

38
2ey



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO
FACULTAD DE INGENIERIA

**INVERSORES ESTATICOS APLICADOS
EN LOS TRENES DEL METRO DE
LA CIUDAD DE MEXICO.**

T E S I S
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
P R E S E N T A N
MARIO M. CONTRERAS AVILES
RAMON VARGAS HERNANDEZ
ROBERTO RAMIREZ VERDIN

MEXICO, D.F.

1987★



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis está 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.

INVERSORES ESTATICOS APLICADOS EN LOS TRENES DEL METRO DE LA
CIUDAD DE MEXICO .

C O N T E N I D O

pág.

INTRODUCCION

I .-	FUNCIONES DE LOS INVERSORES EN LOS TRENES .	6
II .-	JUSTIFICACION DE LA ADOPCION DE UN INVERSOR ESTATICO	11
II.1 .-	EFICIENCIA DE CONVERSION	
II.2 .-	MANTENIMIENTO DE UNIDADES	
II.3 .-	OPERACION	
III.-	ESPECIFICACION FUNCIONAL DEL INVERSOR NECESARIO PARA LOS TRENES.	15
III.1.-	INTRODUCCION	
III.2.-	GENERALIDADES	
III.3.-	CARACTERISTICAS DE ALIMENTACION	
III.4.-	CARACTERISTICAS DE SALIDA	
III.5.-	CARACTERISTICAS DEL EQUIPO	
III.6.-	EQUIPO ASOCIADO AL CONVERTIDOR ESTATICO	
III.7.-	APARATOS AUXILIARES, DE MANDO Y DE PROTECCION	
III.8.-	CONDICIONES DE FUNCIONAMIENTO	
III.9.-	UTILIZACION Y PROTECCION	
III.10.-	PRESENTACION Y DIMENSIONES	
IV .-	TEORIA DE LOS INVERSORES Y SU CLASIFICACION .	29
IV.1 .-	MONTAJE CON DOS CONMUTADORES EN PARALELO	
IV.2 .-	MONTAJE CON DOS CONMUTADORES EN SERIE	
IV.3 .-	MONTAJE CON CUATRO CONMUTADORES	
IV.3.a.-	CONTROL SIMULTANEO DEL INVERSOR EN PUENTE	
IV.3.b.-	CONTROL DEFASADO DEL INVERSOR EN PUENTE	
IV.4 .-	ANALISIS DEL INVERSOR MONOFASICO EN PUENTE	
IV.4.a.-	ALIMENTACION DE UNA CARGA RESISTIVA	

IV.5	.- ANALISIS DEL INVERSOR DE MEDIO PUENTE	
IV.5.a.	- CIRCUITO DE POTENCIA	
IV.5.b.	- CONMUTACION NATURAL	
IV.5.c.	- CONMUTACION DE VOLTAJE	
V	.- DIVERSOS TIPOS DE INVERSORES USADOS EN LOS CARROS DEL METRO DE MEXICO .	69
V.1	.- DESCRIPCION DEL DIAGRAMA DE BLOQUES DEL INVERSOR ESTÁTICO DE TIRISTORES SCR .	
V.2	.- DESCRIPCION DEL DIAGRAMA DE BLOQUES DEL INVERSOR ESTÁTICO TCO .	
V.3	.- DESCRIPCION DEL DIAGRAMA DE BLOQUES DEL INVERSOR ESTÁTICO GTO .	
V.4	.- DESCRIPCION DEL DIAGRAMA DE BLOQUES DEL INVERSOR ESTÁTICO EVR .	
VI	.- ANALISIS DEL CIRCUITO DE POTENCIA .	81
VI.1.	- CIRCUITO DE POTENCIA DEL INVERSOR THY	
VI.2.	- CIRCUITO DE POTENCIA DEL INVERSOR TCO	
VI.3.	- CIRCUITO DE POTENCIA DEL INVERSOR GTO	
VI.4.	- CIRCUITO DE POTENCIA DEL INVERSOR EVR	
VII	.- ANALISIS DEL CIRCUITO DE CONTROL DEL INVERSOR	134
VIII	.- GUIA PARA LA REPARACION DE LOS INVERSORES	148
VIII.1.	- GUIA PARA LA REPARACION DEL INVERSOR THY	
	- CONCLUSIONES .	155
	- BIBLIOGRAFIA .	158

I N T R O D U C C I O N

I N T R O D U C C I O N

El desarrollo de los elementos semiconductores, ha hecho posible la construcción de sistemas electrónicos de potencia cuya aplicación se diversifica cada vez más, éstos sistemas tienen amplia aplicación en la industria, dentro de estas aplicaciones se encuentra el inversor estático.

Un inversor estático, es el conjunto de elementos interconectados entre sí, cuya función es la de transformar corriente directa en corriente alterna; el adjetivo de estático proviene precisamente del hecho que para realizar la transformación, se emplean elementos fijos; ya que dicha conversión es posible con un grupo rotativo motor de C.D.- generador de C.A., a saber, los elementos fijos son: inductancias, capacitores, elementos semiconductores y resistencias.

La versatilidad del grupo inversor, nos brinda la posibilidad de emplearlo, ya sea en un sistema para alumbrado de emergencia, como en una fuente ininterrumpible para la alimentación de una computadora, en hornos de inducción, ozonizadores, etc. Para el caso de los trenes del Metro de la Ciudad de México, se usa para obtener una tensión alterna de bajo voltaje regulada, una tensión continua de bajo voltaje regulable, y para aislar galvánicamente estas salidas en baja tensión con respecto a la entrada en alta tensión.

Dado que el presente trabajo, está dirigido a la capacitación del personal operativo y de mantenimiento del S.T.C., se hizo un intento por exponerlo de la manera más clara posible, para que sirva de guía a dicho personal. En el capítulo I, se explica la utilidad que desempeñan los inversores en los trenes, mediante un cuadro sinóptico; en el capítulo II, se exponen comparativamente las desventajas del grupo rotativo, y del grupo inversor, dando al final una conclusión; por lo que al capítulo III se refiere, describimos en base a las necesidades del sistema de transporte colectivo, la especificación funcional que deben respetar los posibles proveedores que suministran éste equipo. En el capítulo IV, primeramente se hace una clasificación de los principales inversores, basados en la topología de sus circuitos; a continuación se hace un análisis detallado del inversor tipo puente y medio puente, debido a que éstos son los arreglos característicos ---

usados en los trenos. En el caso del capítulo V, se presentan por medio de la descripción de diagramas de bloques, los equipos suministrados por diversos proveedores (Mitsubishi, TCO, EVR, etc.), así como la tecnología empleada para su realización; el capítulo VI, trata acerca del análisis y descripción del circuito de potencia de los equipos mencionados en el capítulo V, se realiza después un análisis del circuito de control del inversor THY en capítulo VII; una vez familiarizados con los distintos grupos inversores empleados en los trenes del Metro de la Ciudad de México, se procedió, en base a visitas hechas a los talleres de mantenimiento, a elaborar una guía para la reparación de los inversores, la cual se halla descrita en el capítulo VIII. Finalmente, basados en la experiencia adquirida y en la teoría estudiada, nos encontramos en posibilidad de ofrecer una serie de conclusiones, producto del desarrollo de este trabajo.

Estamos convencidos que no solo el desarrollo de programas de mantenimiento y operación de los equipos, conllevan a un desarrollo integral de la Ingeniería de México; se hace necesario entonces conocer los criterios de diseño, selección y construcción de estos equipos, ya que la actual crisis económica mundial, nos obliga a depender menos de la tecnología extranjera; el presente trabajo pretende establecer una base a fin de facilitar el desarrollo sistemático de futuros prototipos realizados con ingeniería mexicana.

I.- FUNCIONES DE LOS INVERSORES EN LOS TRENES

CAPITULO I .- FUNCIONES DE LOS INVERSORES EN LOS TRENES .

Un sistema de transporte eléctrico está constituido básicamente por - los siguientes elementos :

- Subestación eléctrica de rectificación.
- Línea de alimentación (tercer riel ó catenaria y línea de retorno).
- Material rodante .
- Señalización .
- Comunicaciones .

El material rodante es el vehículo encargado del transporte de pasajeros y está constituido por diversos equipos: Mecánicos, Eléctricos y Electrónicos.

Dentro de las funciones de los equipos eléctricos que integran un vehículo de tracción eléctrica, se distinguen principalmente tres:

Potencia
Control
Auxiliares

La función de potencia la realizan principalmente los motores de tracción y los llamados equipos de tracción, encargados de modificar la característica esfuerzo tractivo - velocidad del motor, desde el elemento de captación de energía hasta los motores.

El equipo de control, como su nombre lo indica, realiza la vigilancia y el comando de los diversos sistemas que componen el tren.

Los equipos auxiliares juegan un papel importante dentro del desempeño del vehículo, ya que tienen encomendadas diversas funciones como son:

- a) Elaboración de aire comprimido (apertura, cierre de puertas y frenado).
- b) Elaboración de corriente alterna en distintas tensiones (aluminado- y equipos de ventilación).
- c) Elaboración de corriente continua en baja tensión (alimentación de- equipos electrónicos).
- d) Ventilación y aire acondicionado .

A continuación se presenta una breve descripción de las funciones de los inversores estáticos utilizados en los trenes del metro de la Ciudad de México, por medio del siguiente cuadro sinóptico :

FUNCIONES	1.- CONVERSION DEL VALOR DE LA TENSION DE ALIMENTACION.
	2.- REGULACION DE LAS TENSIONES DE SALIDA PARA LIBERARLAS DE LAS VARIACIONES DE TENSION DE ENTRADA Y LAS VARIACIONES DE CARGA .
	3.- ATSLAMIENTO GALVANICO DE LAS TENSIONES DE SALIDA CON RESPECTO A LA ENTRADA .
	4.- ALIMENTACION DE LOS SIGUIENTES CIRCUITOS AUXILIARES :
	4.a) Iluminación 4.b) Ventilación 4,c) Control 4.d) Carga de batería

D E S C R I P C I O N

1.- CONVERSION DE LA TENSION DE ALIMENTACION.

El inversor a partir de una tensión de entrada de 750 VCC entrega dos tensiones de salida : la primera 72 a 80 VCC ajustables y la segunda - alterna monofásica 220 VCA,60 Hz .

2.- REGULACION DE LAS TENSIONES DE SALIDA PARA LIBERARLAS DE LAS VARIACIONES DE TENSION DE ENTRADA Y LAS VARIACIONES DE CARGA.

Debido a que el circuito de tracción es un circuito dinámico y origina variaciones en la tensión de alimentación, el inversor se halla sujeto a estas, las cuales provienen de la línea y de la carga : por un lado --- arranque del tren, donde se encuentra montado el inversor y por otro el frenado regenerativo de otros trenes montados a la misma línea.

En el caso de la demanda de corriente, ésta depende de las necesidades del circuito de tracción (intervalos entre trenes, frenados intempestivos y accionamiento de ventiladores).

El inversor en una de sus etapas absorbe las variaciones de entrada --- entregando una tensión regulada, conocida como tensión intermedia interna en el inversor (350 VCC).

3.- AISLAMIENTO GALVANICO DE LAS TENSIONES DE SALIDA, CON RESPECTO A LA --- ENTRADA .

Dado que el material rodante se emplea en el transporte de pasajeros, - es de primordial importancia, la protección de los usuarios que utilizan dicho servicio, además del personal que brinda mantenimiento a los trenes. El inversor nos asegura el aislamiento galvánico por medio de un transformador, debido a que no se tiene una conexión eléctrica directa, entre la alta y baja tensión, ya que esta se realiza a través de --- un acoplamiento magnético.

4.- ALIMENTACION DE LOS SIGUIENTES CIRCUITOS AUXILIARES .

4.a) ILUMINACION.

Para ofrecer un mejor servicio en lo que respecta a la comodidad y seguridad de los usuarios, se hace necesaria una adecuada iluminación en el interior del convoy, el inversor asegura la alimentación de las lámparas fluorescentes de alumbrado normal utilizadas en el tren.

4.b) VENTILACION .

La salida alterna del inversor alimenta los diferentes ventiladores empleados en el material rodante (ventilación para pasajeros - dentro del convoy, ventilador en la inductancia de alisamiento del chopper, etc.).

4.c) CONTROL .

Dentro del vehículo se tienen diversas funciones de control, necesarias para el adecuado funcionamiento del tren como pueden ser: - encendido de lámparas, la apertura y cierre de puertas, control de unidades múltiples (control de varios carros motrices), mando del-

sentido de marcha, mando de los dispositivos de control automático, mando de equipo de seguridad, detección de patinaje y control del mismo, protecciones contra sobrevoltaje y sobrecorriente, control del chopper, etc. El inversor proporciona la energía necesaria para que estos dispositivos funcionen adecuadamente .

4.d) CARGA DE BATERIA .

Con el objeto de prevenir alguna falla en la línea de alimentación de alta tensión, lo cuál provocaría la detención del tren y de los demás circuitos auxiliares y de control (iluminación, comunicaciones, etc.) se hace necesario que el vehículo se halle — equipado con un banco de baterías que asegure la alimentación de los principales dispositivos que se tienen en el tren; alumbrado de emergencia, circuitos de control y señalización. En este caso, la función del inversor es mantener constante la carga de la batería.

II.- JUSTIFICACION DE LA ADOPCION DE UN INVERSOR ESTATICO

II.1.- EFICIENCIA DE CONVERSION

II.2.- MANTENIMIENTO DE UNIDADES

II.3.- OPERACION

CAPITULO II .- JUSTIFICACION DE LA ADOPCION DE UN INVERSOR ESTATICO.

En los sistemas de tracción eléctrica en C.C. como es el caso del Motor, los grupos auxiliares necesarios para la elaboración de C.A. y C.C. - en baja tensión, pueden ser de dos tipos principalmente :

- Grupos rotativos constituyendo un motor de C.C. y moviendo un alternador.
- Grupos inversores C.C. / C.A. estáticos.

A continuación se hace un análisis comparativo de las ventajas y desventajas que ofrece cada alternativa .

II.1.- EFICIENCIA DE CONVERSION.

En el grupo motor generador existen tres tipos de pérdidas : pérdidas mecánicas, pérdidas eléctricas y pérdidas magnéticas.

Las pérdidas mecánicas se generan por fricción en las chumaceras, rodamientos, escobillas y por el acoplamiento mecánico en la transmisión.

Las pérdidas eléctricas se generan por el flujo de corriente en los distintos devanados que conforman el grupo.

Las pérdidas magnéticas se generan por el efecto de Histéresis - y por flujos de dispersión en los diversos circuitos magnéticos.

Por lo que al grupo inversor se refiere, las pérdidas que se detectan son básicamente dos : pérdidas eléctricas, debidas a efecto Joule, por circulación de corriente en los diversos circuitos, y pérdidas magnéticas, debidas a flujos de dispersión y efecto de Histéresis. Se observa claramente que las pérdidas en el grupo inversor son menores a las del grupo rotativo, por lo tanto, la eficiencia de conversión es mayor en el grupo inversor.

II.2.- MANTENIMIENTO DE UNIDADES.

En el caso del grupo rotativo es necesaria una revisión periódica y frecuente del mismo (revisión de escobillas, lubricación, aislamiento en devanados, etc.). Por otro lado en caso de avería en el grupo, se debe desmontar todo el equipo a fin de realizar las reparaciones necesarias, con todo lo que ésta reparación conlleva (movimiento de mesas transportadoras, equipos de transporte de material, etc.).

En lo concerniente al inversor los periodos de revisión son --- menos frecuentes, ya que es sabido que cualquier equipo electrónico es menos susceptible de fallas, porque no hay elementos en movimiento. En caso de avería del equipo inversor, la reparación del mismo es más rápida ya que consiste en localizar la tarjeta de falla y cambiarla, eliminando con ésto los movimientos mencionados para el grupo rotativo.

El tiempo requerido para reparación y mantenimiento del grupo inversor se ve altamente reducido respecto al grupo rotativo, optimizando con ésto la operación de trenes en servicio.

II.3.- OPERACION.

Por lo que respecta a la operación del grupo rotativo, podemos mencionar que como cualquier sistema mecánico produce vibración que a su vez genera contaminación auditiva, la cual se ve incrementada dentro del tunel; por otro lado este sistema induce --- ruido electromagnético que puede afectar a las comunicaciones existentes en el sistema de transporte.

En el caso del grupo inversor dado que no existen elementos en movimiento no se producen vibraciones es decir es un sistema silencioso sin embargo la presencia de elementos semiconductores y de elementos activos interactuando entre si, ocasiona la formación de ruido electromagnético, el cual como se menciono anteriormente puede afectar las comunicaciones.

Se observa claramente por lo anteriormente expresado, que también en este caso el grupo inversor es superior al grupo motor-generador.

Finalmente podemos concluir que la adopción del sistema inversor estático esta plenamente justificada, ya que considerando - la creciente demanda de trenes en servicio, obliga a optimizar - el tiempo de mantenimiento. Por otro lado resulta mas costea- - ble establecer un programa de mantenimiento electrónico que --- mecánico.

**III.- ESPECIFICACION FUNCIONAL DEL INVERSOR
NECESARIO PARA LOS TRENES .**

III.1.- INTRODUCCION

III.2.- GENERALIDADES

III.3.- CARACTERISTICAS DE ALIMENTACION

III.4.- CARACTERISTICAS DE SALIDA

III.5.- CARACTERISTICAS DEL EQUIPO

III.6.- EQUIPO ASOCIADO AL CONVERTIDOR ESTATICO

**III.7.- APARATOS AUXILIARES, DE MANDO Y DE PRO-
TECCION**

III.8.- CONDICIONES DE FUNCIONAMIENTO

III.9.- UTILIZACION Y PROTECCION

III.10.- PRESENTACION Y DIMENSIONES

CAPITULO III.- ESPECIFICACION FUNCIONAL DEL INVERSOR NECESARIO PARA LOS TRENES .

III.1.- INTRODUCCION .

Una especificación funcional consiste en brindar a los diferentes proveedores las características mínimas que debe cumplir - su equipo a fin de que tenga los elementos necesarios para -- establecer la ingeniería general del sistema, dejando a sus -- posibilidades la ingeniería de detalle.

En general la especificación indica que es lo que debe hacer - el equipo, condiciones de operación, intervalos permitidos de entrada y salida, ubicación de elementos, dimensiones máximas, peso, condiciones a las que esta expuesto, calidad mínima de - los componentes, etc.

Por su parte, el proveedor debe indicar la tecnología utilizada, guías de mantenimiento, operación y toda la información -- concerniente al equipo que va a suministrar.

III.2.- GENERALIDADES

El inversor estático tiene como función principal la alimentación de los siguientes circuitos :

- Iluminación
- Ventilación
- Control
- Carga de batería
- Señalización
- Auxiliares

Este equipo debe ser proyectado de tal manera que se asegure - una alta fiabilidad así como un amplio rango de operación ya - que de su buen funcionamiento depende la eficiente operación - de los circuitos antes mencionados. Por otro lado el diseño - de este equipo debe contemplar, su compatibilidad con todos --

los sistemas existentes en el tren sin interferir con su funcionamiento y sin verse afectado por los mismos.

III.3.- CARACTERISTICAS DE ALIMENTACION .

