

105  
21



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA  
DE MÉXICO  
FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES  
CUAUTITLÁN

"IMPLEMENTACION Y ESTUDIO BREVE DE LOS  
CICLOCONVERTIDORES (CONVERTIDORES DE  
FRECUENCIA) PARA MOTORES DE CORRIENTE  
ALterna DE LABORATORIO DE 1/4 DE HP.  
4 POLOS DE 127 VCA Y 208 VCA."

**T E S I S**  
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:  
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA  
P R E S E N T A :  
**DANIEL MARINO ARROYO**

ASESOR: ING. JORGE BUENDIA GOMEZ

CUAUTITLÁN IZCALLI, EDO. MEX.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

1997



Universidad Nacional  
Autónoma de México



**UNAM – Dirección General de Bibliotecas**  
**Tesis Digitales**  
**Restricciones de uso**

**DERECHOS RESERVADOS ©**  
**PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.



UNIVERSIDAD NACIONAL  
AVENIDA DE  
MEXICO

FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES CUAUTITLAN  
UNIDAD DE LA ADMINISTRACION REGULAR  
DEPARTAMENTO DE EXAMENES PROFESIONALES

UNIVERSIDAD NACIONAL  
FACULTAD DE ESTUDIOS  
SUPERIORES CUAUTITLAN



ASUNTO: VOTOS APROBATORIOS

DR. JAIME KELLER TORRES  
DIRECTOR DE LA FEB-CUAUTITLAN  
P R E S E N T E .

DEPARTAMENTO DE  
EXAMENES PROFESIONALES

AT'N: Ing. Rafael Rodríguez Ceballos  
Jefe del Departamento de Exámenes  
Profesionales de la F.E.S. - C.

Con base en el art. 28 del Reglamento General de Exámenes, nos permitimos comunicar a usted que revisamos la TESIS TITULADA:  
"Implementación y estudio breve de los cicloconvertidores (convertidores de frecuencia) para motores de corriente alterna de laboratorio de 1/4 de hp. 4 polos de 127 vca. y 208 vca."

que presenta el pasante: Marino Arroyo Daniel  
con número de cuenta: 9057183-1 para obtener el TITULO de:  
Ingeniero Mecánico Electricista

Considerando que dicha tesis reúne los requisitos necesarios para ser discutida en el EXAMEN PROFESIONAL correspondiente, otorgamos nuestro VOTO APROBATORIO.

A Y E N T A M E N T E .  
"POR MI RAZA HABLARA EL ESPIRITU"  
Cuautitlán Izcalli, Edo. de Méx., a 12 de septiembre de 1996.

PRESIDENTE Ing. Javier Hernández Vega  
VOCAL Ing. Detaban Corona Escabilla  
SECRETARIO Ing. Jorge Buendía Gómez  
PRIMER SUPLENTE Ing. Juan González Vega  
SEGUNDO SUPLENTE Ing. Víctor Hugo Landa Orozco

*J Keller*  
*Rodríguez*  
*[Firma]*  
*[Firma]*

Doy de todo corazón gracias a mi Dios que me permitió llegar hasta ésta etapa de mi vida y le pido me siga guiando como lo ha hecho todos los días.

A mi Papá, Josué Marino García, por darme siempre su apoyo en todos los sentidos, y por su gran fortaleza que corrige y aconseja. Gracias.

A mi Mamá, Lea Arroyo de Marino, por su gran amor insuperable a toda costa, sus consejos, sus oraciones y dedicación.

**A mis hermanos Josué, Lea e Isaac  
que me han ayudado en mis problemas y  
demostrado su amor.**

**Con todo mi cariño a Elia Ruth  
quien ha sido parte de muchas de mis  
alegrías.**

**No puedo dejar de reconocer el apoyo  
completo para la realización de éste proyecto  
al Ingeniero Jorge Buendía Gómez quien a  
sigo a demás de un excelente profesor un gran  
amigo.**

## ÍNDICE DE LA TESIS:

|  | <b>Página.</b> |
|--|----------------|
| Prólogo  | 1              |
| <b>CAPÍTULO I</b>  |                |
| <b>BASES TEÓRICAS ELECTRÓNICAS DE LOS ELEMENTOS DE POTENCIA (TIRISTORES) Y CICLOCONVERTIDORES.</b> |                |
| • Comentarios:   | 3              |
| • Tiristor.  | 4              |
| • Características que se deben considerar del SCR  | 4              |
| • Introducción al estudio de los cicloconvertidores:   | 6              |
| 1 - El modo libre de corriente circulante  | 7              |
| 2.- El modo de corriente circulante  | 7              |
| <b>CAPÍTULO II</b>   |                |
| <b>BASES TEÓRICAS ELÉCTRICAS DE LOS MOTORES SÍNCRONOS Y DE LOS MOTORES DE INDUCCIÓN.</b>           |                |
| <b>A) - MÁQUINAS SÍNCRONAS:</b>  |                |
| • Introducción.  | 9              |
| <b>EFFECTOS EN LAS CARACTERÍSTICAS DE ÉSTOS MOTORES AL VARIAR SU FRECUENCIA DE ALIMENTACIÓN.</b>   | 10             |
| • Par de carga de una máquina síncrona por fase.   | 10             |
| • Valor efectivo de voltaje generado en los conductores de una máquina síncrona (egp)              | 10             |
| • Voltaje por fase suministrado a la máquina síncrona (vp).  | 12             |
| • Reactancia síncrona ( $X_s$ ).   | 12             |
| • Seno del ángulo del par (sen t).   | 13             |
| • Diagrama fasorial.   | 13             |
| • ¿Por qué máquinas síncronas y no máquinas asíncronas o de inducción?                             | 15             |
| • Pérdidas magnéticas en las máquinas síncronas.   | 17             |
| <b>B) .- MÁQUINAS DE INDUCCIÓN:</b>  |                |
| • Análisis del par desarrollado en el rotor al variar su frecuencia de alimentación.               | 18             |

### **CAPITULO III**

#### **ESTUDIO DE LAS ARMÓNICAS DE LOS CICLOCONVERSORES.**

|   |    |
|---|----|
| • Desventajas de las armónicas.   | 22 |
| • El análisis básico del problema y la aproximación empleada.   | 22 |
| • Derivación de la fórmula general para formas de onda de tres pulsos para cualquier Método de control de los ángulos de disparo. | 23 |
| • Modo de corriente circulante  | 26 |
| • Modo libre de corriente circulante:   | 28 |
| • Series de armónicas para la forma de onda del voltaje de salida para seis pulsos.   | 31 |
| • Modo de corriente circulante:   | 31 |
| • Modo libre de corriente circulante:   | 32 |
| • Orden de las armónicas para diferentes tipos de cicloconvertidores.   | 32 |

### **CAPÍTULO IV**

#### **BASES TEÓRICAS DE LOS CONVERTIDORES DE FRECUENCIA CON CONTROL ESTÁTICO ELECTRÓNICO.**

|   |    |
|---|----|
| • Introducción.   | 34 |
| • Clasificación de los cicloconvertidores.  | 35 |
| • Utilización de los diferentes tipos de cicloconvertidores.  | 36 |
| • Circuitos comunes de los cicloconvertidores   | 37 |
| • Las máquinas de Corriente directa vs. los cicloconvertidores.   | 38 |
| • Ventajas e inconvenientes.  | 39 |
| • Circunstancias en que se aplican principalmente los cicloconvertidores.                                     | 40 |
| • Análisis de la construcción y forma de onda de salida (ideal) de un cicloconvertidor de 3 pulsos ( $q=3$ ). | 40 |
| • Análisis de la construcción y forma de onda de salida (ideal) de un cicloconvertidor de 6 pulsos ( $q=6$ ). | 42 |
| • Salida (idealizada) trifásica de un sistema cicloconvertidor de 3 pulsos.                                   | 45 |
| • Ángulos de disparo no estático.   | 48 |
| • Reducción del voltaje promedio de salida para distintos ángulos de disparo.                                 | 49 |

## CAPÍTULO V

### IMPLEMENTACIÓN DE SISTEMAS DE CICLOCONVERTIDORES PARA CARGA MONOFÁSICA O TRIFÁSICA EMPLEANDO UN MICROCONTROLADOR INTEL D8749H.

|   |    |
|---|----|
| • Comentarios.  | 51 |
| • Alimentación.   | 51 |
| • Etapa sensora.  | 52 |
| • Nota importante acerca de la secuencia de fases y la inversión de ésta secuencia. | 54 |
| • Etapa multiplicadora de frecuencia.   | 56 |

### DISEÑO DEL CONTROL DE DISPARO DE LOS SCR'S DE LOS CICLOCONVERSORES IMPLEMENTADOS EMPLEANDO EL MICROCONTROLADOR D8749H.

|   |    |
|---|----|
| • Comentarios.  | 59 |
| • Justificación del uso del microcontrolador Intel D8749H.  | 59 |
| • Descripción general del microcontrolador Intel D8749H.  | 61 |
| • Reloj.  | 62 |
| • Reset.  | 66 |
| • Programación del microcontrolador y consideraciones sobre la implementación física de los distintos cicloconvertidores. | 67 |
| 1.- Análisis del programa del cicloconversor de 3 pulsos para carga monofásica con ángulo contante de disparo.            | 69 |
| • Manejo del compilador.  | 69 |
| 2.- Análisis del programa del cicloconversor de 3 pulsos para carga monofásica con variación del ángulo de disparo.       | 73 |
| 3.- Análisis del programa del cicloconversor de 6 pulsos para carga monofásica con ángulo de disparo constante.           | 77 |
| 4.- Análisis del programa del cicloconversor de 6 pulsos para carga monofásica con variación del ángulo de disparo.       | 84 |
| 5.- Análisis del programa del cicloconversor de 3 pulsos para carga trifásica con variación del ángulo de disparo.        | 90 |
| • Etapa amplificadora.  | 95 |
| • Etapa de potencia.  | 96 |
| 1.- Interfase de potencia.  | 96 |
| 2.- Construcción de los circuitos de SCR's para los diferentes cicloconvertidores.  | 97 |



## **CAPÍTULO VI**

### **RESULTADOS DE LAS PRUEBAS A LOS CICLOCONVERTIDORES IMPLEMENTADOS.**

|   |     |
|---|-----|
| • Costos de implementación.   | 100 |
| • Resultados prácticos - reales del proyecto.   | 102 |
| • Aplicación a la carga monofásica con cicloconversor de 3 pulsos.                                    | 103 |
| • Aplicación a la carga monofásica con cicloconversor de 6 pulsos.                                    | 105 |
| • Aplicación a la carga trifásica con cicloconversor de 3 pulsos.                                     | 109 |
| • Breve estudio sobre el uso de tales dispositivos en la industria mexicana de la zona metropolitana. | 113 |

|                     |            |
|---------------------|------------|
| <b>CONCLUSIONES</b> | <b>115</b> |
|---------------------|------------|

#### **APÉNDICE A**

|                                       |     |
|---------------------------------------|-----|
| HOJAS TÉCNICAS DEL MCS - 48 DE INTEL. | 117 |
|---------------------------------------|-----|

#### **APÉNDICE B**

|   |     |
|---|-----|
| INSTRUCCIONES Ó MNEMÓNICOS EMPLEADOS PARA LA REALIZACIÓN DE LOS PROGRAMAS EN ENSAMBLADOR DEL MICROCONTROLADOR INTEL D8749H. | 122 |
|---|-----|

#### **APÉNDICE C**

|  |     |
|--|-----|
| CARACTERÍSTICAS QUE SE DEBEN CONSIDERAR DEL SCR Y HOJAS TÉCNICAS DE LOS ELEMENTOS DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA EMPLEADOS . | 131 |
|--|-----|

|                      |            |
|----------------------|------------|
| <b>BIBLIOGRAFÍA.</b> | <b>140</b> |
|----------------------|------------|

## PRÓLOGO.

En México actualmente se ha desarrollado un gran avance en el empleo de la electrónica para diferentes fines, sin embargo entre los sectores menos desarrollados en nuestro país por sus costos y desconocimiento se encuentran los controles electrónicos de potencia eléctrica.

Autores extranjeros analizan grandes ventajas del control de la velocidad de los motores sincrónicos y su ganancia en par a velocidad constante a pesar de su carga. Así como el control de los motores asincrónicos y de corriente directa por medios electrónicos a los que muchas veces se les ha denominado controles estáticos ó de estado sólido (refiriéndose a que no existe movimiento físico de las partes electrónicas involucradas).

Por medio de la electrónica de potencia se controla a la fecha la velocidad, el calentamiento y sobrecalentamiento, la protección contra sobrecorriente y sobrevoltajes, y demás características de las máquinas eléctricas de cualquier potencia y magnitud.

Entre los diferentes formas que se han desarrollado en la electrónica de potencia para controlar la velocidad de máquinas de corriente alterna (tanto sincrónicas como asincrónicas) existe el control por medio del cicloconvertidor ó convertidor de frecuencia.

Los cicloconvertidores o también llamados cicloconvertidores controlan la velocidad de las máquinas de corriente alterna variando su frecuencia de alimentación basados en la ecuación de la velocidad sincrónica ( $\omega_s = 120 \times f / P$ ). Desarrollaremos en el capítulo II de esta tesis la base teórica eléctrica de la cual parten los cicloconvertidores.

Los cicloconvertidores son pues dispositivos electrónicos que a partir de una señal trifásica de una frecuencia de entrada determinada  $f_0$  (60 Hz normalmente) y por medio de una serie de elementos electrónicos de potencia llamados Tiristores varían la frecuencia hasta una frecuencia de salida  $f_1$  que comúnmente será tres veces menor (en promedio) de la señal de entrada ( $f_1 = f_0/3$ ).

Con el surgimiento de los tiristores llamados SCR's y su capacidad de servir como "interruptor de potencia" controlados por una compuerta llamada de disparo, fragmentos de voltaje convenientes de las tres señales monofásicas serán tomadas para generar una nueva señal eléctrica con una frecuencia distinta y siempre menor a la de la señal trifásica. El capítulo I explicará la operación de éstos SCR's y otros circuitos que se consideran de electrónica de potencia que nos servirán para implementar un cicloconvertidor.

Existen varios tipos de cicloconvertidores y en el capítulo IV hacemos un breve estudio de las clasificaciones dentro de los mismos cicloconvertidores y las características generales de cada una de ellas incluyendo obviamente los cicloconvertidores llamados de conmutación natural que se implementarán.

Se describirá a lo largo capítulo IV y V, las características del cicloconvertidor; funcionamiento, variación de frecuencia, construcción, resultados en vacío cuando se aplica el cicloconvertidor a una máquina eléctrica y a una carga resistiva, ventajas y desventajas reales de su implementación etc. así como las bases teóricas de los elementos empleados en ello, contando para ello con todas las herramientas aprendidas en las clases de la carrera de I.M.E.

Es pues en el capítulo V que se diseñará y se implementará un circuito de disparo para los SCR's que forman parte del convertidor de frecuencia empleando como elemento principal del control un solo circuito integrado que será el cerebro del dispositivo y que es un microcontrolador.

Se justificará en este capítulo el por qué de su empleo por sobre otros métodos, como una computadora personal por ejemplo, ya que éste es en esencia una pequeñísima computadora en cuanto a que contiene CPU y memorias RAM y ROM para poder desarrollar un proceso controlado y de nivel sencillo.

Amplio desarrollo de la tesis se encontrará en este tema ya que en la gran mayoría de los proyectos de controles electrónicos de potencia emplean un microcontrolador como lo es el D8749H de Intel que se utilizará en esta tesis o algún otro dispositivo controlador como un microprocesador o computadora industrial o PLC, etc. por la simplicidad del control que se genera al sustituir una serie de elementos de Hardware por un solo programa controlador.

Conoceremos los elementos de que consta y las partes empleadas del microcontrolador D8749H perteneciente a la familia de microcontroladores MCS 48 de Intel y también comentaremos acerca del mercado de éstos dispositivos en México.

Como último punto de esta tesis se desarrollará un estudio breve sobre la perspectiva de esta rama en México y ¿qué tanta aceptación por costo y aplicación tienen tanto las máquinas sincrónicas como el control electrónico de potencia? como es el caso del control de frecuencia estático - electrónico que se presentará al final de esta tesis. Tratando de alentar al uso de éstos elementos en la industria mexicana por las ventajas que presenta sobre todo en cuanto a su eficiencia.

## **CAPITULO I**

### **BASES TEÓRICAS ELECTRÓNICAS DE LOS ELEMENTOS DE POTENCIA (TIRISTORES) Y CICLOCONVERTIDORES.**

#### **COMENTARIOS:**

Dentro de la electrónica de potencia; es decir, dentro los elementos que controlan de manera electrónica circuitos o sistemas cuyos valores nominales de alimentación van desde unos 125 vca. hasta 10000 Volts y desde 0.5 Amp. hasta 4150 Amp.<sup>1</sup> el Tiristor es el elemento más común y el de más utilización dentro de éste ámbito. Fue el primero en desarrollarse y se le concibe como un interruptor unidireccional controlable basado en el semiconductor Silicio que rectifican (conversión de corriente alterna a directa), invierten (conversión de directa a alterna) y regulan el flujo de potencia (controlando el porcentaje de voltaje de entrada).

En realidad los autores no se ponen de acuerdo y unos consideran al SCR (Rectificador Controlado de Silicio) como el Tiristor y otros consideran a los Tiristores como toda la familia de control de Potencia (SUS, UJT, Diacs, Triacs) e inclusive los elementos cuya función se basa en la energía luminosa (Fototransistores y Fotoacopladores).

No es uno de los objetivos de la Tesis describir los detalles físicos de fabricación de todos los elementos de la electrónica de potencia y las características de operación de cada uno de ellos pero si se tendrá un análisis general de los SCR's para tener claros algunos aspectos empleados en la operación y manejo de éstos elementos en el proyecto del cicloconvertidor.

La principal operación y uso de éstos elementos se encuentra en el control de las máquinas rotatorias ya sea de Corriente Alterna o de Corriente Directa; controlando potencias desde 100 W hasta valores superiores a 100 MW con SCR cuyos valores nominales pueden ser de 10000 Volts y 400 Amp. que nos describe un dispositivo capaz de manejar 1.3 MW. Algunos tienen respuestas de corte tan rápidas como 15  $\mu$ s aproximadamente a 1khz de frecuencia de conmutación.

---

<sup>1</sup> Sin embargo cabe hacer mención que los Elementos que controlan los voltajes más altos generalmente no controlan las corrientes más altas y viceversa.

## **TIRISTOR.**

Es un dispositivo de 4 capas de material semiconductor (2 Tipo P y 2 tipo N intercaladas) con 3 terminales: Ánodo (conectado a una capa positiva) y Cátodo (conectado a una capa negativa) que permitirán poner el dispositivo en estado de conducción y una tercer terminal llamada comúnmente Compuerta que podría determinar el momento cuando éste empezará a conducir (porque existen otras circunstancias que también producen la conducción del dispositivo).

De manera sencilla se considerará al Tiristor como un Diodo que puede manejar altos voltajes y corrientes pero con la enorme diferencia que éste puede controlar la conducción cuando está polarizado directamente; es decir, que aunque esté polarizado directamente, el SCR no conduce a menos que se encuentre una señal de disparo en la compuerta; ésta es la manera óptima de operación del SCR.

En el proyecto de ésta Tesis es importante el hecho o la característica de que el SCR no conducirá si se encuentra polarizado inversamente; esto es, que no necesitaremos un circuito que produzca el corte en el Tiristor (Conmutación Forzada) ya que en la corriente alterna en el circuito que presentaremos los SCR's se presentaran siempre para manejar un semiciclo positivo y se pasará al estado de corte en el ciclo negativo;<sup>2</sup> retomaré el tema en capítulos siguientes.

## **CARACTERÍSTICAS QUE SE DEBEN CONSIDERAR DEL SCR:**

En ésta sección se hará mención y explicación de las características principales que se tomaron en cuenta para la selección, adquisición y empleo de los SCR's que se usan en el proyecto de ésta tesis; los términos aquí analizados se emplearán en posteriores capítulos de ésta tesis. Todas las características completas que presenta una hoja técnica de SCR están mencionadas y explicadas en el Apéndice C de éste trabajo.

**CORRIENTE DIRECTA (RMS)** Valor Nominal que indica la máxima corriente que soportará el Tiristor en conducción; valor dado en rms.

**CORRIENTE MÁXIMA DE COMPUERTA (IGM,IGFM).**- La máxima corriente de puerta que puede aplicarse al elemento para provocar la conducción.

**TENSIÓN DIRECTA DE CRESTA O PICO (PFV).**- Es la tensión límite positiva de ánodo por encima de la cuál el Tiristor se puede deteriorar.

<sup>2</sup> Todos los tiristores que trabajemos se dispararán desde su compuerta cuando estén polarizados directamente, aunque para nuestra señal de entrada trabajemos con semiciclos negativos; los tiristores estarán posicionados de tal forma que recibirán la señal polarizada directamente.

**TENSIÓN DIRECTA O INVERSA RECURRENTE BLOQUEADA (VDRM o VRRM).**- Es la tensión repetitiva en polarización directa sin que se dispare el Tiristor; cuando la compuerta está flotante. Si se trata de una polarización inversa y es repetitiva se le denomina (VRRM).

**CORRIENTE DE DISPARO DE COMPUERTA (I<sub>GT</sub>).**-La corriente necesaria para producir el disparo del SCR.

**VOLTAJE DE DISPARO DE PUERTA (V<sub>GT</sub>).**- El voltaje inherente a la corriente que produce el "cebado" o disparo del SCR.

**TIEMPO DE ENCENDIDO (t<sub>gt</sub>).**-Es el tiempo que tarda en activarse o conducir un SCR desde que se produce la señal de la compuerta hasta se enciende realmente el Tiristor.

**TIEMPO DE APAGADO (T<sub>q</sub>).**- El intervalo de tiempo entre el instante cuando cae la corriente a cero del SCR por algún dispositivo o circuito o señal y cuando dura el SCR sin encenderse aun entrando la nueva señal.

**NOTA:** Cabe hacer notar que la mayoría de éstos valores dependen de una temperatura específica y variarán conforme a la temperatura de trabajo y ambiente del Tiristor. (T<sub>c</sub>) De manera comercial se encuentran tiristores que trabajan normalmente desde los 0°C. hasta los 125°C.

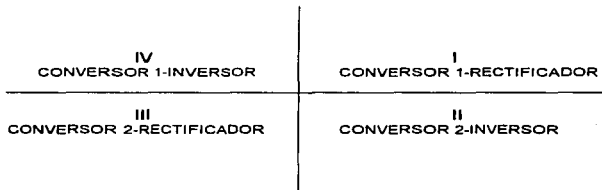
Como último elemento a analizar de los tiristores (uno de los más importantes) se encuentra el ángulo de disparo ( $\alpha$ ) o ángulo de fase de los tiristores; que es el valor después de que la señal de alterna pasa por cero y se polariza en directa el tiristor, hasta el momento en que se da la señal de disparo por la compuerta; se le da el nombre de ángulo de disparo pues se mide en los grados de la señal de entrada de alterna que controlan los tiristores y evidentemente por las condiciones antes descritas no puede ser mayor de 180°, de lo contrario entraría al semiciclo negativo y polarizaría en inversa al Tiristor por lo que no conduciría aunque se diera la señal de puerta. (obvio en condiciones normales de operación).

Claro que se puede emplear y de hecho en la tesis se hará que en el semiciclo negativo de una señal de alterna de entrada se polarizarán los tiristores en directa pero ello será porque se presentarán en el circuito en la forma denominada "Antiparalelo" encontrados uno frente a otro, es decir, que el ánodo de uno y cátodo del otro tendrán la misma terminal de la fuente y lo mismo con sus otras terminales, claro excepto la compuerta. (Este concepto se aclarará ampliamente en el capítulo 4).

El concepto de ángulo de conducción es el periodo donde el tiristor se encuentra activado y conduciendo corriente y en los  $180^\circ$  posibles los grados de conducción son la diferencia de  $180^\circ - \alpha$ ; o sea, el ángulo de disparo comúnmente denominado  $\alpha$ .

## INTRODUCCIÓN AL ESTUDIO DE LOS CICLOCONVERSORES:

En la implementación de los cicloconvertidores el uso que se le da a los SCR's es el convencionalmente conocido como convertidor aunque sería de los cuatro cuadrantes; esto quiere decir que si se habla de un cicloconvertidor se está trabajando con dos convertidores de 2 cuadrantes cada uno (uno para la parte positiva y el otro para la negativa) por lo que se genera la señal en los 4 cuadrantes. Cada convertidor genera un semiciclo de la señal de salida alternadamente. O también se da la interpretación de que un convertidor doble de 4 cuadrantes convierte (rectifica) la señal de alterna en directa y luego la invierte; es decir, pasa la corriente directa en alterna y eso en los dos sentidos que puede tener una corriente es decir una corriente alterna; por lo que se presenta un sistema en los 4 cuadrantes descrito en la siguiente figura.



Esto es aplicable tanto en los cicloconvertidores cualquiera que sea su tipo como en los convertidores a señal de directa pues en aplicaciones para máquinas de corriente directa se emplean éstos para acelerar o desacelerar una máquina.

Lo que difiere entre los convertidores y los cicloconvertidores es la señal de salida que se produce pues mientras unos (los convertidores) obtienen señales de directa; los otros (cicloconvertidores) obtienen una señal alternante de salida. Existe variaciones en la señal de salida dependiendo del ángulo de disparo o de conducción del número de tiristores empleados en cada aplicación e incluso la colocación o presentación de los tiristores en el sistema o esquema (Paralelo o antiparalelo, etc.) del sistema así; como primordialmente también de la secuencia de disparo de los tiristores que sean activados; tarea depositada en el circuito de

disparo y en general asignada a un microcomputador, PLC, o en nuestro caso un microcontrolador.

Antes de entrar al estudio profundo de las señales de los cicloconvertidores (Capítulo IV) debemos explicar todavía aunque sea a grosso modo que los estudios de cicloconvertidores y de los convertidores duales (ambos que trabajan en los cuatro cuadrantes de operación) se clasifican en dos tipos muy importantes a saber:

- 1.- EL MODO LIBRE DE CORRIENTE CIRCULANTE.
- 2.- EL MODO DE CORRIENTE CIRCULANTE (ó de corriente circulatoria).

### **1.- EL MODO LIBRE DE CORRIENTE CIRCULANTE.**

En éste modo de operación, solamente un convertidor opera a la vez y el otro convertidor permanece en situación de bloqueo. Así que no existe un flujo de corriente entre ambos convertidores; de ésta manera, cuando el primer convertidor está operando el segundo se encuentra bloqueado, esto se hace por medio del control de disparo de los SCR's o por otro circuito complicado de regulación que asegure que mientras uno conduzca el otro esté inactivo considerando un intervalo de tiempo de seguridad.

Para que esto se asegure, la corriente de un convertidor debe estar en cero y después del límite de seguridad de tiempo se mandan las señales de disparo del otro convertidor (4 a 6 milisegundos). Algunas aplicaciones no permiten éste tiempo de seguridad pero los dispositivos han avanzado tanto que ya son más rápidos y seguros y se emplean éste modo cada vez más.

### **2.- EL MODO DE CORRIENTE CIRCULANTE.**

En éste se elimina las dificultades del sistema regulador y el retardo de tiempo pues a diferencia del caso anterior ambos convertidores se encuentran en estado de no bloqueo; es decir, ambos están recibiendo aun en uno de sus elementos corriente por lo que fluye una corriente entre ambos convertidores; este fenómeno produce dos ventajas:

1. Como siempre hay corriente fluyendo entre los convertidores cuya intensidad es independiente de la corriente de carga, se elimina el problema enorme de la discontinuidad ya que a grandes rasgos, la discontinuidad produce serios problemas de control entre un circuito de disparo y un motor, pues la corriente cero no coincidiría quizás con la señal del disparo de algún tiristor, además de disminuir en gran medida el valor promedio del voltaje de alimentación y la



- potencia de una máquina así como de otras consecuencias extras como la generación de señales distorsionadas no necesarias, etc.
2. La conmutación entre un cuadrante y otro es muy ligera y muchas veces de manera automática se ajusta el ángulo de disparo; y ni se pierde el control ni en los 5 milisegundos (ms.) aproximados de seguridad del otro modo de operación.

Una desventaja a mencionar es que ésta corriente circulante debe ser limitada a menos del 10% de la corriente de carga pues como fluye através de ambos convertidores los elementos trabajan con un 10% más de carga que la empleada o utilizable realmente en el sistema por lo que se emplean reactores limitadores de ésta corriente entre ambos convertidores (aunque no es indispensable que se empleen éstos reactores).<sup>3</sup>

---

<sup>3</sup> Podría hacerse una analogía de esta corriente y la corriente sincronizante aplicable en los alternadores síncronos acoplados en paralelo salvo que ésta corriente es constante entre los convertidores.

## CAPÍTULO II

### BASES TEÓRICAS ELÉCTRICAS DE LOS MOTORES SÍNCRONOS Y DE LOS MOTORES DE INDUCCIÓN.

#### A).- MÁQUINAS SÍNCRONAS:

##### INTRODUCCIÓN.

Definitivamente lo que debemos analizar antes que otra característica de una máquina síncrona es que su velocidad de operación es comúnmente invariable y no es afectada en general por el factor de carga que tuviera la máquina hasta el punto de ruptura del par. (Si la carga fuera superior a la capacidad del motor en operación lo sacaría del sincronismo y se detendría).

El nombre de Máquina Síncrona proviene del término de velocidad síncrona que en las máquinas eléctricas se refiere a la velocidad con que circula el campo magnético generado por la corriente alterna en los devanados del estator de las máquinas síncronas y asíncronas.

La máquina Síncrona gira a la misma velocidad que el flujo magnético y de ahí su nombre; ésta velocidad es directamente proporcional a la frecuencia de alimentación de la señal de entrada a la máquina ( $f$ ) e inversamente proporcional al número de polos de la máquina ( $P$ ):

$$S = \frac{120 \cdot f}{P} \quad (1)$$

Un motor de inducción nunca trabaja a ésta velocidad por su principio de operación original (de aquí surge el término de deslizamiento), pero una máquina síncrona al tener su rotor cercano a ésta velocidad se le suministra una corriente directa en los devanados amortiguadores de su rotor (los que apoyan al par de arranque del que carece la máquina y en la estabilidad en operación de ella) y ello acopla al rotor a la velocidad síncrona y ya no se romperá ésta velocidad hasta el punto de ruptura o apagado de la máquina.

## EFFECTOS EN LAS CARACTERÍSTICAS DE ÉSTOS MOTORES AL VARIAR SU FRECUENCIA DE ALIMENTACIÓN.

### PAR DE CARGA DE UNA MÁQUINA SÍNCRONA POR FASE.

Uno de los principales usos de los cicloconvertidores es el de aumentar el par de los motores al reducir su frecuencia de alimentación; por lo que es importante denotar de qué elementos depende el Par de las máquinas eléctricas síncronas para comprobar esta aplicación

Se ha demostrado que el par de una máquina síncrona, puede ser calculado por la siguiente fórmula:

$$T = \frac{7.04 (E_{gp} \cdot V_p)}{S X_s} (\text{sen } t) \quad \text{Lbf - pie.} \quad (2)$$

$$T = \frac{E_{gp} \cdot V_p}{X_s \omega} (\text{sen } t) \quad \text{Newton - metro} \quad (3)$$

Donde:

- T = Par de salida de la máquina síncrona por fase.
- E<sub>gp</sub> = Valor efectivo de voltaje generado en los conductores de una máquina síncrona.
- V<sub>p</sub> = Voltaje por fase suministrado a la máquina síncrona.
- S = Velocidad síncrona de operación en revoluciones por minuto.
- X<sub>s</sub> = Reactancia síncrona.
- sen t = Seno del ángulo del par.
- ω = La velocidad síncrona pero en radianes por segundo.

Es quizás prudente ver a grandes rasgos a qué se refieren los elementos que intervienen en estas ecuaciones y así ver que tanto serán afectados por el convertidor de frecuencia que se pretende implementar.

### VALOR EFECTIVO DE VOLTAJE GENERADO EN LOS CONDUCTORES DE UNA MÁQUINA SÍNCRONA (E<sub>gp</sub>).

Aunque la manera más común de obtener este valor es por medio de cálculos. El origen de este valor dependerá de la siguiente ecuación:

$$E_{gp} = 4.44 \phi N_p f k_p k_d \quad (\text{volts}) \quad (4)$$

**Donde:**

- $\phi$  es el flujo magnético por polo en webers.
- $N_p$  es el número total de vueltas (espiras) por fase.
- $f$  es la frecuencia de alimentación en Hertz.
- $K_p$  es el Factor de paso.
- $K_d$  es el factor de distribución.

Es de hacerse notar que en Egg si interfiere la frecuencia de alimentación y al reducirse ésta el voltaje disminuye y con esto también disminuye el par; veremos que tanto se compensa esto con la disminución de la velocidad síncrona con la disminución de la frecuencia.

Por facilidad muchas veces se le considera el mismo valor del voltaje por fase suministrado pero esto puede ser una grave equivocación. Lo correcto será entonces hacer los cálculos pertinentes dependiendo de los valores que obtengamos de la máquina en prueba.

Por ejemplo una manera correcta de obtenerse éste valor puede ser empleando la siguiente ecuación.

$$E_{gp} = (V_p \cos \theta - I_a R_a) + j(V_p \sin \theta \pm I_a X_s) \quad (5)$$

**Donde:**

- $V_p$  Es el voltaje suministrado por fase, medido o calculado.
- $\theta$  Es el ángulo entre la corriente y el voltaje.
- $I_a$  Es la corriente de armadura por fase.
- $R_a$  Es la resistencia efectiva de armadura por fase.
- $X_s$  Es la reactancia síncrona por fase.

En la expresión de cuadratura ( $I_a X_s$ ), se emplea el signo (+) cuando se trata de factores de potencia en adelanto o unidad y el signo (-) para factores de potencia en retraso. Recordando que es el comportamiento contrario al tipo generador.

Pueden obtenerse los valores de  $R_a$ ,  $X_s$  por medio de las pruebas de corto circuito y circuito abierto así como la de resistencia efectiva para la misma máquina empleándola como alternador.

## VOLTAJE POR FASE SUMINISTRADO A LA MÁQUINA SÍNCRONA (V<sub>p</sub>).

Una vez obtenida la variación de frecuencia por medio de un cicloconvertidor "convencional" se ha comprobado que el valor promedio (rms) de las fases que se obtiene tiende a disminuir en mayor o menor proporción dependiendo del ángulo de disparo de los SCR's; ésto es hasta cierto punto evidente si se considera que al disparar los tiristores a un ángulo de disparo  $\alpha \neq 0$  la señal de salida empleará un porcentaje de energía menor que el original de entrada. En el capítulo IV se explicará más ampliamente ésta información. Sin embargo el valor pico y el valor eficaz se deberán mantener iguales e inclusive con el incremento de las armónicas será superado éste valor. Nuevamente obtendremos los valores reales y sacaremos conclusiones al respecto a lo largo de la tesis ya que éste valor puede ser medido directamente con un voltímetro en las terminales de salida del cicloconversor pues es el valor normal que se obtiene de dividir el valor de Voltaje de línea entre  $\sqrt{3}$  para obtener el voltaje por fase de una conexión estrella.

Recordemos que en cualquier máquina en su placa de datos se anota normalmente el voltaje de línea en el cual trabaja y pocas veces el de fase.

## REACTANCIA SÍNCRONA (X<sub>s</sub>).

Sabemos que cualquier reactancia de una máquina eléctrica es inductiva por su propia naturaleza de operación; la manera de obtener éste valor en la práctica es por medio de las pruebas de corto circuito, circuito abierto y medición de la resistencia efectiva de la armadura de la máquina síncrona como alternador (la que se usa para obtener la regulación de voltaje).

Tenemos que hacer hincapié en que ésta reactancia síncrona contiene los dos componentes fundamentales a saber:

- La X<sub>a</sub> ó Reactancia que presenta la armadura (generalmente los devanados del estator).
- La E<sub>a</sub> / I<sub>a</sub> ó Reacción de armadura entre la corriente I<sub>a</sub> que es el voltaje producido por la corriente I<sub>a</sub> o corriente de armadura (nuevamente nos referimos al estator) que sabemos siempre estará en fase con la reactancia de armadura por lo que generalmente se conciben en un solo término X<sub>s</sub>.

Sabemos también que toda reactancia inductiva depende de la inductancia y de la frecuencia por medio de:

$$X_s = X_L = 2 \pi f L \quad (\Omega) \quad (6)$$

Donde:

X<sub>s</sub> = X<sub>L</sub> es la reactancia síncrona dada en Ohms ( $\Omega$ ).

f es la frecuencia expresada en Hertz (Hz).  
L es la inductancia expresada en Henrys (H).

Aquí como en la velocidad denotamos que al disminuir la frecuencia la reactancia disminuirá y por lo tanto el par será mayor.

### SENO DEL ÁNGULO DEL PAR (SEN t).

El Ángulo del par es un ángulo que se representa siempre en los diagramas fasoriales de voltajes de los motores síncronos que describe el ángulo entre  $E_{gp}$  y  $V_p$ . Se define como el ángulo de adelanto o atraso en grados eléctricos entre el centro del polo del rotor y el centro de un polo opuesto de la armadura de una dinamo síncrona.

Es evidente que en la fórmula interviene la componente vertical de éste ángulo Sen t; aunque en la práctica no se mide éste par sino que se calcula su valor partiendo de los valores medidos o encontrados también por cálculos de los valores de  $V_p$ ,  $E_{gp}$  e  $I_a$  de la máquina síncrona; sin embargo si interviene en el valor del par por fase.

