

49
24.



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA
DE MEXICO**

ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES
ARAGON

**DISEÑO DE UN BANCO DE PRUEBAS
PARA FUSIBLES DE BAJA TENSION**

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
ESPECIALIDAD ELECTRICA-ELECTRONICA

José Oswaldo E. González Rosales
JOSUE SALINAS ROSALES



ASESOR: ING. JOEL LOPEZ CONTRERAS

SAN JUAN DE ARAGON, ESTADO DE MEXICO

1997

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



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.

AGRADECIMIENTOS:

A Dios, mis padres y hermanos por guiarme en esta vida y llenarme de Amor y Cariño.

A Fernando Catarino por la confianza depositada en mi, durante mi servicio social.

A mis tíos Rafael y Lucia por sus valiosos consejos.

A todos mis compañeros de trabajo, primos y amigos por su apoyo y amistad.

Al profesor Joel por el apoyo y asesoría que me dio a través de todo este trabajo.

**DISEÑO DE
UN BANCO DE
PRUEBAS
PARA FUSIBLES
DE BAJA TENSION**

OBJETIVO :

DISEÑAR UN BANCO DE PRUEBAS PARA FUSIBLES DE BAJA TENSION, CAPAZ DE SUMINISTRAR DIFERENTES NIVELES DE CORRIENTE, EN UN RANGO MAXIMO DE OPERACION DE 300 VCD Y 1900 AMPERES.

INDICE :

	PAGINA
INTRODUCCION.	1
ALCANCE.	3
 CAPITULO I. FUSIBLES DE BAJA TENSION.	
I.1.- Preliminar del fusible.	5
I.2.- Fusibles.	8
I.3.- Características de los fusibles.	9
I.4.- Clasificación de los fusibles de baja tensión de acuerdo a normas N.E.M.A. y U.L.	12
I.5.- Clasificación de los fusibles de baja tensión de acuerdo a normas I.E.C.	18
I.6.- Comportamiento del fusible de acuerdo a la magnitud de la sobrecorriente.	20
I.7.- Teoría del cortocircuito.	21
I.8.- Curvas de operación de los fusibles.	28
I.9.- Selección y Coordinación de fusibles.	29
 CAPITULO II. DESCRIPCION DE LAS ETAPAS DEL BANCO DE PRUEBAS.	
II.1.- Descripción de las etapas.	44
II.2.- Circuito de potencia.	46
II.3.- Control electrónico analógico.	47
II.4.- Control electrónico digital.	48
 CAPITULO III. RECTIFICACION CONTROLADA.	
III.1.- Tiristores.	51

III.2.- Estados de trabajo y curva característica.	53
III.3.- Modos de extinción ó apagado del S.C.R.	56
III.4.- Tipos de rectificadores.	57
III.5.- Funcionamiento, cálculo matemático del rectificador seleccionado y elección de los dispositivos de potencia.	59

CAPITULO IV. CIRCUITOS DE CONTROL DE DISPARO DEL S.C.R. (CONTROL ANALOGICO).

IV.1.- Control de disparo del S.C.R.	67
IV.2.- Transformador de acoplamiento entre el voltaje de línea y los circuitos de disparo.	70
IV.3.- Detector de cruce por cero.	70
IV.4.- Circuito generador de rampa.	72
IV.5.- Comparador de voltaje.	77
IV.6.- Generador de pulsos ó modulador.	79
IV.7.- Amplificador de corriente.	81
IV.8.- Transformador de pulsos.	83

CAPITULO V. PROTECCIONES Y CIRCUITOS AUXILIARES DEL SEMICONVERTIDOR TRIFASICO.

V.1.- Protecciones.	88
V.1.1.- Circuito de apoyo para sobrevoltajes en los S.C.R.'s (dV/dt).	88
V.1.2.- Circuito de apoyo para protección contra sobrecorrientes en los tiristores y diodos (di/dt).	91
V.1.3.- Cálculo de los disipadores de calor para tiristores y diodos.	93
V.1.4.- Dispositivos de protección contra fallas (fusibles).	98
V.2.- Circuitos auxiliares.	101
V.2.1.- Medición de corriente y temperatura.	101
V.2.2.- Fuentes de alimentación.	103

CAPITULO VI. CONTROL DIGITAL.

VI.1.- Diseño del control digital.	107
VI.2.- Hardware.	108
VI.3.- Software.	112
VI.3.1.- Inicialización del sistema.	113
VI.3.2.- Programación de los circuitos de entrada y salida. .	113
VI.3.3.- Acondicionamiento de los parametros de entrada. .	124
VI.3.4.- Algoritmo de control.	128
VI.3.5.- Despliegue de parámetros.	142

CAPITULO VII. PRUEBAS A FUSIBLES.

VII.1.- Pruebas a fusibles.	149
VII.2.- Metodos de prueba para fusibles.	149
VII.2.1.- Determinación de la elevación a temperatura.	150
VII.2.2.- Determinación de la fusión por sobrecorriente.	151
VII.2.3.- Determinación de la fusión por cortocircuito.	152
VII.2.4.- Determinación de la resistencia de aislamiento. ...	152

ANEXOS

ANEXO 1 Grafica del circuito de potencia completo.	154
ANEXO 2 Listado del programa.	156

CONCLUSIONES.	189
--------------------	-----

BIBLIOGRAFIA.	190
--------------------	-----

INTRODUCCION :

El Sistema de Transporte Colectivo "METRO" está constituido de diversas gerencias, de las cuales algunas de las más importantes son las del Material Rodante, Instalaciones Fijas e Ingeniería y Desarrollo; dichas gerencias se encargan, entre otras funciones, del buen funcionamiento de los equipos eléctricos y electrónicos instalados en los trenes, talleres de mantenimiento mayor y menor, subestaciones eléctricas, vías, edificios, etc..

Estos equipos son altamente sofisticados y costosos, su buena operación y utilización se refleja en el poder brindar un buen servicio y máxima seguridad para el público usuario; es por esto que dichos equipos deben estar debidamente protegidos contra cualquier fenómeno eléctrico extraño. Dicha protección se realiza, entre otros equipos de protección, con el fusible que es uno de los elementos menos caros, más ampliamente utilizado, más versátil y fácil de instalar.

Las áreas de Material Rodante e Instalaciones Fijas utilizan una amplia variedad de fusibles, la mayoría de ellos de procedencia extranjera; por lo que se requiere de un gasto económico considerable en el STC para tener en existencia (stock) una cantidad moderada de los mismos, a fin de sustituir alguno que se haya dañado.

Con el fin de reducir los gastos por comprar fusibles de importación, en particular franceses marca Ferraz y Capelin, personal de la Gerencia de Material rodante se encuentran reconstruyendo algunos fusibles que se han dañado y que se pueden recuperar como los de listón de plata.

Como es sabido, los fusibles constan de un cartucho ó contenedor, el listón ó elemento fusible y el vacío, arena sílica ó de cuarzo, que se encargan de extinguir el arco que se genera cuando el fusible abre. Los cartuchos por lo general no sufren ningún daño.

Después de que se reconstruye algún fusible, hay que realizarle pruebas destructivas y de control de calidad con un equipo que sea capaz de proporcionar la corriente necesaria, en determinado período de tiempo y de ésta forma verificar que sus condiciones de reconstrucción y operación sean las óptimas para tener una adecuada protección.

Este tipo de equipo es muy difícil de adquirirlo en el país, ya que es un equipo especial y no de línea; además, hacer las pruebas correspondientes en el extranjero representa un costo muy elevado al STC, por el envío de las muestras y el tiempo en recibir los resultados. Dichas pruebas se pueden realizar en la fábrica Ferraz ubicada en St Bonnet de Mure y en la estación de ensayos a grandes potencias "Volta" en Grenoble, ambas en Francia.

Por lo que el motivo de éste trabajo es el desarrollo teórico del banco de pruebas a fusibles de baja tensión para así colaborar con la Gerencia de Ingeniería y Desarrollo en la realización de dicho proyecto.

ALCANCE :

El banco de pruebas a fusibles de baja tensión también será capaz de :

- Suministrar un voltaje directo constante para diferentes cargas (L,R y C) de 0 a 300 VCD.
- Por ser una fuente de voltaje y corriente convencional programable, se puede utilizar como un banco de pruebas a motores de tracción de CD, siempre y cuando no se rebasen las condiciones de diseño.
- Utilizarse como una máquina de soldar eléctrica, ya que se pueden obtener bajos voltajes y grandes corrientes.
- Utilizarse como calibrador de equipos de protección por corriente, por ejemplo, disyuntores ultrarrápidos, interruptores de potencia, etc., dentro del rango permitido por el equipo.
- Finalmente, se podrá utilizar como banco de pruebas a diodos con voltaje pico inverso menor a 300 VCD y corrientes promedio de manejo menores a 1900 Amp.

CAPITULO I.

**FUSIBLES DE BAJA
TENSION.**

I.1 PRELIMINAR DEL FUSIBLE.

A finales del siglo XIX se empezaron a utilizar los primeros fusibles para la protección de los circuitos eléctricos, consistían de un pedazo de alambre de cobre que se soldaba ó remachaba en sus extremos con terminales para poder intercalarlo a un circuito determinado, ver fig. I.1.1.

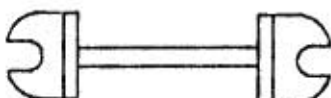


fig. I.1.1.- Fusible antiguo

El alambre de cobre seleccionado como elemento sensible a la corriente debía tener una sección transversal menor que la del conductor del circuito. Si se presentaba una falla, daba como resultado una generación excesiva de calor antes de lograr la fusión del alambre (el cobre se funde a $1080\text{ }^{\circ}\text{C}$), lo que provocaba daños en el aislamiento de los conductores y equipos vecinos. En vista de estos problemas, se empezó a utilizar alambres hechos de aleaciones de plomo y estaño, con los cuales también se generaba calor excesivo durante las sobrecargas. Sin embargo debido al bajo punto de fusión de aquéllas aleaciones (temperatura máxima de fusión a los $326\text{ }^{\circ}\text{C}$), se tenían que utilizar alambres cuya sección transversal era bastante mayor que la de los fabricados con alambre, y por tanto, durante su operación por fallas de cortocircuito se provocaban violentas explosiones.

Estos fusibles no estaban normalizados en sus dimensiones, la sección transversal del alambre aumentaba cuando la longitud del fusible crecía, con el consecuente aumento de la magnitud de la explosión.

Puesto que ni los alambres de cobre ni los de plomo ó alguna de sus aleaciones con estaño ofrecían una protección adecuada, se buscó un metal cuyo punto de fusión estuviese entre el cobre y el plomo. El metal seleccionado fue el zinc, cuyo punto de fusión se alcanza a los $420\text{ }^{\circ}\text{C}$.

La mejora consistió en encerrar a los elementos sensibles a la corriente, denominados actualmente eslabones fusibles, en tubos de cerámica ó fibra vulcanizada, junto con un material inerte cuya misión principal es alojar el arco que se produce cuando opera un fusible y así reducir la magnitud de la explosión. En la primera década de éste siglo se adoptaron la forma de los cartuchos fusibles y que hasta la fecha se utilizan, ver figuras 1.1.2 y 1.1.3.



figs. 1.1.2 e 1.1.3.- Cartuchos fusibles, navajas y casquillo respectivamente.

Estos fusibles se fabrican para utilizarse en dos tensiones diferentes : 250 VCA ó menos y 600 VCA, y en ambas series con corrientes nominales de hasta 600 amp.

Para la aplicación en baja tensión en sistemas de distribución se contempló la necesidad de desarrollar un fusible que fuese renovable y que cumpliera totalmente con los requisitos establecidos. Los primeros modelos de eslabones fusibles que se desarrollaron fueron semejantes al que se muestra en la fig. 1.1.4.



fig. 1.1.4.- Eslabón fusible renovable.

Este tipo de eslabón puede proporcionar protección eficaz contra fallas de cortocircuito pero no contra sobrecargas, por lo que se desarrolló un elemento fusible capaz de proteger contra ambas fallas. El tipo de eslabón que dió resultados satisfactorios, y que hasta la fecha se sigue utilizando, es el que se muestra en la fig. I.1.5.

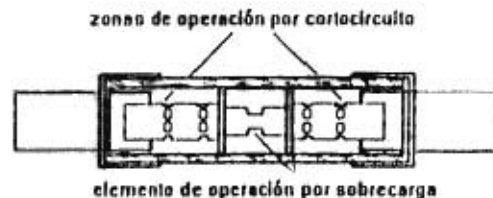


fig. I.1.5.- Fusible de doble elemento.

Durante la falla de cortocircuito este dispositivo brinda un buen grado de protección, y en condiciones de sobrecarga su fusor central, de acuerdo con la magnitud de la sobrecarga, absorbe una cantidad de calor tal que se funde en un tiempo determinado.

En los eslabones fusibles, el grado de precisión es de $\pm 10\%$ en valores de corriente. Los fusibles hasta aquí descritos tienen una capacidad interruptiva de 10,000 amperes simétricos y se les clasifica de acuerdo a normas internacionales, NEMA y UL, como de clase H. Con la misma rapidez que ha aumentado la demanda de energía eléctrica, también ha aumentado la magnitud de las corrientes de falla por cortocircuito, situación que ha obligado a diseñar fusibles con capacidad interruptiva superior a 10,000 amp. sim. y que se han subclasificado en otras clases; más adelante se hablará de ello.

1.2 FUSIBLES.

El método más común de proteger una instalación eléctrica es con el uso del fusible, elemento que puede describirse como un eslabón deliberadamente débil en la cadena de conducción de la energía eléctrica, proyectado de tal forma que se destruye cuando la carga excede de un cierto valor de corriente predeterminado.

Este elemento, que se encuentra en la casi totalidad de los circuitos eléctricos, consiste esencialmente, en un filamento de un material escogido por su propiedad de fundirse cuando la intensidad que por él circula alcanza un cierto límite, actuando entonces como un interruptor que abre el circuito en condiciones de sobrecarga, evitando la circulación de una corriente excesiva por la instalación en general, que podría en este caso, quedar parcial o totalmente destruída al igual que los aparatos conectados a ella.

El eslabón fusible está constituido de plata, zinc ó de una aleación eutéctica; este elemento puede estar rodeado de aire, arena de cuarzo o sílica que sirve para enfriar y eliminar el arco eléctrico que se genera cuando el dispositivo abre. Los cartuchos o contenedores son de fibra de vidrio, cerámica ó meláminia.

La interrupción de un circuito por la operación de un fusible se lleva a cabo en dos partes :

1.- La corriente que pasa por el elemento fusible debe calentarlo y cambiarlo al estado líquido.

2.-En el instante en que el elemento fusible cambia al estado fluido, el elemento se empieza a abrir y se establece un arco a través de los extremos del elemento en el punto donde éste se interrumpió. Las otras partes se siguen fundiendo y el arco se alarga hasta que finalmente no puede continuar y se extingue, interrumpiéndose así el circuito.

1.3 CARACTERISTICAS DE LOS FUSIBLES.

A continuación se dan las definiciones de las características utilizadas para especificar a estos dispositivos :

~ **CORRIENTE NOMINAL** .- Es la corriente que el fusible conduce continuamente sin deteriorarse y sin exceder la sobreelevación de temperatura en los límites especificados para ese fusible.

~ **TENSION NOMINAL** .- Es la tensión de la corriente alterna RCM (ó la corriente directa), a la cuál se diseña el fusible para operar. Todos los fusibles trabajarán con seguridad en cualquier tensión menor, pero el empleo de tensiones mayores al nominal puede dañarlos. Bajo altos valores de corrientes de cortocircuito, un incremento en la tensión ocasionará un incremento en los tiempos de arco y apertura.

~ **CAPACIDAD INTERRUPTIVA** .- Es el máximo valor eficaz de una corriente de falla la cuál no dañará el fusible ó sus montajes, exceptuando la fusión del elemento fusible. Esta capacidad no tiene relación directa en la corriente ó energía de fuga del fusible durante la interrupción de una falla, pero si es una protección adicional al personal y equipo en la proximidad del fusible.

~ **CORRIENTE PICO DE FUGA** .- Es la corriente máxima instantánea que pasa a través de un fusible durante el tiempo total de apertura. Dado que éste es un valor instantáneo, podría exceder la corriente RCM disponible pero será menor que la corriente de pico disponible si no hubiera fusible en el circuito.

~ **TIEMPO DE ARQUEO** .- Es el intervalo de tiempo comprendido entre los instantes del inicio del arco y terminación del mismo ó apertura total del circuito.

~ **TIEMPO DE FUSION O PREARQUEO** .- Es el tiempo comprendido entre el inicio en que comienza a circular una corriente que provoca la fusión del elemento fusible y el instante del inicio del arco.

~ **TIEMPO TOTAL DE APERTURA** .- Es la suma de los tiempos de arco y prearqueo, ver fig. 1.3.1.

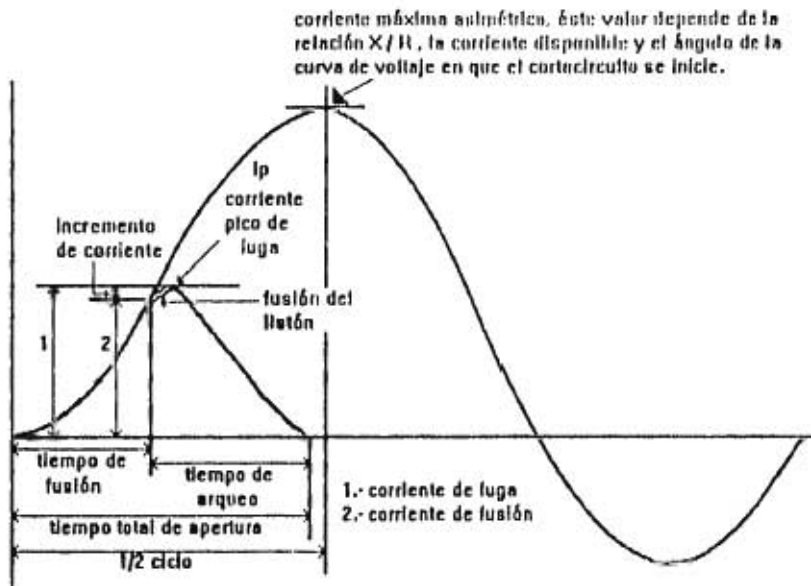


fig. I.3.1.- Tiempo total de apertura en un fusible limitador.

~ **CORRIENTE ASIMETRICA** .- Esta corriente tiene su onda senoidal fuera del eje de simetría debido a una componente de CD sobrepuesta. Una corriente de éste tipo dará como resultados mayores valores de corriente de cortocircuito que una corriente simétrica. Este término se aplica únicamente a CA.

~ **CORRIENTE SIMETRICA** .- Es una corriente con una onda simétrica respecto al eje cero. Este término se aplica únicamente a CA.

~ **CORRIENTE RCM** .- Es el valor eficaz de una CA, el cuál es calculable como la raíz cuadrada del promedio del cuadrado de todos los valores instantáneos de corriente en un ciclo. La CA RCM es aquél valor de una corriente alterna la cuál produce el mismo efecto de calentamiento que un valor dado de corriente directa.

~ **SOBRECARGA** .- Generalmente se emplea para referirse a una sobrecorriente la cual no es de suficiente magnitud para ser considerada como un cortocircuito. Una sobrecarga es normalmente aquél valor de sobrecorriente de 110 % del valor nominal del fusible al 500 % del mismo valor.

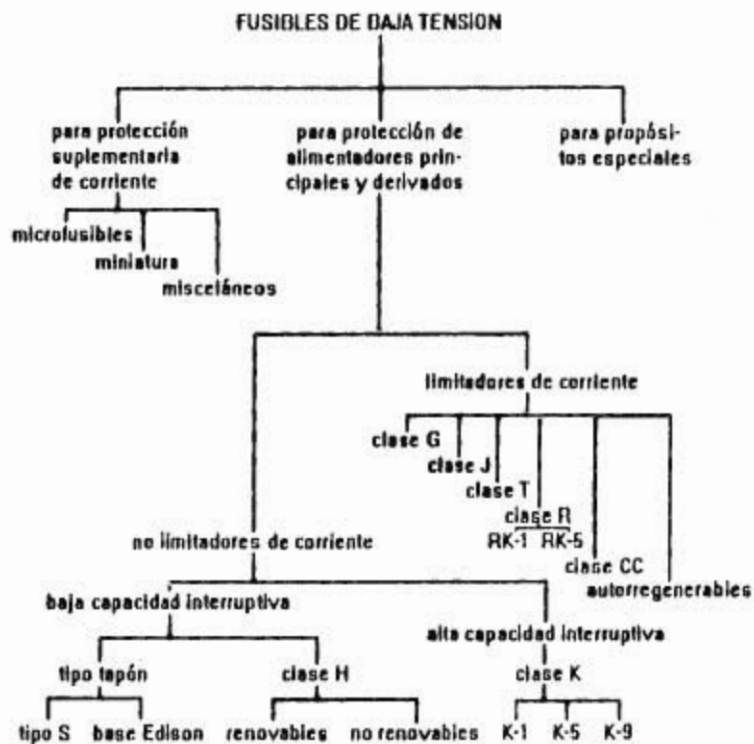
~ **ENERGIA DE FUGA $i^2 t$** .- Es la medida de la energía calorífica generada en un circuito durante la fusión ó apertura de un fusible; donde "i" es la corriente efectiva de fuga (la cual está al cuadrado), y "t" es el tiempo en segundos. Esta energía se expresa en "amp² por seg."

~ **NEMA** .- Es la National Electric Manufacturers Association, la cual establece las normas con las que la industria eléctrica elimina la posible incomprensión entre fabricantes de equipo y el usuario ó comprador, y para asistir al comprador en la selección del equipo. Estas son normas voluntarias que complementan pero no suplen las normas UL.

~ **NORMAS UL (UNDERWRITER'S LABORATORIES)** .- Estas normas se formaron para asistir a las compañías aseguradoras estableciendo los principios y luego certificando los productos y materiales que cumplieran con las mismas. Dado que las normas UL no abarcan todo el equipo eléctrico, se complementan con las normas NEMA u otras cuya naturaleza se debe verificar para determinar su valor tanto técnico como de carácter legal.

1.4 CLASIFICACION DE LOS FUSIBLES DE B.T. DE ACUERDO A NORMAS NEMA Y UL.

En el siguiente cuadro se muestra ésta clasificación y esta basada en las normas UL-198 y NEMA FU 1-1972 :



I.4.1 FUSIBLES PARA PROTECCION SUPLEMENTARIA.

Son diseñados para la protección de equipo electrónico y de uso doméstico. No son utilizados para la protección de circuitos derivados. Estos se dividen en:

- **Microfusibles** .- Son los fusibles más pequeños que hay y existe una gran variedad de diseños (tubulares, cilíndricos, etc.), los valores nominales de estos fusibles son: de 0 a 10 amp., 125 VCA y 50 KA simétricos de capacidad interruptiva (c.i.).

- **Miniatura** .- Son de forma tubular con terminales tipo casquillo y tienen las siguientes características : de 0 a 30 amp., 125 ó 250 VCA y 100 KA sim. de c.i..

- **Misceláneos** .- Son de construcción tipo casquillo y su forma no permite instalarlos en portafusibles diseñados para los fusibles de clase G, H, J, L, R y T; sus características son las siguientes : 125 a 600 VCA, de 0 a 30 amp. y 100 KA sim. de c.i..

I.4.2. FUSIBLES PARA PROPOSITOS ESPECIALES.

Quedan comprendidos dentro de este grupo, los fusibles con características especiales que ofrecen protección contra sobrecorriente y/o cortocircuito, donde no esten involucrados circuitos derivados ó cualquier otra aplicación equivalente; su uso es para protección de equipo eléctrico, tal como capacitores y rectificadores para uso industrial.

I.4.3. FUSIBLES PARA PROTECCION DE ALIMENTADORES PRINCIPALES Y DERIVADOS.

Dentro de ésta división se tienen dos subdivisiones, los no limitadores de corriente y los limitadores de corriente, y a su vez, diferentes tipos y clases. Se considera que un fusible es limitador de corriente porque restringe la corriente de cortocircuito a un valor medio antes del primer medio ciclo.

1.4.3.a.- FUSIBLES NO LIMITADORES DE CORRIENTE.

Dentro de ésta subdivisión se tienen dos tipos, los de baja capacidad interruptiva y los de alta capacidad interruptiva.

a) BAJA CAPACIDAD INTERRUPTIVA. En esta rama se encuentran los denominados **tipo tapón** y **clase II**.

El **tipo tapón** es utilizado para la protección de circuitos de fuerza y alumbrado en 125 VCA, se fabrican hasta 30 amp. y 10 KA sim. de c.i.. Solo existen dos diseños (dependiendo de la rosca), el de tipo Edison y el tipo S, y no pueden ser intercambiables entre ellos.

El **clase II** es también apropiado, al igual que el de tipo tapón, para la protección de circuitos de fuerza y alumbrado; sus valores nominales son 250 y 600 VCA, 0 a 600 amp. y c.i. sim. de 10 KA.. Dentro de ésta clase hay dos tipos, los **renovables** (es un fusible en el cuál el elemento fusible puede ser remplazado después de que dicho fusible ha operado) y los **no renovables**.

b) ALTA CAPACIDAD INTERRUPTIVA. Dentro de ésta subdivisión, se encuentran los denominados como **clase K**. Estos se fabrican solamente para 250 y 600 VCA y no son del tipo renovable. Dependiendo de su capacidad interruptiva se subdividen en :

- **Tipo K-1.**- Estos fusibles tienen la más alta capacidad interruptiva, 200 KA sim. y se fabrican únicamente del tipo rápido.

- **Tipo K-5.**- Esta subdivisión tiene un grado moderado de c.i., 100 KA sim., son fabricados del tipo rápido y del tipo tiempo retardado. La palabra tiempo retardado indica que el fusible debe operar en 10 seg. con una sobrecarga del 500% de su corriente nominal.

- **Tipo K-9.**- Estos elementos tienen la menor c.i., entre los fusibles de su clase, 50 kA sim. y se fabrican de los dos tipos.

Las normas UL han prescrito valores para la máxima corriente pico de fuga y valores i^2t para cada subclase, siendo la clase K-1 la que tiene los valores más bajos ó más restringidos y la clase K-9 con los valores más altos ó menos restringidos.

El empleo de fusibles clase K permite que el equipo y sus circuitos sean empleados en sistemas con corrientes de falla potenciales en exceso de 10,000 amperes.

1.4.3.b.- FUSIBLES LIMITADORES DE CORRIENTE.

Consisten en un cartucho fusible, el cuál podrá interrumpir todas las corrientes disponibles dentro de su rango interruptivo, limitando "el tiempo de apertura" a tensión nominal, a un intervalo igual ó menor que el primer medio ciclo ó primer pico asimétrico y limita la corriente pico de fuga menor que la corriente pico que sería posible si el fusible fuera reemplazado por un conductor sólido de la misma impedancia. La limitación de corriente únicamente es efectiva a un valor específico de corriente.

Estos fusibles se subdividen en las siguientes clases y todos ellos son etiquetados como limitadores de corriente por las normas UL.

- **Clase G.-** Son de alta capacidad interruptiva, no renovables, para ser utilizados únicamente en circuitos donde el cortocircuito no sea superior a 100 KA sim. (ya que éste es el valor de su c.i.), tienen una corriente nominal de 0 a 600 amp. y una tensión nominal de 300 VCA.

No son intercambiables con ninguna otra clase de fusibles, cumpliendo con la norma UL-198.2 , en la cuál también se determinan los valores de energía de fuga permitidos. Además, ésta norma determina que el valor de tiempo de retardo no sea mayor de 12 seg. con 200% de su corriente nominal.

Este tipo de fusibles generalmente se utiliza en tableros de alumbrado, con un dispositivo de desconexión del fusible.

- **Clase J.-** Son de alta c.i., del tipo no renovables, no son intercambiables con otra clase de fusibles y no son con retardo de tiempo; sus características son : 600 VCA, de 0 a 600 amp. y su c.i. es de 200 KA

La aplicación de esta clase de fusibles se encuentra en los circuitos principales ó alimentadores, donde la magnitud de la corriente de falla debe ser limitada.

- **Clase T.-** Son de alta c.i., no son renovables ni intercambiables con ninguna otra clase de fusibles y sus características de limitación de corriente es similar a la de la clase J, pero con valores de energía específica y corrientes máximas de paso libre menores que los de ésta. De acuerdo a la norma UL no poseen retardo de tiempo y sus características son : 600 VCA, 0 a 600 amp. y 200 KA sim. de c.i..

- **Clase L.-** Son del tipo no renovable ni intercambiable con ninguna otra clase de fusibles y de alta c.i.. Su diseño es apropiado para ser atornillados a las barras colectoras y no se emplean portafusibles. No poseen retardo de tiempo, sin embargo, los tiempos de apertura por sobrecarga varían entre un rango determinado de valores. Sus características son las siguientes : 600 VCA, su corriente nominal varía de 600 a 6000 amp. (existiendo valores comerciales de 600, 800, 1200, 1600, 2000, 2500, 3000, 4000, 5000 y 6000 amp.), con una c.i. de 200 KA sim..

Se utilizan para uso en aparatos de conexión, interruptores atornillados de presión y la mayoría de los interruptores con capacidad de más de 600 amp.

- **Clase R.-** Son de alta c.i. del tipo no renovable, pero intercambiables con los fusibles de la clase H y K; sus características son : 250 y 600 VCA, de 0 a 600 amp. y 200 KA de c.i..

Estos fusibles se clasifican a su vez en RK-1 y RK-5, los cuales cumplen con el valor predeterminado de energía de fuga que marca la norma y son idénticos a los fusibles descritos anteriormente del tipo K-1 y K-5 respectivamente, con la salvedad de tener un elemento de rechazo, tanto en las férulas (en los fusibles de 0 a 60 amp.), como en las navajas (en los fusibles de hasta 600 amp.).

La muesca en la férula y la ranura en la navaja, cuando se utiliza en conjunto con un portafusible especial, permite recibir únicamente fusibles clase R, previniendo la intercambiabilidad con los fusibles de clase H.

Los fusibles RK-1 poseen un alto grado limitador de corriente y no poseen retardo de tiempo. Los fusibles RK-5 poseen una moderada capacidad limitadora y pueden ser con tiempo retardado de 10 seg. para una sobrecarga del 200% de su corriente nominal.

- **Clase CC.**- Esta clase de fusibles es del tipo no renovable ni intercambiable con ninguna otra clase de fusibles y además no tiene retardo de tiempo, sus características nominales son las siguientes : 600 VCA, de 0 a 20 amp. y 200 KA sim. de c.i..

Las dimensiones de éste fusible son reducidas, siendo su intención satisfacer las condiciones de espacio limitado y se encuentran en la protección de circuitos de control.

- **Autorregenerables.**- Estos fusibles han sido desarrollados con la finalidad de aumentar la confiabilidad y efectividad de costos de las instalaciones ó sistemas de distribución de baja tensión, su mayor aplicación se encuentra en los centros de control de motores y también integrados a interruptores termomagnéticos; son aplicables a tensiones, tanto americanas como europeas de 110, 240, 460 y 550 VCA.

1.5 CLASIFICACION DE LOS FUSIBLES DE BAJA TENSION DE ACUERDO A LAS NORMAS IEC.

Con el fin de homogeneizar, en tanto sea posible, las diferentes normas francesas existentes, la Comisión Electrotécnica Internacional (IEC) ha hecho aparecer las siguientes publicaciones referentes a los fusibles de baja tensión :

- IEC 269.1.- Reglas generales.
- IEC 269.2.- Reglas particulares de los fusibles industriales.
- IEC 269.3.- Reglas particulares de los fusibles domésticos.
- IEC 269.4.- Reglas suplementarias de los fusibles para protección de semiconductores.

Estas normas se aplican a fusibles que tienen una capacidad interruptiva mayor a 2 KA y son hechos para tensiones de 1000 VCA ó 1500 VCD y menos.

Para los fusibles miniatura, que también son de baja tensión y que tienen una capacidad interruptiva menor a 2 KA, la IEC publica las normas 127 y 257.

Dentro de las normas 269.1, 269.2 y 269.4, caen los fusibles que tienen una gran utilización en el STC Metro; estos fusibles se clasifican en tipo gG, tipo aM y Protistor.

- **Fusibles tipo gG (anteriormente se denominaban gD).**- Pueden interrumpir todas las sobrecargas. Son diseñados para la protección de cables y componentes de circuitos, operan contra sobrecargas solamente excediendo la corriente nominal del elemento fusible y su capacidad interruptiva puede ser muy alta. Sus características son las siguientes : 250, 380, 400, 500 y 660 VCA, de 1 hasta 1250 amp. y de hasta 200 KA sim. de c.i..

- **Fusibles tipo aM.**- Son muy recomendables para la protección de motores. Este tipo de dispositivos no está diseñado para interrumpir pequeñas sobrecargas y por lo tanto deben estar asociados con un relevador de protección. Estos fusibles fueron diseñados para no operar cuando haya corrientes de arranque de motores y con su alta capacidad interruptiva proporcionan una alta protección contra cortocircuito. Sus características son las siguientes : 250, 380, 400, 500 y 660 VCA, de 0.25 a 1250 amp. y con una c.i. de hasta 200 KA.

Los fusibles tipo Protistor son diseñados para la protección de circuitos de C.D. y C.A., pero su aplicación directa es en la protección de semiconductores electrónicos de potencia (SCR's, GTO's, Triacs, IGBT's, diodos, etc.), y se clasifican en los siguientes subtipos:

- **Protistor Tipo SRF Y SRG.-** Las características de estos fusibles son: para el tipo SRF su tensión nominal es de 1200 VCD, de 20 a 215 amp. y c.i. de 100 KA; para el tipo SRG su tensión también es de 1200 VCD, de 160 a 840 amp. y 100 KA de c.i..

- **Protistor Tipo RB Y RD.-** Las características de estos fusibles son las siguientes : para el tipo RB su tensión es de 1500 VCD, de 0.8 a 5 amp. y c.i. de 30 KA; para el tipo RD su tensión es de 1500 VCD, de 6 a 25 amp. y también 30 KA de capacidad interruptiva.

- **Protistor Tipo gR y aR (usualmente llamados UR).-** Las características de estos fusibles son : para el tipo gR su tensión nominal puede ser de 600, 660, 690 y 700 VCA; de 1 a 1000 amp. y 100 KA de c.i.; para el tipo aR su tensión puede ser de 150, 250, 450, 500, 600, 660, 690, 700 y 1000 VCA; de 0.1 a 5000 amp. y capacidad interruptiva de 100 KA.

1.6 COMPORTAMIENTO DEL FUSIBLE DE ACUERDO A LA MAGNITUD DE LA SOBRECORRIENTE.

En este punto se muestran los efectos que se originan cuando un fusible opera a diferentes magnitudes de sobrecorriente. Para ello, centraremos nuestra atención sobre tres grupos de sobrecorrientes : intensas, moderadas y pequeñas.

a) Operación con sobrecorrientes intensas .- Una sobrecorriente intensa será el máximo valor de cortocircuito que se nos pueda presentar (condición más crítica). El efecto que produce una sobrecorriente de esta magnitud, consiste en un calentamiento casi inmediato del elemento sensible a la corriente, con lo cual no se le da tiempo a que el calor se disipe hacia el medio ambiente ó hacia los demás componentes (arandela, terminal superior e inferior, etc.), lo que origina que el elemento fusible sufra de rompimientos en diversas partes de su longitud. De esta manera la corriente es limitada en su trayectoria y la caída de tensión es considerable en el comienzo del arco, lo que da como resultado una rápida interrupción.

b) Operación con sobrecorrientes moderadas .- Las sobrecorrientes que no llegan al extremo crítico, se les denomina como moderadas. Esta sobrecorriente es lo suficientemente grande como para lograr la formación de arcos múltiples, lo cual viene a facilitar la rápida interrupción de la falla.

c) Operación con sobrecorrientes pequeñas .- Este grupo de sobrecorrientes son aquellas cuya magnitud es un poco mayor que la mínima de fusión del fusible. El efecto que se obtiene con esto es un incremento de temperatura no uniforme, ya que en este caso la parte central es lo que más se calienta. El hecho de que esta sobrecorriente no sea de gran magnitud origina que la fusión no se realice en forma instantánea, sino que da origen a que puedan transcurrir varios minutos para que se efectúe.