El inversor estático se alimenta de la tensión suministrada por la barra guía, la cual tiene las siguientes características :

Tensión Nominal	750 VCC
Rango de Variación	600 VCC a 900 VCC
Valores Extremos	400 VCC a 1100 VCC durante 10 seg.

En caso que el diseño del inversor contemple una fuente de energía independiente para los circuitos de comando y/o de protección, esta puede tomarse de la batería de acumuladores del tren, la cual tiene las siguientes características:

Tensión Nominal	72 VCC
Rango de Variación	35 VCC a 88 VCC

El inversor estático debe soportar sin daño y sin consecuencia alguna en su funcionamiento los efectos provocados por una interrupción de la alimentación, por un cambio de vía ó por una sección de la barra guía desprovista de alimentación, se debe tomar en cuenta que estas variaciones son frecuentes, interrumpiendo el suministro de energía durante 2 ó 3 seg. y provocando transitorios que llegan a alcanzar un valor de 5000 volts durante $\frac{1}{1000}$ seg. Para lo cual se debe de proteger al equipo, previendo un circuito limitador que permita un valor transitorio máximo de 3200 volts, de la misma manera el inversor estático debe soportar sin sufrir daño alguno ni detener su funcionamiento, transitorios de 2000 volts durante $\frac{10}{1000}$ seg.

Cuando el material rodante no esta conectado ó cuando esta conectado sin presencia de alta tensión, el inversor estático no debe causar consumo de corriente en las baterías.

III.4.- CARACTERISTICAS DE SALIDA .

Las características en potencia nominal y utilizables en régimen continuo que el inversor estático debe proporcionar en sus salidas son las siguientes:

III.4.a) Corriente Alterna Monofásica .

Potencia	17.5 KVA
Tensión	220 VCA
Regulación	\pm 2 %
Frecuencia	60 Hz.
Estabilidad de la frecuencia	\pm 5 %
Forma de onda	Senoidal
Distorsión de la forma de onda senoidal	10 % Máximo
Fases	1

III.4.b) Corriente Continua Regulada

Para carga de batería (Níquel, Cadmio de 72 V 60 A/H - A C 5) y equipos auxiliares .

Potencia	4.4 Kw
Tensión	75 VCC
Regulación	\pm 2 %

La tensión de carga de corriente continua se podrá --- ajustar a un rango de 80 V \pm 10 %.

III.4.c) Características Comunes .

Aislamiento entre la entrada y las salidas.	100 %
Corriente armónica enviada a la línea de alimentación en un rango de frecuencia de 200 a 1200 Hz.	3 % Máximo de la corriente nominal.
Sobrecarga momentánea	30 %

Variación de las tensiones de salida
trabajando con la sobrecarga momentá
nea del 30 % ó en transitorios de 50
mseg.

+ 25 %
- 25 %

La potencia de salida deberá ser una función lineal -
de la corriente de carga.

La potencia nominal esta garantizada arriba de 500 V-
de la tensión de línea.

Cuando el inversor estático sea alimentado, ya sea al
inicio de la operación o después de un cambio de vía,
el tiempo necesario para que las tensiones de salida
alcancen sus valores nominales, no deberá sobrepasar-
a un segundo.

III.5.- CARACTERISTICAS DEL EQUIPO .

III.5.a) Generalidades .

Todas las tarjetas de los circuitos se reagruparán en-
una sola caja blindada, cuya ubicación será bajo los -
carros remolque.

La forma de la caja y su adaptación bajo el remolque,-
estará sujeto al espacio existente.

Los elementos serán agrupados por función e instalados
en forma de módulos intercambiables y de fácil acceso.

Se deben adaptar las tarjetas a un bastidor, según el-
sistema de corredera, con un dispositivo de seguridad.
Se debe tener un manejo fácil de las tarjetas y asegu-
rar que no existe la posibilidad de equivocación en la
colocación de las mismas. Se deben contemplar en la -
caja de control, puntos de prueba e indicadores lumino
sos, para facilitar tanto la detección de fallas como-
su rápida reparación .

Se debe de tomar la puesta a tierra en un solo punto. Las uniones internas a este borne, se deben constituir de un conductor de sección adecuada.

Debe existir aislamiento entre la parte de alimentación y los módulos electrónicos.

No deben manejarse conductores de alto potencial ni grandes corrientes en un mismo soporte.

La constitución del tablero deberá soportar las características de operación del material rodante.

III.5.b) Componentes .

Todos los componentes se deben apegar a las Normas — Americana y Militar STD 6 a cualquier otra similar — reconocida internacionalmente y aprobada por el comprador.

Si se emplean materiales no normalizados, éstos deben ser aprobados por el comprador .

Para los circuitos integrados (IC), lógicos y lineales, se deben cumplir los siguientes requisitos:

- Límites de temperatura de funcionamiento de -20°C a $+85^{\circ}\text{C}$, la cual debe ser medida dentro de la caja y en operación .
- Cajas del tipo "Dual in Line " .
- La marca utilizada debe ser conocida y se deben tener como mínimo dos fabricantes.

En cada tarjeta se debe proveer un sistema de filtración para la alimentación de los IC lógicos. Para este fin, un condensador de baja capacidad deberá estar lo más cercano posible a la alimentación de los IC.

Los circuitos integrados, tanto del tipo lineal como lógico, deben responder a la Norma Militar Standard 883 clase B, o a una norma equivalente, ofrecida por los fabricantes de semiconductores y aprobada por el comprador.

Los transistores y diodos deben de tener un rango de temperatura igual o mejor que el de los circuitos integrados, para su funcionamiento. Se deben utilizar elementos activos a base de Silicio (Si).

El rango mínimo de temperatura de funcionamiento para los componentes RLC, debe ser el mismo que para los circuitos integrados.

El uso de resistencias a base de carbono está sujeto a la aprobación previa por parte del comprador.

El ajuste directo y las calibraciones necesarias deberán ser efectuadas por medio de resistencias fijas, montadas sobre los bornes apropiados. No se permitirá el empleo de potenciómetros sin la debida autorización del comprador; lo anterior es aplicable para las resistencias ajustables en cajas "Dual in Line" del tipo "Cermet".

Queda prohibido el empleo de condensadores de papel por lo que deberán emplearse condensadores con electrodos metalizados (película dieléctrica) ó de mejor calidad. En el caso de los condensadores electrolíticos, deberán ser del tipo Tántalo.

Para las inductancias y transformadores, éstos deberán estar forrados de material aislante y protegidos con resina epóxica; los contactos y los bornes deben tener un diámetro efectivo de por lo menos 0.35 mm.

Se emplearán circuitos con doble cara solo si las conexiones en las caras son realizadas por medio de una perforación bien realizada, huecos o agujero-

ros metalizados (" Plated Through ") .

Las tarjetas deberán tener un espesor mínimo de 1.5 - mm.; para el cobre, el espesor efectivo debe ser de - 0.035 mm., y la placa deberá estar hecha de fibra de vidrio y resina epóxica autoextinguible.

Quedan prohibidas las conexiones hechas con cables -- dentro de un mismo circuito impreso, de elementos --- sobre las pistas del circuito impreso sin barreno y - de elementos sobre otros elementos.

La conexión entre tarjetas no debe realizarse a través de elementos electrónicos.

Los elementos electrónicos estarán soldados en la --- cara opuesta a donde se ubican.

El circuito montado en la tarjeta funcionará adecuadamente en aire seco ó húmedo (90%), dentro del intervalo de temperatura ya definido. Deben considerarse extremos ó puntas de prueba en las tarjetas a fin de facilitar la reparación y mantenimiento de las mismas.

Se deben prever también bornes, para verificar las -- tensiones de salida del inversor .

Las uniones de las tarjetas se efectuarán por el reverso del tablero de lógica y deberán tener una calidad - excelente, además tendrán una resistencia tal que puedan afrontar cualquier contingencia durante la operación de los trenes.

Las pistas del circuito impreso, deben cubrirse con -- barniz autosoldable, las terminales se cubrirán con -- material apropiado y los circuitos serán estañados. - Por lo que a las soldaduras se refiere, deben asegurar una fijación perfecta dentro del intervalo de temperatura indicado y resistir esfuerzos tanto mecánicos -- como térmicos, que puedan presentarse en operación y -

mantenimiento de los trenes. los circuitos impresos-
podrán ser limpiados a baño freón. Los conectores de
la tarjeta deberán someterse a la aprobación previa -
del comprador, la conexión debe ser del tipo hembra y
macho de conectores multiespigas.

Las uniones del tablero de lógica deberán hacerse con
conductores blindados, recubiertos de una funda ais-
lante a fin de evitar interferencias con el exterior.

Se prohíbe el aislamiento de semiconductores con mica,
aquellos semiconductores que se encuentran montados--
sobre disipador, se unirán con un adhesivo del tipo -
" Compound ".

III.6.- EQUIPO ASOCIADO AL CONVERTIDOR ESTÁTICO (FILTRO DE ENTRADA).

El filtro de entrada debe cumplir con dos propósitos, el prime
ro atenuar las perturbaciones del inversor a la línea y el se-
gundo, proteger al inversor contra las variaciones bruscas de
corriente y tensión. El capacitor que se va a emplear en el -
filtro se compone de capacitores elementales químicos, éstos -
últimos deberán apegarse en su fabricación a la norma america-
na de la "Asociación de industrias electrónicas" EIZ número --
RS-395 para capacitores tipo uno. Es necesario que el cons-
tructor garantice que la capacidad total del filtro de cada --
uno de los inversores, permanezca invariable durante un tiempo
fijado por el comprador.

Los capacitores de refacción se podrán almacenar, respetando -
las condiciones fijadas de antemano por el proveedor, sin que
pierdan **sus características** esenciales.

III.7.- APARATOS AUXILIARES, DE MANDO Y DE PROTECCION .

III.7.a) Conmutadores y llaves.

Los conmutadores y llaves suministrados por el cons-
tructor serán del tipo normalmente utilizados para el

material de ferrocarriles; las marcas de identificación y posiciones deberán ser precisas, indicadas en español, en forma clara y permanente.

III.7.b) Relevadores.

Si se usan relevadores, éstos deben garantizar su funcionamiento normal, dentro del intervalo de tensión y temperatura señalado.

Se deben hayar protegidos con una cubierta transparente y agrupados por función en un bloque común, sobre un solo anaquel. El bloque se debe conectar a otros equipos a través de tomas multiespigas.

III.7.c) Botoneras.

Deberán cumplir con todo lo establecido en el artículo III.7.a) y además operar adecuadamente.

III.7.d) Microdisyuntores.

Los circuitos deben ser protegidos por microdisyuntores robustos, deben ser fácilmente reemplazables, además tendrán una indicación de la corriente nominal y de la posición de apertura o cierre; ésta indicación deberá ser clara y duradera.

III.8.- CONDICIONES DE FUNCIONAMIENTO.

III.8.a) Temperatura.

Deberá preverse, en el diseño del inversor estático, que éste pueda arrancar y funcionar en régimen continuo, en un intervalo de temperatura ambiente comprendido entre - 5 y 70° C.

III.8.b) Vibraciones.

Debido a su instalación, el inversor estático está --

sujeto a las vibraciones y golpes, inherentes a la circulación del material rodante, los cuales debe contemplar su concepción; de igual forma, se debe preveer que el equipo inversor no transmita vibraciones al tren.

III.8.c) Ruido.

El inversor estático debe producir un nivel de ruido menor a 70 decibeles, medido a una distancia de 1.5-mts. del cofre.

III.8.d) Altura sobre el nivel del mar.

El equipo inversor será diseñado para operar satisfactoriamente a una altura de 2240 m.s.n.m.

III.8.e) Humedad.

Debido a que en la ciudad de México, la temporada de lluvias tiene una duración aproximada de 3 meses al año, se deberá tomar como dato de humedad relativa a que está expuesto el equipo un valor de 0 a 90 %.

III.9.- UTILIZACION Y PROTECCIONES.

III.9.a) Arranque.

Para proceder al arranque del convertidor se deben cumplir las dos condiciones siguientes:

- a) Existirá alimentación en alta tensión.
- b) El contactor principal del vehículo debe estar accionado.

Cuando la tensión de alimentación se encuentre fuera de los límites ya señalados ó desaparezca, el inversor deberá detener su funcionamiento.

III.9.b) Paro

El paro del equipo inversor estático, se realizará de manera inmediata, en el momento que exista un corte de alimentación en alta tensión.

III.9.c) Potencia .

El inversor estático deberá funcionar en vacío ó con una carga máxima (cuando se alimenten los diferentes circuitos del tren).

La conexión y desconexión de carga en el inversor se podrá realizar sin importar el orden en que esto se haga. Y se podrá sobrecargar sin exceder el 140% de su potencia nominal, sin que las características enunciadas en el punto III.4, varíen de cualquier forma.

La potencia manejada por el inversor estático esta distribuida de la forma siguiente:

Iluminación		3.6 KVA
Ventilación de pasajeros		2.6 KVA
Ventilación de Chopper	1.6 KVA x2	3.2 KVA
Ventilación de Inductancias	1 KVA x2	2.0 KVA
Ventilación del filtro de línea	1 KVA x2	2.0 KVA
Alimentación de los recortadores y elevadores	1.2 KVA x2	2.4 KVA
Preexcitación (frenado)	0.3 KVA x2	0.6 KVA
Margen de seguridad		<u>1.1 KVA</u>
Potencia total demandada		17.5 KVA

Potencia, en régimen continuo para los circuitos de C.C. en baja tensión. 4400 watts

En el caso más crítico de funcionamiento, operando a tensión nominal, la sobrecarga momentánea debida al arranque de las diferentes cargas puede alcanzar el 140% de la potencia nominal del convertidor.

III.9.d) Corto circuito sobre alguna de las cargas .

Cuando sea detectada una sobreintensidad de corriente o un corto-circuito sobre alguna de las salidas, el grupo inversor se parará durante un segundo y arrancará inmediatamente. En caso de que la falla halla desaparecido seguirá funcionando normalmente, en caso contrario se volverá a parar durante un segundo y arrancará una vez más, si durante este intento el corto circuito persiste, el inversor estático se parará definitivamente y será enviada una señalización local por sobreintensidad de corriente.

III.9.e) Señalización por falta de ventilación .

Cuando sea detectada una falla en el sistema de ventilación, el inversor estático debe detenerse y enviar una señalización que advierta esta condición.

III.10.- PRESENTACION Y DIMENSIONES

El inversor estático se instalará dentro de un cofre soportado en la parte inferior de los coches remolque .

Debido a que esta instalación quedara a la intemperie, el cofre no debe permitir la entrada de agua ó cuerpos extraños en su interior y se deben proyectar una ó varias puertas herméticas que faciliten el acceso hacia -

los componentes.

El gálibo máximo del equipo se debe sujetar a las siguientes dimensiones :

Largo	3.25 mts.
Ancho	0.90 mts.
Altura	0.65 mts.

Si el proveedor propone un equipo con mayores dimensiones lo debe poner a consideración, en un acuerdo entre el propio fabricante y el cliente, con el fin de analizar el espacio disponible para su implantación, así como la fijación de este equipo al bastidor del carro.

Si el proyecto contempla la necesidad de resistores - limitadores de corriente para el arranque, contactos para el mismo, y un fusible de entrada, estos dispositivos podrán ser ubicados fuera del cofre del equipo principal.

El peso total del equipo con sus accesorios no deberá exceder de 1000 kg.

El acoplamiento eléctrico se debe realizar por medio de tomas de cables múltiples, para facilitar su montaje, así mismo, deberá contar con anchos ó algún otro dispositivo para ser maniobrado con grúa ó montacarga.

IV.- TEORIA DE LOS INVERSORES Y SU CLASIFICACION

IV.1.- MONTAJE CON DOS CONMUTADORES EN PARALELO

IV.2.- MONTAJE CON DOS CONMUTADORES EN SERIE

IV.3.- MONTAJE CON CUATRO CONMUTADORES

IV.3.a) CONTROL SIMULTANEO DEL INVERSOR
EN PUENTE

IV.3.b) CONTROL DEFASADO DEL INVERSOR
EN PUENTE

IV.4.- ANALISIS DEL INVERSOR MONOFASICO EN
PUENTE

IV.4.a) ALIMENTACION DE UNA CARGA RESIST
TIVA

IV.5.- ANALISIS DEL INVERSOR DE MEDIO PUENTE

IV.5.a) CIRCUITO DE POTENCIA

IV.5.b) CONMUTACION NATURAL

IV.5.c) CONMUTACION DE VOLTAJE

CAPITULO IV.-TEORIA DE LOS INVERSORES Y SU CLASIFICACION

Actualmente existen en el mercado diversos tipos de inversores estáticos, cada uno de ellos puede ser empleado indistintamente en cualquier aplicación, sin embargo presentan características especiales en su utilización, también es necesario tomar en cuenta el aspecto económico cuando se va a seleccionar el tipo de arreglo.

En este trabajo se agruparán los circuitos inversores en base a la configuración que presentan, y se hace referencia en la clasificación, a la disposición que guardan los elementos semiconductores entre sí. Así los inversores pueden clasificarse de acuerdo a su configuración, en tres tipos principales :

- 1.- Montaje con dos conmutadores en paralelo
- 2.- Montaje con dos conmutadores en serie
- 3.- Montaje con cuatro conmutadores en serie-paralelo
(tipo puente)

A continuación se describe el principio de funcionamiento de estos tres montajes.

IV.1.- MONTAJE CON DOS CONMUTADORES EN PARALELO .

El esquema básico se presenta en la figura IV.1.

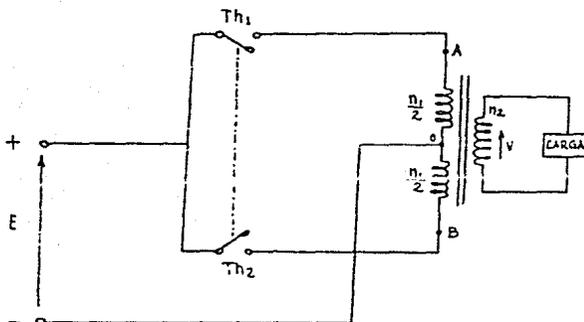


Figura IV.1.

Para obtener una tensión alterna a partir de una tensión continua, con dos conmutadores, se requiere un punto medio a partir de un transformador con "TAP" central y dos conmutadores en "paralelo".

Durante un semiciclo, Th_1 está cerrado (Th_2 está abierto) :

$$V_A - V_o = E \qquad v = \frac{2n_2}{n_1} E$$

En el siguiente semiciclo, Th_2 está cerrado (Th_1 está abierto):

$$V_B - V_o = E \qquad v = - \frac{2n_2}{n_1} E$$

Se observa, de la figura IV.1., que el cierre de Th_1 debe provocar la apertura de Th_2 y viceversa, a fin de obtener la alternancia de la señal de salida .

IV.2.- MONTAJE CON DOS CONMUTADORES EN SERIE.

En este caso, el esquema básico, se construye de la manera mostrada en la figura IV.2.

