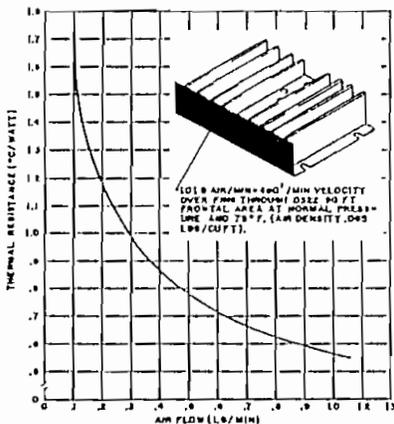
The MS-15 has a hole pattern arrangement which will accommodate the mounting of one TO-36 power transistor. Provided with each MS-15 package is assorted mounting hardware such as: insulating bushing, mica washer, nut, flat washer, solder terminal and insulating washers used in mounting the heat sink to the chassis.

The transistor with use of silicon grease should be mounted directly to the MS-15 heat sink with the insulating washers placed at each of the (4) mounting points located on the heat sink flange. This is accomplished by placing (1) shoulder washer on the bottom and (1) flat washer on top of each mounting point of the heat sink. A mica washer is supplied to isolate the transistor from the heat sink if desired.

NOTE: When mounting the transistor to the heat sink a torque of 20 in. lbs. max should be applied to the stud.

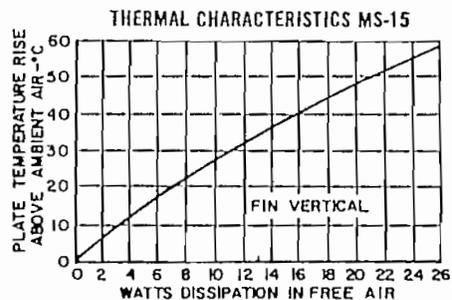
This heat sink is easy to install and does not interfere with the operation of the transistor. For optimum efficiency, the MS-15 should be mounted with the fins vertical.

PERFORMANCE UNDER FORCED AIR FLOW  
OF MS-15 NATURAL CONVECTION  
TRANSISTOR HEAT SINK

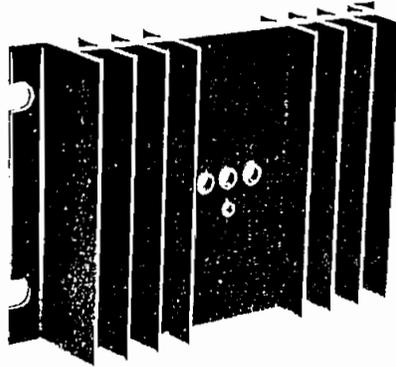


SPECIFICATIONS

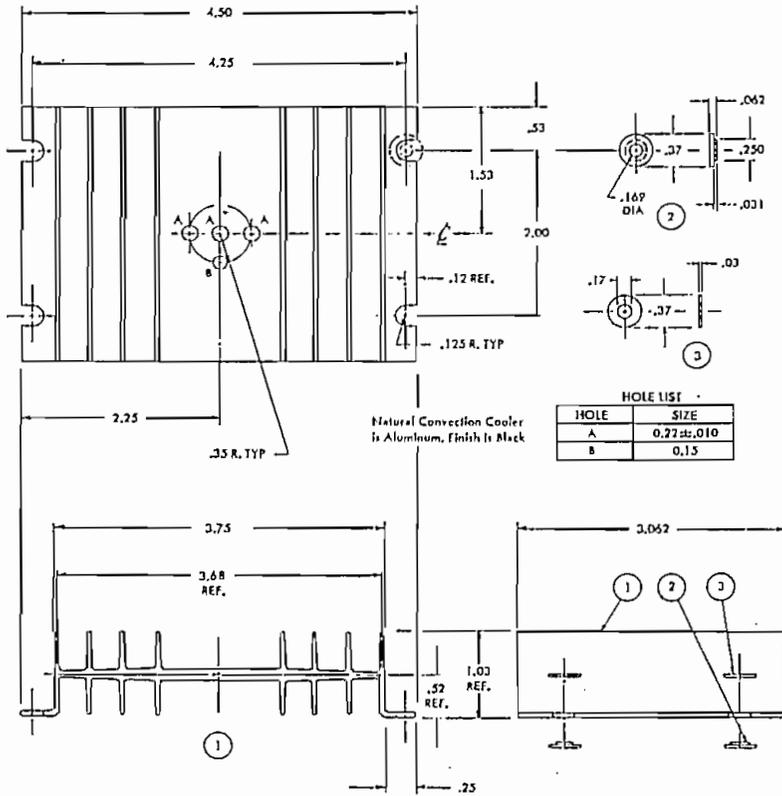
Material	Aluminum Alloy
Finish	Black
Total Surface Area	65 Sq. In. (approx.)
Thermal Resistance	3°C/watt



MS-15 (continued)



Providing cooling by conduction, convection and radiation, the MS-15 Heat Sink, measuring only 4-1/2" by 3-1/16", has thermal dissipation equal to that of a flat sheet of aluminum 10" x 8" x 1/8".



## **ANEXO #6**

**TABLA DE DATOS DE RETARDOS PARA FRECUENCIA DE OPERACION**

ANEXO 6

TABLA DE DATOS DE RETARDOS PARA  
FRECUENCIA DE OPERACION

-----

FRECUENCIA DEL OSCILADOR 8 MHz  
 VALOR MAXIMO DEL REGISTRO TF1 = TF1MX =  $2^{16}-1=65535$   
 PERIODO OSCILADOR 1.25E-07  
 CICLO DE MAQUINA  $T_0*4$   
 CICLO DE INSTRUCCION  $T_0*12$  1.5E-06  
 NUMERO DE CICLOS DE INSTRUCCION PARA RETARDO = TC  
 FRECUENCIA DE OPERACION = FREC  
 REGISTRO TF1 = TF1MX - TC

N	FREC (Hz)	T/6 t1 (SEG)	TC	REGISTRO TF1	REGISTRO TF1 HEX
1	0.235294	0.708333	472,222.22	-406687	196B
2	0.470588	0.354167	236,111.11	-170576	196B
3	0.705882	0.236111	157,407.41	-91872	196B
4	0.941176	0.177083	118,055.56	-52521	196B
5	1.176471	0.141667	94,444.44	-28909	196B
6	1.411765	0.118056	78,703.70	-13169	196B
7	1.647059	0.101190	67,460.32	-1925	196B
8	1.882353	0.088542	59,027.78	6507	196B
9	2.117647	0.078704	52,469.14	13066	3309
10	2.352941	0.070833	47,222.22	18313	4788
11	2.588235	0.064394	42,929.29	22606	584D
12	2.823529	0.059028	39,351.85	26183	6647
13	3.058824	0.054487	36,324.79	29210	721A
14	3.294118	0.050595	33,730.16	31805	7C3C
15	3.529412	0.047222	31,481.48	34054	8505
16	3.764706	0.044271	29,513.89	36021	8C65
17	4.000000	0.041667	27,777.78	37757	937D
18	4.235294	0.039352	26,234.57	39300	9984
19	4.470588	0.037281	24,853.80	40681	9EE9
20	4.705882	0.035417	23,611.11	41924	A3C3
21	4.941176	0.033730	22,486.77	43048	A828
22	5.176471	0.032197	21,464.65	44070	AC26
23	5.411765	0.030797	20,531.40	45004	AFC6
24	5.647059	0.029514	19,675.93	45859	B323
25	5.882353	0.028333	18,888.89	46646	B636
26	6.117647	0.027244	18,162.39	47373	B90C
27	6.352941	0.026235	17,489.71	48045	BBAD
28	6.588235	0.025298	16,865.08	48670	BE1D