I.7 TEORIA DEL CORTOCIRCUITO.

I.7.1 GENERALIDADES.-

Un cortocircuito se presenta cuando en un circuito dado, su resistencia disminuye y la corriente aumenta bruscamente en comparación con la normal. La disminución de la resistencia puede ser causada por la unión de dos ó más conductores con corriente, provocando que ésta circule por donde haya menor oposición a su trayectoria, es decir, donde exista menor resistencia.

Determinar las corrientes de cortocircuito es uno de los aspectos más importantes en el diseño de un sistema eléctrico. Por ello, los efectos de las corrientes deben ser considerados y previstos.

El estudio del cortocircuito reviste gran importancia porque en él se analizan las magnitudes de corriente anormal que debido a posibles fallas circulan en un sistema. Las averías se originan por el mal funcionamiento entre partes vivas (fallas entre líneas) ó fallas de partes vivas a tierra, las cuales pueden ser provocadas por desperfectos en el aislamiento de los conductores y, en muchos casos, sobreviene un arco eléctrico en el punto de falla. Dicho arco puede llegar a ser destructivo y constituir un grave riesgo de incendio.

Un cortocircuito en grandes dimensiones genera una elevada cantidad de calor, lo cual pone en peligro motores, aparatos y al conductor alimentador del sistema. Otro problema importante es el efecto de grandes fuerzas electromagnéticas de atracción y repulsión al cual se ve sujeto el conductor cuando dichas corrientes circulan. Estas fuerzas son proporcionales al cuadrado de la corriente y pueden llevar a cualquier otro aparato conectado al sistema a severas fuerzas de tensión y compresión. La acción prolongada de un arco eléctrico, si ocurre en el punto de falla en un dispositivo de interrupción, puede crear sobrevoltajes que amenacen el aislamiento del sistema. Este es una razón que obliga a una rápida interrupción.

Del estudio del cortocircuito se obtiene información aplicable a los siguientes casos:

- a) selección adecuada de protecciones.
- b) determinación de esfuerzos dinámicos y térmicos.

c) coordinación de protecciones.

Durante la falla de cortocircuito, algunos elementos activos se encargan de alimentar a dicha falla, tales como los generadores, motores síncronos, motores de inducción y transformadores. Los motores actúan como generadores al momento de iniciarse la falla.

Los elementos que tienen la función de limitar dicha corriente reciben el nombre de elementos pasivos, y en general, son las impedancias del sistema eléctrico.

1.7.2 CORRIENTES DE CORTOCIRCUITO SIMÉTRICAS Y ASIMÉTRICAS.-

Para comprender el comportamiento de las corrientes de cortocircuito (icc), se deben considerar dos tipos de forma de onda, la simétrica y la asimétrica. Estos términos son usados para describir la simetría de la onda de C.A. con respecto al eje cero. Si las envolventes de los picos de la onda de corriente son simétricas con respecto al eje cero, la corriente es llamada simétrica, ver figura 1.7.2.1.

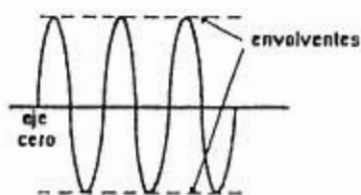


fig. 1.7.2.1.- Onda simétrica.

Si las envolventes de los picos de la onda de corriente no son simétricas con respecto al eje cero, la corriente es llamada asimétrica, ver figura 1.7.2.2. La envolvente es una línea dibujada a través de los picos de la onda.

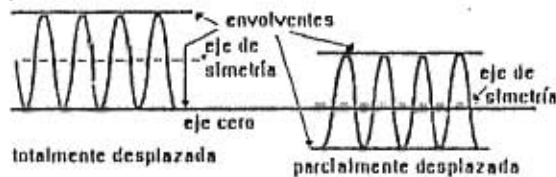


fig. 1.7.2.2.- Ondas asimétricas.

En circuitos de potencia ordinarios, la resistencia del circuito es despreciable comparada con la reactancia de dicho circuito. El factor de potencia de la Icc está determinado por medio de la relación de resistencia y reactancia del circuito solamente (no de la carga).

Si en un circuito conteniendo principalmente reactancia (cero resistencia), un cortocircuito ocurre en el pico de la onda de voltaje, la Icc comenzaría en cero, ya que en dicho circuito, por ser inductivo, la corriente atrasa al voltaje 90° y trazaría una senoidal, la cuál sería simétrica con respecto al eje cero, ver figura 1.7.2.3. Esto es conocido como una onda de Icc simétrica. En este tipo de fallas, el máximo pico de corriente corresponde al valor máximo de la cresta de la onda y es siempre igual a 1.414 veces la corriente simétrica RCM.

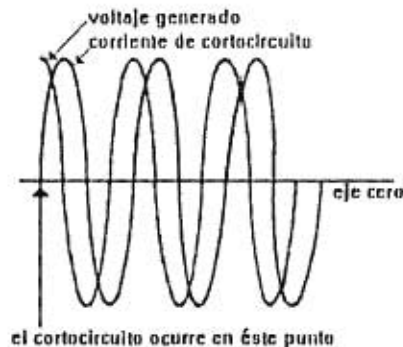


fig. 1.7.2.3.- Onda de Icc simétrica.

Si en el mismo circuito, conteniendo solamente reactancia y resistencia igual a cero, ocurre un cortocircuito en el punto cero de la onda de voltaje, la corriente comenzará en cero pero no puede seguir a la onda senoidal simétricamente, con respecto al eje cero, porque dicha corriente estaría en fase con el voltaje y en un circuito inductivo esto no puede ser. La forma de onda de la corriente debe ser la misma que la de la onda de voltaje pero 90° atrás; esto puede ocurrir solo si la onda de corriente está desplazada del eje cero, como es mostrado en la fig. 1.7.2.4. Esto es conocido como una onda de cortocircuito asimétrica.

Una corriente de éste tipo es aquella en la cuál el valor pico positivo de cualquier cresta ó número de crestas es mayor que 1.414 veces el valor eficaz de la onda simétrica disponible; esto es debido a la existencia de una componente de C.D.. Siendo el mayor valor instantáneo, en el primer pico, 2.42 veces (el pico teórico es 2.82 veces) la corriente RCM simétrica disponible.

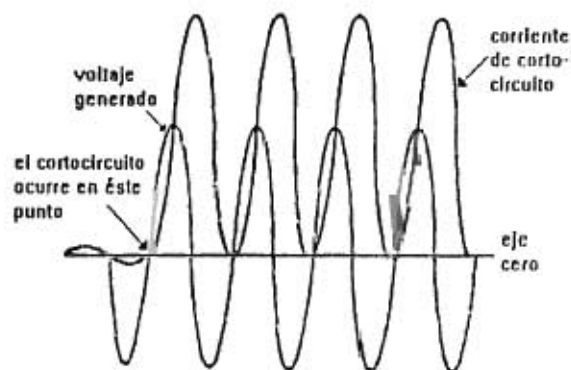


fig. 1.7.2.4.- Onda de Icc asimétrica.

Los dos casos anteriores, figs. 1.7.2.3 y 4 son extremos, uno muestra una corriente simétrica y el otro una corriente completamente asimétrica. Sin embargo, las fallas pocas veces ocurren exactamente en el punto máximo ó en el punto cero de la onda de voltaje y regularmente ocurren en algún punto entre estos dos extremos.

De modo que, si en el circuito conteniendo principalmente reactancia, ocurre un cortocircuito en cualquier punto intermedio de la onda de voltaje, habrá un desplazamiento de la onda de corriente, dependiendo dicho desplazamiento del punto de la onda de voltaje al cuál ocurrió la falla, ver figura. 1.7.2.5 .

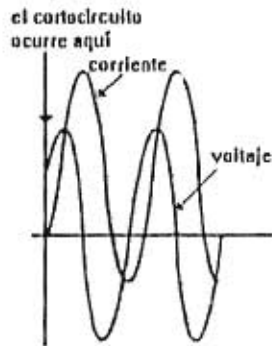


fig. 1.7.2.5.- Onda asimétrica.

En circuitos que contienen reactancia y resistencia, y que en la realidad es el caso más común, la cantidad de desplazamiento de la I_{cc} puede variar entre los mismos límites que tienen los circuitos con reactancia nada más. Sin embargo, el punto en la onda de voltaje en el cuál el cortocircuito debe ocurrir para producir máxima asimetría depende de la relación de resistencia y reactancia (X/R) del circuito. La máxima asimetría es obtenida cuando el cortocircuito ocurre en un ángulo de tiempo igual a $90^\circ + \theta$ (medido en grados adelante del punto cero de la onda de voltaje), donde $\text{tg } \theta$ es igual a la relación X/R . La I_{cc} será simétrica cuando la falla ocurra a 90° de ese punto en la onda de voltaje.

Como un ejemplo, asumir un circuito que tiene igual resistencia y reactancia, en este caso la relación $X/R = 1$. La tg de 45° es 1, de ahí que, el máximo desplazamiento es obtenido cuando el cortocircuito ocurre a 135° del punto cero de la onda de voltaje, ver figura 1.7.2.6.

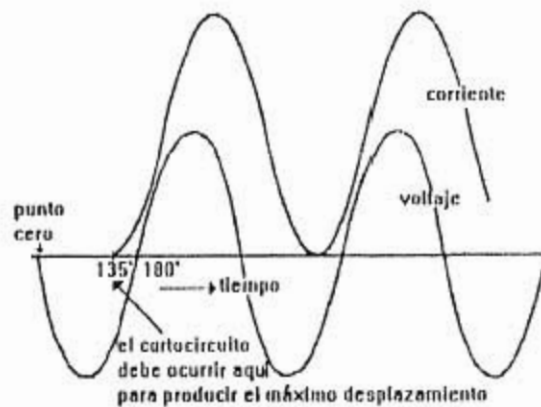


fig. 1.7.2.6.- Máxima asimetría en un cto. con $X/R=1$.

En realidad, cuando ocurre alguna falla, la lec adopta la forma de onda que se muestra en la figura 1.7.2.7, en ésta figura se puede apreciar que dicha onda es asimétrica (existe componente de C.D.), pero después de cinco ciclos se vuelve simétrica con respecto al eje cero, debido a que no hay voltaje de C.D. en el sistema que pueda sostener el flujo de C.D.; por lo tanto, después de ocurrida la falla, dicha componente decae rápidamente a cero ya que la energía representada por ella será disipada como pérdidas I^2R a través de la resistencia del circuito. Si el circuito tuviera cero resistencia, la C.D. fluiría constantemente, hasta que el cto. fuera interrumpido; sin embargo, como todos los ctos. contienen resistencia, la componente decae a cero.

El decaimiento de la componente de C.D. es proporcional a la relación X/R del circuito. Completo del generador al lugar de la falla. La teoría es la misma que en la apertura de una batería y una bobina. Si X/R es infinita (cero resistencia), la componente nunca decae; por otro lado, si X/R es cero (cero reactancia), la componente decae instantáneamente. Para cualquier relación X/R entre estos límites, la componente de C.D. toma un tiempo definido para decrecer substancialmente hasta cero.

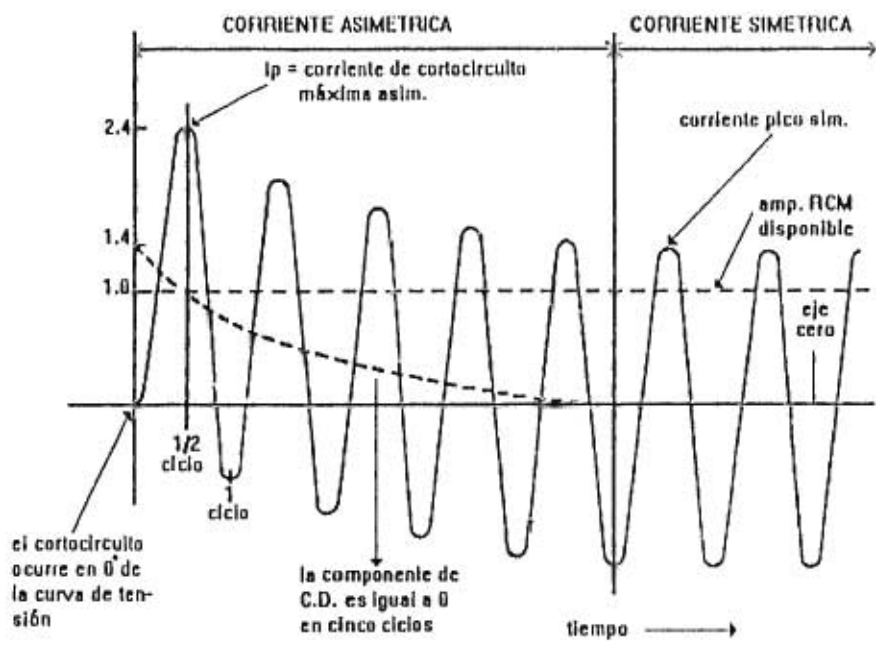


fig. 1.7.2.7.- Forma real de I_{cc} (asimétrica y simétrica).

1.8 CURVAS DE OPERACION DE LOS FUSIBLES.

Para la correcta selección del tipo de fusible adecuado, cualquiera que sea su clase, será siempre necesario conocer sus curvas de operación, las cuales son proporcionadas por los fabricantes. Existen tres tipos de curvas: las curvas características de fusión tiempo-corriente, las curvas instantáneas de corriente pico y las curvas de energía de fuga i^2t . El primer tipo de curvas, respectivamente, se aplica para toda clase de fusibles y las dos últimas para fusibles limitadores de corriente. Estas curvas se presentan en el punto 1.9 de éste capítulo y ellas corresponden al manual de fusibles 052082 de F.P.E..

Las curvas tiempo-corriente son curvas promedio y esto se debe a que a pesar de que se usen los mismos elementos en la fabricación de los fusibles y las mezclas sean las mismas en cada proceso, es imposible fabricar dos fusibles exactamente iguales y cuyas características sean idénticas. Consecuentemente, dos fusibles de una capacidad de conducción igual y de misma clase no fundirán en el mismo tiempo cuando circule por ellos la misma corriente. Por lo tanto, en vez de hablar de una sola línea que muestre la característica tiempo-corriente de un fusible, es más conveniente hablar de una banda que se considera puede variar más o menos 10% de la línea promedio. También en éstas curvas, la escala de tiempo empieza en 0.01 seg., valor poco menor que un ciclo (0.0167 seg.); no empiezan en cero debido a que cuando los fusibles operan en el rango entre cero y un ciclo, una sola línea no llega a tener significado. Esta es el área donde las curvas de corriente pico y de energía de fuga proporcionan la información necesaria para una aplicación adecuada de fusibles. Estas curvas sirven para comparar las corrientes pico de entrada de los fusibles con la energía i^2t de daño de los equipos que protegen.

Las curvas de I_p y de i^2t , las proporciona el fabricante para una relación $X/R=6.6$ y 15% de factor de potencia; si ésta relación varía, el porcentaje deberá reducirse en las siguientes proporciones :

$X/R = 3$, los datos del fabricante (curvas) referentes a la I_p e i^2t deberán tomarse al 90%; para $X/R = 2$, al 75% y para $X/R = 1$, al 65%.

1.9 SELECCION Y COORDINACION DE FUSIBLES.

1.9.1.- SELECCION.

La selección adecuada de un fusible debe considerar lo siguiente:

- a) Proteger a los equipos del circuito contra cualquier condición de sobrecorriente que los pueda dañar.
- b) En condiciones normales de operación el fusible no debe operar.
- c) Si dos o más fusibles se encuentran instalados en serie y se presentara una falla, únicamente deberá operar el que se encuentre más cercano a dicha falla.

Debe prestarse atención especial a que el fusible que va a sustituir a uno fundido, llegado el caso, posea las mismas características que éste, pues si se colocara uno de mayor capacidad ó potencia, su acción protectora quedaría disminuida e incluso anulada.

Al sustituir un fusible dañado sin averiguar antes la causa de su fusión, nos propiciaría que las causas ó condiciones peligrosas persistan. La destrucción del fusible podría haber sido originada por la corrosión de algún elemento aislante que hubiera dejado en contacto directo a dos conductores, en cuyo caso al intentar colocar en su sitio al nuevo fusible, se corre el riesgo de tener nuevamente problemas tanto en la instalación eléctrica como en la persona que está instalando el fusible.

1.9.2.- COORDINACION.

La coordinación en un circuito eléctrico existe cuando en algún punto de éste circuito se presenta alguna falla, y por tal motivo, ésta parte de la instalación eléctrica queda fuera de servicio y sin daño alguno, debido a la actuación de los dispositivos de protección, asegurando que en el resto de la instalación permanezca la continuidad en el servicio.

Por sencillo que sea el sistema siempre encontraremos uno ó más dispositivos de protección entre el punto de falla y la toma de alimentación. El orden para localizar y liberar una falla lo más pronto posible, es que éste sistema sea selectivo en su operación, de tal manera que el dispositivo de protección más cercano al punto de falla sea el primero en operar, si por alguna razón éste dispositivo falla, el siguiente elemento de protección, dentro de la cadena, deberá estar listo para interrumpir el circuito y así sucesivamente hasta la fuente de alimentación si es necesario.

Para llevar a cabo este objetivo, los dispositivos deberán ser seleccionados, como en el caso de los fusibles e interruptores de disparo instantáneo ó ajustable, para que opere con el mínimo de corriente que se les permita para distinguir entre una corriente de falla y los picos de corriente de carga permisibles y operar en el mínimo de tiempo posible y lograr selectividad con otros dispositivos en serie con éstos. Cuando estos requerimientos están satisfechos, el daño al equipo ó la interferencia en la producción debido a la falta de energía, consecuencia de alguna falla, serán reducidas a un mínimo.

En un sistema simple, como es el caso de un dispositivo de protección entre la fuente y la carga, no existe el problema de coordinación, pero si es necesario seleccionar el dispositivo compatible con las características de la carga.

A continuación se presentan algunos casos de selección y coordinación de fusibles, haciendo referencia a las curvas de operación del boletín de fusibles clase F-23 020582 de Federal Pacific Electric (Grupo Schneider).

CASO 1 :

Supongamos que sobrecargamos un fusible clase K-1, tipo SCI, de 200 amps. con 400% de su capacidad nominal (800 amps.). ¿Cuál será su tiempo de fusión ?

Analizando la curva de éste tipo de fusible, ver figura 1.9.1, encontramos en el eje de las abscisas 800 amps. y levantamos en éste punto una perpendicular al margen horizontal, hasta cruzar la curva de 200 amps. del fusible en cuestión; en éste punto de intersección trazamos una línea a la izquierda, paralela al margen de las abscisas, hasta cortar el margen de las ordenadas, obteniéndose así el tiempo de fusión, que en éste caso es de 3 segundos.

CASO 2 :

Supongamos un circuito con dos fusibles en serie, como se muestra en la figura 1.9.2; el fusible del lado de la línea es clase RK-1, tipo NC1, de 100 amps. y el fusible en el lado de la carga es un clase RK-5, tipo ECN de 60 amps. Se desea saber si hay coordinación entre ambos fusibles, de acuerdo a los datos de energía de fuga i^2t de cada fusible.

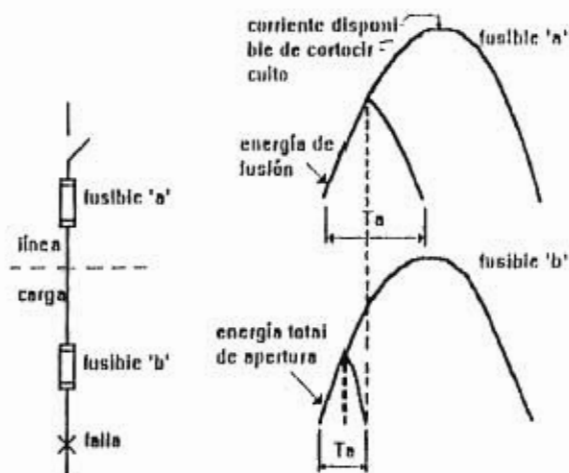


Fig. 1.9.2.- fusibles en serie para el caso 2.

Es condición necesaria y suficiente, para éste tipo de casos, que la energía de fuga durante el tiempo total de apertura, del fusible del lado de la carga, no exceda la energía de fuga durante el tiempo de fusión del fusible del lado de la línea.

En la figura 1.9.3, se encuentran los datos de energía de fuga i^2t para los fusibles RK-5, tanto en el tiempo de fusión como en el de tiempo total de apertura (fusión más arqueo).

En el margen inferior (abscisas) buscamos la calibración del fusible RK-5 ECN-60 y donde la ordenada correspondiente (línea inclinada superior) corte al tiempo total de apertura, en éste punto de intersección, trazamos una paralela al margen inferior hasta que corte al margen izquierdo; en éste punto encontramos un valor de energía de fuga de $60 \text{ Amps}^2\text{seg por } 10^3$ (energía de fuga durante el tiempo total de apertura).

La energía de fuga en el tiempo de fusión para el fusible del lado de la línea lo obtenemos en la figura I.9.4. Esta energía de fuga, durante el tiempo de fusión, se obtiene siguiendo el mismo método anterior, únicamente que considerando el punto de intersección en la línea inclinada inferior, cortando y leyendo en el margen izquierdo $7 \text{ Amps}^2\text{seg por } 10^3$.

Como podemos constatar, en éste ejemplo no podemos coordinar el fusible del lado de línea con el del lado de la carga, ya que es mayor la energía de fuga (tiempo de apertura total) en el lado de la carga, que en el lado de la línea (tiempo de fusión).

Por lo que regresamos a nuestra curva a buscar la calibración que nos de un valor superior a los $60,000 \text{ Amps}^2\text{seg}$, del fusible del lado de la carga; realizando el método anterior podemos observar que $70,000 \text{ Amps}^2\text{seg}$ los puede proporcionar un fusible clase RK-1 NCL-300 ó un clase RK-5 ECN-150; sustituir alguno de éstos por el fusible NCL-100, en el lado de la línea, nos permitirá obtener una adecuada coordinación.

Fusibles de Cartucho Econ de Doble Elemento Símbolo ECN 250 Volts, Clase K-5 de U.L.

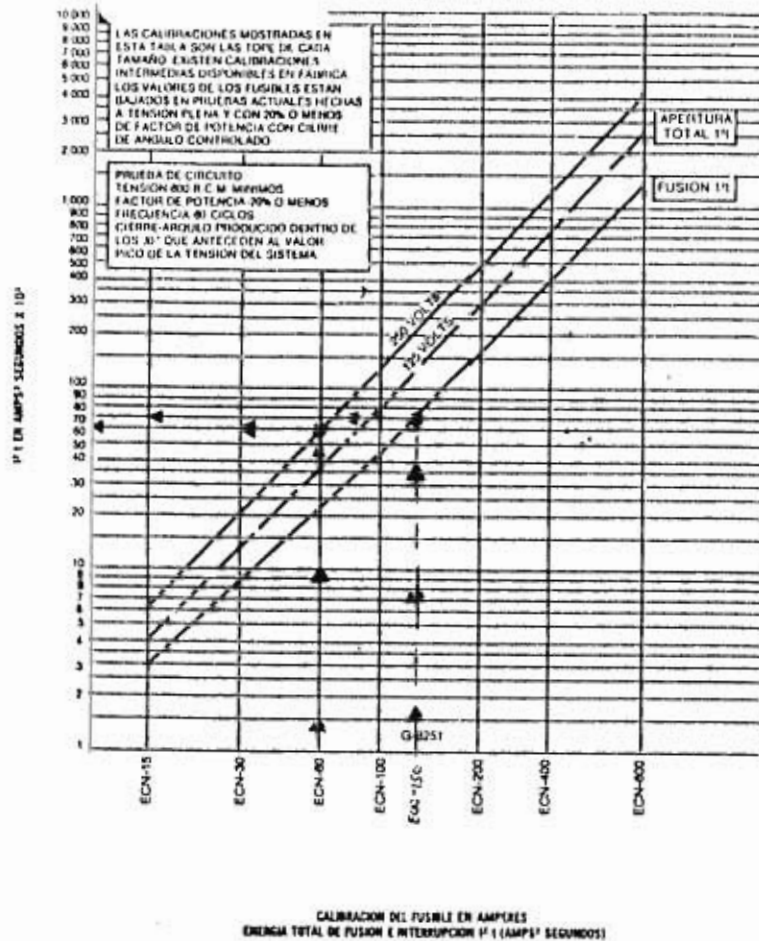
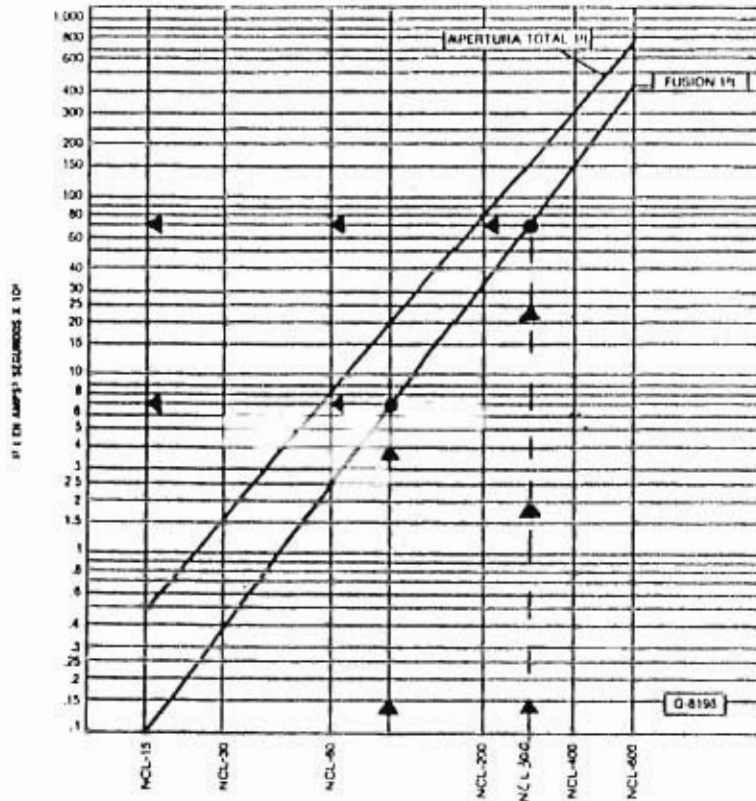


fig I.9.3.- Gráfica correspondiente al caso 2. (1)

(1) CATALOGO DE FUSIBLES DE FEDERAL PACIFIC ELECTRIC.

Fusibles Limitadores de Energía Econolim
 Símbolo NCL. Clase K-1 de U.L.



CAPACIDAD DEL FUSIBLE EN AMPERES
 ENERGÍA TOTAL DE FUSION E INTERRUPCIÓN P (AMPS² SEGUNDOS)
 BASADO EN CORRIENTE DISPONIBLE DE 100 000 AMPS. R.C.M. A LA TENSION NOMINAL

fig. 1.9.4.- Gráfica correspondiente al caso 2. (1)

(1) CATALOGO DE FUSIBLES DE FEDERAL PACIFIC ELECTRIC.

CASO 3 :

Si un interruptor de seguridad soporta los efectos de una energía de fuga i^2t de 20,000 Amps²seg, ¿Cuál es el fusible de mayor capacidad que podremos instalar en éste switch para su protección ?

El fusible debe tener una energía de fuga, durante su tiempo total de apertura, menor que la que soporta el interruptor de seguridad.

Para éste caso utilizamos los datos de la figura 1.9.5; tomando la ordenada correspondiente a la calibración del fusible clase L, LCL-1600 y donde corte a la línea inclinada (tiempo de apertura total), en el punto de intersección, trazamos una paralela al eje de las abscisas hasta cortar el margen izquierdo y en éste punto leemos la energía de fuga del fusible. Como podemos observar, éste tipo de fusible tiene una i^2t , en su tiempo total de apertura, de 18,000 Amps²seg y por lo tanto es capaz de proteger al interruptor de seguridad.

Fusibles Limitadores Econolim
 Símbolo LCL. Clase L de U.L.

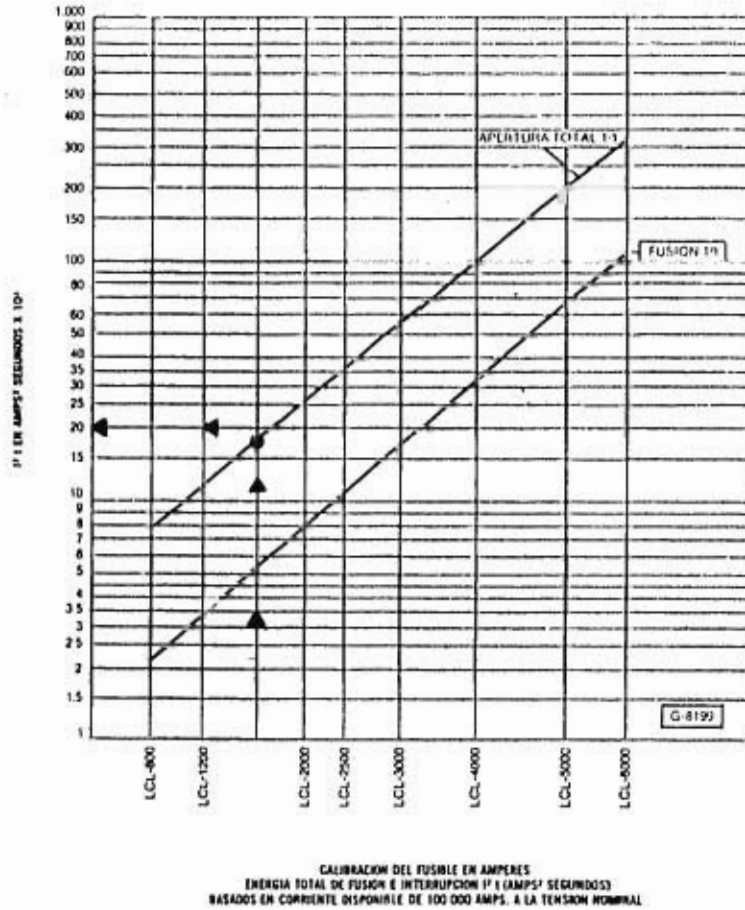


fig. 1.9.5.- Gráfica correspondiente al caso 3. (1)

(1) CATALOGO DE FUSIBLES DE FEDERAL PACIFIC ELECTRIC.

CASO 4 :

Como seleccionar el fusible de mayor capacidad para proteger un interruptor termomagnético. Consideremos que en el punto donde se instalará el interruptor se dispone de un cortocircuito simétrico de 100,000 amps. en 480 volts, la capacidad interruptiva de éste dispositivo de protección es de 35,000 amps. sim. a 480 volts.

La solución a este ejercicio es un fusible clase RK-1 de 600 amps. SCL-600.

En caso de no disponer de un fusible, para proteger al interruptor, el pico máximo de la onda de cortocircuito sería de 240,000 amps. (2.4 veces el corto simétrico disponible).

En las curvas de corriente pico de fuga durante la apertura, ver figura 1.9.6, se encuentra el valor eficaz de la corriente de cortocircuito sim. (100,000 amps.) en el eje de las abscisas, en éste punto levantamos una perpendicular hasta cortar la línea inclinada la cuál determina la máxima asimetría. En este punto de intersección trazamos una paralela a la línea recta de las abscisas hasta cortar la ordenada del lado izquierdo y allí se obtiene la lectura de 240,000 amps.

La línea perpendicular al eje de las abscisas en 100,000 amps. también corta la curva correspondiente al fusible RK-1 SCL-600 y en este segundo punto de intersección trazamos otra paralela a las abscisas y en el punto donde corta la ordenada estamos en condiciones de obtener la corriente pico de fuga que deja pasar el fusible, siendo este valor de 42,000 amps. asimétricos. Esta última paralela también intercepta a la línea de máxima asimetría, en este punto bajamos una línea perpendicular a las abscisas cayendo en el valor de 17,000 amps. simétricos.

Lo cuál nos permite comprender que el efecto limitador del fusible lo traduce el cortocircuito sim. de 100,000 amps. a un cortocircuito sim. de 17,000 amps. y como éste valor de corriente es menor que la capacidad interruptiva del termomagnético vemos que queda debidamente protegido.

Fusibles Econolim Limitadores de Energia
 Simbolo SCL 600 Volts. Clase K-1 de U.L.

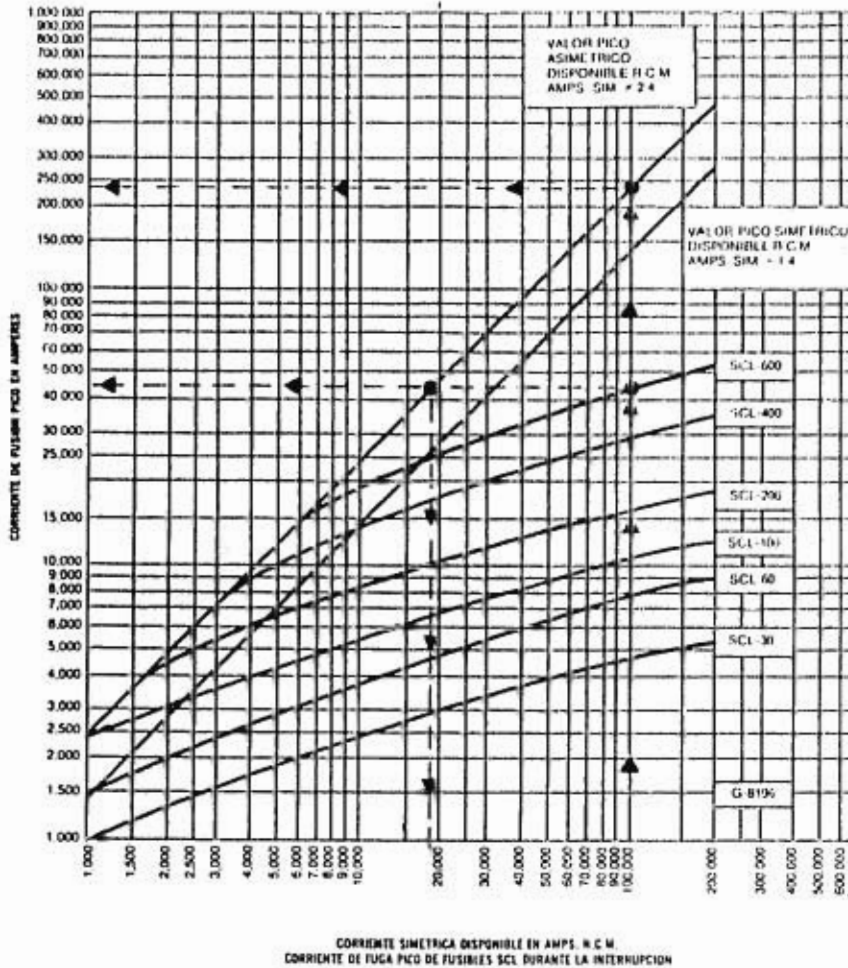


fig 1.9.6.- Gráfica correspondiente al caso 4. (1)

(I) CATALOGO DE FUSIBLES DE FEDERAL PACIFIC ELECTRIC.

CASO 5 :

Como determinar el fusible de mayor capacidad para proteger un centro de control de motores (CCM), el cuál está diseñado para soportar los efectos de un cortocircuito de 50,000 amps. sim., si en el lugar de su instalación se dispone de un nivel de cortocircuito de 100,000 amps.

Debemos considerar la condición más crítica o sea el pico de corriente máximo, el cuál se obtiene con un cortocircuito asimétrico, consideremos el caso más crítico :

$$50,000 \times 2.4 = 120,000 \text{ (Ip max.)}$$

Utilizando el procedimiento del ejercicio anterior encontramos que en la figura 1.9.7, el fusible clase L de 2000 amps. (LCL-2000), con una corriente disponible de 100,000 amps. rcn sim., permite una Ip max. de 100,000 amps. asimétricos y 43,000 amps. sim., de donde podemos asegurar que éste fusible protegerá adecuadamente al CCM, ya que su Ip es menor que la que soporta el CCM.



Fusibles Limitadores Econolim Símbolo LCL. Clase L de U.L.