Varias fórmulas son empleadas para encontrar éste ángulo de par dependiendo de con qué valores se cuente para su cálculo por ejemplo conociendo  $I_a$ ,  $V_p$  el ángulo de separación entre ambos ( $\theta$ ) y los valores de la impedancia síncrona se puede encontrar t por la siguiente ecuación.

$$t = \theta - \tan^{-1} \frac{V_p \text{ sen } \theta \pm I_a X_s}{V_p \text{ cos } \theta - I_a X_s} \quad (7)$$

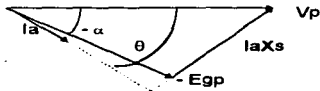
En el numerador se emplea el signo (+) si se emplean factores de potencia en adelanto y el signo (-) para los factores de potencia en atraso o unidad.

### DIAGRAMA FASORIAL.

#### MOTOR SÍNCRONO:

Tomando como referencia al voltaje  $V_p$ .

$$V_p = E_{gp} + I_a X_s.$$

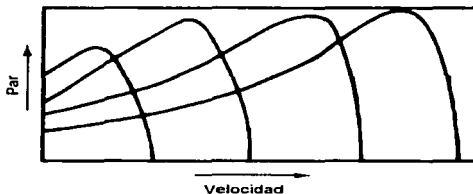


Habiendo descrito los elementos de las fórmulas anteriores queremos hacer énfasis en que uno de los factores de ambas fórmulas es la velocidad de giro del rotor de la máquina; y se observará que si nosotros logramos reducir la velocidad de operación de una máquina síncrona por medio de reducir la frecuencia de alimentación de la corriente alterna que ya vimos que le afecta directamente; lograremos aumentar el par de salida; es decir, mientras mayor sea la reducción de la velocidad mayor sería el par y si la velocidad aumenta el par se ve disminuido (son inversamente proporcionales).

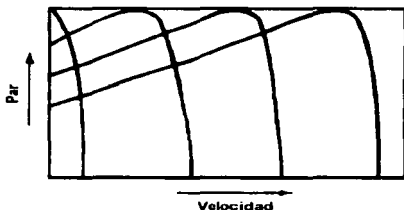
Al examinar varios libros de electricidad y máquinas eléctricas denotamos como pudo ser casi obvio el análisis y ecuación de las máquinas síncronas por su velocidad constante lo que no se estudia a profundidad es como variaría el par con una disminución o aumento de la velocidad ya que la idea de alterar ésta velocidad parecería inconsistente con el objetivo precisamente de éstas máquinas pero ya se darán los porque de ésta variación y sus aplicaciones.

En fin, algo que nos puede dar una idea de como influye la variación de la velocidad en las máquinas síncronas son los análisis que si se realizan para los motores de inducción; como las siguientes gráficas:

En la primera gráfica se muestra la variación del par con respecto a la velocidad de una máquina sin control de frecuencia y voltaje de alimentación.



En la siguiente gráfica se mantiene constante el flujo de excitación y es más evidente que para alcanzar un valor predeterminado cuesta más trabajo obtenerlo si la velocidad es mayor que si la velocidad es menor; esto es, que a velocidades bajas un valor de par se obtiene más rápidamente que si se aumenta la velocidad.



### ¿POR QUÉ MÁQUINAS SÍNCRONAS Y NO MÁQUINAS ASÍNCRONAS O DE INDUCCIÓN?

Los cicloconvertidores son aplicables directamente tanto en máquinas síncronas como en máquinas de inducción; sin embargo en términos reales prácticos muchas son las características entre uno y otros que nos sugieren la utilización de máquinas síncronas para los más grandes pares y las velocidades más bajas (que ya se ha comprobado que siempre los mayores pares se producen a las velocidades más bajas y que por cierto son también las máquinas de mayores números de polos) a diferencia de las máquinas asíncronas.

Entre éstas características se encuentran por ejemplo el hecho de que las máquinas síncronas tienen su inducido o su armadura en el estator y las inductivas lo tienen en el rotor; ésto da varias ventajas de las máquinas síncronas sobre las máquinas de inducción y sobre las propias máquinas síncronas que se armen con campo estacionario (en el estator) y armadura giratoria (en el rotor) como sería:

1. Mayor resistencia de los dientes de armadura.
2. Menor reactivancia de armadura.
3. Mejor aislamiento.
4. Construcción más rígida.
5. Menor peso e inercia del rotor.
6. Enfriamiento o mejor disipación del calor.

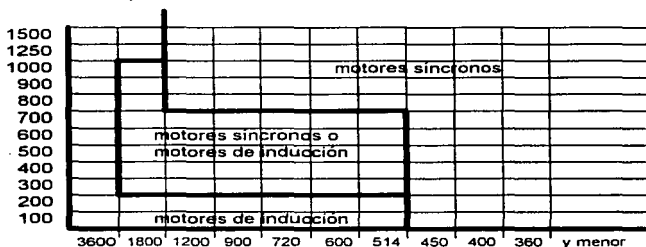
Comúnmente las de inducción son rotor jaula de ardilla y quizás no entraría por lo tanto éstas consideraciones como ventajas aquí; también habría que comentar que las máquinas síncronas emplean para su arranque y posterior operación en cuanto a estabilidad de la máquina, rotores jaula de ardilla denominados DEVANADOS AMORTIGUADORES; luego entonces si las ventajas,



se consideran para las máquinas síncronas con armadura en el estator sobre las que tienen armadura en el rotor puede ser aplicable también a las síncronas de armadura en el estator sobre las de inducción.

Para potencias inferiores a 50 hp (velocidad proporcional a con un máximo de 8 Polos), es raro emplear muchas veces máquinas síncronas por su costo inicial y el empleo de una fuente de corriente directa; aunque siempre se llegan a emplear los motores síncronos para mejorar el factor de potencia y porque es la máquina más eficiente; pero a potencias mayores desaparece la desventaja económica del costo inicial hasta el grado en que se considera más barato la máquina síncrona y mucho más eficiente ya que la máquina de inducción debe de emplear grandes cantidades de buen hierro con el objeto de no exceder los 0.7 Teslas de densidad de flujo en el entrehierro y no saturarlo; mientras que en la máquina síncrona se puede (gracias a la excitación separada de c.d.) permitir el doble de éste valor.

La siguiente figura representa lo antes comentado en cuanto a las máquinas de inducción y las máquinas síncronas indicando las áreas generales de utilización de ambos motores.



Gráfica de velocidad (rpm) vs. Potencia (hp) del empleo general de motores síncronos y asíncronos.

En realidad el empleo de motores de c.d. no se ha discutido en comparación con los síncronos, ni sus ventajas para no emplear los cicloconvertidores pero en el capítulo VI se discutirá ésta situación.

## PÉRDIDAS MAGNÉTICAS EN LAS MÁQUINAS SÍNCRONAS.

Otra de las ventajas de emplear los cicloconvertidores en las máquinas síncronas y en general en cualquier dispositivo eléctrico que contenga o emplee un circuito magnético es que al disminuir la frecuencia de alimentación las pérdidas magnéticas se verán disminuidas también y esto lo comprobamos pues las pérdidas magnéticas dependen directamente de la frecuencia.

Sin embargo habrá que aclarar que éstas pérdidas en diseños normales no son muy significativas pero si son siempre presentes.

### PÉRDIDAS POR CORRIENTES PARÁSITAS O CORRIENTES DE EDDY (Pe).

Se crean por las diferencias de potencial que existen através de las trayectorias cerradas magnéticas y se presentan en el hierro de las máquinas pero no solo ahí sino en todos los materiales conductores dentro de la trayectoria de flujo de campo magnético rotatorio o variable. En Watts se obtienen mediante la ecuación:

$$P_e = K_1 \cdot t^2 \cdot B^2 \cdot f^2 \cdot v \text{ Watts (W)} \quad (8)$$

Donde:

$K_1$  Es una constante de corriente parásita para el material conductor.

$t$  Es el espesor del material conductor.

$B$  Es la densidad del flujo magnético.

$f$  Es la frecuencia del flujo (Hertz).

$v$  Es el volumen del material sujeto al cambio de flujo.

Se observa claramente que éstas pérdidas se verán disminuidas al reducir la frecuencia de alimentación.

### PÉRDIDAS POR HISTÉRESIS.

Se crean por el efecto de histéresis muy conocido y presente en prácticamente todo circuito magnético; que produce pérdidas en forma de calor también como las de Eddy y también son directamente proporcionales a la frecuencia. Su ecuación es:

$$P_h = v \cdot f \cdot K_h \cdot B_m^n \text{ (Watts)} \quad (9)$$

Donde:

$K_h$  Es una constante que depende del material utilizado.

$B_m$  Es el valor máximo de la densidad de flujo y  $n$  se encuentra en la escala  $1.5 \leq n \leq 2.5$  también dependiendo de los materiales empleados.

Los demás valores ya fueron definidos y encontramos nuevamente que la frecuencia al disminuir hará que éstas pérdidas también disminuyan.

Volvemos ha hacer hincapié en que no se planea emplear los cicloconvertidores por el hecho de disminuir éstas pérdidas, sino que ésto es solo una consecuencia secundaria del empleo de los cicloconvertidores pero hay que también resaltar que (como se verá en el capítulo VI) donde principalmente se emplean éstos dispositivos (los cicloconvertidores) es en máquinas de enorme potencia por ejemplo motores de más de 250 hp y en éstas máquinas también se considera siempre éstas pérdidas y se hacen verdaderos análisis para ellas. En los motores de menor capacidad de 200 hp no son tan significativas éstas pérdidas.

## **B) .- MÁQUINAS DE INDUCCIÓN:**

### **ANÁLISIS DEL PAR DESARROLLADO EN EL ROTOR AL VARIAR SU FRECUENCIA DE ALIMENTACIÓN.**

El cálculo de la velocidad síncrona es el mismo empleado para las máquinas de inducción pero una máquina de inducción por si sola nunca presentará ésta velocidad en su rotor; la base teórica de su operación depende de que exista una diferencia de velocidades entre la síncrona y la del rotor de una de éstas máquinas. Esta variación de velocidad denominada deslizamiento ( $s$ ), afecta directamente en el cálculo del par desarrollado por una máquina de inducción a una frecuencia dada.

El cálculo del deslizamiento implica la velocidad síncrona y la velocidad del rotor; a saber:

$$s = \frac{S - S_r}{S} \quad (10)$$

**Donde:**  $s$ : es el deslizamiento (dimensional) (en % si se multiplica x 100).  
 $S$ : es la velocidad síncrona.  
 $S_r$ : es la velocidad del rotor.

El deslizamiento normal de éstas máquinas se considera para cálculos prácticos entre el 0.03 - 0.07 (3% al 7%). En general siempre se considera positivo éste valor ya que la velocidad del rotor es menor que la síncrona (en otro caso éste valor pudiera considerarse negativo).

La ecuación que se emplea para el cálculo del Par tiene una expresión más simple que la anterior estudiada para máquinas síncronas. En realidad varios

autores obtienen esta ecuación partiendo de distintos puntos de vista. Se ha tomado la expresión más sencilla de las estudiadas en la distinta bibliografía consultada; ya que no es objetivo de esta tesis el hacer un análisis exhaustivo de las ecuaciones empleables; sino la utilización de ellas para observar el efecto del cambio de frecuencia en la velocidad y par de las máquinas de c.a.

La ecuación para el cálculo del Par en el Sistema Internacional de Unidades es:

$$T = \frac{P_d}{\omega_r} \quad \text{Newton - metro.} \quad (11)$$

Donde: T: Par desarrollado por el rotor de la máquina de inducción (NW - m).

$P_d$ : Potencia desarrollada por el rotor (Watts).

$\omega_r$ : Velocidad angular del rotor (rad/seg.).

Para el Sistema Inglés:

$$T = 7.04 \frac{P_d}{S_r} = 5252 \frac{\text{hp}}{S_r} \quad \text{lb - pie} \quad (12)$$

Donde:

T: Par desarrollado por el rotor de la máquina de inducción (Lb. - ft.).

$P_d$ : Potencia desarrollada por el rotor (Watt y Hp respectivamente).

$S_r$ : Velocidad del rotor (rpm).

(Recordando 1 Hp. = 746 Watts).

Un primer y simple análisis de estas ecuaciones aplicado a nuestro interés denotaría que al disminuir la velocidad del rotor, el par a la misma potencia se incrementaría indiscutiblemente. A una frecuencia menor de alimentación se reitera que la velocidad sincrónica será menor y por ende la del rotor (por consideración del deslizamiento). Ello en nuestro caso será muy notorio al reducir la frecuencia en la tercera parte.

Se observa claramente también que el análisis no puede ser tan simple; pues hay que demostrar que a estas velocidades la potencia desarrollada en el rotor será la misma, (ó menor o mayor).

Como se sabe la Potencia desarrollada en el rotor depende directamente de la corriente que se presenta en él y de la resistencia que éste presenta. Es claro que esta corriente a su vez dependerá del voltaje inducido en él por el estator y por supuesto de su impedancia, incluyéndose además en el cálculo un elemento importante en estas máquinas y que es el factor de potencia (implícito

en los cálculos de impedancia). La siguiente ecuación para obtener la corriente del rotor contempla lo anteriormente descrito:

$$I_r = \frac{s E_{rb}}{\sqrt{R_r^2 + (s X_{lr})^2}} \quad (13)$$

Donde :  $I_r$ : Es el valor de la corriente en el rotor.  
s: El deslizamiento.  
 $E_{rb}$ : Es el voltaje que se presenta en el rotor cuando está bloqueado.  
 $R_r$ : Resistencia del rotor.  
 $X_{lr}$ : Es la reactancia obtenida en condiciones de rotor bloqueado.

Al dividir entre s al numerador y denominador del 2do. término de la ecuación se encuentra que la corriente depende de la reactancia a rotor bloqueado y de un valor de resistencia de rotor entre el deslizamiento ( $R_r/s$ ). Este valor se ha encontrado que es variable y depende de dos términos a considerar. Un término constante  $R_e$ , que es la resistencia efectiva real de cualquier material (del cual se puede obtener el valor de pérdidas en el "cobre" ( $I^2R$ ) (o mejor dicho las pérdidas eléctricas) y un valor variable  $R_r (1-s/s)$  que depende del deslizamiento y carga de la máquina en condiciones de trabajo, de ahí que se le considera el valor determinante para cálculo de la potencia desarrollada; que se denominó  $P_d$ .

Es así que la potencia desarrollada puede ser dada por la siguiente ecuación:

$$P_d = I_r^2 R_r \left( \frac{1-s}{s} \right) \quad (14)$$

Donde:  
 $P_d$ : está dada en Watts.  
 $I_r$  en amperes.  
 $R_r$  en Ohms.

La entrada de potencia del rotor en cualquier carga o deslizamiento es la pérdida en el cobre dividida por el deslizamiento.

Este es el punto primordial al que queremos concluir del presente análisis: de lo anterior expresado se denota que la potencia depende en buena medida del deslizamiento, esto es de la velocidad del rotor.

El deslizamiento en el arranque varía desde un valor inicial (unidad 100%) hasta un valor pretenciosamente constante en plena operación de la máquina y desarrollará una potencia en movimiento de la máquina por lo que el par realmente depende del deslizamiento en ambas variables independientes

(velocidad y potencia desarrollada) de la ecuación. (Se sabe definitivamente que el aumento de carga variará o hará más alto el deslizamiento hasta un punto de falla, pero ello es incursionar en otros temas fuera de discusión de éste trabajo).

El cálculo de estas variables se puede obtener por la prueba a rotor bloqueado aunque se puede encontrar el valor de par medido directamente con algún electrodinamometro u otro método de medición mecánica directa del par o por medio del dato de placa se puede encontrar la potencia entregada a plena carga y de ahí calcular el par, etc.

Si el deslizamiento no varia, se puede considerar constante la potencia en un motor de inducción y de ahí que al disminuir la velocidad de operación garantiza un aumento en el par y mantendrá igual a la potencia desarrollada, lo que nos trae como consecuencia que en una máquina de inducción a una misma carga, al variar su frecuencia de alimentación, se puede producir mayor par o también se puede considerar el aumentar la carga y la máquina puede desarrollar el mismo par y soportar tal aumento de carga. Así pues un cicloconvertidor al disminuir la frecuencia garantiza un aumento en el Par, punto de interés de éste trabajo.

## **CAPITULO III**

### **ESTUDIO DE LAS ARMÓNICAS DE LOS CICLOCONVERSORES.**

#### **DESVENTAJAS DE LAS ARMÓNICAS.**

Las armónicas presentes en los sistemas en general llevan ciertos número de desventajas; entre las principales están las siguientes:

1. Las armónicas reducen en forma apreciable el factor de potencia de un sistema conversor, si la componente de la onda fundamental es substancialmente menor que la unidad.
2. Las corrientes de las armónicas llevarán hacia un calentamiento excesivo en los motores conectados con el sistema de tiristores. Esto reducirá la capacidad de transporte de las cargas del motor.
3. Si no hay una protección adecuada de los circuitos de control las armónicas del extremo de potencia podrán alterar su operación provocando errores en su funcionamiento.
4. Las corrientes de las armónicas causan pérdidas en el circuito de ca. y pueden provocar resonancias que afectarán lecturas de medición como las de instrumentación.
5. La corriente de las armónicas puede originar reproducción distorsionada y poca calidad en los equipos de TV.
6. Presentes en las líneas de transmisión pueden producir interferencia en los circuitos de comunicación como lo es el teléfono al grado de que sea imposible entender los mensajes.
7. Pueden producir mal funcionamiento en los controles a distancia por la interferencia en el sistema portador.
8. En cargas críticas, la pulsación del par motor producida por la corriente de las armónicas, puede perjudicar el proceso.

#### **EL ANÁLISIS BÁSICO DEL PROBLEMA Y LA APROXIMACIÓN EMPLEADA.**

La forma de onda del voltaje de salida de un cicloconversor consiste de segmentos de tiempo seleccionados de una serie de señales de entrada de voltaje trifásico convencionalmente. La acumulación de "éestas piezas" juntas en la nueva señal de salida forma una componente predominantemente senoidal con alteraciones (siempre presentes en todos los cicloconvertidores) en mayor o menor grado que lo constituyen las armónicas. La forma y estructura exacta de la salida de voltaje depende principalmente de los siguientes factores:

1. El número de pulsos del cicloconvertidor.
2. La diferencia entre el valor de la frecuencia de salida y la entrada.
3. El nivel de salida relativo del voltaje de salida.

4. El ángulo de desplazamiento de la carga.
5. El método de control de los disparos de los tiristores.

Convencionalmente se desarrollan estudios de las armónicas por medio de las series y transformadas de Fourier, para dar las primeras aproximaciones de las armónicas presentes en la señal de salida; sin embargo un análisis de una señal trifásica a una señal trifásica no se puede realizar con facilidad y con valores realmente representativos aún haciendo los cálculos por computadora ya que existen demasiados parámetros independientes que precisan su inclusión en el valor de salida de la onda.<sup>1</sup> El procedimiento que se emplea es obtener una expresión matemática para cada segmento individual de voltaje generado por cada tiristor individual puesto en conducción y dependiendo de su ángulo de disparo.

Cada segmento de voltaje individual es expresado por el producto de la entrada de voltaje senoidal apropiada y la función de disparo (unidad si está encendido o cero si está apagado). En el estudio de los cicloconvertidores es muy usado este concepto.

#### **DERIVACIÓN DE LA FÓRMULA GENERAL PARA FORMAS DE ONDA DE TRES PULSOS PARA CUALQUIER MÉTODO DE CONTROL DE LOS ÁNGULOS DE DISPARO.**

El primer paso es considerar la expresión general del voltaje de salida generado por cada convertidor individualmente como si condujeran continuamente y posteriormente analizar su salida en un convertidor completo en ambos modos de operación; es decir, cuando se trabaja con corriente libre o con corriente circulatoria.

Primeramente describimos las señales de la Función de Disparo ó "Switcheo", que ya se comentó que tendrá el valor unidad cuando el tiristor asociado a ese disparo esté conduciendo y cero en el caso de estar desactivado, y que denotaremos por  $F_1(\theta, -\alpha)$ ,  $F_2(\theta, -\alpha)$  y  $F_3(\theta, -\alpha)$  para tres impulsos desplazados entre sí. (Siendo  $\alpha$  el ángulo de disparo).

En el análisis convencional de las series de Fourier puede ser expresado en los siguientes términos de series de armónicas:

<sup>1</sup> Algunos análisis ya han sido presentados en artículos pero siempre restringen en demasía las condiciones reales de operación. Por ejemplo: "A Method for Harmonic Analysis of Cycloconverters" de Dewan y Kankam. IEEE Transactions on Industry and General Applications Sep./Oct. 1970. Pero restringen las condiciones de operación a un cicloconvertor con conmutación forzada para su análisis y tal estudio no entraría en nuestra investigación.



$$F_1(\theta_1 - \alpha) = \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} [\text{sen}(\theta_1 - \alpha) - \frac{1}{2} \cos 2(\theta_1 - \alpha) - \frac{1}{4} \cos 4(\theta_1 - \alpha) - 1/5 \text{sen} 5(\theta_1 - \alpha) - 1/7 \text{sen} 7(\theta_1 - \alpha) + 1/8 \cos(\theta_1 - \alpha) + 1/10 \cos 10(\theta_1 - \alpha) + 1/11 \cos 11(\theta_1 - \alpha) + 1/13 \cos 13(\theta_1 - \alpha) \dots]$$

$$F_2(\theta_1 - \alpha) = \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} [\text{sen}(\theta_1 - \alpha - \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{2} \cos 2(\theta_1 - \alpha - \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{4} \cos 4(\theta_1 - \alpha - \frac{2\pi}{3}) \dots]$$

$$F_3(\theta_1 - \alpha) = \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} [\text{sen}(\theta_1 - \alpha + \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{2} \cos 2(\theta_1 - \alpha + \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{4} \cos 4(\theta_1 - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \dots]$$

Para el convertidor positivo se puede considerar la siguiente expresión matemática.

$$V_p = \frac{3\sqrt{3}V_N}{2\pi} \left\{ \begin{aligned} &\text{sen } f(\theta_o) + \frac{1}{2} [\text{sen} 3\theta, \cos 2f(\theta_o) + \cos 3\theta, \text{sen} 2f(\theta_o)] \\ &+ \frac{1}{4} [\text{sen} 3\theta, \cos 4f(\theta_o) + \cos 3\theta, \text{sen} 4f(\theta_o)] \\ &+ 1/5 [\text{sen} 6\theta, \cos 5f(\theta_o) + \cos 6\theta, \text{sen} 5f(\theta_o)] \\ &+ 1/7 [\text{sen} 6\theta, \cos 7f(\theta_o) + \cos 6\theta, \text{sen} 7f(\theta_o)] \dots \end{aligned} \right\}$$

De manera análoga el tratamiento para  $V_N$  daría como resultado:

$$V_N = \frac{3\sqrt{3}V_N}{2\pi} \left\{ \begin{aligned} &\text{sen } f(\theta_o) + \frac{1}{2} [\text{sen} 3\theta, \cos 2f(\theta_o) - \cos 3\theta, \text{sen} 2f(\theta_o)] \\ &+ \frac{1}{4} [\text{sen} 3\theta, \cos 4f(\theta_o) - \cos 3\theta, \text{sen} 4f(\theta_o)] \\ &+ 1/5 [-\text{sen} 6\theta, \cos 5f(\theta_o) + \cos 6\theta, \text{sen} 5f(\theta_o)] \\ &+ 1/7 [-\text{sen} 6\theta, \cos 7f(\theta_o) + \cos 6\theta, \text{sen} 7f(\theta_o)] \dots \end{aligned} \right\}$$

Donde:

$V_N$  Es el voltaje (rms) de fase o de línea a neutro.

$f(\theta_o)$  Se entiende como cualquier función de control para los disparos de los SCR's de los cicloconvertidores.

De éstas expresiones se puede obtener la expresión general de la forma de onda del voltaje de salida de cualquier cicloconvertidor tanto en operación de corriente circulante como en operación libre de corriente circulatoria.

En el modo de corriente circulante ambos convertidores permanecen en conducción constante y el voltaje de salida está dado por:

$$V_o = \frac{V_P + V_N}{2}$$

La señal de salida por lo tanto sería:

$$V_o = \frac{3\sqrt{3}VN}{2\pi} [\text{sen } f(\theta_o) + \frac{1}{2} \text{sen}3\theta, \text{cos}2f(\theta_o) + \frac{1}{4} \text{sen}3\theta, \text{cos}4f(\theta_o) + \frac{1}{5} \text{cos}6\theta, \text{sen}5f(\theta_o) + \frac{1}{7} \text{cos}6\theta, \text{sen}7f(\theta_o)]$$

Para el caso del modo libre de corriente circulante habría que añadir un par de funciones que delimitan el tiempo de operación de cada convertidor de manera intercalada; las dos expresiones serían:

FP que tendrán un valor de unidad cuando el convertidor positivo esté en conducción (en un ángulo considerado de  $\phi_o$  hasta  $(\phi_o + \pi)$  y cero en caso contrario y FN que tendrá un valor de unidad cuando el convertidor negativo esté en etapa de conducción (en un ángulo considerado por convención desde  $\phi_o + \pi$  hasta  $\phi_o + 2\pi$ ) y cero en caso contrario.

Para el conversor positivo:

$$F_P(\theta_o) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} [\text{sen } (\theta_o + \phi_o) + \frac{1}{3} \text{sen}3(\theta_o + \phi_o) + \frac{1}{5} \text{sen}5(\theta_o + \phi_o) + \frac{1}{7} \text{sen}7(\theta_o + \phi_o) + \frac{1}{9} \text{sen}9(\theta_o + \phi_o)]$$

Y para el convertidor negativo sería:

$$F_N(\theta_o) = \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} [\text{sen } (\theta_o + \phi_o) + \frac{1}{3} \text{sen}3(\theta_o + \phi_o) + \frac{1}{5} \text{sen}5(\theta_o + \phi_o) + \frac{1}{7} \text{sen}7(\theta_o + \phi_o) + \frac{1}{9} \text{sen}9(\theta_o + \phi_o)]$$

El voltaje de salida es la suma de los productos de la ecuación con corriente circulante con sus respectivas expresiones para cada convertidor que limitarán su acción; es decir:

$$V_o = V_P[F_P(\theta_o)] + V_N[F_N(\theta_o)]$$

La salida por tanto de éste modo de operación sería:

$$V_o = \frac{3\sqrt{3}VN}{2\pi} \left\{ \text{sen } f(\theta_o) + \frac{1}{2} \text{sen}3\theta, \text{cos}2f(\theta_o) + \frac{1}{4} \text{sen}3\theta, \text{cos}4f(\theta_o) + \frac{1}{5} \text{sen}6\theta, \text{cos}5f(\theta_o) + \frac{1}{7} \text{sen}6\theta, \text{cos}7f(\theta_o) \dots \right\}$$

$$\begin{aligned}
 & + \frac{3\sqrt{3}VN}{2\pi} \left\{ \left[ \frac{1}{4} \cos 3\theta_0, \sin 2f(\theta_0) + \frac{1}{4} \cos 3\theta_0, \sin 4f(\theta_0) \right. \right. \\
 & \quad \left. \left. + \frac{1}{5} \sin 6\theta_0, \cos 5f(\theta_0) + \frac{1}{7} \sin 6\theta_0, \cos 7f(\theta_0) \dots \right] \right. \\
 & \quad \left. \times \frac{4}{\pi} \left[ \sin(\theta_0 + \phi_0) + \frac{1}{3} \sin 3(\theta_0 + \phi_0) + \frac{1}{5} \sin 5(\theta_0 + \phi_0) \right. \right. \\
 & \quad \left. \left. + \frac{1}{7} \sin 7(\theta_0 + \phi_0) + \frac{1}{9} \sin 9(\theta_0 + \phi_0) \dots \right] \right\}
 \end{aligned}$$

Denótese que la primera parte de la expresión es exactamente igual a la del modo de corriente circulante y solo se agrega la segunda parte que delimita alternadamente los ciclos de operación de cada convertidor positivo y negativo.

Sea la función del método de control  $f(\theta_0) = \sin^{-1} r \sin \theta_0$ .  
 Donde  $r$  es igual al cos del ángulo de disparo de los SCR's:

$$r = \cos \alpha$$

#### MODO DE CORRIENTE CIRCULANTE

Sustituyendo éstos valores en las ecuaciones generales se obtiene para el modo de corriente circulante:

$$\begin{aligned}
 V_o = \frac{3\sqrt{3}VN}{2\pi} & \left[ \sin(\sin^{-1} r \sin \theta_0) \right. \\
 & + \frac{1}{2} \sin 3\theta_0, \cos(2\sin^{-1} r \sin \theta_0) + \frac{1}{4} \sin 3\theta_0, \cos(4\sin^{-1} r \sin \theta_0) \\
 & \left. + \frac{1}{5} \cos 6\theta_0, \sin(5\sin^{-1} r \sin \theta_0) + \frac{1}{7} \cos 6\theta_0, \sin(7\sin^{-1} r \sin \theta_0) \dots \right]
 \end{aligned}$$

La primera expresión; es decir:

$$\sin(\sin^{-1} r \sin \theta_0) = r \sin \theta_0.$$

Es la señal que buscamos obtener del cicloconvertor; las demás expresiones son las armónicas que dependen de ésta fundamental y que distorsionarán nuestra señal de salida.

Haciendo sustituciones de valores seno y coseno como unas series finitas se tienen sustituciones como por ejemplo:

$$\begin{aligned}
 \sin([6p-1] \sin^{-1} r \sin \theta_0) & = 2(6p-1), \sin \theta_0 + 2(6p-1), \sin 3\theta_0 \\
 & + \dots + 2(6p-1)_{(6p-1)} \sin(6p-1)\theta_0
 \end{aligned}$$

$$\text{sen}([6p + 1] \text{sen}^{-1} r \text{sen } \theta_0) = a_{(6p+1)_1} \text{sen } \theta_0 + a_{(6p+1)_3} \text{sen } 3\theta_0 \\ + \dots a_{(6p+1)_{(6p+1)}} \text{sen}([6p+1]\theta_0)$$

$$\text{cos}([3(2p - 1) - 1] \text{sen}^{-1} r \text{sen } \theta_0) = a_{(3(2p-1)-1)_0} + a_{(3(2p-1)-1)_2} \text{cos } 2\theta_0 \\ + \dots a_{(3(2p-1)-1)_{(3(2p-1)-1)}} \text{cos}([3(2p-1)-1]\theta_0).$$

$$\text{cos}([3(2p - 1) + 1] \text{sen}^{-1} r \text{sen } \theta_0) = a_{(3(2p-1)+1)_0} + a_{(3(2p-1)+1)_2} \text{cos } 2\theta_0 \\ + \dots a_{(3(2p-1)+1)_{(3(2p-1)+1)}} \text{cos}([3(2p-1)+1]\theta_0).$$

Donde:

$$a_{(6p \pm 1)_{(2n-1)}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \text{sen}([6p \pm 1](\text{sen}^{-1} r \text{sen } \theta_0)) \times \text{sen}(2n-1)\theta_0 \, d\theta_0.$$

$$a_{(3(2p-1) \pm 1)_0} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \text{cos}([3(2p-1) \pm 1](\text{sen}^{-1} r \text{sen } \theta_0)) \, d\theta_0.$$

$$a_{(3(2p-1) \pm 1)_{2n}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \text{cos}([3(2p-1) \pm 1](\text{sen}^{-1} r \text{sen } \theta_0)) \times \text{cos}(2n\theta_0) \, d\theta_0.$$

Empleando éstas sustituciones, y los coeficientes que surgen de series infinitas de Fourier tendríamos las siguientes expresiones:

$$V_0 = \frac{3\sqrt{3} V_N}{2\pi} \left\{ r \text{sen } \theta_0 + \frac{1}{2} \sum_{p=1}^{p=\infty} \left\{ \sum_{n=0}^{2n=3[2p-1]+1} \left[ \frac{a_{(3(2p-1)-1)_{2n}}}{3[2p-1]-1} + \frac{a_{(3(2p-1)+1)_{2n}}}{3[2p-1]+1} \right] \right. \right. \\ \times [\text{sen}(3[2p-1]\theta_0 + 2n\theta_0) + \text{sen}(3[2p-1]\theta_0 - 2n\theta_0)] \\ + \sum_{n=0}^{2n+1=6p+1} \left[ \frac{a_{(6p-1)_{(2n+1)}}}{6p-1} + \frac{a_{(6p+1)_{(2n+1)}}}{6p+1} \right] \\ \left. \left. \times [\text{sen}(6p\theta_0 + [2n+1]\theta_0) - \text{sen}(6p\theta_0 - [2n+1]\theta_0)] \right\} \right\}$$

Denotaremos nuevamente que tan solo la expresión  $r \text{ sen } \theta_0$  es la componente buscada de la forma de onda de salida del cicloconvertor; todas las demás son componentes de las armónicas indeseables.

#### MODO LIBRE DE CORRIENTE CIRCULANTE:

La salida para el modo libre de corriente circulatoria sustituyendo la función  $f(\theta_0)$  nuevamente sería:

$$\begin{aligned}
 V_o = & \frac{3\sqrt{3}V_N}{2\pi} \left\{ \text{sen}(\text{sen}^{-1} r \text{ sen } \theta_0) \right. \\
 & + \frac{1}{2} \text{sen}3\theta_0, \cos(2\text{sen}^{-1} r \text{ sen } \theta_0) \\
 & + \frac{1}{4} \text{sen}3\theta_0, \cos(4\text{sen}^{-1} r \text{ sen } \theta_0) \\
 & + \frac{1}{5} \text{sen}6\theta_0, \cos(5\text{sen}^{-1} r \text{ sen } \theta_0) \\
 & \left. + \frac{1}{7} \text{sen}6\theta_0, \cos(7\text{sen}^{-1} r \text{ sen } \theta_0) \dots \right\} \\
 & + \frac{3\sqrt{3}V_N}{2\pi} \left\{ \left[ \frac{1}{2} \cos3\theta_0, \text{sen}(2\text{sen}^{-1} r \text{ sen } \theta_0) \right. \right. \\
 & + \frac{1}{4} \cos3\theta_0, \text{sen}(4\text{sen}^{-1} r \text{ sen } \theta_0) \\
 & + \frac{1}{5} \text{sen}6\theta_0, \cos(5\text{sen}^{-1} r \text{ sen } \theta_0) \\
 & \left. \left. + \frac{1}{7} \text{sen}6\theta_0, \cos(7 \cdot \text{sen}^{-1} r \text{ sen } \theta_0) \dots \right] \right. \\
 & \left. \times \frac{4}{\pi} \left[ \text{sen}(\theta_0 + \phi_0) + \frac{1}{3} \text{sen}3(\theta_0 + \phi_0) + \frac{1}{5} \text{sen}5(\theta_0 + \phi_0) \right. \right. \\
 & \left. \left. + \frac{1}{7} \text{sen}7(\theta_0 + \phi_0) + \frac{1}{9} \text{sen}9(\theta_0 + \phi_0) \dots \right] \right\}
 \end{aligned}$$

Las nuevas expresiones que surgen en ésta serie tienen nuevamente identidades generales a saber:

$$\begin{aligned}
 \cos([6p-1] \text{sen}^{-1} r \text{ sen } \theta_0) = & a_{(6p-1)_0} + a_{(6p-1)_2} \cos 2\theta_0 \\
 & + \dots a_{(6p-1)_{2n}} \cos 2n\theta_0 + \dots
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \cos([6p+1] \text{sen}^{-1} r \text{ sen } \theta_0) = & a_{(6p+1)_0} + a_{(6p+1)_2} \cos 2\theta_0 \\
 & + \dots a_{(6p+1)_{2n}} \cos 2n\theta_0 \dots + \dots
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \text{sen}([(3(2p-1)-1] \text{sen}^{-1} r \text{ sen } \theta_0) = & a_{(3(2p-1)-1)_1} \text{sen} \theta_0 + a_{(3(2p-1)-1)_3} \text{sen} 3\theta_0 \\
 & + \dots a_{(3(2p-1)-1)_{(2n-1)}} \text{sen} (2n-1)\theta_0 \dots + \dots
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \text{sen}([(3(2p-1)+1] \text{sen}^{-1} r \text{ sen } \theta_0) = & a_{(3(2p-1)+1)_1} \text{sen} \theta_0 + a_{(3(2p-1)+1)_3} \text{sen} 3\theta_0 \\
 & + \dots a_{(3(2p-1)+1)_{(2n-1)}} \text{sen} (2n-1)\theta_0 \dots + \dots
 \end{aligned}$$

**NOTA:** Estas series si son infinitas y no como las primeras identidades empleadas en el modo de corriente circulante y que como ya se habia comentado también forman parte del modo libre de corriente circulatoria en los primeros términos.