29	6.823529	0.024425	16,283.52	49251	C063
30	7.058824	0.023611	15,740.74	49794	C282
31	7.294118	0.022849	15,232.97	50302	C47E
32	7.529412	0.022135	14,756.94	50778	C65A
33	7.764706	0.021465	14,309.76	51225	C819
34	8.000000	0.020833	13,888.89	51646	C9BE
35	8.235294	0.020238	13,492.06	52043	C64A
36	8.470588	0.019676	13,117.28	52418	CCC1
37	8.705882	0.019144	12,762.76	52772	CE24
38	8.941176	0.018640	12,426.90	53108	CF74
39	9.176471	0.018162	12,108.26	53427	DOB2
40	9.411765	0.017708	11,805.56	53729	D1E1
41	9.647059	0.017276	11,517.62	54017	D301
42	9.882353	0.016865	11,243.39	54292	D413
43	10.117647	0.016473	10,981.91	54553	D519
44	10.352941	0.016098	10,732.32	54803	D612
45	10.588235	0.015741	10,493.83	55041	D701
46	10.823529	0.015399	10,265.70	55269	D7E5
47	11.058824	0.015071	10,047.28	55488	D8EF
48	11.294118	0.014757	9,837.96	55697	D991
49	11.529412	0.014456	9,637.19	55898	DA59
50	11.764706	0.014167	9,444.44	56091	DB1A
51	12.000000	0.013889	9,259.26	56276	DBD3
52	12.235294	0.013622	9,081.20	56454	DC85
53	12.470588	0.013365	8,909.85	56625	DD31
54	12.705882	0.013117	8,744.86	56790	DDD6
55	12.941176	0.012879	8,585.86	56949	DE75
56	13.176471	0.012649	8,432.54	57102	DFOE
57	13.411765	0.012427	8,284.60	57250	DFA2
58	13.647059	0.012213	8,141.76	57393	EO31
59	13.882353	0.012006	8,003.77	57531	EOBB
60	14.117647	0.011806	7,870.37	57665	E140
61	14.352941	0.011612	7,741.35	57794	E1C1
62	14.588235	0.011425	7,616.49	57919	E23E
63	14.823529	0.011243	7,495.59	58039	E2B7
64	15.058824	0.011068	7,378.47	58157	E32C
65	15.294118	0.010897	7,264.96	58270	E39E
66	15.529412	0.010732	7,154.88	58380	E40C
67	15.764706	0.010572	7,048.09	58487	E476
68	16.000000	0.010417	6,944.44	58591	E4DE
69	16.235294	0.010266	6,843.80	58691	E543
70	16.470588	0.010119	6,746.03	58789	E5A4
71	16.705882	0.009977	6,651.02	58884	E603
72	16.941176	0.009838	6,558.64	58976	E660
73	17.176471	0.009703	6,468.80	59066	E6BA
74	17.411765	0.009572	6,381.38	59154	E711
75	17.647059	0.009444	6,296.30	59239	E766
76	17.882353	0.009320	6,213.45	59322	E7B9
77	18.117647	0.009199	6,132.76	59402	E80A
78	18.352941	0.009081	6,054.13	59481	E858

79	18.588235	0.008966	5,977.50	59558	E8A5
80	18.823529	0.008854	5,902.78	59632	E8F0
81	19.058824	0.008745	5,829.90	59705	E939
82	19.294118	0.008638	5,758.81	59776	E980
83	19.529412	0.008534	5,689.42	59846	E9C5
84	19.764706	0.008433	5,621.69	59913	EA09
85	20.000000	0.008333	5,555.56	59979	EA4B
86	20.235294	0.008236	5,490.96	60044	EABC
87	20.470588	0.008142	5,427.84	60107	EACB
88	20.705882	0.008049	5,366.16	60169	EB08
89	20.941176	0.007959	5,305.87	60229	EB45
90	21.176471	0.007870	5,246.91	60288	EB80
91	21.411765	0.007784	5,189.26	60346	EBB9
92	21.647059	0.007699	5,132.85	60402	EBF2
93	21.882353	0.007616	5,077.66	60457	EC29
94	22.117647	0.007535	5,023.64	60511	EC5F
95	22.352941	0.007456	4,970.76	60564	EC94
96	22.588235	0.007378	4,918.98	60616	ECC8
97	22.823529	0.007302	4,868.27	60667	ECFA
98	23.058824	0.007228	4,818.59	60716	ED2C
99	23.294118	0.007155	4,769.92	60765	ED5D
100	23.529412	0.007083	4,722.22	60813	ED8C
101	23.764706	0.007013	4,675.47	60860	EDEB
102	24.000000	0.006944	4,629.63	60905	EDE9
103	24.235294	0.006877	4,584.68	60950	EE16
104	24.470588	0.006811	4,540.60	60994	EE42
105	24.705882	0.006746	4,497.35	61038	EE6D
106	24.941176	0.006682	4,454.93	61080	EE98
107	25.176471	0.006620	4,413.29	61122	EEC1
108	25.411765	0.006559	4,372.43	61163	EEEA
109	25.647059	0.006498	4,332.31	61203	EF12
110	25.882353	0.006439	4,292.93	61242	EF3A
111	26.117647	0.006381	4,254.25	61281	EF60
112	26.352941	0.006324	4,216.27	61319	EF86
113	26.588235	0.006268	4,178.96	61356	EFAC
114	26.823529	0.006213	4,142.30	61393	EFD0
115	27.058824	0.006159	4,106.28	61429	EFF4
116	27.294118	0.006106	4,070.88	61464	FO18
117	27.529412	0.006054	4,036.09	61499	FO3A
118	27.764706	0.006003	4,001.88	61533	FO5D
119	28.000000	0.005952	3,968.25	61567	FO7E
120	28.235294	0.005903	3,935.19	61600	FO9F
121	28.470588	0.005854	3,902.66	61632	FOC0
122	28.705882	0.005806	3,870.67	61664	FOE0
123	28.941176	0.005759	3,839.21	61696	FOFF
124	29.176471	0.005712	3,808.24	61727	F11E
125	29.411765	0.005667	3,777.78	61757	F13D
126	29.647059	0.005622	3,747.80	61787	F15B
127	29.882353	0.005577	3,718.29	61817	F178
128	30.117647	0.005534	3,689.24	61846	F195