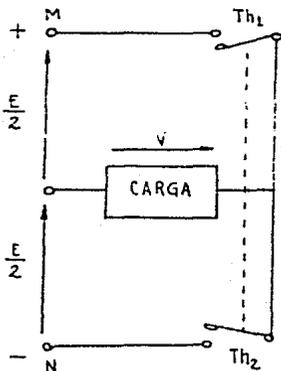


figura IV.2.

Para obtener la tensión alterna se requiere el punto medio que se logra con una fuente de toma intermedia.

Al cerrar TH1 se aplica a la carga la tensión "v" igual a $V_m - V_o$, es decir, $E/2$. Durante la segunda mitad del ciclo se aplica a la carga $V_n - V_o$ a través de TH2 cerrado ($-E/2$), debe evitarse la posibilidad de cierre simultáneo de los dos conmutadores pues se pondría a la fuente en corto circuito.

Es importante hacer notar que los montajes descritos anteriormente permiten regular la periodicidad de apertura y cierre de los dos conmutadores y por consiguiente la frecuencia de la tensión alterna de salida. Sin embargo, no es posible actuar sobre la relación de transformación continua/alterna.

IV.3.- MONTAJE CON CUATRO CONMUTADORES .

Con cuatro conmutadores se obtiene un montaje, en puente, que permite regular la relación de transformación continua/alternamiente mediante un control defasado, el esquema de implementación se muestra en la figura IV.3.

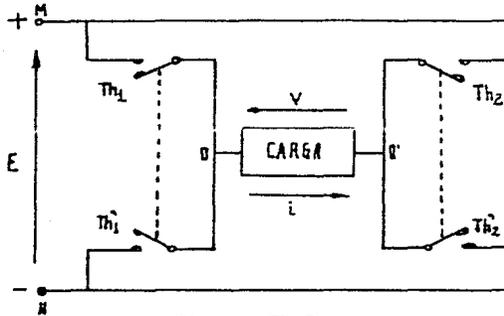


Figura IV.3.

TH1 y TH1', TH2 y TH2', deben bloquearse mutuamente, sin embargo el control de los dos grupos puede ser simultáneo o defasado.

IV.3.a) Control simultáneo del inversor en puente.

En el instante $t=0$, se cierran TH1 y TH2' al mismo tiempo que se abren TH2 y TH1'. La tensión de salida toma el valor $+E$. Para $t=T/2$, se abren TH1 y TH2' y se cierran TH2 y TH1'; en este caso la tensión "v" será igual a $-E$. Para $t=T$ el ciclo empieza de nuevo como se ilustra en la figura IV.4.

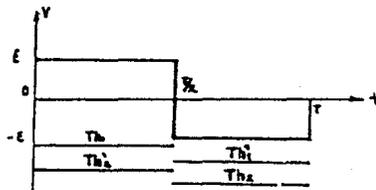


Figura IV.4.

Como se ve en la figura IV.4, la tensión de salida la forman ondas rectangulares cuyo valor eficaz V vale E y cuyo término fundamental de su desarrollo en serie de Fourier tiene la amplitud V_1 (máx) = $4E/\pi$, como se demuestra en el tema alimentación de una carga resistiva en el punto IV.4.a) de este capítulo.

IV.3.b) Control defasado del inversor en puente.

En este caso se cierra Th_1 de $t=0$ a $t=T/2$; Th_1' de $t=T/2$ a $t=T$, como en el caso anterior. Sin embargo se retarda un ángulo β a las fases de conducción de Th_2' y Th_2 ; Th_2' se cierra para $\beta/\omega < t < T/2 + \beta/\omega$ y Th_2 para $T/2 + \beta/\omega < t < T + \beta/\omega$, designando como ω a la frecuencia angular $2\pi/T$. Esto se muestra en la figura IV.5.

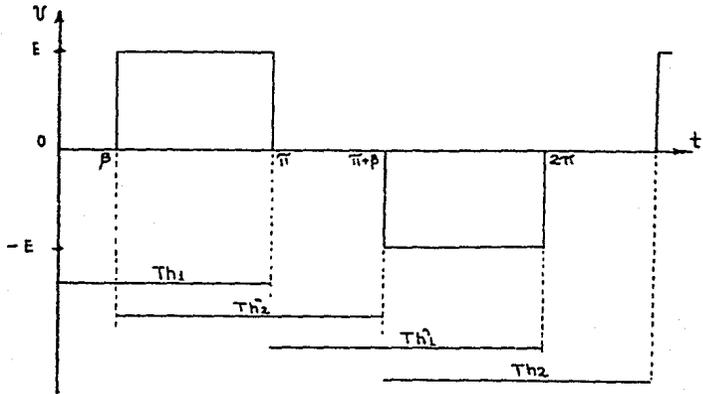


Figura IV.5.

La tensión de salida "v", es igual a + E cuando TH1 y TH2' conducen simultáneamente, y a -E cuando lo hacen TH2 y TH1', aparecen dos intervalos, de duración β/ω , correspondientes a la conducción simultánea de TH1 y TH2 en el primero de ellos y de TH1' y TH2' en el segundo, en estos casos la carga se cortocircuita y la tensión de salida es nula. En éste capítulo se demostrará que la variación del ángulo β/ω afecta directamente el valor eficaz de la tensión de salida así — como a la amplitud de su término fundamental en serie de Fourier. Esta situación justifica sobradamente — el paso de dos a cuatro conmutadores en el circuito — de potencia.

En los trenes del Metro de la Ciudad de México se emplea el montaje tipo puente y medio puente, independientemente del tipo de conmutador utilizado (SCR, — transistor, GTO., etc.). Es por esta causa que el — presente trabajo hace énfasis en la teoría del inversor monofásico en puente y medio puente, la cual se — describe a continuación.

IV.4.- ANALISIS DEL INVERSOR MONOFASICO EN PUENTE .

En los bornes de una fuente de alimentación de C.C. se montan dos grupos de dos tiristores, que se designarán como TH1 y — TH1', TH2 y TH2' la carga se coloca entre los puntos medios O y O' de los dos grupos, como se muestra en la figura IV.6.

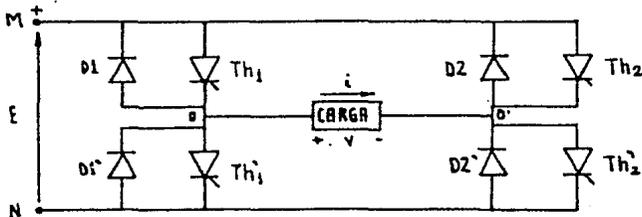


Figura IV.6.

Designando por T el periodo de funcionamiento y por w la frecuencia $\frac{2\pi}{T}$ correspondiente, entonces :

- Th1 enciende para $\omega t = 0$
- Th2' enciende para $\omega t = \beta$
- Th1' enciende para $\omega t = \pi$
- Th2 enciende para $\omega t = \pi + \beta$

Estas conmutaciones dan como resultado la forma de onda que se aprecia en la figura IV.7 .

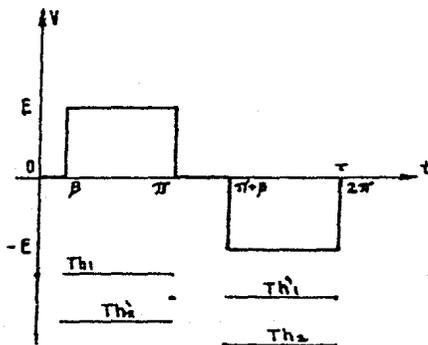


Figura IV.7.

Se debe observar (en fig. IV.6) que el encendido de Th1 debe - provocar forzosamente el bloqueo de Th1', ya que de no ser así se presentaría un circuito corto e inversamente el encendido - de Th1' debe provocar el bloqueo de Th1, la misma situación - debe prevalecer para Th2 y Th2'. El siguiente paso en el análisis, consiste en estudiar las formas de onda que se observan en la tensión de salida, según sea el tipo de carga conectada - entre los puntos 0 y 0'.

IV.4.a) Alimentación de una carga resistiva .

La carga la constituye una resistencia. Cuando las señales de disparo de los tiristores Th_1 y Th_1' tienen una duración mínima igual a β/ω , la tensión de salida "v" toma los valores siguientes :

Quando $0 < \omega t < \beta$; Th_1 se bloquea por efecto de Th_1 y $v=0$
 $\beta < \omega t < \pi$; Th_1 y Th_2 conducen y $v=E$
 $\pi < \omega t < \pi + \beta$; Th_1 se bloquea por efecto de Th_1' y $v=0$
 $\pi + \beta < \omega t < 2\pi$; Th_2 y Th_1' conducen y $v=-E$

Los intervalos descritos anteriormente se encuentran representados en la figura IV.7

Calculando el valor eficaz de la tensión de salida, se tiene :

$$\begin{aligned}
 V &= \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [v(t)]^2 dt \right]^{1/2} \\
 \int_0^{2\pi} [v(t)]^2 dt &= \int_0^{\beta} [v(t)]^2 dt + \int_{\beta}^{\pi} [v(t)]^2 dt + \int_{\pi}^{\pi+\beta} [v(t)]^2 dt + \int_{\pi+\beta}^{2\pi} [v(t)]^2 dt \\
 &= \int_{\beta}^{\pi} [v(t)]^2 dt + \int_{\pi+\beta}^{2\pi} [v(t)]^2 dt = \int_{\beta}^{\pi} (E)^2 dt + \int_{\pi+\beta}^{2\pi} (-E)^2 dt \\
 &= E^2 \int_{\beta}^{\pi} dt + E^2 \int_{\pi+\beta}^{2\pi} dt = E^2 \left[t \Big|_{\beta}^{\pi} + t \Big|_{\pi+\beta}^{2\pi} \right] \\
 &= E^2 [\pi - \beta + 2\pi - \pi - \beta] \\
 &= 2E^2 [\pi - \beta]
 \end{aligned}$$

$$V = \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi-\beta} E^2 dt \right]^{1/2}$$

$$V = \left[E^2 \left(\frac{\pi-\beta}{\pi} \right) \right]^{1/2}$$

$$V = \left[E^2 \left(1 - \frac{\beta}{\pi} \right) \right]^{1/2}$$

$$V = E \sqrt{1 - \frac{\beta}{\pi}} \dots\dots\dots \text{IV-1}$$

La expresión IV-1 representa el valor eficaz de la tensión de salida, debe observarse que "V" depende de "β", de tal forma que cuando:

$$\beta = \pi \quad ; \quad V = 0$$

$$\beta = 0 \quad ; \quad V = E$$

Por lo tanto, podemos variar la tensión eficaz de la carga, variando el ángulo de conducción "β" de los tiristores Th2 y Th2'.

Si tomamos como origen la mitad del semiciclo positivo de la figura IV.5 se obtiene la figura IV.8.

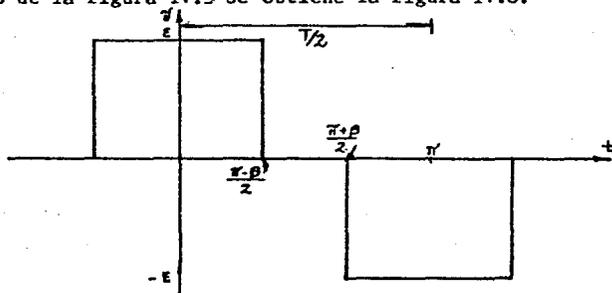


Figura IV.8

El desarrollo en serie de Fourier periódica es:

$$f(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t) + (b_n \sin n\omega t)$$

Donde:

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \cos(nx) dx ; \quad b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \sin(nx) dx.$$

Y por encontrarnos ante simetría par, se eliminan los términos a_0 y b_n , quedando a desarrollar a_n , así:

$$a_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(x) \cos(nx) dx ; \quad n=0, 1, 2$$

$$a_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi-\beta}{2}} f(x) \cos(nx) dx + \frac{2}{\pi} \int_{\frac{\pi-\beta}{2}}^{\frac{\pi+\beta}{2}} f(x) \cos(nx) dx + \frac{2}{\pi} \int_{\frac{\pi+\beta}{2}}^{\pi} f(x) \cos(nx) dx$$

$$a_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi-\beta}{2}} E \cos(nx) dx - \frac{2}{\pi} \int_{\frac{\pi-\beta}{2}}^{\frac{\pi+\beta}{2}} E \cos(nx) dx = \frac{2E}{\pi} \left[\int_0^{\frac{\pi-\beta}{2}} \cos(nx) dx - \int_{\frac{\pi+\beta}{2}}^{\pi} \cos(nx) dx \right]$$

Por fórmula:

$$\int \cos(nx) dx = \frac{1}{n} \int n \cos(nx) dx = \frac{1}{n} (\sin nx)$$

substituyendo:

$$a_n = \frac{2E}{n\pi} \left[\sin(nx) \Big|_0^{\frac{\pi-\beta}{2}} - \sin(nx) \Big|_{\frac{\pi+\beta}{2}}^{\pi} \right]$$

$$a_n = \frac{2E}{n\pi} \left[\sin n \left(\frac{\pi-\beta}{2} \right) + \sin n \left(\frac{\pi+\beta}{2} \right) \right]$$

sabemos que:

$$\sin x + \sin y = 2 \sin \frac{x+y}{2} \cos \frac{x-y}{2}$$

$$\frac{x+y}{2} = \frac{n \left(\frac{\pi - \beta + \pi + \beta}{2} \right)}{2} = \frac{n\pi}{2}$$

$$\frac{x-y}{2} = \frac{n \left(\frac{\pi - \beta - \pi - \beta}{2} \right)}{2} = -\frac{n\beta}{2}$$

de tal manera que:

$$Q_n = \frac{4E}{n\pi} \left[\operatorname{sen} n \left(\frac{\pi}{2} \right) \cos n \left(-\frac{\beta}{2} \right) \right]$$

$$Q_n = \frac{4E}{n\pi} \left[\operatorname{sen} n \left(\frac{\pi}{2} \right) \operatorname{sen} n \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\beta}{2} \right) \right]$$

$$Q_n = \frac{4E}{n\pi} \left[\operatorname{sen} n \left(\frac{\pi}{2} \right) \operatorname{sen} n \left(\frac{\pi - \beta}{2} \right) \right]$$

para $n=2,4,6,\dots$ $Q_n = 0$; de tal manera que:

$$Q_n = \frac{4E}{n\pi} \operatorname{sen} n \left(\frac{\pi - \beta}{2} \right)$$

y la serie buscada es:

$$v = \frac{4E}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \operatorname{sen} n \left(\frac{\pi - \beta}{2} \right) \cos n\omega t$$

$$n = 1,3,5,\dots$$

se observa que la amplitud máxima es $\frac{4E}{\pi}$ como se mencionó en el punto II.3. a.

En la figura IV.9, se ilustra la evolución en función de β de la amplitud de la armónica fundamental V_{1m} y de las 3 primeras armónicas .

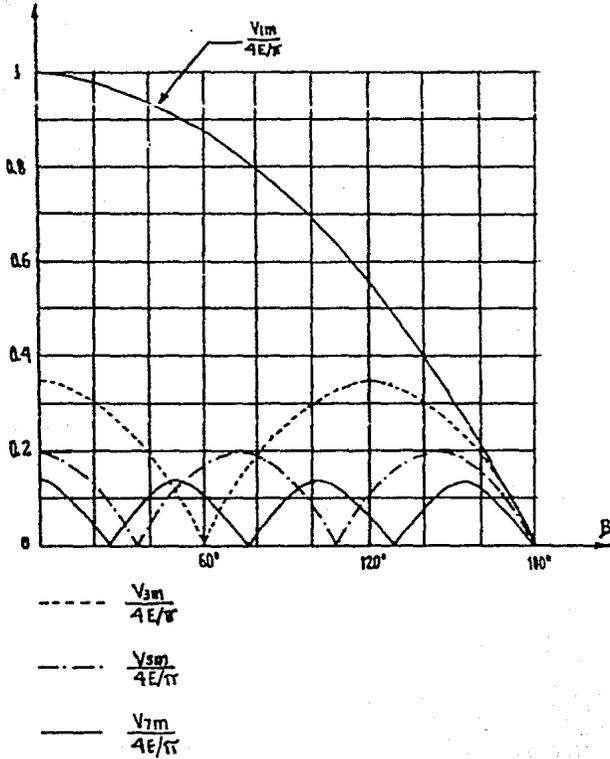


Figura IV.9.

IV.5 .- ANALISIS DEL INVERSOR DE MEDIO PUENTE .

A continuación se presenta una breve descripción del funcionamiento del inversor de medio puente, en él se contemplan los siguientes puntos :

- Operación del circuito de potencia .
- Explicación del método de conmutación (por voltaje) .

El estudio se basa en el conocimiento del modo de funcionamiento descrito con anterioridad, para el montaje básico, así como de la respuesta de los circuitos clásicos RL, RC y RLC.

El tipo de conmutador utilizado en el esquema que se presenta - es un SCR (tiristor), aunque los resultados obtenidos son válidos para el montaje en general sin importar el interruptor que se utilice (GTO, Transistor, etc.).

IV.5.a) Circuito de potencia del inversor de medio puente .

La figura IV.10, ilustra el principio básico de un inversor monofásico de medio puente (no se presentan los circuitos auxiliares de conmutación).

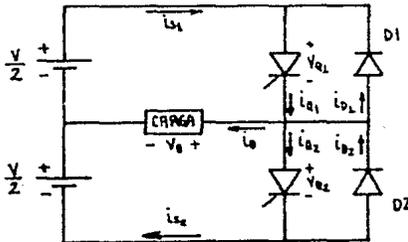


Figura IV.10.

La secuencia de las señales de disparo y la forma de onda del voltaje de salida se muestran en la figura IV.11, donde la frecuencia angular de salida está dada por : $\omega = 2\pi / T$ (rad/seg) , IV-1.

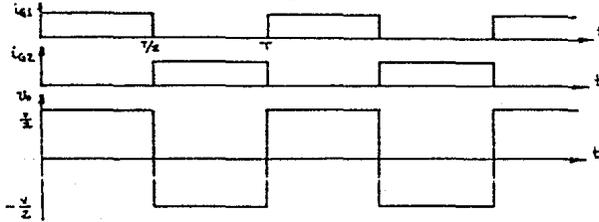


Figura IV.11.

Se debe considerar que el circuito de carga incluye alguna inductancia ó capacitancia, como resultado de la cuál, la corriente de carga i_o no necesariamente cambiará de sentido en el mismo instante que lo hace el voltaje de carga v_o . El diodo colocado en antiparalelo con cada tiristor permitirá fluir a la corriente de carga de la figura IV.10, la carga es un circuito serie RLC al cuál se le aplica una tensión de forma rectangular con amplitud $V/2$ (volts) y período T , entonces el sistema puede ser representado por el circuito equivalente de la figura IV.12 en donde:

$$v_s = V/2 \text{ (volts) ; } \quad 0 < t < T/2 \text{ (seg) . . . IV-2}$$

$$v_s = - V/2 \text{ (volts); } \quad T/2 < t < T \text{ (seg)}$$

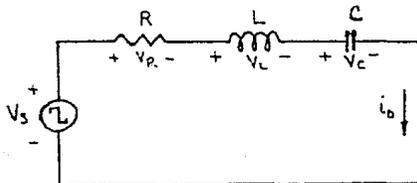


Figura IV.12.