Donde:

$$a_{(6p \pm 1)_0} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \{ \cos[(6p \pm 1)(\text{sen}^{-1} r \text{sen} \theta_o)] \} d\theta_o$$

$$a_{(6p \pm 1)_{2n}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \{ \cos[(6p \pm 1)(\text{sen}^{-1} r \text{sen} \theta_o)] \} \{ \cos 2n\theta_o \} d\theta_o$$

$$a_{(3(2p-1) \pm 1)_{(2n-1)}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \{ \text{sen}[(3(2p-1) \pm 1)(\text{sen}^{-1} r \text{sen} \theta_o)] \} \{ \text{sen}(2n-1)\theta_o \} d\theta_o$$

**NOTA:** Estos coeficientes también son en series infinitas.

La expresión general del voltaje del cicloconvertidor para tres pulsos en el modo libre de corriente circulante es por lo tanto:

$$\begin{aligned}
 V_o = \frac{3\sqrt{3} V_N}{2\pi} & \left[ r \text{sen } \theta_o + \frac{1}{2} \sum_{p=1}^{p=\infty} \left\{ \sum_{n=0}^{2n=3(2p-1)+1} \left[ \frac{a_{(3(2p-1)-1)_{2n}}}{3(2p-1)-1} + \frac{a_{(3(2p-1)+1)_{2n}}}{3(2p-1)+1} \right] \right. \right. \\
 & \times [ \text{sen } (3(2p-1)\theta_o + 2n\theta_o) + \text{sen } (3(2p-1)\theta_o - 2n\theta_o) ] \\
 & + \sum_{n=0}^{2n+1=6p+1} \left[ \frac{a_{(6p-1)_{(2n+1)}}}{6p-1} + \frac{a_{(6p+1)_{(2n+1)}}}{6p+1} \right] \\
 & \times [ \text{sen } (6p\theta_o + [2n+1]\theta_o) - \text{sen } (6p\theta_o - [2n+1]\theta_o) ] \\
 & + \frac{2}{\pi} \sum_{n=0}^{n=\infty} \left[ \frac{a_{(3(2p-1)-1)_{(2n+1)}}}{3(2p-1)-1} + \frac{a_{(3(2p-1)+1)_{(2n+1)}}}{3(2p-1)+1} \right] \\
 & \times \left[ \frac{2\cos(2n+1)\theta_o}{2n+1} \times \cos(3(2p-1)\theta_o) \right]
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{2}{\pi} \sum_{m=1}^{m=\infty} \sum_{n=0}^{n=\infty} \left[ \frac{1}{2n+1-2m} \right] \\
& \quad \times \left[ \frac{a(3(2p-1)-1)_{(2n+1)}}{3(2p-1)-1} + \frac{a(3(2p-1)+1)_{(2n+1)}}{3(2p-1)+1} \right] \\
& \times [\cos\{3(2p-1)\theta\}_i - (2m\theta_0 - [2n+1-2m]\phi_0)] \\
& + \cos\{3(2p-1)\theta\}_i + (2m\theta_0 - [2n+1-2m]\phi_0) ] \\
& \quad + \left[ \frac{1}{2n+1+2m} \right] \\
& \quad \times \left[ \frac{a(3(2p-1)-1)_{(2n+1)}}{3(2p-1)-1} + \frac{a(3(2p-1)+1)_{(2n+1)}}{3(2p-1)+1} \right] \\
& \times [\cos\{3(2p-1)\theta\}_i - (2m\theta_0 + [2n+1+2m]\phi_0)] \\
& + \cos\{3(2p-1)\theta\}_i + (2m\theta_0 + [2n+1+2m]\phi_0) ]
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{2}{\pi} \sum_{m=1}^{m=\infty} \sum_{n=0}^{n=\infty} \left[ \frac{1}{2n-(2m+1)} \right] \left[ \frac{a(6p-1)_{2n}}{6p-1} + \frac{a(6p+1)_{2n}}{6p+1} \right] \\
& \times [-\cos\{6p\theta\}_i - ([2m+1]\theta_0 - [2n-(2m+1)]\phi_0)] \\
& + \cos\{6p\theta\}_i + ([2m+1]\theta_0 - [2n-(2m+1)]\phi_0) ] \\
& \quad + \left[ \frac{1}{2n+2m+1} \right] \left[ \frac{a(6p-1)_{2n}}{6p-1} + \frac{a(6p+1)_{2n}}{6p+1} \right] \\
& \times [-\cos\{6p\theta\}_i - ([2m+1]\theta_0 + [2n+2m+1]\phi_0)] \\
& - \cos\{6p\theta\}_i + ([2m+1]\theta_0 + [2n+2m+1]\phi_0) ]
\end{aligned}$$

## SERIES DE ARMÓNICAS PARA LA FORMA DE ONDA DEL VOLTAJE DE SALIDA PARA SEIS PULSOS.

El voltaje de salida de un cicloconvertor es el comprimido de 2 formas de onda de cicloconvertidores de tres pulsos, y tan solo sus voltajes de rizo están simplemente desplazados entre sí, y simplemente el análisis de éstas formas de onda es la suma de ambas ondas de los cicloconvertidores de tres pulsos. Las primeras series contienen términos en  $\theta_0$ , y la segunda serie contiene términos en la forma  $(\theta_0 + \pi)$ . Con ésta suma se obtienen los valores de la forma de onda del voltaje de salida de los cicloconvertidores de 6 pulsos.

### MODO DE CORRIENTE CIRCULANTE:

En el modo de Circulación de corriente se tiene la expresión:

$$V_o = k \frac{3\sqrt{3} V_N}{2\pi} \left\{ r \sin \theta_0 + \frac{1}{2} \sum_{p=1}^{P_{ac}} \sum_{n=0}^{2n+1 = 6p+1} \left[ \frac{a(6p-1)(2n+1)}{6p-1} + \frac{a(6p+1)(2n+1)}{6p+1} \right] \right. \\ \left. \times [\sin(6p\theta_0 + [2n+1]\theta_0) - \sin(6p\theta_0 - [2n+1]\theta_0)] \right\}$$

Donde nuevamente se advierte que la señal deseada es :  $r \sin \theta_0$ , y las dos sumatorias siguientes muestran las componentes indeseables de armónicas que no se han eliminado.

$k = 1.0$  Para el cicloconvertor de 6 pulsos implementado con un circuito de punto o nodo intermedio.

$k = 2.0$  Para el cicloconvertor de 6 pulsos implementado de la forma tipo puente.

Las características de cada tipo de circuito se explicarán más adelante.



## MODO LIBRE DE CORRIENTE CIRCULANTE:

Y para el modo de expresión para la salida de voltaje sin la circulación de corriente es:

$$V_o = k \frac{3\sqrt{3} V_N}{2\pi} \left[ r \sin \theta_o + \frac{1}{2} \sum_{p=1}^{p=\infty} \left\{ \sum_{n=0}^{2n+1=6p-1} \left[ \frac{a(6p-1)_{(2n+1)}}{6p-1} + \frac{a(6p+1)_{(2n+1)}}{6p+1} \right] \right. \right. \\ \times \left. \left[ \sin (6p\theta_o + [2n+1]\theta_o) - \sin (6p\theta_o - [2n+1]\theta_o) \right] \right. \\ \left. + \frac{2}{\pi} \sum_{m=1}^{m=\infty} \sum_{n=0}^{n=\infty} \left[ \frac{1}{2n - (2m+1)} \right] \left[ \frac{a(6p-1)_{2n}}{6p-1} + \frac{a(6p+1)_{2n}}{6p+1} \right] \right. \\ \times \left. \left[ -\cos \{6p\theta_o - ([2m+1]\theta_o - [2n - (2m+1)] \phi_o)\} \right. \right. \\ \left. + \cos \{6p\theta_o + ([2m+1]\theta_o - [2n - (2m+1)] \phi_o)\} \right] \\ \left. + \left[ \frac{1}{2n + 2m + 1} \right] \left[ \frac{a(6p-1)_{2n}}{6p-1} + \frac{a(6p+1)_{2n}}{6p+1} \right] \right. \\ \times \left. \left[ -\cos \{6p\theta_o - ([2m+1]\theta_o + [2n + 2m + 1] \phi_o)\} \right. \right. \\ \left. \left. - \cos \{6p\theta_o + ([2m+1]\theta_o + [2n + 2m + 1] \phi_o)\} \right] \right\} \right]$$

El valor de  $k$  ya fué definido en la ecuación anterior.

Se reitera el valor buscado de  $r \sin \theta_o$ , y como aunque se ha reducido enormemente la expresión del modo libre de corriente circulante aún tiene una relevante serie de armónicas indeseables.

## ORDEN DE LAS ARMÓNICAS PARA DIFERENTES TIPOS DE CICLOCONVERTIDORES.

De los distintos análisis se puede detectar que las armónicas de los distintos convertidores dependen de una fórmula muy sencilla o más propiamente dicho de una fórmula muy simplificada y que el orden de armónicas que presenta cada convertidor dependerá directamente del número de pulsos del cicloconvertidor.

$$h = kp \pm 1$$

Donde:  $h$  es el orden de la armónica.  
 $k$  es un entero positivo desde 1 hasta el infinito.  
 $p$  es el número de pulsos del cicloconvertidor.

Así sabemos con seguridad que el orden de las armónicas que afectaran a nuestra señal de salida del cicloconvertidor pueden ser:

Para un cicloconvertidor de 3 pulsos trifásico ( $q = 3$ ):

$h = 2, 4, 5, 7, 8, 10, 11, 13, \text{etc.}$

Para un cicloconvertidor de 6 pulsos trifásico ( $q = 6$ ):

$h = 5, 7, 11, 13, \text{etc.}$

Veremos en el proyecto del cicloconvertidor como se encuentra la señal de salida afectada por éstos resultados y si es necesario incluir filtros o ampliar el número de pulsos de nuestro cicloconvertidor ó podrá ser controlable ésta sería de señales extras perjudiciales para la señal de corriente alterna con frecuencia menor.

Un análisis de corriente sería igual de exhaustivo y presenta resultados similares a los de voltaje por lo que no se considerará ya en la tesis.

## CAPÍTULO IV

### BASES TEÓRICAS DE LOS CONVERTIDORES DE FRECUENCIA CON CONTROL ESTÁTICO ELECTRÓNICO.

#### INTRODUCCIÓN.

Un cicloconvertidor es un sistema de control basado en los tiristores y en específico en los SCR's; tiene como entrada principal una señal trifásica de alterna senoidal y da como resultado una señal monofásica de alterna no senoidal<sup>1</sup> con una frecuencia de salida del sistema menor que la señal trifásica de entrada.

Un cicloconvertor individual entrega una señal monofásica; así para un motor trifásico de c.a. se emplean tres cicloconvertidores individuales. Así pues para controlar la velocidad de un motor de corriente alterna trifásico de inducción o síncrono se requieren de tres cicloconvertidores individuales y con sus señales de salida desfasados  $120^\circ$  ( $2/3 \pi$  radianes) entre sí. Esto es porque ya se ha hecho mención de que una señal trifásica es empleada en un cicloconvertidor individual para producir una señal monofásica.

Desde que se crearon los tiristores una de las primeras aplicaciones que se le atribuyeron fue precisamente el cicloconvertidor como un elemento que podría reducir la frecuencia y sus consecuencias sin depender de un sistema mecánico-móvil sino por medio de un sistema estático-electrónico (sin movimiento y sus consecuentes pérdidas y gastos de mantenimiento).

De hecho teóricamente se podría producir una señal casi perfectamente senoidal monofásica y con la misma frecuencia de salida que la entrada; pero producir esto en la realidad es exageradamente más caro e incontrolable que emplear otro sistema de control; porque conlleva a la necesidad de emplear circuitos de bloqueo de los Tiristores que no harían óptimo ni operable al dispositivo. Por ello es que principalmente se desarrolla y opera con el fin de reducir la frecuencia a valores cercanos a  $1/3$  de la frecuencia de entrada (para  $q=3$ ), o  $1/2$  de la frecuencia de entrada (para  $q=6$ ) e inclusive  $3/4$  de la entrada (para  $q=12$ ). Estos porcentajes son valores obtenidos en experimentación práctica de los cicloconvertidores por cada circuito y son los máximos valores reales obtenidos por ellos; no pueden obtenerse mayores frecuencias que éstas a no ser que empleen conmutación forzada.

---

<sup>1</sup> Ya en el capítulo III se demostró como la salida del cicloconvertor presenta una señal fundamental senoidal descable y varias series de armónicas indeseables que alteran la fundamental. Aunque cabe la aclaración que este tipo alteraciones por armónicas se presentan también en convertidores a cd. con tiristores para el control de máquinas de cd. muy desarrollado y empleado hoy en día inclusive en México.

Inclusive en el manejo de los motores sincrónicos se emplea para arrancarlos sin necesidad de desconectar la corriente del campo de C.D. pues se empieza con una frecuencia muy baja que podría romper la inercia del rotor e ir aumentando gradualmente la frecuencia de entrada de la armadura estacionaria hasta llegar al valor máximo permisible por el cicloconvertidor<sup>2</sup>. Claro que para emplear los cicloconvertidores para este fin es necesario garantizar que los elementos del control y la propia máquina soporten los valores de corrientes y potencias máximos que se emplearían en tal proceso ya que los elementos las soportarían por periodos no transitorios sino más recurrentes hasta la operación convencional pudiendo dañar por mal cálculo de los valores nominales de los dispositivos y bobinados empleados en tal caso.

El objeto principal de emplear un cicloconvertidor, es pues, producir una reducción en la frecuencia de una señal de alterna; esto tiene distintas consecuencias o efectos deseables en los motores o elementos en donde se aplican los cicloconvertidores como son:

1. Reducciones en las pérdidas magnéticas de los dispositivos que utilicen el cicloconvertidor.
2. Reducción en la velocidad de una máquina que emplee frecuencia de ca.
3. Aumento considerable en el par de las máquinas bajo los efectos de los cicloconvertidores<sup>3</sup>.

Dentro del sistema, el responsable de producir el defasamiento de las señales de salida individuales de cada cicloconvertidor es el circuito de disparo de las compuertas de los SCR's; como debe ser preciso y con la menor incertidumbre y error se procura que el circuito de disparo sea controlado por un microprocesador y en nuestro caso será un microcontrolador; de lo contrario se requeriría una gran cantidad de circuitería y hardware sofisticado con sus subsecuentes costos, y aumentos de incertidumbre y errores.

## **CLASIFICACIÓN DE LOS CICLOCONVERTIDORES.**

Los cicloconvertidores ó cicloconvertidores se han dividido en tres grandes grupos según el número de Tiristores que emplean en cada cicloconvertidor individual.

---

<sup>2</sup> Existen otras formas empleando electrónica de potencia para producir el control de la velocidad de las máquinas sincrónicas, convirtiendo la corriente alterna en directa y posteriormente usando inversores para sacar la corriente alterna nuevamente pero estos procesos no entran dentro del estudio propio de cicloconvertidores por lo que no se estudiaron a fondo en ésta tesis.

<sup>3</sup> De los cuales ya se han explicado sus características en el capítulo II.

1. CICLOCONVERSORES DE 6 SCR'S POR CADA FASE. ( $q=3$ ).
2. CICLOCONVERSORES DE 12 SCR'S POR CADA FASE. ( $q=6$ ).
3. CICLOCONVERSORES DE 24 SCR'S POR CADA FASE. ( $q=12$ ).

Las  $q=3, 6$  y  $12$  son una manera de denominar por convención a los tiristores de 3 pulsos, 6 pulsos y 12 pulsos respectivamente.

Ya hemos en este capítulo empleado las expresiones  $q=3, 6, 12$  y lo anterior nos aclara a qué se refieren estos términos; sin embargo ¿Porqué un cicloconvertidor de 6 SCR's por fase se representa por  $q=3$  y se le denomina cicloconvertidor de 3 pulsos y no de 6 pulsos (como se podría entender a partir de que emplea 6 disparos para 6 compuertas de tiristores distintos)?

**R=** Lo que sucede es que por convención se emplea el término de cicloconvertidores de 3 pulsos ( $q=3$ ) porque cada medio ciclo de la señal de salida (ya sea el positivo o el negativo) dependerá exclusivamente de 3 y solo 3 de los 6 tiristores empleados en cada fase; así, los de  $q=6$  son cicloconvertidores de 12 SCR's donde 6 se emplean para un semiciclo positivo de salida y los otros 6 restantes obtendrán el semiciclo negativo de la señal de salida, etc. El circuito de control de disparo de SCR's y el acomodo de éstos SCR's en el circuito nos darán las señales deseadas.

#### UTILIZACIÓN DE LOS DIFERENTES TIPOS DE CICLOCONVERSORES.

Si se emplea uno de 6 SCR's el control sería muy sencillo pero la señal de salida sería muy desvirtuada y potencialmente dañina por la generación de las ondas armónicas que serían del orden desde la segunda y cuarta armónica, que desestabilizan todo el sistema e inclusive la línea como ya se ha comentado en otros capítulos, por lo que prácticamente no es muy empleada esta clase de cicloconvertidores. Su manera de operar requiere que necesariamente se emplee su transformador fuente en conexión estrella con su neutro aterrizado y conectada con el regreso de la carga monofásica por la protección requerida por el hecho de las armónicas presentes.

La segunda clasificación (que emplea 36 tiristores en total) no presenta tantas armónicas o por lo menos no del orden superior a la segunda armónica, aunque el hardware se incrementa y el software es más complejo. A diferencia de la primera opción ésta presenta la posibilidad de ambas conexiones en el transformador fuente y puede acceder valores de voltajes de línea a línea y no solamente de línea a neutro y otros tipos de conexión empleados para reducir el número de tiristores (las configuraciones no simétricas) pero que no aprovechan al máximo ni a los tiristores ni cuenta con toda la potencia que las estructuras simétricas proporcionan.

La tercera es la opción más segura pues aunque presenta terceras y quintas armónicas en la práctica éstas son el 10% de lo que se presentan en los de la segunda clasificación pero evidentemente son muy costosos ya que para su operación se habla de 72 Tiristores en operación con sus circuitos de disparo y control de software, que evidentemente garantiza teóricamente mayor control de la señal de salida y la da más nítida y senoidal que las otras dos opciones, además de permitir la conexión del transformador fuente en cualquier conexión común delta o estrella e incluso delta abierta.

Como ya comentamos, los de la Primera Clase no son muy operativos.

Los cicloconvertidores de la Segunda Clase se emplean sobre todo para el control de máquinas de inducción y síncronas de no muy elevada potencia.

Los de la Tercera Clase son los que se emplean en realidad con mayor uso; y se emplean para líneas de transmisión y maquinarias de enorme potencia.

El objetivo principal de la Tesis es presentar un prototipo de éstos dispositivos, ver su aplicación y hacer pruebas de sus características en laboratorio, sin que sea realmente costosa su implementación, por lo que se presentará pues dos sistemas (monofásico y trifásico) de tres pulsos y un sistema de la segunda opción y se verán sus ventajas y contras en el desarrollo de la experimentación para obtener las conclusiones de nuestra tesis.

## **CIRCUITOS COMUNES DE LOS CICLOCONVERTIDORES.**

Ya se ha hecho mención del número de pulsos y de Tiristores que emplean los distintos tipos de cicloconvertidores y se ha hecho mención de los tipos o formas en que se presentan los arreglos de los cicloconvertidores.

Quisiera por lo menos mencionar de manera somera los tipos circuitos que se utilizan para formar un cicloconvertidor no importando de que cantidad de pulsos se formen ya que todos parten del modelo primario de 3 pulsos; entre ellos los principales son:

1. Los cicloconvertidores simétricos, entre los que se encuentran:

- Los de punto o nodo intermedio.
- Los de circuitos de puente con aislamiento de cargas.

2. Los Cicloconvertidores asimétricos, entre los que están:

- Los de Delta Abierta.

De nodo intermedio para 3 pulsos.  
De puente aislado de cargas.

- Los de conexión en anillo ("ring connected").  
De nodo intermedio para 3 pulsos.  
De puente aislado de cargas para 6 pulsos.

De alguna manera ya se mencionó que los circuitos simétricos son los que aprovechan mejor las características y el potencial de los tiristores y rinden la mayor potencia por lo que son los más empleados; sin embargo también son los que utilizan la mayor cantidad de elementos y por ende los controles más caros.

Los asimétricos por su parte tienen su ventaja por lo tanto en la economía ya que por ejemplo en un cicloconvertor de delta abierta de 6 pulsos solo se emplean 24 tiristores en vez de 36 lo que hace más barata su conexión y su control.

## **LAS MÁQUINAS DE CORRIENTE DIRECTA VS. LOS CICLOCONVERTIDORES.**

Casi podríamos decir que tradicionalmente para manejar cargas donde la velocidad requiere ser controlada y modificada constantemente las máquinas de Corriente Directa serían empleadas, ya que, controlando su armadura o su campo se puede variar su velocidad; y en general la regulación de los motores de Corriente Directa es relativamente sencilla y es la más empleada en realidad.

También haciendo uso de los tiristores pueden tenerse regulaciones y controles muy precisos de velocidad y potencia de los motores de Corriente Directa y es donde en la actualidad (como se verá en el capítulo VI) el mercado del control de equipo eléctrico ha avanzado más y se ha tratado de poner al día a nivel internacional.

¿Por qué tratar de emplear el control de velocidad de ciertos sistemas por el empleo de Corriente Alterna y no emplear motores de Corriente Directa, sabiendo sus ventajas de mejor regulación y control de su velocidad?

- En la práctica existen situaciones especiales en las que se considera preferible emplear máquinas de alterna y controlar su velocidad como por ejemplo:
- En un medio ambiente hostil; donde un motor de C.D. tiene que tener características muy especiales en aislamiento, ventilación, etc. y donde el colector y las escobillas resultan problemáticos (Industria Minera, Química, Papelera, etc.)
- Casos donde la corriente alterna sea la única alternativa viable, como bombas y motores sumergibles con acceso para mantenimiento muy difícil.
- Cuando ya existe un motor de inducción de ca. (gran potencia), y la regulación se haga en la actualidad sobre el proceso con pérdidas notables de energía, pretendiendo pasar esa regulación al motor para evitarlas.
- Casos en que existan muchos motores que deben estar alimentados por un accionamiento común único implicando un regulador para "n" motores.

- En empresas donde se requiere una gran seguridad de alimentación, admitiendo la posibilidad, en su caso, de funcionar a velocidad fija, pero sin detener la producción (en caso de falla del regulador). Lo que es solo posible conectando directamente a la red los motores de ca. y que no es factible en los de cd.

Muchas son los elementos a considerar en la implementación de un sistema o un nuevo control del sistema ya instalado; como por ejemplo, la fiabilidad, mantenimiento, factor de potencia, margen de regulación, ahorro de energía, etc. y la elección de mejor sistema será considerando todos estos y otros elementos, (posibilidades y limitaciones), que nos de la situación técnica y económica

## **VENTAJAS E INCONVENIENTES.**

### **VENTAJAS:**

1. Los cicloconvertidores pueden desarrollar un sistema motor-generador absorbiendo o entregando energía a la red rectificando e invirtiendo empleando los tiristores en antiparalelo en dos sentidos de giro y con frenado dinámico, es decir que pueden trabajar en los 4 cuadrantes.
2. Los SCR's trabajan en conmutación natural de la red.
3. Su rendimiento es bastante bueno, o por lo menos similar a los controles de velocidad de los motores de cc., obviamente mejorando más aún en los motores síncronos por el mejoramiento del factor de potencia.
4. Los armónicos reenviados a la red están en el orden de los que producen los variadores de velocidad de motores de cc.
5. El dimensionado de los tiristores no es mayor al empleado en los antiparalelos de los motores de cc y potencia similar.

### **DESVENTAJAS.**

Ya se han ido mencionando con anterioridad pero aquí enumeraremos las más graves.

1. Solo puede regular las más bajas frecuencias. Siendo su máximo práctico  $f/3$  (siendo  $f$  la frecuencia de la red). Provocar mayor frecuencia traería desfavorables ondas cuando se presentara frente a la carga y podrían los armónicos afectar a la maquinaria, la red e incluso los transformadores de alimentación si se emplean.
2. Requiere de un elevado número de Tiristores para la mejor señal senoidal de salida (36 tiristores para  $q=12$  como ya se mencionó en la clasificación), así como más complicado control y circuito de mando.
3. En la práctica a  $1/3$  de la frecuencia una fase tiene más corriente que las demás y se tiene que considerar en el dimensionamiento de los elementos.
4. A muy bajas frecuencias como ya se comentó un puente puede estar conduciendo la intensidad de cresta y no la nominal por un tiempo considerado



como constante para los tiristores por lo que también se tiene que considerar casi el doble de su valor nominal.

### **CIRCUNSTANCIAS EN QUE SE APLICAN PRINCIPALMENTE LOS CICLOCONVERTIDORES.**

La principal operatividad donde se encuentran éstos sistemas es en:

- Motores lentos de "gran potencia".

Ni los motores de cd. ni los sistemas reductores mecánicos pueden desarrollar los grandes pares (del orden de varios millones de Newton-metro) de los motores síncronos de gran diámetro (grandes molinos por ejemplo).

- Conjunto de muchos motores que deban girar a velocidad similar lenta (rodillos de laminadores).
- Motores embarcados.

### **ANÁLISIS DE LA CONSTRUCCIÓN Y FORMA DE ONDA DE SALIDA (IDEAL) DE UN CICLOCONVERTIDOR DE 3 PULSOS ( $q=3$ ).**

El siguiente diagrama (FIGURA 4-1) muestra un circuito simétrico de un cicloconvertidor de 3 pulsos o también denominado de 6 SCR's. En él por convención los SCR's son etiquetados con sólo números impares en orden ascendente; los que controlarán el semiciclo positivo son los tiristores 1, 3, 5 y los del semiciclo negativo son los 7, 9 y 11.

Normalmente un cicloconvertidor de éste tipo dispara una compuerta por cada pulsación de la corriente alterna; es decir para una señal trifásica de 60 hz. existen 180 pulsos de compuertas por segundo, pero esto es variable según la prueba a realizar. La frecuencia de salida la determina pues el número de pulsos de puerta por semiciclo. Si se activan pocos pulsos por cada semiciclo la salida tendrá una frecuencia alta pero si se activan varias veces pulsos de compuertas de los SCR's por cada semiciclo la salida tendrá una frecuencia muy baja.

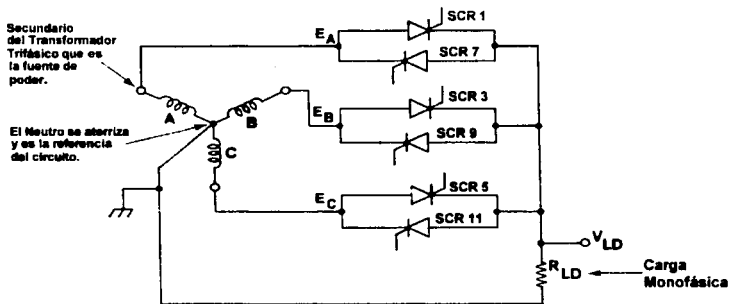


FIG. 4-1.

Con un ángulo de disparo a  $30^\circ$  para todos los tiristores (retardo del ángulo de disparo estático) y 4 pulsos de puerta secuenciales se puede obtener una señal idealizada (sin armónicas) como la de la primera gráfica (FIGURA 4.2) descrita en este capítulo. Cada tiristor entrará en conducción a un ángulo  $\alpha$  de  $30^\circ$  después de que su señal monofásica individual asociada cruce el cero y se haga positiva. Denotemos como los disparos designados emplean partes de las señales de las tres fases de alterna seleccionados para formar una nueva señal pero a una frecuencia distinta. La conmutación de los tiristores activados es natural como se explicó en el capítulo I.

En esta FIGURA 4.2 la señal tiene idealmente una frecuencia de  $1/3$  de la fundamental es decir de 20 Hz., esto es que cada ciclo completo de la señal de salida del cicloconvertidor requirió de 3 ciclos completos de la señal de entrada.

$$f_{\text{salida}} = \frac{1}{3} f_{\text{entrada}} = \frac{1}{3} 60 \text{ Hz.} = 20 \text{ Hz.}$$

Para un ángulo de disparo igual de  $30^\circ$  estático pero con 6 pulsos de compuerta por medio ciclo la señal de salida idealizada sería similar a la FIGURA 4.3. En este caso la señal de salida requirió  $4 \frac{5}{12}$  ciclos de la señal de entrada por lo que genera una salida de frecuencia  $f = 13.6$  Hz.

$$f_{\text{salida}} = \frac{f_{\text{entrada}}}{4 \frac{5}{12}} = \frac{60 \text{ Hz}}{4.417} = 13.6 \text{ Hz.}$$

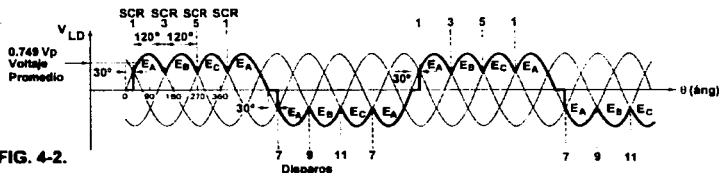


FIG. 4-2.

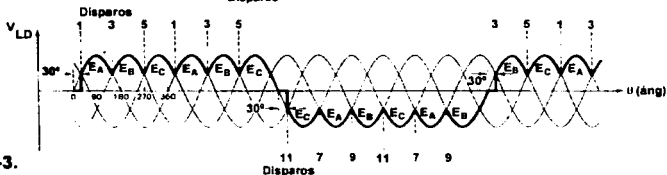


FIG. 4-3.

### ANÁLISIS DE LA CONSTRUCCIÓN Y FORMA DE ONDA DE SALIDA (IDEAL) DE UN CICLOCONVERTIDOR DE 6 PULSOS ( $q=6$ ).

La FIGURA 4.4 de éste capítulo ilustra el acomodo de un cicloconvertidor simétrico de éstas características. Donde se encuentra una ampliación del de tres pulsos y se denota que ahora la señal que se recibe en el cicloconvertidor es el voltaje de línea a línea y no de línea a neutro del transformador fuente y ni se ha conectado una tierra a la salida pues es más segura ésta salida que la que ofrece un cicloconvertidor de 3 pulsos. Como se comentó ya no es indispensable.

Los tiristores agregados ahora por convención se enumeran también de manera ascendente pero empleando los números pares (2, 4, 6, etc.) y en ese orden se activarán por sus compuertas según convenga al programador para la señal de salida deseada, el rango de pulsaciones normalmente aumenta de 180 Hz a 360 Hz lo que disminuye las proporciones de armónicas de la salida y las hace más fáciles de filtrar si así se desea; de cualquier manera las tercias positivas del cicloconvertidor seguirán generando el medio ciclo positivo y los otros 6 generarán el semiciclo negativo.

Una diferencia considerable entre los de 3 pulsos con el de 6 pulsos es que en éste caso los tiristores ya no están trabajando y son activados uno por uno, sino que 2 tiristores siempre están activados y conduciendo; uno de la terna de los pares y otro de la de los impares de cada semiciclo. Ésto se debe al hecho de

que ahora existen dos líneas conduciendo simultáneamente (A y B por ejemplo en vez de solo la línea A por ejemplo) y cada una de ellas tiene que conducir por medio de su tiristor asociado para la frecuencia de salida requerida.

Nuevamente es responsabilidad del circuito de disparo que se hagan simultáneamente los disparos de 2 tiristores para iniciar cada medio ciclo. Posteriormente cada disparo individual (que se haga en cada semiciclo) del tiristor correcto conmutará naturalmente a otro tiristor activado al estado de apagado, por lo que el cicloconversor siempre mantendrá por sí mismo a 2 tiristores activados y a los demás apagados.

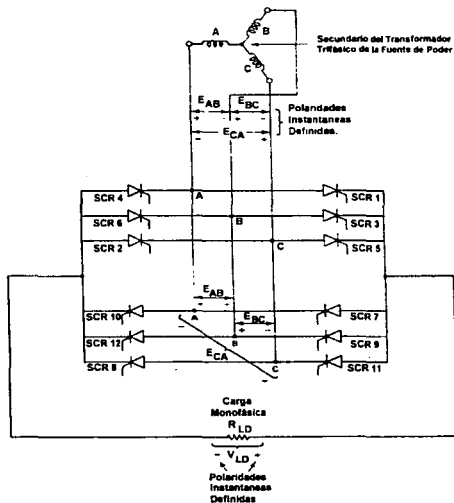


FIG. 4-4.

La FIGURA 4.5 muestra la señal de salida remarcada respecto a la de la entrada para un ángulo de disparo de 60° de manera estática; es decir, que cada tiristor siempre será disparado a 60° después de iniciar su ciclo positivo. Al principio de la señal es de hacer notar que se activa el SCR 1 asociado con la línea A y simultáneamente la señal que presente la Línea B por medio del SCR 6; de esta manera, la señal de salida empieza a 60° y se centra con cierto voltaje de rizo pero en el valor pico de la salida.

60° después se dispara un nuevo SCR individual, que ahora corresponde al etiquetado con el número 2, que está asociado con la Línea C; en ese preciso instante el voltaje de entrada VCA es en magnitud mayor (aunque negativo) que el voltaje de VAB; con VCA instantáneamente negativa la polaridad instantánea entre la Línea C y A es + en A y negativa en C, lo que significa que C viene a ser más negativa que B en este instante. Por lo tanto el SCR etiquetado como 6 conmuta al estado de apagado de forma natural ya que su cátodo está directamente asociado a la Línea B y su ánodo está conectado potencialmente a la Línea C, lo que indica una polaridad natural de conexión del SCR 6 en polaridad inversa y eso lo apaga naturalmente. Con los SCR's 1 y 2 activados la señal de salida contendría un pico negativo que sería el de VCA pero observando como se encuentran SCR1 y SCR2 conectados la polaridad se mantiene positiva.

Otros 60° más tarde el circuito de control de disparos envía la activación al SCR3 conmutando nuevamente de manera natural al SCR1, y empleando la forma de la señal de Vbc para la señal de salida, manteniendo el valor de salida en el pico de voltaje positivo; denotaremos que se emplean "piezas" de la señal trifásica para obtener la salida monofásica deseada. Cuando el control de disparos decide terminar con el semiciclo positivo, los SCR's del 1 al 6 se apagan naturalmente y empieza el disparo de los SCR's del 7 al 12 para el semiciclo negativo con el mismo procedimiento pero empleando diferente "colección" de SCR's, siempre siguiendo el orden ascendente de disparo como un ciclo; así, al terminar el disparo del número mayor en cada semiciclo se dispara el SCR de menor valor en la etiqueta.

La FIGURA 4.4 muestra cómo se colocan y etiquetan los SCR's para obtener estas condiciones y en que secuencia de fases se presenta la fuente para su correcta aplicación.

El ejemplo descrito anteriormente emplea un ángulo de disparo de 60° estático y requiere 2 ciclos completos más 120° de las señales de entrada para obtener un ciclo completo de la señal de salida. Por lo que la frecuencia de salida ideal de este ejemplo será:

$$f_{\text{salida}} = \frac{f_{\text{entrada}}}{2 \cdot 1/3} = \frac{60 \text{ Hz}}{2.333} = 25.7 \text{ Hz.}$$

También es pertinente de manera prioritaria identificar que la secuencia de fases de la fuente de poder es una y solo una, y es la secuencia de fases positiva; sino se toma en cuenta este importante detalle y se emplea una secuencia negativa con el mismo control de disparo de las compuertas de los tiristores, se entraría en un error que impediría tener las señales deseadas y sin una adecuada protección o selección de los dispositivos podría dañar todos el circuito de disparo y control de los SCR's.

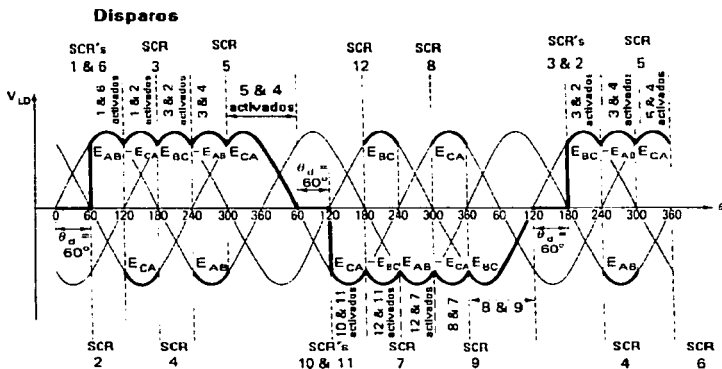


FIG. 4-5.

### SALIDA (IDEALIZADA) TRIFÁSICA DE UN SISTEMA CICLOCONVERTIDOR DE 3 PULSOS.

La siguiente gráfica (FIGURA 4.6) muestra una salida trifásica de tres cicloconvertidores individuales en donde la salida de cada fase tiene una frecuencia de 20 Hz. y entre fase y fase la única diferencia es un desplazamiento de  $120^\circ$ . En la parte inferior de la gráfica 4 se muestran la numeración de las etiquetas de los tiristores que tienen que ser disparados en ese orden para lograr esa secuencia de fases. La figura que le acompaña (FIGURA 4.7) muestra el acomodo de los SCR's y sus etiquetas para los 18 SCR's (6 por fase) y como se conectarían con el estator de una máquina. consideraciones similares se

emplearán para un cicloconvertor pero de 6 pulsos, con los elementos analizados anteriormente.

Hay que observar que se tiene presencia de una conexión a neutro para el mejor control si es que la máquina no trabaja con carga balanceada o alguno de los cicloconvertores individuales produce un desbalanceo en las señales de voltaje.