129	30.352941	0.005491	3,660.64	61874	F1B2
130	30.588235	0.005449	3,632.48	61903	F1CE
131	30.823529	0.005407	3,604.75	61930	F1EA
132	31.058824	0.005366	3,577.44	61958	F205
133	31.294118	0.005326	3,550.54	61984	F220
134	31.529412	0.005286	3,524.05	62011	F23A
135	31.764706	0.005247	3,497.94	62037	F255
136	32.000000	0.005208	3,472.22	62063	F26E
137	32.235294	0.005170	3,446.88	62088	F288
138	32.470588	0.005133	3,421.90	62113	F2A1
139	32.705882	0.005096	3,397.28	62138	F2B9
140	32.941176	0.005060	3,373.02	62162	F2D1
141	33.176471	0.005024	3,349.09	62186	F2D9
142	33.411765	0.004988	3,325.51	62209	F301
143	33.647059	0.004953	3,302.25	62233	F318
144	33.882353	0.004919	3,279.32	62256	F32F
145	34.117647	0.004885	3,256.70	62278	F346
146	34.352941	0.004852	3,234.40	62301	F35C
147	34.588235	0.004819	3,212.40	62323	F372
148	34.823529	0.004786	3,190.69	62344	F378
149	35.058824	0.004754	3,169.28	62366	F39D
150	35.294118	0.004722	3,148.15	62387	F3B2
151	35.529412	0.004691	3,127.30	62408	F3C7
152	35.764706	0.004660	3,106.73	62428	F3DC
153	36.000000	0.004630	3,086.42	62449	F3FO
154	36.235294	0.004600	3,066.38	62469	F404
155	36.470588	0.004570	3,046.59	62488	F418
156	36.705882	0.004541	3,027.07	62508	F42B
157	36.941176	0.004512	3,007.78	62527	F43F
158	37.176471	0.004483	2,988.75	62546	F452
159	37.411765	0.004455	2,969.95	62565	F465
160	37.647059	0.004427	2,951.39	62584	F477
161	37.882353	0.004400	2,933.06	62602	F489
162	38.117647	0.004372	2,914.95	62620	F49C
163	38.352941	0.004346	2,897.07	62638	F4AD
164	38.588235	0.004319	2,879.40	62656	F4BF
165	38.823529	0.004293	2,861.95	62673	F4D1
166	39.058824	0.004267	2,844.71	62690	F4E2
167	39.294118	0.004242	2,827.68	62707	F4F3
168	39.529412	0.004216	2,810.85	62724	F504
169	39.764706	0.004191	2,794.21	62741	F514
170	40.000000	0.004167	2,777.78	62757	F525
171	40.235294	0.004142	2,761.53	62773	F535
172	40.470588	0.004118	2,745.48	62790	F545
173	40.705882	0.004094	2,729.61	62805	F555
174	40.941176	0.004071	2,713.92	62821	F565
175	41.176471	0.004048	2,698.41	62837	F574
176	41.411765	0.004025	2,683.08	62852	F583
177	41.647059	0.004002	2,667.92	62867	F593
178	41.882353	0.003979	2,652.93	62882	F5A2

179	42.117647	0.003957	2,638.11	62897	F5B0
180	42.352941	0.003935	2,623.46	62912	F5BF
181	42.588235	0.003913	2,608.96	62926	F5CE
182	42.823529	0.003892	2,594.63	62940	F5DC
183	43.058824	0.003871	2,580.45	62955	F5EA
184	43.294118	0.003850	2,566.43	62969	F5FB
185	43.529412	0.003829	2,552.55	62982	F606
186	43.764706	0.003808	2,538.83	62996	F614
187	44.000000	0.003788	2,525.25	63010	F621
188	44.235294	0.003768	2,511.82	63023	F62F
189	44.470588	0.003748	2,498.53	63036	F63C
190	44.705882	0.003728	2,485.38	63050	F649
191	44.941176	0.003709	2,472.37	63063	F656
192	45.176471	0.003689	2,459.49	63076	F663
193	45.411765	0.003670	2,446.75	63088	F670
194	45.647059	0.003651	2,434.14	63101	F67C
195	45.882353	0.003632	2,421.65	63113	F689
196	46.117647	0.003614	2,409.30	63126	F695
197	46.352941	0.003596	2,397.07	63138	F6A1
198	46.588235	0.003577	2,384.96	63150	F6AE
199	46.823529	0.003559	2,372.98	63162	F6BA
200	47.058824	0.003542	2,361.11	63174	F6C5
201	47.294118	0.003524	2,349.36	63186	F6D1
202	47.529412	0.003507	2,337.73	63197	F6DD
203	47.764706	0.003489	2,326.22	63209	F6EB
204	48.000000	0.003472	2,314.81	63220	F6F4
205	48.235294	0.003455	2,303.52	63231	F6FF
206	48.470588	0.003439	2,292.34	63243	F70A
207	48.705882	0.003422	2,281.27	63254	F715
208	48.941176	0.003405	2,270.30	63265	F720
209	49.176471	0.003389	2,259.44	63276	F72B
210	49.411765	0.003373	2,248.68	63286	F736
211	49.647059	0.003357	2,238.02	63297	F740
212	49.882353	0.003341	2,227.46	63308	F74B
213	50.117647	0.003326	2,217.01	63318	F755
214	50.352941	0.003310	2,206.65	63328	F760
215	50.588235	0.003295	2,196.38	63339	F76A
216	50.823529	0.003279	2,186.21	63349	F774
217	51.058824	0.003264	2,176.14	63359	F77E
218	51.294118	0.003249	2,166.16	63369	F788
219	51.529412	0.003234	2,156.27	63379	F792
220	51.764706	0.003220	2,146.46	63389	F79C
221	52.000000	0.003205	2,136.75	63398	F7A6
222	52.235294	0.003191	2,127.13	63408	F7AF
223	52.470588	0.003176	2,117.59	63417	F7B9
224	52.705882	0.003162	2,108.13	63427	F7C2
225	52.941176	0.003148	2,098.77	63436	F7CC
226	53.176471	0.003134	2,089.48	63446	F7D5
227	53.411765	0.003120	2,080.27	63455	F7DE
228	53.647059	0.003107	2,071.15	63464	F7E7

229	53.882353	0.003093	2,062.11	63473	F7F0
230	54.117647	0.003080	2,053.14	63482	F7F9
231	54.352941	0.003066	2,044.25	63491	F802
232	54.588235	0.003053	2,035.44	63500	F80B
233	54.823529	0.003040	2,026.70	63508	F814
234	55.058824	0.003027	2,018.04	63517	F81C
235	55.294118	0.003014	2,009.46	63526	F825
236	55.529412	0.003001	2,000.94	63534	F82E
237	55.764706	0.002989	1,992.50	63543	F836
238	56.000000	0.002976	1,984.13	63551	F83E
239	56.235294	0.002964	1,975.83	63559	F847
240	56.470588	0.002951	1,967.59	63567	F84F
241	56.705882	0.002939	1,959.43	63576	F857
242	56.941176	0.002927	1,951.33	63584	F85F
243	57.176471	0.002915	1,943.30	63592	F867
244	57.411765	0.002903	1,935.34	63600	F86F
245	57.647059	0.002891	1,927.44	63608	F877
246	57.882353	0.002879	1,919.60	63615	F87F
247	58.117647	0.002868	1,911.83	63623	F887
248	58.352941	0.002856	1,904.12	63631	F88E
249	58.588235	0.002845	1,896.47	63639	F896
250	58.823529	0.002833	1,888.89	63646	F89E
251	59.058824	0.002822	1,881.36	63654	F8A5
252	59.294118	0.002811	1,873.90	63661	F8AD
253	59.529412	0.002800	1,866.49	63669	F8B4
254	59.764706	0.002789	1,859.14	63676	F8BB
255	60.000000	0.002778	1,851.85	63683	F8C3