Cuando la fuente de tensión ha alcanzado su estado estable, la variación con el tiempo, de la corriente de salida habrá tomado una forma periódica, de tal manera que:

$$\begin{aligned} i_o &= + I_{O1} \quad (\text{amp}) \quad ; \quad t = T/2 \quad (\text{seg}) \\ i_o &= - I_{O1} \quad (\text{amp}) \quad ; \quad t = 0, T \quad (\text{seg}) \end{aligned} \quad \text{..... IV-3}$$

Para el circuito de la figura IV.12, durante el intervalo $0 < t < T/2$ (seg).

$$v_o = V/2 = v_R + v_L + v_C \quad (\text{volts}) \quad \text{..... IV-4}$$

es decir :

$$V/2 = R i_o + L \frac{di_o}{dt} + \frac{1}{C} \int_0^t i_o dt + V_{CO} \quad (\text{volts}) \quad \text{..... IV-5}$$

en donde V_{CO} es el voltaje a través del elemento capacitivo, del circuito de carga, en $t = 0$; derivando IV-5 — tenemos :

$$\frac{d^2 i_o}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{di_o}{dt} + \frac{1}{LC} i_o = 0 \quad (\text{amp/seg}^2) \quad \text{..... IV-6}$$

La solución de la ecuación IV-6 empleando las condiciones iniciales dadas en IV-3 nos da la expresión general que describe a la corriente de carga i_o como una función del tiempo.

En la figura IV.13 (casos b-f) se muestran algunas formas de onda para i_o (soluciones posibles). Así, en la figura IV.13 b, se representa la respuesta para un circuito de carga oscilatorio subamortiguado; por otro lado, la figura IV.13 c, muestra un caso sobreamortiguado. Las formas de onda mostradas en las figuras IV.13d, IV.13e y IV.13 f, representan casos ideales ya que, en la práctica, cualquier circuito tiene en algún grado características de resistencia, inductancia y capacitancia.

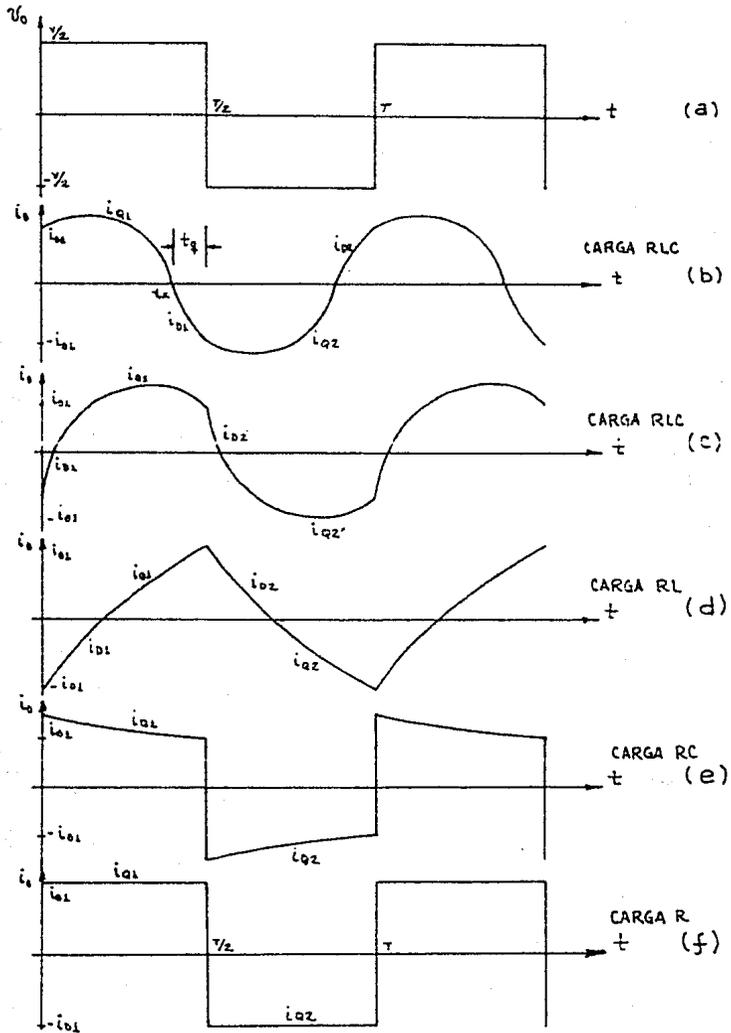


Figura IV.13.

Del análisis de las figuras se puede ver que un circuito de carga RC o resistivo no necesita de diodos en el circuito inversor; también podemos observar que los tiristores pueden empezar a conducir en diferentes instantes del medio ciclo, dependiendo de la naturaleza de la carga.

Para asegurarnos de que los tiristores comenzarán a conducir en el momento adecuado, cada uno debe ser disparado continuamente a través del medio ciclo, como lo indica la figura IV.11.

IV.5.b) Conmutación natural del inversor de medio puente.

Si los parámetros del circuito de carga RLC son tales que la respuesta a una onda rectangular de voltaje aplicado es una corriente de carga oscilatoria, entonces la variación con respecto del tiempo de esta corriente tendrá una forma de onda como la ilustrada en la figura IV.13b. En este caso, i_o se invierte antes de que v_o se halla invertido, de tal manera que al final de cada medio ciclo la corriente de carga circula por los diodos. Si durante el primer medio ciclo de voltaje en la figura IV.13b, la corriente se hace negativa en $t=t_x$ y tenemos:

$$t_q = T/2 - t_x > t_{off} \text{ (seg) } \dots \text{ IV-7}$$

donde t_{off} es el tiempo turn-off de los tiristores Q1 y Q2; entonces, cuando la señal de puerta se quita de Q1, y a continuación Q2 se enciende, en $t=T/2$, veremos que Q1 no conducirá, bajo estas circunstancias, el inversor fue conmutado en forma natural por carga. Si la desigualdad IV-7 no se cumple o si cualquiera de las condiciones representadas en las figuras IV.13c a IV.13f, se presentan, entonces los tiristores se deben conmutar forzosamente.

Resumiendo; de la ecuación IV-6 si $I_{O1} > 0$ en $T/2$, debe ser empleada conmutación forzada. Si $I_{O1} < 0$ en $T/2$, es posible que se realice la conmutación natural en los tiristores.

IV.5.c) Conmutación de voltaje del inversor de medio puente
El circuito de la figura IV.14a, ilustra el método Mc Murray-Bedford de conmutación complementaria de voltaje. Si Q1 está conduciendo el encendido de Q2 apaga el tiristor Q1, e inversamente. Por otra parte D1 y D2, son los diodos mostrados en el circuito de potencia de la figura IV.10. Los dos capacitores de conmutación son de igual magnitud, esto es:

$$C1 = C2 = C \text{ (farads) } \dots\dots \text{ IV-8}$$

los dos inductores de conmutación son también de igual magnitud:

$$L1 = L2 = L_C \text{ (Henryes) } \dots\dots \text{ IV-9}$$

y están arrollados sobre un núcleo con entrehierro, el cuál le da linealidad. Por lo tanto puede considerarse que están constituyendo parte de un transformador ideal que requiere una corriente de magnetización. Tal como se representa en el circuito equivalente mostrado en la figura IV.14b, donde en todo tiempo:

$$v_{L1} = v_{L2} \text{ (volts) } \dots\dots \text{ IV-10}$$

Dado que los dos devanados tienen el mismo número de vueltas, es conveniente considerar a la inductancia de magnetización L_c como conectada a través de cualquiera de los dos devanados del transformador ideal en la figura IV.14 b. Debemos hacer notar que ya que éstos devanados están conectados, uno en serie con cada tiristor y ya que éstos no pueden conducir simultáneamente resulta claro que en cualquier instante uno de los dos devanados de éste transformador, puede llevar corriente.

Los inductores L_{E1} y L_{E2} también están arrollados - en un solo núcleo pero estos no contienen entrehierro, este transformador también puede ser considerado como ideal y está representado por el circuito equivalente mostrado en la figura IV.14c, su relación de vueltas es:

$$n = \frac{N1}{N2} < 1 \quad \dots \text{IV-11}$$

así que para todo tiempo:

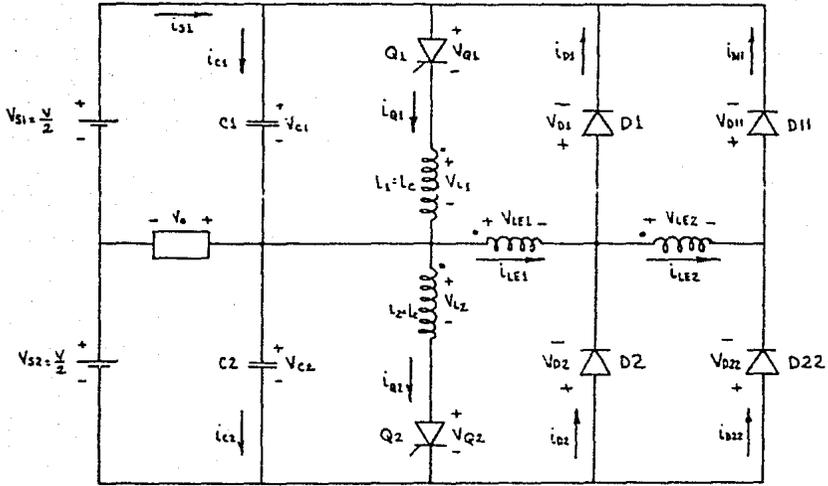
$$\frac{v_{LE1}}{v_{LE2}} = n = - \frac{i_{LE2}}{i_{LE1}} \quad \dots \text{IV-12}$$

Se debe hacer notar que el signo negativo en la ecuación IV-12, aparece debido al arrollamiento de los -- devanados $LE1$ y $LE2$ ver figura IV.14 a.

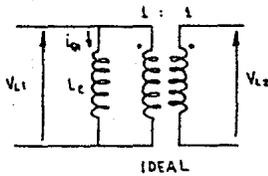
La naturaleza de este transformador es tal que la corriente no puede fluir por un devanado a menos que -- también fluya por el otro, así que la fuerza magnetomotriz neta a través de su núcleo debe ser cero. --

Los diodos D_{11} y D_{22} en conjunción con su transformador forman un circuito recuperador de energía, el -- cuál, regresa a las fuentes de voltaje v_{s1} y v_{s2} la -- energía almacenada en los inductores $L1$ y $L2$. Se puede hacer notar que mientras la inductancia L_C del -- transformador de conmutación es del orden de micro-- henries; las inductancias L_{E1} y L_{E2} del transformador de recuperación de energía son del orden de milihen-- ries.

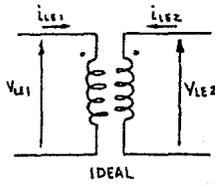
Se hace a continuación una descripción general de la operación del circuito durante el intervalo de conmutación, lo cuál será de gran ayuda para seguir el -- análisis detallado que se expone después.



(a)



(b)



(c)

Figura IV.14

Cuando el tiristor Q2 es encendido, al inicio del período I de el intervalo de conmutación, el voltaje del capacitor C2 es aplicado al inductor L2- y por consiguiente aparece en las terminales del inductor LI. Esto conmuta el tiristor Q1, el --- cuál se apaga instantáneamente. Los amperes vuel- ta en el núcleo de los inductores LI y L2 no pue- den cambiar instantáneamente; así que la corrien- te que anteriormente circulaba en el inductor LI- es reemplazada, inmediatamente, por una corriente igual en el inductor L2. esta corriente tiene, - además, una componente oscilatoria senoidal que - fluye por el circuito formado por C2 y L2, debido a la corriente oscilatoria, el voltaje en el nodo "a" tiende a decrecer desde la tensión inicial -- del capacitor C2 ($v/2$) hasta un valor cero. En- virtud de que la corriente se encuentra decrecien- do, tiene una variación con respecto al tiempo -- negativa provocando la inversión de polaridad de- L2. Por otro lado, debido a que mientras no hay- circulación de corriente a través de LE1 el po--- tencial del punto "b" será igual al del punto "a" sin embargo en el tiempo "t1" la tensión negativa (igual en magnitud a la combinación de las fuen- tes de voltaje) del punto "a" y a su vez del punto "b" provoca la polarización directa del diodo --- "D2", desacoplando así la igualdad de los nodos - "a" y "b", de tal forma que la tensión V_{LE2} oca- siona el encendido del diodo D_{11} , con lo cual se- termina el período I del intervalo de conmutación. Durante el período II del intervalo de conmuta--- ción los voltajes a través de los cuatro inducto- res están fijos debido al flujo de corriente a - través de los diodos "D2" y "D11" y las fuentes de

voltaje constante. La corriente en el inductor L2 y el tiristor Q2 cae a cero con una pendiente uniforme, siendo este el final del período II del intervalo de conmutación. Durante el período II, la energía almacenada en el núcleo del inductor L2 es recuperada y regresada a las fuentes. Ahora se puede intentar realizar un análisis más detallado del circuito. La variación con el tiempo de algunos parámetros del circuito se muestra en la figura IV.10.

El análisis que a continuación se presenta considera a los parámetros más importantes del circuito .

IV.5.c.1.- Análisis del inversor en medio puente.

i.- Condiciones iniciales antes del intervalo de conmutación.

-Corrientes :

$$i_{Q1} = i_0 \dots\dots\dots \text{IV} - 13$$

$$i_0 = I_{01} \dots\dots\dots \text{IV} - 14$$

$$i_{Q2} = i_{C1} = i_{C2} = 0 \dots\dots\dots \text{IV} - 15$$

Para calcular i_{LE1} e i_{LE2} obtenemos la suma de corrientes en el nodo "a" del circuito mostrado en la figura IV.14.a :

$$i_0 - i_{C1} + i_{C2} - i_{Q1} + i_{Q2} + i_{LE1} = 0 \dots \text{IV} - 16$$

sustituyendo IV-15 y IV-13 en la expresión IV-16 se tiene :

$$i_0 - i_0 + i_{LE1} = 0$$

$$i_{LE1} = 0 \dots\dots\dots \text{IV} - 16'$$

-Por tanto :

$$i_{LE2} = 0 \dots\dots\dots \text{IV} - 17$$

- Tensiones :

$$V_{C1} = V_{L1} = 0 \dots \dots \dots \text{IV} - 18$$

$$V_0 = \frac{V}{2} \dots \dots \dots \text{IV} - 19$$

De la malla V_{S2} , V_0 , V_{C2}

$$V_{C2} = V_{S2} + V_0 \dots \dots \dots \text{IV} - 20$$

De IV-19 y sabiendo que $V_{S2} = \frac{V}{2}$ sustituyendo en - IV-20 .

$$V_{C2} = V_{Q2} = V \dots \dots \dots \text{IV} - 21$$

ii .- Período I ($0 \leq t \leq t_1$)

En $t = 0$ se enciende el tiristor Q_2 y de la figura IV.14.a. se obtiene de la malla Q_2 , C_2 y L_2

$$V_{C2} = V_{L2} = V \dots \dots \dots \text{IV} - 22$$

En tanto que para la malla Q_1 , C_1 y L_1

$$V_{C1} = V_{Q1} + V_{L1} \quad ; \quad \text{si } V_{C1} = 0$$

$$V_{Q1} = -V_{L1} = -V \dots \dots \dots \text{IV} - 23$$

De esta forma Q_1 se apaga por lo que I_{Q1} se hace cero y Q_2 toma la corriente I_{O1}

$$I_{Q2} = I_{O1}$$

En los demás elementos del circuito no fluye corriente, - por lo que es posible proponer el circuito equivalente - mostrado en la figura IV.15, válido solamente para este - período de conmutación .

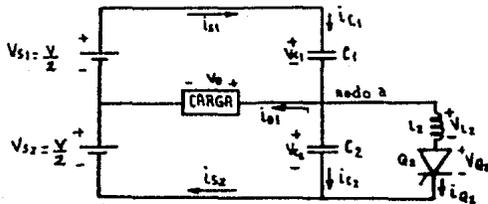


Figura IV.15.

a.- Cálculo de i_{C1} e i_{C2} De la figura IV-15 analizando la malla V_{S1} , V_{S2} , C_1 y C_2 :

$$V_{C1} + V_{C2} = V$$

$$\frac{dV_{C1}}{dt} + \frac{dV_{C2}}{dt} = 0 \quad \text{como } C_1 = C_2 = C$$

$$C \frac{dV_{C1}}{dt} + C \frac{dV_{C2}}{dt} = 0$$

$$i_{C1} = -i_{C2} \dots \dots \dots \text{IV-24}$$

Para el nodo "a" de la figura IV.15 .

$$i_0 - i_{C1} + i_{C2} + i_{Q2} = 0 \quad , \quad \text{si } i_0 = i_{Q1}$$

con IV-24

$$i_0 + i_{Q2} = -i_{C2} - i_{C2}$$

$$i_0 + i_{Q2} = -2i_{C2} \dots \dots \text{IV-25}$$

$$i_{C2} = -\frac{i_0 + i_{Q2}}{2} \dots \dots \dots \text{IV-26}$$

$$i_{C1} = \frac{i_0 + i_{Q2}}{2} \dots \dots \dots \text{IV-27}$$

b.- Cálculo de i_{S1} e i_{S2}

De la figura IV.14.a:

$$i_{S1} = i_{Q1} + i_{C1} \dots \dots \text{IV-28}$$

IV-27 en IV-28 y sabiendo que $i_{Q1} = 0$

$$i_{S1} = \frac{i_0 + i_{Q2}}{2} \dots \dots \dots \text{IV-29}$$

De la figura IV.14.a:

$$i_{S2} = i_{Q2} + i_{C2} \dots \dots \dots \text{IV-30}$$

IV-26 en IV-30 .

$$i_{S2} = i_{Q2} - \frac{i_0 + i_{Q2}}{2} = \frac{2i_{Q2} - i_0 - i_{Q2}}{2}$$

$$i_{S2} = \frac{i_{Q2} - i_0}{2} \dots \dots \dots \text{IV-31}$$

c.- Cálculo de $i_{Q2}(t)$

De la ecuación IV-22 tenemos $V_{L2} = V_{C2} = V$

$$L_c \frac{di_{Q2}}{dt} = \frac{1}{C} \int_0^t i_{C2} dt + V \dots \dots \dots \text{IV-32}$$

IV-26 en IV-32 y derivando :

$$L_c \frac{d^2 i_{Q2}}{dt^2} = \frac{1}{C} \int_0^t \left(-\frac{i_0 + i_{Q2}}{2} \right) dt + V$$

$$L_c \frac{d^2 i_{Q2}}{dt^2} = -\frac{i_0}{2C} - \frac{i_{Q2}}{2C}$$

$$\frac{d^2 i_{Q2}}{dt^2} + \frac{i_{Q2}}{2L_c C} = -\frac{I_{01}}{2L_c C} \dots \dots \dots \text{IV-33}$$

- Resolviendo IV-33 .