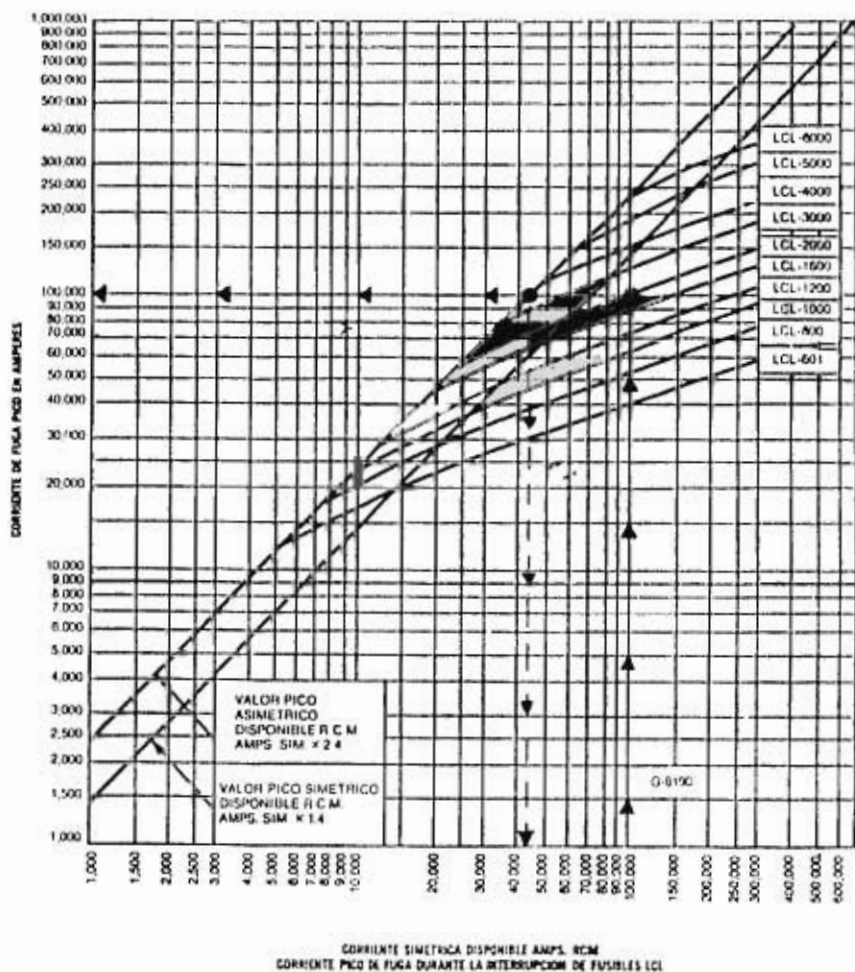


fig. I.9.7.- Gráfica correspondiente al caso 5. (1)

(1) CATALOGO DE FUSIBLES DE FEDERAL PACIFIC ELECTRIC.

CAPITULO II.

**DESCRIPCION DE LAS
ETAPAS
DEL BANCO DE PRUEBAS.**

II.1 DESCRIPCIÓN DEL TEMA DE ACUERDO A SUS ETAPAS.

En el siguiente diagrama a bloques, figura II.1.1, se muestran las etapas principales que componen el sistema de control del banco de pruebas a fusibles:

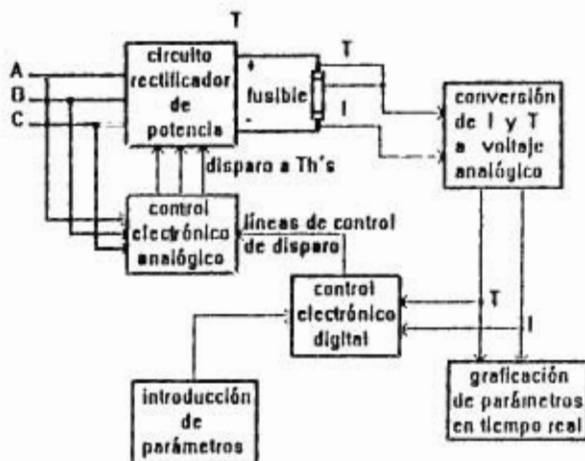


fig. II.1.1.- Etapas principales del proyecto.

Como el motivo de éste trabajo es el diseño de un equipo que sea capaz de proporcionar diferentes magnitudes de corriente, es necesario que dicho equipo sea regulable, esto se logra por medio de dispositivos electrónicos y semiconductores de potencia. Los SCR's son dispositivos que pueden manejar grandes potencias y que se pueden controlar, es por esto que se cuenta con un circuito rectificador de potencia a base de SCR's y diodos. El disparo ó cebado de los tiristores se logra por medio del control electrónico analógico, que a su vez es habilitado por el control electrónico digital, el cuál regula la operación del sistema de acuerdo a los parámetros introducidos a través del teclado.

Para lograr lo anterior, se requiere sensar la corriente que está circulando por la carga (fusible) y por consiguiente el control electrónico deberá comparar la corriente programada (I) con la corriente que está circulando en ese instante y de ésta forma controlar dicha corriente; esto se logra abriendo ó cerrando el ángulo de disparo de los tiristores. Para poder sensar la corriente circulante en la carga se utiliza un shunt de corriente de efecto Hall,

II.2 CIRCUITO DE POTENCIA.

Dado que el valor eficaz RCM de una corriente alterna produce el mismo efecto de calentamiento, que un valor dado de corriente directa, en cualquier conductor y además de que es más fácil controlar la corriente directa se decidió utilizar un rectificador de potencia trifásico (semiconvertidor), utilizando una alimentación trifásica de 220 VCA entre fases, ver figura II.2.1.

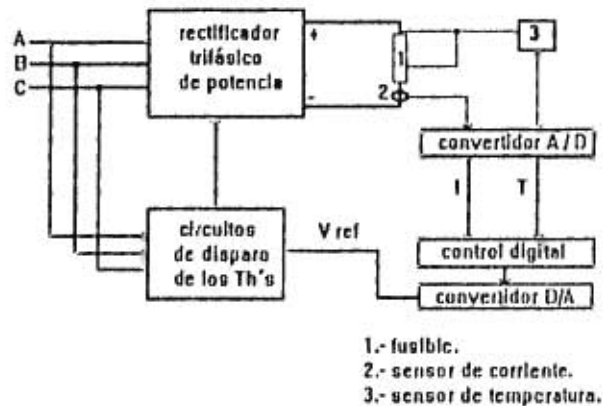


fig. II.2.1.- Circuito de potencia.

II.3 CONTROL ELECTRONICO ANALOGICO.

La conducción del tiristor es controlada por medio del ángulo de disparo, el cuál es cebado por una corriente de compuerta, esto es con la finalidad de regular la corriente que alimenta la carga.

Las siguientes características determinan el comportamiento en la conducción de los tiristores :

- a) Si el ángulo de disparo es nulo, no hay conducción.
- b) Si el ángulo es máximo, entonces el voltaje y la corriente son máximos.
- c) Si se hace variar el ángulo de disparo, entonces varía la tensión continua y por consiguiente la corriente.
- d) Mediante una programación conveniente de los ángulos de disparo se forman la tensión y la corriente de salida requeridas.

Por lo anterior, se diseñó un circuito de disparo (uno por fase) que proporciona una serie de pulsos que se aplican en la compuerta de cada tiristor y permiten que los tiristores entren en conducción, logrando con ello la circulación de la corriente de la fuente a la carga.

Este circuito tiene que estar en sincronía, esto quiere decir que las fases que alimentan al rectificador deben estar en sincronía con las fases de los circuitos de disparo, para de ésta forma tener una correcta rectificación. El circuito de disparo debe contar con una entrada que muestre la condición real del sistema (corriente que está circulando), para así poder comparar y controlar los pulsos de disparo; la entrada a éste circuito es un voltaje de referencia analógico que es generado por el sistema de control electrónico digital, esto se muestra con el diagrama a bloques de la figura II.2.1.

II.4 CONTROL ELECTRONICO DIGITAL.

Para lograr un adecuado control de la corriente que se va a suministrar a los fusibles, se utiliza el siguiente sistema de malla cerrada que tiene como principal elemento de control a un microcontrolador 8751, ver fig. II.4.1.

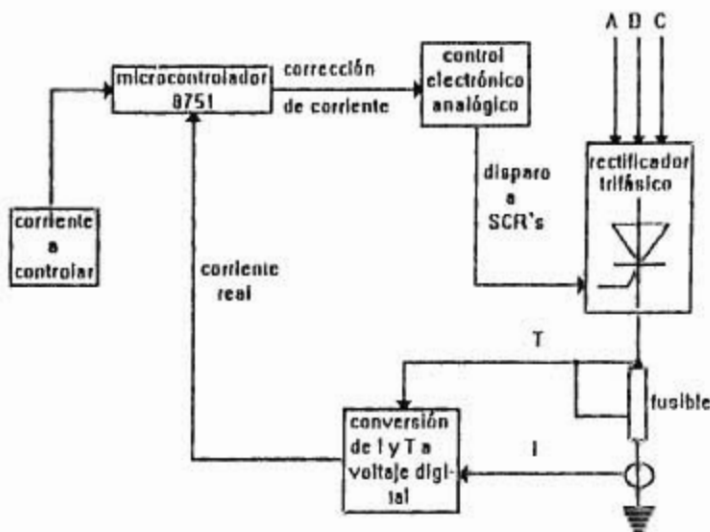


fig. II.4.1.- Control electrónico digital.

La adición de otros dispositivos electrónicos nos permite dar al microcontrolador toda la información que necesita para poder efectuar el control de la corriente requerida en la carga y al mismo tiempo poder tener acceso a los datos de temperatura, corriente máxima y tiempo de trabajo que quedan en poder del mismo.

Para tener una idea más clara de la interacción del control electrónico digital con el resto del sistema, se muestra a continuación el diagrama esquemático general de acuerdo a los elementos principales que lo componen (fig. II.4.2).

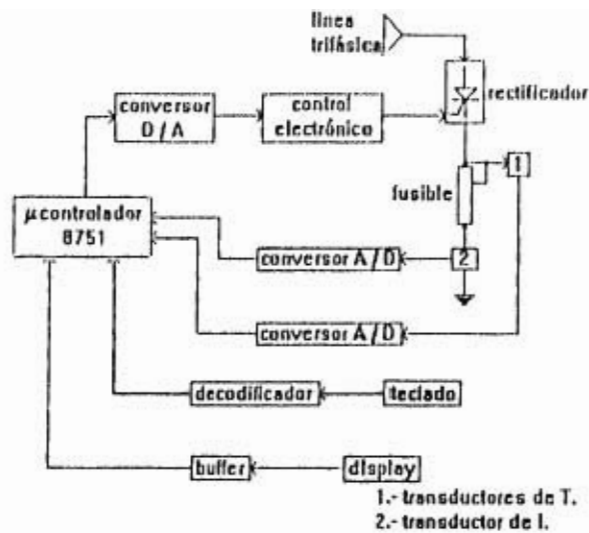


fig. II.4.2.- Elementos principales del control digital.

Los elementos principales que componen el control digital son los siguientes : el microcontrolador 8751 guarda y ejecuta el software (programa); los convertidores A/D y D/A nos permiten manipular las señales analógicas del sistema (corriente y temperatura), para el óptimo funcionamiento del mismo; el teclado permite introducir y acceder datos al microcontrolador y el display de cristal líquido (LCD) permite visualizar los datos de salida y de entrada del sistema, así como el comportamiento del equipo.

CAPITULO III.

**RECTIFICACION
CONTROLADA.**

III.1 TIRISTORES.

El tiristor es un semiconductor sólido de silicio formado por cuatro capas P y N alternadas, dispuestas como se ve en la figura III.1.1, en donde también se indica su símbolo.

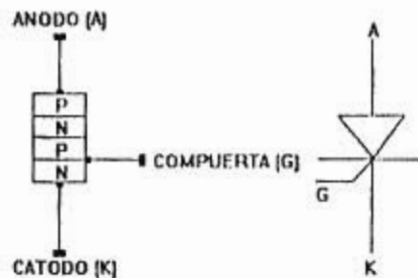


Fig.III.1.1.- Formación y símbolo del tiristor.

Las dos terminales principales son el ánodo y el cátodo, y la circulación directa de corriente entre ellas (electrones que van del cátodo al ánodo ó corriente que va del ánodo al cátodo) está controlada por el electrodo de mando llamado compuerta.

El tiristor es un elemento unidireccional; una vez aplicada la señal de disparo en la compuerta, el dispositivo deja pasar una corriente que sólo puede tener un único sentido. Por ello, se designa al tiristor por lo que constituye, de hecho se define, **rectificador controlado**, traducción incompleta del inglés "silicon controlled rectifier", de ahí las siglas de SCR.

El dispositivo cumple varias misiones que podemos clasificar un poco **arbitrariamente** como sigue :

RECTIFICACIÓN: Consiste en usar la propiedad de funcionamiento unidireccional del dispositivo, el cuál realiza entonces la función de un diodo.

INTERRUPCIÓN DE CORRIENTE: Utilizado como interruptor, el tiristor puede reemplazar a los costosos y robustos contactores mecánicos.

REGULACIÓN: La posibilidad de ajustar el momento preciso de cebado, permite emplear al tiristor para gobernar la potencia ó la corriente media de salida.

AMPLIFICACIÓN: Puesto que la corriente de mando puede ser muy débil en comparación con la corriente principal, se produce un fenómeno de amplificación en corriente ó potencia.

III.2 ESTADOS DE TRABAJO Y CURVA CARACTERISTICA.

III.2.1.- ESTADOS DE TRABAJO DEL TIRISTOR.

Los estados de trabajo del tiristor son los siguientes:

- Bloqueo inverso.

En este estado, el ánodo del tiristor está conectado a masa ó tierra (polarización inversa) y no existe impulso de corriente en la compuerta, por lo que el tiristor se comporta como un circuito abierto y no hay conducción de corriente, ver figura III.2.1.

- Bloqueo directo.

En este estado, el tiristor está polarizado directamente, el cátodo está conectado a masa, y no existe impulso de corriente en la compuerta, por lo que el tiristor se encuentra bloqueado y sigue sin haber conducción de corriente, ver figura III.2.1.

- Conducción.

En este estado, el tiristor está polarizado directamente y al hacer pasar un impulso de corriente positivo, entre la compuerta y el cátodo, el tiristor pasa al estado de conducción. Una vez que el tiristor ha sido disparado, la compuerta pierde todo poder de control sobre él mismo, ver figura III.2.1. Mientras el tiristor es conductor, se comporta como un diodo y se bloquea cuando la corriente directa que circula a través de él se hace inferior a un valor pequeño llamado "corriente de mantenimiento" y que es especificado en las hojas de datos del fabricante.

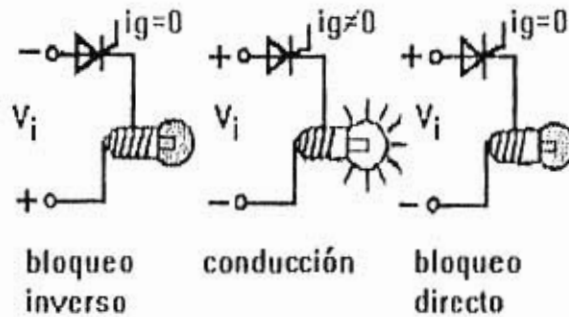


fig. III.2.1.- Estados de trabajo del tiristor.

III.2.2.- CURVA CARACTERISTICA DEL TIRISTOR.

Generalmente a todos los dispositivos semiconductores (diodos, transistores, tiristores, etc.) se les caracteriza por el comportamiento que tienen tanto en tensión como en corriente.

La curva característica del tiristor está dada en la figura III.2.2. y en ella se muestran los tres estados anteriormente descritos.

Cuando es nula la tensión V_{AK} , lo es también la corriente I_A . Al crecer la tensión V_{AK} en sentido directo, siendo AK las iniciales de ánodo-cátodo, se alcanza un valor mínimo V_{DO} (voltaje de ruptura directo) que provoca el cebado; el tiristor entonces se hace conductor y la tensión ánodo-cátodo cae, mientras que la corriente I_A , siendo A la inicial de average ó promedio, aumenta. En este caso el disparo ha sido provocado por aumento de la tensión y no por disparo en la compuerta, por lo que no es recomendable que se trabaje así al tiristor; por lo tanto, consideramos al dispositivo en el estado de bloqueo directo.

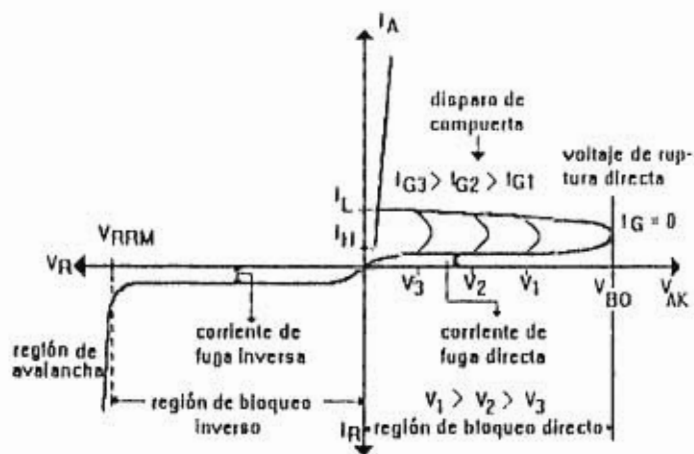


fig. III.2.2.- Curva característica.

Si se polariza inversamente al tiristor, región de bloqueo inverso, aplicándole una tensión V_R , siendo R la inicial de reverse (inverso), se observa la existencia de una débil corriente inversa de fuga hasta que se alcanza un punto de tensión máxima inversa de ruptura V_{RRM} , en el cuál se provoca que el tiristor llegue a la región de avalancha, donde la corriente inversa I_R crece y puede provocar la destrucción del dispositivo.

El tiristor es pues, solo conductor en el primer cuadrante; por lo tanto, al estar polarizado directamente y aplicarle una corriente de compuerta I_G , el voltaje V_{AK} disminuye no permitiendo que ésta tensión alcance el valor V_{BO} , y la corriente I_A aumenta.

III.3 MODOS DE EXTINCION O APAGADO DEL TIRISTOR.

Un tiristor puede apagarse utilizando alguno de los métodos que se presentan a continuación:

- CONMUTACION NATURAL.-

En los circuitos de corriente alterna, la tensión siempre pasa por cero cada mitad de ciclo, por consiguiente la corriente también. Al suceder esto, automáticamente aparece una tensión inversa en los bornes del SCR que provoca el apagado del semiconductor.

- CONMUTACION FORZADA.-

Cuando el tiristor opera en corriente continua, nunca va a aparecer una tensión inversa en los bornes del tiristor que provoque el apagado, por lo que por medio de la conmutación forzada se logra esto; las formas de extinción son las siguientes:

- a) anulando la corriente ánodo-cátodo que circula por el dispositivo.
- b) provocando un cortocircuito entre el ánodo y el cátodo del tiristor.
- c) aplicando una tensión inversa al tiristor mediante otros componentes como tiristores auxiliares, condensadores, resistencias y contactores mecánicos.

III.4 TIPOS DE RECTIFICADORES.

Los rectificadores ó convertidores de CD toman la energía de una fuente de CA monofásica ó trifásica y la rectifican utilizando diodos, tiristores ó ambos a la vez.

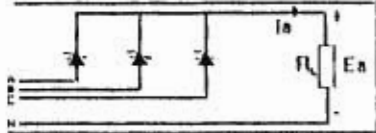
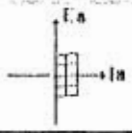
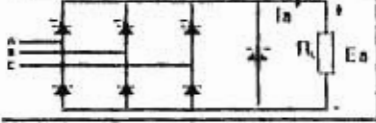
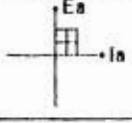
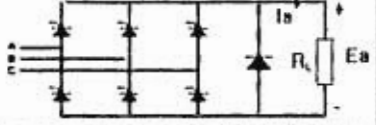
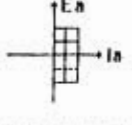
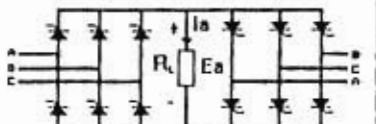
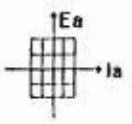
Una rectificación controlada utiliza un circuito puente con tiristores y el nombre de controlada se da ya que se gobierna la compuerta del tiristor, de éste modo se controla su ángulo de conducción y por consiguiente la rectificación.

En la tabla III.4.1 se muestran algunos de los rectificadores trifásicos de CD más utilizados; en éstos, la frecuencia de ripple ó cresta, de la tensión terminal en la carga, es más alta que la ofrecida por los convertidores monofásicos, de ahí que, los requerimientos de filtrado para una salida uniforme de corriente a la carga sean menores, esto quiere decir que la corriente suministrada a la carga será más continua.

Los convertidores trifásicos de media onda no son prácticos en la mayoría de los casos, ya que la corriente de la fuente podría contener demasiadas componentes armónicas.

Los semiconvertidores de tres pulsos y los convertidores de seis pulsos son los más usados en la práctica. Los convertidores duales se usan en sistemas reversibles de alta potencia.

Para el propósito de éste proyecto se seleccionó el semiconvertidor trifásico de tres pulsos, debido a que cumple con las condiciones requeridas de operación como buen factor de rizo, trabajo óptimo en grandes potencias y más económico ya que solamente utiliza tres SCR's y cuatro diodos incluido el de rieda libre.

CIRCUITO	TIPO	H.P.	FREC. DE RÍPPL	CUADRIANTES DE OPERACION
	Media onda	10-50	3 F _s	
	Semiconvertidor. 3 pulsos	15-150	3 F _s	
	Convertidor completo. 6 pulsos	100 - 150	6 F _s	
	Convertidor. 12 pulsos	200 - 2000	6 F _s	

F_s = frec. de la fuente.

Tabla III.4.1.- Rectificadores trifásicos de CD.

III.5 FUNCIONAMIENTO, CALCULO MATEMATICO DEL RECTIFICADOR SELECCIONADO Y ELECCION DE LOS DISPOSITIVOS DE POTENCIA.

III.5.1.- FUNCIONAMIENTO.

Los semiconvertidores trifásicos se utilizan en aplicaciones industriales de hasta 120 KW, en los que se requiere de una operación de un cuadrante. Conforme aumenta el ángulo de disparo se reduce el factor de potencia de éste convertidor, aunque es mejor que el de los convertidores trifásicos de media onda. En la figura III.5.1 se muestra un semiconvertidor trifásico con una carga altamente inductiva, esto quiere decir que la corriente de carga tiene un contenido de componentes ondulatorias despreciable; en la misma figura se muestran las formas de onda de los voltajes de entrada, de salida, de la corriente de entrada y salida de los tiristores y diodos, además de la corriente en la carga para un ángulo de disparo de 90 grados eléctricos; todo lo anterior está en forma ideal para un mejor entendimiento del funcionamiento de éste circuito.

La frecuencia del voltaje de salida es 3 Fs. El ángulo de disparo α se puede variar desde 0 hasta 180 grados eléctricos.

Durante el periodo $\pi / 6 \leq \omega t \leq 7\pi / 6$, el tiristor Th1 tiene polarización directa. Si Th1 se dispara en $\omega t = (\pi / 6 + \alpha)$, Th1 y D1 conducen y el voltaje de línea a línea Vca aparecerá a través de la carga. En $\omega t = 7\pi / 6$ Vca empieza a ser negativo, por lo que el diodo de rueda libre Dm empieza a conducir, Th1 y D1 se desactivan y a través de Dm se mantiene la corriente en la carga, además de que no hay voltaje en la carga, esto hasta $\omega t = (5\pi / 6) + \alpha$, donde ahora vemos que el tiristor Th2 se dispara, por lo que Th2 y D2 conducen y ahora el V_{LL} Vba aparecerá a través de la carga.

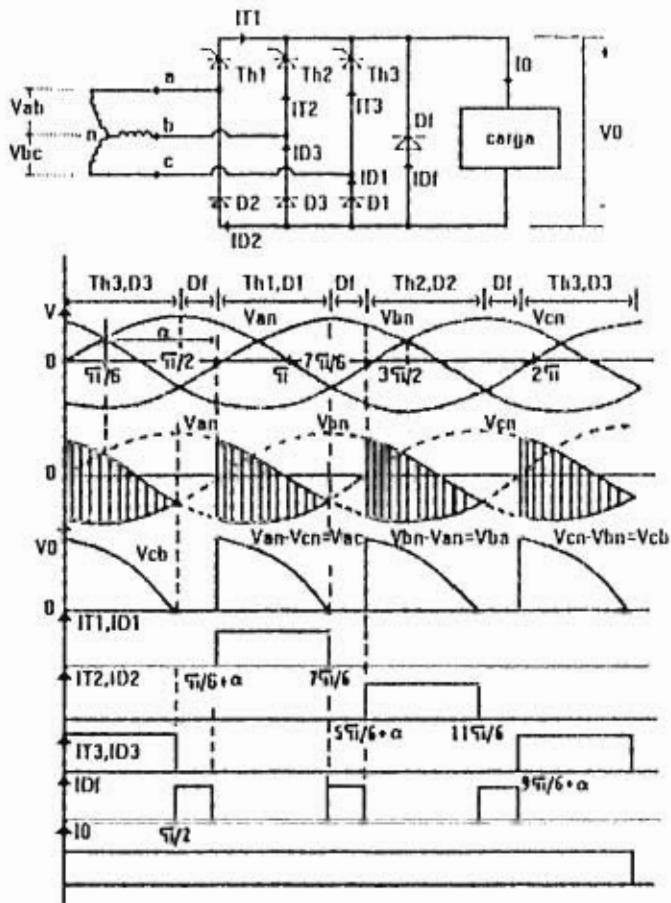


fig. III.5.1.- Formas de onda del semiconvertidor trifásico para $\alpha=90^\circ$.

III.5.2.- CALCULO MATEMATICO.

Como regla general tenemos que todo circuito trifásico balanceado se calcula por fase, exactamente como se realizan los cálculos para circuitos monofásicos.

El ángulo de defazamiento entre el voltaje y la corriente, en circuitos trifásicos, es dado por corriente y voltaje de fase (no de línea). En circuitos monofásicos, la corriente y voltaje de fase son iguales a la corriente y voltaje de línea. En circuitos trifásicos, la corriente y voltaje de fase no son necesariamente iguales a la corriente y voltaje de línea; esto depende del tipo de conexión en el sistema trifásico, como en nuestro caso la conexión es estrella se tiene lo siguiente:

corriente de línea (I_L) = corriente de fase (I_f)

corriente de neutro (I_n) = cero

voltaje de línea (V_L) = raíz cuadrada de tres por voltaje de fase ($\sqrt{3} V_f$)

si definimos los tres voltajes de línea a neutro como sigue :

$$V_{a_n} = V_m \text{ sen } \omega t$$

$$V_{b_n} = V_m \text{ sen } (\omega t - 2\pi/3) = V_m \text{ sen } (\omega t - 120)$$

$$V_{c_n} = V_m \text{ sen } (\omega t + 2\pi/3) = V_m \text{ sen } (\omega t + 120)$$

los voltajes línea a línea correspondientes son :

$$V_{Lc} = V_{a_n} - V_{c_n} = \sqrt{3} V_m (\omega t - \pi/6)$$

$$V_{La} = V_{b_n} - V_{a_n} = \sqrt{3} V_m (\omega t + \pi/6)$$

$$V_{Lb} = V_{c_n} - V_{b_n} = \sqrt{3} V_m (\omega t + \pi/2)$$

donde V_m es el voltaje pico de fase de una alimentación conectada en estrella, por lo que:

$$V_m = \sqrt{2} V_f$$

dado que la alimentación trifásica es de 220 VCA entre líneas, se tiene que:

- El voltaje de fase es: $V_f = \frac{V_L}{\sqrt{3}} = \frac{220}{\sqrt{3}} = 127 \text{ volts}$

- El voltaje pico de fase es: $V_m = \sqrt{2} V_f = \sqrt{2} (127) = 180 \text{ volts}$

- El voltaje promedio de salida es:

$$V_{CD} = \frac{3\sqrt{3} V_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha)$$

donde α = ángulo de disparo; cuando $\alpha = 0$ se tiene el voltaje promedio máximo de salida, a un ángulo máximo de conducción (γ) de 180 grados eléctricos y es:

$$V_{CD\ MAX} = \frac{3\sqrt{3} V_m}{\pi} = \frac{3\sqrt{3} (180)}{\pi} = 298 \text{ volts}$$

- La corriente promedio máxima de salida es 1900 amperes (característica de diseño), por lo que por ley de Ohm obtenemos el valor de la carga:

$$V_{CD\ MAX} = I_{CD\ MAX} R \Rightarrow R = \frac{V_{CD\ MAX}}{I_{CD\ MAX}} = \frac{298}{1900} = 157 \text{ m}\Omega$$

Dado que con éste valor de carga tenemos la corriente deseada (1900 amps.), a un ángulo de conducción máximo, se propone reducir arbitrariamente el valor de la carga para no trabajar a los tiristores en condiciones máximas; por lo tanto, se propone un valor de carga de 135 miliohms, con lo que ahora el valor de la corriente es:

$$I_{CD\ MAX} = \frac{V_{CD\ MAX}}{R} = \frac{298}{135 \times 10^{-3}} = 2207 \text{ amperes}$$

por lo tanto, para un ángulo de conducción (γ) máximo de 180 grados eléctricos, en la carga se tiene lo siguiente:

$$V_{CD} = 298 \text{ volts e } I_{CD} = 2207 \text{ amperes}$$

Dado que el equipo solamente tiene que entregar 1900 amps., el ángulo de conducción (γ) y el ángulo de disparo (α) de los tiristores para éste valor de corriente son:

$$2207 \text{ amps.} \rightarrow \gamma_1 = 180^\circ$$

$$1900 \text{ amps.} \rightarrow \gamma_2 = ? , \text{ por lo que } \gamma_2 = \frac{1900 \times 180^\circ}{2207} = 155^\circ$$

$$\alpha = \beta - \gamma , \text{ donde } \beta = \text{ángulo de extinción} = 180^\circ$$

$$\text{por lo que el ángulo de disparo es: } \alpha = \beta - \gamma = 180^\circ - 155^\circ = 25^\circ$$

con este ángulo de disparo, igual a 25 grados eléctricos, encontramos que el voltaje promedio en la carga es:

$$V_{CD} = \frac{3 \sqrt{3} V_m}{2 \pi} (1 + \cos \alpha) = \frac{3 \sqrt{3} (180)}{2 \pi} (1 + \cos 25^\circ)$$

$$V_{CD} = 148.86 (1 + 0.9063) = 283.77 \text{ volts}$$

- La corriente promedio máxima, en estado estable, para cada tiristor y diodo es:

$$I_{T,D} (\text{avg}) = \frac{\sqrt{3} V_m}{\pi R} = \frac{\sqrt{3} (180)}{\pi (135 \times 10^{-3})} = 736 \text{ amps.}$$

y aplicando un factor de seguridad de 1.5 para cada dispositivo, tenemos la especificación de cada tiristor y diodo:

$$I_{T,D} (\text{avg}) = 1.5 \times 736 = 1104 \text{ amperes}$$

- La corriente promedio en el diodo de rueda libre esta dada por:

$$I_{DF} (\text{avg}) = \frac{0.14(3)(\sqrt{3}) V_m}{\pi R} = \frac{0.14(3)(\sqrt{3})(180)}{\pi (135 \times 10^{-3})} = 309 \text{ amperes}$$

y aplicando un factor de seguridad de 1.5 tenemos la especificación del diodo de rueda libre:

$$I_{DF} (\text{avg}) = 1.5 \times 309 = 463 \text{ amperes}$$

- El voltaje pico inverso V_{RRM} mínimo en los tiristores y diodos del puente es:

$$V_{RRM_{m\acute{o}d}} = \sqrt{3} V_m = \sqrt{3} (180) = 312 \text{ volts}$$

III.5.3 SELECCION DE LOS ELEMENTOS A UTILIZAR Y CARACTERISTICAS.

La selección adecuada de los dispositivos semiconductores nos permitirá tener un equipo confiable y robusto, por lo que es necesario que las características de los semiconductores sean iguales, ó lo más próximas, a aquéllas encontradas en el cálculo matemático.

Del catálogo de dispositivos de potencia, de la compañía International Rectifier, se seleccionaron los siguientes elementos:

- 3 tiristores (puente) tipo S38B4A, sus características son las siguientes:

voltaje de bloqueo directo	400 volts
voltaje pico inverso (V_{RRM})	400 volts
corriente promedio (I_{AV})	1160 amps.
corriente eficaz (I_{RMS})	1820 amps.
corriente máxima pico no repetitiva a 60 Hz (I_{TSM})	21500 amps.
pérdidas en potencia a I_{AV}	1700 watts
dV/dt	500 Volt/ μ s
dI/dt	1000 Amp/ μ s
temperatura de juntura máxima (T)	125 °C
resistencia térmica de la juntura al disipador ($R_{\theta j-c}$)	0.04 °C/watt
resistencia térmica del casco al disipador ($R_{\theta c-a}$)	0.006 °C/watt
estilo del casco	Puk TO-200AC

- 1 diodo (rueda libre) tipo SD500N30, sus características son las siguientes:

voltaje pico inverso (V_{RRM})	volts
corriente promedio (I_{AV})	475 amps.
corriente eficaz (I_{RMS})	745 amps.
corriente máxima pico no repetitiva a 60 Hz (I_{TSM})	7500 amps.
temperatura de juntura máxima (T)	120 °C
resistencia térmica de la juntura al casco ($R_{\theta j-c}$)	0.112 °C/watt
resistencia térmica del casco al disipador ($R_{\theta c-a}$)	0.04 °C/watt
estilo del casco	Stud B-8

- 3 diodos (puente) tipo SID1100C08L, sus características son las siguientes:

voltaje pico inverso (V_{RRM})	800 volts.
corriente promedio (I_{AVG})	1170 amps.
corriente eficaz (I_{RMS})	2080 amps.
corriente máxima pico no repetitiva a 60 Hz (I_{TSM})	13000 amps.
pérdidas en potencia a I_{AVG}	1900 watts
temperatura de junta máxima (T_j)	180 °C
resistencia térmica de la junta al disipador ($R_{th(j-c)}$)	0.05 °C/watt
resistencia térmica del casco al disipador ($R_{th(c-c)}$)	0.0063 °C/watt
estilo del casco	Pak DO-200AB

CAPITULO IV.

**CIRCUITOS DE CONTROL
DE DISPARO DEL S.C.R.**

(CONTROL ANALOGICO)

IV.1. CONTROL DE DISPARO DEL S.C.R.

El control del tiristor (conducción), se logra gobernando su electrodo de mando denominado compuerta, esto es, suministrando un pulso de corriente (disparo) en dicha terminal. El disparo que activa al SCR debe tener determinadas características, las cuáles son proporcionadas por el fabricante y que para éste proyecto en particular son :

$$V_u = 5 \text{ volts.}$$
$$I_o = 150 \text{ a } 300 \text{ miliamperes.}$$

Para asegurar la puesta en conducción del tiristor, se propone tomar el valor de 250 mA.

Existen formas clásicas de anchura de pulso de disparo, una que es continua desde el ángulo donde se inicia el disparo hasta los 180 grados eléctricos en que termina el semiciclo positivo de la señal de CA, ver figura IV.1.a; y en la otra, la anchura del pulso es constante, esto es, se inicia en el ángulo de disparo (α) y termina cierto tiempo fijo después, independientemente de la forma de la onda de CA, ver figura IV.1.b. Se eligió la primera forma por mayor simplicidad.

Visto lo anterior, podemos determinar el tipo de circuito electrónico analógico que se necesita; en éste caso, se debe conformar un pulso de 5 volts de amplitud y poder suministrar 250 mA; la anchura del pulso debe poder variarse continuamente de 180 a 0 grados eléctricos.

Dicho circuito electrónico está formado por varias etapas, las cuáles se muestran en el diagrama a bloques de la figura IV.2, y que a continuación se describen :

- Transformador de acoplamiento entre el voltaje de línea y el circuito de disparo.
- Detector de cruce por cero.
- Integrador ó generador de rampa.
- Comparador de voltaje.
- Generador de pulsos ó modulador.
- Amplificador de corriente.
- Transformador de aislamiento entre el control y la etapa de potencia.