---

F U E N T E : AUTOR  
ELABORACION : AUTOR

# **ANEXO #7**

**CIRCUITOS ELECTRICOS**

# **ANEXO #8**

**LISTADO DEL PROGRAMA**

;CPU "8031.TBL"

;ETIQUETA OPC OPER COMENTARIOS

FREC1 EQU 30H ;FRECUENCIA ACTUAL  
TEM1 EQU 31H ;RETARDO PI/6 SEGUN FREC1 BYTE BAJO  
TEM2 EQU 43H ;RETARDO PI/6 SEGUN FREC1 BYTE ALTO  
ESTADO EQU 32H ;CONTADOR ESTADO DE TRANSISTORES  
EST1 EQU 33H  
EST2 EQU 34H  
EST3 EQU 35H  
EST4 EQU 36H  
EST5 EQU 37H  
EST6 EQU 38H  
EST7 EQU 39H  
EST8 EQU 3AH  
EST9 EQU 3BH  
EST10 EQU 3CH  
EST11 EQU 3DH  
EST12 EQU 3EH  
FREC2 EQU 3FH ;FRECUENCIA REQUERIDA FINAL  
FREC3 EQU 40H ;FRECUENCIA ANTERIOR  
FMIN EQU 41H ;FRECUENCIA MINIMA DE OPERACION  
FMAX EQU 42H ;FRECUENCIA MAXIMA DE OPERACION

;\*\*\*\*\*

ORG 0000H  
LJMP INICIO

ORG 0003H ;VECTORIZACION DE RUTINA DE INTERRUPCION INTO  
LJMP INTERUP ;LLAMADA DE RUTINA DE INTERRUPCION

;\*\*\*\*\*

;INICIALIZACION DEL MICROPROCESADOR

ORG 0050H  
INICIO: MOV IP,#03H ;ASIGNA MAXIMA PRIORIDAD A LA INTERRUPCION  
;DEL TIMER0 Y A LA INTERRUPCION EXTERNAO  
MOV TMOD,#12H ;INICIALIZACION DEL TIMER0 EN EL MODO 2  
;Y TIMER1 EN EL MODO 1  
;T0: 8 BITS CON AUTORECARGA  
;T1: 16 BITS, AL EXISTIR SOBREPASAMIENTO TF1=1  
CLR TF0 ;BORRA LA BANDERA DE OVERFLOW DEL TIMER0 (TCON)  
CLR TR0 ;DETIENE LA OPERACION DEL TIMER0  
CLR IT0 ;HABILITACION DE INTERRUPCION EXTERNA POR NIVEL  
;BAJO,BORRAR POR SOFTWARE LUEGO DE LA INTERRUP.  
MOV IE,#83H ;HABILITACION DE LA INTERRUPCION DEL TIMER0  
;Y DE LA INTERRUPCION EXTERNAO  
MOV SP,#50H ;INICIALIZACION DE LA PILA EN AREA SCRATCH PAD  
;PERMITE UTILIZAR TODOS LOS BANCOS DE REGISTROS

-----

;ALMACENO EN LA MEMORIA INTERNA LOS ESTADOS DE LOS TRANSISTORES  
;A PARTIR DE LA DIRECCION 33H

```
MOV     EST1,#0EAH      ;ESTADO 1 DE LOS TRANSISTORES
MOV     EST2,#0EEH      ;ESTADO 2 DE LOS TRANSISTORES
MOV     EST3,#0CEH      ;ESTADO 3 DE LOS TRANSISTORES
MOV     EST4,#0DEH      ;ESTADO 4 DE LOS TRANSISTORES
MOV     EST5,#0DCH      ;ESTADO 5 DE LOS TRANSISTORES
MOV     EST6,#0DDH      ;ESTADO 6 DE LOS TRANSISTORES
MOV     EST7,#0D5H      ;ESTADO 7 DE LOS TRANSISTORES
MOV     EST8,#0F5H      ;ESTADO 8 DE LOS TRANSISTORES
MOV     EST9,#0F1H      ;ESTADO 9 DE LOS TRANSISTORES
MOV     EST10,#0F3H     ;ESTADO 10 DE LOS TRANSISTORES
MOV     EST11,#0E3H     ;ESTADO 11 DE LOS TRANSISTORES
MOV     EST12,#0EBH     ;ESTADO 12 DE LOS TRANSISTORES
```

-----  
;PROGRAMA PRINCIPAL

```
CLR     RS0             ;SELECCION DE BANCO 0 DE REGISTROS
CLR     RS1             ;(00H A 07H)
MOV     ESTADO,#00H     ;PERMITE ACTIVAR EL ESTADO INICIAL EST1
MOV     FRECL,#08H      ;VALOR DE FRECUENCIA INICIAL DE 1.88 Hz
MOV     FMIN,#05H       ;VALOR DE FRECUENCIA MINIMA PERMISIBLE
MOV     FMAX,#0FFH      ;VALOR DE FRECUENCIA MAXIMA PERMISIBLE
LCALL   BUSCAT1         ;SUBROUTINA QUE PERMITE ENCONTRAR EL RETARDO
                          ;REQUERIDO PARA PI/3
```

-----  
;LAZO DE VERIFICACION DE START/STOP

```
MOV     C,P1.6         ;PORTICO P1.6 HABILITACION DE PARO-MARCHA
MOV     C,P1.6         ;PORTICO P1.6: 1=START 0=STOP
MOV     C,P1.6         ;REPITO LECTURA POR EFECTOS DE REBOTE
MOV     C,P1.6
JNC     STOP1
SJMP    START1
STOP1:  LJMP    STOP
```

-----  
START1: LCALL ACTIVAR ;SUBROUTINA QUE PERMITE ACTIVAR LOS TRANSISTORES  
 ;A TRAVES DEL PORTICO 1  
SIGA: LCALL INGRESO ;SUBROUTINA PARA AVERIGUAR EL VALOR DE  
 ;FRECUENCIA REQUERIDO  
 LCALL VARIAF ;SUBROUTINA PARA AVERIGUAR SI EXISTE VARIACION  
 ;DE LA FRECUENCIA REQUERIDA  
 LCALL ACTIVAR ;SUBROUTINA QUE PERMITE ACTIVAR LOS TRANSISTORES  
 ;A TRAVES DEL PORTICO 1  
 LCALL RETART2 ;SUBROUTINA DE RETARDO PARA SEGURIDAD DE TRAN-  
 ;SISTORES (100uS)

-----  
;LAZO DE VERIFICACION DE START/STOP

```
MOV     C,P1.6         ;PORTICO P1.6 HABILITACION DE PARO-MARCHA
MOV     C,P1.6         ;PORTICO P1.6: 1=START 0=STOP
MOV     C,P1.6         ;REPITO LECTURA POR EFECTOS DE REBOTE
MOV     C,P1.6
JNC     STOP2
SJMP    START2
STOP2:  LJMP    STOP
```