Solución homogénea asociada :

$$\lambda^2 + \frac{1}{2L_c C} = 0$$

$$\lambda = \pm \sqrt{-\frac{1}{2L_c C}}$$

$$\lambda_{1,2} = \pm j \sqrt{\frac{1}{2L_c C}} = j \omega_r$$

$$i_{Q2G} = A_1 \cos \omega_r t + A_2 \text{SEN } \omega_r t + K \dots \dots \dots \text{IV-34}$$

Donde : $\omega_r = \sqrt{\frac{1}{2L_c C}}$

Solución particular :

$$i_{02}(t)_p = K$$

$$\frac{d^2 i_{02}(t)_p}{dt^2} = \frac{d i_{02}(t)_p}{dt} = 0$$

Sustituyendo en IV-33.

$$\frac{K}{2L_c C} = -\frac{I_{01}}{2L_c C} \dots \dots \dots \text{IV-35}$$

$$K = -I_{01} \dots \dots \dots \text{IV-35'}$$

IV-35' en IV-34 .

$$i_{02}(t)_g = A_1 \cos \omega_r t + A_2 \text{sen } \omega_r t - I_{01} \dots \dots \dots \text{IV-36}$$

Condiciones iniciales : $t = 0$, $i_{02} = I_{01}$ en IV-36

$$I_{01} = A_1 - I_{01}$$

$$A_1 = 2 I_{01} \dots \dots \dots \text{IV-37}$$

Derivando la ecuación IV-36 .

$$\frac{d i_{02}(t)}{dt} = -A_1 \omega_r \text{sen } \omega_r t + A_2 \omega_r \cos \omega_r t$$

$$L_c \frac{d i_{02}(t)}{dt} = -A_1 \omega_r L_c \text{sen } \omega_r t + A_2 \omega_r L_c \cos \omega_r t$$

en $t = 0$

$$V_{L2} = L_c \frac{d i_{02}}{dt} = V$$

$$V = A_2 \omega_r L_c$$

$$A_2 = \frac{V}{\omega_r L_c} \dots \dots \dots \text{IV-38}$$

IV-35, IV-37 y IV-38 en IV-34 .

$$I_{Q2}(t) = 2I_{C1} \cos \omega t + \frac{V}{\omega R L_C} \text{SEN } \omega t - I_{01} \dots \text{IV-39}$$

d.- Cálculo de V_{L2} y V_C

Derivando IV-39 y multiplicando por L_C :

$$V_{L2} = L_C \frac{dI_{Q2}(t)}{dt} = L_C \left[-2I_{C1} \omega R \text{SEN } \omega t + \frac{V}{\omega R L_C} \omega R \cos \omega t \right]$$

$$V_{L2} = -2L_C I_{C1} \omega R \text{SEN } \omega t + V \cos \omega t \dots \text{IV-40}$$

$$V_{C2} = V_{L2} \dots \text{IV-41}$$

e.- Cálculo de V_C

De la figura IV.14.a:

$$V_{C2} = V_{S2} + V_0$$

$$V_0 = V_{C2} - V_{S2} \dots \text{IV-42}$$

IV-41 en IV-42 :

$$V_0 = V_{L2} - V_{S2}$$

$$V_C = -2L_C I_{01} \omega R \text{SEN } \omega t + V \cos \omega t - \frac{V}{2} \dots \text{IV-43}$$

f.- Cálculo de V_{Q1}

De la figura IV.14.a en la malla $Q_1, L_1, L_2, Q_2, V_{S1}$ y V_{S2}

$$V_{Q1} + V_{L1} + V_{S2} + V_{L2} - V = 0 \dots \text{IV-44}$$

$$V_{Q1} = 0$$

$$V_{L1} = V_{L2}$$

En IV-44

$$V_{Q1} + 2V_{L2} - V = 0$$

$$V_{Q1} = V - 2V_{L2} \dots \text{IV-45}$$

IV-40 en IV-45 .

$$V_{Q1} = V + 4L_c I_{O1} \omega r \text{SEN } \omega r t - 2V \cos \omega r t \dots \text{IV-46}$$

Si $V_{LE2} \geq V$ los diodos D_1 y D_{22} conducen

Si $V_{LE2} \leq V$ los diodos D_2 y D_{11} conducen

La conducción de cada par de diodos corresponde a cada medio ciclo. Cuando los diodos comienzan a conducir, termina el período I del intervalo de conmutación en $t = t_1$.

iii.- Estado del circuito en el tiempo $t = t_1$.

El diodo D2 comienza a conducir en $t = t_1$ cuando:

$$V_{LE2} = -V \dots \text{IV-46'}$$

o sea cuando

$$V_{C2} = V_{LE1} = V_{L2} = V_{L1} = -nv \dots \text{IV-47}$$

IV-47 en IV-45 .

$$V_{Q1} = V - 2(-nv) = V + 2nv = V(1 + 2n) \dots \text{IV-48}$$

$$V_{C1} = V_{S1} + V_{S2} - V_{C2} = V + nv = V(1 + n) \dots \text{IV-49}$$

De la malla C_2, S_2 y la carga en la figura IV.14.a :

$$V_{C2} - V_{S2} - V_o = 0$$

$$V_o = V_{C2} - V_{S2} = -nv - \frac{V}{2} = -\frac{V(1 + 2n)}{2}$$

iv.- Período II.

En este período , cuando conducen los diodos D_{11} y D_2 todas las tensiones permanecen fijas a los valores alcanzados en $t = t_1'$.

Este período transcurre en el intervalo :

$$0 \leq t' \leq t_1' \text{ donde } t' = t - t_1$$

$$i_{C1} = i_{C2} = 0 \text{ durante todo el período .}$$

Ya que en este período no conducen los diodos D_1 y D_2 , el tiristor Q_1 y los capacitores C_1 y C_2 , es posible proponer el circuito mostrado en la figura IV-16

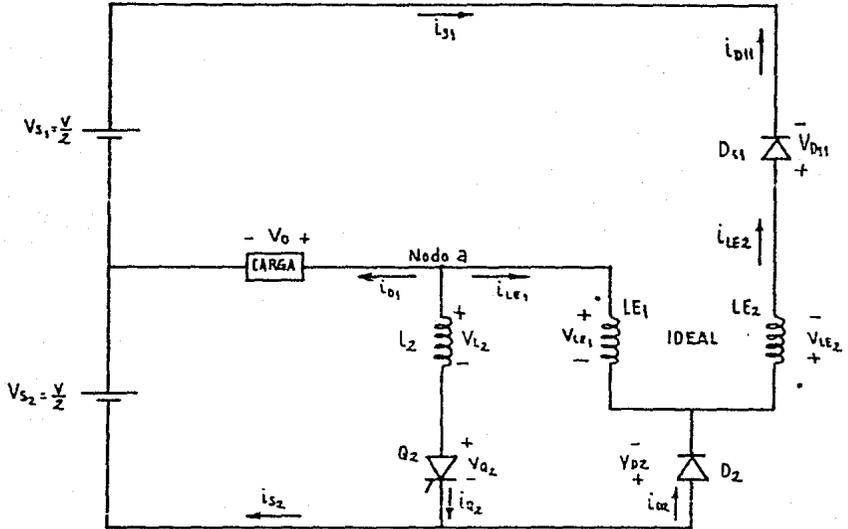


Figura IV.16.

Del circuito mostrado en la figura IV.16, la malla D_{11} , S_1 , S_2 , D_2 y LE_2 en el secundario del transformador — ideal, puede ser referida al lado primario, dando como — resultado el circuito equivalente mostrado en la figura — IV.17, el diodo D'_{11} es D_{11} referido al primario, la — fuente nV representa a V_{S1} y V_{S2}

Se puede observar que la fuente nV en la figura IV 17, solamente puede absorber energía, debido a la presencia de los diodos .

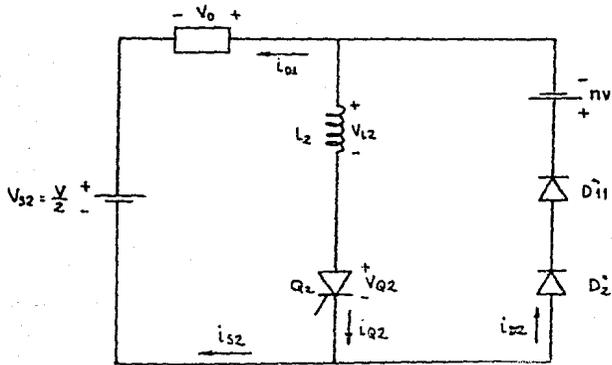


Figura IV.17.

a.- Cálculo de i_{Q2} .

Debido a que los diodos D_2' y D_{11}' se encuentran conduciendo, la tensión V_{L2} se halla fija al valor alcanzado en $t=t_2$, así de IV-47 :

$$V_{L2} = -nv$$

$$L_c \frac{di_{Q2}}{dt} = -nv \dots \dots \dots \text{IV-50}$$

$$\frac{di_{Q2}}{dt} = -\frac{nv}{L_c}$$

$$di_{Q2} = -\frac{nv}{L_c} dt$$

$$i_{Q2} = -\frac{nv}{L_c} t + C \dots \dots \dots \text{IV-51}$$

Con la condición inicial : $i_{Q2}(t_1) = I_{Q2}$ en IV-51

$$i_{Q2} = -\frac{nv}{L_c} t + I_{Q2} \dots \dots \dots \text{IV-52}$$

b.- Cálculo de i_{L1}

Para el nodo "a" del circuito de la figura IV-16.

$$i_{L1} + i_{Q2} + I_{O1} = 0$$

$$i_{Q2} = -i_{L1} - I_{O1} \dots \dots \dots \text{IV-53}$$

Substituyendo IV-53 en IV-52 .

$$-i_{L1} - I_{O1} = -\frac{nV}{L_c} t' + I_{W2}$$

$$i_{L1} = \frac{nV}{L_c} t' - I_{Q2} - I_{O1} \dots \dots \dots \text{IV-54}$$

c.- Cálculo de i_{D1}

De la figura IV-16 .

$$i_{D1} = i_{L2} = -n i_{L1} \dots \dots \dots \text{IV-55}$$

IV-54 en IV-55 .

$$i_{D1} = -\frac{n^2 V}{L_c} t' + n I_{Q2} + n I_{O1} \dots \dots \dots \text{IV-56}$$

d.- Cálculo de i_{D2}

De la figura IV-16 .

$$i_{D2} = i_{L2} - i_{L1} \dots \dots \dots \text{IV-57}$$

IV-55 en IV-57 .

$$i_{D2} = -n i_{L1} - i_{L1}$$

$$i_{D2} = -i_{L1} (n+1) \dots \dots \dots \text{IV-58}$$

IV-54 en IV-58 .

$$i_{D2} = -\frac{(n+1)nV}{L_c} t' + (n+1) I_{Q2} + (n+1) I_{O1} \dots \dots \dots \text{IV-59}$$

El período II termina en $t' = t_1$ cuando $i_{Q2} = 0$, - así :

e.- Cálculo de t_1

Substituyendo $i_{Q2} = 0$ para $t' = t_1$ en IV-52 :

$$I_{Q_2} - \frac{nV}{L_c} t_1' = 0$$

$$t_1' = \frac{I_{Q_2} L_c}{nV} \dots \dots \dots \text{IV-60}$$

La duración del intervalo de conmutación es $t_c = t_1 - t_1'$.

f.- Cálculo de la energía y potencia recuperada.

$$W = \frac{1}{2} t_c I_{Q_2}^2 \dots \dots \dots \text{IV-61}$$

La cantidad de energía de IV-61, puede ser recuperada por cada medio ciclo, de tal forma que la potencia promedio — que se recupera es:

$$P_e = \frac{2}{T} W = \frac{t_c I_{Q_2}^2}{T} \dots \dots \dots \text{IV-62}$$

g.- Cálculo de t_q

El tiempo t_q es el tiempo disponible para apagar el tiristor Q_1 , ocurrirá cuando $V_{Q_1} = 0$, por tanto:

De IV-46 :

$$V_{Q_1} = V + 4L_c I_{O_1} \omega_r \text{sen } \omega_r t - 2V \cos \omega_r t$$

$$0 = V + 4L_c I_{O_1} \omega_r \text{sen } \omega_r t_q - 2V \cos \omega_r t_q$$

$$V \cos \omega_r t_q - 2L_c I_{O_1} \omega_r \text{sen } \omega_r t_q = \frac{V}{2} \dots \dots \dots \text{IV-63}$$

VI-63.- Muestra que t_q es función de la corriente de carga, y alcanza su máximo cuando $I_{O_1} = 0$ de donde:

$$V \cos \omega_r t_q - \frac{V}{2} = 0$$

$$\cos \omega_r t_q = \frac{1}{2}$$

$$\omega_r t_q = \cos^{-1} \frac{1}{2} = \frac{\pi}{3}$$

$$t_q = \frac{\pi}{3\omega_r} = \frac{\pi}{3} \sqrt{\frac{2L_c C}{V}} \dots \dots \dots \text{IV-64}$$

Al final del período II, la corriente i_0 disminuye hasta cero, para después incrementarse en dirección negativa hasta llegar al valor $-I_{01}$

v.- Período III ($t_c < t < t_2$)

Dado que las tensiones en el circuito de la figura IV.14.a se mantienen fijas durante el período II, al final de este período $t = t_c$ se cumple que:

$$i_0 = I_{01}$$

$$i_{01} = 0$$

Y de la condición indicada en IV-60: $t = t_c$; $i_{02} = 0$.- Cabe mencionar que los diodos D_2 , D_{11} permanecen conduciendo en el período III, de tal forma que las tensiones en todas las ramas, siguen fijas a los valores alcanzados en el período II.

a.- Corrientes en los diodos .

De IV-58 :

$$i_{D2} = - i_{L1} (n+1) \dots \dots \dots \text{IV-65}$$

Si $i_{02} = 0$ en $t = t_c$ substituyendo en IV-53 .

$$0 = - i_{L1} - I_{01}$$

$$\therefore i_{L1} = - I_{01} \dots \dots \dots \text{II-66}$$

En IV-65 :

$$i_{02} = I_{01} (n+1) \text{ en } t = t_c \dots \dots \dots \text{IV-67}$$

IV-66 en IV-55 :

$$i_{D11} = n I_{01} \text{ en } t = t_c$$

b.- Cálculo de V_{01} y V_{02}

Durante este período, las dos ramas de los tiristores observan en las inductancias L_1 y L_2 una tensión:

$$V_{L1} = V_{L2} = 0$$

De tal forma que de la figura IV.14.a, se puede observar - que:

$$V_{Q_2} = V_{LE_1} = -nV \dots \dots \dots \text{IV-68}$$

Ya que los diodos D_2 y D_{11} se encuentran conduciendo y - provocan una tensión en LE_2 de V ($V_{LE_2} = V \dots \dots \text{IV-69}$)

De la misma figura para la malla Q_1, L_1, LE_1, LE_2 y D_{11} :

$$\text{si } V_{L_1} = V_{D_{11}} = 0$$

$$V_{Q_1} + V_{LE_1} + V_{LE_2} = 0 \dots \dots \dots \text{IV-70}$$

IV-68 y IV-69 en IV-70 .

$$V_{Q_1} = nV - V$$

$$V_{Q_1} = V(n-1) \dots \dots \dots \text{IV-71}$$

c.- Cálculo de i_{L_0}

Ya que la energía almacenada en L_2 se hace cero y la co- rriente en i_{Q_2} llega a cero al final del período II, la - energía almacenada en la inductancia de la carga se libera hacia las fuentes S_1 y S_2 .

Para calcular la corriente que fluye por la carga en ese - instante, nos auxiliamos de la figura IV.17', ya que to- mando en cuenta las condiciones indicadas anteriormente - ($V_{L_2} = 0$ e $i_{Q_2} = 0$), se llega al circuito equivalente - mostrado en dicha figura .

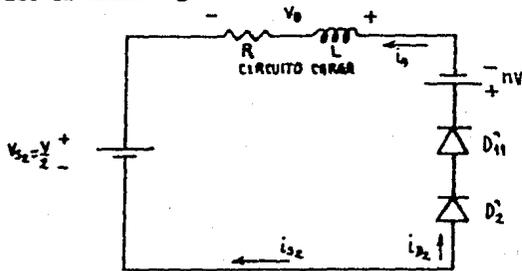


Figura IV.17'.

Para el circuito de la figura IV-17°.

$$V_L + V_R + V_{S_2} + V_{nv} = 0$$

$$L \frac{di_o}{dt''} + Ri_o + \frac{V}{2} + nv = 0$$

$$L \frac{di_o}{dt''} + Ri_o = -\frac{V}{2} - nv$$

$$\frac{di_o}{dt''} + \frac{R}{L} i_o = -\frac{V}{2L} (1 + 2n) \dots \dots \text{IV-72}$$

Donde $t'' = t - t_c$

Resolviendo IV-72 :

- Homogenea asociada :

$$\lambda + \frac{R}{L} = 0$$

$$\lambda = -\frac{R}{L} e^{-\frac{R}{L}t''}$$

$$i_{oH} = A e^{-\frac{R}{L}t''} \dots \dots \dots \text{IV-73}$$

- Solución particular :

$$i_o(t) = B \dots \dots \dots \text{IV-74}$$

$$\frac{di_o(t)}{dt''} = 0 \dots \dots \dots \text{IV-75}$$

IV-74 y IV-75 en IV-72 .

$$\frac{R}{L} B = -\frac{V}{2L} (1 + 2n)$$

$$B = -\frac{V L}{2RL} (1 + 2n)$$

$$B = -\frac{V}{2R} (1 + 2n)$$

$$i_o(t)_p = -\frac{V}{2R} (1 + 2n) \dots \dots \dots \text{IV-76}$$

La solución general, se obtiene agrupando IV-73 y IV-76 .

$$i_o(t)_a = A e^{-\frac{R_L}{2R} t''} - \frac{V}{2R} (1+2n) \dots \dots \dots \text{IV-77}$$

Auxiliándonos del circuito mostrado en la figura IV.17 .

En $t = t''$; $I_0 = I_{02}$

Substituyendo estas condiciones en IV-77 :

$$I_{02} = A - \frac{V}{2R} (1+2n)$$

$$A = I_{02} + \frac{V}{2R} (1+2n) \dots \dots \dots \text{IV-78}$$

IV-78 en IV-77:

$$i_o(t)_a = \left[I_{02} + \frac{V}{2R} (1+2n) \right] e^{-\frac{R_L}{2R} t''} - \frac{V}{2R} (1+2n) \dots \dots \dots \text{IV-79}$$

En $t'' = t_1$, i_o se hace cero

vi.- Período IV ($t_2 < t < 1/2$)

En $t = t_2$ todas las corrientes del circuito son momentanea- mente cero durante este período, los diodos y el tiristor Q_1 no conducen. El circuito considerado para este inter- valo es el que se muestra en la figura IV.18, el cual es - equivalente al de la figura IV.17 con un circuito de carga "RL".

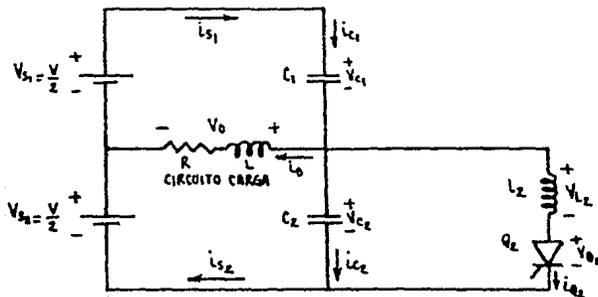


Figura IV.18.