Es nuestro interés en la tesis producir una señal similar y ver sus características para diferentes valores de ángulos de disparo

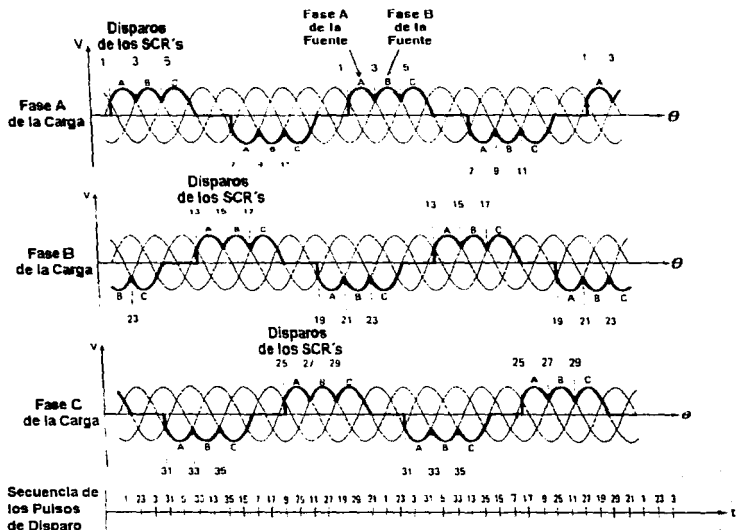
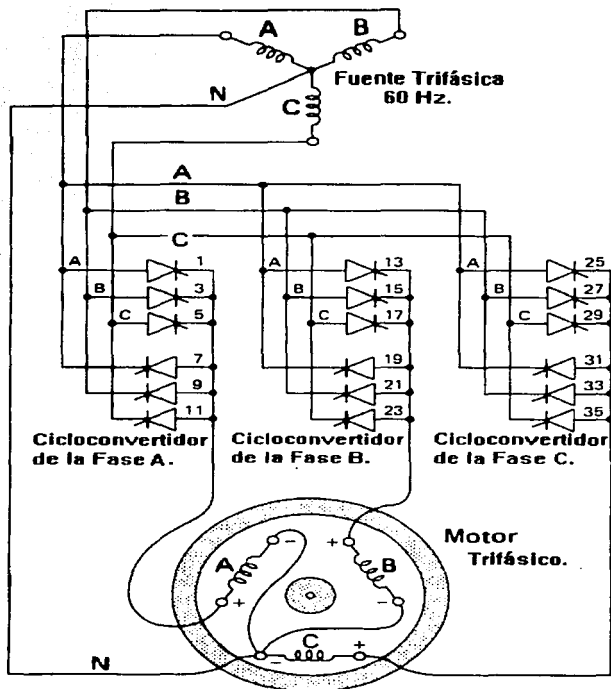


FIG. 4-6.



**FIG. 4-7.**



## ÁNGULOS DE DISPARO NO ESTÁTICO.

Hasta el momento se ha presumido y considerado que los ángulos de disparo de los tiristores es constante y estático; es decir, que todos los tiristores serían disparados en el mismo ángulo de disparo. Sin embargo si se realiza de manera apropiada se podría emplear un cicloconvertor con ángulos de disparo no estático y con ello mejorar o acercar la forma de onda de salida del cicloconvertor a una señal senoidal; o por lo menos hacer el filtrado de la señal más sencillamente, ya que la señal sería más senoidal que cuadrada.

Para éstos casos es más prudente emplear uno de 6 pulsos o más que uno de 3 pulsos ya que se tiene la posibilidad de trabajar con mayores elementos por cada semiciclo y se obtienen aún mejores resultados con frecuencias de salida superiores a 10 Hz. Señales similares a las de las FIGURA 4.8 y 4.9 se obtendrían por uno de 3 pulsos a 10 Hz. y 6 pulsos a 20 Hz de la frecuencia fundamental respectivamente.

Por supuesto que el control sería más especial que en los casos anteriores y muchas veces son sugerencias y no un algoritmo constante el que se emplea para las señales de disparo aunque sería un muy interesante experimento para tratar de obtener mejores resultados.

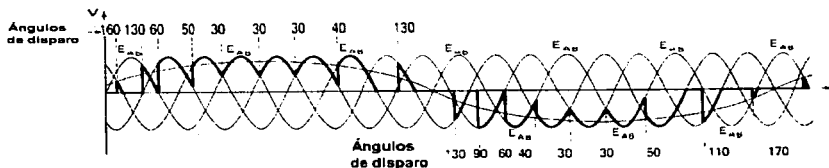


FIG. 4-8.

Éstos Segmentos de la Señal de Salida son formados por los SCR's 1,2,3,4,5 y 6 de la Figura 4.4.

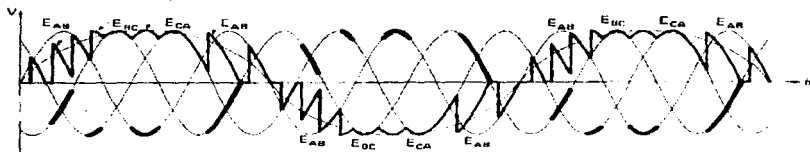


FIG. 4-9.

#### REDUCCIÓN DEL VOLTAJE PROMEDIO DE SALIDA PARA DISTINTOS ÁNGULOS DE DISPARO.

El voltaje promedio de un cicloconvertidor puede ser reducido si se aumenta el ángulo de disparo de los tiristores; en uno de  $q=3$  se reduce si se aumenta el ángulo  $\alpha$  a más de  $30^\circ$ ; para un  $q=6$  se reduce si se aumenta a un ángulo  $\alpha$  superior de  $60^\circ$ .

Se puede observar en las siguientes 2 gráficas (FIGURA 4.10 y 4.11) cómo al aumentar el ángulo  $\alpha$  de disparo los promedios de voltaje disminuyen; y se puede demostrar que para la 1er. curva a  $\alpha=45^\circ$  el voltaje de salida será de 0.714  $V_p$ . para  $\alpha=90^\circ$  el voltaje de salida será de 0.424 de  $V_p$  de entrada. Para el de  $\alpha=30^\circ$  la salida sería sin embargo de 0.749 de  $V_p$  original.

Ésto se puede comprobar pues se sabe que el voltaje eficaz o promedio de corriente alterna se calcula siempre mediante la fórmula:

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2 dt} \quad (4.1)$$

Donde:

$V_{rms}$  = Es el voltaje promedio o eficaz.

$T$  = Es el período de la señal que se va a calcular su voltaje.

$v$  = Es el valor y forma de onda del voltaje que se desee obtener.

Si éste voltaje ( $v$ ) es el de una señal senoidal se escribiría:  $V_{pico} \text{ sen } \omega t$ .

Se elevaría al cuadrado, se emplearía en la ecuación y se obtendría como resultado:

$$V_{rms} = \frac{V_{pico}}{\sqrt{2}} = 0.7071 V_{pico} \quad (4.2)$$

Veamos ahora que la salida tanto de  $\alpha=30^\circ$  como de  $\alpha=45^\circ$  producen mayores valores rms incluso que la propia señal idealizada senoidal.

De hecho en cualquier función que represente un voltaje o corriente se puede emplear el cálculo integral y se pueden obtener sus distintos valores antes citados en párrafos atrás.

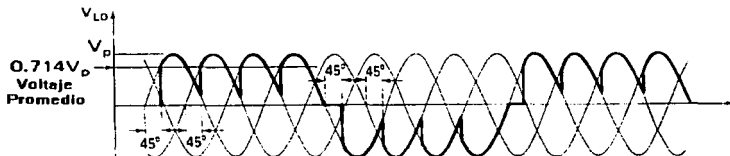


FIG. 4-10.

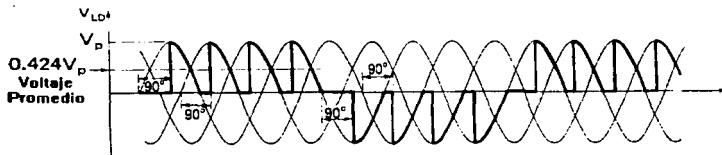


FIG. 4-11.

## **CAPÍTULO V.**

### **IMPLEMENTACIÓN DE SISTEMAS DE CICLOCONVERTIDORES PARA CARGA MONOFÁSICA O TRIFÁSICA EMPLEANDO UN MICROCONTROLADOR INTEL DB749H.**

#### **COMENTARIOS:**

Se ha hecho mención de que uno de los objetivos principales de ésta tesis es la implementación de algún sistema cicloconvertidor con la finalidad de presentar resultados e información práctica de ventajas e inconvenientes de tal sistema.

Se presenta junto con éste trabajo escrito un proyecto de cicloconvertidores monofásico y trifásico de conmutación natural; es decir, donde los tiristores o SCR's una vez conduciendo llegarán a conmutar naturalmente al estado de apagado sin obligarlos a ello por alguno de los otros métodos existentes, que aunque mejora la operación del sistema, incrementa los costos y el control.

#### **ALIMENTACIÓN:**

Es necesario además de la alimentación trifásica a los cicloconvertidores proveer al circuito controlador del sistema de una alimentación de Corriente Directa para alimentar a todos los elementos electrónicos en general del sistema, como lo son: el microcontrolador, compuertas y circuitos TTL empleados, transistores, etc.

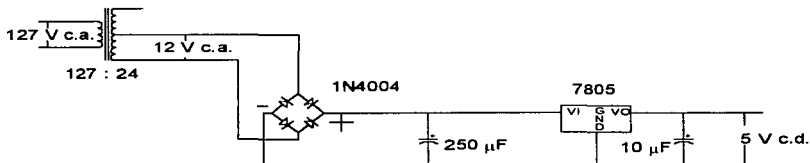
Ya que el microprocesador 8749 requiere nominalmente de una alimentación de + 5 Volts de c.d. y su tierra y como se muestra en las hojas técnica del Apéndice A, siempre se buscó que todos los elementos electrónicos empleados tuvieran éstas alimentaciones para su operación y en su caso polarización y ésto se logró hasta el final de las pruebas.

Para proveer tal alimentación se toma una de las señales monofásicas (no importa cual sea) y por medio de un puente rectificador de onda completa y un regulador 7805 se suministra al circuito controlador de 5 volts de corriente directa positivos.

No se considera necesario dar la teoría del puente rectificador; tan solo mencionar los elementos reales que se emplearon a saber: Un transformador en su operación de transformador reductor de 127 vca a 24 vca. de capacidad máxima de 5 amperes de c.a. (Se cuenta con Tap Central y se aprovecha para manipular 12 volts únicamente). Cuatro diodos rectificadores 1N4004 de Silicio

que soportan hasta 1 amper y 400 volts. Un capacitor de 250  $\mu\text{F}$  a 25 volts. El regulador 7805 que produce con el voltaje de directa proporcionado por el puente rectificador un voltaje de + 5 volts de c.d. (El 7805 puede entregar una corriente máxima de 1 amper de c.d.). Un capacitor de 10  $\mu\text{F}$  de 25 volts conectado entre la salida del regulador y tierra; (implementación convencional del regulador) y un disipador de calor para el regulador 7805.

El circuito de alimentación completo es el siguiente:



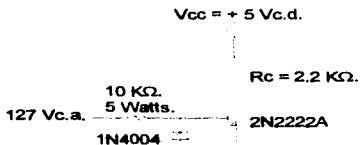
Se observa que el circuito se ha diseñado para una corriente máxima nominal de operación de 1 Amper de c.d. y siendo reiterativos de + 5 volts de c.d. cantidad de corriente y voltaje suficiente para los requerimientos de nuestro dispositivo de control.

#### ETAPA SENSORA:

Primeramente se tiene el problema de seleccionar un mecanismo electrónico que pudiera pensar las señales trifásicas de nuestro sistema ya que esa sería la principal señal de entrada; por ello es que ha sido implementada por un circuito que lejos de ser impactante y complejo es sencillo y hasta el momento bastante confiable, sin por ello dejar de ser imprescindible en todo el sistema.

Sólo hacemos uso de un transistor por cada señal monofásica (implementación en estrella) en una configuración de emisor común en operación no de amplificación sino más bien de corte y saturación con un diodo y una resistencia de 5 watts limitadora de la corriente de entrada.

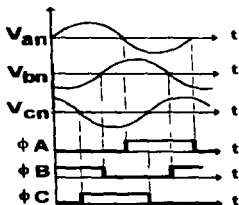
El circuito de entrada es el siguiente:



Como se observa cada señal monofásica entra por la resistencia de potencia limitando la corriente; analizando el diodo que se encuentra en paralelo con el voltaje de entrada se observa que para el ciclo positivo dejará pasar la señal hacia el transistor pero el ciclo negativo será bloqueado por el diodo y no pasará al transistor.

La causa primordial de esto es que tanto la etapa multiplicadora de frecuencia, como el microcontrolador y en sí todo el sistema electrónico implementado maneja voltajes de 0 volts a +5 volts y no señales negativas; por medio del diodo limito toda posibilidad de ésta y no se encuentra ninguna limitante más.

Sólo el ciclo positivo entrará al transistor y éste por la configuración y los valores tan altos de voltaje y corriente satura al transistor durante el ciclo positivo de la señal de entrada; pero como el ciclo negativo es limitado a cero, durante éstos períodos de tiempo el transistor entrará inmediatamente en el corte y presentará en su señal de salida los 5 volts positivos de alimentación del transistor; como lo describen las señales siguientes:



Se empleó pues un transistor 2N2222A (ó transistores 2N2219A que pueden disipar mayor potencia), que soporta con toda seguridad los valores de corriente y voltaje empleados; en cuanto a los diodos tan solo como protección se emplearon de 1 amper de manejo sin necesidad de ser ni rápidos ni de características especiales; emplee por ello los 1N4003 y una resistencia de 10 K $\Omega$ .. a 5 watts.

La corriente máxima rms en la base instantánea sería:

$$I_B \text{ RMS M\AA X} = \frac{127 \text{ volts}}{10 \text{ K}\Omega} = 12.7 \text{ mA}$$

La corriente pico sería pues:

$$I_B \text{ PICO} \approx \frac{\sqrt{2} \times 127 \text{ volts}}{10 \text{ K}\Omega} = 17.96 \text{ mA}$$

Valores seguros para el transistor.

Una vez que cada señal monofásica desfasada 120° una de otra ha sido sensada por éste circuito es necesario invertir nuevamente éstas señales para tener una señal correcta para el control del microcontrolador. Para ello se emplean unos inversores de la familia TTL Schmitt Trigger para eliminar problemas de ruido en la señalización bastando un solo "chip" TTL 74LS74 que contiene 6 inversores.

Con la inversión de las señales se obtienen las siguientes gráficas:



#### NOTA IMPORTANTE ACERCA DE LA SECUENCIA DE FASES Y LA INVERSIÓN DE ÉSTA SECUENCIA.

Estas tres señales fungirán como entradas analógicas en el microcontrolador; siempre se considerará una secuencia positiva de fases ABC, y tomaremos como forzoso que la entrada que describe a la señal que nosotros consideramos como voltaje de la fase A sea la entrada de bit menos significativo y la señal monofásica C sea la del bit más significativo; obviamente con la señal B como el bit intermedio entre las otras dos señales.

De tal manera que para el circuito controlador las señales analógicas en sus seis cambios durante un ciclo completo trifásico presentarán la siguiente entrada de información (datos en forma binaria y en forma hexadecimal):

**TABLA UNO**

| BINARIA |   |   | HEXADECIMAL |
|---------|---|---|-------------|
| C       | B | A |             |
| 1       | 0 | 1 | 05 H        |
| 0       | 0 | 1 | 01 H        |
| 0       | 1 | 1 | 03 H        |
| 0       | 1 | 0 | 02 H        |
| 1       | 1 | 0 | 06 H        |
| 1       | 0 | 0 | 04 H        |

Entradas al microcontrolador en forma binaria y hexadecimal.

Esta señal es periódica y siempre en ese orden para una secuencia positiva.

Todos los programas realizados en la tesis toman como base que se tiene una secuencia positiva tanto en la etapa de potencia como en la de entrada. Cualquier inversión de esta secuencia en cualquier de las dos etapas podrá ocasionar graves problemas en el circuito ya que se pueden generar periodos largos de falta de alimentación de la carga en operación y en otros periodos disparos inadecuados de tiristores que pueden generar en el circuito de potencia un corto circuito o por lo menos una circulación de corriente excesiva en ciertas partes del circuito que sin formar un corto pueden aún así dañar a los tiristores en operación.

Cada uno de estos cambios representan el inicio de un semiciclo positivo o negativo y éstos fueron muy importantes de considerar en la realización de los programas porque nos identifica que SCR será activado y podrá ser activado aunque para la señal se encuentre en el semiciclo negativo el SCR se encontrará en configuración de directa para este semiciclo en particular; así, el valor de 05 H representa el inicio del semiciclo positivo de la señal monofásica A, etc. La siguiente tabla nos identifica las conclusiones del análisis hecho mostrándonos a que inicio de semiciclo se refiere cada dato de entrada en el microprocesador:



## TABLA DOS

| ENTRADA | SEMICICLO INICIANDO   |
|---------|-----------------------|
| 05 H    | POSITIVO DE LA FASE A |
| 01 H    | NEGATIVO DE LA FASE C |
| 03 H    | POSITIVO DE LA FASE B |
| 02 H    | NEGATIVO DE LA FASE A |
| 06 H    | POSITIVO DE LA FASE C |
| 04 H    | NEGATIVO DE LA FASE B |

### ETAPA MULTIPLICADORA DE FRECUENCIA.

Esta etapa se ha implementado principalmente porque un sencillo análisis de las señales trifásicas sensadas nos permite detectar que en un ciclo completo de la señal trifásica cambia su señal 6 veces; esto es, que en un periodo de 16.666 ms. igual al recíproco de la frecuencia de 60 Hz la señal trifásica presenta 6 variaciones más fáciles de observar en las señales ya sensadas y que son las siguientes; cada 60° de un total de 360° existe el cambio de una de las señales monofásicas de positivo a negativo o viceversa en nuestra señales se muestran de 0 a 1 lógico y de 1 a 0 lógico.

Es de nuestro interés detectar en que momento exactamente ocurren estas variaciones y por ello se crea una nueva señal de entrada en el microcontrolador que nos determine estos cambios ya que en los diferentes programas realizados en el proyecto requieren saber cuando ocurren estos cambios que serán determinantes en el disparo de determinados SCR's. Para esta nueva señal detectora se requiere primeramente doblar cada señal monofásica a un valor de 120 Hz. y después unir las tres señales en una sola que nos identificará con una calibración intermedia el momento de cambio de señal.

Para duplicar la frecuencia de entrada se emplea para cada señal monofásica nuevamente un elemento de la familia TTL que es un multivibrador monoestable que cuenta con tres señales de entrada y una señal de salida inversora y no inversora que es el 74121.

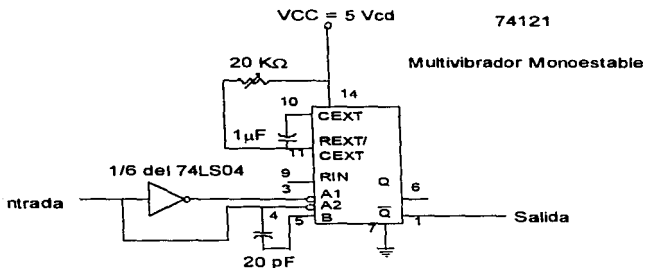
Por medio de un cálculo sencillo de una resistencia y un capacitor externos que se le acoplan al multivibrador monoestable se pueden generar a partir de una señal de entrada un multiplicador de esta señal, ó si es su caso un divisor de señal pues el multivibrador tiene esta doble característica. La señal de salida tendrá la frecuencia dada por la fórmula:

$$t_{sal.} = \ln 2 \cdot C_{ext.} \cdot R_{ext}$$

Auxiliados por gráficas y tablas de funciones en las hojas técnicas del 74121 se obtienen los valores óptimos de capacitor externo y resistencia; utilizamos pues un capacitor de  $1\mu\text{F}$  y potenciómetros de precisión como resistencias externas de  $20\text{K}\Omega$  ya que se precisa al unir las tres señales monofásicas con sus frecuencias dobladas de señales no simétricas e idénticas

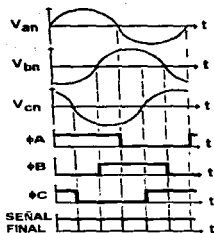
Las señales de entrada que se emplearon fueron la señal monofásica de entrada y ésta misma señal invertida idéntica a la señal obtenida por los transistores; es decir, la señal sensada es nuevamente invertida por inversores Schmitt Trigger para obtener las dos señales en el multivibrador y la señal de entrada de B será un retardo por capacitor de la señal sensada.

El circuito de los dobladores de frecuencia es pues:



Por último cada señal independiente de 120 Hz (aproximadamente) es unida a las otras dos por medio de una compuerta AND de tres entradas; y los potenciómetros son manipulados para que las señales de 120 Hz no sean simétricas completamente, de lo contrario la compuerta AND no podría detectar los puntos críticos de la señal que deseamos obtener por lo que nuestro diseño depende de una calibración en los potenciómetros que se encuentran en cada doblador de frecuencia para poder obtener una señal que detecta los puntos donde la señal trifásica cambia de estado.

La señal que se obtiene se muestra pues como la suma de las 3 señales monofásicas previamente dobladas y se muestra al final de la siguiente figura:



Se obtiene como se ve una señal 6 veces más rápida que la frecuencia original es decir de 360 Hz. y que nos identifica los puntos de cambio.

El ancho de los pulsos se puede hacer mayor o menor según requerimientos generales; para nuestro caso solo se procura hacer detectable la señal para los osciloscopios empleados ya que la señal que el controlador del sistema puede percibir pueden ser mucho más rápidas que las que son observables en los osciloscopios; sobre todo en la escala en donde se pueden ver los seis cambios mientras se observa en otro canal del osciloscopio cualquiera de las señales monofásicas de entrada. Los programas desarrollados presentan la necesidad de que la señal que detecta los cambios al permanecer en estado lógico 0 o bajo debe durar cuando menos 16.76  $\mu$ s (4 ciclos máquina con cristal de 3.57 Mhz.) y lo menos que se han disminuido éstos periodos detectables en los osciloscopios es de: 99.16  $\mu$ s. De tal forma que garantizamos que la señal será capturada adecuadamente por el microcontrolador con suficiente tiempo para censarla. Se dará con más detalle el por qué de éstos datos en secciones posteriores.

#### RECOPIACIÓN:

Hasta el momento las dos etapas vistas tienen la finalidad de proporcionar señales de entrada legibles para un circuito controlador que determinará el ángulo de disparo de los tiristores empleados en los cicloconvertidores implementados; éstas son 4 señales de entrada en total:

- Tres señales que nos representan un sistema trifásico de potencia en conexión estrella; es decir, las señales monofásicas defasadas 120° entre sí con voltajes de fase de 127 volts rms representados con una señal cuadrada de 0 a 5 volts positivos (voltajes rms de línea a línea de 208 volts).

- Una señal extra que nos detecta los puntos exactos donde ocurre una variación o cambio de circulación de corriente en cualquier señal monofásica del sistema trifásico representada también por una señal cuadrada con una frecuencia muy cercana a 360 Hz.; es decir, 6 veces la frecuencia normal de potencia.

Prácticamente nada se ha hablado de cómo y con qué se controlan éstos disparos y es en las siguientes secciones donde se da respuestas a éstas interrogantes.

## **DISEÑO DEL CONTROL DE DISPARO DE LOS SCR's DE LOS CICLOCONVERSORES IMPLEMENTADOS EMPLEANDO EL MICROCONTROLADOR D8749H.**

### **COMENTARIOS:**

Después de varias semanas de investigación sobre el tema no se encontró ningún artículo técnico de investigación en revista técnica o libro técnico donde se realizara un circuito controlador de disparo de los cicloconvertidores (sólo se comentaba la idea general de que se usaba actualmente un microcontrolador electrónico o computadora) de ahí el hecho de comentar que si algún diseño se realizó sin extraerse de algún apoyo bibliográfico fue el control de disparo de los SCR's de nuestros cicloconvertidores.

### **JUSTIFICACIÓN DEL USO DEL MICROCONTROLADOR INTEL D8749H.**

Se acaba de comentar que en la investigación bibliográfica sólo se hace mención de emplear microprocesadores o microcontroladores para dar las señales de disparo de los tiristores en muchas de sus aplicaciones para control de máquinas eléctricas de cualquier indole (c.d., c.a. sincrónicas y asíncronas, e incluso líneas de transmisión) pero aún en otros temas de electrónica de potencia (control de máquinas de c.d. por ejemplo) se mencionan el uso de microcontroladores Zilog modelo Z-8 y se muestran diagramas de flujo para la implementación de programas de control (software) sin dar más datos técnicos.

Buscando en el mercado mexicano se observó que no existe ningún microcontrolador de la marca Zilog en el área metropolitana de esta ciudad; de hecho sólo se encontraron dispositivos de las marcas Motorola e Intel en cuanto a los microcontroladores.

En cuanto a los microprocesadores sí existe un poco de más variedad en el mercado; sin embargo, no se optó por la idea de emplear un microprocesador ya que si se usara uno de éstos tendríamos que implementarlo con memorias RAM y ROM, y posible adición de puertos de entrada/salida de información al usuario y una serie de circuitería de transferencia de información entre las memorias y el

microprocesador que complicarían el desarrollo del proyecto. Además de ello la causa por la que no se empleó un microprocesador es que una vez estructurado tendría mucho mayor potencial de operación que para el que se le emplearía; es decir, tendría una capacidad sobrada y se desperdiciaría en el proceso muchas características.

Los microcontroladores por otro lado son los ideales para estos tipos de trabajos ya que se encargan de realizar un solo trabajo en específico; tienen todas las características esenciales de una computadora pero con mucha menor capacidad, tienen dentro del mismo elemento (circuito integrado) una memoria RAM, una ROM, puertos de entrada/salida de información, registros de control, señales de interrupción; Unidad Aritmética, Lógica, etc. en fin todas las características necesarias para operar un sistema y controlarlo pero solo hasta el límite de las posibilidades a las que se encuentra, condiciones muy en específico y generalmente se limitan a un solo proceso; sin ser muy versátiles tanto como lo pudiera ser una computadora personal.

Si un microprocesador está excedido en versatilidad y capacidad de operación, toda una computadora empleada para dar señales de disparo a los tiristores en periodos de tiempo muy específicos y repetitivos sería mucho más sobrada y prácticamente se desperdiciaría mucha de la capacidad instalada inclusive en una máquina antigua con procesador 8088 como un simple ejemplo. Además del enorme espacio que ocuparía a diferencia del espacio que ocupa un microcontrolador que se puede unir a toda la circuitería empleada en este proyecto en la misma tarjeta de montaje de 10 por 15 cms.

La operación que realiza un microcontrolador programado adecuadamente para nuestro proyecto también se puede realizar vía hardware; sin embargo esto también requeriría de un espacio físico de operación quizás mayor que el que ocupa una computadora personal convencional actual; y circuitería mucho más complicada que la realizada por un microprocesador y por ende mucho más difícil de armar y manipular por cualquier operador<sup>1</sup>.

Habiendo aclarado el por qué del uso de un microcontrolador se debe hacer hincapié en el por qué de usar en específico el microcontrolador D8749H. Primeramente está el hecho más importante que en mercado sólo se pueden encontrar microcontroladores Intel o Motorola o solicitarlos sobre pedido al extranjero con su lógico incremento en costo y pérdida de tiempo en su recepción.

---

<sup>1</sup> Como ejemplo de lo aclarado en el párrafo; el libro Pelly, B. R. THYRISTOR PHASE-CONTROLLED CONVERTERS AND CYCLOCONVERTERS, Ed.: Wiley-Interscience, U.S.A., 1971. Presenta en su Apéndice A el diagrama de un sistema de disparo de SCR's para una aplicación más sencilla que la desarrollada en la presente tesis.

Entre los que se pueden adquirir, los Motorola son más caros que los Intel y con una capacidad mayor que la requerida. Los primeros tienen un valor entre los \$170.00 y \$210.00 (Hasta abril de 1996) y los Intel van desde \$35.00 sin memoria ROM, hasta los \$150.00 (abril de 1996).

Otro argumento bastante válido a considerar es que en el Laboratorio de Microprocesadores de esta Facultad se cuenta con la información técnica necesaria y requerida para manejar los microcontroladores Intel de la familia 8748 y aunque también se tiene para la familia 8051 de Intel y la 68HC11 de Motorola ésta no se tiene tan compacta y manejable como la de Intel de la Familia 8748.

En cuanto a la programación de cualquiera de los microcontroladores posibles de emplear en México se puede decir que todos tienen el mismo nivel de complejidad pues cada familia emplea su propio lenguaje ensamblador y se programa con el mismo sistema PROMAX con que cuenta nuestra Facultad que es un programador de memorias y microcontroladores con dispositivo físico y su software así como su alimentación propia en el mismo paquete que cuesta en el mercado un promedio de \$6,000.00 M.N. y la programación individual de una memoria ROM o un microcontrolador es de \$15.00 hasta abril de 1996.

Hechas todas las anteriores consideraciones la selección se redujo a tan solo emplear de la familia Intel MCS 48 ó familia 8748 que contiene a los microcontroladores 8748, 8749 y 8750; entre ellos la única diferencia estriba en la capacidad de la memoria ROM y la RAM ya que el primero cuenta con 1Kb en ROM y 64 Bytes en RAM; la segunda tiene 2Kb en ROM y 128 localidades de memoria en la RAM y el último tiene 4Kb en ROM y 256 en RAM, todas con largo ancho de palabra de 8 bits.

Observando las necesidades del proyecto se denotó que el simple listado de datos que se requiere en los programas saturaría un 8748 pero con un 8749 se satisfacen todas las necesidades de memoria y de programación; un 8750 o microcontroladores más recientes como el 8051 tienen ya características superiores e innecesarias para nuestro proyecto; por lo que se tomó la decisión de emplear el 8749. Éste tiene en el mercado un precio que va desde los \$60.00 hasta los \$120.00, el mismo elemento, lo que nos hace hacer una reflexión sobre el mercado en México; obviamente se adquirió a un precio de \$60.00, precio que se mantiene hasta el mes de Julio en el mercado mexicano.

#### **DESCRIPCIÓN GENERAL DEL MICROCONTROLADOR INTEL 8749.**

Se considera necesario hacer un análisis de todo lo empleado en el 8749 ya que salvo los ciclos de interrupciones pregrabados y la capacidad de manejar memoria dinámica en el elemento considero que todas los demás elementos fueron empleados.

El D8749H de Intel es un solo Circuito Integrado de 40 pines; fabricado a base de silicón dentro de las características de la familia H-MOS, con una memoria integrada de 2 Kb x 8 EPROM y 128 x 8 en RAM; que se alimenta con un voltaje de +5 volts de cd, únicamente y su respectiva tierra; cuenta con 27 líneas de entrada y salida de información (3 puertos de 8 bits cada uno y 3 señales testables T0, T1 y INT); un C.P.U.; un elemento de Contador o Timer de 8 bits; y una serie de elementos que permiten la expansión de sus capacidades como son aumento de puertos, de expansión de memorias, etc. (Empero la selección realizada del 8749 nos permite omitir éstos o cualquier otro elemento de expansión pues sus características son suficientes para nuestros objetivos).

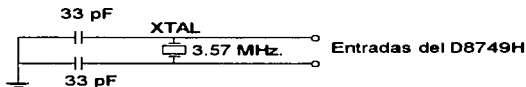
Sólo es necesario agregar externamente al 8749 para su operación normal (además de su alimentación), dos pequeños circuitos que son:

- El circuito que proporciona una señal de reloj que controlará todo proceso del microcontrolador.
- El circuito que proporciona una señal de RESET.

Ambos aunque pequeños son de imprescindible importancia en cualquier proceso que desarrolle el microcontrolador por lo que se dedica en los siguientes párrafos una breve descripción del papel que desarrollan en el microcontrolador.

#### RELOJ:

Los microcontroladores de la familia Intel MCS 48 controlan todos sus procesos en base a una frecuencia que denominan de referencia; ésta puede ser generada por un generador de funciones externo de altas frecuencias e incorporar ésta señal a la terminal T0 (terminal No. 1) del microcontrolador y vía software se puede dar de alta ésta señal de reloj; pero la manera más eficiente y para la cual está diseñado también el microcontrolador es usar un cristal entre sus terminales 2 y 3 (los cristales producen una frecuencia muy exacta y precisa de operación) y agregar tan solo un capacitor más entre cada terminal y la tierra; éste es el circuito que se implementó mostrado a continuación:



La familia MCS 48 puede operar fiablemente con cristales comprendidos en un rango de frecuencias de 1 Mhz. hasta 11 Mhz así que cualquier cristal que utilizáramos comprendido en éste rango operaría nuestro microcontrolador.

La frecuencia que se genere por el cristal que se empleé, será internamente dividida entre 3 en el Contador de Estado (State Counter) para

generar la señal de reloj del microcontrolador y será dividida nuevamente entre 5 en el Contador de ciclos (Cycle Counter) para definir lo que se denomina el ciclo de máquina (machine cycle). Éste es el valor principal que se ha tomado en cuenta durante el diseño ya que todas las instrucciones desarrolladas por el microcontrolador emplean uno o dos ciclos de máquina. Cada ciclo de máquina tiene 5 subperiodos iguales donde realiza distintas actividades; dependiendo de la instrucción que realice; entre ellas las dos primeras siempre serán introducir la instrucción codificada al c.p.u. y la segunda incrementar el program counter que es un contador independiente que direcciona la localidad en la que empieza a leer el programa (software) a desarrollar por el microcontrolador y va incrementando la localidad o se direccionará a la localidad de memoria que leerá y ejecutará según marque el programa almacenado en la memoria ROM; los demás subperiodos variarán según la instrucción empleada.

El microcontrolador (como ya se mencionó anteriormente) cuenta con un contador independiente llamado Timer o Counter que permite contar eventos externos (Counter), internos (Timer) o generar retrasos exactos y bien determinados para ciertas aplicaciones sin afectar (si uno no lo desea) el desarrollo del programa que se ejecuta; es decir, puede estar contando independientemente sucesos externos mientras el programa principal desarrolla otra actividad. Es activado vía software y se desactiva por la misma vía o por un Reset del circuito y se menciona en éstos momentos ya que para hacer el conteo de eventos internos depende también del ciclo de máquina, pues tiene internamente un contador que (si se desea emplear) cada 32 ciclos de máquina que se ejecuten en el desarrollo de un programa se incrementará éste contador una unidad (a éste periodo de tiempo predeterminado se le denomina Timer Prescaler).

Se eligió para el proyecto un cristal de 3.579545 Mhz. y a continuación se explicará por qué se tomo tal decisión.

Convencionalmente al ser una señal senoidal se le divide en  $360^\circ$  y los disparos de los tiristores que controlen una señal eléctrica de éstas características también consideran (de manera convencional) un ciclo completo de  $360^\circ$  y un medio ciclo positivo o negativo de  $180^\circ$ , etc. así es que como se menciona en el capítulo primero de ésta tesis los tiristores se disparan a " $x$ " grados de iniciada una señal (por ejemplo el disparo de nuestro primer cicloconvertidor será de  $30^\circ$  después de iniciado un medio ciclo de onda senoidal); obviamente ésto equivale un valor real de periodo de la señal controlada.

Una señal de 60 Hz. equivale a un periodo de 16.66 ms. para completar un ciclo. Al dividirla entre  $360^\circ$  cada grado tiene un valor  $46.3 \mu\text{s}$ . Así la siguiente tabla muestra la equivalencia entre los grados de una señal senoidal y su periodo de tiempo correspondiente.



**TABLA TRES**

| <b>GRADOS</b> | <b>PERÍODO</b> |
|---------------|----------------|
| 1°            | 46.29 $\mu$ s  |
| 15°           | 694.44 $\mu$ s |
| 30°           | 1.388 ms       |
| 45°           | 2.083 ms       |
| 60°           | 2.770 ms       |
| 75°           | 3.470 ms       |
| 90°           | 4.166 ms       |
| 105°          | 4.861 ms       |
| 120°          | 5.555 ms       |
| 135°          | 6.250 ms       |
| 150°          | 6.944 ms       |
| 165°          | 7.638 ms       |
| 180°          | 8.333 ms       |

Se ha empleado el contador independiente llamado Timer para que determine el tiempo de disparo de los SCR's, si su periodo predeterminado (Timer Prescaler) estuviera en sincronía con una señal de 60 Hz. o algún submúltiplo de ésta; el periodo de espera sería determinado exactamente por un valor del Timer; pero tales valores no existen en el mercado comercial. De ahí la determinación de hacer cálculos para examinar qué cristal comercial se acercaría más a un valor en sincronía con la señal senoidal y se eligió el cristal de 3.579545 Mhz. Observemos los valores de frecuencia y periodo en los distintos pasos internos del microcontrolador explicados anteriormente:

Para un Cristal de 3.579545 Mhz = 279.36 ns.

Señal de Reloj [CLK]. (Frecuencia del Cristal + 3): 1.193 Mhz. = 838.195 ns.  
 Ciclo de Máquina. (Frecuencia del reloj + 5): 238.636 Khz. = 4.190  $\mu$ s.  
 Tiempo Predefinido. (Ciclo de Máquina x 32): 134.095  $\mu$ s.

Con tal tiempo en el predefinido se realiza una lista del tiempo o valores que debe contar el Timer correspondientes a los disparos de los SCR's para distintos ángulos.

### TABLA CUATRO

#### VALORES DEL TIMER PARA DISTINTOS ÁNGULOS DE DISPARO.

|      |       |
|------|-------|
| 15°  | 5.17  |
| 30°  | 10.35 |
| 45°  | 15.53 |
| 60°  | 20.65 |
| 75°  | 25.87 |
| 90°  | 31.06 |
| 105° | 36.25 |
| 120° | 41.42 |
| 135° | 46.60 |
| 150° | 51.78 |
| 165° | 56.96 |
| 180° | 62.12 |

Como es sabido el contador no tiene la capacidad de registrar números fraccionario y por ende no se pueden considerar las fracciones y se tienen que cerrar éstos valores a números enteros según convenga; sin embargo denotaremos más adelante que éstas variaciones de tiempo se verán compensadas por el tiempo en que se determina el disparo y las instrucciones que se llevan a cabo para sacar la señal por fin del microcontrolador a la etapa de amplificación y de potencia.

Un cristal que pudiera cerrar éstos errores fraccionarios a cero sería uno que su Tiempo Predeterminado y demás valores arrojaran los siguientes datos:

|                        |              |                              |
|------------------------|--------------|------------------------------|
| Tiempo predeterminado: | 138.888 ms   |                              |
| Ciclo de Máquina:      | 230.400 Khz. |                              |
| Reloj:                 | 1.152 Mhz.   |                              |
| Un Cristal de Valor:   | 3.4560 Mhz.  | (Inexistente en el mercado). |

Con un tiempo predeterminado como el anterior los valores de espera del contador sería valores enteros cerrados (5 para el disparo de 15°, 30 para el disparo de 90°, etc.), empero al tener éstos valores exactos la sucesión de instrucciones para el microcontrolador que se han programado atrasarían éstos valores haciéndolos nuevamente inconsistentes con los disparos exactos deseados.