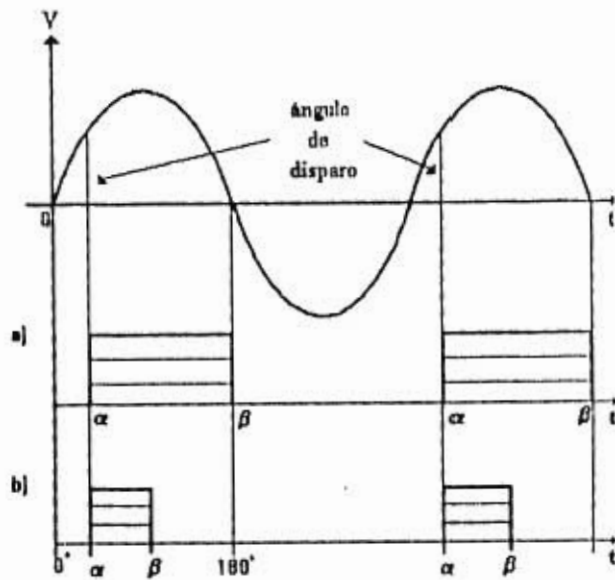


fig. IV.1.- Anchura del pulso de disparo, a) continua y b) fija.

El análisis de los circuitos de disparo se desarrolla para una fase solamente, ya que las otras dos son idénticas.

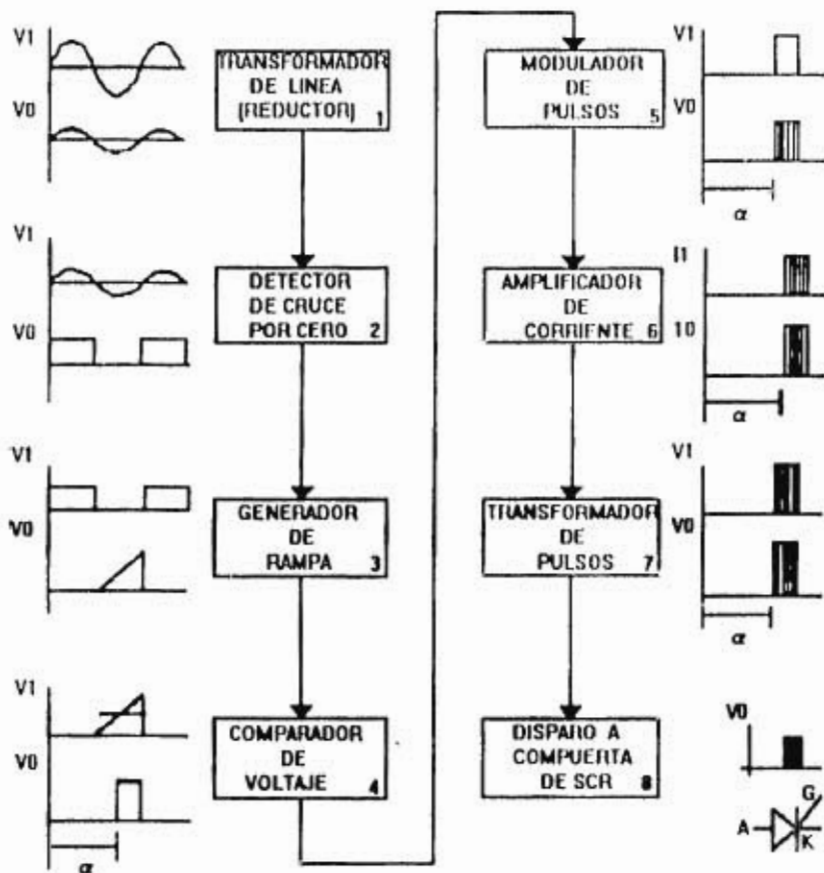


fig.IV.2.- Diagrama a bloques del control de disparo del SCR.

IV.2.- TRANSFORMADOR DE ACOPLAMIENTO ENTRE EL VOLTAJE DE LINEA Y LOS CIRCUITOS DE DISPARO.

La función de éste transformador (fig. IV.2, bloque 1) es reducir el voltaje de línea, que es de 220 volts entre fases, a un voltaje de 7 volts, el cuál permite alimentar los dispositivos del circuito electrónico de control. Además, permite el aislamiento entre la etapa de control y la de potencia. Sus características son las siguientes :

$$V_{\text{prim.}} = 220 \text{ volts.}$$

$$V_{\text{sec.}} = 7 \text{ volts.}$$

$$I_{\text{sec.}} = 250 \text{ mA.}$$

IV.3.- DETECTOR DE CRUCE POR CERO.

La señal de corriente alterna de 7 volts, proporcionada por el transformador de acoplamiento, es aplicada a la entrada no inversora del circuito comparador LM106H, mientras que su entrada inversora se conecta a tierra, ver fig. IV.3.

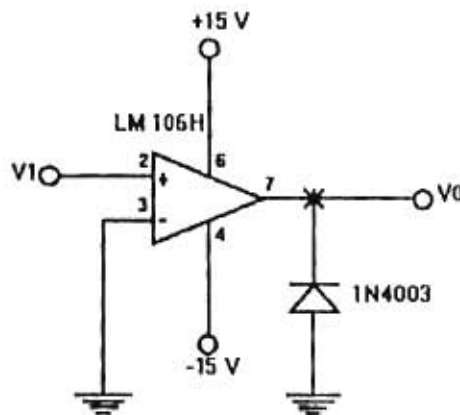


fig. IV.3.- Circuito detector de cruce por cero.

Este circuito detecta cuando la señal conmuta del voltaje positivo al negativo y viceversa (fig. IV.2, bloque 2), lo que permite sincronizar la señal a controlar con la señal de disparo, teniendo a la salida del detector una señal cuadrada de ± 15 volts de amplitud.

Para obtener en la salida un pulso cuadrado únicamente positivo, se conecta el diodo 1N4003 a la salida del circuito LM106II, proporcionando así un camino a tierra para el semiciclo negativo.

Con esto se logra tener un pulso de duración de π radianes y sincronizado con la señal de potencia que se va a controlar. Los resultados se muestran en la figura IV.4, en la cuál se puede ver, a la salida del comparador, la señal cuadrada con una amplitud de $+15$ volts que servirá para generar una rampa en la siguiente etapa.

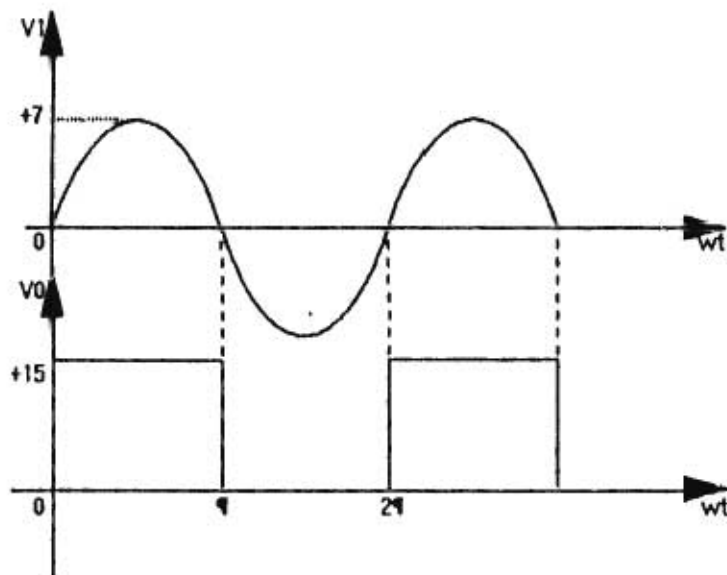


fig. IV.4.- Entrada y salida del detector de cruce por cero.

Los dispositivos empleados en esta etapa son los siguientes : Circuito integrado LM106H y diodo 1N4003.

IV.4.- CIRCUITO GENERADOR DE RAMPA.

Una vez que se tiene la señal cuadrada proporcionada por el detector de cruce por cero, ésta es integrada con el fin de obtener una señal en forma de rampa cuyo inicio y fin está determinado por el cruce por cero de la señal a controlar (fig. IV.2, bloque 3).

Tomando en cuenta que a la salida del detector se tienen pulsos de 15 volts, la rampa se realiza por medio de una fuente de corriente constante que carga a un capacitor y que es controlada por un transistor operando en corte y saturación, el cual es disparado con el pulso proporcionado por el detector con el fin de lograr una señal que sea una función lineal de voltaje en función del ángulo. El empleo de un transistor para controlar la fuente de corriente se debe a que éste no presenta problemas de compensación.

Sabiendo que la corriente en el capacitor esta dada por :

$$i = C \frac{dV}{dt}$$

despejando se obtiene :

$$dV = \frac{i}{C} dt$$

integrando ambos miembros :

$$V = \frac{i}{C} \int dt$$

Como se requiere una rampa de 10 volts durante medio ciclo, es decir, cada T/2 segundos, se tiene :

$$V_C(t) = \frac{1}{C} \int_0^{T/2} i(t) dt$$

es necesario que :

$$i(t) = \text{constante}$$

$$i(t) = I$$

$$\therefore V_C(t) = \frac{1}{C} \int_0^{T/2} I dt$$

Esto se logra con la fuente de corriente que se muestra en el circuito de la figura IV.5, dicho circuito cuenta con un transistor PNP de silicio y con un diodo zener IN3402 de 10 volts.

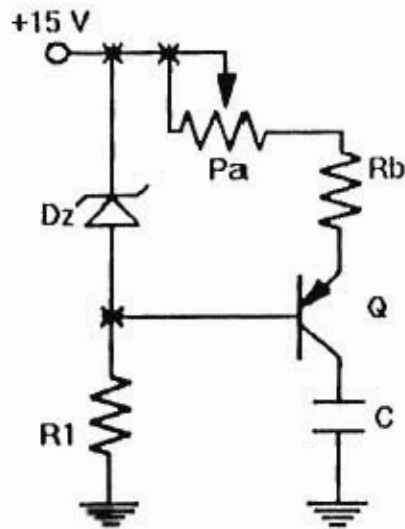


fig. IV.5.- Fuente de corriente.

entonces se tiene :

$$V_c(t) = \frac{I}{C} t \Big|_0^{T/2} \rightarrow (1)$$

ya que el voltaje en el capacitor al caragarse y descargarse con una I constante provocará una rampa, se requiere entonces que :

$$V_c(t) = 10 \text{ volts}$$

ya que este voltaje debe ser igual al voltaje de referencia con el cual será comparado en la siguiente etapa. Además:

$$\frac{T}{2} = \frac{1/f}{2} = \frac{1/60}{2} = 0.0083 \text{ segundos}$$

sustituyendo en la ecuación (1) se tiene:

$$10 = \frac{I}{C} (0.0083)$$

eligiendo $C = 0.1$ microfaradios y despejando I , se tiene:

$$I = \frac{10}{0.0083} (0.1 \times 10^{-6}) = 120 \mu\text{A}$$

que es la corriente que debe proporcionar la fuente para producir la rampa de 10 volts.

El valor de R_1 se obtiene de la siguiente forma:

el voltaje en la base esta dado por:

$$V_b = V_{cc} - V_E = 15 - 10 = 5 \text{ volts}$$

como el diodo zener opera igual ó mayor que 10 miliamperes, por ley de Ohm:

$$R_1 = \frac{V_b}{i} = \frac{5}{10 \times 10^{-3}} = 500 \Omega$$

para calcular la resistencia del emisor, se tiene que:

$$R_E = R_s + R_b$$

se requiere conocer I_E y V_E . Sabiendo que:

$$I_E = I_B + I_C$$

donde:

$$I_C = I = 120 \mu\text{A}$$

y como:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta}$$

se tiene que:

$$I_E = \frac{I_C}{\beta} + I_C = \frac{I_C + \beta I_C}{\beta} = \frac{I_C (\beta + 1)}{\beta}$$

para el transistor utilizado $\beta=100$, por lo tanto :

$$I_E = \frac{(120 \times 10^{-6}) (1+100)}{100} = 121.2 \mu\text{A}$$

para obtener V_{RE} se hace la malla de entrada:

$$15 - V_{RE} - V_{EB} - V_B = 0$$

$$V_{RE} = 15 - V_{EB} - V_B$$

$$V_{RE} = 15 - 0.7 - 5 = 9.3 \text{ volts}$$

aplicando ley de Ohm para obtener R_E :

$$R_E = \frac{V_{RE}}{I_E} = \frac{9.3}{121.2 \times 10^{-6}} = 76732.6 \Omega$$

eligiendo entonces a partir de este valor:

$$P_s = \text{Potenci6metro de } 100 \text{ K}\Omega = 54.7 \text{ K}\Omega$$

$$\therefore R_b = 22 \text{ K}\Omega$$

El control de la fuente de corriente es a trav6s del transistor Q1, ver fig. IV.6, de tal manera que cuando el transistor Q1 esta en corte ($\pi-2\pi$), la corriente circula por el capacitor C, produciendo un voltaje que tiene forma de rampa por ser producido por una corriente constante. Cuando entra en estado de conducci6n ($0-\pi$), el capacitor se descarga a trav6s del colector-emisor del transistor provocando la caida abrupta de la rampa.

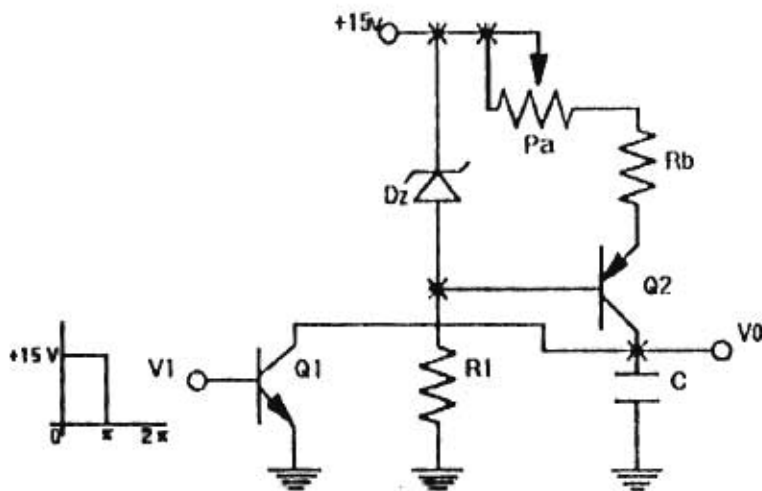


fig.IV.6.- Circuito generador de rampa.

Gráficamente la señal que proporciona el generador de rampa se muestra en la figura IV.7.

Los dispositivos empleados en ésta etapa son: transistor (Q1 de conmutación) NPN 2N2222, con $\beta=50$; transistor (Q2 de la fuente) PNP 2N2907A, con $\beta=100$ y diodo zener IN3402 de 10 volts e I_z de 10 mA.

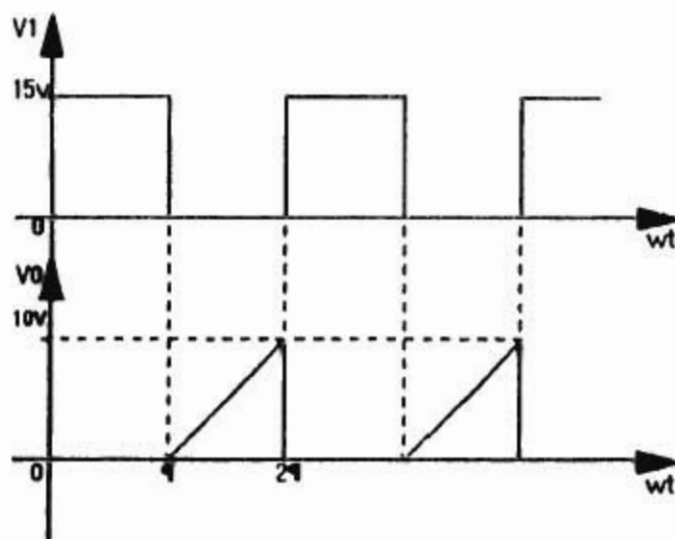


fig. IV.7.- Señal de entrada y salida del circuito. generador de rampa.

IV.5.- COMPARADOR DE VOLTAJE.

La señal proporcionada por el generador de rampa, que tiene como valor máximo 10 volts, se compara por medio de un circuito comparador de voltaje (fig. IV.2, bloque 4) con un voltaje de referencia, variable entre 0 y 10 volts, el cuál es proporcionado por el control por microcontrolador (Capítulo 6). A la salida del comparador se obtiene un pulso cuadrado de 15 volts de amplitud, reducido mediante un divisor de voltaje a 5 volts, cuya anchura es proporcional a la diferencia entre la rampa y el voltaje de referencia, logrando con esto que el control de disparo al SCR dependa directamente del valor que tenga el voltaje de referencia, ver figura IV.8.

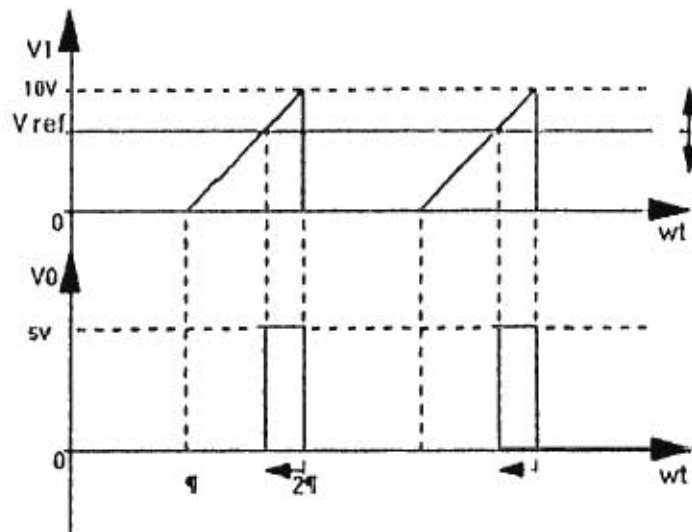


fig. IV.8.- Salida del comparador de voltaje debida al voltaje de referencia.

Si V_{ref} va disminuyendo, el comparador da una salida alta todo el tiempo que el voltaje de la rampa, aplicado a la terminal no inversora del circuito comparador, ver figura IV.9, sea mayor que dicho voltaje, el cuál se aplica en la terminal inversora. De ésta forma se obtiene un pulso de anchura controlable por medio del V_{ref} .

El dispositivo empleado en esta etapa es un CI LM106H.

ESTA TESIS NO DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA

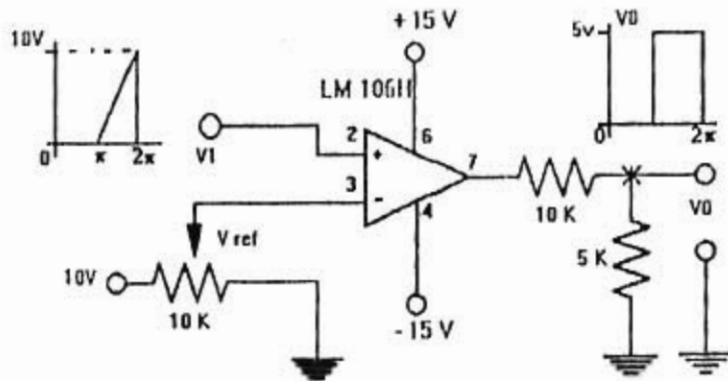


fig. IV.9.- Circuito comparador de voltaje.

IV.6.- GENERADOR DE PULSOS O MODULADOR.

Con el fin de asegurar el disparo del SCR se modula la amplitud del pulso que proporciona el comparador de voltaje (figura IV.2, bloque 5).

El generador de pulsos mostrado en la figura IV.10 está formado por el circuito integrado LM555 que opera como un oscilador de onda cuadrada a una frecuencia de 10 KHz. por ser esta la frecuencia que debe emplear el SCR para poder controlar el semiciclo positivo a 2.16 grados eléctricos. La señal cuadrada proporcionada por el comparador de voltaje es aplicada a la terminal 4 del LM555; cuando dicha señal tiene un nivel bajo, el oscilador se bloquea, mientras que cuando el nivel es alto, éste se habilita proporcionando a la salida un pulso modulado de 5 volts de amplitud hasta que conmute la señal de entrada.

Los valores de R_1 , R_2 , C_1 y C_2 , se obtienen considerando el tiempo de conducción y de apagado deseados, para éste caso se requiere una frecuencia de 10 KHz, es decir:

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{10 \times 10^3} = 100 \mu s$$

donde:

$$T = t_a + t_b$$

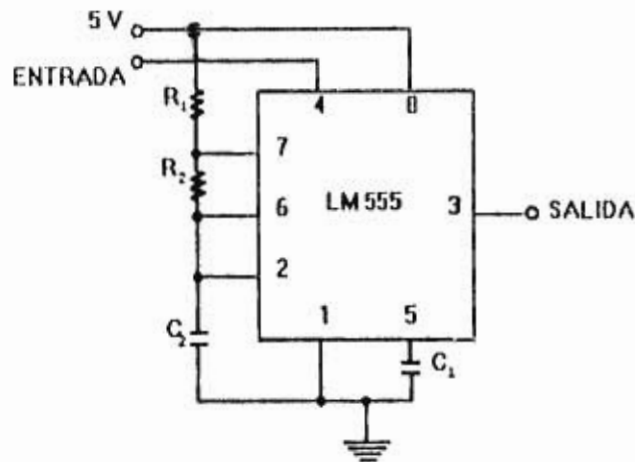


fig. IV.10.- Circuito generador de pulsos.

Ya que en un oscilador el tiempo de encendido debe ser mayor que el de apagado, se propone un tiempo de encendido $t_a = 60 \mu s$ y un tiempo de apagado $t_b = 40 \mu s$.

se sabe que: $t_b = 0.693 (R_2) (C_2)$

cligiendo $C_2 = 0.0047 \mu F$ se tiene que:

$$R_2 = \frac{t_b}{0.693 C_2} = \frac{40 \times 10^{-6}}{0.693 (0.0047 \times 10^{-6})} = 12280.86 \approx 12 \text{ k}\Omega$$

para obtener R_1 se sabe que:

$$t_a = 0.693 (R_2 + R_1) C_2$$
$$\therefore R_1 = \frac{t_a}{0.693 C_2} - R_2 = \frac{60 \times 10^{-6}}{0.693 (0.0047 \times 10^{-6})} - 12280.86 = 6141.3 \approx 6 \text{ k}\Omega$$

resumiendo, los valores obtenidos para una $f = 10 \text{ kHz}$ son:

$$\begin{aligned}R_1 &= 6.14 \text{ k}\Omega \\R_2 &= 12.28 \text{ k}\Omega \\C_1 &= 0.01 \mu\text{F} \\C_2 &= 0.0047 \mu\text{F}\end{aligned}$$

La salida del generador de pulsos se muestra en la gráfica de la figura IV.11.

El dispositivo empleado en esta etapa es un CI LM555.

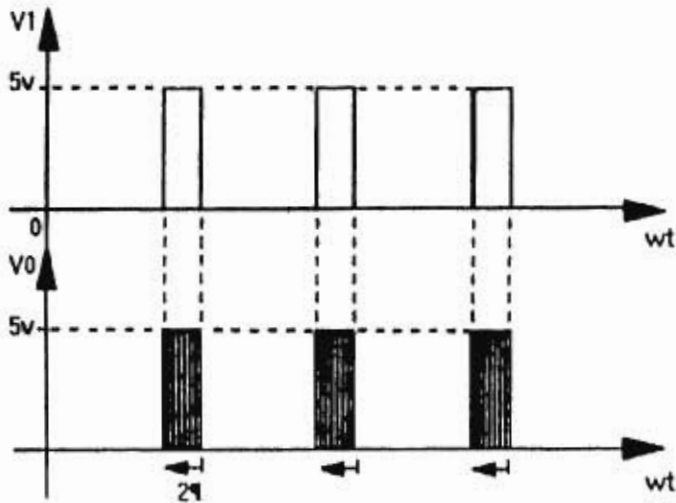


fig. IV.11.- Señal de salida del circuito generador de pulsos.

IV.7 AMPLIFICADOR DE CORRIENTE.

La corriente proporcionada por el generador de pulsos LM555 no es suficiente para generar el disparo del SCR por lo que es necesario utilizar un circuito que permita obtener la corriente que requiere el SCR (figura IV.2, bloque 6).

La señal de salida proporcionada por el generador de pulsos conmutará en corte y saturación al transistor en configuración Darlington, como el que se muestra en la figura IV.12, asegurando la magnetización del núcleo del transformador de pulsos y generación del pulso de disparo con la corriente que requiere el SCR.

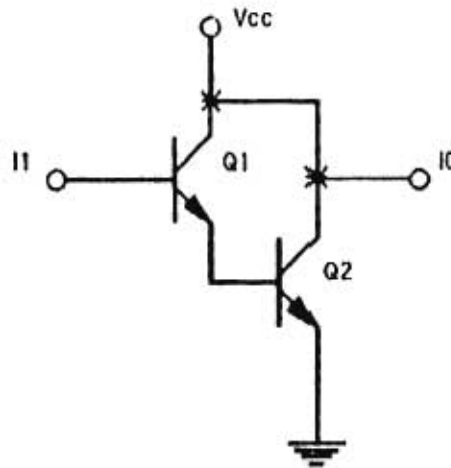


fig. IV.12.- Par Darlington.

El aumento de corriente en el Darlington esta dado por:

$$I_{c1} = \beta_1 I_{B1}$$

$$I_{c2} = \beta_2 I_{B2}$$

considerando que:

$$I_{E1} = I_{c1}$$

$$I_{B1} = I_{B2}$$

se tiene finalmente que:

$$I_{c2} = \beta_2 (I_{B1} \beta_1) = \beta_1 \beta_2 I_{B1}$$

con lo que se logra un aumento considerable de corriente. Además de lo anterior, el par Darlington hará la función de interruptor ya que conectará y desconectará la tierra del primario del transformador que corresponde a la siguiente etapa

Los dispositivos empleados en esta etapa son los siguientes: transistor 2N2222 (Q1), NPN con $I_c = 800 \text{ mA}$ y $\beta = 50$; transistor 2N1711 (Q2), NPN con $I_c = 1 \text{ A}$ y $\beta = 50$.

IV.8 TRANSFORMADOR DE PULSOS.

El transformador de pulsos (figura IV.2, bloque 7), es utilizado para acoplar los pulsos de disparo hacia la compuerta del tiristor, permitiendo de esta manera el aislamiento entre la etapa de control y la etapa de potencia.

Estos transformadores son de relación 1 : 1. El secundario de dicho transformador puede ser conectado directamente entre la compuerta y el cátodo, ver figura IV.13, ó puede tener un resistor en serie para reducir la corriente de compuerta ó puede tener un diodo en serie para prevenir corrientes inversas en caso de resonancia ó inversión del pulso de voltaje del transformador.

Algunos factores que se deben considerar en estos transformadores son:

- La magnetización del primario debe ser lo bastante alta y la corriente de magnetización baja en comparación con el pulso de corriente durante el tiempo que dura el pulso.
- Se debe evitar la saturación del núcleo.
- La unión o conexión entre el primario y el secundario debe ser hermética.

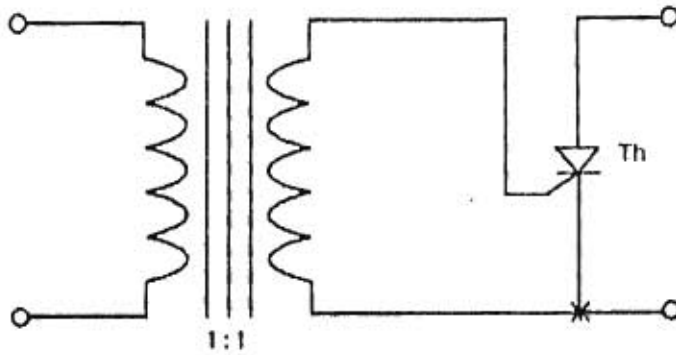


fig. IV.13.- Circuito eléctrico del transformador de pulsos.

IV.8.1.- RED DE AMORTIGUAMIENTO.

Dado que el transformador de pulsos por si solo provoca un pulso como se muestra en la figura IV.13, se coloca una red de amortiguamiento cuya constante de tiempo sea la misma que la duración del sobretiro que se presenta y que es de aproximadamente de 2 microsegundos.

Por lo que ahora calculamos la red de amortiguamiento.

La constante de tiempo esta dada por:

$$\tau = R C$$

sabiendo que:

$$\tau = 2 \mu s$$

entonces:

$$2 \mu s = R C$$

eligiendo $C = 0.1 \mu F$, se obtiene R y es igual a:

$$R = \frac{\tau}{C} = \frac{2 \mu s}{0.1 \mu F} = 20 \Omega$$

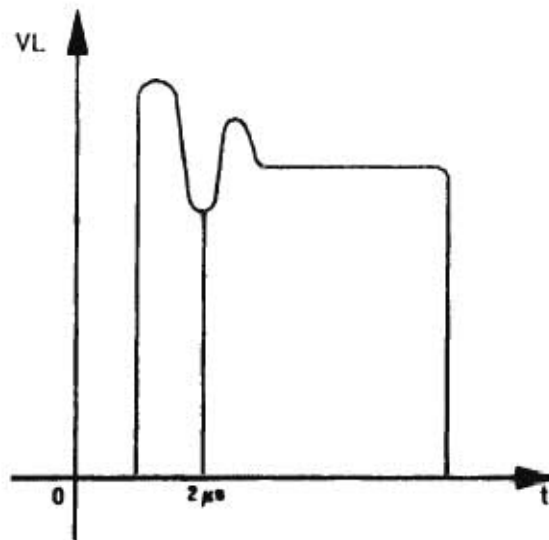


fig. IV.13.- Pulso proporcionado por el transformador de pulsos.

Por lo que la red de amortiguamiento queda de la forma en que se indica en la figura IV.14.

Cuando el Darlington esta en corte, la corriente que se almacena en la bobina, del primario del transformador, requiere de un camino para que ésta circule, es por esto que se coloca el diodo D.

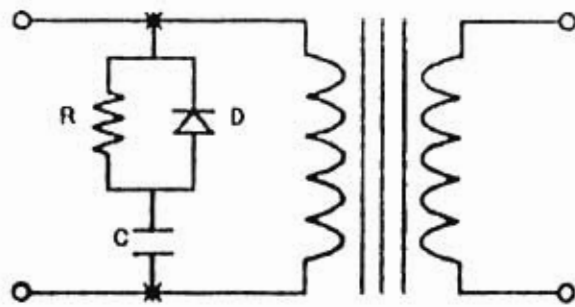


fig. IV.14.- Red de amortiguamiento.

CAPITULO V.

**PROTECCIONES Y
CIRCUITOS AUXILIARES
DEL SEMICONVERTIDOR
TRIFASICO.**

V.1 PROTECCIONES.

Para la operación confiable de cualquier convertidor, y en particular, de cualquier semiconductor, es necesario asegurar que en ningún momento las condiciones del circuito excederán las especificaciones de los dispositivos de potencia, mediante la adición de protecciones, contra sobrevoltajes, sobrecorrientes y sobrecalentamiento. En la práctica, los dispositivos semiconductores de potencia están protegidos de (1) excesos térmicos, mediante disipadores de calor; (2) características dV/dt y dI/dt , mediante circuitos de apoyo y (3) condiciones de falla, mediante fusibles.

A continuación se presentan estos circuitos de protección.

V.1.1.- CIRCUITO DE APOYO PARA SOBREVOLTAJES EN LOS TIRISTORES (dV/dt).

Un excesivo crecimiento de la tensión aplicada entre el ánodo y el cátodo del tiristor (dV/dt) puede provocar el cebado ó encendido del tiristor, aún sin que haya señal de disparo en la compuerta.

Una conexión instantánea del semiconductor a la red de circuitos próximos con carga inductiva, ó las variaciones bruscas de una fuerza contraelectromotriz (motor), pueden dar lugar a variaciones considerables de la tensión de alimentación del semiconductor y si éste se encuentra bloqueado, las derivadas dV/dt correspondientes pueden producir un cebado automático.

Este fenómeno se debe a la capacidad interna del semiconductor, esto es, en las uniones P y N se forman capacitancias, por lo que el dispositivo esta cargado con una corriente que esta dada por:

$$i = C \frac{dV}{dt}$$

en el cual si dV/dt es grande, puede ser suficiente para lograr el cebado.

El método más comúnmente empleado para limitar el excesivo crecimiento de la tensión consiste en colocar un circuito denominado snubber en paralelo con el tiristor.

El circuito Snubber es básicamente un capacitor, pero normalmente dos elementos más son añadidos al capacitor, ver figura V.1.1.

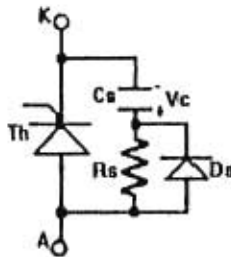


fig. V.1.1.- Circuito Snubber.

Para incrementos en V_{AK} , el diodo D_s proporciona una trayectoria alrededor de la resistencia, por lo tanto el Snubber es efectivamente el capacitor. Si solo el capacitor C_s fuera usado, en un siguiente encendido del tiristor, el capacitor se descargaría bruscamente a través del SCR. Esto probablemente provocaría una corriente en el SCR considerable y también probablemente se excedería el límite dI/dt del tiristor. Es por esto que la resistencia R_s se coloca en serie con el capacitor y por lo tanto limita la corriente de descarga.

La función básica del diseño de un circuito snubber es seleccionar un capacitor que limite la relación en la que V_{AK} puede cambiar.

Para nuestro caso, el SCR S38B4A es capaz de mantener un valor $dV/dt=500$ V/ μ s y la descarga inicial de el capacitor C_s se propone ser limitada a 0.4 amps. El SCR puede ser encendido en cualquier punto de la onda del voltaje de línea a línea y el valor de la carga es de 135 miliohms; con los datos anteriores procedemos a calcular los componentes del circuito Snubber.

El análisis lo hacemos por fase, por lo tanto basándonos en la figura V.1.2, se tiene lo siguiente:

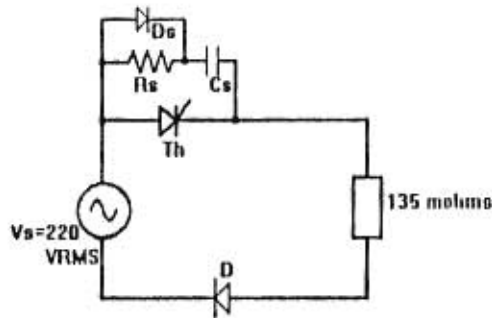


fig. V.1.2.- Circuito Snubber por fase.

suponiendo que las caídas de tensión en el tiristor y en los diodos es cero, además de que V_s está en su valor pico, se tiene:

$$V_{s_{pico}} = \sqrt{2} V_s = \sqrt{2} \times 220 = 311 \text{ volts}$$

con las condiciones anteriores, el circuito queda de la forma en que se muestra en la figura V.1.3.

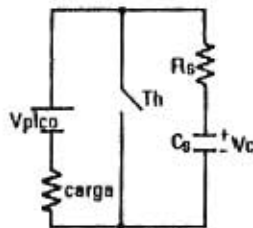


fig. V.1.3.- Circuito Snubber simplificado.

el voltaje V_c inicialmente es cero, por lo que la corriente i_c puede ser encontrada como:

$$i_c = \frac{V_{s_{pico}}}{R} = \frac{311}{135 \times 10^{-3}} = 2305 \text{ amps.}$$

además:

$$i_c = C \frac{dV}{dt}$$

por lo que despejando y sustituyendo valores, encontramos el valor de C_s :

$$i_c = C \frac{dV}{dt} \Rightarrow \frac{dV}{dt} = \frac{i_c}{C} \Rightarrow C = \frac{i_c}{\frac{dV}{dt}} = \frac{2305}{500} = 4.6 \mu F$$

Por lo tanto elegimos $C_s = 4.7 \mu F$. El valor de R_s se obtiene por medio de la ley de Ohm, dado que se propuso limitar la corriente de descarga a 0.4 amperes, se tiene lo siguiente:

$$V_{s_{max}} = I R_s \Rightarrow R_s = \frac{V_{s_{max}}}{I} = \frac{311}{0.4} = 777.5 \Omega$$

Por lo tanto elegimos $R_s = 750$ ohms a 100 watts, con lo cual, queda determinado el circuito Snubber de los tiristores.