-----

```

START2: LCALL  ACTIVAR          ;SUBROUTINA QUE PERMITE ACTIVAR LOS TRANSISTORES
                                           ;A TRAVES DEL PORTICO 1

        SJMP   SIGA

;FIN DE PROGRAMA PRINCIPAL
;-----
;LAZO DE ACTIVIDADES DE STOP
STOP:   MOV     P1,#0FFH          ;APAGADO DE LOS TRANSISTORES PORTICO 1
        MOV     DPTR,#4000H      ;DIRECCION DE SALIDA SCR'S
        MOV     A,#0FFH
        MOVX    @DPTR,A          ;APAGADO DE LOS SCR'S
        MOVX    @DPTR,A
        MOVX    @DPTR,A
        MOVX    @DPTR,A
        MOV     R0,#00H          ;VALOR "00" A SER MOSTRADO EN DISPLAY'S
        LCALL  DISPLAY          ;SUBROUTINA DE SALIDA A DISPLAY'S
        LJMP   INICIO           ;REGRESA AL INICIO

;-----
;SUBROUTINA PARA AVERIGUAR EL VALOR DE FRECUENCIA REQUERIDO
;INPUT=CONVERSOR A/D   OUT=FREC2

INGRESO:MOV    R0,#00H          ;DIRECCION DE LINEA ANALOGICA IN0
        LCALL  INPANAL          ;SUBROUTINA DE INGRESO DE ENTRADAS ANALOGICAS
        MOV     FREC2,R1        ;ALMACENO VALOR DE FREC REQUERIDO EN DIR.3FH
        RET

;-----
;SUBROUTINA PARA INGRESO DE ENTRADAS ANALOGICAS: 8 CANALES
;INPUT=R0 DIRECCION DE LINEA ANALOGICA (00H A 07H)
;OUT=R1 DATO DIGITAL

INPANAL:MOV    DPTR,#1FFFH      ;DIRECCION DEL PORTICO A/D (MENOS UNO)
        MOV     R1,R0           ;DIRECCION DE LINEA ANALOGICA
        INC     R1              ;ACONDICIONO EL VALOR DEL ACUMULADOR PARA EL
                                           ;LAZO SIGUIENTE
DIRANAL:INC     DPTR            ;INCREMENTO DIRECCION DEL PORTICO ANALOGICO
        DJNZ   R1,DIRANAL      ;HASTA QUE A SEA CERO
        MOV     A,#08H          ;NECESARIO UNICAMENTE EN SIMULACION
        MOVX    @DPTR,A        ;DIRECCIONAMIENTO DE LINEA ANALOGICA, PULSO DE
                                           ;ADRESS LATCH ENABLE Y START
        MOV     R2,#01H        ;LAZO DE RETARDO DE 74uS (#03FH)
RETCONV:NOP     ;PUEDO REALIZAR UNAS 30 INSTRUCCIONES DE SER
        DJNZ   R2,RETCONV      ;NECESARIO, ALMACENANDO PUSH Y POP DPTR
NOFINC:MOV     C,P1.7           ;INGRESO DE PULSO END OF CONVERSION
        JNC    NOFINC          ;LAZO DE ESPERA DE PULSO DE FINALIZACION
                                           ;DE CONVERSION
        MOV     A,R0            ;DIRECCION DE LINEA ANALOGICA
        MOVX    A,@DPTR        ;LECTURA DE DATO DIGITAL
        MOV     R1,A           ;RESULTADO EN R1
        RET

;-----
;SUBROUTINA QUE PERMITE ENCONTRAR EL RETARDO REQUERIDO PARA PI/3
;EL DATO DE LA FRECUENCIA DETERMINA LA DIRECCION DEL VALOR DE RETARDO
;INPUT=FREC1   OUT=TEM2 Y TEM1 (TEM2 TEM1)

```

```

BUSCAT1:MOV     A, FREC1           ;RECUPERO EL VALOR DE FRECUENCIA REQUERIDO
          MOV     DPTR, #0B00H     ;DIRECCION DE DATOS DE RETARDOS (BYTE H) A PARTIR
          MOVC    A, @A+DPTR       ;DE 0B00H, SUMANDO EL DATO DE FRECUENCIA
                                     ;DETERMINAMOS EL RETARDO ADECUADO
          MOV     TEM2, A          ;ALMACENO EL DATO DEL RETARDO EN 43H
          MOV     A, FREC1         ;RECUPERO EL VALOR DE FRECUENCIA REQUERIDO
          MOV     DPTR, #0C00H     ;DIRECCION DE DATOS DE RETARDOS (BYTE L) A PARTIR
          MOVC    A, @A+DPTR       ;DE 0C00H, SUMANDO EL DATO DE FRECUENCIA
                                     ;DETERMINAMOS EL RETARDO ADECUADO
          MOV     TEM1, A          ;ALMACENO EL DATO DEL RETARDO EN 31H
          RET

```

```

;-----
; SUBROUTINA QUE PERMITE ACTIVAR LOS TRANSISTORES A TRAVES DE P1
; INPUT=ESTADO (CONTADOR)  OUT=P1 , ESTADO + 1

```

```

ACTIVAR:MOV     A, ESTADO         ;RECUPERO EL CONTADOR DEL ESTADO ACTUAL
          CJNE   A, #0CH, MENOR   ;VEO QUE EL ESTADO ACTUAL SEA MENOR DE 12
          MOV     ESTADO, #00H    ;SI ES IGUAL A 12 HAGO QUE SEA CERO
MENOR:  MOV     A, #33H           ;DIRECCION DEL PRIMER ESTADO
          ADD    A, ESTADO        ;SUMO EL VALOR DEL CONTADOR DEL ESTADO ACTUAL
          MOV     R0, A           ;DIRECCION DEL ESTADO QUE DEBE SER ACTIVADO
          MOV     A, @R0         ;OBTENGO EL ESTADO QUE DEBE SER ACTIVADO
          MOV     P1, A          ;COLOCO EN EL PORTICO 1 EL ESTADO ACTUAL
          INC    ESTADO         ;APUNTO CON EL CONTADOR DE ESTADO AL ESTADO
                                     ;SIGUIENTE
          RET

```

```

;-----
; SUBROUTINA PARA AVERIGUAR SI EXISTE VARIACION DE LA FRECUENCIA REQUERIDA
; SI EXISTE VARIACION DE FREC1, REALIZA VARIACION PASO A PASO CON RETARDOS
; PARA FORMAR LA CARACTERISTICA DE VARIACION
; INPUT= FREC1, FREC2  OUT= FREC1 O FREC1+1 O FREC1-1