Es prudente hacer mención que por el hecho de que se busca un control de tiempos muy exacto se toman éstas consideraciones; sin embargo no se debe perder de vista también de que los errores de tiempo planteados se refieren a menos de 67 microsegundos = 1.44° de error en los casos más extremos y que los errores reales son menores a éste valor en todos los casos.

Para seguir con una escritura convencional de los programas en lenguaje ensamblador los valores que se obtuvieron en la Tabla Dos se expresan en los programas con valores en Hexadecimales (valores en base 16), por lo que se presenta la Tabla Tres con los valores antes citados.

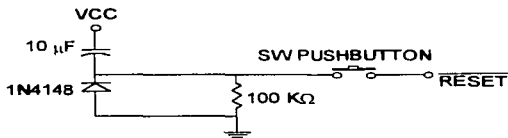
**TABLA CINCO.**

**AMPLIACIÓN DE LA TABLA DOS CON LOS VALORES EN HEXADECIMAL.**

|      |       |      |
|------|-------|------|
| 15°  | 5.17  | 05 H |
| 30°  | 10.35 | 0A H |
| 45°  | 15.53 | 0F H |
| 60°  | 20.65 | 14 H |
| 75°  | 25.87 | 1A H |
| 90°  | 31.06 | 1F H |
| 105° | 36.25 | 24 H |
| 120° | 41.42 | 29 H |
| 135° | 46.60 | 2F H |
| 150° | 51.78 | 34 H |
| 165° | 56.96 | 39 H |
| 180° | 62.12 | 3E H |

**RESET:**

El otro circuito empleado para generar la señal del Reset es el mostrado a continuación, donde se encuentra un capacitor de 10  $\mu$ F conectado a Vcc (alimentación de +5 volts de c.d.) en serie con un diodo de respuesta rápida y una resistencia de 100 K $\Omega$  en paralelo con el diodo donde ambos tienen una de sus terminales conectadas a tierra (GND) y por último un switch normalmente abierto que se conecta en la otras terminales comunes del diodo y la resistencia que se conecta a la terminal 4 del microcontrolador.



Cuando el switch se baja se activa (de menos 5 ciclos de máquina con la fuente de poder y el oscilador o cristal operando también) por la configuración mostrada un cero lógico entra como señal en el pin del Reset del 8749 lo cual

genera la secuencia de interrupción de procesos anteriores y reinicio o inicio primario de todo el programa guardado en memoria. Tiene muchas funciones el Reset las que solo enumeraremos.

- Pone el Program Counter en cero.
- Establece el Stack Pointer en cero.
- Selecciona el banco de registros 0.
- Selecciona el banco de memoria 0.
- Establece al BUS en alta impedancia (excepto cuando EA se encuentra en Vcc).
- Pone a los puertos 1 y 2 en modo de entrada de datos.
- Deshabilita las interrupciones externas y del Timer.
- Detiene el Timer.
- Pone la bandera del Timer en 0.
- Limpia las banderas F0 y F1.
- Deshabilita la señal de reloj externo que se ubique en T0.

#### **PROGRAMACIÓN DEL MICROCONTROLADOR Y CONSIDERACIONES SOBRE LA IMPLEMENTACIÓN FÍSICA DE LOS DISTINTOS CICLOCONVERTIDORES:**

Se considera conveniente mencionar en esta sección el Software o programa compilador XASM48 encargado de traducir los mnemónicos del lenguaje ensamblador a lenguaje máquina suministrado por el asesor de tesis junto con los manuales de la familia MCS 48 de Intel que se tienen en el laboratorio de microprocesadores de esta Facultad (manual completo del MCS 48, arquitectura, expansión de las capacidades, comandos o mnemónicos en ensamblador y hojas técnicas).

Se han logrado implementar en proyecto 2 diferentes cicloconvertidores, basados en la bibliografía e información simplificada en los anteriores capítulos:

- Un cicloconvertidor de 3 pulsos para salida trifásica; que ya se ha denotado que puede alimentar también una carga monofásica por lo que se ha realizado la programación de ambas cargas y se describirán los programas realizados para cada carga por separado.
- Un cicloconvertidor de 6 pulsos para salida monofásica (12 tiristores en operación) del cual también se describirán los programas realizados para este tipo de cicloconvertidor.

Aunque se analizarán 5 programas en lenguaje ensamblador, todos tienen la misma estructura general de operación que se enumera a continuación como un "Pseudo Código" de Programación:

1. Una tabla de datos que al iniciar el proceso por un Reset será cargada en la memoria RAM del microcontrolador y podrá ser continuamente empleada.
2. Un ciclo de espera que ajustará cuanto sea necesario el valor del Timer para reponer el tiempo que el microcontrolador emplea para hacer la carga de la tabla de datos a la memoria RAM y no eliminar ese tiempo del conteo realizado para hacer los disparos de los SCR's.
3. La inicialización de variables que controlarán distintos elementos (ángulo de disparo, salida de las señales de disparo por puertos en específico, etc.)
4. Un censo primario de entrada de señal trifásica que detecta si en ese preciso momento la señal trifásica está proveyendo el semiciclo con el que se desea iniciar el proceso de disparo ó (si no fuera éste el caso) dirigirse al ciclo de espera diseñado para detener el proceso hasta que se presente el cambio de la señal trifásica deseado.
5. El proceso ya continuo de censo de la señal de entrada trifásica y activación del Timer.
6. Detectada la señal trifásica que se espera entrar al ciclo de espera dependiente del Timer que nos dará el ángulo de disparo del SCR en turno.
7. Cumplido el periodo de espera correspondiente al ángulo de disparo direccionar la salida de la señal de disparo por el puerto que más convenga a los intereses sobre todo en el armado físico del cicloconvertor en operación.
8. Entregada la señal de disparo a la siguiente etapa (amplificadora o de potencia) dirigirse al ciclo de espera descrito en el paso 4 hasta esperar el cambio de señal dado por la etapa multiplicadora de frecuencia para reiniciar el ciclo descrito.
9. Existe otra serie de procesos secundarios o subrutinas internas incluidos en todos los programas que nos permiten reiniciar la lectura completa de la tabla de datos, la asignación consecutiva del puerto o puertos empleados para la salida de la señales de disparo, etc. que permiten un proceso ciclico continuo de todo el sistema y que son distintas éstas subrutinas en todos los programas.

Como se reitera nuevamente así están diseñados todos los programas; pero cada programa tienen sus variaciones necesarias par poder realizar adecuadamente el proceso y conforme se desarrollaron los programas se fueron haciendo más robustos y más eficientes a su vez.

Quizás sea un poco difícil dejar claro la estructura de éste y los demás programas aún realizando sus análisis; sobre todo, si se desconocen los mnemónicos del lenguaje ensamblador pero ello forma parte integral y determinante del proyecto y además se presentarán en el Apéndice B las instrucciones del lenguaje ensamblador empleadas en el transcurso de todo el proyecto.

## **1.- ANÁLISIS DEL PROGRAMA DEL CICLOCONVERSOR DE 3 PULSOS PARA CARGA MONOFÁSICA CON ÁNGULO CONTANTE DE DISPARO.**

Se armó el circuito de la figura 4.1 del capítulo anterior que implementa un circuito cicloconversor de 3 pulsos para una carga monofásica y vino la tarea de generar el programa en el microcontrolador que generara los pulsos de disparo de las compuertas de los SCR's 1,3,5,7,9,11.

### **Manejo del Compilador:**

Se le denomina al programa que se desarrolla en lenguaje ensamblador como fuente; se crea en formato ASCII y es el que posteriormente ejecutando el programa XASM48 se crearán otros dos programas. El programa con la terminación .prn que nos ayudará a detectar los errores que se encontraran en el programa desarrollado en cuanto a su forma y empleo de memoria y Mnemónicos (no en cuanto a la lógica del programa desarrollado); además nos muestra la dirección de la memoria ROM donde se guarda todo el programa y cada una de las instrucciones de él, además de un anexo de la ubicación en memoria de las etiquetas del programa. Y el programa con terminación .hex que es el que podrá ser grabado el microcontrolador (por medio del programador PROMAX) el cual contiene los códigos del lenguaje máquina referentes al programa en ensamblador desarrollado.

La instrucción para la generación de éstos nuevos programas es (empleando una computadora con el programa compilador en el disco duro en el directorio principal):

```
c:\> XASM48 d.asm
```

La instrucción cambiará evidentemente cuando cambie el nombre del programa y hay que hacer mención de que la extensión no es obligatoria que sea .asm sino solo identifica que es un programa desarrollado en lenguaje ensamblador.

### **Posicionamiento de las señales de entrada del microcontrolador:**

Por el armado físico del circuito que se realizó más que por otra razón se eligió al P1 como el puerto de entrada de la señal trifásica (Pines 27 al 34 del microcontrolador); para no tener errores de apreciación los 5 bits más significativos del puerto se dirigieron hacia la tierra del circuito para que el puerto realmente detectara cambios en tan solo los 3 bits menos significativos.

La señal detectora de los cambios de la señal trifásica se colocó en el pin (pata) número 1 del microcontrolador ya que ahí se encuentra la entrada testable T0 del microcontrolador y a lo largo del resto del proyecto esta señal se fijó en esta entrada por lo que el (los) programa (s) se dirigirá (n) siempre al examen de esta entrada cuando se requiera saber el cambio de la señal de entrada.

**Programa Fuente:**

**El programa fuente que se diseño es el siguiente:**

**Nombre del Programa Fuente:           d.asm**

```
MOV R0,#060H
MOV @R0,#02H
INC R0
MOV @R0,#01H
INC R0
MOV @R0,#04H
INC R0
MOV @R0,#02H
INC R0
MOV @R0,#05H
INC R0
MOV @R0,#06H
INC R0
MOV @R0,#03H
INC R0
MOV @R0,#05H
MOV R1,#068H
MOV @R1,#08H
INC R1
MOV @R1,#20H
INC R1
MOV @R1,#10H
INC R1
MOV @R1,#08H
INC R1
MOV @R1,#01H
INC R1
MOV @R1,#04H
INC R1
MOV @R1,#02H
INC R1
MOV @R1,#01H
MOV A,#03H
ESPERA: DEC A
        JNZ ESPERA
        MOV A,#02H
        MOV T,A
        STRT T
        MOV R7,#14H
        JMP INICIO
ENTRA:  CLR A
        MOV T,A
        STRT T
INICIO: IN A,P1
        CPL A
        XRL A,@R0
        CPL A
        JNZ PARO
```

```

DEC R0
MOV A,R0
CPL A
ANL A,#5FH
JZ SALTO
ANGULO: MOV A,T
CPL A
ANL A,R7
JNZ ANGULO
SALIDA: MOV A,@R1
MOV R2,#0AH
OUTL BUS,A
SCR: DJNZ R2,SCR
CLR A
OUTL BUS,A
DEC R1
MOV A,R1
CPL A
ANL A,#067H
JZ SALTO2
PARO: STOP TCNT
DUDA: JNT0 CASA
JMP DUDA
CASA: JTO ENTRA
JMP CASA
SALTO: MOV R0,#67H
JMP ANGULO
SALTO2: MOV R1,#6FH
JMP PARO
END

```

#### Generación de las Tablas de Datos:

Como ya se ha señalado anteriormente las primeras instrucciones del programa crean una tabla en la RAM iniciando en la localidad de memoria 60 Hexadecimal (96 decimal) y se emplean dos registros que permiten direccionar localidades de memoria R0 y R1 (la @ sugiere no un dato sino una dirección de memoria); de tal manera que se pudieran considerar dos listas juntas; la primera nos servirá para direccionar la salida de las señales de disparo y la segunda correspondiente a las señales de entrada que se requieren respectivamente para cada señal de disparo.

#### Salida de disparo a los SCR's:

El disparo se desarrollará por el BUS ya que cuando escribe una señal en sus bit los da con una corriente de 400  $\mu$ A suficiente para activar el Triac de nuestros optoacopladores (MOC 3011) en la etapa de potencia y no se tiene que

---

<sup>1</sup> Se ha tomando la decisión de emplear numeración hexadecimal para los programas desarrollados en lenguaje ensamblador tanto para datos como para direccionamiento de memoria y facilitar algunas operaciones posteriores.



entrar a la etapa amplificadora de corriente<sup>2</sup>. Además se mantiene ésta señal con la subrutina SCR un periodo de tiempo cercano a 100  $\mu$ s. suficientes para disparar cualquier SCR (en el capítulo I se aclaró que con 10 $\mu$ s aproximadamente se garantiza el disparo de un SCR si tiene los valores de voltaje - corriente necesarios)

La señal de entrada deseada, y la salida del BUS correspondiente así como al SCR que será disparado se muestran en la siguiente tabla:

**TABLA SEIS**

| SEÑAL DE ENTRADA<br>QUE SE REQUIERE | BIT DE SALIDA DEL<br>BUS QUE SE EMPLEA |                 | SCR QUE SERÁ<br>ACTIVADO |
|-------------------------------------|--|-----------------|--------------------------|
|                                     | HEX                                    | BINARIO         |                          |
|                                     |  | 7 6 5 4 3 2 1 0 |                          |
| 05 H (POSA)                         | 01 H                                   | 0 0 0 0 0 0 0 1 | 1                        |
| 03 H (POS B)                        | 02 H                                   | 0 0 0 0 0 0 1 0 | 3                        |
| 06 H (POS C)                        | 04 H                                   | 0 0 0 0 0 1 0 0 | 5                        |
| * 05 H* (POSA)                      | 01 H                                   | 0 0 0 0 0 0 0 1 | 1                        |
| 02 H (NEG A)                        | 08 H                                   | 0 0 0 0 1 0 0 0 | 7                        |
| 04 H (NEG B)                        | 10 H                                   | 0 0 0 1 0 0 0 0 | 9                        |
| 01 H (NEG C)                        | 20 H                                   | 0 0 1 0 0 0 0 0 | 11                       |
| * 02 H* (NEG A)                     | 08 H                                   | 0 0 0 0 1 0 0 0 | 7                        |

Como ya se evidencia en la tabla anterior salvo la filas expresadas por asteriscos (\* \*), de manera secuencial y uniforme cada pin empleado del BUS activará uno y solo un SCR lo que facilita las funciones del sistema.

Aclaremos que cada vez que se cumple la correspondencia entre la señal que entra y la solicitada y la salida del bit que se requiere en el BUS es empleada, el valor de los R0 y R1 respectivamente se ven decrementados en uno lo que direcciona a una localidad de memoria de la tabla de datos. consecutivamente.

#### **Subrutina Espera :**

Ésta subrutina coloca en el Timer el valor correspondiente al tiempo que se perdió en cargar los datos en memoria anteriormente; así desde el principio de eliminan todos los errores posibles de retardo en los ángulos de disparo no deseados.

#### **Subrutina PARO (ciclo de espera para entrada requerida):**

Si la señal que detecta el microcontrolador no corresponde con la requerida saltará a la subrutina PARO. Detiene el conteo del Timer y atiende a T0

<sup>2</sup> Se hará un análisis posterior de éstos elementos en la etapa de potencia, por lo que solo se hace mención de ellos en éstos momentos.

y espera que entre en estado bajo lo que predispone al cambio de estado de la señal trifásica; posteriormente se censa cuando entra al estado alto que es la señal que determina ha ocurrido el cambio. Como ello lleva dos instrucciones donde cada una de ellas emplea dos ciclos máquina =  $16.76 \mu s$  la señal debe de estar en bajo mínimo este período para que se asegure que será detectada pero ya se aclaró que la señal fue calibrada para dar cuando menos  $100 \mu s$ . confirmados en el osciloscopio.

#### **Subrutina ÁNGULO (ángulo fijo):**

El programa está diseñado de tal manera que la subrutina ángulo espera hasta que el Timer llegue a un valor igual al del registro 7 (R7) que es el valor calculado para que tarde en disparar a un ángulo de  $45^\circ = 14 H$  en el Timer y por ello es que se describe como un programa con ángulo constante de disparo; ya que una vez inicializado éste valor todos los SCR's se dispararán a ése ángulo siempre, ya que el programa nunca altera éste período de retardo de tiempo; éste programa genera una señal monofásica en la carga como lo muestra la figura 4.10 del capítulo precedente.

Si se desea variar éste ángulo se tendrá que cambiar el programa en el valor de R7 pero una vez cambiado solo disparará al nuevo valor determinado por la tabla cinco y no se alterará más que por programación.

#### **Etiquetas SALTO Y SALTO2:**

Se ha mencionado que cada vez que se cumple una correspondencia entre la señal que entra al 8749 y la requerida se continua el proceso y se decrementa R0 y cuando el BUS termina de sacar el valor del bit de la señal de disparo se pone en cero el BUS y se decrementa el registro R1; es obvio que después de tres ciclos de la señal de 60Hz trifásica, los dos listados se habrán acabado; por lo que continuamente se censa si se ha llegado a la localidad de memoria donde ya no existe un valor del listado inicial. Cuando se llega a éstos valores (#5F H para R0 y #67 H para R1), el programa se direcciona a las Etiquetas SALTO Y SALTO2 donde se vuelven a posicionar los valores de la localidad de memoria donde inician nuestros listados (67 H para R0 y 6F H para R1). Con lo que el programa continua indeterminadamente.

## **2.- ANÁLISIS DEL PROGRAMA DEL CICLOCONVERSOR DE 3 PULSOS PARA CARGA MONOFÁSICA CON VARIACIÓN DEL ÁNGULO DE DISPARO.**

El programa desarrollado para éste fin tiene algunas importantes diferencias respecto al anterior; ya que se interpretan mejor las acciones desarrolladas internamente por el microcontrolador.

#### **Diferencia Predominante:**

Principalmente se encuentra el hecho de que se puede variar al ángulo de disparo dependiendo de la entrada y SCR empleado; desarrollándose de mejor maneja el control y obteniendo una mejor señal de salida; en sí se manipularon los disparos de tal manera que fueran similares a un solo valor de disparo para garantizar que el nuevo programa desarrollara también el control que se había logrado con el anterior pero una vez asegurado éste paso se puede variar tremendamente el valor del ángulo de disparo desde 0° hasta 177°.

Nuevamente se hace hincapié de que una vez programado, el 8749 ya no variará su labor, ni sus ángulos de disparo hasta que se re programe por lo que la variación del ángulo de disparo se debe saber de antemano su respuesta práctica con una fuerte base teórica para no caer en errores que pudieran generar daños y cortos en el circuito de potencia

#### **Generación de la Nueva Tabla de Datos y demás variaciones:**

Otra de las variaciones principales estriba en que se genera el listado con roló un Registro R0; sin necesidad de emplear ambos registros; esto hace un solo listado; y solo se emplea una sola etiqueta de las que se mencionaron al final de la sección anterior que retornará al valor de la localidad de memoria inicial del listado (#77 H en éste caso), lo importante en éste solo listado es que se irán intercalando en el mismo orden, primero la señal de entrada; segundo el ángulo de disparo controlado por el Timer y por último el bit del BUS que se empleará para salida del 8749; siempre que se iguale en el proceso el valor requerido se emplea y se decrementa el valor del registro R0 para tomar en cuenta el siguiente valor de la nueva localidad de memoria.

Cuando la señal de entrada requerida se presenta, el proceso obliga a emplear los siguientes dos valores; es decir, el valor del retardo del disparo y el bit que se empleará del BUS para el apropiado SCR; el siguiente valor será por tanto una señal de entrada requerida.

Por supuesto el valor asignado al registro R7 del programa anterior desaparece y el ángulo de disparo no se coteja con un valor constante sino con el valor mascarable por una dirección de memoria.

Salvo la subrutina que denominamos ESPERA que por el obvio aumento de datos del listado varia su valor calculado y se agrega un nuevo valor al Timer; todo el demás programa queda igual al primero. La tabla siguiente demuestra las tercias de datos que se emplean en el programa y que siempre se procesan conjuntamente antes de reiniciar un ciclo de programa.

TABLA SIETE:

| SEÑAL DE ENTRADA REQUERIDA | CONTEO DEL TIMER PARA EL ÁNGULO DE DISPARO | SCR QUE SERÁ ACTIVADO |
|----------------------------|--|-----------------------|
| 05 H                       | 0A H = 30°                                 | 1                     |
| 03 H                       | 1E H = 86.88°                              | 3                     |
| 06 H                       | 0B H = 31.85°                              | 5                     |
| 05 H                       | 0A H = 30°                                 | 1                     |
| 02 H                       | 0A H = 30°                                 | 7                     |
| 04 H                       | 1E H = 86.88°                              | 9                     |
| 01 H                       | 0B H = 31.85°                              | 11                    |
| 02 H                       | 0A H = 30°                                 | 7                     |

Se muestra el programa fuente a continuación:

Nombre del Programa Fuente: e.asm

```

MOV R0,#060H
INC @R0,#08H
INC R0
MOV @R0,#0AH
INC R0
MOV @R0,#02H
INC R0
MOV @R0,#20H
INC R0
MOV @R0,#0BH
INC R0
MOV @R0,#01H
INC R0
MOV @R0,#10H
INC R0
MOV @R0,#1EH
INC R0
MOV @R0,#04H
INC R0
MOV @R0,#08H
INC R0
MOV @R0,#0AH
INC R0
MOV @R0,#02H
INC R0
MOV @R0,#01H
INC R0
MOV @R0,#0AH
INC R0
MOV @R0,#05H
INC R0
MOV @R0,#04H
INC R0
MOV @R0,#0BH

```

```

INC R0
MOV @R0,#06H
INC R0
MOV @R0,#02H
INC R0
MOV @R0,#1EH
INC R0
MOV @R0,#03H
INC R0
MOV @R0,#01H
INC R0
MOV @R0,#0AH
INC R0
MOV @R0,#05H
MOV A,#06H
ESPERA:
DEC A
JNZ ESPERA
MOV A,#03H
MOV T,A
STRT T
MOV R7,#0AH
ENTRA:
JMP INICIO
CLR A
MOV T,A
INICIO:
STRT T
IN A,P1
CPL A
XRL A,@R0
CPL A
JNZ PARO
DEC R0
ANGULO:
MOV A,T
CPL A
XRL A,@R0
CPL A
JNZ ANGULO
DEC R0
SALIDA:
MOV A,@R0
MOV R2,#0AH
SCR:
OUTL BUS,A
DJNZ R2,SCR
CLR A
OUTL BUS,A
DEC R0
MOV A,R0
CPL A
ANL A,#05FH
JZ SALTO
PARO:
STOP TCNT
DUDA:
JNT0 CASA
CASA:
JMP DUDA
JTO ENTRA
SALTO:
JMP CASA
MOV R0,#77H
JMP PARO
END

```

### 3.- ANÁLISIS DEL PROGRAMA DEL CICLOCONVERSOR DE 6 PULSOS PARA CARGA MONOFÁSICA CON ÁNGULO DE DISPARO CONSTANTE.

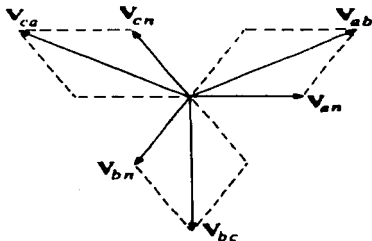
Existe una diferencia apreciable entre los dos programas anteriores y los dos desarrollados en los convertidores de 6 pulsos y la etapa de potencia también; presentamos tan solo en los resultados fotografías de la implementación del cicloconvertidor y de las señales que se presentan en la carga.

#### Ampliación al Control de 127 vca. Monofásico a 208 vca.:

El nuevo reto es tener en la carga monofásica un voltaje de línea de 208 vca. y no monofásico de 127 vca. (Considerando que si es posible generarlo para una carga monofásica puede ser posible entregarse a una carga trifásica). Se considera para ello los voltajes censados como señales monofásicas de 127 vca. pero considerando que en un sistema estrella equilibrado; siempre se cumple que la señal del voltaje de línea se encuentra adelantado  $30^\circ$  a su voltaje de fase referido.

De tal manera que cuando se detecta el inicio del semiciclo positivo de la señal monofásica A, el semiciclo positivo de la señal del Voltaje de Línea V<sub>AB</sub> ( $V_{AN} + V_{NB} = V_{AN} - V_{BN}$ ) tiene recorridos  $30^\circ$ . Esto se pudiera reflejar en la siguiente igualdad:  $V_L = V_\phi + 30^\circ$  (Sólo hay que tomar en cuenta a que voltajes de fase corresponden su específico voltaje de línea y viceversa).

El diagrama siguiente muestra tales defasamientos entre los voltajes de línea y fases respectivos.



Para no generar un sistema diferente al ya presentado y teniendo esta fundamentación de los defasamientos: se consideró que si se activara un SCR a 0° de manera monofásica en realidad se disparaba a 30° del sistema trifásico; ello es razonable pues el armado físico de los SCR's provee en operación a cada uno, no con una señal de fase a tierra sino con una alimentación de voltaje de línea. En el armado físico se tuvo la suficiente precaución de que a cada SCR controlado por un disparo de fase le correspondiera precisamente el semiciclo correspondiente de la señal trifásica junto con el otro SCR con el que operará siempre. (recordando que en éste tipo de cicloconvertidores siempre están en conducción dos SCR's)

Así pues los 2 SCR que estarán en operación recibirán un disparo (o dos según sea el caso) desde el 8749 que dependerá de una señal monofásica. Pero se encontrarán alimentado físicamente por un voltaje de línea (VAB por ejemplo). La tabla siguiente muestra las correspondencias físicas consideradas:

**TABLA OCHO.**

| <b>ENTRADA<br/>SENSADA</b> | <b>SEMICICLO<br/>QUE INICIA</b> | <b>VOLTAJE DE<br/>FASE</b> | <b>VOLTAJE DE<br/>LINEA</b> |
|----------------------------|---------------------------------|----------------------------|-----------------------------|
| 05 H                       | POSITIVO                        | AN                         | VAB                         |
| 03 H                       | POSITIVO                        | BN                         | VBC                         |
| 06 H                       | POSITIVO                        | CN                         | VCA                         |
| 02 H                       | NEGATIVO                        | AN                         | VAB                         |
| 04 H                       | NEGATIVO                        | BN                         | VBC                         |
| 01 H                       | NEGATIVO                        | CN                         | VCA                         |

La **TABLA 8** anterior muestra las equivalencias entre las señales del voltaje de fase de entrada al microcontrolador y las señales de voltaje de línea correspondientes ( $V_L = V_\phi + 30^\circ$ ). También entendemos que las señales seguirán teniendo el mismo orden conocido de acceso al 8749; solo que ésta tabla la tratamos de hacer más ilustrativa y comprensible a la vista.

Considerando que las entradas siempre tendrán el orden establecido hasta el momento; se ha eliminado en éste programa el censo de la señal multiplicadora de frecuencia, lo que traerá pequeños errores en el retraso de disparos, pero simplifica las instrucciones del programa por impedimentos del 8749 que por el momento se salvan pero que en el siguiente programa será inevitable enfrentar.

Sin la señal T0 sensada, en el caso más extremo suceden 18 ciclos máquina antes de que el programa detecte una señal nueva atrasada; esto equivale según nuestro cristal a:

Máximo retraso posible:

$$18 \text{ ciclos máquina} \times 4.19 \mu\text{s cada ciclo máquina} = 75.42 \mu\text{s}$$

Que equivale a 1.62° de retraso en una señal.

Será también inevitable pasar por una etapa amplificadora de la señal del microcontrolador ya que se requieren 12 bits de disparo y el BUS sólo tiene 8 bits; los otros dos puertos al tener una señal de disparo en alto producen una corriente no mayor a 40  $\mu$ A, lo cual no es suficiente para disparar el TRIAC del MOC 3011, por lo que se tomó la decisión de tomar ahora al BUS como puerto de entrada de información y a los puertos P1 y P2 para sacar las señales de disparo; amplificarlas en cuanto a corriente se refieren y accesarlas posteriormente a la etapa de potencia.

Se decidió también analizando la secuencia de disparos que se ocuparían 6 bits de cada puerto. Para generar los semiciclos positivo y negativo de la señal de salida pues después de varias pruebas se denotó un mejor control y un programa más estructurado de ésta manera.

El análisis desarrollado arroja la siguiente tabla donde se presentan las señales de entrada requeridas. El dato de salida requerido que emplea uno o dos bits al mismo tiempo dependiendo de si inicia un semiciclo de la nueva frecuencia o no y por último el puerto que se empleará para sacar esa señal.

TABLA NUEVE

| ENTRADA | DATO DE SALIDA | PUERTO |
|---------|----------------|--------|
| 05 H    | 21 H           | 1      |
| 01 H    | 02 H           | 1      |
| 03 H    | 04 H           | 1      |
| 02 H    | 08 H           | 1      |
| 06 H    | 10 H           | 1      |
| 01 H    | 18 H           | 2      |
| 03 H    | 20 H           | 2      |
| 02 H    | 01 H           | 2      |
| 06 H    | 02 H           | 2      |
| 04 H    | 04 H           | 2      |
| 03 H    | 06 H           | 1      |
| 02 H    | 08 H           | 1      |
| 06 H    | 10 H           | 1      |
| 04 H    | 20 H           | 1      |
| 05 H    | 01 H           | 1      |
| 02 H    | 21 H           | 2      |
| 06 H    | 02 H           | 2      |
| 04 H    | 04 H           | 2      |
| 05 H    | 08 H           | 2      |
| 01 H    | 10 H           | 2      |



| ENTRADA | DATO DE SALIDA | PUERTO |
|---------|----------------|--------|
| 06 H    | 18 H           | 1      |
| 04 H    | 20 H           | 1      |
| 05 H    | 01 H           | 1      |
| 01 H    | 02 H           | 1      |
| 03 H    | 04 H           | 1      |
| 04 H    | 06 H           | 2      |
| 05 H    | 08 H           | 2      |
| 01 H    | 10 H           | 2      |
| 03 H    | 20 H           | 2      |
| 02 H    | 01 H           | 2      |

Tabla de Datos Básica para el Desarrollo del Programa de 6 Pulsos con Ángulo de disparo Constante:

En total 60 datos son almacenados en la Tabla de datos general, intercalándose la señal requerida y el dato de salida.

Se muestra el programa fuente a continuación:  
Nombre del Programa Fuente: h.asm

```

MOV R0,#08H
MOV @R0,#01H
INC R0
MOV @R0,#02H
INC R0
MOV @R0,#20H
INC R0
MOV @R0,#03H
INC R0
MOV @R0,#10H
INC R0
MOV @R0,#01H
INC R0
MOV @R0,#08H
INC R0
MOV @R0,#05H
INC R0
MOV @R0,#06H
INC R0
MOV @R0,#04H
INC R0
MOV @R0,#04H
INC R0
MOV @R0,#03H
INC R0
MOV @R0,#02H
INC R0
MOV @R0,#01H
INC R0

```

MOV @R0,#01H  
INC R0  
MOV @R0,#05H  
INC R0  
MOV @R0,#20H  
INC R0  
MOV @R0,#04H  
INC R0  
MOV @R0,#18H  
INC R0  
MOV @R0,#06H  
INC R0  
MOV @R0,#10H  
INC R0  
MOV @R0,#01H  
INC R0  
MOV @R0,#08H  
INC R0  
MOV @R0,#05H  
INC R0  
MOV @R0,#04H  
INC R0  
MOV @R0,#04H  
INC R0  
MOV @R0,#02H  
INC R0  
MOV @R0,#06H  
INC R0  
MOV @R0,#21H  
INC R0  
MOV @R0,#02H  
INC R0  
MOV @R0,#01H  
INC R0  
MOV @R0,#05H  
INC R0  
MOV @R0,#20H  
INC R0  
MOV @R0,#04H  
INC R0  
MOV @R0,#10H  
INC R0  
MOV @R0,#06H  
INC R0  
MOV @R0,#08H  
INC R0  
MOV @R0,#02H  
INC R0  
MOV @R0,#06H  
INC R0  
MOV @R0,#03H  
INC R0  
MOV @R0,#04H  
INC R0  
MOV @R0,#04H  
INC R0

```

MOV @R0,#02H
INC R0
MOV @R0,#06H
INC R0
MOV @R0,#01H
INC R0
MOV @R0,#02H
INC R0
MOV @R0,#20H
INC R0
MOV @R0,#03H
INC R0
MOV @R0,#18H
INC R0
MOV @R0,#01H
INC R0
MOV @R0,#10H
INC R0
MOV @R0,#06H
INC R0
MOV @R0,#08H
INC R0
MOV @R0,#02H
INC R0
MOV @R0,#04H
INC R0
MOV @R0,#03H
INC R0
MOV @R0,#02H
INC R0
MOV @R0,#01H
INC R0
MOV @R0,#21H
INC R0
MOV @R0,#05H
MOV R3,#05H
MOV R4,#05H
MOV R7,#0AH
MOV A,#06H
MOV T,A
STR T
JMP INICIO
CLR A
MOV T,A
STR T
INS A,BUS
CPL A
XRL A,@R0
CPL A
JNZ PARO
DEC R0
ANGULO: MOV A,T
CPL A
XRL A,R7
CPL A
JNZ ANGULO

```

```

SALIDA      MOV R2 #0AH
            MOV A,R3
            JZ SCR2
SCR1        MOV A,@R0
            OUTL P1,A
            DJNZ R2,SCR1
            CLR A
            OUTL P1,A
            DEC R0
            DEC R3
            STOP TCNT
PARO:      JMP ENTRA
SCR2:      MOV A,@R0
            OUTL P2,A
            DJNZ R2,SCR2
            CLR A
            OUTL P2,A
            DEC R0
            DEC R4
            MOV A R4
            JZ CICLO
            JMP PARO
SALTO:     MOV R0,#43H
            JMP PARO
CICLO:     MOV R3,#05H
            MOV R4,#05H
            MOV A,R0
            CPL A
            XRL A,#07H
            CPL A
            JZ SALTO
            JMP PARO
            END

```

#### **Inicialización de Variables:**

La inicialización de variables comprende 4 principalmente; que son: dos Registros R3 y R4 con un valor de 5 c/u y del R7 con el ángulo de disparo constante R7 = 0A H; al ser favorecidos con el hecho de no tener que realizar una Subrutina ESPERA, solo se tiene que inicializar el Timer con un valor de 06 H (lo que significa que el periodo que se lleva en la generación de la tabla de datos concuerda precisamente con el conteo de 6 tiempos predeterminados).

#### **Salida de los disparos y etiquetas ciclo y salto:**

El proceso es similar a los anteriores; recibiendo la señal por el BUS, se espera a que se cumplan 30° de retardo de la señal sensada que corresponderán a 60° de disparo de una señal de voltaje de línea, se activan los bits de salida necesarios para el disparo de los SCR's; primero se realizan 5 salidas por el P1 y después las siguientes 5 por el P2; se ha observado por sobres algunas otras propuestas que así se tiene una mejor estructuración del programa y mejor operación del mismo. una vez que se ha concluido una serie de 10 disparos; se realiza una nueva inicialización de R3 y R4 por medio de la ETIQUETA CICLO,

que son los que controlan los 5 disparos de cada puerto de salida e inmediatamente se realiza el censo para comprobar que no se ha llegado al fin del listado inicial (dirección de localidad de memoria #07 H) y si ésto se cumple; por medio de la ETIQUETA SALTO con lo que se da reinicio a la tabla de datos (dirección de localidad de memoria No. 43 H).

#### 4.- ANÁLISIS DEL PROGRAMA DEL CICLOCONVERSOR DE 6 PULSOS PARA CARGA MONOFÁSICA CON VARIACIÓN DEL ÁNGULO DE DISPARO.

Se han creado dos listas en la memoria que serán almacenadas en la RAM: R0 direccionaría de manera mascarable únicamente la entrada requerida (localidades de memoria 24 H a la 41 H) y el registro R1 se encargará del período que tendrá que contar el Timer para el ángulo de disparo distinto en cada caso (según necesidades de operación) y además se encargará de dar los bits de salida de tales disparos (localidad de memoria 43 H a 60 H). Los puertos de salida en operación serán los mismos y su operación será en la misma forma. Las tablas siguiente muestra la información mascarable guardada en el registro R0 (Tabla Diez) y R1 (Tabla Once).

##### TABLA DIEZ

TABLA DE DATOS MASCARADOS POR EL REGISTRO R0  
(LOCALIDADES DE MEMORIA 24 H A LA 41 H)

| ENTRADA |
|---------|
| 05 H    |
| 01 H    |
| 03 H    |
| 02 H    |
| 06 H    |
| 01 H    |
| 03 H    |
| 02 H    |
| 06 H    |
| 04 H    |
| 03 H    |
| 02 H    |
| 06 H    |
| 04 H    |
| 05 H    |
| 02 H    |
| 06 H    |
| 04 H    |

| ENTRADA |
|---------|
| 05 H    |
| 01 H    |
| 06 H    |
| 04 H    |
| 05 H    |
| 01 H    |
| 03 H    |
| 04 H    |
| 05 H    |
| 01 H    |
| 03 H    |
| 02 H    |

**TABLA ONCE**

**DATOS MASCARADOS POR EL REGISTRO R0.  
(LOCALIDADES DE MEMORIA 43 H A 60 H)**

| ÁNGULO DE<br>DISPARO | DATO DE<br>SALIDA |
|----------------------|-------------------|
| 0A H                 | 21 H              |
| 0F H                 | 02 H              |
| 0B H                 | 04 H              |
| 0F H                 | 08 H              |
| 0B H                 | 10 H              |
| 0A H                 | 18 H              |
| 0F H                 | 20 H              |
| 0B H                 | 01 H              |
| 0F H                 | 02 H              |
| 0B H                 | 04 H              |
| 0A H                 | 06 H              |
| 0F H                 | 08 H              |
| 0B H                 | 10 H              |
| 0F H                 | 20 H              |
| 0B H                 | 01 H              |

**Descripción del programa:**

Se presentan 60 datos guardados en memoria RAM lo que abarcan un buena proporción de la memoria (128 localidades para el 8749); además se

empieza el listado en la localidad 24 H de memoria como garantía de no interferir con el proceso interno del microcontrolador

El programa desarrollado contiene más de 256 líneas de comandos; los que genera un sobreflujo de direccionamiento de los saltos del Program Counter; para eliminar éste problema se emplea la instrucción CALL, movimientos de páginas, etc. que desplaza el control a las siguientes 256 localidades de memoria según necesidades, para ello el control se opera desde el registro 8 hasta la localidad 17 H de memoria RAM y si se emplean algunos de éstos registro podemos generar un error lógico por nuestra parte. Por ello se inicia (arbitrariamente) en la localidad de memoria 24 H y no desde la 8 H como se había manejado.