V.1.2.- CIRCUITO DE APOYO PARA PROTECCION CONTRA SOBRECORRIENTES EN LOS TIRISTORES Y DIODOS (dI/dt).

Durante el cebado del tiristor, la zona de conducción se encuentra próxima entre el cátodo y la compuerta; un tiristor requiere de un tiempo mínimo para dispersar la conducción de la corriente en forma uniforme a través de sus uniones, si la velocidad de elevación de la corriente de ánodo (I_a) es muy alta en comparación con la velocidad de dispersión del proceso de activación, la densidad de corriente en la zona de cebado puede alcanzar un valor crítico.

Paralelamente, el descenso de la caída de tensión en el semiconductor, durante la conmutación del estado de bloqueo al de conducción, no se efectúa en forma instantánea. Por consiguiente, habrá momentos en que se presenten simultáneamente valores elevados de corriente y tensión.

En función de éstos dos parámetros, la potencia instantánea podrá alcanzar valores muy altos, ver figura V.1.2.1.a. La energía disipada, en un volumen reducido daría lugar entonces a un calentamiento considerable que, de alcanzar el límite térmico crítico (T_c), destruiría la zona conductora por fusión del silicio, a esto se le conoce como destrucción por dI/dt .

Si se presentara el caso en que la di/dt pudiese llegar a sobrepasar el valor límite indicado por el fabricante, se podría proteger el tiristor añadiendo una pequeña inductancia en serie. Lo más óptimo es el uso de una inductancia saturable, mientras no este saturada, la inductancia sólo deja pasar una pequeña corriente; una vez saturada, se convierte en un cortocircuito. En definitiva, lo que se consigue con esto es retardar el establecimiento de la corriente de ánodo, ver figura V.1.2.1.b. El tiristor, tras este retardo, disipa una potencia menos importante ya que la superficie conductora es mayor, con lo que podrá aceptar valores más altos de energía.

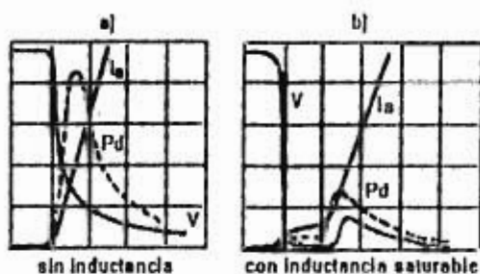


fig. V.1.2.1.- Caída de tensión, en un tiristor en el momento del cebado, corriente y potencia disipada sin a) y con b) inductancia saturable.

Para calcular la inductancia del circuito de protección contra di/dt se parte del circuito mostrado en la figura V.1.2.2.

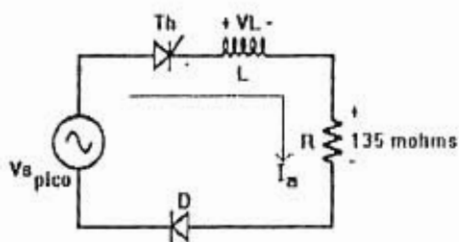


fig. V.1.2.2.- Circuito de protección por di/dt .

Suponiendo que el disparo se realiza en el pico de la onda de voltaje, además despreciando la caída de tensión en los semiconductores, y el fabricante especifica una di/dt máxima de $1000 \text{ A}/\mu\text{s}$, se tiene lo siguiente: en el encendido la corriente de ánodo (i_a) es cero, por lo que el pico de voltaje aparecerá en las terminales del inductor; el voltaje en el inductor está dado por:

$$V_L = L \frac{di}{dt}, \quad di = dt, \quad \Rightarrow \quad \frac{di_a}{dt} = \frac{V_{\text{pico}}}{L} = 1000 \text{ A}/\mu\text{s}$$

por lo que despejando L , encontramos el valor de la inductancia:

$$L = \frac{V_{\text{pico}}}{di_a} = \frac{\sqrt{2} \times (220)}{1000} = 0.311 \mu\text{H}$$

V.1.3.- CALCULO DE LOS DISIPADORES DE CALOR PARA TIRISTORES Y DIODOS.

Debido a las pérdidas por operación y por conmutación del semiconductor, dentro del dispositivo se genera calor. Este calor debe transferirse del dispositivo hacia un medio más frío, a fin de mantener la temperatura de operación de la juntura (T_j) dentro del rango especificado por el fabricante. Normalmente para este proceso se utilizan disipadores de calor (heat sinks).

Por lo tanto, el calor fluye de la juntura del semiconductor hacia su carcasa y de ahí hacia el disipador de calor, ver figura V.1.3.1.

Los cálculos de la temperatura de la juntura son modelados por medio de una resistencia térmica que tiene varias componentes. Para un semiconductor de potencia montado en un disipador, tres componentes son generalmente consideradas. La primera es la resistencia térmica entre la juntura y la carcasa del dispositivo denotada como $R_{\theta j-c}$; la segunda es la resistencia térmica $R_{\theta c-s}$, la cual modela la interfase imperfecta entre la carcasa y el disipador de calor, esto es que cuando se monta el dispositivo en el disipador no hay una superficie de contacto perfecta entre ellos, lo cual eleva dicha resistencia; y finalmente esta la resistencia térmica $R_{\theta s-a}$, la cual modela el efecto de la transferencia de calor hacia el medio ambiente y además nos permite seleccionar el tamaño adecuado del disipador.

El circuito eléctrico análogo para el circuito térmico también se muestra en la figura V.1.3.1.

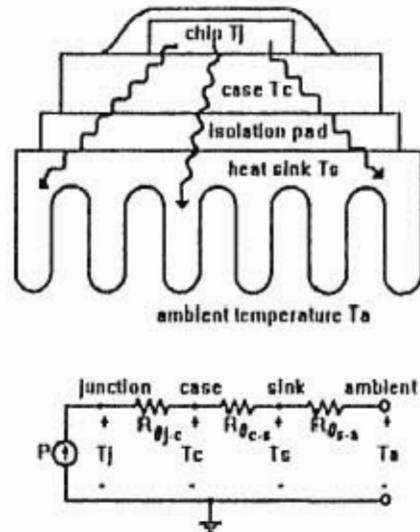


fig. V.1.3.1.- Transferencia de calor y circuito térmico en el dispositivo y disipador.

La ecuación que modela el circuito térmico esta dada por:

$$T_j = T_a + P (R_{\theta_{j-c}} + R_{\theta_{c-s}} + R_{\theta_{s-a}}) \Rightarrow \text{ecuación 1}$$

donde P es la potencia promedio (pérdidas) generada en la región de juntura del semiconductor, T_a es la temperatura ambiente y T_j es la temperatura de la juntura.

La pérdida en potencia, la temperatura máxima de juntura y las resistencias térmicas $R_{\theta_{j-c}}$ y $R_{\theta_{c-s}}$ por lo general son especificadas en las hojas de datos de los fabricantes de dispositivos de potencia y están dadas en watts, $^{\circ}\text{C}$ y $^{\circ}\text{C}/\text{watts}$ respectivamente. Una vez que se conocen los datos anteriores, se puede calcular la resistencia térmica

R_{0s2} , en relación con una temperatura ambiente (T_a) conocida, con la cual podremos seleccionar el disipador de calor de una dimensión adecuada para una aplicación específica.

Por lo tanto, despejando R_{0s2} de la ecuación 1 obtenemos:

$$R_{0s2} = \frac{T_j - T_a}{P} - (R_{0jc} + R_{0cs})$$

Hay una amplia variedad de disipadores de calor de aluminio extruido disponibles comercialmente, que utilizan aletas de enfriamiento a fin de aumentar la capacidad de transferencia de calor. El volumen del disipador es menor cuando el conjunto semiconductor-disipador es enfriado por convección forzada (el movimiento del aire circulante sobre, alrededor ó a través del conjunto, es inducido por medio de ventiladores; también puede ser extraído el calor generado por el dispositivo mediante tuberías con agua destilada, gas ó aceite), que cuando es enfriado por convección natural.

Como se mencionó anteriormente, el área de contacto entre el dispositivo y el disipador no es perfecta, lo que aumenta el valor de la R_{0cs} y es importante minimizar dicha resistencia, por lo que las superficies deben ser planas, lisas y libres de suciedad, corrosión y óxidos superficiales. Normalmente, para mejorar la capacidad de transferencia de calor y evitar la formación de óxidos y agentes corrosivos, a fin de reducir R_{0cs} , se aplican grasas de silicio en la unión entre el dispositivo y el disipador.

A continuación se realizan los cálculos para los disipadores de los tiristores y diodos de éste proyecto.

- Cálculo del disipador para los tiristores tipo S38B4A.

En las hojas de datos del fabricante se dan las siguientes características:

temperatura de juntura máxima (T_j).	150 °C
resistencia térmica de la juntura al disipador ($R_{\theta_{j-c}}$).	0.04 °C/W
resistencia térmica del casco al disipador ($R_{\theta_{c-a}}$).	0.006 °C/W
pérdidas en potencia (P).	1700 Watts

con los datos anteriores y estimando una temperatura ambiente (T_a) de 40 °C obtenemos lo siguiente:

$$R_{\theta_{j-a}} = R_{\theta_{j-c}} + R_{\theta_{c-a}} \Rightarrow R_{\theta_{j-c}} = R_{\theta_{j-a}} - R_{\theta_{c-a}} = 0.04 - 0.006 = 0.034 \text{ °C/W}$$

El valor de $R_{\theta_{c-a}} = 0.006 \text{ °C/W}$ es para un acoplamiento directo entre el dispositivo y el disipador, por lo que al aplicar grasa sílica en la unión del acoplamiento ésta resistencia se reduce a un valor de 0.0018 °C/W (valor típico de la resistividad térmica de éste material).

por lo tanto, ahora el valor de $R_{\theta_{j-a}}$ es :

$$R_{\theta_{j-a}} = R_{\theta_{j-c}} + R_{\theta_{c-a}} = 0.034 + 0.0018 = 0.0358 \text{ °C/W}$$

con lo cual podemos encontrar el valor de $R_{\theta_{s-a}}$ y es :

$$R_{\theta_{s-a}} = \frac{T_j - T_a}{P} - (R_{\theta_{j-c}} + R_{\theta_{c-a}})$$

$$R_{\theta_{s-a}} = \frac{150 - 40}{1700} - (0.034 + 0.0018) = 0.065 - 0.0358 = 0.029$$

con éste valor de $R_{\theta_{s-a}} = 0.029 \text{ °C/W}$ nos situamos en la gráfica de la figura V.1.3.2 y encontramos que un disipador con un volumen de 4800 pulg^3 , y convección forzada con una velocidad del aire de 500 pies por minuto ó uno de 2500 pulg^3 , y velocidad del aire de 1000 pies por minuto cumplen con el requisito.

- Cálculo del disipador para los diodos tipo SD1100C08L.

En las hojas de datos del fabricante se dan las siguientes características:

temperatura de juntura máxima (T _j)	180 °C
resistencia térmica de la juntura al disipador (R _{θj-c})	0.05 °C/W
resistencia térmica del casco al disipador (R _{θc-s})	0.0063 °C/W
pérdidas en potencia (P)	1900 Watts

con los datos anteriores y estimando una temperatura ambiente (T_a) de 40 °C obtenemos lo siguiente:

$$R_{\theta j-s} = R_{\theta j-c} + R_{\theta c-s} \Rightarrow R_{\theta j-s} = R_{\theta j-c} + R_{\theta c-s} = 0.05 + 0.0063 = 0.0563 \text{ °C/W}$$

El valor de R_{θc-s} = 0.0063 °C/W es para un acoplamiento directo entre el dispositivo y el disipador, por lo que al aplicar grasa sílica en la unión del acoplamiento ésta resistencia se reduce a un valor de 0.0018 °C/W (valor típico de la resistividad térmica de éste material).

por lo tanto, ahora el valor de R_{θj-s} es :

$$R_{\theta j-s} = R_{\theta j-c} + R_{\theta c-s} = 0.0437 + 0.0018 = 0.0455 \text{ °C/W}$$

con lo cuál podemos encontrar el valor de R_{θs-a} y es :

$$R_{\theta s-a} = \frac{T_j - T_a}{P} - (R_{\theta j-c} + R_{\theta c-s})$$

$$R_{\theta s-a} = \frac{180 - 40}{1900} - (0.0437 + 0.0018) = 0.0736 - 0.0455 = 0.028$$

con éste valor de R_{θs-a} = 0.028 °C/W nos situamos en la gráfica de la figura V.1.3.2 y encontramos que un disipador con un volumen de 9000 pulg³. y convección forzada con una velocidad del aire de 250 pies por minuto ó uno de 2700 pulg³. y velocidad del aire de 1000 pies por minuto cumplen con el requisito.

THERMAL RESISTANCE VS. HEAT SINK VOLUME

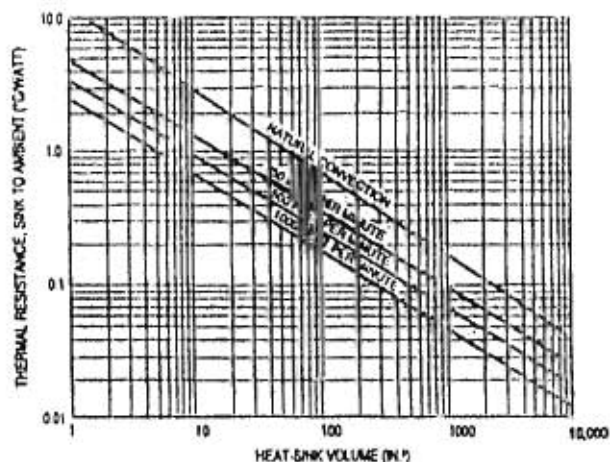


fig. V.1.3.2.- Resistencia térmica R_{0s-a} contra volumen de disipador. (2)

V.1.4.- DISPOSITIVOS DE PROTECCION CONTRA FALLAS (FUSIBLES).

En algunos diseños de equipos, los fusibles pueden ser instalados en más de un lugar, lo cual representa ciertas ventajas y desventajas. Para un puente trifásico hay tres lugares diferentes en los cuales se pueden colocar los fusibles.

La figura V.1.4.1 muestra la colocación de los fusibles en diferentes posiciones denominadas F1, F2 y F3.

(2) HEAT SINKS 1996 CATALOG, WAKEFIELD ENGINEERING.

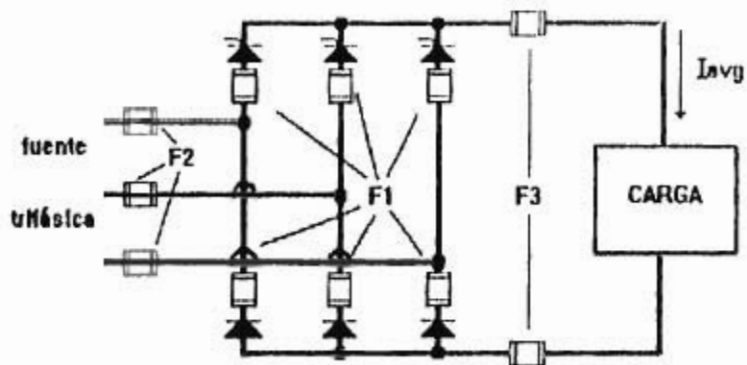


fig. V.1.4.1.- Puente trifásico con fusibles en diferentes posiciones.

En la posición F1, la corriente RCM para cada fusible es:

$$I_{RCMF1} = \frac{I_{AVG}}{\sqrt{3}}$$

En esta posición, los fusibles limitan las corrientes de falla en los semiconductores, ya sea que éstas se generen desde la línea ó desde la carga. Las fallas que se deben considerar son las siguientes:

- Tiristor ó diodo en corto, lo cual puede conducir a una falla de línea.
- Corto en la carga, lo cual puede conducir a una falla entre líneas.

La localización de los fusibles en la posición F2 requiere de menos fusibles, que en la posición F1, pero de mayor capacidad. La corriente RCM para cada fusible es entonces:

$$I_{RCMF2} = \frac{I_{AVG} \sqrt{2}}{\sqrt{3}}$$

lo cuál provoca que los fusibles en F2 sean $\sqrt{2}$ veces mayores que los fusibles en F1. En esta posición, los fusibles limitan solamente las corrientes de falla generadas en la línea y no cuando se presentan en la carga.

La localización de los fusibles en la posición F3 requiere, al igual que en el caso anterior, de menos fusibles que en la posición F1 y también que en la posición F2, pero de mayor capacidad. La corriente RCM para cada fusible es la misma que la corriente promedio que circula por la carga, por lo tanto:

$$I_{RCMF3} = I_{AVG}$$

En ésta posición, los fusibles limitan solamente las corrientes de falla generadas en la carga y no cuando se presentan en la línea.

De lo anterior se concluye, para éste proyecto, utilizar fusibles colocados en la posición F1, por lo que la corriente nominal de cada fusible (6 en total) es:

$$I_{RCM\text{ NOMINAL}} = \frac{I_{AVG}}{\sqrt{3}} = \frac{2207}{\sqrt{3}} = 1275 \text{ Amperes.}$$

Por lo tanto, se propone utilizar fusibles marca Ferraz, tipo Protistor UR (No. de código 6,6 URD EF 1250), con las siguientes características nominales: 660 volts y 1220 amperes.

V.2 CIRCUITOS AUXILIARES.

Los circuitos auxiliares los conforman los transductores de corriente y temperatura, los cuales nos van a permitir suministrar la información del sistema al control digital (microcontrolador), y las fuentes de alimentación que nos van a permitir polarizar las tarjetas electrónicas del control analógico y digital.

V.2.1.- MEDICION DE CORRIENTE Y TEMPERATURA.

Para poder controlar y conocer el comportamiento del equipo, el microcontrolador necesita saber que corriente esta circulando en la carga (fusible), y también requiere conocer la temperatura que se alcanza en el dispositivo en condiciones normales y críticas de operación (corriente nominal y sobrecorriente respectivamente). Por éste motivo, es necesario monitorear estas variables de tal manera que el sistema de control digital sea informado acerca de las condiciones existentes y con lo cual él podrá controlar, regular y actuar en el flujo de corriente, a través del control de disparo del tiristor, abriendo ó cerrando el ángulo de conducción.

Para realizar las mediciones de corriente y temperatura se utilizan transductores y que a continuación se describen:

- Transductor de corriente.

La medición de corriente se va a realizar por medio de un shunt de corriente de efecto Hall. Estos dispositivos se utilizan cuando se requiere sensar la corriente que circula en un circuito eléctrico sin que exista un contacto directo con los conductores que llevan altas corrientes, además de que ofrecen un excelente aislamiento entre la etapa de potencia y la etapa de control.

Los shunt de efecto Hall leen el campo magnético que genera la corriente al circular por un conductor y proporcionan, en sus terminales, un diferencia de potencial que es proporcional al campo magnético y por consiguiente a la corriente.

Las características de estos dispositivos son las siguientes:

- respuesta rápida.
- operación sin contacto directo con la fuente de alimentación.
- no necesita polarización para operar.
- salida de voltaje aislada.
- no ofrecen pérdidas de potencia.
- distorsión mínima de conductores adyacentes.
- están disponibles para CA y CD.

El dispositivo a utilizar en éste proyecto será un shunt de corriente modelo IA-5024P, marca Bell y que tiene las siguientes características:

Corriente máxima de entrada.	Voltaje de salida máximo.	Exactitud.
3000 Amps.	10 Volts.	$\pm 0.6 \%$

- Transductores de temperatura.

Las mediciones de temperatura se van a realizar por medio de termómetros infrarrojos, denominados pirómetros, los cuales por medio de un haz de luz y detectores infrarrojos realizan dichas mediciones. Este tipo de instrumentos realizan mediciones puntuales sin contacto, por lo que tienen la capacidad de medir elevados niveles de temperatura.

Todos los objetos que tienen temperaturas arriba del cero absoluto radian energía infrarroja, ésta energía viaja en todas direcciones y a la velocidad de la luz.

Cuando apuntamos el haz de luz infrarroja hacia un objetivo, el lente del pirómetro enfoca y reúne la energía en un detector infrarrojo. El detector responde produciendo una señal de voltaje, la cual es directamente proporcional a la cantidad de energía recibida y por consiguiente a la temperatura del objetivo.

Muestreando y manipulando la salida del detector, el microprocesador del pirómetro despliega en su display el valor de la temperatura, así como también valores máximos, mínimos, promedios y diferencias de temperaturas realizados durante la medición. El pirómetro también tiene una salida de voltaje analógica, proporcional a la medición de temperatura, la cual se va a suministrar hacia el control digital.

V.2.2.- FUENTES DE ALIMENTACION.

Los voltajes y corrientes de CD necesarios para alimentar los sistemas de control analógico y digital (amplificadores operacionales, transistores, microcontrolador, memorias, convertidores, etc.) son los siguientes.

Voltaje	Corriente
V1 = +5 V	I1 = 5 A
V2 = +15 V	I2 = 3 A
V3 = -15 V	I3 = 1.5 A

Los reguladores de voltaje que nos permiten las especificaciones anteriores, son del tipo circuito integrado, corcholata de tres patas y son los CI's ECG 931, ECG 1918 y ECG 1919 respectivamente.

Para mantener el nivel de corriente especificado, los reguladores de voltaje deben alimentarse con un voltaje mínimo de:

- ECG 931 (8.5 volts)
- ECG 1918 (17.5 volts)
- ECG 1919 (17.4 volts)

Los diagramas eléctricos de las fuentes de alimentación de + 5 volts y \pm 15 volts se muestran en las figuras V.2.2.1 y V.2.2.2 respectivamente.

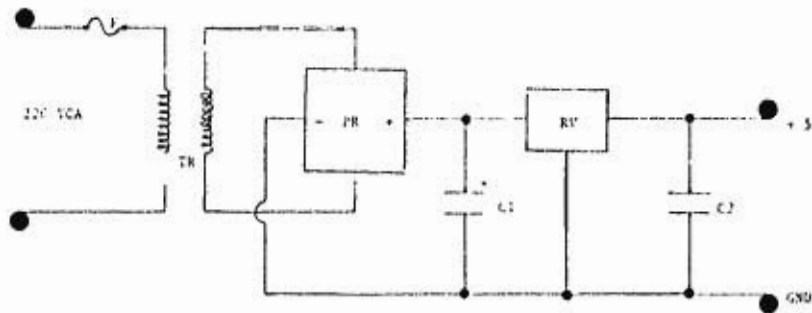


fig. V.2.2.1.- Diagrama eléctrico de la fuente de + 5 V.

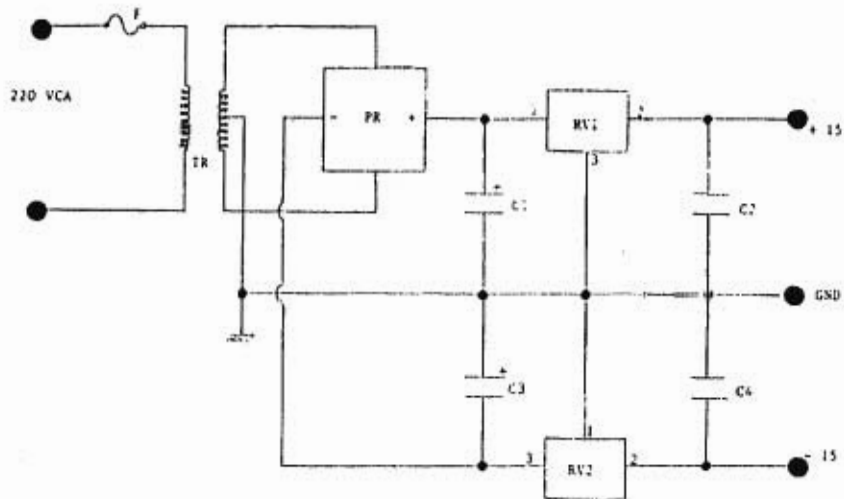


fig. V.2.2.2.- Diagrama eléctrico de la fuente de +/- 15 V.

Dispositivos electrónicos de la fuente de alimentación de + 5 volts:

- F \Rightarrow fusible de 1 A a 250 V.
- TR \Rightarrow transformador de 220/12 V, 5 A.
- PR \Rightarrow puente rectificador ECG5329, 6 A y 200 V VPI.
- C1 \Rightarrow capacitor electrolítico 4400 μ F, 50 V.
- C2 \Rightarrow capacitor de 0.1 μ , 50 V.
- RV \Rightarrow regulador de voltaje ECG931.

Dispositivos electrónicos de la fuente de alimentación de +/- 15 volts:

- F \Rightarrow fusible de 2 A a 250 V.
- TR \Rightarrow transformador de 220/48 V, 5 A con tap central.
- PR \Rightarrow puente rectificador ECG5329, 6 A y 200 V VPI.
- C1 \Rightarrow capacitor electrolítico 4400 μ F, 50 V.
- C2 \Rightarrow capacitor de 0.1 μ F, 50 V.
- C3 \Rightarrow capacitor electrolítico 1000 μ F, 50 V.
- C4 \Rightarrow capacitor de 0.1 μ F, 50 V.
- RV1 \Rightarrow regulador de voltaje ECG1918 (+15 V).
- RV2 \Rightarrow regulador de voltaje ECG1919 (-15 V).

CAPITULO VI.

CONTROL DIGITAL.

VI.1 DISEÑO DEL CONTROL DIGITAL.

El diseño de esta unidad de control consta de dos sistemas:

- **HARDWARE**

Son los componentes electrónicos (parte física) del sistema de control digital.

- **SOFTWARE**

Son el programa y las rutinas que se emplearan para llevar a cabo el control del banco de pruebas a fusibles.

Algunas de los requerimientos del sistema son:

- El sistema debe ser capaz de iniciar, realizar y controlar el flujo de información que provienen de los transductores de corriente y temperatura.
- Proporcionar la señal que va a controlar el disparo de los SCR's (etapa de potencia).
- La posibilidad de poder controlar los diferentes ángulos de conducción de los SCR's.
- Capacidad de detectar situaciones de error, tales como sobrepasar las condiciones de operación del equipo.
- Muestra de parámetros durante la ejecución de la prueba y datos de relevancia al termino de la misma.

VI.2 Hardware.

El diagrama a bloques de la arquitectura de control digital propuesto para este proyecto se ilustra en la figura VI.2.1.

En la figura VI.2.2 se aprecia el diagrama a bloques de las conexiones físicas del sistema digital con el mundo exterior (etapa de potencia, transductores y circuitos de disparo).

La arquitectura del sistema se desarrolla en base a los siguientes dispositivos electrónicos:

- Microcontrolador 8751H
- Decodificadores
- Convertidores D/A y A/D
- Teclado matricial
- Display LCD

Es condición necesaria, que cada dispositivo este asignado con una dirección específica, para así de esta forma evitar que ninguna dirección en particular seleccione al mismo tiempo dos dispositivos del sistema, por lo que en nuestro caso, se propone asignar las siguientes direcciones:

<i>Dispositivo</i>	<i>Dirección</i>	<i>Función</i>
74C923	E0H	Decodificador teclado
AN491	E1H	LCD 2*16
ADC700	E2H	Sensor de Corriente
ADC820	E3H	Sensor de temperatura
ADC820	E4H	Sensor de temperatura
DAC712	E5H	Voltaje disparo SCR's

También es necesario conocer las características particulares de los componentes, así como sus requerimientos generales para permitir una compatibilidad adecuada entre ellos.

El microcontrolador, que es el cerebro del control digital, combina en un solo chip una unidad central de proceso, memorias RAM y EPROM, y puertos de entrada y salida; la comunicación entre estos elementos es a través de un bus de datos de 8 bits.

Las características del microcontrolador son las siguientes:

- Alimentación sencilla de 5 volts para operación usando tecnología HMOS.
- 128 bytes de memoria de datos en el encapsulado.
- Cuatro bancos de registro.
- 128 banderas en software definidas para el usuario.
- 64 Kbytes para el programa y capacidad de localización externa en RAM.
- Ciclo de instrucción de 1 μ seg. de duración con un cristal de 12 MHz.
- 32 líneas de entrada/salida bidireccionales organizados en 4 puertos de 8 bits.
- Modos múltiples, alta velocidad para puerto serial programable.
- Dos modos múltiples de 16 bits cronometro/contador.
- Dos niveles de estructura de prioridad de interrupción.
- Subrutina de retorno eslabonado y almacenamiento por bit simple.
- Aritmética binaria o decimal.
- Detección de sobre carga señalada y computación de prioridad.
- Procesador Booleana integrado para aplicaciones de control.

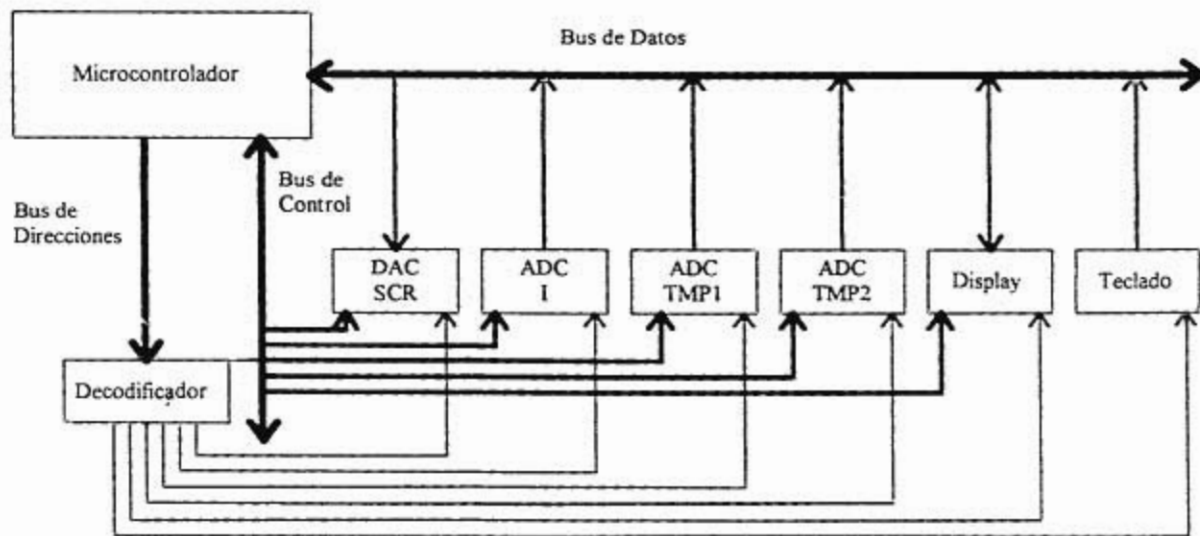


Diagrama a bloques VI.2.1. Arquitectura del sistema

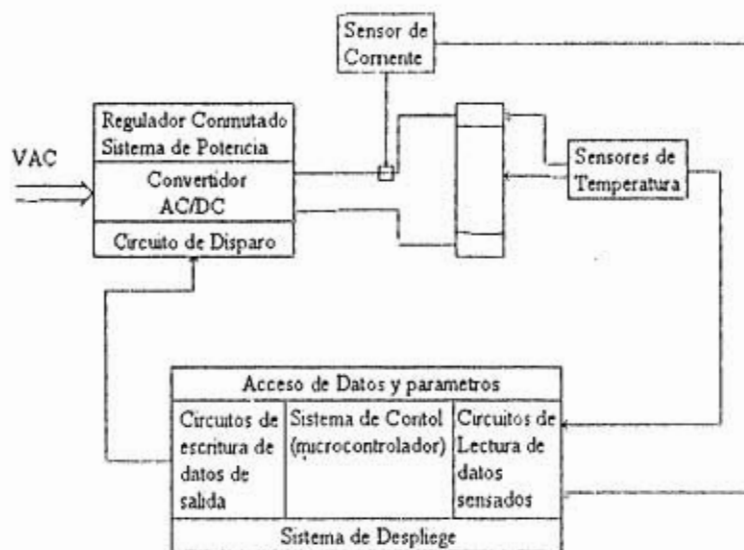
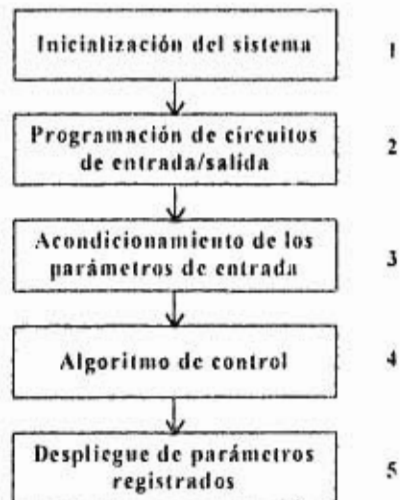


FIGURA VI.2.2. Diagrama a bloques del sistema digital y sus conexiones físicas con el mundo exterior

VI.3 SOFTWARE.

El desarrollo del Software (programa) se realizó en lenguaje ensamblador del 8751 y en el siguiente diagrama a bloques se presenta el desarrollo del programa:



Bloque 1. Inicializa el sistema y establece condiciones.

Bloque 2. Interpreta los parámetros introducidos y datos de operación del sistema.

Bloque 3. Datos o parámetros procesados por el sistema.

Bloque 4. Algoritmo de control.

Bloque 5. Despliega los resultados de la prueba.

VI.3.1 INICIALIZACION DEL SISTEMA

La inicialización del sistema comprende tres pasos:

1er. Paso \Rightarrow Configura:

- * Los puertos de entrada y salida
- * Modo de operación de los contadores-timer's.
- * Nivel de prioridad de interrupción.
- * Tipo de interrupción (flanco y nivel).
- * Banco de registro activo.
- * Selección de velocidad de transmisión (baud-rate)

2do. Paso \Rightarrow Carga el valor inicial a los registros de los contadores/timer.

3er. Paso \Rightarrow Establece las condiciones de entrada.

- * Conducción de los SCR's sea igual a cero.
- * Limpia todas las variables que intervienen.

VI.3.2 PROGRAMACION DE LOS CIRCUITOS DE ENTRADA Y SALIDA.

En este punto se muestran las rutinas que se utilizan para la captura y transferencia de datos que interactúan con la carga.

◆ Rutina Lee Teclado.

El programa de control necesita ciertos parámetros para poder establecer los límites de operación e iniciar la prueba.

La información que se va a proporcionar es la siguiente:

- La corriente requerida.
- Tiempo de sostenimiento de la corriente.
- Grado de escalamiento.
- Número de escalones.

Estos parámetros se explicarán más adelante.

Esta rutina lee una serie de números provenientes del teclado y los despliega hasta que se oprime la tecla <enter>, la serie de datos las convierte en un número entero representado en 16 bits (byte más significativo y byte menos significativo); ver diagrama a flujo VI.3.1.

```
ReadTec:      MOV  TecDataL,#0011
              MOV  TecDataH,#0011
              CLR  TecRedy
              CLR  IE0
              SETB EX0
              JNB  TecRedy,$
              CLR  EX0
              CALL DspTcVal
              MOV  TecDataL,TecValue
              MOV  A,TecDataL
              CJNE A,#ENTER,ReadNumber
              MOV  TecDataL,#0111
              MOV  TecDataH,#0111
              RET

ReadNumber:   CLR  TecRedy
              SETB EX0
              JNB  TecRedy,$
              CLR  EX0
              MOV  A,TecValue
              CJNE A,#ENTER,SigLey
              INC  TecDataH
              RET

SigLey:      CALL DspTcVal
              MOV  A,TecDataH
              MOV  B,#10
              MUL  AB
              JB   OV,ErrorMult
              MOV  TecDataH,A
              MOV  A,TecDataL
              MOV  B,#10
              MUL  AB
              MOV  TecDataL,A
              MOV  A,B
              ADD  A,TecDataH
              MOV  TecDataH,A
              MOV  A,TecDataL
              ADD  A,TecValue
```

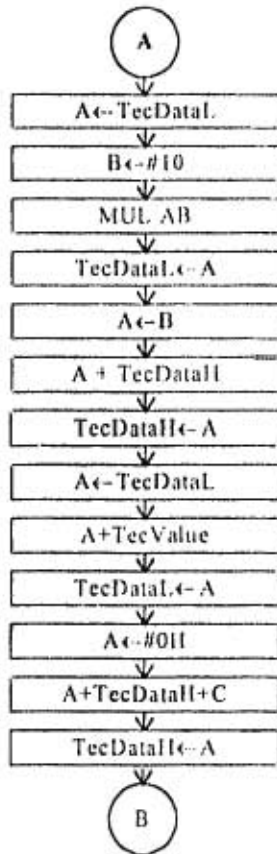



Diagrama a flujo VI.3.1. Continuación...