```

```

VARIAF: MOV     A, FREC1         ;RECUPERO FRECUENCIA ACTUAL
          CLR    C               ;BORRADO DEL CARRY
          CJNE   A, FREC2, CAMBIO ;COMPARO FREC.ACTUAL CON FREC.REQUERIDA
          SJMP   SALIRA         ;SI SON IGUALES NO HAY CAMBIO DE FRECUENCIA
CAMBIO: JC     AUMEN            ;SI F1<F2 SALTA A AUMEN
          MOV     A, FREC1       ;F2<F1 Y ES NECESARIO DISMINUIR
          CLR    C               ;BORRADO DEL CARRY
          SUBB   A, FMIN         ;COMPARO F ACTUAL CON F MIN PERMISIBLE
                                     ;A-FMIN, A>=FMIN ENTONCES C=0
          JC     SALIRA         ;SALTA SI A<FMIN CON C=1, NO VARIA F
          DEC    FREC1          ;SI F ESTA EN RANGOS NORMALES DISMINUYE F
          SJMP   SALIRB        ;SALTO A SALIRB
AUMEN:  CLR    C               ;BORRADO DEL CARRY
          MOV     A, FREC1       ;RECUPERO VALOR DE F
          SUBB   A, FMAX         ;VERIFICO SI F ES MENOR QUE FMAX
          JNC    SALIRA         ;SALTA SI F>=FMAX CON C=0, NO VARIA F
          INC    FREC1          ;SI F ESTA EN RANGOS NORMALES AUMENTA F
SALIRB: LCALL   BUSCAT1        ;BUSCA RETARDO ADECUADO PARA PI/3
          LCALL  ANALOG         ;INDICA EL VALOR DE F EN EL CONVERTOR D/A
          LCALL  INDICA         ;INDICA EL VALOR DE F EN LOS DISPLAY'S
          LCALL  CARACT         ;UNA VEZ MODIFICADA LA F PERMANECE UN TIEMPO
                                     ;EN DICHO VALOR DE F PARA FORMAR LA CARACTERIS
                                     ;TICA DE VARIACION DE FRECUENCIA
SALIRA: LCALL   RETART1        ;SUBROUTINA DE RETARDO PARA PI/3

```

RET

```
-----  
; SUBROUTINA DE FORMACION DE LA CARACTERISTICA DE VARIACION DE FRECUENCIA  
; RETARDOS DE F=CTE SEGUN EL VALOR DE FRECL  
; INPUT= FRECL, TEM1, ESTADO OUT= P1 CON FRECL=CTE  
  
CARACT: MOV      A, FRECL                ;HAGO CEROS LOS DOS BITS MENOS SIGNIFICATIVOS  
        ANL      A, #0FCH                ;ROTACION DEL ACUMULADOR HACIA DERECHA  
        RR       A                        ;PARA APUNTAR A 256 ESTADOS POSIBLES  
        RR       A                        ;SI ACUMULADOR ES CERO SALTA A INCREMENTARSE  
        JZ       CERO                    ;SI NO ES CERO CONTINUA A NCERO  
        SJMP     NCERO                   ;INCREMENTO DEL ACUMULADOR  
CERO:   INC      A                        ;CARGO R0 PARA DIRECCIONAR A 64 DATOS DE NUMERO  
NCERO:  MOV      R2, A                    ;DE ESTADOS POR CADA (T TOTAL VARIAR)/256  
  
CONST:  LCALL   RETART1                  ;RETARDO DE PI/3  
        LCALL   ACTIVAR                  ;ACTIVADO DE TRANSISTORES ESTADO DE SEGURIDAD  
        LCALL   RETART2                  ;RETARDO DE 100 us  
  
-----  
; LAZO DE VERIFICACION DE START/STOP  
        MOV     C, P1.6                  ;PORTICO P1.6 HABILITACION DE PARO-MARCHA  
        MOV     C, P1.6                  ;PORTICO P1.6: 1=START 0=STOP  
        MOV     C, P1.6                  ;REPITO LECTURA POR EFECTOS DE REBOTE  
        MOV     C, P1.6  
        JNC     STOP3  
        SJMP    START3  
STOP3:  LJMP    STOP  
  
-----  
START3: LCALL   ACTIVAR                  ;ACTIVACION DE TRANSISTORES ESTADO CONDUCCION  
        DJNZ   R2, CONST                  ;HACIA RETARDO DE PI/3  
        RET  
  
-----  
; SUBROUTINA DE ACTIVACION DE LA SALIDA ANALOGICA CON VALOR DE FREQ INSTANTANEA  
; INPUT= FRECL OUT= PORTICO D/A  
  
ANALOG: MOV     R0, FRECL                ;OBTENGO EL VALOR DE F ACTUAL  
        MOV     DPTR, #0A000H            ;DIRECCION DEL PORTICO D/A  
        MOV     A, R0  
        MOVX    @DPTR, A                 ;COLOCO EN EL CONVERTOR D/A EL VALOR DE F  
        MOVX    @DPTR, A  
        MOVX    @DPTR, A  
        MOVX    @DPTR, A  
        RET  
  
-----  
; SUBROUTINA PARA MUESTREAR VALOR DE FRECUENCIA INSTANTANEA EN DISPLAY'S  
  
INDICA: MOV     A, FRECL                ;OBTENGO EL VALOR DE FRECUENCIA ACTUAL  
        MOV     DPTR, #0D00H            ;DIRECCION DE LA TABLA DE DATOS DE CONVERSION  
                                           ;DE 00H-FFH A 0-60 DECIMAL  
        MOVX    A, @A+DPTR              ;EL VALOR HEXADECIMAL CONSTITUYE LA DIRECCION  
                                           ;EN LA TABLA  
        MOV     R0, A                    ;PONGO EL VALOR DECIMAL DE FRECUENCIA EN R0  
        LCALL   DISPLAY                  ;SUBROUTINA DE MUESTREO EN DISPLAY'S  
        RET
```

```

;-----
;SUBROUTINA PARA MANEJO DE LOS DISPLAY'S
;INPUT= R0= DATO A SER MUESTREADO
;R0L= DATO DE UNIDADES EN BCD
;R0H= DATO DE DECENAS EN BCD

```

```

DISPLAY:MOV     A,R0           ;OBTENGO DATO A SER MUESTREADO
            ANL     A,#0FH      ;OBTENGO UNICAMENTE EL DATO DE UNIDADES
            MOV     DPTR,#0E00H  ;DIRECCION TABLA EQUIVALENCIAS BCD-7SEGMENTOS
            MOVC    A,@A+DPTR    ;REALIZO CONVERSION BCD-7SEGMENTOS
            MOV     DPTR,#8000H  ;DIRECCION DE DISPLAY UNIDADES
            MOVX    @DPTR,A      ;MUETREO DATO DE UNIDADES
            MOVX    @DPTR,A
            MOVX    @DPTR,A
            MOVX    @DPTR,A
            MOV     A,R0         ;OBTENGO NUEVAMENTE DATO A SER MUESTREADO
            ANL     A,#0F0H      ;OBTENGO UNICAMENTE EL DATO DE DECENAS
            SWAP    A           ;BITS MAS SIGNIFICATIVOS LOS HAGO MENOS SIGNIF.
            MOV     DPTR,#0E00H  ;DIRECCION TABLA EQUIVALENCIAS BCD-7SEGMENTOS
            MOVC    A,@A+DPTR    ;REALIZO CONVERSION BCD-7SEGMENTOS
            MOV     DPTR,#6000H  ;DIRECCION DE DISPLAY DECENAS
            MOVX    @DPTR,A      ;MUETREO DATO DE DECENAS
            MOVX    @DPTR,A
            MOVX    @DPTR,A
            MOVX    @DPTR,A
            RET