Denótese que existen 30 valores requeridos de entrada de señal y solo 15 de cambio de ángulo y 15 de bits de salida. Lo que sucede es que después de 15 salidas del microcontrolador los valores que se mandan por los puertos P1 y P2 se repiten periódicamente por lo que no es necesario grabarlos nuevamente; tan solo se genera el programa necesario para generar éste ciclo de salida dos veces por un ciclo de datos de entrada.

Una vez presentada la señal de entrada requerida en el BUS y cumplido el período del ángulo de disparo, se sigue el mismo procedimiento que en el programa h.asm para la selección de puerto de salida; pero al terminar de dar del disparo se llama a la subrutina DISPARO; donde se verifica que no se haya terminado el listado para R1; si ello no ocurrió se verifica que no se hayan generado 10 disparo para reinicializar los registros de control de P1 (R3) y de P2 (R4).

Si el listado ha finalizado, se direcciona nuevamente R1 para el inicio de su listado (60 H); y se censa en este punto si R0 terminó también su listado; como se comentó anteriormente el programa detectará una afirmación y una negación alternadamente a ésta interrogante procederá en su caso a reinicializar el listado de R0 (41 H) y continuar a la captura de una nueva señal de entrada.

Se muestra el programa fuente a continuación:  
Nombre del Programa Fuente: i1.asm

```
MOV R0,#24H
MOV @R0,#02H
INC R0
MOV @R0,#03H
INC R0
MOV @R0,#01H
INC R0
MOV @R0,#05H
INC R0
MOV @R0,#04H
```

INC R0  
MOV @R0,#03H  
INC R0  
MOV @R0,#01H  
INC R0  
MOV @R0,#05H  
INC R0  
MOV @R0,#04H  
INC R0  
MOV @R0,#06H  
INC R0  
MOV @R0,#01H  
INC R0  
MOV @R0,#05H  
INC R0  
MOV @R0,#04H  
INC R0  
MOV @R0,#06H  
INC R0  
MOV @R0,#02H  
INC R0  
MOV @R0,#05H  
INC R0  
MOV @R0,#04H  
INC R0  
MOV @R0,#06H  
INC R0  
MOV @R0,#02H  
INC R0  
MOV @R0,#03H  
INC R0  
MOV @R0,#04H  
INC R0  
MOV @R0,#06H  
INC R0  
MOV @R0,#02H  
INC R0  
MOV @R0,#03H  
INC R0  
MOV @R0,#01H  
INC R0  
MOV @R0,#05H  
MOV R1,#43H  
MOV @R1,#01H  
INC R1  
MOV @R1,#0BH  
INC R1  
MOV @R1,#20H



INC R1  
MOV @R1,#0FH  
INC R1  
MOV @R1,#10H  
INC R1  
MOV @R1,#0BH  
INC R1  
MOV @R1,#0BH  
INC R1  
MOV @R1,#0FH  
INC R1  
MOV @R1,#0BH  
INC R1  
MOV @R1,#0AH  
INC R1  
MOV @R1,#04H  
INC R1  
MOV @R1,#0BH  
INC R1  
MOV @R1,#02H  
INC R1  
MOV @R1,#0FH  
INC R1  
MOV @R1,#01H  
INC R1  
MOV @R1,#0BH  
INC R1  
MOV @R1,#20H  
INC R1  
MOV @R1,#0FH  
INC R1  
MOV @R1,#18H  
INC R1  
MOV @R1,#0AH  
INC R1  
MOV @R1,#10H  
INC R1  
MOV @R1,#0BH  
INC R1  
MOV @R1,#0BH  
INC R1  
MOV @R1,#0FH  
INC R1  
MOV @R1,#04H  
INC R1  
MOV @R1,#0BH  
INC R1  
MOV @R1,#02H  
INC R1  
MOV @R1,#0FH  
INC R1  
MOV @R1,#21H  
INC R1  
MOV @R1,#0AH  
MOV R3,#05H  
MOV R4,#05H

|          |  |
|----------|--|
| ESPERA:  | MOV A,#06H<br>DEC A<br>JNZ ESPERA<br>MOV A,#0BH<br>MOV T,A<br>STRT T<br>JMP INICIO   |
| ENTRA:   | CLR A<br>MOV T,A<br>STRT T   |
| INICIO:  | INS A,BUS<br>CPL A<br>XRL A,@R0<br>CPL A<br>JNZ PARO<br>DEC R0   |
| ANGULO:  | MOV A,T<br>CPL A<br>XRL A,@R1<br>CPL A<br>JNZ ANGULO<br>DEC R1   |
| SALIDA:  | MOV R2,#0AH<br>MOV A,R3<br>JZ SCR2   |
| SCR1:    | MOV A,@R1<br>OUTL P1,A<br>DJNZ R2,SCR1<br>CLR A<br>OUTL P1,A<br>DEC R1<br>DEC R3<br>CALL DISPARO<br>STOP TCNT<br>JMP ENTRA           |
| PARO:    |  |
| SCR2:    | MOV A,@R1<br>OUTL P2,A<br>DJNZ R2,SCR2<br>CLR A<br>OUTL P2,A<br>DEC R1<br>DEC R4<br>CALL DISPARO<br>MOV A,R4<br>JZ CICLO<br>JMP PARO |
| CICLO:   | MOV R3,#05H<br>MOV R4,#05H<br>JMP PARO   |
| DISPARO: | MOV A,R1<br>CPL A<br>XRL A,#42H<br>CPL A<br>JZ SALTO<br>RET  |
| SALTO:   | MOV R1,#60H  |

MOV A,R0  
 CPL A  
 XRL A,#23H  
 CPL A  
 JZ SALTO1  
 RET  
 SALTO1: MOV R0,#41H  
 RET  
 END

Todo el proceso del programa nunca tarda lo suficiente como para dejar pasar un cambio en la señal trifásica; el único error que se presentará será el debido a no censar la señal de T0.

### 5.- ANÁLISIS DEL PROGRAMA DEL CICLOCONVERSOR DE 3 PULSOS PARA CARGA TRIFÁSICA CON VARIACIÓN DEL ÁNGULO DE DISPARO.

No creemos necesario generar un programa con ángulo de disparo Constante para carga trifásica; se plantea este programa con oportunidad de variar el ángulo de disparo en programación; aunque no se varió el ángulo en este caso y se dejó fijo para todos los valores de cada SCR en operación.

Fueron 54 datos almacenados; y controlados por un solo registro R0; donde se intercalan nuevamente la señal de entrada (18 datos), el dato del ángulo de disparo (18 datos) y la señal de salida (18 datos) siempre en ese orden. La tabla DOCE muestra de manera más entendible estos datos almacenados. Se reitera que el ángulo fijado en aproximadamente 45° (0F H) es repetitivo en este caso pero puede ser modificado cambiando fácilmente este valor en la tabla de datos inicial según el SCR que desee modificar su ángulo de disparo.

#### TABLA DOCE

#### DATOS MASCARADOS POR EL REGISTRO R0 (LOCALIDADES DE MEMORIA DE 19 H A 4E H)

| ENTRADA DE SEÑAL | ÁNGULO DE DISPARO | BIT DE SALIDA | PUERTO DE SALIDA |
|------------------|-------------------|---------------|------------------|
| 05 H             | 0F H              | 01 H          | P1               |
| 01 H             | 0F H              | 02 H          | P1               |
| 03 H             | 0F H              | 04 H          | P1               |
| 02 H             | 0F H              | 08 H          | P1               |
| 06 H             | 0F H              | 10 H          | P1               |
| 04 H             | 0F H              | 20 H          | P1               |

| ENTRADA DE SEÑAL | ÁNGULO DE DISPARO | BIT DE SALIDA | PUERTO DE SALIDA |
|------------------|-------------------|---------------|------------------|
| 05 H             | 0F H              | 40 H          | P1               |
| 01 H             | 0F H              | 80 H          | P1               |
| 03 H             | 0F H              | 01 H          | BUS              |
| 02 H             | 0F H              | 02 H          | BUS              |
| 06 H             | 0F H              | 04 H          | BUS              |
| 04 H             | 0F H              | 08 H          | BUS              |
| 05 H             | 0F H              | 10 H          | BUS              |
| 01 H             | 0F H              | 20 H          | BUS              |
| 03 H             | 0F H              | 40 H          | BUS              |
| 02 H             | 0F H              | 80 H          | BUS              |
| 06 H             | 0F H              | 40 H          | P2               |
| 04 H             | 0F H              | 80 H          | P2               |

Por seguridad del proyecto se han grabado las señales de entrada del sistema trifásico necesarias para operar las salidas; aunque se observe reiterativas las salidas. Se emplea como se observa en las dos últimas columnas una secuencia en los bits de salida del disparo y el empleo de los tres Puertos empleables para ello.

La señal de entrada será obtenida por los primeros 3 bits (los 3 menos significativos) del Puerto 2 (P2) mediante una instrucción diferente a la empleada en los 4 programas anteriores; ésta instrucción desliga al Nibble menos significativo del Nibble más significativo; pudiendo emplear la mitad del puerto como entrada y la otra mitad como salida de manera indistinta; para el microcontrolador ésta instrucción (MOVD A, P5) permite acceder información de un puerto externo al 8749; es decir, es una manera de direccionar hacia nuevos puertos cuando se requiere expandir la capacidad del 8749. El microcontrolador por éste medio interpreta que tiene asociado un puerto expandible pero no tiene nunca asociado una señal de control de éste puerto por lo que no es necesario que se agregue. Los 4 bits restantes pueden servir de salida lo que es ideal para nuestros fines pues con el P1 y el BUS se pueden controlar 16 SCR's pero resta el control de 2 más por lo que se empleó ésta característica del microcontrolador para completar nuestra tarea.

Se emplea nuevamente la señal de T0 para el mejor control de la señal de entrada; y solo se inicializan los registros R3 con 8, R4 con 8 y R5 con 2 para el control del número de disparos empleados por cada puerto; cuando se llegan a cero en los tres registros el programa se dirige a las etiqueta CICLO donde se reinician los Registros y posteriormente se censa si el listado ya se terminó para reiniciarlo con la etiqueta SALTO.

Una vez realizados y revisados varios programas en lenguaje ensamblador se puede apreciar muy sencillo éste último y se tiene una eficiente respuesta por parte del microcontrolador 8749.

Se muestra el programa fuente a continuación:

Nombre del Programa Fuente:

j.asm

```
MOV R0,#19H
INC @R0,#00H
INC R0
MOV @R0,#0FH
INC R0
MOV @R0,#04H
INC R0
MOV @R0,#40H
INC R0
MOV @R0,#0FH
INC R0
MOV @R0,#08H
INC R0
MOV @R0,#80H
INC R0
MOV @R0,#0FH
INC R0
MOV @R0,#02H
INC R0
MOV @R0,#40H
INC R0
MOV @R0,#0FH
INC R0
MOV @R0,#03H
INC R0
MOV @R0,#20H
INC R0
MOV @R0,#0FH
INC R0
MOV @R0,#01H
INC R0
MOV @R0,#10H
INC R0
MOV @R0,#0FH
INC R0
MOV @R0,#05H
INC R0
MOV @R0,#08H
INC R0
MOV @R0,#0FH
INC R0
MOV @R0,#04H
INC R0
MOV @R0,#04H
INC R0
MOV @R0,#0FH
```

INC R0  
MOV @R0,#06H  
INC R0  
MOV @R0,#02H  
INC R0  
MOV @R0,#0FH  
INC R0  
MOV @R0,#02H  
INC R0  
MOV @R0,#01H  
INC R0  
MOV @R0,#0FH  
INC R0  
MOV @R0,#03H  
INC R0  
MOV @R0,#80H  
INC R0  
MOV @R0,#0FH  
INC R0  
MOV @R0,#01H  
INC R0  
MOV @R0,#40H  
INC R0  
MOV @R0,#0FH  
INC R0  
MOV @R0,#05H  
INC R0  
MOV @R0,#20H  
INC R0  
MOV @R0,#0FH  
INC R0  
MOV @R0,#04H  
INC R0  
MOV @R0,#10H  
INC R0  
MOV @R0,#0FH  
INC R0  
MOV @R0,#06H  
INC R0  
MOV @R0,#08H  
INC R0  
MOV @R0,#0FH  
INC R0  
MOV @R0,#02H  
INC R0  
MOV @R0,#04H  
INC R0  
MOV @R0,#0FH  
INC R0  
MOV @R0,#03H  
INC R0  
MOV @R0,#02H  
INC R0  
MOV @R0,#0FH  
INC R0  
MOV @R0,#01H

```

INC R0
MOV @R0,#01H
INC R0
MOV @R0,#0FH
INC R0
MOV @R0,#05H
MOV R3,#08H
MOV R4,#08H
MOV R5,#02H
MOV A,#05H
MOV T,A
STRT T
JMP INICIO
ENTRA: CLR A
MOV T,A
STRT T
INICIO: MOVD A,P5
CPL A
XRL A,@R0
CPL A
JNZ PARO
ANGULO: DEC R0
MOV A,T
CPL A
XRL A,@R0
CPL A
JNZ ANGULO
DEC R0
SALIDA: MOV R2,#0AH
MOV A,R3
JZ ELBUS
PTO1: MOV A,@R0
OUTL P1,A
DJNZ R2,PTO1
CLR A
OUTL P1,A
DEC R0
DEC R3
ELBUS: JMP PARO
MOV A,R4
JZ PTO2
ELBUS1: MOV A,@R0
OUTL BUS,A
DJNZ R2,ELBUS1
CLR A
OUTL BUS,A
DEC R0
DEC R4
PTO2: JMP PARO
MOV A,@R0
OUTL P2,A
DJNZ R2,PTO2
CLR A
OUTL P2,A
DEC R0
DEC R5

```

```

MOV A R5
JZ CICLO
CHECAR: MOV A,R0
        CPL A
        XRL A,#18H
        CPL A
        JZ SALTO
PARO:   STOP TCNT
DUDA:  JNTO CASA
CASA:  JMP DUDA
        JTO ENTRA
SALTO: JMP CASA
        MOV R0,#4EH
        JMP PARO
CICLO: MOV R3,#08H
        MOV R4,#08H
        MOV R5,#02H
        JMP CHECAR
        END

```

### ETAPA AMPLIFICADORA:

Se ha hecho mención de que los puertos 1 y 2 del microcontrolador al dar los pulsos de disparo de los SCR's los entregan con un voltaje de + 5 volts de cd; pero con una corriente máxima de 40 $\mu$ A, lo cual percibe y alimenta al diodo de entrada del MOC 3011; pero no es suficiente corriente como para activar o disparar al TRIAC interno del optoacoplador; por lo que se ve la necesidad de implementar un amplificador de corriente que permita disparar los SCR's en la etapa de potencia.

Después de analizar e implementar varias opciones para procurar éste aumento de corriente; se llega a la solución que se encontró más óptima que fue emplear nuevamente compuertas TTL

Se resuelve éste problema empleando Bufers TTL con salida del tipo de Colector Abierto, los 7407 son compuertas seguidores de señal que permiten hacer que la señal del microcontrolador obtenga la ganancia de corriente requerida ya que no depende de la energía que suministre el microcontrolador sino depende de la energía de la fuente de poder.

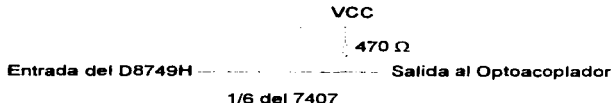
No son compuertas TTL de la subfamilia LS, por lo que no se les considera de respuesta rápida pero es mucho más rápida (del orden de los nanosegundos) de lo que es necesario.

El emplear transistores para aumentar la corriente nos hace depender de 18 transistores con ganancias distintas y que afectan la operación real del dispositivo; además de que involucran más espacio físico que las compuertas porque un solo circuito integrado de 14 pines contiene 6 Bufers que requieren tan



solo una alimentación y 1 resistencia por cada salida; siendo que por lo menos se emplearían tres resistencias y una alimentación independiente por cada transistor.

El circuito representativo de la etapa amplificadora sería pues:



Los valores de resistencia fueron calculados para no exigirle a la fuente de voltaje de corriente directa demasiada corriente innecesaria; Solo la necesaria para activar al triac.

Las señales que se empleaban en el BUS no fueron necesarias amplificarias; pues el microcontrolador proporciona suficiente corriente para la etapa de potencia.

#### **ETAPA DE POTENCIA:**

La etapa de potencia la hemos dividido en dos partes:

1. Una interfase de potencia.
2. La construcción de los circuitos de SCR's para los diferentes cicloconvertidores.

##### **1.- Interfase de Potencia:**

Considerando el peligro que se presenta al unir dispositivos y señales electrónicas con sistemas de potencia eléctrica (señales trifásicas de 208 vca. de voltaje de línea) se implementó ésta etapa donde la señal electrónica y en sí todo el conjunto de control electrónico (incluyendo el microcontrolador 8749) se aísla de la etapa de potencia propiamente dicha, por medio de un optoacoplador.

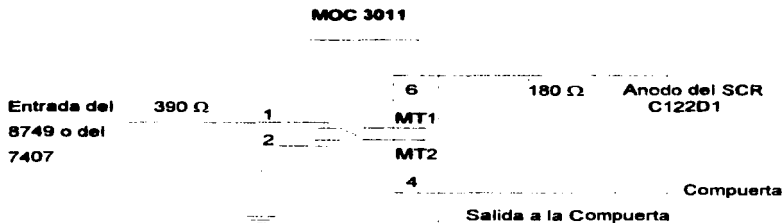
Un optoacoplador es un Circuito Integrado electrónico que contiene dos elementos internos principales; a saber: un diodo emisor de luz infrarroja y un receptor de esa señal infrarroja que puede ser un fototransistor, un SCR o un triac, donde la base del transistor se alimenta con luz y no con una señal eléctrica propiamente dicha, o la compuerta del scr o del triac se activarán por medio de luz, es decir son elementos de activación óptica (base luz infrarroja y no eléctrica).

Éstos son excelentes aisladores de circuitos electrónicos frente a etapas de potencia ya que pueden disparar su elemento de potencia interna (triac, scr o

darlington), quien tendrá a su vez la capacidad de activar un elemento electrónico de potencia real (como los SCR's C122D1 empleados en éste proyecto de tesis).

Pueden disparar un elemento de potencia, empero la energía presente en éstos elementos no pasa en dirección opuesta por el optoacoplador hacia la etapa de control, por las mismas características del optoacoplador, De ahí que un corto o cualquier contratiempo no se verá reflejado en el circuito de control de los disparos diseñado del cicloconvertidor.

Se empleo así el Circuito Optoacoplador MOC 3011 de Motorola; que trabaja a base de Triac en su etapa de salida y se muestra su estructura interna a grosso modo en el siguiente circuito:



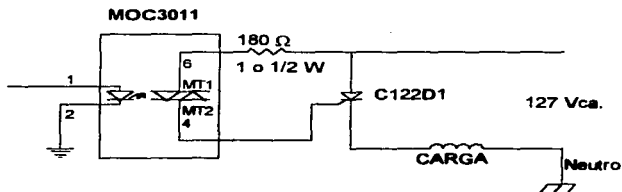
El uso del triac, por sobre otros elementos optoacopladores, se debió a que en experimentos intermedios necesarios para la realización de ésta tesis se emplearon mucho triac cuyo disparo se podría producir más fácilmente con éste dispositivo.

## 2.- Construcción de los circuitos de SCR's para los diferentes cicloconvertidores.

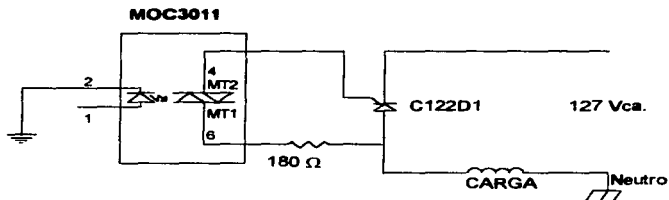
Ésta es propiamente dicha la etapa de potencia donde se operan y acoplan según diagramas del capítulo IV los cicloconvertidores que se han analizado a lo largo de éste capítulo.

El diagrama que se empleo para acoplarlos SCR's con los optoacopladores fueron los siguientes:

Para los SCR's controladores de semiciclos positivos:



Para los SCR's controladores de Semiciclos Negativos



**NOTA:**

Se muestra en los anteriores circuitos un solo elemento SCR; pero hay que recordar y considerar las distintas conexiones de SCR's para diferentes cicloconvertidores antes de la carga.

Se comprobó varias veces que siempre se requiere que el Triac del optoacoplador debe recibir su alimentación siempre del ánodo del SCR alimentado, de lo contrario jamás disparará ningún dispositivo; además realizada la conexión de esta forma para los semiciclos negativos, aunque se presente un pulso positivo generado en el microcontrolador que se presenta de manera correcta presente en el diodo del optoacoplador (de lo contrario polarizaría en inversa al diodo del MOC 3011) la señal de disparo se presenta negativa; ya que el disparo se presenta precisamente en un semiciclo negativo y es necesario presentarse en estas condiciones pues para el SCR como se ha mencionado varias veces se le tiene que disparar con un pulso positivo en su compuerta presente cuando se encuentra polarizado en directa, aunque para nuestra señal general sea un semiciclo negativo; para el tiristor en particular se estará

presentando una señal positiva que lo polariza en directa y tiene una señal de compuerta positiva amplificada para sí mismo por el triac del 3011.

Además siempre se procuró que cuando se tuviera una conexión al neutro del sistema la carga siempre estuviera conectada directamente al neutro por alguna de sus terminales y la otra terminal al circuito controlador de señal que es el cicloconvertidor.

Se emplearon los SCR's de la marca Motorola C122D1 y los marca Texas modelo TIC 116 M que tienen características similares. La serie C122( )1 de Motorola soporta según hoja técnica 8 amperes rms. y entre 50 a 800 volts de voltaje inverso.

$$I_T(\text{RMS}) = 8 \text{ Amp.}$$

$$V_{DRM} = V_{RRM} = 400 \text{ volts rms} \quad \text{Para el caso de la terminación (D).}$$

Lo cual supera todas las condiciones de energía presentes en el cicloconvertidor sometido a cargas resistivas y de inducción.

Los SCR's fueron montados cuando se cargaban con máquinas eléctricas de ¼ de hp. en una tabla con sus entradas trifásicas y salidas monofásicas o trifásicas conectadas directamente a bornes de potencia acoplados por medio de cable del número 18 (7 hilos) y las compuertas y salidas de los ánodos de los SCR's a los Triacs de los optoacopladores 3011 con alambre de cobre estañado calibre 22. Realizando conexiones soldadas a las patas de los SCR's y aislando por medio del envoltente TERMO 3/32 para las alimentaciones y TERMO 1/16 para las compuertas.

Los tiristores se montan sobre terminales de tornillo TV-8; con separaciones de 0.5 cm. (mínimo) entre un disipador y otro disipador donde se colocan cada uno de los tiristores. Las terminales y conexiones que no fueron soldadas se presentan con conectores tipo espada desnuda o zapatas redondas del tamaño idóneo para el cable calibre 18.

## CAPÍTULO VI.

### RESULTADOS DE LAS PRUEBAS A LOS CICLOCONVERTIDORES IMPLEMENTADOS

#### COSTOS DE IMPLEMENTACIÓN:

Según los valores de los costos de éstos tipos de controles de frecuencia en el mercado mexicano, vendidos por empresas transnacionales el costo del cicloconvertidor obtenido en éste proyecto es exageradamente más económico; que el de mercado; sin embargo no cuenta con muchas características auxiliares de control, como son:

- Detección de fallo de los tiristores.
- Detección de sobrecalentamiento del dispositivo.
- Filtros de salida, etc.

Más adelante se ampliará la información de éste tipo de elementos en el mercado industrial mexicano.

Se muestran a continuación los costos por etapa desarrollada:

| Cantidad                                    | Elemento                                 | Precio por Unidad | Importe      |
|---|--|-------------------|--------------|
| <b>Alimentación:</b>                        |  |                   |              |
| 1   | Clavija                                  | 2.00              | 2.00         |
| 1   | Transformador de<br>5 Amp. (127/24 vca.) | 40.00             | 40.00        |
| 4   | Diodo Rectifi. 1N4004                    | 0.50              | 2.00         |
| 2   | Reg. 7805                                | 2.60              | <u>5.20</u>  |
|   | <b>Subtotal:</b>                         |                   | <b>48.00</b> |
| <b>Etapla sensora:</b>                      |  |                   |              |
| 2   | C.I. 74LS14                              | 4.00              | 8.00         |
| 4   | Res. pot. 10 KW 5 W.                     | 3.50              | 14.00        |
| 4   | Trans. 2N2222A                           | 5.00              | <u>20.00</u> |
|   | <b>Subtotal:</b>                         |                   | <b>42.00</b> |
| <b>Etapla multiplicadora de frecuencia:</b> |  |                   |              |
| 3   | Poten 20k $\Omega$ multivuel.            | 8.40              | 25.20        |
| 1   | C. I. 74LS10                             | 2.90              | 2.90         |
| 4   | C. I. 74121                              | 13.50             | <u>54.00</u> |
|   | <b>Subtotal:</b>                         |                   | <b>82.10</b> |

|   |                          |        |                         |
|---|--------------------------|--------|-------------------------|
| <b>Etapas de control (microcontrolador y accesorios):</b> |                          |        |                         |
| 1   | Microcontrolador D8749H  | 60.00  | 60.00                   |
| 1   | Diodo 1N4148             | 0.50   | 0.50                    |
| 1   | Capac. 470µF/16v.        | 2.00   | 2.00                    |
| 1   | Interruptor (N/A)        | 7.00   | 7.00                    |
| 2   | Cap 33 pF                | 0.50   | 1.00                    |
| 1   | Cristal 3.57 Mhz.        | 11.00  | <u>11.00</u>            |
|   |                          |        | <b>Subtotal: 81.50</b>  |
| <b>Etapas de potencia:</b>                                |                          |        |                         |
| 25  | SCR C122D1 400v. 8 A.    | 4.70   | 117.50                  |
| 25  | MOC 3011                 | 5.00   | 125.00                  |
| 1   | Canal de Alum/Disipador. | 42.00  | 42.00                   |
| 1 mt.   | Termo 1/16               | 4.20   | 4.20                    |
| 1 mt  | Termo 3/32               | 4.40   | 4.40                    |
| 5   | Terminal TV-8            | 5.00   | <u>25.00</u>            |
|   |                          |        | <b>Subtotal: 318.10</b> |
| <b>Otros Varios:</b>                                      |                          |        |                         |
| 1   | Cautin de Lápiz (40 w.)  | 47.00  | 47.00                   |
| 15 mts  | Cable Wire Wrap.         | 1.92   | 28.80                   |
| 1   | Cinta aislante           | 12.00  | 12.00                   |
| 1   | placa para soldar        | 25.50  | 25.50                   |
| 10  | Bases Wire Wrap (varios) | -----  | 170.00                  |
| 16 mts.   | Cable estañado           | 0.50   | 8.00                    |
| 3   | Socket                   | 4.00   | 12.00                   |
| 10 mts.   | Cable cal 18             | 0.80   | 8.00                    |
| 80  | Conectores               | 0.66   | 52.00                   |
| Varios  | Resist./Capac/etc.       | Varios | <u>30.00</u>            |
|   |                          |        | <b>Subtotal: 393.55</b> |

**COSTO TOTAL DEL PROYECTO: \$965.25 M.N.**

El proyecto tiene un costo cercano a los \$1000.00 (costos reales hasta Abril de 1996) y conlleva varios elementos de repuesto para distintos C. I. principalmente y resistencias; además se agregan costos de algunos elementos como el cautin y demás gastos que son indirectos del proyecto por lo que el costo real del dispositivo es menor.

Hay que considerar sin embargo que éste proyecto contempla características para controlar solo máquinas de muy baja potencia. (1/4 de hp). Conforme se controlan máquinas de mayor potencia los costos de los tiristores incrementan su valor en gran cantidad.

Por ejemplo un tiristor de tornillo que soporta 16 amp. a 600 volts rms de voltaje repetitivo inverso cuesta \$106.80 M.N. que es prácticamente lo que costaron los 25 tiristores juntos (Precio de Junio de 1996). Además que sus

características de aislamiento se tienen que controlar mejor lo que implica mayores costos de implementación para un cicloconvertidor de control de máquinas de mayor potencia.

## **RESULTADOS PRÁCTICOS REALES DEL PROYECTO:**

### **Primer consideración:**

Todos los análisis hechos de los cicloconvertidores parten de la idea de una fuente trifásica equilibrada en sus tres fases y se ha comprobado por lecturas hechas con el osciloscopio que en nuestros laboratorios en varios días de trabajo no se encontró un sistema equilibrado; la fase considerada como C, no tendrá en varias comprobaciones el mismo valor de voltaje que las otras dos fases; presenta en realidad un voltaje menor al de las fases A y B. En esos días de prueba también se encuentra una circulación de señal en el neutro lo que confirma la aseveración de un desequilibrio en las fases.

Con tal desequilibrio y por el control complejo de varios tiristores (aún controlado por la conexión del neutro a tierra) provocan trastornos en la diferencia de potencial ideales entre los SCR's y la consecuencia evidente plasmada desde el capítulo I y IV de esta tesis es que aún recibiendo una señal de disparo en la compuerta, la diferencia de potencial en un SCR en particular se encuentra polarizándolo en inversa y éste no se dispara adecuadamente.

### **Segunda consideración:**

Una vez implementados los cicloconvertidores, se comprobó que no presentarían errores en la implementación, no existiera contactos entre cables indeseables, etc.

### **Tercera Consideración:**

En las primeras pruebas (que se realizaron empleando las fuentes de los laboratorios de la Sección eléctrica tipo Lavolt.) se alimentaron; por una parte la etapa de potencia y por otro lado la etapa sensora del circuito electrónico. La etapa de potencia se alimentaba con voltaje fijo nominal y el control electrónico era alimentado con voltajes reducidos.

Esto proporcionó por las conexiones extras y cables sobrantes más problemas que ventajas por lo que después del primer mes de pruebas se tomó la decisión de emplear la misma toma de energía; siempre siendo la que regulada el voltaje de salida de 0 a 127/208 vca. y solo la alimentación de +5 volts cd. se tomaba de la línea directamente. Siempre la alimentación de cd. del circuito de control fué la primera en operar.

### **Cuarta Consideración:**

Cuando hablamos de carga resistiva monofásica nos referimos a un foco de diferentes valores de potencia (de 25 watts hasta 60 watts); cuando nos referimos a una máquina de inducción empleamos en la práctica una máquina

monofásica de inducción de  $\frac{1}{4}$  de hp. con arranque centrifugo y capacitivo (se eliminaron ambos tipos de arranque); para carga trifásica un motor de inducción trifásico jaula de ardilla también de  $\frac{1}{4}$  de hp. No contamos con máquinas monofásicas sincronas de  $\frac{1}{4}$  de hp. Las velocidades medidas en las máquinas fueron realizadas por un tacómetro manual analógico marca León Weill que mide de 40 hasta 50000 rpm. con 13 puntas de prueba para diferentes flechas y diámetros de flecha aunque solo fue necesario emplear una sola de éstas puntas.

#### **Consideración Quinta:**

Siempre que se está a voltaje reducido se puede dar un Reset al microcontrolador 8749 e iniciar un proceso controlable; sin prisa y asegurando que todas las variables de control tengan los valores deseados ya que lo primero que se activa es el microcontrolador y circuito de control electrónico. De no tomar en cuenta esto, se pueden encontrar valores aleatorios en los registros de operación del programa en turno al inicio del proceso y si el circuito de potencia está alimentado podría mandar señales de disparo erróneas y provocar incluso un corto en el circuito de potencia.

#### **Consideración Sexta:**

El hecho de iniciar cada prueba siempre a voltaje reducido o cero; produce muchos resultados positivos y bastante control de operación. Permitió observar los primeros resultados relevantes.

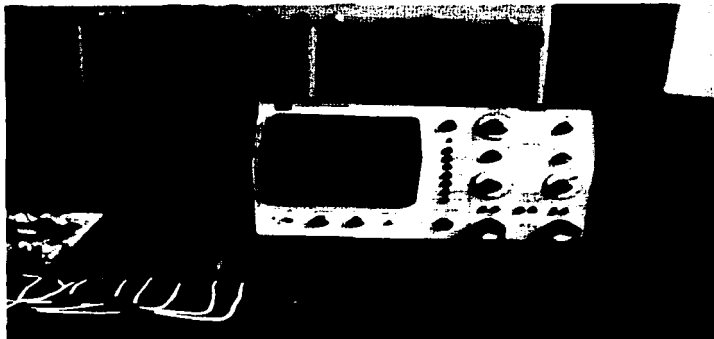
### **APLICACIÓN A LA CARGA MONOFÁSICA CON CICLOCONVERSOR DE 3 PULSOS:**

#### **RESULTADO 1:**

A voltaje de entrada diferente al nominal, se observa en el voltaje presente en la carga que No todos los tiristores, aún recibiendo su señal de disparo en la compuerta, se ponen en conducción; aún cuando es su turno de conducir. Ello es debido principalmente a que estando un tiristor en conducción la diferencia de voltajes presentes en el sistema producen un diferencial de voltaje en magnitud mayor en estado de inversa que el voltaje presentado en el ánodo del tiristor. por lo que el tiristor no se pone en conducción; éstos valores son instantáneos y difíciles de obtener sus valores pues al ir aumentando el voltaje de alimentación las diferencias de potencial se van variando y los voltajes presentados en los ánodos van paulatinamente siendo superiores a los voltajes resultantes en los cátodos producidos por el mismo proceso de conversión y activación de tiristores disparados anteriormente.



Las siguientes fotografías muestran: 1) La proporción que se obtuvo realmente en el proyecto entre la frecuencia de entrada y la frecuencia de salida y 2) Una señal de salida monofásica.



## RESULTADO 2:

Esta característica se ve eliminada conforme se llega a valores nominales, y es cuando se aprecian normalmente las curvas esperadas en el osciloscopio donde se observa ya el cambio de frecuencia de 60 Hz a la esperada de 20 Hz y se puede medir y observar sobre todo en la experimentación del primer programa del cicloconvertidor de 3 pulsos con ángulo constante de disparo, ya que se emplean los dos canales de los osciloscopios, y en uno se puede presentar el voltaje de cualquier señal monofásica de entrada con la señal de salida del cicloconvertidor donde se aprecia como cada ciclo completo del cicloconvertidor abarca tres ciclos o períodos de la señal monofásica de entrada.

$$f_{\text{salida}} = \frac{1}{3} f_{\text{entrada}} = \frac{1}{3} 60 \text{ Hz.} = 20 \text{ Hz.}$$



## RESULTADO 3:

Esta apreciación anterior es detectada en una carga resistiva; pues como se sabe en una máquina de inducción, corriente y voltaje están desfasados y éste desfase tiene repercusiones que se presentan en las señales de salida; con señales desvirtuadas sobre todo en la señal monofásica que actúan más veces en el proyecto; la monofásica A. Comprobación de la teoría presentada en el capítulo IV inciso 3 de las desventajas de los cicloconvertidores.

Por ello se tienen mejores resultados de los cicloconvertidores con máquinas síncronas capaces de producir sistemas resistivos que no producen estas perturbaciones indeseables además de las armónicas presentes.

## RESULTADO 4:

Con la variación del ángulo de fase se puede generar una señal más cercana a la senoidal observándose en el osciloscopio las variaciones en los

picos de voltaje y es posible en base a diferentes experimentos generar cada vez una señal más perfeccionada sobre todo para cargas resistivas.

#### **RESULTADO 5:**

En las pruebas monofásicas de máquina de inducción el arranque se realizó manualmente para eliminar problemas de diseño pues el interruptor centrífugo desactiva el devanado auxiliar aproximadamente a las 1100 rpm. y el valor máximo de velocidad que se alcanzó en el proyecto comprobado fue de 570 rpm aproximadamente y evidentemente nunca se desactivaría el circuito auxiliar y por lo tanto se quemaría.

El capacitor también se sabe que es calculado a un valor determinado para producir una reactancia capacitiva que en adición a la reactancia del auxiliar genera el ángulo de par de  $90^\circ$  que produce el par hasta que el centrífugo desconecta el auxiliar; a la misma velocidad aproximadamente; por lo que se decide arrancarlo manualmente.

#### **APLICACIÓN A LA CARGA MONOFÁSICA CON CICLOCONVERSOR DE 6 PULSOS:**

##### **Consideración Séptima:**

Por el hecho de que el circuito es distinto al de 3 pulsos con carga trifásica y monofásica; se implementó y probó el cicloconversor de 6 pulsos pero no se dejó circuito físico para la presentación oral del examen profesional.