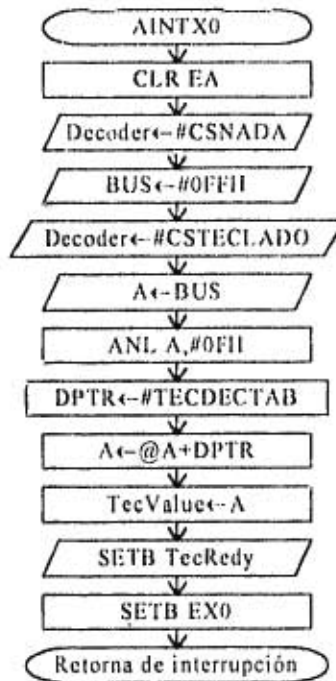


Diagrama a flujo VI.3.1. Continuación... (Atiende interrupción de teclado)

```

MOV TecDataI,A
MOV A,#00H
ADDC A,TecDataI
MOV TecDataI,A
JMP ReadNumber
ErrorMult MOV TecDataI,#01H
MOV TecDataI,#01H
RET

```

◆ Desplegar dato en el LCD.

Para desplegar una dato introducido por el teclado, se necesita convertir este número en código ASCII, para que el LCD lo procese, ver diagrama a flujo VI.3.2.

```

DspTcVal: MOV A,TecValue
MOV DPTR,#ASCII
MOVC A,@A+DPTR
CALL LeeBusyFlag
CALL DataLCD
RET

```

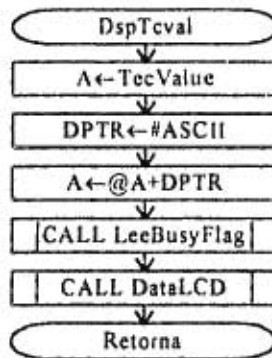


Diagrama a flujo VI.3.2. Desplegar dato en LCD

◆ Rutina Carga a Vscr.

Después de procesar la información, esta se envía y escribe en el ADC, para actualizar el voltaje que controla el disparo de los SCR's, este proceso se ilustra en el diagrama a flujo VI.3.3.

```
LoadVscr      MOV Decoder,#CSNADA
               MOV A,VscrH
               CPL A
               MOV BUS,A
               MOV Decoder,#CSADCH
               MOV Decoder,#CSNADA
               MOV A,VscrL
               CPL A
               MOV BUS,A
               MOV Decoder,#CSADCL
               MOV Decoder,#CSNADA
               MOV Decoder,#CSADW
               RET
```

◆ Rutina Lee Corriente.

Esta rutina lee el dato de corriente presente en el transductor de efecto hall (shunt), el cual guarda en una variable de control, para luego compararla con una variable de registro, si la variable de control es mayor que la variable de registro, la guarda en la misma variable de registro. Después chequea que el fusible no se halla abierto, ver diagrama a flujo VI.3.4.

```
Leeltus       MOV Decoder,#CSNADA
               MOV Decoder,#CSADCI
               NOP
               NOP
               NOP
               MOV Decoder,#CSNADA
               MOV BUS,#0FFH
               SETB ADCREDY1
               JB ADCREDY1,S
               JNB ADCREDY1,S
               MOV DecoLCD,CADCH
               MOV IfusH,BUS
```

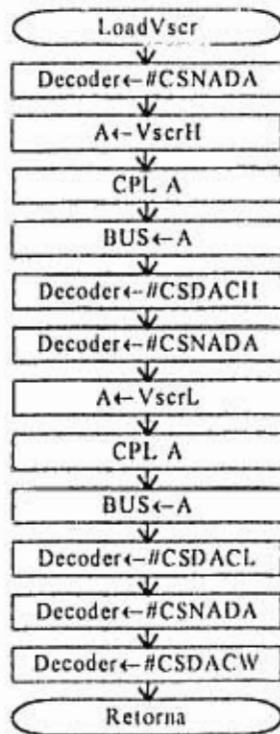


Diagrama a flujo VI.3.3. Carga a Vscr


```

MOV Decol,CD,CADCL
MOV IfusL,BUS
MOV A,IfusL
SUBB A,IregL
MOV A,IfusH
SUBB A,IfusH
JNC NoReg
MOV IregL,IfusL
MOV IregH,IfusH
MOV A,IregH
RRC A
MOV IcomH,A
MOV A,IregL
RRC A
MOV IcomL,A
CLR C
MOV A,IfusL
SUBB A,IcomL
MOV A,IfusH
SUBB A,IcomH
JC FINPRUEBA
RET
FINPRUEBA: CALL FINTEST

```

◆ Rutina Lee Temperaturas.

Si los datos obtenidos en los sensores de temperatura son mayores a las variables de registro, estos pasan a ser el nuevo dato de la variable de registro, ver diagrama a flujo VI.3.5. La diferencia con la rutina de Lee Corriente es que se esta manejando un ADC de 16 bits y la de temperatura uno de 8 bits.

```

LeeTMP:    MOV Decoder,#CSNADA
           MOV Decoder,#CSADC2
           NOP
           NOP
           NOP
           MOV Decoder,#CSNADA
           MOV BUS,#0FFH
           SETB ADCREDY2
           JB ADCREDY2,$
           JNB ADCREDY2,$

```

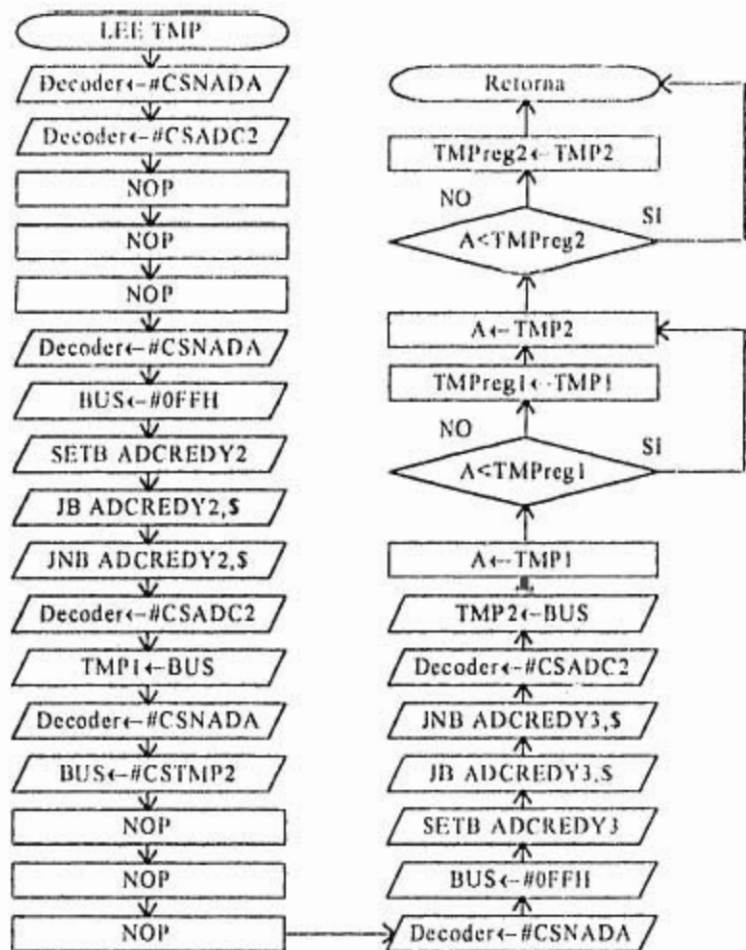


Diagrama a flujo V1.3.5. Lee Temperaturas

```

MOV Decoder,#CSADC2
MOV TMP1,BUS
MOV Decoder,#CSNADA
NOP
MOV Decoder,#CSADC3
NOP
NOP
NOP
MOV Decoder,#CSNADA
MOV BUS,#0FFH
SETB ADCREDY3
JB ADCREDY3,$
JNB ADCREDY4,$
MOV Decoder,#CSADC3
MOV TMP2,BUS
MOV A,TMP1
CJNE A,TMPreg1,NoRegT1
MOV TMPreg1,TMP1
NoRegT1: MOV A,TMP2
CJNE A,TMPreg2,NoRegT2
MOV TMPreg2,TMP2
NoRegT2: RET

```

VI.3.3 ACONDICIONAMIENTO DE LOS PARAMETROS DE ENTRADA.

El microcontrolador lee y acondiciona los parámetros necesarios para que el sistema pueda trabajar.

◆ Rutina Lee Parámetros

Los parámetros accedidos desde el teclado, se comparan con un límite establecido, si este valor es mayor con relación al límite, nuevamente se pide el valor, y si ahora esta dentro del rango se multiplica por una relación; todo esto con los parámetros que así lo requieran. El resultado debe ser siempre menor al número representado con dos bytes, ver diagrama VI.3.6.

```

LeeParametros: MOV A,#2
                CALL DespFRX
Lee3:          CALL LecBusyFlag

```



```

CALL BorraL.CD
MOV A,#3
CALL DespFRX
CALL ReadTec
MOV A,TecDataL
SUBB A,ImaxL
MOV A,TecDataH
SUBB A,ImaxH
JC Lee3
MOV A,TecDataL
MOV B,#30
MUL AB
MOV Iprogl,A
MOV RgtO,B
MOV A,TecDataH
MOV B,30
MUL AB
ADD A,RgtO
MOV Iprogh,A
Lee4: CALL LeeBusyFlag
CALL BorraL.CD
MOV A,#4
CALL DespFRX
CALL ReadTec
MOV A,TecDataL
CJNE A,#20, Lee4
MOV A,TecdataL
MOV Escalón,A
Lee5: CALL LeeBusyFlag
CALL BorraL.CD
MOV A,#5
CALL DespFRX
CALL ReadTec
MOV A,TecDataL
CJNE A,#200, Lee5
MOV A,TecDataL
MOV Gesc,A
Lee6: CALL LeeBusyFlag
CALL BorraL.CD
MOV A,#6
CALL DespFRX
CALL ReadTec
MOV A,TecDataL
SUBB A,SegL.max

```

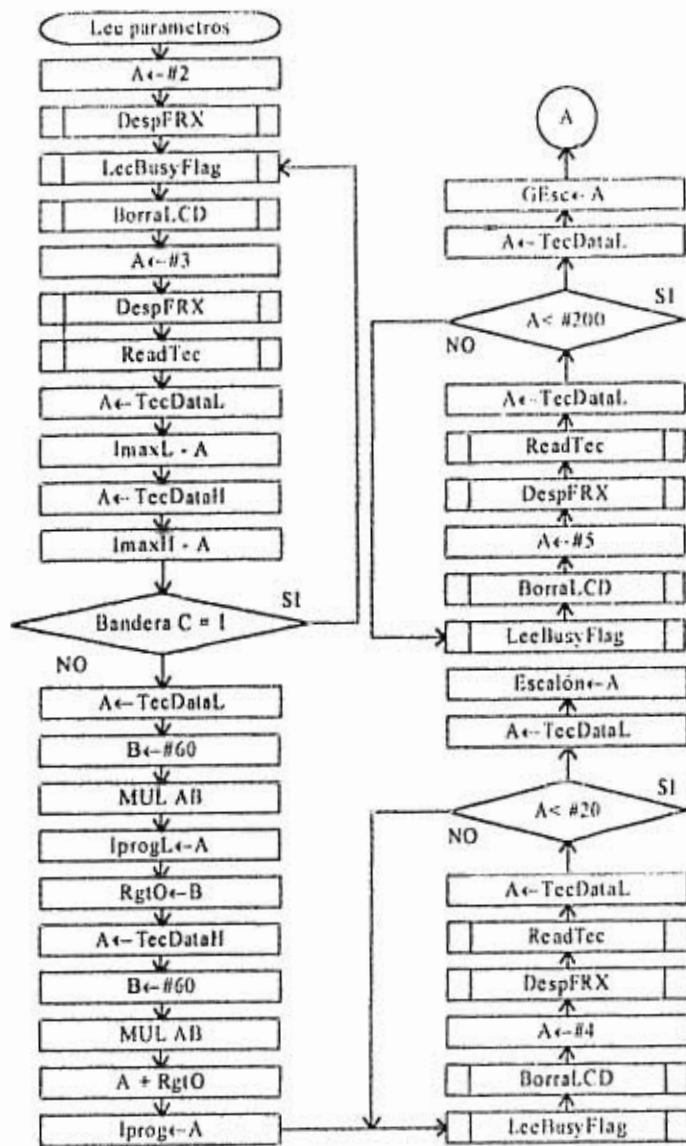


Diagrama a flujo VI.3.6. Lee parámetros

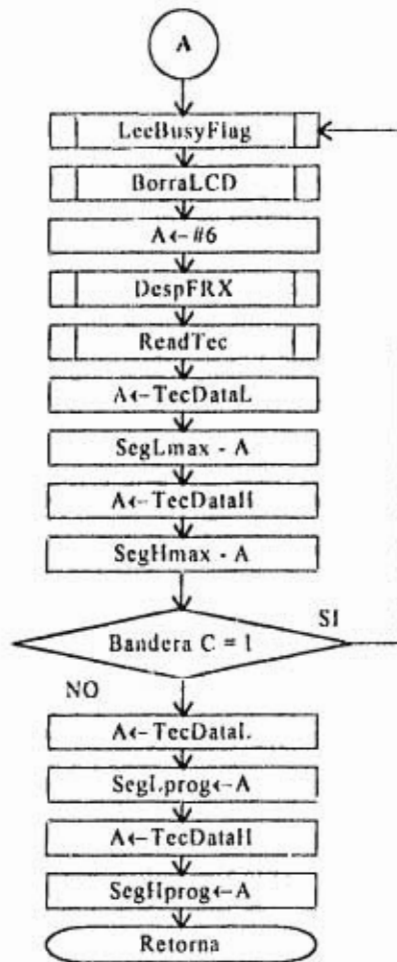


Diagrama a Flujo VI.3.6. Continuación...

```

MOV A,TecData11
SUBB A,Seg1Imax
JC Lee6
MOV A,TecData1.
MOV Seg1prog,A
MOV A,TecData11
MOV Seg1prog,A
RET

```

VI.3.4 ALGORITMO DE CONTROL.

La función del algoritmo de control es ir incrementando la corriente en la carga hasta el valor requerido, con el grado de escalamiento seleccionado. Al momento de alcanzar el valor especificado sostenerla el tiempo predeterminado y repetir esto según el número de escalones elegidos. Esto se logra por medio de las rutinas de escalamiento y sostenimiento. Teniendo en cuenta que se puede interrumpir lo antes descrito en cualquier momento si el fusible se abre; todo esto se ilustra en la figura VI.3.7.

Donde:

- A: Corriente máxima permitida por el sistema de potencia.
- B: Corriente programada, este no debe ser mayor a la corriente máxima.
 $0 < I_{fis} < I_{max}$
- B': Corriente del primer escalón, este valor se fija a partir de la corriente programada cumpliendo con la relación:

$$B' = \frac{B}{2}$$

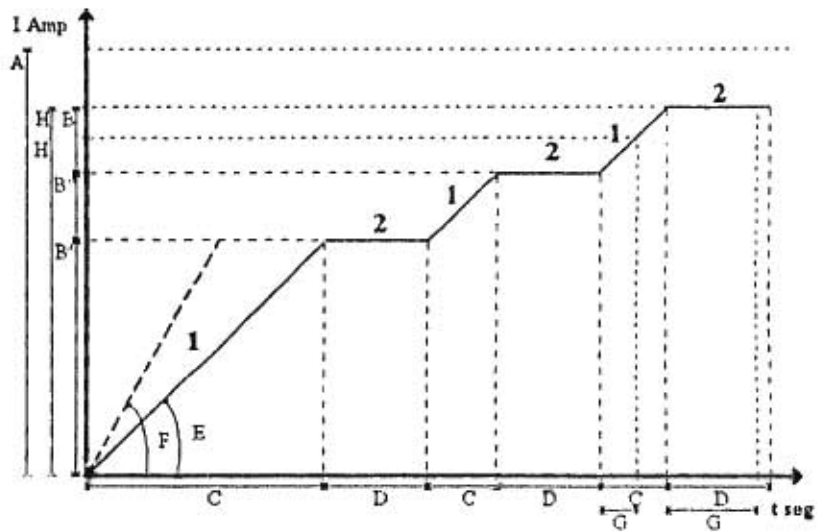
Si $Ei = 1$, Entonces $B' = B$

- B'': Corriente de escalones, este valor depende del número de escalones propuestos en la programación.

$$B'' = \frac{B}{2} + \frac{B}{2Ei} = B' + \frac{B'}{Ei}$$

- C: Incremento de corriente. Tiempo que tarda el sistema en llegar a la corriente programada y depende del grado de variación del escalón (E) que es el incremento de corriente entre segundo.
- D: Tiempo de sostenimiento de corriente.
- E: Grado de Escalamiento seleccionado.
- F: Grado máximo de Escalamiento de corriente.
El grado máximo de escalamiento esta limitado por parámetro Δi de los SCR's.
- G: Tiempo de apertura de fusible. Este valor toma el tiempo a partir de que empieza el nuevo escalón.
- H: Corriente de Apertura del fusible

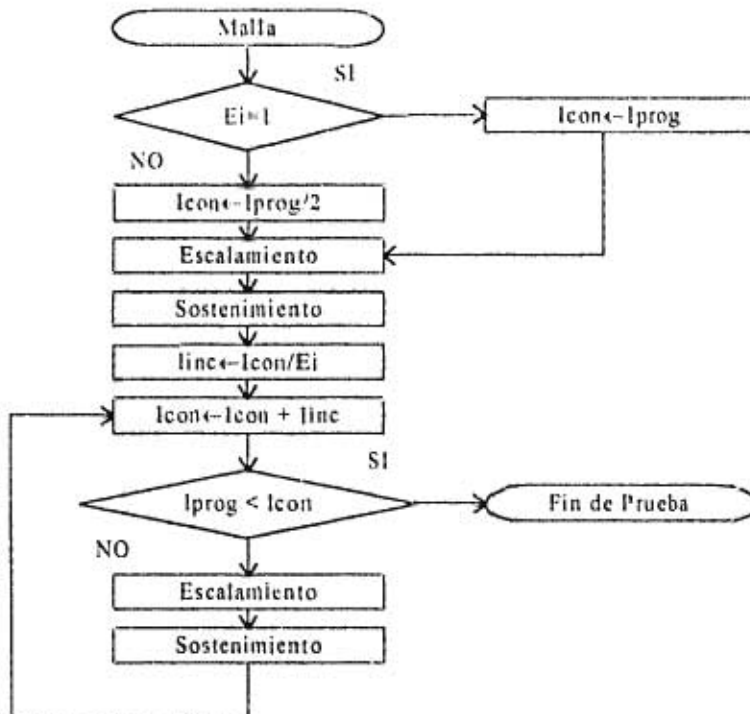
Nota: Ei; Número de escalones, $E_i < 20$.



- 1.- Escalamiento
- 2.- Sostenimiento

Figura VI.3.7. Diagrama esquemático del algoritmo de control.

Expresado todo lo anterior en un diagrama a flujo (VI.3.8) queda :



Nota: Considere que los bloques de Escalamiento y Sostenimiento cuenta con un sistema de detección que manda el sistema a fin de prueba si el fusible se abre.

Diagrama a flujo VI.3.8. Diagrama general del algoritmo de control.

◆ Rutina de escalamiento de corriente.

Ver diagrama a flujo VI.3.9.

```

Escarlar:      CALL LecTMP
               CALL Leelfus

               MOV A,IfusL.
               SUBB A,Iprogl.
               MOV A,IfusH
               SUBB A,IproglH
Chelfus:      JC Chelfus
               JNC EndEscarlar
               MOV A,#01
               ADD A,VscrL.
               MOV VscrL.,A
               MOV A,#01H
               ADDC A,VscrH
               MOV VscrH,A
               MOV A,VscrL.
               SUBB A,VscrmaxL.
               MOV A,VscrH
               SUBB A,VscrmaxH
               JNC Chelmax
               CALL ErrorThen
Chelmax:      CALL LoadVscr
               MOV Retraso1,#Ret1
LoadR2:      MOV Retraso2,R2prom
LoadR3:      MOV Retraso3H,#Ret3H
               MOV Retraso3L,#CoRet3L
WaitR3:      DJNZ Retraso3L,$
               MOV Retraso3L,#Ret3L
               DJNZ Retraso3H,WaitR3
               CALL Leelfus
               DJNZ Retraso2,LoadR3
               DJNZ Retraso1,LoadR2
               JMP Escalar
EndEscarlar:  RET
    
```

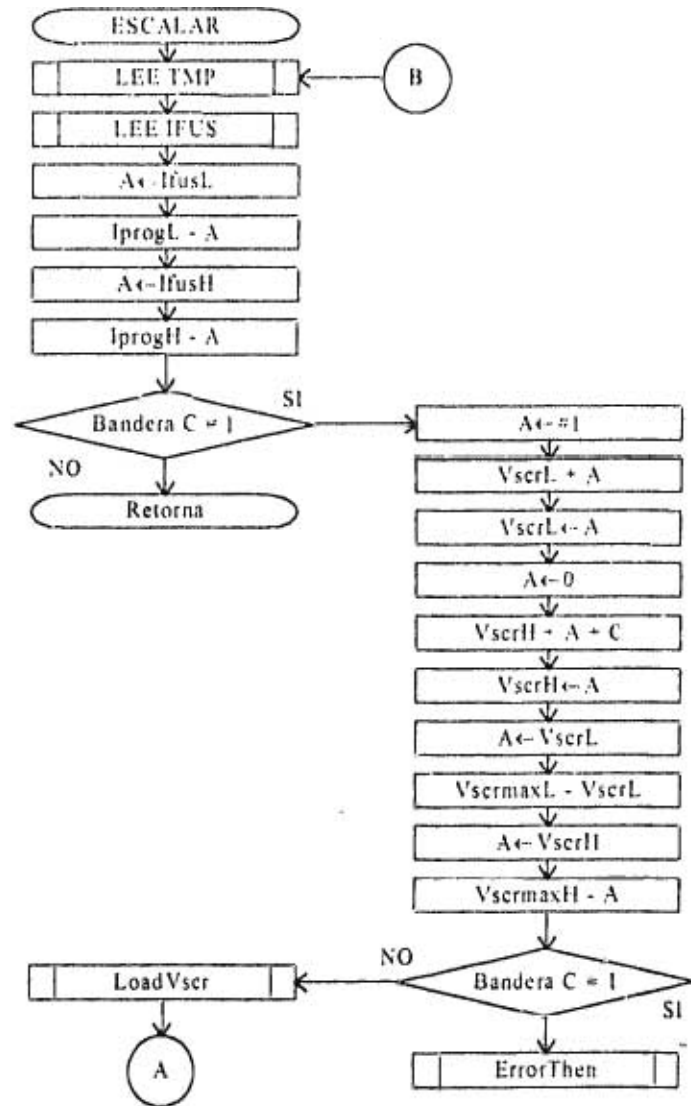



Diagrama a flujo VI.3.9. Escalamiento de Corriente

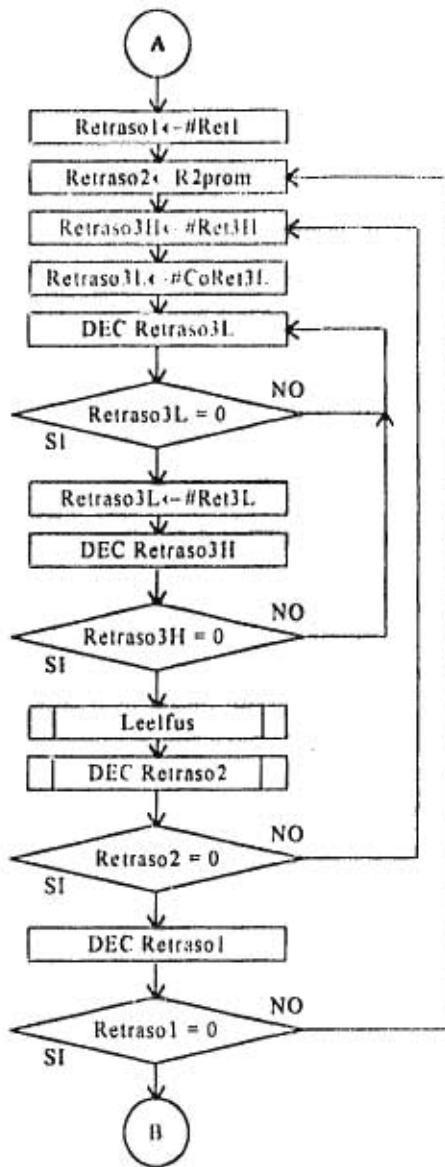


Diagrama a Pujo V1.3.9. Continuación...

♦ Rutina de sostenimiento de corriente.

Ver diagrama a flujo VI.3.10.

Sosten	MOV Cpl,VscrL MOV CpH,VscrH
ContSosten	CALL Leeffis CALL LeeTMP MOV A,IfusL SUBB A,IprogL MOV A,IfusH SUBB A,IprogH JNC Menor CLR C MOV A,IfusL SUBB A,IprogL MOV DifL,A MOV A,IfusH SUBB A,IprogH MOV DifH,A MOV A,CpL ADD A,DifL MOV LSL,A MOV A,CpH ADDC A,DifH MOV LSH,A JNC LimSup MOV LSL,IpmaxL MOV LSH,IpmaxH
LimSup	MOV A,VscrL SUBB A,LSL MOV A,VscrH SUBB A,LSH JC IncVscr MOV VscrL,LSL MOV VscrH,LSH CALL LoadVscr JBC FINTI,FinSosten JMP Contsosten
FinSosten:	RET
IncVscr	MOV A,#1 ADD A,VscrL MOV VscrL,A

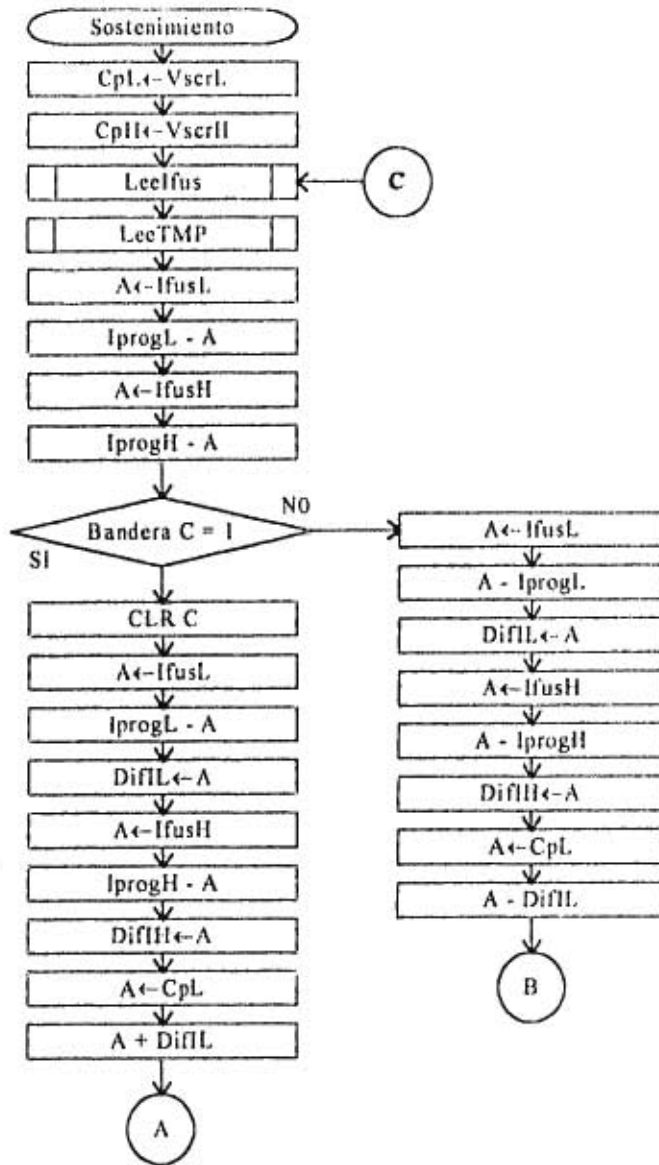


Diagrama a flujo VI.3.10. Sostenimiento de Corriente

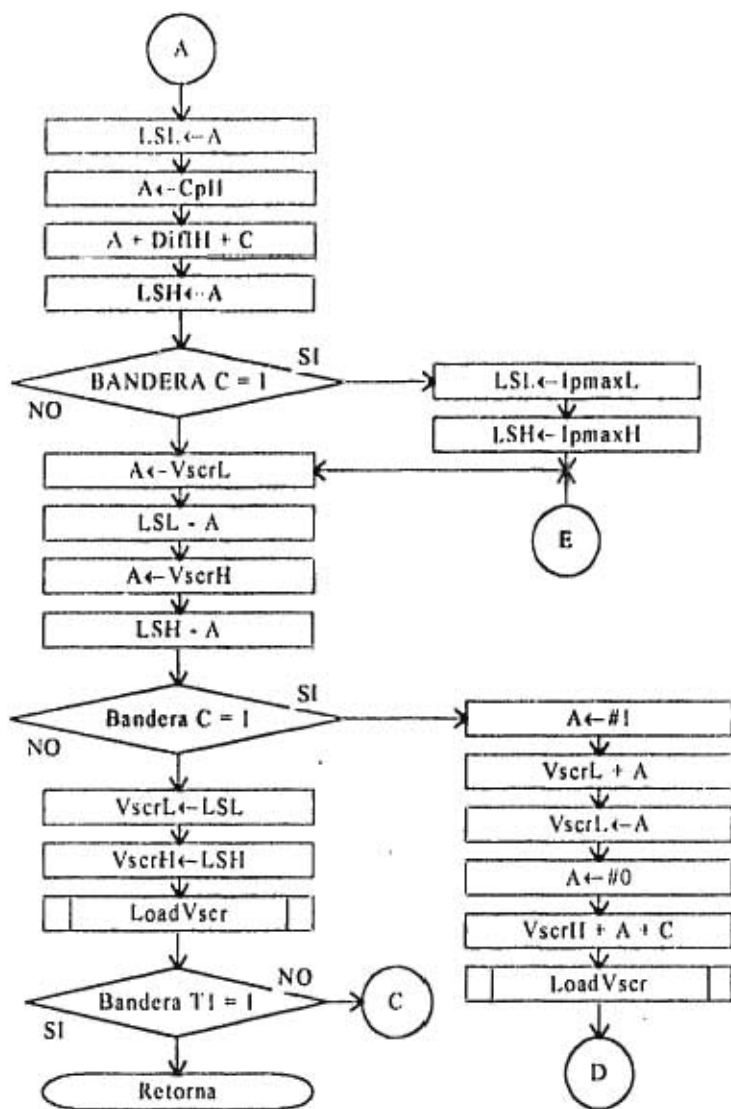


Diagrama a Flujo VI.3.10. Continuación...

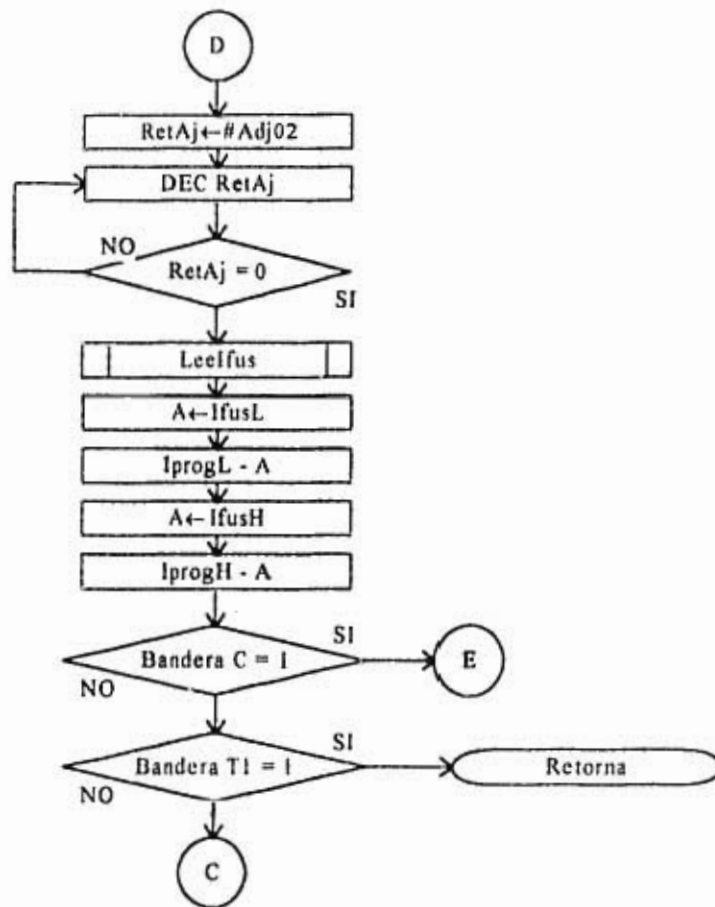


Diagrama a flujo VI.3.10. Continuación...

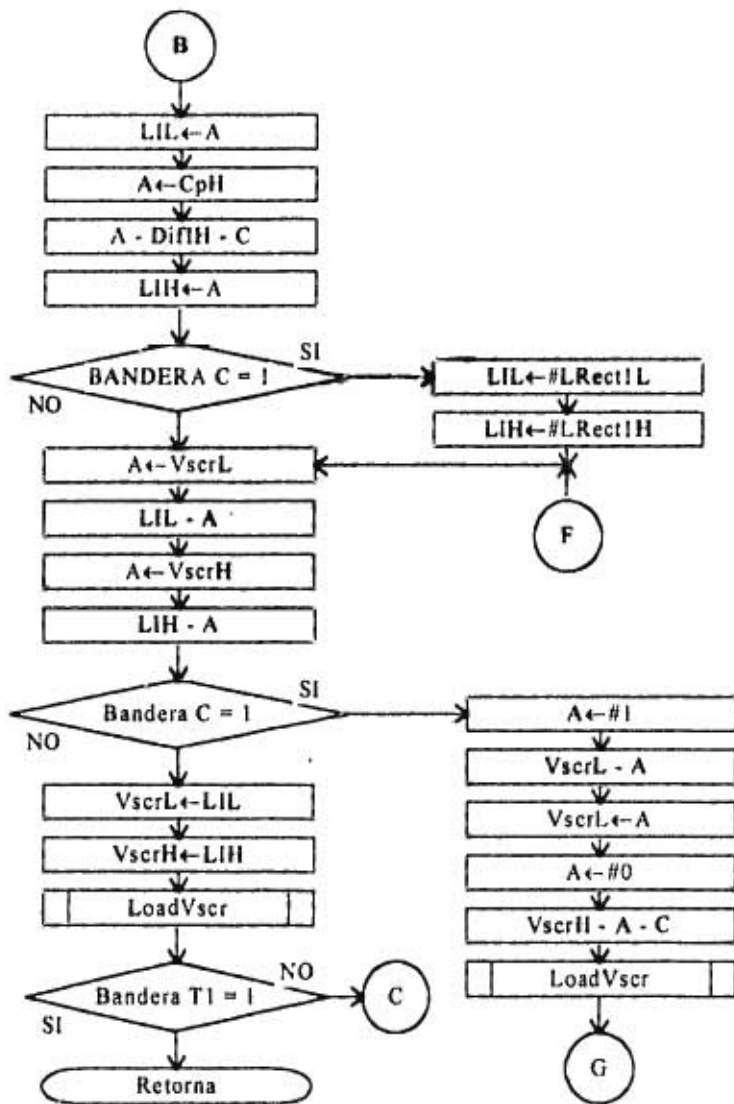


Diagrama a flujo VI.3.10. Continuación...