```

```

;-----
;SUBROUTINA DE RETARDO PARA PI/3
;TIMER T1 EN MODO 1 Y REGISTROS R0 Y R1
;INPUT= TEM1

```

```

RETART1:MOV    TL1,TEM1        ;TEMPORIZA DESDE (TEM2 TEM1) HASTA FFFFH EN QUE
            MOV    TH1,TEM2    ;TF1 SE HACE 1 (PUEDEN VARIAR DESDE 00H)
            MOV    TCON,#40H   ;HABILITO EL TEMPORIZADO TIMER 1
RETAT3:  MOV    A,TCON         ;OBTENGO EL REGISTRO TCON EN EL ACUMULADOR
            ANL    A,#80H      ;VERIFICO SI EL REGISTRO TF1 ESTA EN 1
            JZ     RETAT3      ;SALTA SI EL ACUMULADOR ES CERO, REPITE EL
                                ;LAZO HASTA QUE TF1 SEA 1
            RET

```

```

;-----
;SUBROUTINA DE RETARDO PARA SEGURIDAD DE TRANSISTORES (100uS)
;UTILIZAMOS TIMER 1 EN MODO 1

```

```

RETART2:MOV    R0,#02H        ;VALOR A SER DECREMENTADO (VARIA HASTA FFH)
RETART4:MOV    TL1,#013H      ;TEMPORIZA DESDE 0000H HASTA FFFFH EN QUE TF1
            MOV    TH1,#0FFH   ;SE HACE 1 (VARIAN DESDE 00H)
            MOV    TCON,#40H   ;HABILITO EL TEMPORIZADO
RETART3:MOV    A,TCON         ;OBTENGO EL REGISTRO TCON EN EL ACUMULADOR
            ANL    A,#80H      ;VERIFICO SI EL REGISTRO TF1 ESTA EN 1
            JZ     RETART3      ;SALTA SI EL ACUMULADOR ES CERO, REPITE EL
                                ;LAZO HASTA QUE TF0 SEA 1
            DJNZ   R0,RETART4  ;DECREMENTA R0, SALTA SI NO ES 0
            RET

```

;SUBROUTINA DE INTERRUPCION

```
ORG 0A00H
INTERUP:MOV P1,#0FFH ;APAGADO DE LOS TRANSISTORES
MOV DPTR,#4000H ;DIRECCION DEL PORTICO DE LOS SCR'S
MOV A,#0FFH
MOVX @DPTR,A ;APAGADO DE LOS SCR'S
MOVX @DPTR,A
MOVX @DPTR,A
MOVX @DPTR,A
MOV R0,#0AAH ;EN R0 PONGO MENSAJE "EE"
LCALL DISPLAY ;INDICACION EN DISPLAY'S
REVISAR:SJMP REVISAR
```

;\*\*\*\*\*

;TABLA DE RETARDOS ADECUADOS PARA PI/3 SEGUN LA FREC REQUERIDA

;BYTE ALTO

```
ORG 0B00H
DB 019h,019h,019h,019h,019h,019h,019h,019h,019H,033h,047h,058h
DB 066H,072h,07ch,085h
DB 08CH,093H,099H,09EH,0A3H,0A8H,0ACH,0AFH,0B3H,0B6H,0B9H,0BBH
DB 0BEH,0C0H,0C2H,0C4H
DB 0C6H,0C8H,0C9H,0C6H,0CCH,0CEH,0CFH,0D0H,0D1H,0D3H,0D4H,0D5H
DB 0D6H,0D7H,0D7H,0D8H
DB 0D9H,0DAh,0DBh,0DBh,0DCh,0DDh,0DDh,0DEh,0DFH,0DFh,0E0h,0E0h
DB 0E1H,0E1h,0E2h,0E2h
DB 0E3H,0E3H,0E4H,0E4H,0E4H,0E5H,0E5H,0E6H,0E6H,0E6H,0E7H,0E7H
DB 0E7H,0E8H,0E8H,0E8H
DB 0E8H,0E9H,0E9H,0E9H,0EAH,0EAH,0EAH,0EAH,0EBH,0EBH,0EBH,0EBH
DB 0EBH,0ECH,0ECH,0ECH
DB 0ECh,0ECh,0EDh,0EDh,0EDh,0EDh,0EDh,0EEh,0EEH,0EEh,0EEh,0EEh
DB 0EEH,0EFh,0EFh,0EFh
DB 0EFH,0EFH,0EFH,0EFH,0F0H,0F0H,0F0H,0F0H,0F0H,0F0H,0F0H,0F0H
DB 0F1H,0F1H,0F1H,0F1H
DB 0F1H,0F1H,0F1H,0F1H,0F2H,0F2H,0F2H,0F2H,0F2H,0F2H,0F2H,0F2H
DB 0F2H,0F2H,0F3H,0F3H
DB 0F3h,0F3h,0F3h,0F3h,0F3h,0F3h,0F3h,0F3h,0F3H,0F3h,0F4h,0F4h
DB 0F4H,0F4h,0F4h,0F4h
DB 0F4H,0F4H,0F4H,0F4H,0F4H,0F4H,0F4H,0F4H,0F5H,0F5H,0F5H,0F5H
DB 0F5H,0F5H,0F5H,0F5H
DB 0F5H,0F5H,0F5H,0F5H,0F5H,0F5H,0F5H,0F5H,0F5H,0F6H,0F6H,0F6H
DB 0F6H,0F6H,0F6H,0F6H
DB 0F6h,0F6h,0F6h,0F6h,0F6h,0F6h,0F6h,0F6h,0F6H,0F6h,0F6h,0F6h
DB 0F6H,0F6h,0F7h,0F7h
DB 0F7H,0F7H,0F7H,0F7H,0F7H,0F7H,0F7H,0F7H,0F7H,0F7H,0F7H,0F7H
DB 0F7H,0F7H,0F7H,0F7H
DB 0F7H,0F7H,0F7H,0F7H,0F7H,0F7H,0F8H,0F8H,0F8H,0F8H,0F8H
DB 0F8H,0F8H,0F8H,0F8H
DB 0F8H,0F8H,0F8H,0F8H,0F8H,0F8H,0F8H,0F8H,0F8H,0F8H,0F8H,0F8H
DB 0F8H,0F8H,0F8H,0F8H
```