No es necesario hacer un análisis detallado de este circuito, ya que es suficiente con apreciar que en $t=t_2$, cuando Q_2 comienza a conducir V_{Q_2} se hace cero instantáneamente y V_{L_2} adquiere el valor $-nV$. La tensión de esta inductancia disminuye hasta cero cuando i_0 se aproxima a $-I_{O1}$ exponencialmente y V_0 tiende a $-V$, lo cuál ocurre en $t=T/2$. Durante este intervalo, la tensión en los capacitores es:

$$V_{C1} = V \quad ; \quad V_{C2} = 0 \quad ; \quad t = \frac{T}{2}$$

Entonces la tensión en Q_1 se aproxima al valor V , la variación con el tiempo de algunos parámetros del circuito durante los cuatro intervalos de conmutación se muestra en la figura IV.19.

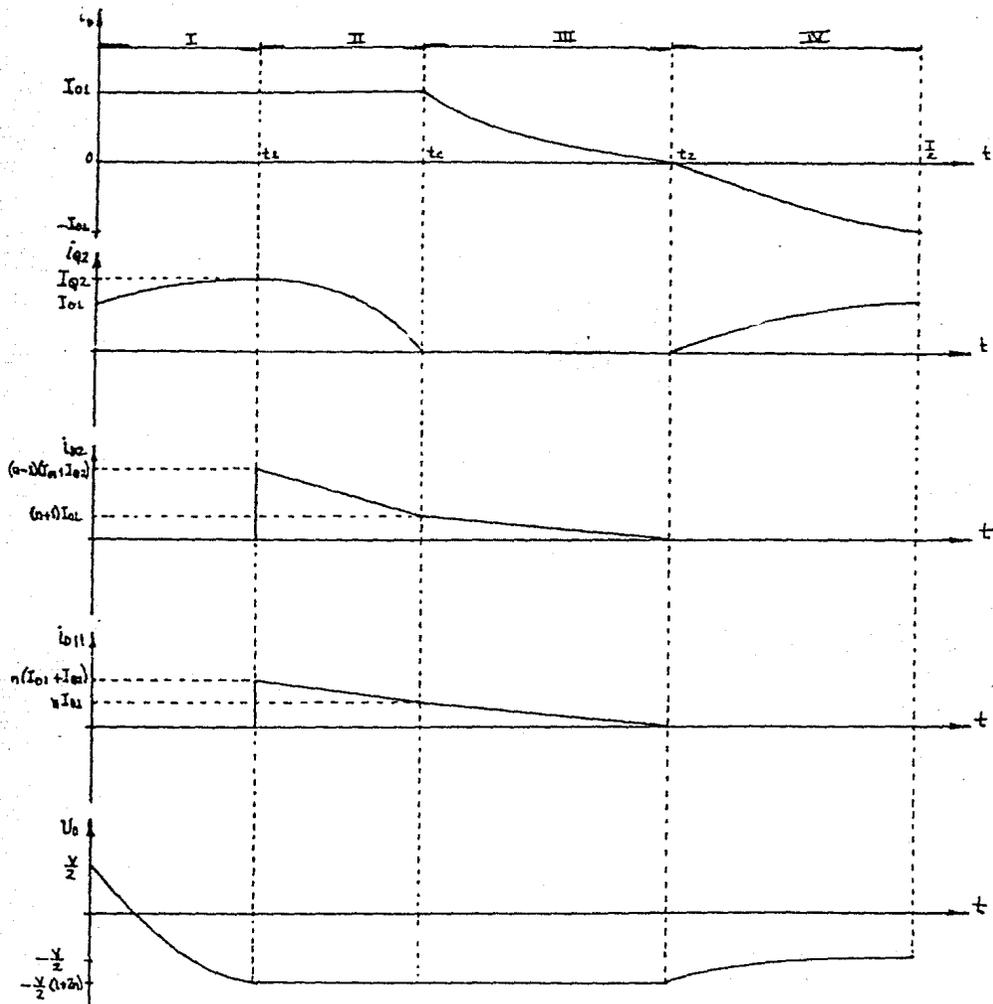


Figure III. 19

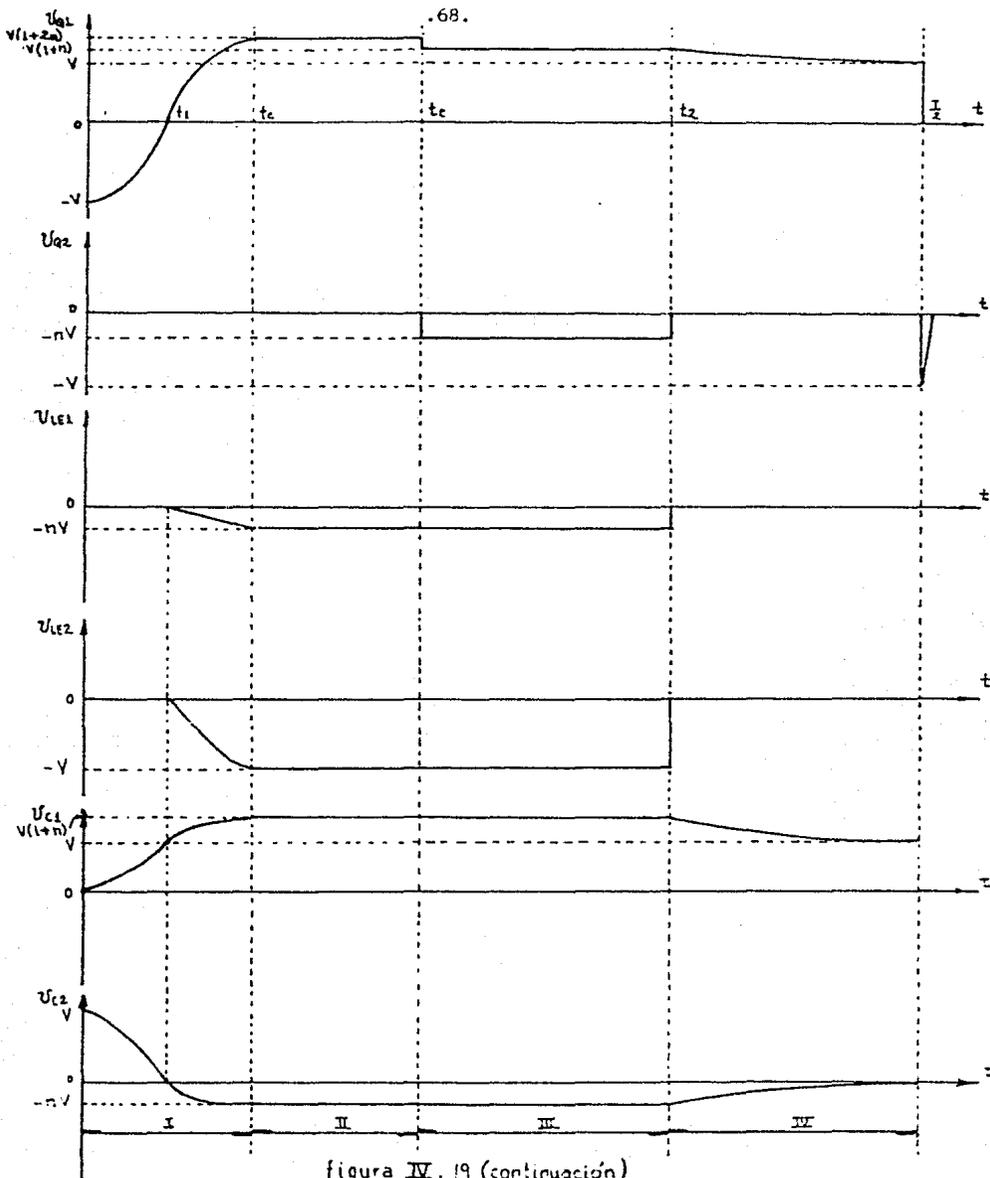


figura IV. 19 (continuación)

V.- DIVERSOS TIPOS DE INVERSORES USADOS EN LOS CARROS DEL METRO DE MEXICO .

V.1.- DESCRIPCION DEL DIAGRAMA DE BLOQUES DEL INVERSOR ESTATICO DE TIRISTORES SCR .

V.2.- DESCRIPCION DEL DIAGRAMA DE BLOQUES DEL INVERSOR ESTATICO TCO .

V.3.- DESCRIPCION DEL DIAGRAMA DE BLOQUES DEL INVERSOR ESTATICO GTO .

V.4.- DESCRIPCION DEL DIAGRAMA DE BLOQUES DEL INVERSOR ESTATICO EVR .

CAPITULO V.- DIVERSOS TIPOS DE INVERSORES USADOS EN LOS CARROS DEL METRO DE LA CIUDAD DE MEXICO.

En este capítulo se describe el funcionamiento de los distintos inversores empleados en los trenes del Metro de la Ciudad de México, por medio de diagramas de bloques, con el fin de abordar los siguientes capítulos de la manera más clara posible.

Primeramente se analiza el circuito inversor empleado por Mitsubishi a base de tiristores, luego se presenta el inversor TCO fabricado por Tracción Cem-Oerlikon, el cuál emplea transistores para la conversión, después se explica el funcionamiento del inversor EVR con tecnología a base también de transistores y finalmente se describe el inversor GTO cuya implementación se realiza con elementos semiconductores GTO (SCR Gate Turn Off).

V.1.- Descripción del diagrama de bloques del inversor estático de tiristores SCR (fabricado por MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION).

El inversor toma la tensión directa 750 VCC transforma este tipo de energía en tensión alterna 220 V, 60 Hz, también brinda una tensión de salida continua regulada y ajustable de 72 a 85 VCC .

Esto lo realiza por medio de elementos semiconductores SCR. Se presenta en esta parte la explicación del diagrama de bloques del grupo inversor empleado por Mitsubishi, el cual cumple con las funciones antes descritas.

El elemento captor toma la tensión (750 VCC) proveniente de la línea que alimenta al circuito (ver diagrama de bloques); siempre y cuando el contactor "CAC", se encuentre energizado y el relevador de sobrecorriente "OCR" no se halle accionado, luego se hace pasar por un filtro formado por la inductancia "FL" y el capacitor "FC", el cuál permite el paso de bajas frecuencias (eliminando sobretensiones de pico en tiristores)

aislando con ésto, las posibles perturbaciones generadas del - circuito inversor a la línea de alimentación y viceversa. Una vez filtrada la tensión, alimenta directamente al circuito inversor el cual se encarga de transformar la corriente continua de entrada en corriente alterna, ésta última tensión se filtra con el fin de obtener una forma de onda senoidal a partir de - una onda cuadrada, la salida del filtro se conecta al primario de un transformador con dos embobinados secundarios, en uno de ellos se obtiene la tensión de salida en forma senoidal a 60 - Hz. 220 V. el otro embobinado se encuentra conectado a un reg tificador de onda completa controlado que se encarga de elaborar la tensión continua de salida, misma que pasa por un fil- tro que permite la reducción del rizado en la conversión, para después alimentar a los equipos de control y al banco de bate- rías a fin de mantenerlo cargado continuamente.

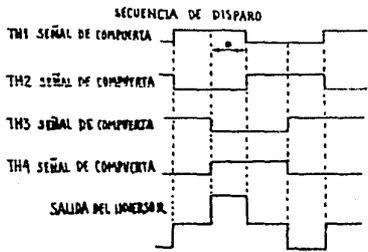
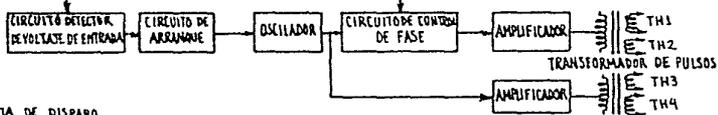
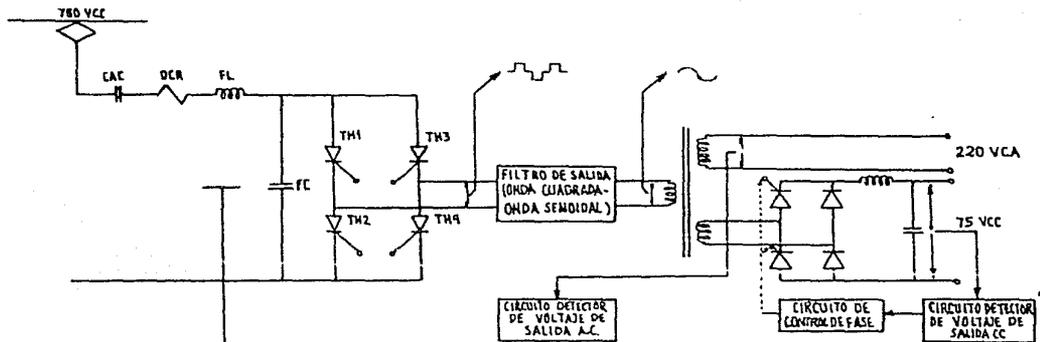
Por lo que respecta al equipo de control, se cuenta con un cir cuito que detecta la presencia de la tensión de entrada, y si éste circuito se halla energizado envía una señal que será vi- sible en el panel de control ubicado en el gabinete que contie- ne a éste equipo a la vez que permitirá el encendido del cir- cuito de arranque, una vez energizado éste último circuito, -- permite la conexión del oscilador, del circuito de control de- fase y de los dos módulos amplificadores.

El circuito de control de fase se encarga de variar el ángulo- de disparo de los tiristores TH1 y TH2 del puente (circuito -- inversor), con el fin de obtener una tensión de salida regula- da, su adecuado funcionamiento depende del circuito detector - de voltaje de salida alterna. Una vez que la señal de disparo ha sido retrasada un ángulo " θ " (ver diagrama de tiempos), se- alimenta al amplificador que como su nombre lo indica, amplifi ca los pulsos que encenderan a los tiristores por medio de un- transformador de pulsos.

Se cuenta con un circuito detector del voltaje de salida CC, que realimenta al circuito de control de fase, que a su vez controla los tiristores del circuito rectificador a fin de regular la -- tensión de salida CC.

La fuente de poder del circuito de control se encarga de alimentar a los circuitos de control. Finalmente la unidad lógica de relevadores es la encargada de realizar los recierres cuando se presentan desconexiones accidentales del elemento captor con la línea de alimentación, de conectar los circuitos de potencia y los de control del grupo inversor cuando éste se va a poner en servicio o cuando se va a apagar.

Cabe aclarar que, en el arranque, el circuito inversor toma su energía del banco de baterías, una vez funcionando en estado --- estable la tensión que se obtiene de la salida continua rebasa el valor nominal del banco, dejándolo así en un estado de flotación; es en ese momento que el inversor se alimenta así mismo, carga la batería y alimenta los circuitos de control del tren.



FUENTE DE PODER DEL CIRCUITO DE CONTROL.

UNIDAD DE REGULACION LOGICA DE ARRANQUE Y REESTABLECIMIENTO.

DIAGRAMA DE BLOQUES DEL INVERSOR ESTADICO (TIPO TRISTOR SCR).
MITSUBISHI - JAPON.

V.2.- Descripción del diagrama de bloques del inversor estático TCO.

(TCO - FRANCIA)

El filtro de entrada atenúa las perturbaciones provenientes de la línea de alimentación hacia el inversor y las enviadas del inversor a la línea.

La tensión continua de 750 VCC después de ser filtrada, se ondula por medio de dos puentes en media "H", con el fin de abatir la tensión que se alimenta de la línea, esta tensión se hace pasar por dos transformadores los cuales se emplean adicionalmente para aislar galvánicamente la salida de la entrada, luego se rectifica para obtener una tensión intermedia siempre fija; la regulación de la tensión continua para alimentación de carga de batería, se efectúa variando el tiempo de conducción de los conmutadores de los puentes mixtos, empleados en la generación de esta tensión, la señal de salida se monitorea por el circuito de control, filtrándose después para obtener la tensión continua para carga de la batería.

Por otro lado se elabora una segunda tensión continua de la misma forma, que se emplea para alimentar al inversor estático en puente y obtener así la salida alterna previamente filtrada.

La regulación de la tensión alterna de salida, se efectúa variando el tiempo de conducción de los conmutadores del ondulator en media "H".

Cada ondulator en media "H" se alimenta con la tensión de línea después de ser filtrada (ver diagrama de bloques correspondiente).

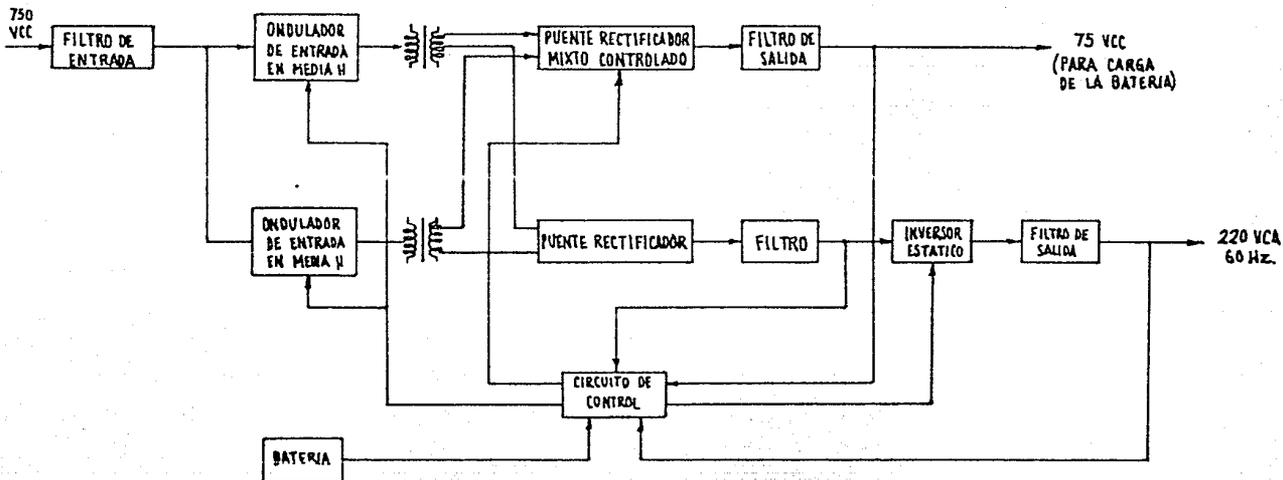


DIAGRAMA DE BLOQUES
DEL INVERSOR ESTÁTICO
T.C.O.

V.3.- Descripción del diagrama de bloques del inversor estático GTO
(MITSUBISHI - JAPON)

Una vez que se ha tomado la tensión de la línea, por medio del elemento captor pasa directamente al circuito inversor, siendo filtrada previamente por el circuito formado por la inductancia "FL1" y el capacitor "FC1", siempre y cuando el contactor "CAC" se encuentre conectado y el relevador de sobrecorriente "OCR" no se encuentre accionado.