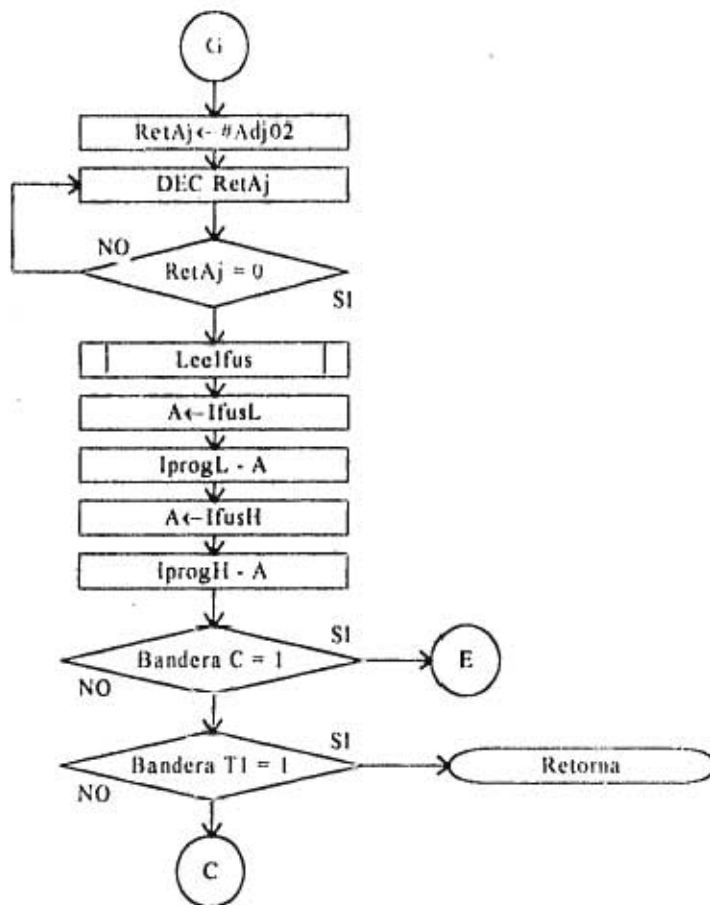


Diagrama a flujo VI.3.10. Continuación...


```

MOV A,#0
ADDC A,VscrH
CALL LoadVscr
MOV RetAdj,#Adj02
DJNZ RetAdj,S
CALL Leclfus
MOV A,lfusL
SUBB A,lprogl
MOV A,lfusH
SUBB A,lprogh
JC LimSup
JBC FinT1,FinSosten
JMP ContSosten
Menor:
MOV A,lfusL
SUBB A,lprogl
MOV DiNL,A
MOV A,lfusH
SUBB A,lprogh
MOV DiNH,A
MOV A,Cpl
SUBB A,DiNL
MOV LIL,A
MOV A,CpH
SUBB A,DiNH
MOV LIH,A
JNC LimInf
LimInf:
MOV LIL,#LRectII
MOV LIH,#LRectIII
MOV A,VscrL
SUBB A,LIL
MOV A,VscrH
SUBB A,LIH
JC DecVscr
MOV VscrL,LIL
MOV VscrH,LIH
CALL LoadVscr
JBC FinT1,FinSosten
JMP ContSosten
FinSosten:
DecVscr:
MOV A,#1
SUBB A,VscrL
MOV VscrL,A
MOV A,#0
SUBB A,VscrH
CALL LoadVscr

```

```

MOV RetAdj,#Adj02
DJNZ RetAdj,5
CALL LecIfus
MOV A,IfusL
SUBB A,Iprog1
MOV A,IfusH
SUBB A,Iprog1
JC LimInf
JBC FinT1,FinSosten
JMP ContSosten

```

VI.3.5 DESPLIEGUE DE PARÁMETROS.

En el Sistema de Control Digital tenemos la facilidad de desplegar los datos almacenados de las variables de registro por medio de un desplegador de cristal líquido(LCD). Esto se logra con la rutina **despliega datos registrados** y la rutina **Convierte en ASCII**.

◆ Rutina Despliega datos Registrados.

En esta rutina el microcontrolador toma los datos y los prepara para poder desplegarlos en el LCD, ver diagrama a flujo VI.3.11.

```

DspRstd:   CALL LeeBusyFlag
           CALL BorraLCD
           MOV A,#8
           CALL DespFRX
           MOV DataH,IregH
           MOV DataL,IregL
           CALL ConASCII
           CALL LeeBusyFlag
           CALL BorraLCD
           MOV A,#9
           CALL DespFRX
           MOV DataL,TMPreg1
           MOV DataH,#0
           CALL ConASCII
           CALL LeeBusyFlag
           CALL BorraLCD
           MOV A,#10
           CALL DespFRX

```

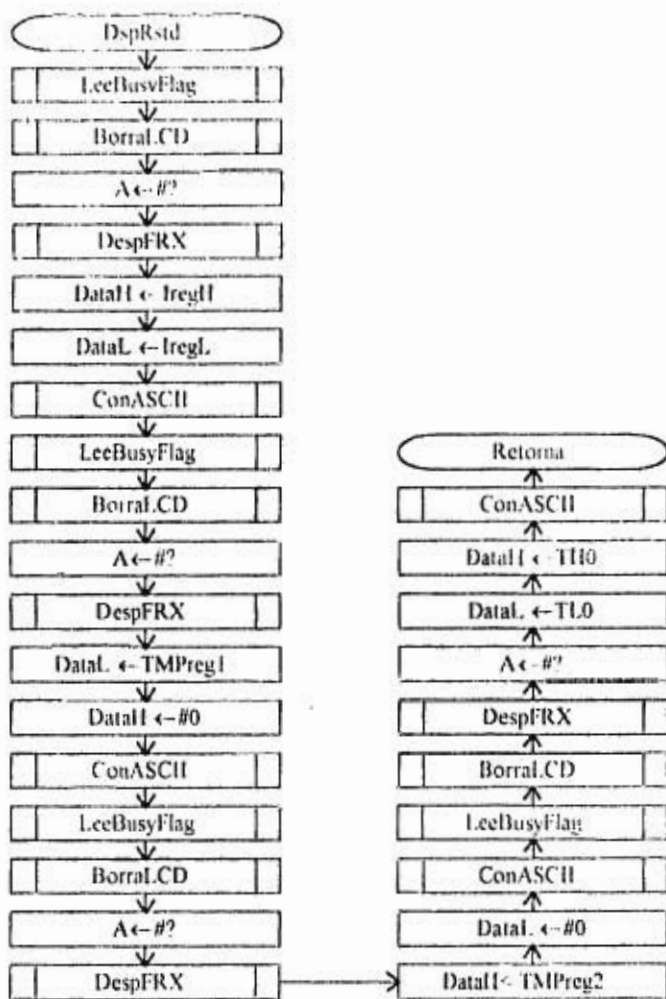


Diagrama a flujo VI.3.11. Despliega datos registrados

```

MOV DataL, TMPreg2
MOV DataH, #0
CALL ConASCII
CALL LeeBusyFlag
CALL BorraLCD
MOV A, #11
CALL DespFRX
MOV DataL, TL0
MOV DataH, TH0
CALL ConASCII
RET

```

◆ Rutina Convierte en ASCII

Esta rutina prepara a los datos registrados para ser desplegados, este proceso se describe el diagrama a flujo VI.3.12.

```

ConASCII:  MOV A, DataH
           ANL A, #0FH
           MOV Dat2, A
           MOV A, DataH
           SWAP A
           ANL A, #0FH
           MOV Dat1, A
           MOV A, DataL
           ANL A, #0FH
           MOV Dat4, A
           MOV A, DataL
           SWAP A
           ANL A, #0FH
           MOV Dat3, A
           MOV A, Dat1
           MOV B, #10
           DIV AB
           MOV DT1, A
           MOV A, B
           SWAP A
           OR A, Dat2
           MOV B, #10
           DIV AB

```

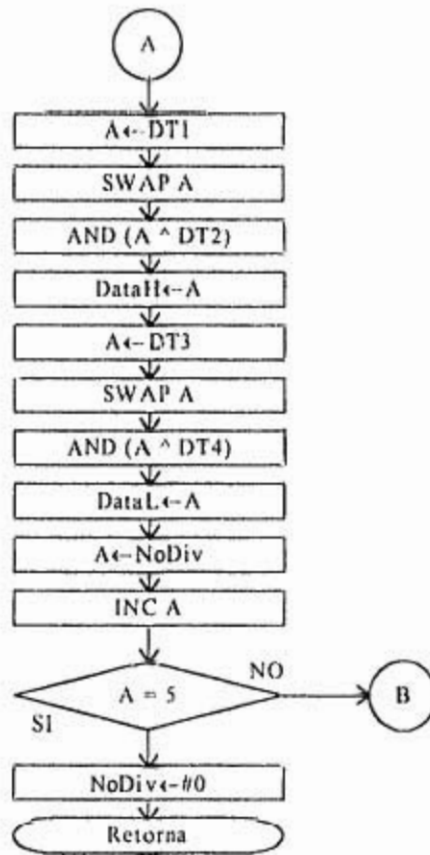



Diagrama de Flujo VI.3.12. Continuación...

```

MOV DT2,A
MOV A,B
SWAP A
OR A,Dat3
MOV B,#10
DIV AB
MOV DT3,A
MOV A,B
SWAP A
MOV A,B
SWAP A
OR A,Dat4
MOV B,#10
DIV AB
MOV DT4,A
MOV A,B
CALL DspVal
MOV A,DT1
SWAP A
OR A,DT2
MOV DataI,A
MOV A,DT3
SWAP A
OR A,DT4
MOV DataL,A
MOV A,NoDiv
INC A
MOV NoDiv,A
CJNE A,#5,ConASCII
MOV NoDiv,#0
RET

```

Todas estas rutinas anteriormente descritas son las mas importantes para la ejecución del sistema digital. Permitiendo así el control del Banco de Pruebas a Fusibles o algún otro dispositivo que sea sometido a dicho banco.

CAPITULO VII.

PRUEBAS A FUSIBLES.

VII.1 PRUEBAS A FUSIBLES.

Los fusibles se deben probar bajo las más diversas condiciones de ensayo, es decir, se deben probar a su nivel de:

- capacidad interruptiva
- sobrecorriente
- corriente nominal
- y baja corriente.

Las pruebas se efectúan para verificar si un tipo de diseño en particular de fusibles corresponde a las características especificadas y si funciona satisfactoriamente en condiciones normales y críticas de operación.

Las pruebas a que es necesario someter a los fusibles, y que deben ser representativas para cada tipo, deben satisfacer las normas vigentes, ya que indican un patrón establecido por los fabricantes de fusibles.

VII.2 METODOS DE PRUEBA PARA FUSIBLES.

Las pruebas a que deberán someterse los fusibles, y que están establecidas en las normas, son las siguientes:

- a) Determinación de la elevación de temperatura.**
- b) Determinación de la fusión por sobrecorriente.**
- c) Determinación de la fusión por cortocircuito.**
- d) Determinación de la resistencia de aislamiento.**

De las cuales, las que se contemplan es éste proyecto, dadas las características del equipo, son las de los incisos a), b) y d). A continuación se da la descripción de cada una de las pruebas mencionadas.

VII.2.1 Determinación de la elevación de temperatura.

El objetivo de ésta prueba es comprobar que la elevación de temperatura en las diversas partes del fusible, ya sea de tapón roscado ó de cartucho (casquillo ó navajas), no exceda los valores establecidos en la tabla VII.1.1. Para la realización de esta prueba es necesario contar con una fuente de corriente capaz de suministrar una corriente de por lo menos el doble del valor de corriente nominal del fusible, dos termómetros e interruptores derivados para el caso de probar fusibles en serie.

La realización de la prueba consiste en hacer pasar ya sea CA 60 Hz ó CD de un valor igual al 110% del valor nominal del fusible en prueba a cualquier tensión igual ó menor de la nominal de dicho fusible.

La temperatura exterior de los fusibles se determina por medio de termómetros infrarrojos, colocados a una distancia no mayor de 1 metro, cuyo haz de luz se apunta hacia los casquillos ó navajas y hacia el contenedor. Se toman lecturas en intervalos de 5 minutos hasta que se obtenga el equilibrio térmico, el cuál se alcanza cuando se observa que tres lecturas sucesivas son iguales.

La elevación de temperatura de los fusibles no debe exceder los valores indicados en dicha tabla. No debe haber señal de fusión de soldadura en las conexiones externas ni deterioro por carbonización de cualquier parte del fusible.

La prueba se debe efectuar a una temperatura ambiente de entre 18 y 32 °C.

<i>capacidad del fusible</i>	<i>elevación de la temperatura sobre la temperatura ambiente °C</i>		
<i>amperes</i>	<i>en el tubo</i>	<i>casquillos</i>	<i>navajas</i>
0- 30	50	50	
31- 60	50	50	
61- 100	50		50
101- 200	50		60
201- 400	50		65
401- 600	50		75

tabla VII.1.1.- Temperatura en los fusibles tipo cartucho.

VII.2.2 Determinación de la fusión por sobrecorriente.

El objetivo de esta prueba es comprobar que los fusibles interrumpan el circuito en el que se encuentran intercalados al estar conduciendo la sobrecorriente indicada en la tabla VII.1.2, dentro de los límites máximos de tiempo que se indican en la misma tabla.

La preparación de esta prueba es igual a la del método de prueba para la determinación de la elevación de temperatura descrita anteriormente, con excepción de que cuando algún fusible se pruebe al 200% de su corriente nominal se debe proceder a probar los fusibles de uno en uno, esto es, no en serie.

Se hace pasar CA ó CD, de un valor igual al 135% ó 200% del valor nominal del fusible en prueba y a cualquier tensión igual ó menor a la nominal del fusible.

El fusible en prueba debe interrumpir el circuito dentro de los tiempos indicados en dicha tabla, sin que se funda la soldadura de las conexiones externas y sin que se carbonice alguna parte del fusible.

<i>capacidad del fusible</i>	<i>tiempo máximo de interrupción en segundos</i>	
<i>amperes</i>	<i>135%</i>	<i>200%</i>
0- 30	60	2 min
31- 60	60	4 min
61- 100	120	6 min
101- 200	120	8 min
201- 400	120	10 min
401- 600	120	12 min

tabla VII.1.2.- Tiempo de interrupción por fusión por sobrecorriente.

VII.2.3 Determinación de la fusión por cortocircuito.

En este método de prueba el objetivo es comprobar que los fusibles interrumpen el circuito en el que se encuentran intercalados cuando se produzca un cortocircuito, sin que se rompa o queme cualquier parte, excepto el eslabón fusible, y no deben emitir flama o material fundido. Para ello se debe contar con una fuente de corriente cuya capacidad sea al menos de 100,000 amperes simétricos.

VII.2.4 Determinación de la resistencia de aislamiento.

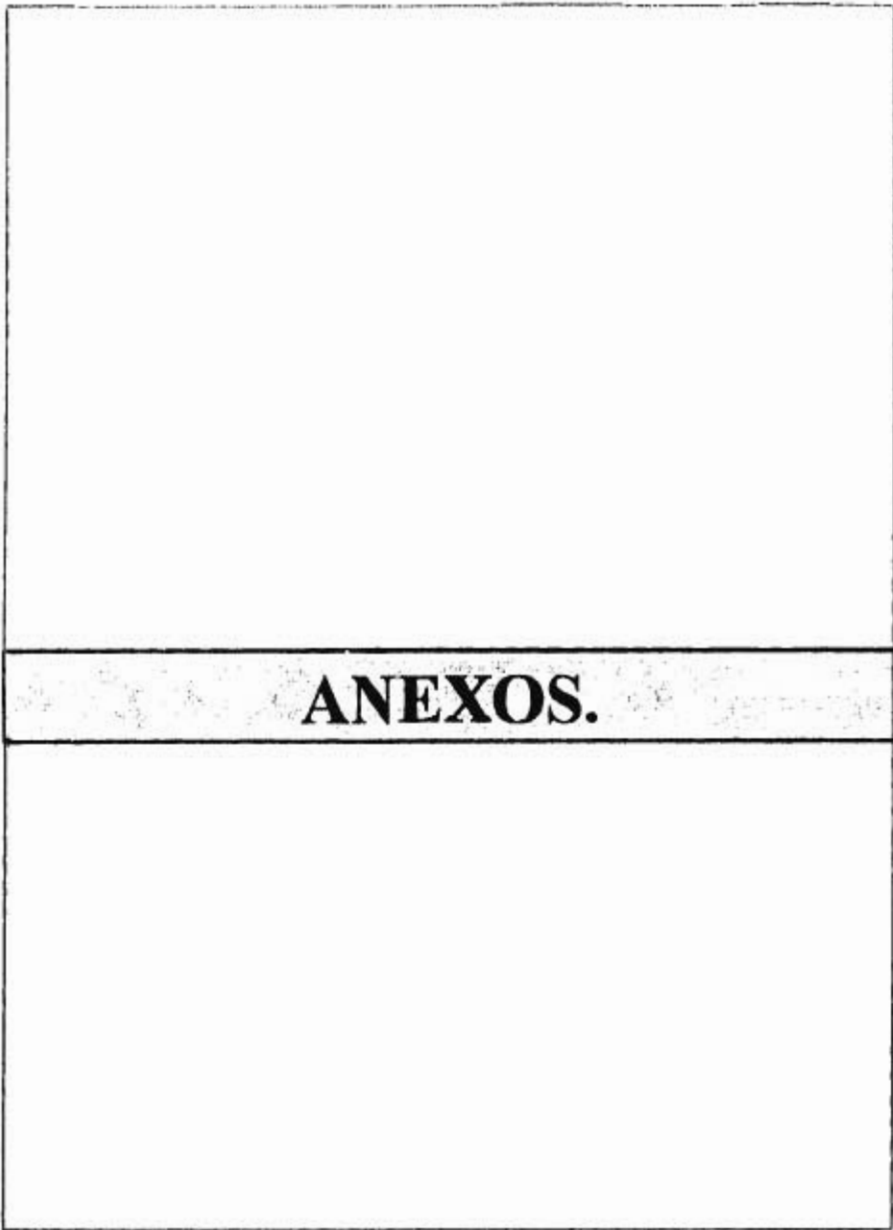
En esta prueba se debe comprobar que el valor óhmico de la resistencia de aislamiento de los fusibles es el valor especificado por la norma en vigor.

Para efectuar esta prueba se debe disponer de un megóhmetro que proporcione una tensión de prueba entre 500 y 1000 volts.

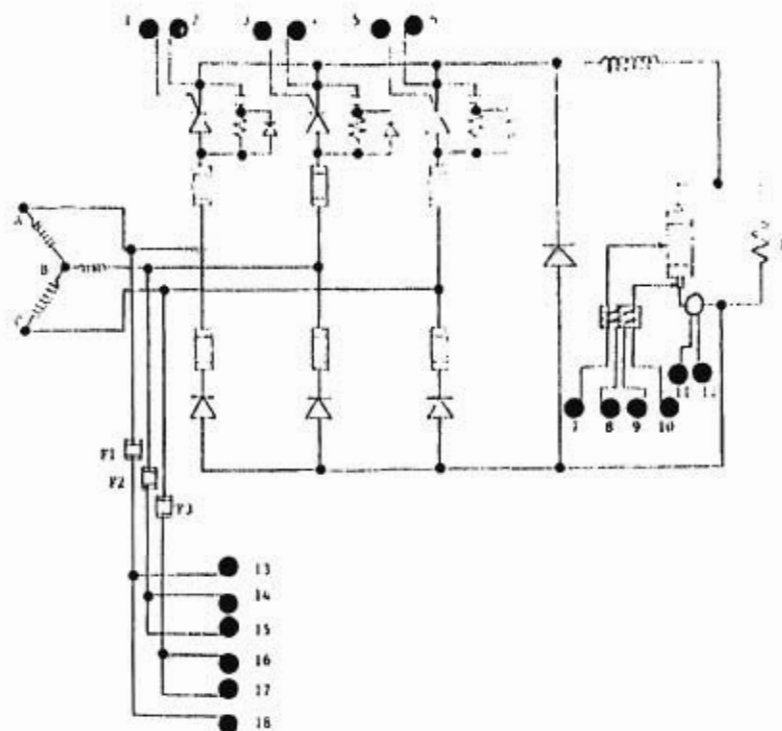
La resistencia de aislamiento de los fusibles, ya sea entre sus terminales o entre estos y sus partes metálicas no en contacto con ellos, debe ser mayor de 5 megaohms, previa eliminación de los eslabones fusible y la verificación de que todas las demás componentes están en su debido lugar.

Se recomienda que en los fusibles del tipo no renovable, la eliminación del eslabón fusible se haga por medio de una sobrecorriente que no dañe los aislamientos.

Como hemos visto, los fusibles deben cumplir ciertas pruebas para asegurar su operación correcta en cualquier instalación eléctrica.



ANEXO I. DIAGRAMA DEL CIRCUITO DE POTENCIA COMPLETO.



NOTAS:

- La resistencia R nos va a permitir descargar la energía que se encuentra almacenada en la bobina, a través del diodo de rueda libre, cuando el fusible abra. R = 4 resistencias, conectadas en serie paralelo, de 500 Ohms y 80 Watts cada una.

- Los pines 13 y 14 se conectan al transformador de acoplamiento (fase AB) del control analógico y a la fuente de alimentación de + 5 V.
- Los pines 15 y 16 se conectan al transformador de acoplamiento (fase BC) y a la fuente de alimentación de +/- 15 V.
- Los pines 17 y 18 se conectan al transformador de acoplamiento (fase CA).
- La conducción de corriente va a ser a través de barras de cobre y trenzas de cobre con una sección transversal que tenga al menos una ampacidad de corriente de 3000 amperes.

ANEXO 2. LISTADO DE PROGRAMA.

. CONTROL DIGITAL DE UN BANCO DE PRUEBAS A FUSIBLES DE BAJA TENSION
. CON EL MICONROLADOR 8751
. VERSION 15.

;definición de constantes

.IP (Interrupt Priority Control Register)

HPS EQU 0101H ; Prioridad alta Interrupción puerto serial
; (IE.4=1)
HPT1 EQU 0081H ; P. A. Interrupción timer1
; (IE.3=0)
HPX1 EQU 0041H ; Interrupción externa 1
; (IE.2=0)
HPT0 EQU 002H ; Interrupción Timer0
; (IE.1=0)
HPX0 EQU 001H ; habilita Interrupción Timer0
; (IE.0=0)

;Definición de CONSTANTES para Banco de Fusibles

;Caracteres ASCII (en decimales)

_ast EQU 42 ;(*)
_? EQU 63 ;(?)
_excl EQU 21H ;(!)
_nr EQU 184
_prompt EQU 62 ;(>)
_nl EQU 10 ;(new line,line feed)
_CR EQU 13 ; Carriage return
_spa EQU 32 ;(espacio)
_nul EQU 00H ;null character
_slash EQU 47 ;(/)
_Punto EQU 46 ;(.)
_home EQU 01 ; LCD Return Home
_SL EQU 02 ; LCD Shift Left
_NS EQU 03 ; LCD No Shift Left
_guion EQU 45
_derev EQU 184

_abpar	EQU 40	; abre parentesis (()
_cierpar	EQU 41	; cierra parentesis ())
_2P	EQU 58	; dos puntos (:)
_igual	EQU 61	; signo de igualdad (=)
_EsqSIM	EQU 201	; esquina superior izquierda de un marco
_THM	EQU 205	; tramo horizontal de un marco
_EsqSDM	EQU 187	; esquina superior derecha
_TVM	EQU 186	; tramo vertical
_EsqIM	EQU 200	; esquina inferior izquierda
_EsqIDM	EQU 188	; esquina inferior derecha
_0	EQU 48	
_1	EQU 49	
_2	EQU 50	
_3	EQU 51	
_4	EQU 52	
_5	EQU 53	
_6	EQU 54	
_7	EQU 55	
_8	EQU 56	
_9	EQU 57	
_A	EQU 65	
_B	EQU 66	
_C	EQU 67	
_D	EQU 68	
_E	EQU 69	
_F	EQU 70	
_G	EQU 71	
_H	EQU 72	
_I	EQU 73	
_J	EQU 74	
_K	EQU 75	
_L	EQU 76	
_M	EQU 77	
_N	EQU 78	
_O	EQU 79	
_P	EQU 80	
_Q	EQU 81	
_R	EQU 82	
_S	EQU 83	
_T	EQU 84	
_U	EQU 85	
_V	EQU 86	

W EQU 87
X EQU 88
Y EQU 89
Z EQU 90

;------ Caracteres no decimales del teclado matricial

Estrella EQU 0FAH
Gato EQU 0FBH

;-***Asignación (MAPEO) de direcciones para descodificación de dispositivos***

DISPOSITIVO:

CSTECLADO	EQU 0E0H	; 74C923
CSLCD	EQU 0E1H	; AND491
CSADC1	EQU 0E2H	; ADC700
CSADC2	EQU 0E3H	; ADC801
CSADC3	EQU 0E4H	; ADC802
CSADCL	EQU 0F1H	;Byte mas significativo del ADC
CSADCH	EQU 0F2H	;Byte menos significativo del ADC
CSADCW	EQU 0F3H	;Manda los 2 Byte
CSDACL	EQU 0F4H	;Byte mas significativo del DAC
CSDACH	EQU 0F5H	;Byte menos significativo del DAC
CSDACW	EQU 0F6H	;Manda los 2 byte

;-**** ASIGNACION DE FUNCIONES A PUERTOS

BUS	EQU P0	;El puerto 0 es el Bus de Datos
DECODER	EQU P1	;El puerto 1 es el decodificador de dispositivos
LCDECO	EQU P2	;El puerto 2 es el bus de control LCD (bit.7 a bit.4) ;y el bus de control de los ADC1 y DAC
RW	EQU P3.7	;Bit LCD
RS	EQU P3.6	;Bit LCD
E	EQU P3.5	;Bit reloj LCD
BF	EQU P3.4	;Bandera Busy Flag

ADCRedyT1 EQU DECODER.7 ;Bit para esperar pulso de fin de conversión (EOC)

ADCRedyT2 EQU DECODER 6 ;Bit para esperar pulso de fin de conversión (EOC)
 ADCRedy1 EQU DECODER 5 ;Bit para esperar pulso de fin de conversión (EOC)

CONSTANTE DE TECLADO

ENTER EQU Gato ;Nible (4 bits) que en el decodificador de teclado
 ;representan un enter (Fin de Dato)

DEFINICION DE VARIABLES

\$ALLPUBLIC

DEFSEG var,Start=2011,Class=Data
 SEG var

-----Variables BANCO DE FUSIBLES-----

USFS DB 1 ; USER STATUS FLAGS
 TxDATA EQU USFS 0 ; bandera para transmitir datos
 TxBusy EQU USFS 1 ; bandera de transmisor ocupado
 RxOvFlow EQU USFS 2 ; bandera de overflow del FP (Rx)
 Step EQU USFS 3 ; bandera de paso a paso

BNCFS DB 1 ;Bandera de Status y Control banco de Fusibles
 FinT1 EQU BNCFS 0 ;Bandera de tiempo terminado
 TecRedy EQU BNCFS 1 ;Bandera que indica que se ha recibido un dato en el
 ;teclado
 Dngrfus EQU BNCFS 2 ;Bandera que indica peligro (se esta incrementando
 la corriente rápidamente y puede dañar a los SCRs

-----Variables físicas de interés :DACs y ADC

IfusH DB 1 ;Corriente en el fusible (sensor:SHUNT)(ADC)
 IfusL DB 1 ;(Representación de 16 bits)

Tmp1 DB 1 ;Temperatura en el fusible
 Tmp2 DB 1 ;

VscrH DB 1 ;Voltaje para los SCR (DAC)
 VscrL DB 1 ;(Representación de 16 bits)

;-----Parámetros introducidos por teclado

IproH	DB 1	;Corriente programada
IproL	DB 1	;(Representación de 16 bits)
ImaxH	DB 1	;Corriente Máxima a programar
ImaxL	DB 1	;(Representación de 16 bits)
TiempoSH	DB 1	;Tiempo de sostenimiento de cada escalón
TiempoSL	DB 1	
Escalón	DB 1	;Numero de escalones
R2prom	DB 1	;Valor de Retraso 2 programable

;-----Parámetros de registro

IregH	DB 1	;Registro de corriente Máxima
IregL	DB 1	;(Representación de 16 bits aunque se ocupa 12 bits)
Tmpreg1	DB 1	;Registro de temperatura 1
Tmpreg2	DB 1	;Registro de temperatura 2

;-----Variables para variar la pendiente de la corriente

Retraso1	DB 1	; obtiene el valor introducido desde el teclado ;directamente del decodificador 74c922 ;(Nibble menos significativo)
TecDataH	DB 1	;Dato entre 0 65536 el cual es formado a partir
TecDataL	DB 1	;del valor de todas las teclas introducidas antes de ;un <enter>

;-----Selección de Mensaje en el LCD

NumF	DB 1	;Numero de FRAME que se cargara al LCD
------	------	----------------------------------------

;-----Variables Transmisión de datos a LCD

NumCarD	DB 1	;Numero de Caracteres desplegados
SavDPH	DB 1	;Guarda el valor del DPTR para el primer carácter
SavDPL	DB 1	

DelAux1 DB 1 ,Variables para generar retrasos
 DelAux2 DB 1
 DespVar DB 1 ,Variable utilizada por Step
 RetAdj DB 1

; Constante de TECLADO

;Constantes y Parámetros de operación

IpmaxL EQU 60H ; Corriente máxima de operación normal.
 IpmaxH EQU EA

;constante de cuchareo

Adj02 EQU 15 ,Constante para ajustarse a tiempos del 6802

;definición de variables

SALI.PUBLIC
 DEFSEG var,Start=20H,Class=Data
 SEG var

;----Variables BANCO DE FUSIBLES-----

BNCDFS DB 1 ; Banderas de STATUS y CONTROL banco de Fusibles
 FinT1 EQU BNCDFS.0 ;bandera de tiempo terminado
 FinEsc EQU BNCDFS.1 ;bandera que indica que se ha terminado un escalón
 TecRedy EQU BNCDFS.2 ;bandera que indica que se ha recibido un dato en el teclado
 DngrIfus EQU BNCDFS.3 ;bandera que indica peligro, puede ser debido una
 ;sobrecorriente (Corto circuito) o mal funcionamiento

;----Variables para tiempos de Escalamiento

Retraso1 DB 1 ;Retrasos utilizados en Rutina de Escalar
 Retraso2 DB 1 ;Para controlar el grado de Escalamiento
 Retraso3H DB 1
 Retraso3L DB 1

;---Variables del RELOJ EN SOFTWARE

SEGH	DB 1	;Tiempo en Segundos (Byte mas significativo)
SEGL	DB 1	;Tiempo en Segundos (Byte menos significativo)
DEL	DB 1	;Prescaler a 1 seg (20 * 50milis)

;---Variables de Subrutina Sostentamiento

CpH	DB 1	;Cuenta promedio de Vscr
CpL	DB 1	
DiffH	DB 1	;Diferencia de corrientes
DiffL	DB 1	
LIL	DB 1	;Limite inferior
LIIH	DB 1	
LSL	DB 1	; Limite Superior
LSH	DB 1	

;---Variable de Atención a Interrupción de TECLADO

TecValue	DB 1	;Contiene el valor introducido desde el teclado ;directamente del decodificador 74c922 ;(Nibble menos significativo)
TecDataL	DB 1	;Dato entre 0 y 65536 el cual es formado a partir
TecDataH	DB 1	;del valor de todas las teclas introducidas antes de ;de un <Enter>
NumF	DB 1	; Numero de FRAME que se cargara al LCD

;-----Variables Transmisión de datos a LCD

NumCarD	DB 1	;Numero de caracteres Desplegados
SavDPL	DB 1	;Guarda el valor del DPTR para el primer caracter
SavDPH	DB 1	
DelAux1	DB 1	; Variables para generar retrasos
DelAux2	DB 1	
RetAdj	DB 1	

***** Vectores de interrupción *****

```

DEFSEG      BRINCOS,START=00H,Class=Code
          SEG      BRINCOS
                   JMP  MAIN      ;Reset to program main

ORG        03H
          JMP  Aintx0 ; Interrupción EXTERna 0
ORG        0BH
          JMP  Aint0  ; Interrupción por timer0

ORG        13H
          JMP  Aintx1 ; Interrupción Externa 1
ORG        1BH
          JMP  Aint1  ; Interrupción TIMER/COUNTER 1
ORG        23H
          JMP  COMS1  ; Interrupción Puerto Serial
    
```

;Programa principal

```

          Defseg Programa,Start=100H,Class=Code
Seg Programa
MAIN:     CALL Inicializa ;inicialización de puertos y sfrs
          CALL intime     ;inicializa contadores/timers

          SETB EA        ;habilita todas las interrupciones

          CALL IniDisp
          CALL ConfDisp
          CALL DespBien
          CALL LeeBusyFlag ;Estado de espera
          CALL BorraLCD    ;Display Clear
          CALL LeeParametros
          CALL LeeBusyFlag ;Estado de espera
          CALL BorraLCD    ; Display Clear
          JMP  Malla       ; Pasa control a programa
                          ; principal banco de fusibles

          WAITL          JMP $
    
```

;Rutina de inicialización

```

Inicializa: CLR EA
            ANL P0,#000FH ;P0 Salida ( Control LCD )
    
```

```

ANI P1,#000H           ;P1 Salida ( BUS )
MOV BUS,#0FFH         ;Libera bus de datos
ANI P2,#000H           ;P2 Salida (DECODER)
MOV DECODER,#CSNADA   ;Selecciona bus libre
ORL P3,#0FFH          ;P3 Salida

```

```

MOV TMOD,#021H        ; Configura a T0 como timer de 16bits
                        ; y a T1 como timer de 8bits(TL1) con
                        ; auto-reload(TH1) para generar baud rate

```

```

SETB IT0               ;interrupciones externas activas por flanco
SETB IT1
MOV VscrL,#00H         ; Inicializa cero conduccion (SCRs)
MOV VscrH,#00H
CALL LoadVscr          ; Carga valor al DAC
MOV Iprom,#Ipmx       ; Carga Corriente máxima de operación
RET

```

;Rutina de inicialización Timers

intime:

```

MOV TH1,#0FDH         ; Selección BAUD RATE 9600
MOV TL1,#0FDH
MOV TH0,#03CH         ;inicialización de variables Timer 0
MOV TLO,#0ACH         ; RELOJ
                        ;El Timer 0 interrumpe cada 50milisegundos
                        ;C350H=50000microsegundos C350-3=C35D
                        ;Menos ajuste por latencia de la interrupción
                        ;Latencia de interrupción = 3 microsegundos

MOV SEGH,#01H
MOV SEGL,#01H         ;default 60 (3CH segundos)
MOV DEL,#14H         ;prescaler a 1 seg (20 * 50milis)
SETB TR1              ;echa a andar timer1
CLR TR0               ;detiene timer0
CLR ET0               ;deshabilita interrupción timer0

CLR ET1               ;deshabilita interrupción timer1
RET

```


;
; PRINCIPAL BANCO DE FUSIBLES

Malla MOV A,Escalón
 CJNE A,#1,ESCuno
 MOV A,Iprog
 RRC A
 MOV Icon,A
ESCuno. MOV NumF,#8
 CALL LOADFRAME
 CALL SndStatus
 CALL Escalar
 MOV NumF,#9
 CALL LOADFRAME
 CALL SndStatus
 CALL Sosten
 MOV A,Icon
 MOV B,#Escalón
 DIV AB
 MOV Iinc,A
 MOV A,B
 ADD A,Iinc
ContTEST: MOV Iinc,A
 ADD A,Icon
 MOV Icon,A
 CJNE A,Iprog,TerminaPBA
 MOV NumF,#8
 CALL LOADFRAME
 CALL SndStatus
 CALL Escalar
 MOV NumF,#9
 CALL LOADFRAME
 CALL SndStatus
 CALL Sosten
 JMP ContTEST
TerminaPBA: CALL FinTEST