Sin embargo en la siguiente página se muestran 2 fotografías de éste circuito de prueba en funcionamiento;

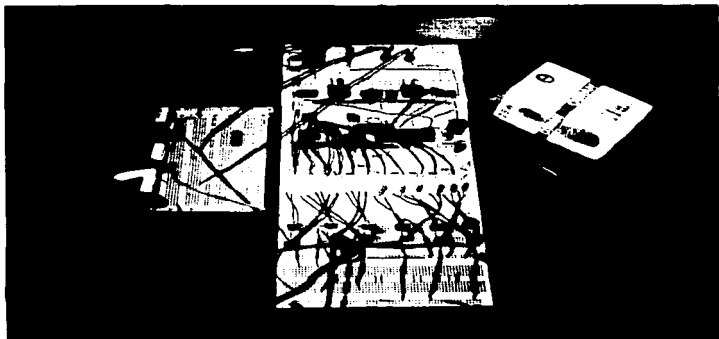
##### **Consideración Octava:**

No se realizó prueba a máquina para seis pulsos ya que el motor se alimenta a 127 volt y si se llegara a cargar con mayor voltaje podría dañar los aislamientos de los devanados por lo que sólo se practicó la prueba a carga resistiva.

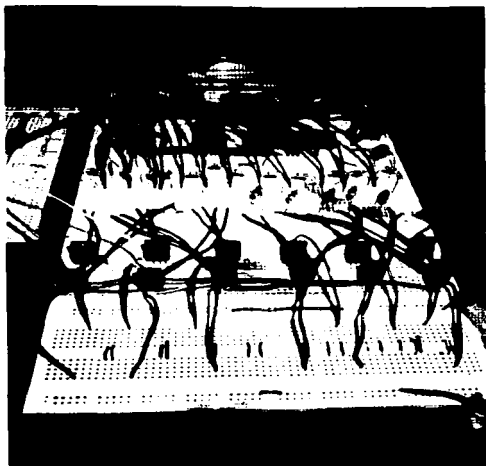
Recordamos también que la máquina monofásica presenta muchos problemas de vibración y demás inestabilidades que podrían complicar la prueba aún a voltaje reducido.

#### **RESULTADO 6:**

Al emplear conexiones del Neutro, (como es sabido) el desequilibrio de las fases es controlado; por lo que al medir el voltaje con el Neutro conectado no se detecta ésta variación. Sin embargo no en todas las pruebas se hace uso del Neutro lo que conlleva problemas de corriente en el control de 6 pulsos.



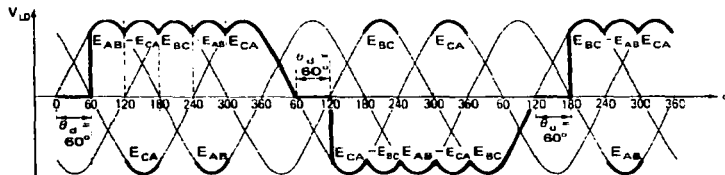
**Fotografías del circuito  
Cicloconvertidor de 6  
pulsos en operación.**



## RESULTADO 7:

Se comprueba las características y señales de onda teóricas esperadas con las gráficas presentadas en el osciloscopio para ángulo variado o constante, salvo que no se observan las pequeñas señales teóricas que se presentan fuera de los semiciclos de operación.

$$f_{\text{salida}} = \frac{f_{\text{entrada}}}{2 \cdot 1/3} = \frac{60 \text{ Hz}}{2.333} = 25.7 \text{ Hz.}$$



Se muestra en la siguiente página dos fotos que presentan las señales obtenidas de ésta sistema: La primera presenta el semiciclo positivo de la carga y la segunda el semiciclo negativo de ésta. Carga monofásica resistiva.

## RESULTADO 8:

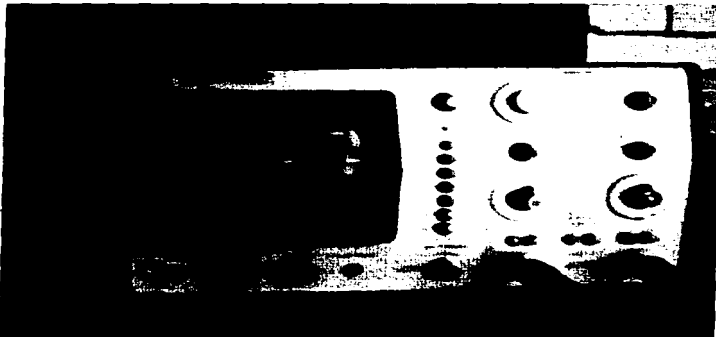
Se comprueba la capacidad de alimentar con 208 volts una carga monofásica e incluso se hicieron pruebas con focos; hasta que se fundieron por el exceso de voltaje ya que estaban diseñados para un voltaje de 127 volts rpm y se cargaron a una frecuencia comprobada superior a 20 Hz y a 208 volts. Soportando por largo periodos de tiempo sin fundirse cuando se alimentaba a un voltaje de 127 vca.

## RESULTADO 9:

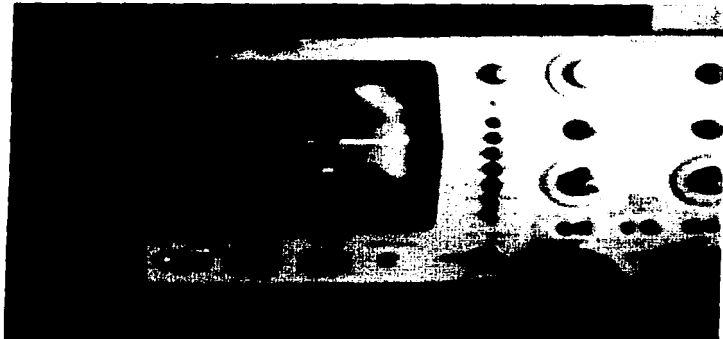
No se logra emplear la medición de ambos semiciclos al mismo tiempo pues al generar una señal no monofásica y emplear un osciloscopio con terminal a tierra se producía un corto controlado por las protecciones de la fuente por lo que sólo se pudieron tomar semiciclos independientes.

**SEÑALES OBTENIDAS PARA EL CICLOCONVERTIDOR DE 6 PULSOS:**

**SEMICICLO POSITIVO:**



**SEMICICLO NEGATIVO:**



#### **RESULTADO 10.**

Se detecta que en la resistencia de 180  $\Omega$  de entrada al optoaislador se produce una caída de voltaje por lo que no se comprueba idealmente el voltaje pico = 1.4142 x voltaje rms; pero éste es muy pequeño, además reducir el valor de resistencia aumentaría el valor de corriente entrante al optoaislador y una necesidad de elevar la capacidad de disipación de potencia de la resistencia por lo que se decide continuar empleando éste valor de resistencia, el cual no altera de manera relevante los resultados.

#### **RESULTADO 11.**

Se aprecia la diferencia en los ángulos de los disparos de los tiristores, cuando se aplican distintos valores de los ángulos de disparo, aún en los semiciclos continuos pues se denota un semiciclo más continuo que el otro.

#### **Consideración novena:**

Se recuerda un párrafo leído en el manual del 8749 que menciona la alteración de algún programa grabado en él cuando se presenta ante la luz solar o un haz de luz ultravioleta por un considerable período de tiempo, sin cubrir la ventana de borrado de la memoria ROM, cuando se sacan las fotos del circuito de 6 pulsos ya que al utilizar Flash el proceso de disparo se detenía automáticamente y ello producía problemas en el circuito de potencia, provocando que un par de casos de resistencias de las entran a los optoaisladores se quemaran.

#### **APLICACIÓN A LA CARGA TRIFÁSICA CON CICLOCONVERSOR DE 3 PULSOS:**

La fotografía siguiente muestra el circuito completo para tres fases de salida con 18 SCR's en operación y control.

No se presenta un circuito para una sola fase pero si se hace la consideración de que con pequeñas variaciones en la etapa de potencia se puede fácilmente usar étes circuito para una carga monofásica y no trifásica.

#### **RESULTADO 12:**

Se presenta una prueba con disparos constantes de los tiristores aunque sea posibles variarlos; éste ángulo de disparo se considera de 45° para todos; por lo que la señal varía un poco de la mostrada en el capítulo IV al resultado obtenido; aunque éste es también positivo.

#### **RESULTADO 13:**

Se emplea bajo carga resistiva y como se muestra en éste resultado, ya no se carga más una línea que las otras dos; sino que todas operan y ocupan la

misma cantidad de semiciclos seleccionados en cada uno de los semiciclos de la nueva frecuencia de salida, también operable a 20 Hz.

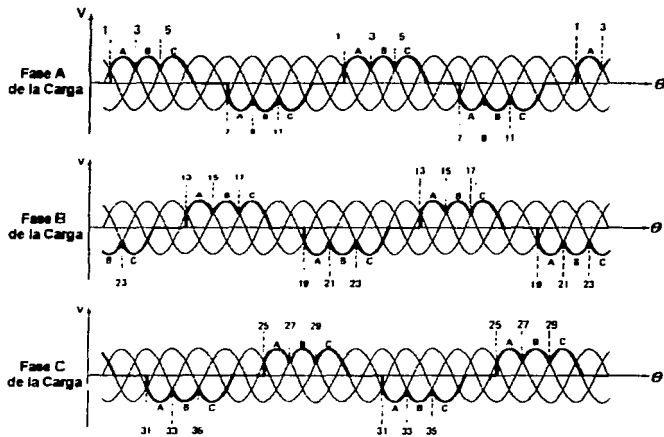
Bajo carga de un motor presenta un poco de vibración a diferencia de una alimentación de 60 Hz; pero también se mueve a una velocidad 580 rpm.

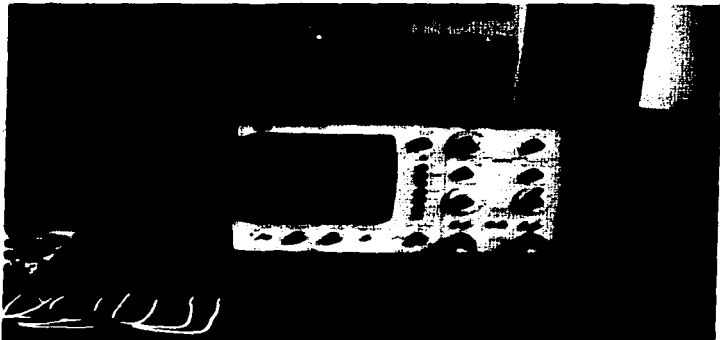
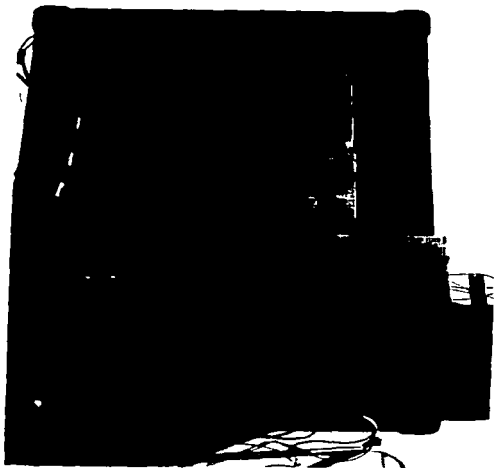


Volvemos a presentar la señal trifásica de la figura 4-6 que se presentaría para éstos sistemas en operación y algunas fotos siguientes para ilustrar los resultados de nuestro proyecto.









## **BREVE ESTUDIO SOBRE EL USO DE TALES DISPOSITIVOS EN LA INDUSTRIA MEXICANA DE LA ZONA METROPOLITANA.**

Aunque bibliográficamente se han encontrado artículos de revistas científicas donde se han empleado en la industria europea éste tipo de control de velocidad de maquinaria pesada y varias pruebas e implementaciones en equipos de mediana potencia, (por ejemplo en un motor síncrono de molino para cementera de 8400 KW a 15 rpm.).

Durante una exploración general de la zona metropolitana, NO se ha podido encontrar una aplicación directa en la industria sobre éste tipo de control de la velocidad. Ni en textiles, ni otra industria similar. Y en los que se encuentra, se hace a base de controles de máquinas de cd.

En México se considera de muy reciente adquisición en la industria toda ésta serie de controles automáticos de maquinaria eléctrica pesada (y mecánica por ende), por lo que se encuentra poco conocimiento sobre éste u otros tipos de control, y una actitud ante éstas perspectivas muy aleatoria, que va desde el gran interés por éstos dispositivos de control, hasta un considerable rechazo de éstos controles por sus costos y desplazamiento de personal humano.

Efectivamente se puede considerar un gasto elevado en la adquisición e instalación de éstos dispositivos por lo que en la industria mediana y pequeña no se encuentra prácticamente ninguno de ellos.

Sin embargo grandes compañías transnacionales han incursionado recientemente en México con toda ésta instrumentación y control electrónico. El Grupo Schneider (Telemecanique) por ejemplo en cuanto al control de maquinaria de corriente alterna y tras una investigación de campo decide promocionar sus controles para máquinas asíncronas solamente ya que conoce que en México prácticamente ninguna industria en nuestro país (y no solo en ésta zona metropolitana) emplea motores síncronos.

En cuanto a los controles de velocidad de maquinaria asíncrona presentan sus controles ATS23 y 23P para control de 2 y 1 cuadrante de funcionamiento respectivamente. (para distintas capacidades de carga y voltaje) y los ALTIVAR 16 y ALTIVAR 66 para 4 cuadrantes para tensiones monofásicas y trifásicas de una variedad de voltaje de alimentación (208-460 vca.) y potencias (370 W hasta 250KW), así como sus equipos complementarios como el ALTIESTAR 3 para arranque y paro. No recibí información de los costos de tales equipos, o de sus accesorios.

En ningún momento se pretende hacer de éste trabajo formal un anuncio publicitario; tan solo se muestran los resultados obtenidos de una somera investigación de campo del mercado del control y la electrónica de potencia en

México y se menciona éstos ejemplos ya que fue lo que se encontró más similar o cercano al control de velocidad electrónico implementado y fue la empresa a la que mejor acceso a su información se tuvo. Además a que no existen muchas empresas (ni siquiera transnacionales localizadas en México) que se dediquen a ésta rama del control automático-electrónico de maquinaria eléctrica. (Simmens, también está implementando su mercado de control con equipo electrónico).

## **CONCLUSIONES:**

1.- Muchas son los elementos a considerar en la implementación de un sistema o un nuevo control de sistema ya instalado; como por ejemplo, la fiabilidad, mantenimiento, factor de potencia, margen de regulación, ahorro de energía, etc. y la elección del mejor sistema será considerando todos estos y otros elementos, como posibilidades, limitaciones, que nos de la situación técnica y económica

2.- La forma de onda del voltaje de salida de un cicloconvertidor consiste de segmentos de tiempo seleccionados de una serie de señales de entrada de voltaje trifásico convencionalmente. La acumulación de "estas piezas" juntas en la nueva señal de salida forma una componente predominantemente senoidal con alteraciones (siempre presentes en todos los cicloconvertidores) en mayor o menor grado que lo constituyen las armónicas.

3.- Las circunstancias en que se aplican principalmente los sistemas de cicloconvertidores es en:

- Motores lentos de "gran potencia". Ni los motores de cd, ni los sistemas reductores mecánicos pueden desarrollar los grandes pares (del orden de varios millones de Newton-metro) de los motores sincrónicos de gran diámetro (grandes molinos por ejemplo).
- Conjunto de muchos motores que deban girar a velocidad similar lenta (rodillos de laminadores).

4.- La forma y estructura exacta de la salida de voltaje depende principalmente de los siguientes factores:

- a) El número de pulsos del cicloconvertidor.
- b) La diferencia entre el valor de la frecuencia de salida y la entrada.
- c) El nivel de salida relativo del voltaje de salida.
- d) El ángulo de desplazamiento de la carga.
- e) El método de control de los disparos de los tiristores.
- f) El ángulo que se les aplique a cada tiristor en particular.

La consideración de todas estas variantes implementan un buen cicloconvertidor o un deficiente sistema según se controlen todos estos factores.

5.- Los cicloconvertidores tienen aplicación en la maquinaria de c.a. tanto en la sincrónica como en la asíncrona; sin embargo con la posibilidad de obtener un factor de potencia 0 en las máquinas sincrónicas además de que son más eficientes y empleables en condiciones de cargas elevadas, es en éstas donde más se encuentra su aplicación.

6.- El empleo del microcontrolador DB749H, a resultado ser idóneo para ésta aplicación y demostrado prácticamente su justificación de empleo en aplicaciones de control en específico de un trabajo de control en específico.

Alentando así la el uso de microcontroladores de un solo circuito integrado en aplicaciones de control electrónico.

7.- Se consideran satisfechos los objetivos principales de la tesis al presentar resultados reales de la teoría aplicada en la implementación de tres prototipos de cicloconvertidores (en el capítulo último de ésta tesis) y una basta adquisición de datos sobre éstos sistemas de control, operación básica del microcontrolador y de los considerados principales elementos de electrónica de potencia; aunque también se tiene conciencia de que el sistema implementado es tan solo un prototipo de diseño para muy baja potencia y que muchas otras consideraciones de seguridad son implementadas conforme se aumenta la capacidad de los cicloconvertidores y de los controles electrónicos de potencia, que en nuestro proyecto no son indispensables. Por ejemplo en la separación de fases por la cantidad de Kilovolts que manejen las líneas de transmisión sometidas a éstos sistemas.

8.- Es necesario también hacer incapié en el hecho de que aunque es barato nuestro sistema dentro de los costos de sistemas de control industriales, es más caro que la máquina que lo controla pero concebimos esto como natural, ya que presentamos tan solo un prototipo de control para una maquinaria menor con aplicación y verdadera operación en máquinas de mayor potencia y si comprendemos que para ésta escala de potencia existen otros sistemas de control de velocidad electrónicos más eficientes y quizás? menos costosos.

9.- Durante una exploración general de la zona metropolitana, NO se ha podido encontrar una aplicación directa en la industria sobre éste tipo de control de la velocidad. Ni en textiles, ni otra industria similar. Y en los que se encuentra, se hace a base de controles de máquinas de cd.

10.- Se considera necesario resaltar el hecho de que la bibliografía que se empleó para la extracción de información acerca de cicloconvertidores específicamente, ha sido editada en décadas posteriores (1965-1978). Información que se consideraría obsoleta aparentemente en el área de la electrónica; sin embargo, los libros y manuales más recientes (1986-1991) que tratan éste tema tienen como sus autores a los mismos especialistas en la materia (Los autores Pelly y Dewan por ejemplo) y/o la bibliografía de éstos capítulo especializados hace referencia a los ya empleados en la investigación.

Se tienen informes (Vía INTERNET) de nuevas publicaciones e investigaciones de 1995 y 1996 sobre ésta indole de temas de control electrónico de potencia pero es necesario comprar éstas publicaciones a costos promedio de \$125 USD. Por lo que se sugerirá en su momento a la biblioteca de ésta Facultad adquirirlos como un relevante avance en la bibliografía en México de éstos temas que se esperan lleguen a ser del dominio de la Ingeniería Mexicana.

## APÉNDICE A.

### HOJAS TÉCNICAS DEL MCS - 48 DE INTEL.

#### D8748H/D8749H HMOS-E SINGLE COMPONENT 8 BIT MICROCOMPUTER.

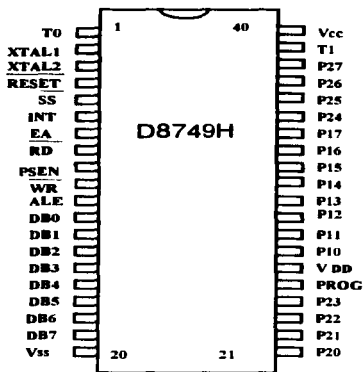
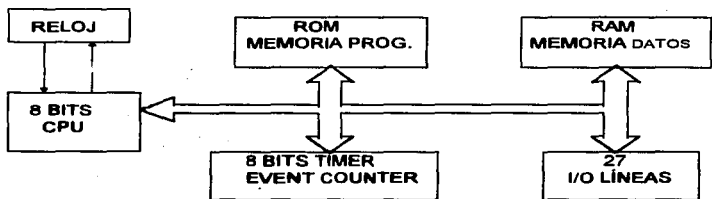
- Alto grado de operación HMOS-E
- Timer/Counter interno.
- Dos niveles de interrupción.
- Fuente de poder de simple de 5 Volts.
- Más de 96 instrucciones, 90% de un solo byte.
- Compatible con periféricos de la serie 8080/8085.
- Fácil expansión de memoria y puertos de entrada salida.
- Ciclos de máquina por encima de 1.35  $\mu$ s.
- Todas las instrucciones 1 o 2 ciclos máquina.

Un solo Circuito Integrado de 40 pines; fabricado a base de silicón dentro de las características de la familia H-MOS. con una memoria integrada de 2 Kb x 8 EPROM y 128 x 8 en RAM; que se alimenta con un voltaje de +5 volts de cd. únicamente y su respectiva tierra; cuenta con 27 líneas de entrada y salida de información (3 puertos de 8 bits cada uno y 3 señales testables T0, T1 y INT); un C.P.U.; un elemento de Contador o Timer de 8 bits; y una serie de elementos que permiten la expansión de sus capacidades como son aumento de puertos, de expansión de memorias, etc.

Control eficiente de operaciones en el procesador con bits extensivos que permiten las operaciones tanto en aritmética binaria como BCD. Y uso eficiente en la operaciones de las instrucciones que principalmente son de un solo byte; los más largos de 2 bytes.

| DISPOSITIVO | MEMORIA INTERNA |             |
|-------------|-----------------|-------------|
| D8749H      | 2K x 8 EPROM    | 128 x 8 RAM |
| D8748H      | 1K X 8 EPROM    | 64 x 8 RAM  |

DIAGRAMA DE BLOQUES.





## DESCRIPCIÓN DE LOS PINES DEL MICROCONTROLADOR:

| Simbolo               | Número (s) de Pin (es) | Función   |
|-----------------------|------------------------|---|
| V <sub>ss</sub>       | 20                     | Tierra (GND) del circuito.  |
| V <sub>DD</sub>       | 26                     | + 5 V cd durante la operación normal  |
| V <sub>CC</sub>       | 40                     | Alimentación durante la programación (+ 21 V cd)<br>Alimentación principal de poder; + 5Vcd. durante programación y operación normal.   |
| PROG                  | 25                     | Salida de control para 8243 (Puertos expandibles).<br>Entrada de pulso (18V) durante la programación  |
| P10 - P17<br>Puerto 1 | 27-34                  | Puerto 1 de 8 bits Cuasi-bidireccional.   |
| P20 - P23             | 21-24                  | Puerto 2 de 8 bits Cuasi-bidireccional. P20-P23 contiene los 4 bits más significativos en el orden del program counter durante la programación externa de la memoria y sirve como Bus para la expansión de puertos entrada/salida para el 8243.   |
| P24- P27<br>Puerto 2  | 35-38                  |   |
| DB0 - DB7<br>BUS      | 12-19                  | Puerto bidireccional puede ser escrito y leído "sincrónicamente" usando las señales de control RD y WR. Puede mantener señales por su salida tipo Latch. contiene los 8 bits menos significativos durante el proceso de programación externa y recibe el direccionamiento de las instrucciones mediante PSEN controla y manipula también la dirección y dato de memorias externa RAM con las señales de control ALE, RD y WR. |
| T0                    | 1                      | Entrada testable usando instrucciones de transferencia JTO y JNT0. T0 puede designarse como salida de señal de reloj usando la instrucción ENT0 CKL. Usado durante la programación.   |
| T1                    | 39                     | Entrada testable empleando las instrucciones JT1 y JNT1. Puede ser designado como entrada del Timer/Counter usando la instrucción STRT CNT.   |

|                           |    |   |
|---------------------------|----|---|
| $\overline{\text{INT}}$   | 6  | Pin de interrupción. Si está habilitada la interrupción, una señal en bajo entrando a éste pin inicia la interrupción. Se deshabilita con un reset. También puede ser una entrada testable por medio de software. Una señal entrante debe mantenerse cuando menos 3 ciclos máquina en bajo para operar. |
| $\overline{\text{RD}}$    | 8  | Señal de control activada en bajo durante la lectura del BUS puede ser habilitada para ingresar un dato al BUS de un dispositivo externo.<br>Señal de control para leer un dato de memoria externa.   |
| $\overline{\text{RESET}}$ | 4  | Entrada que se utiliza para inicializar el proceso interno del microcontrolador se activa en bajo. No puede considerarse un voltaje TTL para señal en alto.   |
| $\overline{\text{WR}}$    | 10 | Señal de control para el BUS cuando entrega a la salida un dato. (Se activa en bajo). Usado como señal de control para operar una memoria externa.  |
| ALE                       | 11 | Address Latch Enable. (Habilitador de señales Latch direccionadoras). Ocurre una vez en cada ciclo máquina y es usado como salida de una señal de reloj.<br>El paso de alto a bajo de ALE controla la dirección de un dato externo y de la programación de memoria.                                     |
| $\overline{\text{PSEN}}$  | 9  | Program Store Enable. Se activa en bajo y ocurre solo cuando se realiza la programación de memoria ROM desde el exterior.   |
| $\overline{\text{SS}}$    | 5  | Single Step. (Un paso o paso sencillo). En conjunción con ALE puede operar al microcontrolador una paso a la vez deteniendo la operación cada paso.   |
| EA                        | 7  | Señal de entrada de acceso externo; obliga a todo el buscador de memoria programada referirse a una memoria externa. Se activa en alto, y se usa sobretodo para emulaciones y el debug.<br>Se emplea durante la programación con 18 V cd.   |
| XTAL 1                    | 2  | Entrada para una terminal del cristal que direcciona hacia el oscilador interno. También es una entrada para una señal de reloj de fuente externa. Pero no opera adecuadamente con valores de voltaje TTL.  |
| XTAL 2                    | 3  | Entrada del otro lado del Cristal   |

## RANGO DE VALORES MÁXIMOS ABSOLUTOS<sup>1</sup>.

Rango de temperatura ambiente de operación: 0°C a 70°C.  
 Temperatura del dispositivo: -65°C a +150°C.  
 Voltage de cualquier Pin con respecto a Tierra: -0.5V. a +7 V.  
 Disipación de calor del dispositivo: 1.0 Watts

### CARACTERÍSTICAS DE CORRIENTE DIRECTA:

$V_{CC} = V_{DD} = 5 \text{ volts} \pm 10\%$ .

$V_{SS} = 0 \text{ volts.}$

(Sujetas a cambios.)

| Símbolo           | Parámetro  | Límites |      |          | Unidad        | Condición   | Elemento |
|-------------------|--|---------|------|----------|---------------|---|----------|
|                   |  | Min.    | Tip. | Máx      |               |   |          |
| $V_{IL}$          | Voltaje de entrada. (Bajo).<br>Todos (Excepto RESET, X1 y X2)  | -0.5    |      | 0.8      | V             |   | Todos    |
| $V_{IL1}$         | Voltaje de entrada (Bajo).<br>(RESET, X1 y X2)                 | -0.5    |      | 0.6      | V             |   | Todos    |
| $V_{IH}$          | Voltaje de entrada (Alto).<br>Todos.<br>Excepto RESET, X1 y X2 | 2.0     |      | $V_{CC}$ | V             |   | Todos    |
| $V_{IH1}$         | Voltaje de entrada (Alto).<br>Todos.<br>Excepto RESET, X1 y X2 | 3.8     |      | $V_{CC}$ | V             |   | Todos    |
| $V_{OL}$          | Voltaje de salida (Bajo).<br>(BUS).                            |         |      | 0.45     | V             | $I_{OL} = 2.0 \text{ mA}$                           | Todos    |
| $V_{OL1}$         | Voltaje de salida (Bajo).<br>(RD, WR, PSEN, ALE).              |         |      | 0.45     | V             | $I_{OL} = 1.8 \text{ mA}$                           | Todos    |
| $V_{OL2}$         | Voltaje de salida (Bajo).<br>(PROG).                           |         |      | 0.45     | V             | $I_{OL} = 1.0 \text{ mA}$                           | Todos    |
| $V_{OL3}$         | Voltaje de salida (Bajo).<br>(Todas las otras salidas)         |         |      | 0.45     | V             | $I_{OL} = 1.6 \text{ mA}$                           | Todos    |
| $V_{OH}$          | Voltaje de salida (Alto). (BUS).                               | 2.4     |      |          | V             | $I_{OH} = -400 \mu\text{A}$                         | Todos    |
| $V_{OH1}$         | Voltaje de salida (Alto).<br>(RD, WR, PSEN, ALE).              | 2.4     |      |          | V             | $I_{OH} = -100 \mu\text{A}$                         | Todos    |
| $V_{OH2}$         | Voltaje de salida (Alto).<br>Todas las otras salidas.          | 2.4     |      |          | V             | $I_{OH} = -40 \mu\text{A}$                          | Todos    |
| $I_{L1}$          | Corriente de fuga (T1, INT)                                    |         |      | $\pm 10$ | $\mu\text{A}$ | $V_{SS} \leq V_{IN}$<br>$V_{IN} \leq V_{CC}$        | Todos    |
| $I_{L12}$         | Corriente de fuga (RESET)                                      | -10     |      | -300     | $\mu\text{A}$ | $V_{SS} \leq V_{IN}$<br>$V_{IN} \leq 3.8 \text{ V}$ | Todos    |
| $I_{L0}$          | Corriente de fuga (BUS, T0)<br>Alta impedancia).               |         |      | $\pm 10$ | $\mu\text{A}$ | $V_{SS} \leq V_{IN}$<br>$V_{IN} \leq V_{CC}$        | Todos    |
| $I_{DD} + I_{CC}$ | Corriente total suministrada                                   |         | 80   | 100      | mA            |   | 8748H    |
|                   |  |         | 95   | 110      | mA            |   | 8749H    |

<sup>1</sup> NOTA: Someter al dispositivo a valores superiores o por debajo a los mencionados puede dañar permanentemente al dispositivo.

## APÉNDICE B.

### INSTRUCCIONES O MNEMÓNICOS EMPLEADOS PARA LA REALIZACIÓN DE LOS PROGRAMAS EN ENSAMBLADOR DEL MICROCONTROLADOR INTEL D8749H.

(compatible con cualquier microcontrolador de la familia mcs-48).

Se emplearon 32 instrucciones del lenguaje ensamblador de un total de 98 instrucciones optocodificadas.

Se emplean algunas abreviaturas y símbolos especiales para explicar las expresiones o instrucciones utilizadas a saber:

|           |  |
|-----------|--|
| A         | Acumulador.  |
| dirección | dirección o localidad de memoria programable.  |
| BUS       | Puerto BUS   |
| C         | Bit de Carry   |
| dato      | Número o expresión de 8 bits.  |
| DBF       | Banco de Memoria Flip Flop.  |
| PC        | Program Counter  |
| Pp        | Puerto especificado (p =1-2 para Puertos incluidos en los C.I. y 4-7 para los Puertos externos). |
| PSW       | Program Status Word.   |
| Ri        | Puntero de localidades de memoria (i=0 o 1)  |
| Rr        | Registro especificado.   |
| SP        | Stack Pointer.   |
| T         | Timer.   |
| T0        | Entrada Testable.  |
| #         | Prefijo de un dato inmediato.  |
| @         | Prefijo de una localidad fijada indirectamente.  |
| (X)       | Contenido de "X".  |
| ((X))     | Contenido de la localidad de memoria direccionada por "X"  |
| ←         | Representa un reemplazo de uno o varios valores por una solo.                                    |

## INSTRUCCIONES EMPLEADAS.

### ANL A,Rr AND Lógica entre el Acumulador y Registro Mascarable.

Código máquina: 

|      |      |
|------|------|
| 0101 | 1rrr |
|------|------|

 58H-5FH.

Descripción: Se realiza una operación AND lógica entre el dato contenido en el acumulador y el dato mascarable (que se encuentra) en el registro de trabajo. El resultado se almacena en el acumulador.

Operación: (A) ← (A) AND (Rr) r = 0-7.

### ANL A,#dato AND Lógica entre el Acumulador y un dato inmediato.

Código máquina: 

|      |      |                |                |                |                |                |                |                |                |
|------|------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|
| 0101 | 0011 | d <sub>7</sub> | d <sub>6</sub> | d <sub>5</sub> | d <sub>4</sub> | d <sub>3</sub> | d <sub>2</sub> | d <sub>1</sub> | d <sub>0</sub> |
|------|------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|

 53H.

Descripción: Se realiza una operación AND lógica entre el dato contenido en el acumulador y el dato inmediato que se presentará un ciclo máquina después. El resultado se almacena en el acumulador.

Operación: (A) ← (A) AND dato.

### CALL dirección Llamado a una subrutina.

Código máquina: 

|                 |                |                |   |      |
|-----------------|----------------|----------------|---|------|
| a <sub>10</sub> | a <sub>9</sub> | a <sub>8</sub> | 1 | 0100 |
|-----------------|----------------|----------------|---|------|

|                |                |                |                |                |                |                |                |
|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|
| a <sub>7</sub> | a <sub>6</sub> | a <sub>5</sub> | a <sub>4</sub> | a <sub>3</sub> | a <sub>2</sub> | a <sub>1</sub> | a <sub>0</sub> |
|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|

Descripción: Ésta es una instrucción de dos ciclos máquina. El Program Counter y el Program Status Word (PSW bits 4-7) son salvados en el Stack Pointer. Los bits 0-2 del PSW es dado de alta. Program Control es entonces ubicado en la localización especificada por la dirección empleada (cualquier nombre de ETIQUETA que se maneje). El PC bit 11 es determinado por el más reciente SEL MB instrucción.

Un CALL no puede empezar en la localización 2046-2047 o 4094-4095. La ejecución continua a la instrucción siguiente del llamado CALL después de regresar de la subrutina.

Operación: ((SP)) ← (PC). (PSW<sub>4-7</sub>)  
(SP) ← (SP) + 1  
(PC<sub>8-10</sub>) ← (dirección 8-10)  
(PC<sub>0-7</sub>) ← (dirección 0-7)  
(PC<sub>11</sub>) ← DBF

### CLR A Limpia el Acumulador.

Código máquina: 

|      |      |
|------|------|
| 0010 | 0111 |
|------|------|

 27H.

Descripción: El contenido del Acumulador es puesto a cero por completo.

Operación: (A) ← 0.

**CPL A Complementar a 1 el acumulador.**

**Código máquina:**

|      |      |
|------|------|
| 0011 | 0111 |
|------|------|

 37H

**Descripción:** Se realiza una operación de complemento en el acumulador. Es estrictamente un complemento a uno. Todos los unos pasan a cero y viceversa.

**Operación:** (A) ← NOT (A).

**DEC A Decrementa el Acumulador.**

**Código máquina:**

|      |      |
|------|------|
| 0000 | 0111 |
|------|------|

 07H

**Descripción:** El contenido del acumulador es decrementado en uno. La bandera del carry (acarreo) no es afectada.

**Operación:** (A) ← (A) - 1.

**DEC Rr Decrementa el Registro de Trabajo especificado.**

**Código máquina:**

|      |      |
|------|------|
| 1100 | 1rrr |
|------|------|

 C8H-CFH

**Descripción:** El contenido del Registro de trabajo especificado es decrementado en uno.

**Operación:** (Rr) ← (Rr) - 1. r=0-7

**DJNZ Rr,dirección Decrementa el Registro y examina si es cero.**

**Código máquina:**

|      |      |
|------|------|
| 1100 | 1rrr |
|------|------|

|                |                |                |                |                |                |                |                |
|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|
| a <sub>7</sub> | a <sub>6</sub> | a <sub>5</sub> | a <sub>4</sub> | a <sub>3</sub> | a <sub>2</sub> | a <sub>1</sub> | a <sub>0</sub> |
|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|

 E8H-EFH

**Descripción:** Ésta es una instrucción de dos ciclos máquina. El registro especificado es decrementado en uno ; luego entonces, es examinado para identificar si es cero, si el registro es cero efectivamente el Program Control continúa a la siguiente instrucción en el Program Counter. Si no es cero el Control pasa "salta" a la dirección especificada.

La dirección en éste caso se evalúa en un máximo de 8 bits. Por lo que la dirección especificada debe encontrarse dentro de las 256 locaciones de memoria continuas de ésta instrucción.

Una dirección de 12 bits no produce un error en la operación del DJNZ si se encuentra ésta y la dirección en la misma página, si la instrucción empieza en la localidad 255 de una página, el salto se realiza a la dirección en la siguiente página.

**Operación:** (Rr) ← (Rr) - 1. r=0-7.

Si no es cero.

(PC<sub>0-7</sub>) ← dirección

**IN A,Pp Ingreso del dato del Puerto específico al Acumulador.**

**Código máquina:** 0000 10pp 09H-0AH

**Descripción:** El dato contenido en el Puerto específico 1 o 2 es trasladado al Acumulador. Ésta es una instrucción de dos ciclos máquina.

**Operación:** (A) ← (Pp)  $p=1-2.$

**INC Rr Incrementa el Registro de Trabajo especificado.**

**Código máquina:** 0001 1rrr 18H-1FH

**Descripción:** El contenido del Registro de trabajo especificado es incrementado en uno.

**Operación:** (Rr) ← (Rr) + 1.  $r=0-7.$

**INS A,BUS Ingreso del dato del BUS al Acumulador.**

**Código máquina:** 0000 1000 08H.

**Descripción:** Instrucción de dos ciclos. El dato presente en el puerto BUS es transferido al Acumulador, cuando el pulso RD desciende a cero.