La conversión de corriente continua en corriente alterna la realiza el inversor tipo puente, formado por los tiristores del tipo GTO (GATE-TURN-OFF), los diodos conectados en antiparalelo tienen como objetivo, evitar que los tiristores se vean sujetos a tensiones inversas importantes. La salida del puente inversor consiste en una señal formada por tres pulsos positivos y tres negativos, dicha señal está formada por una onda senoidal fundamental y armónicas de poca amplitud, es así que al hacerla pasar por un filtro se eliminan las señales armónicas diferentes a 60 Hz. , a la salida del filtro se obtiene la señal senoidal buscada, misma que se alimenta a un transformador con dos embobinados secundarios. En el primero de ellos se obtiene la tensión senoidal requerida de 220 V, 60 Hz. El segundo embobinado del transformador alimenta a un puente en media "H" encargado de suministrar la tensión continua para carga de la batería.

Este montaje prevee un transformador de potencial encargado de detectar la existencia o no de la tensión de entrada, en conjunción con el circuito de detección, por su parte el circuito de detección envía la información necesaria al circuito lógico para el encendido de los diversos circuitos de control .

La salida principal del circuito lógico de encendido se hace pasar por el circuito lógico de compuerta encargado de comandar el encendido o apagado de los tiristores a través de un amplificador de pulsos.

La tensión de salida alterna es censada continuamente por el - circuito detector del voltaje de salida, la cual emplea el circuito de control de fase a fin de regular en forma permanente la tensión de salida.

El circuito oscilador alimenta al generador de onda triangular, del cual se obtiene una onda que alimenta al circuito de control de fase, encargado de regular el ángulo de disparo, para mantener fija la salida alterna. Junto con el circuito detector de voltaje de C.A.

La salida del control de fase se aplica al circuito de control de compuerta para que este envíe su señal al amplificador de - pulsos, y así regular la tensión de salida alterna.

El voltaje de salida continua se regula realimentando la salida en corriente continua, por medio del circuito detector del voltaje de salida que comanda al circuito de control de fase, - a fin de variar el ángulo de disparo de los tiristores que conforman el puente rectificador controlado.

Se dispone de un circuito de control de la fuente de poder, en cargada de alimentar los diferentes circuitos de control y de un circuito lógico de relevadores, cuyo fin es el de poner en servicio al inversor, dejarlo fuera de operación y controlar - los recierres cuando accidentalmente el captor se desconecta - de la línea de alimentación.

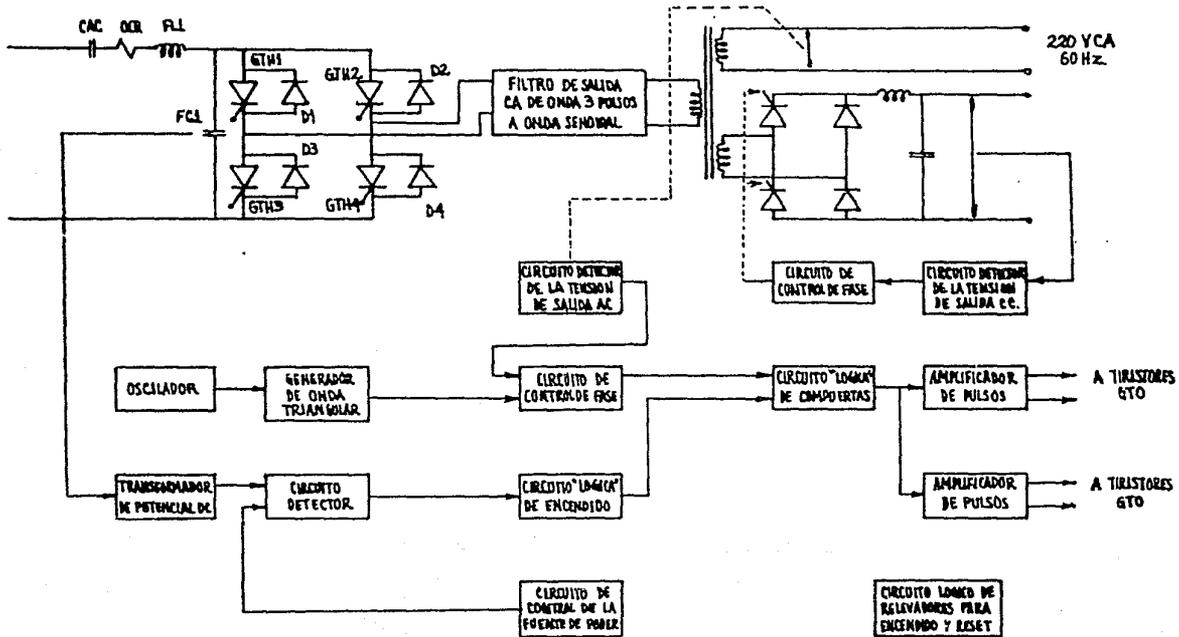


DIAGRAMA DE BLOQUES DEL INVERSOR ESTADICO A BASE DE TIRISTORES GTO (MITSUBISHI).

V.4.- Diagrama de bloques del inversor EVR
(ALSTHOM ATLANTIQUE - FRANCIA)

El diagrama de bloques de este convertidor es similar por no decir igual al inversor TCO ya que el principio de funcionamiento es idéntico en ambos casos, salvo pequeñas diferencias que se expondran mas ampliamente en el capítulo VI. Este inversor dispone de un filtro de entrada cuya función consiste en atenuar las perturbaciones provenientes de la línea y del inversor a la línea, la tensión filtrada se alimenta a dos puentes inversores en media "H" encargados de transformar la tensión continua de entrada en tensión alterna, esta tensión se aplica a dos transformadores (TPDV) con dos embobinados secundarios cada uno, la función de los "TPDV" consiste en aislar galvánicamente la alta tensión de la baja tensión.

De un par de embobinados secundarios se obtiene la tensión alterna regulada, esta tensión se rectifica para después filtrarse, la tensión directa regulada (350 VCC) se aplica al inversor en puente con el fin de elaborar la tensión alterna 220 V, 60 Hz.

La tensión del otro par de embobinados secundarios se aplica a un rectificador controlado, del que se obtiene la tensión directa para carga de las baterías del tren previamente filtrada.

Durante el encendido, la batería alimenta a los circuitos de control del inversor, una vez que el sistema se encuentra en operación, la batería deja de enviar energía a los circuitos, ya que la tensión de salida del inversor es superior a la tensión nominal del banco de baterías, quedando en flotación y dejando al inversor alimentarse a si mismo, a través del circuito de alimentación de recorte y de un filtro del que se obtiene una tensión de 50 VCC .

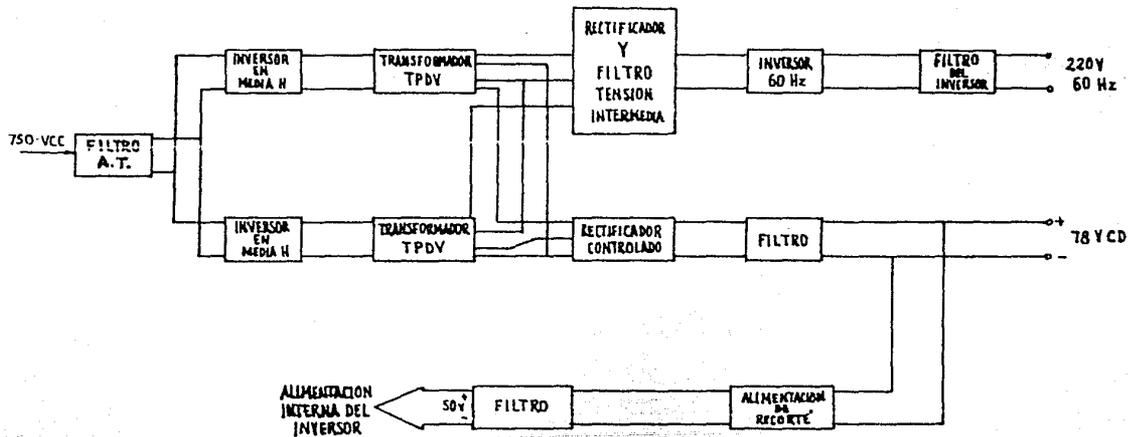


DIAGRAMA DE BLOQUES
DEL INVERSOR EVR

VI.- ANALISIS DEL CIRCUITO DE POTENCIA .

VI.1.- CIRCUITO DE POTENCIA DEL INVERSOR THY

VI.2.- CIRCUITO DE POTENCIA DEL INVERSOR TCO

VI.3.- CIRCUITO DE POTENCIA DEL INVERSOR GTO

VI.4.- CIRCUITO DE POTENCIA DEL INVERSOR EVP

CAPITULO VI.- ANALISIS DEL CIRCUITO DE POTENCIA .

En este capítulo se analizará el comportamiento, durante los intervalos de conmutación de los elementos más importantes que conforman el circuito de potencia, de los diversos inversores utilizados en los carros del Metro de la Ciudad de México.

Primeramente se presenta una descripción cualitativa del funcionamiento de estos elementos, seguido de un análisis matemático tendiente a establecer un modelo de comportamiento del voltaje y/o corriente en los diversos elementos. (Este modelo nos da la información necesaria para hacer una adecuada selección de los elementos).

VI.1.- Circuito de potencia del inversor TTY .

Modo "A" de funcionamiento ($0 \leq t \leq T_1$)

Periodo "I" se enciende simultáneamente los tiristores Th_1 y Th_4 a la vez que Th_2 y Th_3 son apagados. La corriente principal fluye desde (+) pasa por Th_1 , parte superior de L_1 , primario del transformador T, parte inferior de L_2 , Th_4 , llegando finalmente al borne negativo. En este mismo instante otras 2 corrientes secundarias fluyen por otra parte del circuito; una de ellas pasa por Th_1 , parte superior de L_1 , C_2 (cargando este último a la misma tensión que la suministrada), y llegando al borne (-); la otra corriente fluye del borne (+), pasa por C_3 (cargándolo a la tensión de alimentación), parte inferior de L_2 , Th_4 y borne (-).

En la figura VI.1, se muestra el diagrama del circuito y las trayectorias de las corrientes indicadas.

MODO A

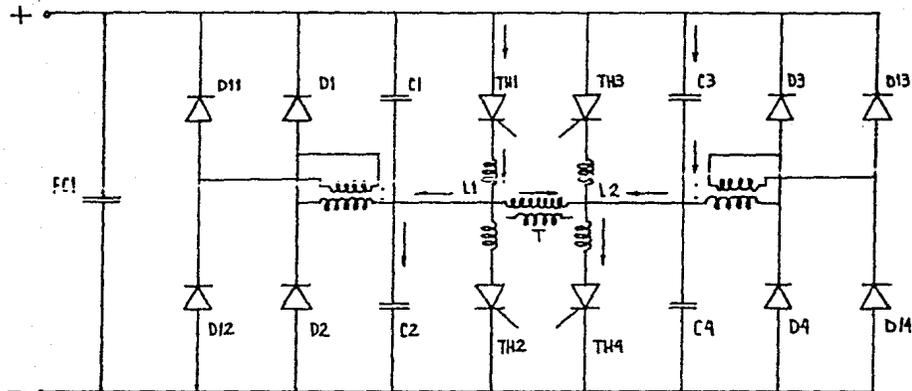


Figura VI.1.

Análisis matemático para el modo "A" de conmutación, en el análisis se determina el comportamiento de los elementos más importantes del circuito.

- Modo "A" ($0 \leq t < t_1$).

Para el transformador "T" de salida, se presenta el circuito equivalente mostrado en la figura IV.14 c, cuya relación de transformación es:

$$Q = \frac{V_o}{E} = \frac{N_s}{N_p} = \frac{L_p}{L_s}$$

Donde: V_o = Tensión de salida del transformador .

E = Tensión de alimentación .

N_s = Número de vueltas del secundario del transf.

N_p = Número de vueltas del primario del transf.

i_p = Corriente en el primario de "T" .

i_s = Corriente en el secundario de "T" .

En este modo se encienden los tiristores Th_1 y Th_4 con lo que se aplica la tensión "E" al devanado primario del transformador "T". Así en $t=0$ se tiene que:

a) - Tensión en los tiristores.

$$V_{Th1} = 0$$

$$V_{Th2} = -E$$

$$V_{Th3} = -E$$

$$V_{Th4} = 0$$

b) - Corriente en el primario del transformador .

Si consideramos despreciables las caídas de tensión en los tiristores que se encuentran en conducción durante este período (Th_1 y Th_4), se puede emplear el circuito equivalente mostrado en la figura VI.3.

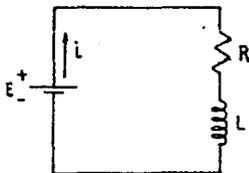


Figura VI.3.

Aplicando las leyes de KIRCHOFF al circuito de la figura VI.3:

$$E = V_R + V_L \dots\dots\dots \text{VI-1}$$

$$i_R = i_L \dots\dots\dots \text{VI-2}$$

Sabiendo que:

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} \dots\dots\dots \text{VI-3}$$

$$i_L = \frac{1}{L} \int V_L dt \dots\dots\dots \text{VI-4}$$

$$V_R = R i_R \dots\dots\dots \text{VI-5}$$

VI.3 y VI.5 en VI.1 :

$$E = R i + L \frac{di}{dt} \dots\dots\dots \text{VI-6}$$

Obteniendo la transformada de laplace de la expresi3n VI-6 :

$$\frac{E}{s} = R I(s) + L \left\{ S I(s) - I(0) \right\} \dots\dots \text{VI-7}$$

Dado que en $t=0$; $i = 0$, el termino $I(0)$ en VI.7 se elimina:

$$\frac{E}{s} = R I(s) + L S I(s)$$

$$\frac{E}{s} = I(s) (L S + R)$$

$$I(s) = \frac{E}{s(R + Ls)}$$

$$I(s) = \frac{E}{L} \left\{ \frac{1}{s(s + R/L)} \right\} \dots\dots\dots \text{VI-8}$$

Obteniendo la transformada inversa de laplace de VI-8.

$$I(s) = \frac{1}{s(s+a)} \longrightarrow i(t) = \frac{1}{a} (1 - e^{-at})$$

$$i(t) = \frac{E}{L} \left\{ \frac{1}{R/L} (1 - e^{-R/L t}) \right\}$$

$$i(t) = \frac{E}{L} \frac{L}{R} (1 - e^{-R/L t})$$

$$i(t) = \frac{E}{R} (1 - e^{-R/L t}) \dots\dots\dots \text{VI-9}$$

La expresión obtenida (VI-9) representa la corriente en el lado primario del transformador, en el secundario se tiene la misma forma de onda, afectada únicamente por la relación de transformación "a" .

$$i_s(t) = \frac{E}{aR} (1 - e^{-R/L t}) \dots\dots\dots \text{VI-10}$$

c) - Tensión en la carga .

La tensión aplicada en el embobinado primario del transformador "T" al encender simultáneamente los tiristores Th_1 y Th_4 , es "E", la carga entonces observa una tensión :

$$V_0 = a E$$

Donde "a" es la relación de transformación de "T", esta condición prevalece para todo el intervalo comprendido en el modo A de conmutación.

d) - Tensión en los diodos.

Debido a que durante este período ninguno de los diodos conduce, se ven sujetos a una tensión-E/2 en sus extremos.

e) - Tensión en los capacitores "C₂" y "C₃" .

Durante este período, los capacitores C₂ y C₃ tienden a cargarse para conocer exactamente el valor, de la tensión, hacemos uso del circuito mostrado en la figura VI.4.

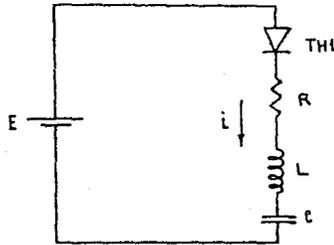


Figura VI.4.

Despreciando la caída de tensión en el tiristor, aplicamos las leyes de KIRCHOFF al circuito de la figura VI.4; por tanto:

$$E = V_L + V_R + V_C \dots\dots\dots \text{VI-11}$$

$$i_L = i_C = i_R \dots\dots\dots \text{VI-12}$$

Sabiendo que:

$$V_L = L \frac{di}{dt} \dots\dots\dots \text{VI-13}$$

$$V_R = R i_R \dots\dots\dots \text{VI-14}$$

$$i_C = C \frac{dV_C}{dt} \dots\dots\dots \text{VI-15}$$

VI-13 y VI-14 en VI-11 y de VI-12 .

$$E = L \frac{di}{dt} + R i + V_C \dots\dots\dots \text{VI-16}$$

VI-15 en VI-16 .

$$E = LC \frac{d^2V_C}{dt^2} + RC \frac{dV_C}{dt} + V_C \dots\dots\dots \text{VI-17}$$

Obteniendo la transformada de laplace de la ecuación VI-17 :

$$\frac{E}{S} = LC \left\{ S^2 V(s) - S V(0) - V'(0) \right\} + RC \left\{ S V(s) - V(0) \right\} + V(s)$$

Considerando las condiciones iniciales: $V(0) = 0$, $\dot{V}(0) = 0$

$$\frac{E}{S} = LCs^2 V(s) + RCS V(s) + V(s)$$

$$\frac{E}{S} = V(s) \{ LCs^2 + RCS + 1 \}$$

$$V(s) = \frac{E}{S(s^2 + \frac{R}{L}S + \frac{1}{LC})}$$

$$V(s) = \frac{E}{LC(s^2 + \frac{R}{L}S + \frac{1}{LC})}$$

$$V(s) = \frac{E}{LC} \left\{ \frac{1}{S(s^2 + \frac{R}{L}S + \frac{1}{LC})} \right\} \dots \dots \text{VI-18}$$

Para conocer las raíces (polos del sistema) de la ecuación:

$$S^2 + \frac{R}{L}S + \frac{1}{LC} = 0$$

$$S_{1,2} = \frac{-\frac{R}{L} \pm \sqrt{\frac{R^2}{L^2} - 4\left(\frac{1}{LC}\right)}}{2} = \frac{-\frac{R}{L} \pm \sqrt{\frac{R^2}{L^2} - \frac{4}{LC}}}{2}$$

$$S_{1,2} = \frac{-\frac{R}{L} \pm \sqrt{\frac{R^2 LC - 4L^2}{2L^2}}}{2} = \frac{-\frac{R}{L} \pm \frac{1}{L} \sqrt{\frac{R^2 LC - 4L^2}{LC}}}{2}$$

$$S_{1,2} = \frac{-\frac{R}{L} \pm \frac{1}{L} \sqrt{R^2 - \frac{4L}{C}}}{2} = -\frac{R}{2L} \pm \frac{1}{2L} \sqrt{R^2 - \frac{4L}{C}}$$

$$S_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{4L}{4L^2 C}}$$

$$S_1 = -\frac{R}{2L} + \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}} \dots \dots \text{VI-19}$$

$$S_2 = -\frac{R}{2L} - \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}} \dots \dots \text{VI-20}$$

Entonces :

$$V(s) = \frac{E}{LC} \left\{ \frac{1}{s(s-s_1)(s-s_2)} \right\} \dots\dots\dots \text{VI-21}$$

Donde s_1 y s_2 estan expresados en las ecuaciones VI-19 y VI-20, empleando la transformada inversa de laplace a VI-21:

$$F(s) = \frac{1}{s(s-a)(s+b)} \rightarrow f(t) = \frac{1}{ab} + \frac{1}{a(a-b)} e^{-at} + \frac{1}{b(b-a)} e^{-bt}$$

$$V_c(t) = \frac{E}{LC} \left[\frac{1}{s_1 s_2} + \frac{1}{s_1 (s_1 - s_2)} e^{-s_1 t} + \frac{1}{s_2 (s_2 - s_1)} e^{-s_2 t} \right] \dots \text{VI-22}$$

La ecuación VI-22, representa la tensión que se tendrá en el capacitor durante el modo A de conmutación.