;
;Subrutina Leelfus

Leelfus: MOV Decoder,#CSNADA
 MOV Decoder,#CSADCI
 NOP
 NOP

```

NOP
MOV Decoder,#CSNADA
MOV BUS,#0FFH
SETB ADCREDY1
JB ADCREDY1,$
JNB ADCREDY1,$
MOV DecoL,C0,CADCH
MOV IfusH,BUS
MOV DecoL,C1,CADCL
MOV IfusL,BUS
MOV A,IfusL
SUBB A,IregL
MOV A,IfusH
SUBB A,IfusH
JNC NoReg
MOV IregL,IfusL
MOV IregH,IfusH
NoReg: MOV A,IregL
RRC A
MOV IcomH,A
MOV A,IregL
RRC A
MOV IcomL,A
CLR C
MOV A,IfusL
SUBB A,IcomL
MOV A,IfusH
SUBB A,IcomH
JC FINPRUEBA
RET
FINPRUEBA:CALL FINTEST

```

;Lee Temperaturas

```

LeeTMP: MOV Decoder,#CSNADA
MOV Decoder,#CSADC2
NOP
NOP
NOP
MOV Decoder,#CSNADA
MOV BUS,#0FFH
SETB ADCREDY2
JB ADCREDY2,$
JNB ADCREDY2,$

```

```

MOV Decoder,#CSADC2
MOV TMP1,BUS
MOV Decoder,#CSNADA
NOP
MOV Decoder,#CSADC3
NOP
NOP
NOP
MOV Decoder,#CSNADA
MOV BUS,#0FFH
SETB ADCREDY3
JB ADCREDY3,5
JNB ADCREDY4,5
MOV Decoder,#CSADC3
MOV TMP2,BUS
MOV A,TMP1
CJNE A,TMPreg1,NoRegT1
MOV TMPreg1,TMP1
NoRegT1: MOV A,TMP2
CJNE A,TMPreg2,NoRegT2
MOV TMPreg2,TMP2
NoRegT2: RET

```

;Subrutina LoadVscr

```

LoadVscr: MOV Decoder,#CSNADA
MOV A,VscrH
CPL A
MOV BUS,A
MOV Decoder,#CSADCH
MOV Decoder,#CSNADA
MOV A,VscrL
CPL A
MOV BUS,A
MOV Decoder,#CSADCL
MOV Decoder,#CSNADA
MOV Decoder,#CSADW
RET

```

;MALLA DE ESCALAMIENTO

```
Ret1 EQU 15
```

```

Ret3H EQU 20
Ret3L EQU 175
CoRet3L EQU 43

Escalar: CALL LecTMP
          CALL Leelfus
          MOV A,IfusL
          SUBB A,Iprogl
          MOV A,IfusH
          SUBB A,Iprogl
          JC Chelfus
Chelfus: JNC EndEscalar
          MOV A,#01
          ADD A,VscrL
          MOV VscrL,A
          MOV A,#01H
          ADDC A,VscrH
          MOV VscrH,A
          MOV A,VscrL
          SUBB A,VscrmaxL
          MOV A,VscrH
          SUBB A,VscrmaxH
          JNC Chelmax
          CALL ErrorThen
Chelmax: CALL LoadVscr
          MOV Retraso1,#Ret1
LoadR2: MOV Retraso2,R2prom
LoadR3: MOV Retraso3H,#Ret3H
          MOV Retraso3L,#CoRet3L
WaitR3: DJNZ Retraso3L,$
          MOV Retraso3L,#Ret3L
          DJNZ Retraso3H,WaitR3
          CALL Leelfus
          DJNZ Retraso2,LoadR3
          DJNZ Retraso1,LoadR2
          JMP Escalar
EndEscalar: RET

```

¡MALLA DE SOSTENIMIENTO

```

Sosten: MOV CpL,VscrL
          MOV CpH,VscrH

```

```

ContSosten  CALL Leelfus
            CALL LecTMP
            MOV A,Ifust.
            SUBB A,Iprogl.
            MOV A,IfustI
            SUBB A,IprogII
            JNC Menor
            CLR C
            MOV A,Ifust.
            SUBB A,Iprogl.
            MOV DiñL,A
            MOV A,IfustI
            SUBB A,IprogII
            MOV DiñH,A
            MOV A,CpL
            ADD A,DiñL
            MOV LSL,A
            MOV A,CpH
            ADDC A,DiñH
            MOV LSH,A
            JNC LimSup
            MOV LSL,IpmaxL
            MOV LSH,IpmaxI
LimSup:    MOV A,VscrL
            SUBB A,LSL
            MOV A,VscrH
            SUBB A,LSH
            JC IncVscr
            MOV VscrL,LSL
            MOV VscrH,LSH
            CALL LoadVscr
            JBC FINTI,FinSosten
            JMP Contsosten
FinSosten:  RET
IncVscr    MOV A,#1
            ADD A,VscrL
            MOV VscrL,A
            MOV A,#0
            ADDC A,VscrH
            CALL LoadVscr
            MOV RetAdj,#Adj02
            DJNZ RetADJ,$
            CALL Leelfus
            MOV A,IfustL

```

```

SUBB A,IprogL
MOV A,IfusL
SUBB A,IprogH
JC LimSup
JBC FinT1,FinSosten
JMP ContSosten

Menor      MOV A,IfusL
           SUBB A,IprogL
           MOV DiñL,A
           MOV A,IfusH
           SUBB A,IprogH
           MOV DiñH,A
           MOV A,CpL
           SUBB A,DiñL
           MOV LIL,A
           MOV A,CpH
           SUBB A,DiñH
           MOV LIH,A
           JNC LimInf
           MOV LIL,#LRectH
           MOV LIH,#LRectIH

LimInf:    MOV A,VscrL
           SUBB A,LIL
           MOV A,VscrH
           SUBB A,LIH
           JC DecVscr
           MOV VscrL,LIL
           MOV VscrH,LIH
           CALL LoadVscr
           JBC FinT1,FinSosten
           JMP ContSosten

FinSosten: RET
DecVscr:   MOV A,#1
           SUBB A,VscrL
           MOV VscrL,A
           MOV A,#0
           SUBB A,VscrH
           CALL LoadVscr
           MOV RetAdj,#Adj02
           DJNZ RetAdj,$
           CALL Leelfus
           MOV A,IfusL
           SUBB A,IprogL
           MOV A,IfusH

```

```

SUBB A,IprogH
JC LimInf
JBC FinT1,FinSosten
JMP ContSosten

```

:Subrutina Despliega Tecla Valuada

```

DspTcVal:  MOV  A,TecValue
           MOV  DPTR,#ASCII      ;Saca el ASCII del numero Introducido
           MOVC A,@A+DPTR
           CALL LeeBusyFlag
           CALL DataLCD          ; Manda el sig. caracter al LCD
           RET

```

:Subrutina Lee Teclado

```

ReadTec:  MOV  TecDataL,#00H
           MOV  TecDataH,#00H    ; Inicializa variables
           CLR  TecRedy          ; Borra Bandera de dato listo
           CLR  IE0
           SETB EX0              ; habilita interrupción TECLADO
           JNB  TecRedy,$        ; Espera a que se introduzca una tecla
           CLR  EX0              ; deshabilita interrupción TECLADO
           CALL DspTcVal         ; DESPLIEGA Tecla en LCD
           MOV  TecDataL,TecValue ; Guarda el dato en TecDataL.
           MOV  A,TecDataL
           CJNE A,#ENTER,ReadNumber ; Si (TecValue != ENTER) sigue leyendo
           MOV  TecDataL,#01H    ; (default a cero)
           MOV  TecDataH,#01H
           RET                    ; este termina de leer Teclado

ReadNumber: CLR  TecRedy        ; Borra Bandera de dato listo
            SETB EX0            ; habilita interrupción TECLADO
            JNB  TecRedy,$     ; Espera a que se introduzca una tecla
            CLR  EX0            ; deshabilita interrupción
            MOV  A,TecValue
            CJNE A,#ENTER,SigLey ; Si (TecValue != ENTER) sigue leyendo.
            INC  TecDataH      ; Ajuste para representación binaria
                                ; de 16 bits ( DINZ predecrementa )
                                ; (Ver Subrutina Intime1)
            RET                ; este TERMINA de leer Teclado

SigLey:    CALL DspTcVal       ; DESPLIEGA Tecla en LCD

```

```

MOV A,TecDataH ; ***Empieza MULTIPLICACION De 16 Bits***
MOV B,#10 ; Multiplica Byte mas significativo
MUL AB ; (TecDataH) por Diez
JB OV,ErrorMult ; (OVERFLOW) Si el resultado de la multiplicación
; mayor a 65536 se prende la bandera OV

MOV TecDataH,A
MOV A,TecDataL
MOV B,#10 ; Multiplica Byte menos significativo
MUL AB ; (TecDataL) por diez
MOV TecDataL,A
MOV A,B ; Le suma el acarreo de la mult
ADD A,TecDataH ; ****Termina MULTIPLICACION de 16 bits***
MOV TecDataH,A

MOV A,TecDataL ; Multiplica el numero anterior por 10
ADD A,TecValue ; y le suma el valor de la nueva tecla
MOV TecDataL,A
MOV A,#00H ; le suma el acarreo
ADDC A,TecDataH
MOV TecDataH,A

JMP ReadNumber

ErrorMult: MOV TecDataL,#01H ; (default a cero)
MOV TecDataH,#01H ; Error de Multiplicacion
RET ; Numero demasiado grande

```

;Subrutina LeeParametros

```

LeeParametros: MOV A,#2
CALL DespFRX
Lee3: CALL LeeBusyFlag
CALL BorraLCD
MOV A,#3
CALL DespFRX
CALL ReadTec
MOV A,TecDataL
SUBB A,ImaxL
MOV A,TecDataH
SUBB A,ImaxH
JC Lee3
MOV A,TecDataL

```



```

MOV B,#30
MUL AB
MOV IprogL,A
MOV RgtO,B
MOV A,TecDataH
MOV B,30
MUL AB
ADD A,RgtO
MOV IprogH,A
Lee4: CALL LeeBusyFlag
CALL BorraLCD
MOV A,#4
CALL DespFRX
CALL ReadTec
MOV A,TecDataL
CJNE A,#20, Lee4
MOV A,TecdataL
MOV Escalón,A
Lee5: CALL LeeBusyFlag
CALL BorraLCD
MOV A,#5
CALL DespFRX
CALL ReadTec
MOV A,TecDataL
CJNE A,#200, Lee5
MOV A,TecDataL
MOV Gesc,A
Lee6: CALL LeeBusyFlag
CALL BorraLCD
MOV A,#6
CALL DespFRX
CALL ReadTec
MOV A,TecDataL
SUBB A,SegLmax
MOV A,TecDataH
SUBB A,SegHmax
JC Lee6
MOV A,TecDataL
MOV SegLprog,A
MOV A,TecDataH
MOV SegHprog,A
RET

```

;SubRutina LeeBusyFlag

```

WaitBf      CLR  E
LeclusyFlag MOV  DECODER,#CSNADA
            NOP
            NOP
            MOV  LCD,#0FFH
            NOP
            NOP
            MOV  DECODER,#CSLCD ; Selecciona LCD, CSNADA sel. antes
            CLR  RS              ; Asume que el reloj (E) esta abajo
            SETB RW
            SETB E
            NOP
            NOP
            NOP
            NOP
            JB   BF,WaitBf
            NOP
            NOP
            NOP
            CLR  E              ; Deja el Reloj (E) abajo
            NOP
            NOP
            MOV  DECODER,#CSNADA
            RET

```

;Subrutina BorraLCD

```

BorraLCD:   CLR  RS              ; Asume que el reloj (E) esta abajo
            CLR  RW
            NOP
            SETB E
            NOP
            MOV  DECODER,#CSNADA
            MOV  LCD,#01H      ; Carga a IR con 01H (Comando Borra Display)
            MOV  DECODER,#CSLCD
            NOP
            NOP
            NOP
            CLR  E              ; Deja el Reloj (E) abajo
            NOP
            NOP

```

```
MOV DECODER,#CSNADA
RET
```

;Subrutina ComandLCD

```
ComandLCD: CLR RS      ; Asume que el reloj (E) esta abajo
            CLR RW
            NOP
            NOP
            SETB E
            NOP
            MOV DECODER,#CSNADA
            MOV LCD,A    ; Carga a IR con el acumulador
            MOV DECODER,#CSLCD
            NOP
            NOP
            NOP
            NOP
            CLR E      ;Deja el Reloj (E) abajo
            NOP
            NOP
            MOV DECODER,#CSNADA
            RET
```

;Subrutina DataLCD

```
DataLCD: SETB RS      ;Asume que el reloj (E) esta abajo
            CLR RW
            NOP
            SETB E
            NOP
            MOV DECODER,#CSNADA
            NOP
            NOP
            MOV LCD,A  ; Carga a DR con el acumulador
            NOP
            NOP
            MOV DECODER,#CSLCD
            NOP
            NOP
            NOP
            NOP
            NOP
```

```

CLR E           ; Deja el Reloj (E.) abajo
NOP
NOP
MOV DECODER,#CSNADA
RET

```

¡Subrutina Configura Display

```

FS_D8_N2_F     EQU 38H ; Comando FUNCTION SET (Palabra de programación)
                  ; Configura Display con comunicación a través de
                  ; 8 líneas de Datos (8 bits) , 2 líneas ,y caracteres
                  ; de 5*7 puntos (Ver Manual AND191)

EMIS_I_NS      EQU 06H ; Comando ENTRY MODE SET (Palabra de programación)
                  ; Configura Display con autoincremento de dirección
                  ; de caracter (en DDRAM) cada vez que se escribe un
                  ; caracter. El resultado de esto es que el cursor
                  ; se moverá automáticamente a la derecha, preparándose
                  ; para recibir un nuevo caracter, cada vez que se
                  ; le escribe un caracter.

EMIS_I_SL      EQU 07H ; Comando ENTRY MODE SET (Palabra de programación)
                  ; Configura Display con autoincremento de dirección
                  ; (en DDRAM) y con desplazamiento de Display a la
                  ; izquierda cada vez que se escribe un caracter.
                  ; El resultado de esto es que el cursor no
                  ; se moverá , preparándose para recibir un nuevo
                  ; caracter, pero todo el resto de la información
                  ; contenida en el display se desplazara hacia la
                  ; izquierda cada vez que se le escribe un caracter

DON_CON_BOF    EQU 0EH ; Comando DISPLAY ON/OFF CONTROL (Palabra de
Programación)
                  ; Enciende Display (D=1) Despliega Cursor (C=1)
                  ; Y el cursor no parpadea (B=0)

DOF_COF_BOF    EQU 08H ; Comando DISPLAY ON/OFF CONTROL (Palabra de
Programación)
                  ; Apaga Display (D=0) no Despliega Cursor (C=0)
                  ; Y el cursor no parpadea (B=0)
                  ; (Los datos en DDRAM no son afectados)

```


JMP @A+DPTR

```
LEAF:    AJMP LDF0
         AJMP LDF1
         AJMP LDF2
         AJMP LDF3
         AJMP LDF4
         AJMP LDF5
         AJMP LDF6
         AJMP LDF7
         AJMP LDF8
         AJMP LDF9
         AJMP LDF10
         AJMP LDF11
         AJMP LDF12
         AJMP LDF13
LDF0:    MOV DPTR,#FRAME0
         JMP Sique
LDF1:    MOV DPTR,#FRAME1
         JMP Sique
LDF2:    MOV DPTR,#FRAME2
         JMP Sique
LDF3:    MOV DPTR,#FRAME3
         JMP Sique
LDF4:    MOV DPTR,#FRAME4
         JMP Sique
LDF5:    MOV DPTR,#FRAME5
         JMP Sique
LDF6:    MOV DPTR,#FRAME6
         JMP Sique
LDF7:    MOV DPTR,#FRAME7
         JMP Sique
LDF8:    MOV DPTR,#FRAME8
         JMP Sique
LDF9:    MOV DPTR,#FRAME9
         JMP Sique
LDF10:   MOV DPTR,#FRAME10 ;
         JMP Sique
LDF11:   MOV DPTR,#FRAME8
         JMP Sique
LDF12:   MOV DPTR,#FRAME9
         JMP Sique
LDF13:   MOV DPTR,#FRAME10 ;
         JMP Sique
```

Sigue. RET

;Subrutina SndFrmLCD

```
SndFrmLCD: CLR E
            MOV NumCarD,#00H ;Numero de caracteres = 0
            MOV SavDPL,DPL ;Salva el valor del DPTR para ese caracter
            MOV SavDPH,DPH
RptCh:      MOV A,#00H
            MOVC A,@A+DPTR ;Direccionamiento Indirecto de la Tabla (Frame)
            INC DPTR ;Post Incrementa el DPTR
            CJNE A,#_nul,NoEndF ;Checa si termino Frame
            MOV NumCarD,#00H ;Si termino Frame deja de mandar caracteres
            RET ;y regresa a Programa principal

NoEndF:     CJNE A,#_nl,No_nl ;Si no termino Frame Checa Si cambia Renglón
            MOV NumCarD,#00H ;NEW LINE
            CALL LecBusyFlag ;Espera Display
            MOV A,#NuevaLinea ;Cambia Renglón
            CALL ComandLCD
            JMP RptCh ;y repite el proceso

No_nl:      CJNE A,#_home,No_Home ;Si no es un Cambio de renglón Regresa Cursor
            MOV NumCarD,#00H
            MOV A,#RetHome ;Return Home
            CALL LecBusyFlag ;Espera Display
            CALL ComandLCD

H0w:        MOV DelAux2,#0FFH
            MOV DelAux1,#0FFH
            DJNZ DelAux1,S
            DJNZ DelAux2,H0w ;Espera

            JMP RptCh ;y repite el proceso

No_Home:    CJNE A,#_SL,No_SL ;Si no es un Cambio de renglón Regresa Cursor
            MOV A,#EMS_I_SL ;SHIFT DISPLAY LEFT
            CALL LecBusyFlag ;Espera Display
            CALL ComandLCD
            JMP RptCh ;y repite el proceso

No_SL:      CJNE A,#_NS,No_NS ;Si no es un Cambio de renglón Regresa Cursor
            MOV NumCarD,#00H
```

	CALL LeeBusyFlag	. Espera Display
	MOV A,#EMS 1 NS	. NO SHIFT Display, Inc cursor
	CALL ComandLCD	
	JMP RptCh	. y repite el proceso
No NS:	CALL LeeBusyFlag	. Espera Display
	CALL DataLCD	. Manda el sig caracter al LCD
	INC NumCarD	. Incrementa el numero de caracteres
Hart0:	MOV DelAux2,#0FFH	
	MOV DelAux1,#0FFH	
	DJNZ DelAux1,S	
	DJNZ DelAux2,Hart0	
chkEOL:	MOV A,NumCarD	
	CJNE A,#15,chkEOL	. Checa si se termino la linea
	JNC EOL	
	JMP RptCh	. y repite el proceso
EOL:	MOV A,#RetHome	. Return Home
	CALL LeeBusyFlag	. Espera Display
	CALL ComandLCD	. Escribe IR
	MOV DPL,SavDPL	. Carga al DPTR el valor del primer caracter
	MOV DPH,SavDPH	
	INC DPTR	. Incrementa DPL
	MOV SavDPL,DPL	
	MOV SavDPH,DPH	
	MOV NumCarD,#001H	
ShiftMD:	MOV A,#001H	
	MOVC A,@A+DPTR	
	CJNE A,#_nl,SigEOL	. Checa que no sea un cambio de renglon
	JMP FinEOLS	
	CJNE A,#_ml,SigEOL	. Checa que no sea un fin de marco
	JMP FinEOLS	
SigEOL:	CALL LeeBusyFlag	. Espera Display
	CALL DataLCD	. Manda el sig caracter al LCD
	INC NumCarD	. Incrementa el numero de caracteres
	INC DPTR	. Apunta al siguiente caracter
	MOV A,NumCarD	
EOL_N:	CJNE A,#15,EOL_N	
	JNC FinEOLS	


```

                JMP ShiftMD
FinFOL S      JMP RptCh          , y repite el proceso

;Subrutina SndStatus
SndStatus    CLR E
              MOV NumCarD,#00H    ;Numero de caracteres = 0
              MOV SavDPL,DPL      ;Salva el valor del DPTR para ese caracter
              MOV SavDPI,DPI
RptCh_ST     MOV A,#00H
              MOVC A,@A+DPTR      ;Direccionamiento Indirecto de la Tabla (Frame)
              INC DPTR            ; Post Incrementa el DPTR
              CJNE A,#_nul,NoEndF_ST ; Checa si termino Frame
              MOV NumCarD,#00H    ; Si termino Frame deja de mandar caracteres
              RET                  ; y regresa a Programa principal

NoEndF_ST    CJNE A,#_nl,No_nl_ST ; Si no termino Frame Checa Si cambia Renglón
              MOV NumCarD,#00H    ; NEW LINE
              CALL LeeBusyFlag     ; Espera Display
              MOV A,#NuevaLinea   ; Cambia Renglón
              CALL ComandLCD
              JMP RptCh_ST         ; y repite el proceso

No_nl_ST     CJNE A,#_home,No_Home_ST ; Si no es un Cambio de renglón
              ; Regresa Cursor

              MOV NumCarD,#00H
              MOV A,#RetHome      ; Return Home
              CALL LeeBusyFlag     ; Espera Display
              CALL ComandLCD
              JMP RptCh_ST         ; y repite el proceso

No_Home_ST   CALL LeeBusyFlag     ; Espera Display
              CALL DataLCD        ; Manda el sig. caracter al LCD
              INC NumCarD         ; Incrementa el numero de caracteres
              JMP RptCh_ST         ; y repite el proceso

```

;Subrutina Desplien

```

DespBien     MOV NumF,#001H      ; Selecciona el FRAME 1
              CALL LOADFRAME
              CALL SndFrmLCD
              RET

```

;Subrutina DespDesp

```
DespDesp:  CALL LecBusyFlag
           CALL BorraLCD
           MOV  A,#15      ; Selecciona el FRAME 15
           CALL DespFRX   ; Despliega mensaje Inserta parámetro
           CLR  TecRedy   ; Borra Bandera de dato listo
           CLR  H:0
           SETB EX0       ; habilita interrupción TECLADO
           JNB  TecRedy,$  ; Espera a que se introduzca una tecla
           CLR  EX0       ; deshabilita interrupción TECLADO
           RET
```

;Subrutina DespFRX

```
DespFRX:  MOV  NumF,A      ; Selecciona el FRAME A
           CALL LOADFRAME
           CALL SndFrmLCD
           RET
```

;Rutina Despliega Resultados

```
DspRsid:  CALL LecBusyFlag
           CALL BorraLCD
           MOV  A,#8
           CALL DespFRX
           MOV  DataH,IregH
           MOV  DataL,IregL
           CALL ConASCH
           CALL LecBusyFlag
           CALL BorraLCD
           MOV  A,#9
           CALL DespFRX
           MOV  DataL,TMPreg1
           MOV  DataH,#0
           CALL ConASCH
           CALL LecBusyFlag
           CALL BorraLCD
           MOV  A,#10
           CALL DespFRX
           MOV  DataL,TMPreg2
```

```
MOV Data1,#0
CALL ConASCII
CALL LeeBusyFlag
CALL Borral.CD
MOV A,#11
CALL DesplRX
MOV DataL,TL0
MOV Data1,T110
CALL ConASCII
RET
```

:Rutina Convierte a ASCII

```
ConASCII: MOV A,Data1
          ANL A,#0FH
          MOV Dat2,A
          MOV A,DataH
          SWAP A
          ANL A,#0FH
          MOV Dat1,A
          MOV A,DataL
          ANL A,#0FH
          MOV Dat4,A
          MOV A,DataL
          SWAP A
          ANL A,#0FH
          MOV Dat3,A
          MOV A,Dat1
          MOV B,#10
          DIV AB
          MOV DT1,A
          MOV A,B
          SWAP A
          OR A,Dat2
          MOV B,#10
          DIV AB
          MOV DT2,A
          MOV A,B
          SWAP A
          OR A,Dat3
          MOV B,#10
          DIV AB
          MOV DT3,A
          MOV A,B
```

```

SWAP A
MOV A,B
SWAP A
OR A,Data1
MOV B,#10
DIV AB
MOV DT4,A
MOV A,B
CALL DspVal
MOV A,DT1
SWAP A
OR A,DT2
MOV DataH,A
MOV A,DT3
SWAP A
OR A,DT4
MOV DataL,A
MOV A,NoDiv
INC A
MOV NoDiv,A
CJNE A,#5,ConASCII
MOV NoDiv,#0
RET

```

;Subrutina Delay Software

```

DelSoft:  MOV DelAux2,A
CountAg: MOV DelAux1,#0F0H
          DJNZ DelAux1,S
          DJNZ DelAux2,CountAg
          RET

```

;Subrutina para Inicializar RELOJ EN SOFTWARE

```

InTime1:  MOV A,SegLmax
          JZ  NoTimeL1           ; Si (Byte menos significativo == 0)
SiTime1:  JNB T1par,NoInclImx   ; Si ajusta para 16 Bits (DJNZ)
          MOV SEGHI,SegHmax     ; Carga Byte mas significativo
          INC SEGHI             ; (Ver Subrutina ReadTec)
          JMP CLmax
NoInclImx: MOV SEGHI,SegHmax    ; Carga Byte mas significativo
CLmax:    MOV SEGL,SegLmax     ; Carga Byte menos significativo
          MOV TH0,#03CH        ; Reinicialización de Cuenta Timer 0

```

```

MOV TL0,#0ACH ; RELOJ
MOV DEL,#014H ;prescaler a 1 seg (20 * 50milis)
CLR FinT1 ; borra bandera de tiempo transcurrido
SETB ET0 ; habilita interrupción timer0
SETB TR0 ; hecha a andar timer0
RET

NoTimeL1 MOV A,SegHmax
JZ NoTimeH1 ; Si (Byte mas significativo ==0)
JMP SiTime1

NoTimeH1 SETB FinT1 ; Enciende bandera de tiempo transcurrido
CLR ET0 ; deshabilita interrupción timer0
CLR TR0 ; detiene timer0
RET

```

;Subrutina DelayTic

```

DelayTic: MOV SEGL,A
MOV Del,#014H
MOV SEGH,#01H ; Carga el numero de segundos
MOV TH0,#03CH ;inicialización de variables Timer 0
MOV TL0,#0ACH ;RELOJ
CLR FinT1 ; borra bandera de cuenta terminada
SETB TR0 ; prende timer 0
SETB ET0 ; habilita interrupción por timer 0
JNB FinT1,$
RET

```

;Rutina de Interrupción por Timer0 (T0).

```

WaitB: MOV Del,#014H
Wait: MOV TH0,#03CH ;Reinicialización de Cuenta Timer 0
MOV TL0,#0ACH ; RELOJ
;El Timer 0 interrumpe cada 50 milisegundos
;C350H=50000microsegundos C350-3=C35D
; Menos ajuste por latencia de la interrupción
; Latencia de interrupción = 3 microsegundos

RETI

Aintt0: DJNZ Del,Wait ;espera 20 interrupciones del Timer0 (1seg)
DJNZ SegL,WaitB ;Espera el numero de seg indicado en SegL
DJNZ SegH,WaitB ;Espera el num de seg indicados En SegL y SegH
SETB FinT1 ;Enciende bandera para indicar que ha transcurrido

```

```

CLR TR0      ,el tiempo indicado en SegH y SegL (16 bits)
CLR ET0      , detiene timer0
CLR ETO      ; deshabilita interrupción timer0
RETI         , (tiempo en salir de interrupción=10microseg)

```

;Rutina de Interrupción Externa 0 (TECLADO)

Aintx0:

```

CLR EX0
MOV DECODER,#CSNADA
MOV BUS,#0FH1      ; Libera el Bus
MOV DECODER,#CSTECLADO ; Selecciona el teclado
MOV A,BUS          ; Lee dato del teclado
ANL A,#0FH1       ; Mascarea Dato Teclado
MOV DPTR,#TECDECTAB ; Apunta a tabla descodificación
MOVC A,@A+DPTR
MOV TecValue,A    ; Asigna el valor a TecValue
SETB TecRedy      ; Prende bandera de dato listo
SETB EX0
RETI

```

;Rutina de interrupción Externa 1

```

Aintx1:  CLR EX1      ,deshabilita interrupción
         SETB ADCRedy ;bandera de End of Conversión
         RETI

```

```

FRAME0: ,prompt
DB _prompt
DB _nul ; fin frame0

```

```

FRAME1: ; bienvenido al programa ...
DB _B,_i,_e,_n,_v,_e,_n,_i,_d,_o,__spa,_a,_l,__spa,_p,_r,_o,_g,_r,_a,_m,_a
DB _spa,_d,_e,__spa,_C,_o,_n,_t,_r,_o,_l,__spa,_B,_a,_n,_c,_o,__spa,_d,_e,__spa
DB _F,_u,_s,_i,_b,_l,_e,_s,__spa,_d,_e,__spa,_B,_a,_j,_a,__spa,_T,_e,_n,_s,_i,_o,_n,__spa,_nl
DB _S,_T,_C,__spa,_M,_e,_t,_r,_o,__spa,_l,_9,_9,_6
DB _nul ;fin frame1

```

```

FRAME2: ; Introduzca parámetros...
DB _home,_A,__spa,_C,_o,_n,_t,_i,_n,_u,_a,_c,_i,_o,_n,__spa,_l,_n,_t,_r,_o,_d
DB _u,_z,_c,_a,__spa,_nl,_ast,_4,__spa,_P,_a,_r,_a,_m,_e,_t,_r,_o,_s,_ast
DB _nul ;fin frame2

```

FRAME3:

DB _P_a_r_a_m_e_t_r_o_spa_1_spa_C_o_r_r_i_e_n_t_e
 DB spa_M_a_x_i_m_a_spa_nl_l_m_a_x_2p
 DB abpar_A_m_p_cierpar
 DB _nul ;fin frame3

FRAME4:

DB _P_a_r_a_m_e_t_r_o_spa_2_spa_N_u_m_e_r_o_spa_d_e
 DB spa_F_s_c_a_l_o_n_e_s_spa_nl_N_F_s_c_2p
 DB _nul ;fin frame4

FRAME5:

DB _P_a_r_a_m_e_t_r_o_spa_3_spa_G_r_a_d_o_spa_d_e
 DB spa_F_s_c_a_l_a_m_i_e_n_t_o_spa_nl_G_E_s_c_2p
 DB abpar_g_r_a_d_o_cierpar
 DB _nul ;fin frame5

FRAME6:

DB _P_a_r_a_m_e_t_r_o_spa_4_spa_T_i_e_m_p_o_spa_d_e
 DB spa_S_o_s_t_e_n_i_m_i_e_n_t_o_nl_T_S_o_s_t_2p
 DB abpar_s_e_g_s_cierpar
 DB _nul ;fin frame6

FRAME7:

DB _C_o_r_r_i_e_n_t_e_spa_M_a_x_i_m_a_nl
 DB l_m_a_x_2p
 DB abpar_A_m_p_cierpar
 DB _nul ;fin frame7

FRAME8:

DB T_e_m_p_e_r_a_t_u_r_a_spa_1_spa_M_a_x_i_m_a
 DB _nl_T_l_m_a_x_2p
 DB _nul ;fin frame8

FRAME9:

DB T_e_m_p_e_r_a_t_u_r_a_spa_2_spa_M_a_x_i_m_a
 DB _nl_T_2_m_a_x_2p
 DB _nul ;fin frame9

FRAME10:

DB T_i_e_m_p_o_spa_d_e_spa_A_p_e_r_t_u_r_a
 DB spa_nl_T_A_p_t_2p
 DB abpar_s_e_g_s_cierpar

```
DB _nul ;fin frame10
```

```
FRAME11:
```

```
DB _E,_r,_r,_o,_r,_spa,_S,_o,_b,_r,_e,_c,_o,_r,_t,_i,_e,_n,_t,_e,_spa,_nl
```

```
DB _P,_e,_l,_i,_g,_r,_o,_excl,_excl,_excl
```

```
DB _nul ;fin frame11
```

```
FRAME12:
```

```
DB _home,_E,_s,_c,_u,_l,_a,_m,_i,_e,_n,_t,_o,_spa
```

```
DB _nul ;fin frame12
```

```
FRAME13:
```

```
DB _home,_S,_o,_s,_t,_e,_n,_i,_m,_i,_e,_n,_t,_o,_spa
```

```
DB _nul ;fin frame13
```

```
FRAME14:
```

```
DB _P,_r,_u,_e,_b,_a,_spa,_nl,_T,_e,_r,_m,_\,_n,_a,_d,_a
```

```
DB _nul ;fin frame14
```

;Tablas de Descodificación (ROM)

;DECODIFICACION DE TECLADO****

```
Not_imp EQU 00
```

```
TECDECTAB: ; Indexado por salida del 74C923 (Dec. Tec. matricial)
```

```
DB 1,2,3,Not_imp,4,5,6,Not_imp,7,8,9,Not_imp,Estrella,0,Gato
```

```
ASCII: ;Tabla de Caracteres ASCII
```

```
DB _0,_1,_2,_3,_4,_5,_6,_7,_8,_9
```

```
END
```


CONCLUSIONES :

El desarrollo teórico de éste proyecto nos permitió verificar la importancia que tiene el fusible en cualquier instalación eléctrica y que no nada más debemos colocar un fusible así por que sí; la recomendación general es que siempre se sustituya un fusible por otro de sus mismas características. También es de suma importancia, para cualquier dispositivo de potencia, contar con sus circuitos de protección para evitar daños a ellos, ya que su costo es elevado. En general, la investigación realizada creemos que es de gran importancia y tiene un contenido muy sustancioso, tanto del área eléctrica como del área electrónica.

Dicho desarrollo se realizó de una manera que cualquier estudiante pueda entender y aprender, sin problema alguno, todos los temas aquí expuestos, evitando con ello, las barreras que nosotros encontramos en nuestra investigación.

BIBLIOGRAFIA.

<p><i>ELECTRONICA DE POTENCIA.</i> MUHAMMAD RASHID PRENTICE HALL.</p>	<p><i>SCR MANUAL.</i> GENERAL ELECTRIC PRENTICE HALL.</p>
<p><i>POWER ELECTRONICS.</i> MARVIN J FISHER. PLUS-KENT PUBLISHING COMPANY.</p>	<p><i>TIRISTORES Y TRIACS.</i> HENRI LIEN. ALFAOMEGA</p>
<p><i>POWER SEMICONDUCTORS.</i> MILAN KUBAT. SPRINGER-VERLAG.</p>	<p><i>INDUSTRIAL POWER SYSTEMS HANDBOOK.</i> BEEMAN. McGRAW HILL.</p>
<p><i>C.I. LINEALES Y AMP. OPERACIONALES.</i> COUGHLIN AND DRISCOLL. PRENTICE HALL.</p>	<p><i>ELECTRONICA, TEORIA DE CIRCUITOS.</i> BOYLESTAD AND NASHELSKY. PRENTICE HALL.</p>
<p><i>FUNDAMENTOS DE ELECTRICIDAD.</i> MILTON GUSSOW. McGRAW HILL.</p>	<p><i>FUSIBLES, ANALISIS DE OPERACION Y SELECCION.</i> JESUS VELASCO SOLIS. LIMUSA.</p>

<p>ECG SEMICONDUCTORS. MASTER REPLACEMENT GUIDE. PHILIPS</p>	<p>POWER SEMICONDUCTORS. SHORT FORM CATALOG INTERNATIONAL RECTIFIER</p>
<p>FUSIBLES DE BAJA TENSION. CATALOGO 052082 FEDERAL PACIFIC ELECTRIC</p>	<p>INNOVATIVE THERMAL MANAGMENT SOLUTIONS. HEAT SINKS, 1996 CATALOG AMMATOR, WAKEFIELD ENGINEERING</p>
<p>MICROCONTROLLER. DATA BOOK, OCTOBER 1995 ATMEL.</p>	<p>LINEAR SUPPLEMENT DATA BOOK, 1984 NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION</p>
<p>LINEAR APPLICATIONS HAND BOOK, 1986 NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION</p>	<p>PRODUCT GUIDE BURR-BROWN, 1997 http. // www.burr-brown.com/</p>
<p>MC'51 DATA BOOK, 1980 INTEL</p>	<p>THE TTL DATA BOOK, 1976 TEXAS INSTRUMENS</p>