**Operación:** (A) ← (BUS).

**JMP dirección Salto Directo a una dirección específica dentro de un Bloque de 2Kb.**

**Código máquina:** a<sub>10</sub> a<sub>9</sub> a<sub>8</sub> 0 0100 a<sub>7</sub> a<sub>6</sub> a<sub>5</sub> a<sub>4</sub> a<sub>3</sub> a<sub>2</sub> a<sub>1</sub> a<sub>0</sub>

**Descripción:** Ésta es una instrucción de dos ciclos máquina. Bits 0-10 del Program Counter es remplazado con la dirección especificada. El bit 11 del PC es determinado por la más reciente instrucción SELECT MB.

**Operación:** (PC<sub>8-10</sub>) ← (dirección 8-10)  
(PC<sub>0-7</sub>) ← (dirección 0-7)  
(PC<sub>11</sub>) ← DBF

**JNT0 dirección Salto si T0 está en bajo.**

**Código máquina:** 0010 0110 a<sub>7</sub> a<sub>6</sub> a<sub>5</sub> a<sub>4</sub> a<sub>3</sub> a<sub>2</sub> a<sub>1</sub> a<sub>0</sub> 26H

**Descripción:** Ésta es una instrucción de dos ciclos máquina. El control pasa a una dirección especificada si la señal T0 está en bajo.

**Operación:** (PC<sub>0-7</sub>) ← dirección Si T0 = 0  
(PC) = (PC) + 2 Si T0 = 1

**JNZ dirección Salto si el Acumulador NO es Cero.**

**Código máquina:**

|      |      |
|------|------|
| 1001 | 0110 |
|------|------|

|                |                |                |                |                |                |                |                |
|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|
| a <sub>7</sub> | a <sub>6</sub> | a <sub>5</sub> | a <sub>4</sub> | a <sub>3</sub> | a <sub>2</sub> | a <sub>1</sub> | a <sub>0</sub> |
|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|

 96H

**Descripción:** Ésta es una instrucción de dos ciclos máquina. El control pasa a una dirección especificada si el Acumulador contiene un dato diferente de Cero en el momento en que es ejecutada la instrucción.

**Operación:** (PC<sub>0-7</sub>) ← dirección Si A ≠ 0  
(PC) = (PC) + 2 Si A = 0

**JT0 dirección Salto si T0 está en alto.**

**Código máquina:**

|      |      |
|------|------|
| 0011 | 0110 |
|------|------|

|                |                |                |                |                |                |                |                |
|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|
| a <sub>7</sub> | a <sub>6</sub> | a <sub>5</sub> | a <sub>4</sub> | a <sub>3</sub> | a <sub>2</sub> | a <sub>1</sub> | a <sub>0</sub> |
|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|

 36H

**Descripción:** Ésta es una instrucción de dos ciclos máquina. El control pasa a una dirección especificada si la señal T0 está en alto.

**Operación:** (PC<sub>0-7</sub>) ← dirección Si T0 = 1  
(PC) = (PC) + 2 Si T0 = 0

**JZ dirección Salto si el Acumulador es Cero.**

**Código máquina:**

|      |      |
|------|------|
| 1100 | 0110 |
|------|------|

|                |                |                |                |                |                |                |                |
|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|
| a <sub>7</sub> | a <sub>6</sub> | a <sub>5</sub> | a <sub>4</sub> | a <sub>3</sub> | a <sub>2</sub> | a <sub>1</sub> | a <sub>0</sub> |
|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|

 C6H

**Descripción:** Ésta es una instrucción de dos ciclos máquina. El control pasa a una dirección especificada si el acumulador contiene sólo ceros en el momento que la instrucción es ejecutada.

**Operación:** (PC<sub>0-7</sub>) ← dirección Si A = 0  
(PC) = (PC) + 2 Si A ≠ 0

**MOV A,#dato Mover el dato al Acumulador.**

**Código máquina:**

|      |      |
|------|------|
| 0010 | 0011 |
|------|------|

|                |                |                |                |                |                |                |                |
|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|
| a <sub>7</sub> | a <sub>6</sub> | a <sub>5</sub> | a <sub>4</sub> | a <sub>3</sub> | a <sub>2</sub> | a <sub>1</sub> | a <sub>0</sub> |
|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|

 23H

**Descripción:** Ésta es una instrucción de dos ciclos máquina. El valor de 8 bits especificado por "dato" es cargado en el Acumulador.

**Operación:** (A) ← dato.

**MOV A,Rr Mover el contenido del Registro específico al Acumulador.**

**Código máquina:**

|      |      |
|------|------|
| 1111 | 1rrr |
|------|------|

 FBH-FFH.

**Descripción:** El valor de 8 bits localizado en un Registro de Trabajo dado es movido al Acumulador.

**Operación:** (A) ← (Rr). r=0-7.



**MOV A,@Ri** Mover el contenido de un dato en la memoria al Acumulador.

Código máquina: 

|      |      |
|------|------|
| 1111 | 000i |
|------|------|

 F0H-F1H.

Descripción: El contenido o dato contenido en una localidad de memoria direccionada por los bits 0-6<sup>1</sup> del registro 0 o 1. El contenido del Registro "i" no se altera.

Operación: (A) ← ((Ri)). i=0-1.

**MOV A,T** Mover el contenido del Timer/Counter al Acumulador.

Código máquina: 

|      |      |
|------|------|
| 0100 | 0010 |
|------|------|

 42H.

Descripción: El contenido del registro del contador independiente denominado Timer/Event-Counter es movido a el Acumulador.

Operación: (A) ← (T).

**MOV Rr,#dato** Mover un dato inmediato al Registro de Trabajo.

Código máquina: 

|      |  |   |   |
|------|--|---|---|
| 1011 | 1 r <sub>2</sub> r <sub>1</sub> r <sub>0</sub> | d <sub>7</sub> d <sub>6</sub> d <sub>5</sub> d <sub>4</sub> | d <sub>3</sub> d <sub>2</sub> d <sub>1</sub> d <sub>0</sub> |
|------|--|---|---|

 B8H-BFH.

Descripción: Instrucción de dos ciclos máquina. Un valor de 8 Bits especificado por dato es movido al registro de trabajo r.

Operación: (Rr) ← dato. r=0-7.

**MOV @Ri,#dato** Mover un dato inmediato a una localidad de memoria

Código máquina: 

|      |      |   |   |
|------|------|---|---|
| 1011 | 000i | d <sub>7</sub> d <sub>6</sub> d <sub>5</sub> d <sub>4</sub> | d <sub>3</sub> d <sub>2</sub> d <sub>1</sub> d <sub>0</sub> |
|------|------|---|---|

 B0H-B1H.

Descripción: Instrucción de dos ciclos máquina. Un valor de 8 bits especificado por "dato" es movido a una localidad de memoria direccionada por el registro i<sup>2</sup>.

Operación: ((Ri)) ← dato. i=0-1.

<sup>1</sup> 0-5 en 8048AH/8748H  
0-6 en 8049AH/8749H  
0-7 en 8050AH

**MOV T,A Mover el contenido del Acumulador al Timer/Counter.**

**Código máquina:** 0110 0010 62H.

**Descripción:** El contenido del Acumulador es movido al registro del contador independiente denominado Timer/Event-Counter.

**Operación:** (T) ← (A).

**MOVD A,Pp. Mover el contenido Puerto de Expansión Pp 4-7 al Acumulador.**

**Código máquina:** 0000 11pp 0CH-0FH.

**Descripción:** Instrucción de 2 ciclos. El dato localizado en un puerto de expansión es movido (leído) al Acumulador en sus bits 0-3. los Bits del Acumulador del Nibble alto son puestos en Ceros.<sup>2</sup>

Los bits del código octal son usados para representar al puerto 4-7 (puertos de expansión). Si se realiza directamente el código de máquina sin lenguaje ensamblador el mapeo de los puertos en binario será:

| Bits 1 0 | Puerto |
|----------|--------|
| 00       | 4      |
| 01       | 5      |
| 10       | 6      |
| 11       | 7      |

**Operación:** (A<sub>0-3</sub>) ← (Pp) p=4-7  
(A<sub>4-7</sub>) ← 0

**OUTL BUS,A Sacar el valor contenido en el Acumulador al BUS.**

**Código máquina:** 0000 0010 02H.

**Descripción:** Instrucción de dos ciclos de máquina. El dato del Acumulador es transferido al Puerto BUS. Y se mantiene el valor (salida tipo Latch) hasta otra misma instrucción de salida. Cualquier otra instrucción excepto INS destruye el contenido del BUS latch. Incluida la expansión de memoria. Operaciones lógicas del BUS asumen que ésta operación se ha creado previamente.

**Operación:** (BUS) ← (A)

<sup>2</sup> Reiteramos que ésta expresión se usa para dividir la operación del Puerto 2 del 8749 y así usarlo como entrada y salida de información sin que ello produzca la necesidad de implementar puertos en expansión que se sugieren en los manuales, pues el microcontrolador no requiere de recibir señales de control del puerto en expansión.

**OUTL Pp,A****Salida del dato del Acumulador al Puerto 1 o 2.****Código máquina:**

0011 10pp

39H-3AH.

**Descripción:** Instrucción de 2 ciclos. El dato localizado en el Acumulador es transferido (escrito) en el Puerto seleccionado (salida tipo Latch).

**Operación:** (Pp) ← (A)

p=1-2.

**RET****Regreso sin restituir el PSW.****Código máquina:**

1000 0011

83H.

**Descripción:** Instrucción de 2 ciclos. Empleado para regresar de una subrutina. El Stack Pointer (PSW bits 0-2) es decrementado. El Program Counter es entonces restituido desde el Stack. PSW bits 4-7 no son restituidas.

**Operación:** (SP) ← (SP) - 1  
 (PC) ← ((SP))

**STOP TCNT****Detener el Contador Timer.****Código máquina:**

0110 0101

65H.

**Descripción:** Detiene tanto el acumulador como el contador de eventos externos. No lo limpia; solo detiene el proceso de conteo..

**STRT T****Iniciar el Conteo del Timer.****Código máquina:**

0101 0101

55H.

**Descripción:** Inicia el conteo del Registro Timer. Se incrementa cada 32 ciclos máquina. Cuando llega a 32 ciclos máquina se reinicia el contador preestablecido pero no el registro Timer.

**XRL A,Rr****Operación Lógica OR Exclusiva entre el Acumulador y un Registro de trabajo.****Código máquina:**

1101 1rrr

D8H-DFH.

**Descripción:** El dato en el Acumulador y el valor que contiene el Registro de Trabajo especificado tienen una operación lógica tipo OR exclusiva. El resultado aparece en el Acumulador.

**Operación:** (A) ← (A) OR Exclusiva (Rr)

r=0-7.

**XRL A,@Ri Operación Lógica OR Exclusiva entre el Acumulador y un valor dentro de una localidad de memoria.**

**Código máquina:**

|      |      |
|------|------|
| 1101 | 0001 |
|------|------|

 D0H-D1H.

**Descripción:** El dato en el Acumulador y el valor que contiene una localidad de memoria direccionada por el Registro i tienen una operación lógica tipo OR exclusiva. El resultado aparece en el Acumulador<sup>3</sup>

**Operación:** (A) ← (A) OR Exclusiva ((Ri)) r=1-2.

**XRL A,#dato Operación Lógica OR Exclusiva entre el Acumulador y un valor inmediato.**

**Código máquina:**

|      |      |
|------|------|
| 1101 | 0011 |
|------|------|

|                |                |                |                |                |                |                |                |
|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|
| d <sub>7</sub> | d <sub>6</sub> | d <sub>5</sub> | d <sub>4</sub> | d <sub>3</sub> | d <sub>2</sub> | d <sub>1</sub> | d <sub>0</sub> |
|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|

 D3H.

**Descripción:** El dato en el Acumulador y el valor que se proporciona en "dato" tienen una operación lógica tipo OR exclusiva. El resultado aparece en el Acumulador.

**Operación:** (A) ← (A) OR Exclusiva dato.

---

<sup>3</sup> 0-5 en 8048AH/8748H7  
0-6 en 8049AH/8749H  
0-7 en 8050AH

## APÉNDICE C.

### CARACTERÍSTICAS QUE SE DEBEN CONSIDERAR DEL SCR Y HOJAS TÉCNICAS DE LOS ELEMENTOS DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA EMPLEADOS

#### CARACTERÍSTICAS QUE SE DEBEN CONSIDERAR DEL SCR:

$di/dt$  El máximo valor de cambio o incremento de corriente respecto del tiempo que el elemento puede soportar.

$dv/dt$ .- Es el valor crítico permisible del incremento repentino de voltaje respecto al tiempo para que no se active y conduzca el Tiristor. (Recuérdese que éste es otra forma de provocar el encendido de los tiristores sin emplear la compuerta).

**CORRIENTE DIRECTA (RMS)** Valor Nominal que indica la máxima corriente que soportará el Tiristor en conducción; valor dado en rms.

**CORRIENTE MÁXIMA DE COMPUERTA (IGM,IGFM).**- La máxima corriente de puerta que puede aplicarse al elemento para provocar la conducción.

**CORRIENTE DIRECTA ACCIDENTAL (ITSM).**- Es el valor máximo de pico de corriente en polarización directa accidental que soportará el dispositivo sin ser dañado.

**CORRIENTE DIRECTA MEDIA. (IFVA).**- Se define así el valor medio de los valores instantáneos de corriente directa ánodo - cátodo en el Tiristor, para un intervalo dado de tiempo.

$$IFAV = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} i dt$$

**POTENCIA MEDIA DISIPABLE DE LA PUERTA (PGAV).**- Es el valor de la potencia disipada en la unión puerta - cátodo.

**POTENCIA DE PICO DE COMPUERTA (PGM, PGFS).**- El máximo valor instantáneo de disipación entre el cátodo y la compuerta. Siempre es mayor a PGAV.

**CARACTERÍSTICA DE FUSIÓN. ( $I^2t$ ).**- Máxima corriente no repetitiva en polarización directa soportable; usualmente medida en un medio ciclo de 60 Hz de frecuencia.

**PICO DE VOLTAJE DE COMPUERTA (VGM)** EL voltaje de cresta máximo permitido entre puerta y cátodo para cualquier condición o dirección de corriente. Si se busca el sentido correcto de voltaje será el valor directo (VFGM, VGFM) o de sentido inverso (VRGM, VGRM).

**TENSIÓN MÁX. EN LA PUERTA SIN DISPARO (VDRM).**- Es la máxima tensión sin disparo del SCR; siempre inferior a la del disparo, y depende de la temperatura del tiristor

**TENSIÓN DIRECTA O INVERSA RECURRENTE BLOQUEADA (VDRM ó VRRM).**- Es la tensión repetitiva en polarización directa sin que se dispare el Tiristor; cuando la compuerta está flotante. Si se trata de una polarización inversa y es repetitiva se le denomina (VRRM).

**PICOS DE CORRIENTE CON BLOQUEO DIRECTA Ó INVERSA. (IDRM, ó IRRM).**- Son los valores de pico máximos de corriente sin que se produzca el disparo del SCR aunado con los valores anteriores de voltajes.

**TENSIÓN DIRECTA DE CRESTA O PICO (PFV).**- Es la tensión límite positiva de ánodo por encima de la cuál el Tiristor se puede deteriorar.

**TENSIÓN DE RUPTURA DIRECTA (VBO).**- Es la mínima tensión de ánodo a cátodo necesario para que se active el SCR sin que haya necesidad de una señal de activación de compuerta; depende de la  $dv/dt$  y en general se encuentra por debajo de PFV con la compuerta abierta y a una determinada temperatura por lo que es una protección inherente por las características del dispositivo.. (En ciertos estudios de transitorios este valor si supera a PFV y aunque no deteriore el dispositivo si varía la operación convencional).

**TENSIÓN INVERSA DE CRESTA O PICO (PRV).**- Es la máximo voltaje repetitivo conectando el Tiristor en polarización Inversa sin que se llegue a provocar la corriente de avalancha (presente en diodos, transistores y tiristores).

**CORRIENTE ACCIDENTAL DE PICO.**- Es el valor que puede alcanzar una punta de corriente ánodo - cátodo en forma accidental, esto es, transitoriamente y no de modo recurrente. Su símbolo suele ser IFSM y define pues el valor máximo admisible de las extracorrientes, en el curso de regimenes transitorios aleatorios.

**CORRIENTE DE DISPARO DE COMPUERTA (IGT).**-La corriente necesaria para producir el disparo del SCR.

**VOLTAJE DE DISPARO DE PUERTA (VGT).**- El voltaje inherente a la corriente que produce el "cebado" o disparo del SCR.

**CORRIENTE DE MANTENIMIENTO ( $I_H$ ).**- La corriente en el sentido de polarización directa que es necesaria para mantener en conducción al SCR: para que éste no entre en estado de bloqueo o apagado.

**TIEMPO DE ENCENDIDO ( $t_{gt}$ ).**-Es el tiempo que tarda en activarse o conducir un SCR desde que se produce la señal de la compuerta hasta se enciende realmente el Tiristor.

**TIEMPO DE APAGADO ( $T_q$ ).**- El intervalo de tiempo entre el instante cuando cae la corriente a cero del SCR por algún dispositivo o circuito o señal y cuando dura el SCR sin encenderse aun entrando la nueva señal.

**NOTA:** Cabe hacer notar que la mayoría de éstos valores dependen de una temperatura específica y variarán conforme a la temperatura de trabajo y ambiente del Tiristor. ( $T_c$ ) De manera comercial se encuentran tiristores que trabajan normalmente desde los 0°C. hasta los 125°C.

## HOJAS TÉCNICAS DEL SCR DE MOTOROLA C 122 D1

### Silicon Controlled Rectifiers Reverse Blocking Triode Thyristors

... designed primarily for half-wave ac control applications, such as motor controls, heating controls and power supplies; or wherever half-wave silicon gate-controlled, solid-state devices are needed.

- Glass Passivated Junctions and Center Gate Fire for Greater Parameter Uniformity and Stability
- Small, Rugged, Thermowatt Construction for Low Thermal Resistance, High Heat Dissipation and Durability
- Blocking Voltage to 800 Volts
- Different Leadform Configurations,  
Suffix (2) thru (6) available, see Leadform Options (Section 4) for Information

**C122( )  
Series**

SCRs  
**8 AMPERES RMS  
50 thru 800 VOLTS**



CASE 221A-04  
(TO-220AB)  
STYLE 3

#### MAXIMUM RATINGS

| Rating  | Symbol           | Value                                 | Unit             |
|---|------------------|---------------------------------------|------------------|
| Repetitive Peak Off-State Voltage, Note 1                   |                  |                                       |                  |
| Repetitive Peak Reverse Voltage                             | VORM             | 50<br>100<br>200<br>400<br>600<br>800 | Volts            |
|   |                  |                                       |                  |
| Non-Repetitive Peak Reverse Voltage                         | VRSM             | 75<br>200<br>300<br>500<br>700<br>800 | Volts            |
|   |                  |                                       |                  |
| Forward Current RMS<br>(All Conduction Angles)              | IT(RMS)          | 8                                     | Amps             |
| Peak Forward Surge Current<br>(1/2 Cycle, Sine Wave, 60 Hz) | ITSM             | 90                                    | Amps             |
| Circuit Fusing Considerations<br>(I <sub>t</sub> = 8.3 ms)  | i <sup>2</sup> t | 34                                    | A <sup>2</sup> s |

Note 1 VORM for all types can be applied on a continuous dc bias without incurring damage. Ratings apply for zero or negative gate voltage (IG=0).  
Devices should not be tested for blocking capability in a manner such that the voltage supplied exceeds the rated blocking voltage.



C122( 1) Series

MAXIMUM RATINGS — continued

| Rating                                  | Symbol           | Value       | Unit  |
|---|------------------|-------------|-------|
| Forward Peak Gate Power If = 10 $\mu$ s | PGM              | 5           | Watts |
| Forward Average Gate Power              | PG(AV)           | 0.5         | Watt  |
| Forward Peak Gate Current               | IGM              | 2           | Amps  |
| Operating Junction Temperature Range    | T <sub>J</sub>   | -40 to +100 | °C    |
| Storage Temperature Range               | T <sub>stg</sub> | -40 to +125 | °C    |

THEMAL CHARACTERISTICS

| Characteristic                       | Symbol            | Max | Unit |
|--------------------------------------|-------------------|-----|------|
| Thermal Resistance, Junction to Case | R <sub>thJC</sub> | 1.8 | °C/W |

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T<sub>C</sub> = 25°C unless otherwise noted.)

| Characteristic  | Symbol                              | Min | Typ | Max      | Unit       |
|---|-------------------------------------|-----|-----|----------|------------|
| Peak Forward or Reverse Blocking Current<br>(Rated V <sub>DRM</sub> or I <sub>RRM</sub> , T <sub>C</sub> = 25°C,<br>T <sub>C</sub> = 100°C)   | I <sub>DRM</sub> , I <sub>RRM</sub> | —   | —   | 10       | $\mu$ A    |
| Peak On-State Voltage, Note 1<br>(I <sub>TM</sub> = 16 A Peak, T <sub>C</sub> = 25°C)   | V <sub>TM</sub>                     | —   | —   | 1.83     | Volts      |
| Gate Trigger Current (Continuous dc)<br>(V <sub>g</sub> = 8 V, R <sub>L</sub> = 91 Ohms, T <sub>C</sub> = 25°C)<br>(V <sub>g</sub> = 8 V, R <sub>L</sub> = 48 Ohms, T <sub>C</sub> = -40°C)   | I <sub>GT</sub>                     | —   | —   | 25       | mA         |
| Gate Trigger Voltage (Continuous dc)<br>(V <sub>g</sub> = 8 V, R <sub>L</sub> = 91 Ohms, T <sub>C</sub> = 25°C)<br>(V <sub>g</sub> = 8 V, R <sub>L</sub> = 48 Ohms, T <sub>C</sub> = -40°C)<br>(V <sub>g</sub> = Rated V <sub>DRM</sub> , R <sub>L</sub> = 1000 Ohms, T <sub>C</sub> = 100°C) | V <sub>GT</sub>                     | —   | —   | 1.5      | Volts      |
| Holding Current<br>(V <sub>g</sub> = 24 Vdc, I <sub>T</sub> = 0.5 A, 0.1 to 10 ms Pulse,<br>Gate Trigger Source = 7 V, 20 Ohms)<br>T <sub>C</sub> = 25°C<br>T <sub>C</sub> = -40°C  | I <sub>H</sub>                      | —   | —   | 30<br>60 | mA         |
| Turn-Off Time (V <sub>g</sub> = Rated V <sub>DRM</sub> )<br>(I <sub>TM</sub> = 8 A, I <sub>H</sub> = 8 A)   | t <sub>q</sub>                      | —   | —   | 50       | $\mu$ s    |
| Critical Rate-of-Rise of Off-State Voltage<br>(V <sub>g</sub> = Rated V <sub>DRM</sub> , Linear, T <sub>C</sub> = 100°C)  | dv/dt                               | —   | —   | 50       | V/ $\mu$ s |

Note 1. Pulse Test. Pulse Width = 1 ms, Duty Cycle = 2%.

FIGURE 1 — CURRENT DERATING (HALF-WAVE)

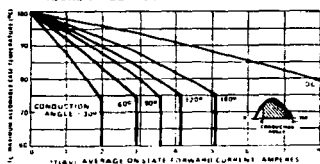


FIGURE 2 — CURRENT DERATING (FULL-WAVE)

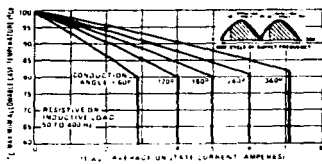


FIGURE 3 — MAXIMUM POWER DISSIPATION (HALF-WAVE)

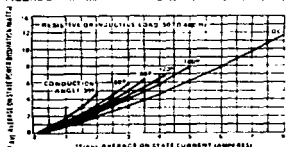
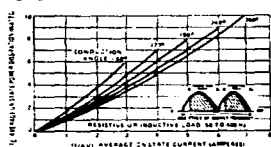


FIGURE 4 — MAXIMUM POWER DISSIPATION (FULL-WAVE)



# HOJAS TÉCNICAS DEL OPTOASILADOR DE MOTOROLA MODELO MOC 3011.

**MOTOROLA**  
**SEMICONDUCTOR**  
TECHNICAL DATA

## 6-Pin DIP Optoisolators Triac Driver Output

These devices consist of gallium-arsenide infrared emitting diodes, optically coupled to silicon bilateral switch and are designed for applications requiring isolated triac triac firing, low current isolation at switching, high electrical isolation (to 7500 V peak), high detector standoff voltage, small size, and low cost.

- UL Recognized File Number 54915
- VDE approved per standard 0883 6 B3 (Certificate number 41853), with additional approval in DIN IEC380 VDE0806 IEC435 VDE0805, IEC65 VDE0850, VDE 1106, covering all other standards with equal or less stringent requirements including IEC704 VDE0113 VDE0160 VDE0832 VDE0833 etc.
- Special lead form available (add suffix "T" to part number) which satisfies VDE0883-6 S0 requirement for 6 mm minimum creepage distance between input and output solder pads.
- Various lead form options available. Consult "Optoisolator Lead Form Options" data sheet for details.

**MOC3009**  
**MOC3010**  
**MOC3011**  
**MOC3012**

6 PIN DIP  
OPTOISOLATORS  
TRIAC DRIVER OUTPUT  
250 VOLTS



CASE 735A-02  
PLASTIC

### MAXIMUM RATINGS (T<sub>A</sub> = 25°C unless otherwise noted)

| Rating   | Symbol         | Value | Unit  |
|--|----------------|-------|-------|
| <b>INFRARED EMITTING DIODE</b>   |                |       |       |
| Reverse Voltage  | V <sub>R</sub> | 3     | Volts |
| Forward Current — Continuous   | I <sub>F</sub> | 60    | mA    |
| Total Power Dissipation — T <sub>A</sub> = 25°C<br>Negligible Power in Transistor<br>Derate above 25°C | P <sub>D</sub> | 100   | mW    |
|  |                | 133   | mW/°C |

### OUTPUT DRIVER

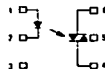
|  |                  |     |       |
|--|------------------|-----|-------|
| Off-State Output Terminal Voltage                                    | V <sub>ORM</sub> | 250 | Volts |
| Peak Repetitive Surge Current<br>(Pulse = 1 ms, 125 ops)             | I <sub>TSM</sub> | 1   | A     |
| Total Power Dissipation — T <sub>A</sub> = 25°C<br>Derate above 25°C | P <sub>D</sub>   | 300 | mW    |
|  |                  | 4   | mW/°C |

### TOTAL DEVICE

|  |                  |             |                 |
|--|------------------|-------------|-----------------|
| Isolation Surge Voltage (1)<br>(Peak ac Voltage, 60 Hz, 5 Second Duration) | V <sub>ISO</sub> | 7500        | V <sub>ac</sub> |
| Total Power Dissipation — T <sub>A</sub> = 25°C<br>Derate above 25°C       | P <sub>D</sub>   | 330         | mW              |
|  |                  | 4.4         | mW/°C           |
| Junction Temperature Range   | T <sub>J</sub>   | -40 to +100 | °C              |
| Ambient Operating Temperature Range  | T <sub>A</sub>   | -40 to +85  | °C              |
| Storage Temperature Range  | T <sub>stg</sub> | -40 to +150 | °C              |
| Soldering Temperature (10 s)   | —                | 260         | °C              |

(1) Isolation surge voltage V<sub>ISO</sub> is an internal device electric breakdown rating.

### COUPLER SCHEMATIC



- 1 IR DIODE
- 2 SWITCH
- 3 NC
- 4 MAIN TERMINAL
- 5 SUBSTRATE  
DO NOT EXPOSE
- 6 MAIN TERMINAL

## MOC3009, MOC3010, MOC3011, MOC3012

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

| Characteristic   | Symbol    | Min | Typ  | Max | Unit                   |
|--|-----------|-----|------|-----|------------------------|
| <b>INPUT LED</b>   |           |     |      |     |                        |
| Reverse Leakage Current<br>( $V_F = 3\text{ V}$ )  | $I_R$     | —   | 0.05 | 100 | $\mu\text{A}$          |
| Forward Voltage<br>( $I_F = 10\text{ mA}$ )  | $V_F$     | —   | 1.15 | 1.5 | Volts                  |
| <b>OUTPUT DETECTOR (<math>I_F = 0</math> unless otherwise noted)</b>                           |           |     |      |     |                        |
| Peak Blocking Current, Either Direction<br>(Rated $V_{DRM}$ , Noise 1)                         | $I_{DRM}$ | —   | 10   | 100 | nA                     |
| Peak On-State Voltage, Either Direction<br>( $I_{TM} = 100\text{ mA Peak}$ )                   | $V_{TM}$  | —   | 1.8  | 3   | Volts                  |
| Critical Rate of Rise of Off-State Voltage (Figure 7, Noise 2)                                 | $dv/dt$   | —   | 10   | —   | $\text{V}/\mu\text{s}$ |
| <b>COUPLED</b>   |           |     |      |     |                        |
| LED Trigger Current, Current Required to Latch Output<br>(Main Terminal Voltage = 3 V, Note 3) | $I_T$     | —   | 15   | 30  | nA                     |
|  | MOC3009   | —   | 8    | 15  |                        |
|  | MOC3010   | —   | 5    | 10  |                        |
|  | MOC3011   | —   | 3    | 5   |                        |
|  | MOC3012   | —   | 100  | —   | $\mu\text{A}$          |
| Holding Current, Either Direction  | $I_H$     | —   | 100  | —   | $\mu\text{A}$          |

- Notes: 1. Test voltage must be applied within surge rating.  
 2. This is static  $dv/dt$ . See Figure 7 for test circuit. Commutating  $dv/dt$  is a function of the load during (short-circuit) only.  
 3. All devices are guaranteed to trigger at an  $I_T$  value less than or equal to max typ. Therefore, recommended operating  $I_T$  lies between max typ (30 nA for MOC3009, 15 nA for MOC3010, 10 nA for MOC3011, 5 nA for MOC3012) and absolute max typ (100 nA).

### TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$T_A = 25^\circ\text{C}$

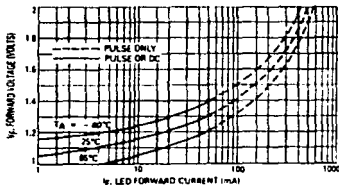


Figure 1. LED Forward Voltage versus Forward Current

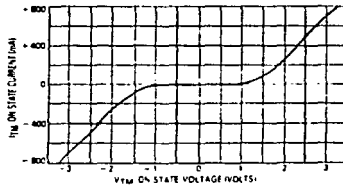


Figure 2. On-State Characteristics

MOC3009, MOC3010, MOC3011, MOC3012

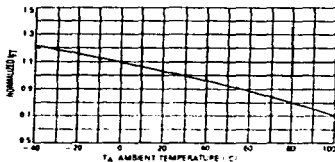


Figure 3. Trigger Current versus Temperature

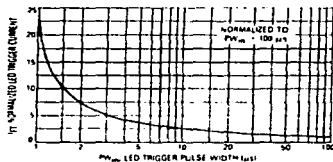


Figure 4. LED Current Required to Trigger versus LED Pulse Width

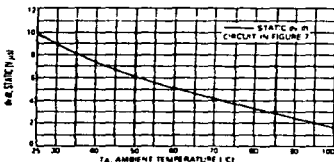


Figure 5. dv/dt versus Temperature

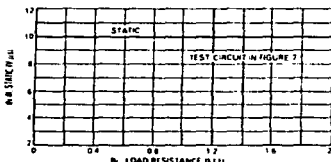
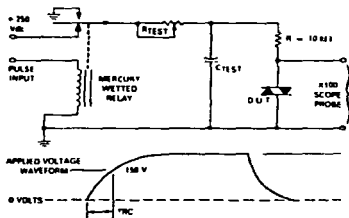


Figure 6. dv/dt versus Load Resistance



- 1 The mercury wetted relay provides a high speed repeated pulse to the D.U.T.
- 2 150Ω sense probes are used, in those high speed and sensitive.
- 3 The sense probe is used, in those high speed and sensitive. The current in the D.U.T. with a normal LED input current (from company) the current. The variable resistors allow the dv/dt to be gradually increased until the D.U.T. continues to trigger in response to the applied voltage pulse, even after the LED current has been removed. The dv/dt is then decreased until the D.U.T. stops triggering. dv/dt is measured at this point and recorded.

Figure 7. Static dv/dt Test Circuit

# MOC3009, MOC3010, MOC3011, MOC3012

## TYPICAL APPLICATION CIRCUITS

Note: This optoisolator should not be used to drive a load directly. It is intended to be a trigger device only. Additional information on the use of the MOC3009, 3010, 3011, 3012 is available in Application Note AN-78DA.

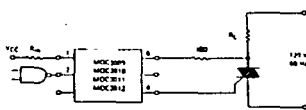


Figure 9. Resistive Load

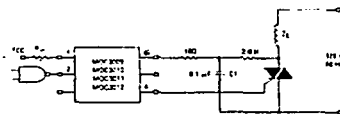


Figure 9. Inductive Load with Sensitive Gate Triac  
( $I_{GT} = 15 \text{ mA}$ )

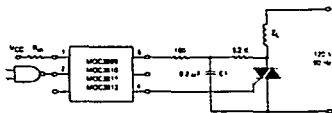
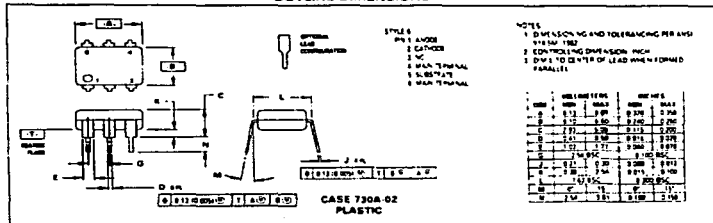


Figure 10. Inductive Load with Non-Sensitive Gate Triac  
( $15 \text{ mA} < I_{GT} < 50 \text{ mA}$ )

## OUTLINE DIMENSIONS



## **BIBLOGRAFIA:**

Ramshaw, Raymond.  
ELECTRÓNICA DE POTENCIA.  
Ed.: Marcombo (Boixareu) editores.  
Barcelona, 1982.  
1-132 y 209-226 p.

THYRISTOR DATA.  
Motorola company.  
U.S.A., 1989.  
1-1-1 - 1-1-4.

THE TTL LOGIC DATA BOOK.  
Texas Instruments.  
U.S.A., 1988.

Lilen, H.  
TIRISTORES Y TRIACS.  
Ed.: Marcombo Boixareu, editores.  
Barcelona, 1978.  
25-29 p.

Maloney, Timothy J.  
INDUSTRIAL SOLID - STATE ELECTRONICS. (Devices And Systems).  
Ed.: Prentice Hall.  
U.S.A., 1986  
626-640 p.p.

Straughen B., Dewan.  
POWER SEMICONDUCTOR CIRCUITS.  
Ed.: Wiley Interscience.  
U.S.A., 1975  
462-513 p.p.

Gopal, K. Dubey.  
POWER SEMICONDUCTOR CONTROLLED DRIVES.  
Ed.: Prentice Hall.  
U.S.A., 1982.

Harnden, Jhon D. Jr. y Golden, Forest B  
POWER SEMICONDUCTOR APPLICATIONS. (VOL. I)  
Ed.: IEEE Press.  
U.S.A., 1972.  
284-310, 500-508 p.

Grafham, D. R. y Golden, F. B.  
SCR MANUAL GENERAL ELECTRIC (Including Triacs and other Thyristor).  
Ed.: Prentice Hall.  
U.S.A., 1979.

Boylestad, Robert y Nashelsky, Louis.  
ELECTRÓNICA. TEORÍA DE CIRCUITOS.  
Ed.: Prentice Hall.  
México, 1989.

Larson, Boyd.  
POWER CONTROL ELECTRONICS.  
Ed.: Prentice Hall.  
U.S.A., 1983.

Lagarde Rodríguez, Enrique. CONTROL ESTÁTICO DE GRANDES MOTORES DE C.A. Revista. MUNDO ELECTRÓNICO España, 1982, No. 116.

Sugandhi, R. K. y Sughandhi, K. K.  
TIRISTORES. (conceptos y aplicaciones).  
Ed.: Limusa Noriega.  
México, 1990.  
67-85, 145- 163 p.p.

Pelly, B. R.  
THYRISTOR PHASE-CONTROLLED CONVERTERS AND CYCLOCONVERTERS.  
Ed.: Wiley-Interscience.  
U.S.A., 1971.  
166-181, 207-228, 278-327 p.p.

Gualda Gil, Juan A., Martínez García, Salvador y Mtz., Mtz..., Pedro Manuel.  
ELECTRÓNICA INDUSTRIAL (Técnicas de Potencia).  
Ed.: Alfa-omega. Marcombo.  
México, 1992.  
317-331 p.p.

G. Fink, Donald y Cristiensen, Donald (Editores)  
ELECTRONICS ENGINEERS' HANDBOOK.

Ed.: Mac Graw - Hill.

U.S.A., 1992

Capitulo 15. 50 - 77 p.p.

Del Toro, Vicent.

FUNDAMENTOS DE INGENIERIA ELÉCTRICA.

Ed.: Prentice Hall.

México, 1988.

806-807p.p.

Kosow, Irving L.

MAQUINAS ELÉCTRICAS Y TRANSFORMADORES.

Ed.: Prentice Hall.

México, 1993.

Johnson, David E., Hilburn, Jhon L. y Johnson, Johnny R.

ANALISIS BÁSICOS DE CIRCUITOS ELÉCTRICOS.

Ed.: Prentice Hall.

México, 1987.

Fairchild.

TTL DATA BOOK.

Ed.: Fairchild.

U.S.A., 1978.

2-16 p.

Editor K. Bose, Bimal.

MICROCOMPUTER CONTROL OF POWER ELECTRONICS AND DRIVES.

Ed.: IEEE Press.

U.S.A., 1987.

81-87 p.