;TABLA DE RETARDOS ADECUADOS PARA PI/3 SEGUN LA FREC REQUERIDA

;BYTE BAJO

```
ORG 0C00H
DB 06BH,06BH,06BH,06BH,06BH,06BH,06BH,06BH,06BH,06BH,009H,088H,04DH
```

```

DB      047H, 01AH, 03CH, 005H
DB      065H, 07DH, 084H, 0E9H, 0C3H, 028H, 026H, 0C6H, 023H, 036H, 00CH, 0ADH
DB      01DH, 063H, 082H, 07EH
DB      05AH, 019H, 0BEH, 04AH, 0C1H, 024H, 074H, 0B2H, 0E1H, 001H, 013H, 019H
DB      012H, 001H, 0E5H, 0BFH
DB      091H, 059H, 01AH, 0D3H, 085H, 031H, 0D6H, 075H, 00EH, 0A2H, 031H, 0BBH
DB      040H, 0C1H, 03EH, 0B7H
DB      02CH, 09EH, 00CH, 076H, 0DEH, 043H, 0A4H, 003H, 060H, 0BAH, 011H, 066H
DB      0B9H, 00AH, 058H, 0A5H
DB      0F0H, 039H, 080H, 0C5H, 009H, 04BH, 08CH, 0CBH, 008H, 045H, 080H, 0B9H
DB      0F2H, 029H, 05FH, 094H
DB      0C8H, 0FAH, 02CH, 05DH, 08CH, 0BBH, 0E9H, 016H, 042H, 06DH, 098H, 0C1H
DB      0EAH, 012H, 03AH, 060H
DB      086H, 0ACH, 0D0H, 0F4H, 018H, 03AH, 05DH, 07EH, 09FH, 0C0H, 0E0H, 0FFH
DB      01EH, 03DH, 05BH, 078H
DB      095H, 0B2H, 0CEH, 0EAH, 005H, 020H, 03AH, 055H, 06EH, 088H, 0A1H, 0B9H
DB      0D1H, 0E9H, 001H, 018H
DB      02FH, 046H, 05CH, 072H, 088H, 09DH, 0B2H, 0C7H, 0DCH, 0F0H, 004H, 018H
DB      02BH, 03FH, 052H, 065H
DB      077H, 089H, 09CH, 0ADH, 0BFH, 0D1H, 0E2H, 0F3H, 004H, 014H, 025H, 035H
DB      045H, 055H, 065H, 074H
DB      083H, 093H, 0A2H, 0B0H, 0BFH, 0CEH, 0DCH, 0EAH, 0F8H, 006H, 014H, 021H
DB      02FH, 03CH, 049H, 056H
DB      063H, 070H, 07CH, 089H, 095H, 0A1H, 0AEH, 0BAH, 0C5H, 0D1H, 0DDH, 0E8H
DB      0F4H, 0FFH, 00AH, 015H
DB      020H, 02BH, 036H, 040H, 04BH, 055H, 060H, 06AH, 074H, 07EH, 088H, 092H
DB      09CH, 0A6H, 0AFH, 0B9H
DB      0C2H, 0CCH, 0D5H, 0DEH, 0E7H, 0F0H, 0F9H, 002H, 00BH, 014H, 01CH, 025H
DB      02EH, 036H, 03EH, 047H
DB      04FH, 057H, 05FH, 067H, 06FH, 077H, 07FH, 087H, 08EH, 096H, 09EH, 0A5H
DB      0ADH, 0B4H, 0BBH, 0C3H

```

;TABLA DE CONVERSION 00H - FFH A 0-60B PARA INDICACION DE FRECUENCIA  
;DATOS PARES DE VALORES DE 0 A 9, DECENAS-UNIDADES

```

ORG      0D00H
DB      01H, 01H, 01H, 01H, 01H, 01H, 01H, 02H, 02H, 02H, 02H, 03H, 03H, 03H, 03H, 04H
DB      04H, 04H, 04H, 04H, 05H, 05H, 05H, 05H, 06H, 06H, 06H, 06H, 07H, 07H, 07H, 07H
DB      08H, 08H, 08H, 08H, 08H, 09H, 09H, 09H, 09H, 10H, 10H, 10H, 10H, 11H, 11H, 11H
DB      11H, 12H, 12H, 12H, 12H, 12H, 13H, 13H, 13H, 13H, 14H, 14H, 14H, 14H, 15H, 15H
DB      15H, 15H, 16H, 16H, 16H, 16H, 16H, 17H, 17H, 17H, 17H, 18H, 18H, 18H, 18H, 19H
DB      19H, 19H, 19H, 20H, 20H, 20H, 20H, 20H, 21H, 21H, 21H, 21H, 22H, 22H, 22H, 22H
DB      23H, 23H, 23H, 23H, 24H, 24H, 24H, 24H, 24H, 25H, 25H, 25H, 25H, 26H, 26H, 26H
DB      26H, 27H, 27H, 27H, 27H, 28H, 28H, 28H, 28H, 28H, 29H, 29H, 29H, 29H, 30H, 30H
DB      30H, 30H, 31H, 31H, 31H, 31H, 32H, 32H, 32H, 32H, 32H, 33H, 33H, 33H, 33H, 34H
DB      34H, 34H, 34H, 35H, 35H, 35H, 35H, 36H, 36H, 36H, 36H, 36H, 37H, 37H, 37H, 37H
DB      38H, 38H, 38H, 38H, 39H, 39H, 39H, 39H, 40H, 40H, 40H, 40H, 40H, 41H, 41H, 41H
DB      41H, 42H, 42H, 42H, 42H, 43H, 43H, 43H, 43H, 44H, 44H, 44H, 44H, 44H, 45H, 45H
DB      45H, 45H, 46H, 46H, 46H, 46H, 47H, 47H, 47H, 47H, 48H, 48H, 48H, 48H, 48H, 49H
DB      49H, 49H, 49H, 50H, 50H, 50H, 50H, 51H, 51H, 51H, 51H, 52H, 52H, 52H, 52H, 52H
DB      53H, 53H, 53H, 53H, 54H, 54H, 54H, 54H, 55H, 55H, 55H, 55H, 56H, 56H, 56H, 56H
DB      56H, 57H, 57H, 57H, 57H, 57H, 58H, 58H, 58H, 58H, 59H, 59H, 59H, 59H, 60H, 60H, 60H

```

;TABLA DE VALORES DE CONVERSION BCD - 7SEGMENTOS

```

ORG      0E00H

```

DB 0C0H, 0F9H, 0A4H, 0B0H, 099H, 092H, 082H, 0F8H, 080H, 090H, 086H

END

# **ANEXO #9**

**INSTRUCTIVO DE OPERACION**

## ANEXO #9 MANUAL DE OPERACION

- 1.- Conectar voltaje de alimentación 220VAC a la entrada a los fusibles F3.1 y F3.2. Activar protección térmica e4.1 y e4.2.
- 2.- Verificar voltaje de polarización VCC = +5VDC tarjeta U13. Led de señalización rojo.
- 3.- Verificar voltajes de polarización de cada una de las tarjetas U1 a U6. Vcc=+5VDC Led D9 rojo, Vdd=+9VDC Led D10 verde.
- 4.- Conectar voltaje Vd para el circuito de potencia a la entrada a la protección térmica e1.1 y e1.2.
- 5.- Verificar funcionamiento de ventilador de refrigeración de transistores de potencia.
- 6.- Los display's de la tarjeta de control principal U14 deben indicar el valor "00".
- 7.- Presionar el pulsante "Start". El inversor empieza a operar desde una frecuencia de 3Hz, este valor empieza a incrementarse hasta el valor de frecuencia de operación requerido.
- 8.- Para incrementar la frecuencia de operación presione el pulsante +frec.
- 9.- Para decrementar la frecuencia de operación presione el pulsante -frec.
- 9.- En caso de avería, el equipo muestra el mensaje de error "EE". Una vez corregida la avería es necesario presionar el pulsante "Reset". El equipo dispone de protecciones electrónicas de sobrecorriente para cada uno de los transistores de potencia, así como de detección de falla en cada una de las tarjetas de disparo.