MODO B.

Al inicio de este período, Th_2 se enciende y C_2 tiende a descargarse a través de " L_1 " (mitad inferior) en el sentido indicado en la figura VI-5, ya que previamente en el Modo A se había cargado a la tensión de la fuente, así el voltaje "e" - se induce en L_1 , tanto en la mitad inferior como en la mitad superior.

El voltaje inducido "e" mitad superior de " L_1 " provoca el bloqueo de Th_1 , al mismo tiempo que el capacitor " C_1 " comienza a cargarse.

Debido a que en este período se hayan encendidos los tiristores Th_2 y Th_4 , las terminales del transformador "T" tienen el mismo potencial, por lo cual no se induce ninguna tensión a la salida del transformador "T" .

Si la carga a la que se encuentra conectado el inversor es -- inductiva, la corriente atrasada "i" fluye por el transforma-

dor "T" parte inferior de "L₂", Th₄, diodo "D₂", embobinado — primario del transformador "CT₁" y cierra el circuito llegando a "T" nuevamente. En la figura VI.5, se indica el sentido de la corriente durante este modo de conmutación, después se procede a realizar un análisis matemático de los elementos mas — importantes del circuito.

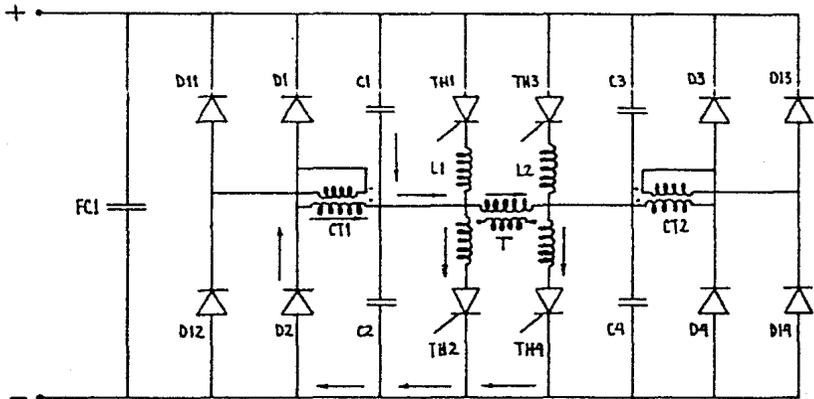


Figura VI.5.

- Modo B

a) - Tensión en los tiristores

$$V_{TH1} \rightarrow 0$$

$$V_{TH2} = 0$$

$$V_{TH3} = -E$$

$$V_{TH4} = 0$$

b) - Tensión en los diodos :

$$V_{D3} = -E/2$$

$$V_{D4} = -E/2$$

$$V_{D13} = -E/2$$

$$V_{D14} = -E/2$$

$$V_{D2} = 0$$

c) - Tensión en la carga :

$$V_0 = 0$$

d) - Tensión en el capacitor C_1 :

$$V_{C1} \cong E$$

Ya que la tensión en C_1 tiende al valor "E-e", donde "e" es la tensión en la inductancia " $L_1/2$ ", sin embargo cuando deja de haber variación de corriente sobre L_1 y el tiristor Th_1 se ha apagado, no hay caída de tensión en L_1 , entonces antes de que termine este período, el capacitor queda cargado a la tensión de la fuente (despreciando la caída de voltaje en Th_2).

e) - Cálculo de la tensión "e" :

La tensión "e" se observa en la inductancia $L_1/2$ y es provocada por la descarga del capacitor " C_2 " al encender Th_2 . Para calcular esta tensión, se hace uso del circuito mostrado en la figura VI-6.

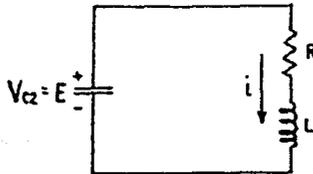


Figura VI.6.

Donde R: Resistencia ohmica de la inductancia $L_1/2$.

L: El valor de la inductancia " $L_1/2$ " .

Aplicando las leyes de KIRCHOFF al circuito mostrado en la figura VI.6.

$$V_{C2} = V_R + V_L \dots \dots \dots \text{VI-23}$$

$$i = i_{C2} = i_R = i_L \dots \dots \dots \text{VI-23'}$$

Y sabiendo que:

$$V_R = R i \dots \dots \dots \text{VI-23''}$$

$$V_L = L \frac{di}{dt} \dots \dots \dots \text{VI-24}$$

$$i_C = C \frac{dV_C}{dt} \dots \dots \dots \text{VI-25}$$

VI-23'' y VI-24 en VI-23 :

$$V_{C2} = R i + L \frac{di}{dt} \dots \dots \dots \text{VI-26'}$$

VI-25 en VI-26':

$$V_{C2} = R \left(-C \frac{dV_C}{dt} \right) + L \frac{d}{dt} \left(-C \frac{dV_C}{dt} \right)$$

$$V_{C2} = -RC \frac{dV_C}{dt} - LC \frac{d^2V_C}{dt^2}$$

$$\frac{d^2V_C}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{dV_C}{dt} + \frac{V_C}{LC} = 0 \dots \dots \dots \text{VI-26}$$

Resolviendo VI-26 :

$$A^2 + \frac{R}{L} A + \frac{1}{LC} = 0$$

$$A_{1,2} = \frac{-\frac{R}{L} \pm \sqrt{\left(\frac{R}{L}\right)^2 - 4\left(\frac{1}{LC}\right)}}{2} = \frac{-\frac{R}{L} \pm \sqrt{\left(\frac{R}{L}\right)^2 - \frac{4}{LC}}}{2}$$

$$A_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R^2}{L^2} - \frac{4}{LC}} = -\frac{R}{2L} \pm \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R^2 L C - 4L^2}{L^3 C}}$$

$$A_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm \frac{1}{2L} \sqrt{R^2 - \frac{4L}{C}} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\frac{R}{4L^2} - \frac{4L}{4L^2 C}}$$

$$A_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\frac{R}{4L^2} - \frac{1}{LC}} \dots \dots \dots \text{VI} \cdot 27$$

La naturaleza de la expresión VI-27, ofrece la posibilidad de que se presenten tres casos, en función de los valores que — adquieran los terminos R, L y C. A continuación se analiza — cada uno de estos casos.

Caso 1.- Cuando A_1 y A_2 son diferentes.

La solución de VI-26, implicaría una expresión del tipo:

$$V_C(t) = C_1 e^{A_1 t} + C_2 e^{A_2 t} \dots \dots \dots \text{VI} \cdot 28$$

$$\frac{dV_C(t)}{dt} = C_1 A_1 e^{A_1 t} + C_2 A_2 e^{A_2 t} \dots \dots \dots \text{VI} \cdot 29$$

Substituyendo las condiciones iniciales $V_C(0) = E$, $V_C'(0) = 0$ en VI-28 y VI-29

$$E = C_1 e^{A_1 t} + C_2 e^{A_2 t} \dots \dots \dots \text{VI} \cdot 30$$

$$0 = C_1 A_1 + C_2 A_2 \dots \dots \dots \text{VI} \cdot 31$$

De VI-31:

$$C_1 = -\frac{A_2}{A_1} C_2 \dots \dots \dots \text{VI} \cdot 32$$

VI-32 en VI-30 :

$$E = \left(-\frac{C_2}{A_1} A_2\right) e^{A_1 t} + C_2 e^{A_2 t}$$

$$E = C_2 \left(-\frac{A_2}{A_1} e^{A_1 t} + e^{A_2 t}\right)$$

$$C_2 = \frac{E}{e^{A_2 t} - \frac{A_2}{A_1} e^{A_1 t}}$$

$$C_2 = E \left(e^{-A_2 t} - \frac{A_2}{A_1} e^{-A_1 t} \right) \dots \dots \dots \text{VI-33}$$

VI-33 en VI-32 :

$$C_1 = -\frac{A_2}{A_1} E \left(e^{-A_2 t} - \frac{A_2}{A_1} e^{-A_1 t} \right) \dots \dots \dots \text{VI-34}$$

VI-33 y VI-34 en VI-28 :

$$V_C(t) = -\frac{A_2}{A_1} E \left(e^{-A_2 t} - \frac{A_2}{A_1} e^{-A_1 t} \right) e^{A_1 t} + E e^{A_2 t} \left(e^{-A_2 t} - \frac{A_2}{A_1} e^{-A_1 t} \right)$$

$$V_C(t) = -\frac{A_2}{A_1} E \left(e^{(A_1 - A_2)t} - \frac{A_2}{A_1} \right) + E \left(1 - \frac{A_2}{A_1} e^{(A_2 - A_1)t} \right)$$

$$V_C(t) = -\frac{A_2}{A_1} E \left(e^{(A_1 - A_2)t} - \frac{A_2}{A_1} - \frac{A_1}{A_2} + e^{(A_2 - A_1)t} \right)$$

$$V_C(t) = \frac{A_2}{A_1} E \left(\frac{A_2}{A_1} - e^{(A_1 - A_2)t} + \frac{A_1}{A_2} - e^{(A_2 - A_1)t} \right)$$

$$V_C(t) = E \frac{A_2}{A_1} \left(\frac{A_1}{A_2} + \frac{A_2}{A_1} - e^{(A_1 - A_2)t} - e^{(A_2 - A_1)t} \right) \dots \dots \dots \text{VI-35}$$

Es posible afirmar que la tensión en el capacitor "C" es la misma que se tiene en $L_1/2$, por lo tanto:

$$Q(t) = E \frac{A_2}{A_1} \left(\frac{A_1}{A_2} + \frac{A_2}{A_1} - e^{(A_1-A_2)t} - e^{(A_2-A_1)t} \right) \dots\dots\dots \text{VI-36}$$

La ecuación VI-36, representa la tensión que se tendrá en la mitad inferior de la inductancia "L₁", misma que se inducirá en la mitad superior y que es la encargada de polarizar inversamente a Th₁, logrando con esto su apagado, para el caso en que las raíces A₁ y A₂ son diferentes.

Caso 2.- Cuando A₁ y A₂ son iguales.

La solución de VI-26 sería de la forma :

$$V_c(t) = C_1 e^{A_1 t} + C_2 t e^{A_2 t} \dots\dots\dots \text{VI-37}$$

$$\frac{dV_c(t)}{dt} = C_1 A_1 e^{A_1 t} + C_2 t A_2 e^{A_2 t} + C_2 e^{A_2 t}$$

$$\frac{dV_c(t)}{dt} = C_1 A_1 e^{A_1 t} + C_2 (1+t) e^{A_2 t} \dots\dots\dots \text{VI-38}$$

Substituyendo las condiciones iniciales $V_c(0) = E$; $\dot{V}_c(0) = 0$ en VI-37 y VI-38

$$E = C_1 \dots\dots\dots \text{VI-39}$$

$$0 = C_1 A_1 + C_2 \dots\dots\dots \text{VI-40}$$

VI-39 en VI-40 :

$$C_2 = -A_1 E \dots\dots\dots \text{VI-41}$$

VI-39 y VI-41 en VI-37 :

$$V_c(t) = E e^{A_1 t} - A_1 E t e^{A_2 t}$$

$$V_c(t) = E (e^{A_1 t} - A_1 t e^{A_2 t}) \dots\dots\dots \text{VI-42}$$

Al igual que en el caso anterior, la tensión en el capacitor - será la misma que se tendrá en $\frac{L_1}{2}$, por tanto :

$$e(t) = E (e^{at} - A_1 t e^{at}) \dots\dots\dots \text{VI-43}$$

La tensión indicada en VI-43, se induce en la mitad superior - de la inductancia L_1 , imponiendo al tiristor Th_1 una polariza- ción inversa que permite su apagado, cuando se presentan raí- ces repetidas como en este caso.

Caso 3.- Cuando A_1 y A_2 son complejas .

En este caso, la solución de VI-26 sería :

$$V_c(t) = e^{at} (C_1 \cos bt + C_2 \text{SEN} bt) \dots\dots \text{VI-44}$$

Donde a = valor real de la raíz.

b = valor complejo de la raíz conjugada.

$$\frac{dV_c(t)}{dt} = - C_1 b e^{at} \text{SEN} bt + C_1 a e^{at} \cos bt + C_2 b e^{at} \cos bt + C_2 a e^{at} \text{SEN} bt$$

$$\frac{dV_c(t)}{dt} = C_1 (a e^{at} \cos bt - b e^{at} \text{SEN} bt) + C_2 (b e^{at} \cos bt + a e^{at} \text{SEN} bt)$$

$$\frac{dV_c(t)}{dt} = C_1 e^{at} (a \cos bt - b \text{SEN} bt) + C_2 e^{at} (b \cos bt + a \text{SEN} bt) \dots \text{VI-45}$$

Substituyendo las condiciones iniciales $V(0)=E$, $\dot{V}(0)=0$ en VI-44 y VI-45 :

$$E = C_1 \dots\dots\dots \text{VI-46}$$

$$0 = C_1 a + C_2 b \dots\dots\dots \text{VI-47}$$

VI-46 en VI-47 :

$$C_2 = - \frac{a}{b} E \dots\dots\dots \text{VI-48}$$

VI-46 y VI-48 en VI-44 :

$$V_c(t) = \mathcal{L}^{-1} \left(E \cos bt - \frac{a}{b} E \operatorname{sen} bt \right) \dots \dots \dots \text{VI-49}$$

$$\mathcal{Q}(t) = \mathcal{L}^{-1} \left(E \cos bt - \frac{a}{b} E \operatorname{sen} bt \right) \dots \dots \dots \text{VI-50}$$

En este caso la expresión VI-50, representa la tensión en la mitad inferior de la inductancia "L₁" misma que se induce en la parte superior y que ocasiona la polarización inversa de Th₁, provocando así el apagado de dicho tiristor siempre y cuando la corriente que pase por él sea cero durante cierto tiempo "t_r" (tiempo de recuperación).

f) - Tensión en el capacitor "C₁" .

Una vez que el tiristor Th₁ , ha dejado de conducir, el capacitor "C₁" tiende a cargarse, por lo que se puede proponer el circuito equivalente mostrado en la figura VI.6 .

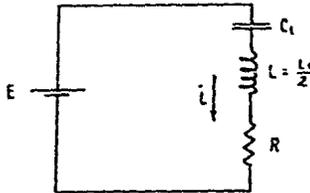


Figura VI.6.

Dado que el circuito que se presenta es el mismo de la figura VI-4, es posible considerar la solución de este, anotada en la ecuación VI-22, entonces.

$$V_{c_1}(t) = \frac{E}{Ll_1} \left[\frac{1}{s_1 s_2} + \frac{1}{s_1 (s_1 - s_2)} \mathcal{Q}^{-s_1 t} + \frac{1}{s_2 (s_2 - s_1)} \mathcal{Q}^{-s_2 t} \right] \dots \dots \text{VI-51}$$

g) - Corriente por el diodo "D₂" :

Si la carga es inductiva, se establece un flujo de corriente - por D₂, en este caso se emplea el circuito equivalente mostrado en la figura VI-7.

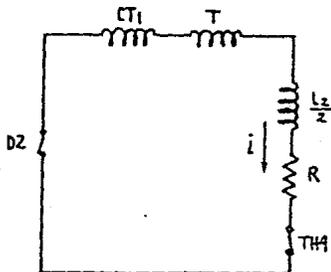


Figura VI.7.

Es posible simplificar el circuito de la figura VI-7, considerando que :

$$L = CT_1 + T + \frac{L}{2}$$

Entonces se tiene el circuito de la figura IV-8.

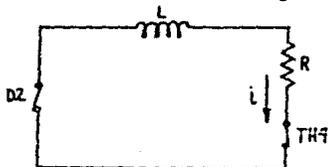


Figura VI.8.

De las leyes de KIRCHOFF :

$$V_L + V_R = 0 \dots\dots\dots \text{VI-52}$$

$$i_L = i_R = i \dots\dots\dots \text{VI-53}$$

Sabiendo que :

$$V_L = L \frac{di}{dt} \dots\dots\dots \text{VI-54}$$

$$V_R = Ri \dots\dots\dots \text{VI-55}$$

VI-54 y VI-55 en VI-52 :

$$L \frac{di}{dt} + Ri = 0 \dots\dots\dots \text{VI-56}$$

Resolviendo VI-56 :

$$A + \frac{R}{L} = 0$$

$$A = -\frac{R}{L}$$

$$i(t) = C_1 e^{-R/Lt} \dots \dots \dots \text{VI-57}$$

Si las condiciones iniciales son : $i(0) = \frac{E}{R}$

$$C_1 = \frac{E}{R} \dots \dots \dots \text{VI-58}$$

VI-58 en VI-57 :

$$i(t) = \frac{E}{R} e^{-R/Lt} \dots \dots \dots \text{VI-59}$$

La ecuación VI-59, representa la corriente que fluye por la trayectoria : T-L₂ - Th₄ - D₂ - CT₁ (p) y T.

h) - Tensión en la inductancia de recuperación "L" .

Para conocer la tensión de la inductancia "L" en el circuito de la figura VI-8, empleamos la expresión VI-59 sabiendo que :

$$V_L(t) = L \frac{di}{dt} \dots \dots \dots \text{VI-60}$$

VI-59 en VI-60 :

$$V_L(t) = L \frac{d}{dt} \left(\frac{E}{R} e^{-R/Lt} \right)$$

$$V_L(t) = \frac{LE}{R} \left(-\frac{R}{L} e^{-R/Lt} \right)$$

$$V_L(t) = -E e^{-R/Lt} \dots \dots \dots \text{VI-61}$$

Que es la tensión a la que se vé sujeta la inductancia de recu-
peración "L".

A continuación se describe el funcionamiento de los modos C y D que completan el ciclo de conmutación de este inversor, debido a que los modos A y B, son iguales a los modos C y D respectivamente, se omite el análisis matemático, ya que sería reiterativo, esto se hace con el afán de permitir una lectura más -- ágil de este trabajo.

- Modo C

En este período se enciende Th_3 . el capacitor C_3 se descarga e induce la tensión "e" en la parte superior de " L_2 " que a su vez induce la tensión "e" en la parte inferior de " L_2 " provocando - el bloqueo de Th_4 .

La corriente principal fluye desde el borne positivo hasta Th_3 , pasa por la parte superior de " L_2 ", embobinado primario del -- transformador "T", mitad inferior de " L_1 " , Th_2 y llega al borne negativo.

Ahora la corriente i que pasa por el transformador "T" tiene un sentido contrario al que tenía en el modo A, esto induce una -- tensión de polaridad contraria en el secundario de "T" respecto a la que tenía en el modo A.

El capacitor C_4 , se carga antes que se inicie el siguiente ci-
clo, en la figura VI-9, se representa este período de conmuta-
ción.

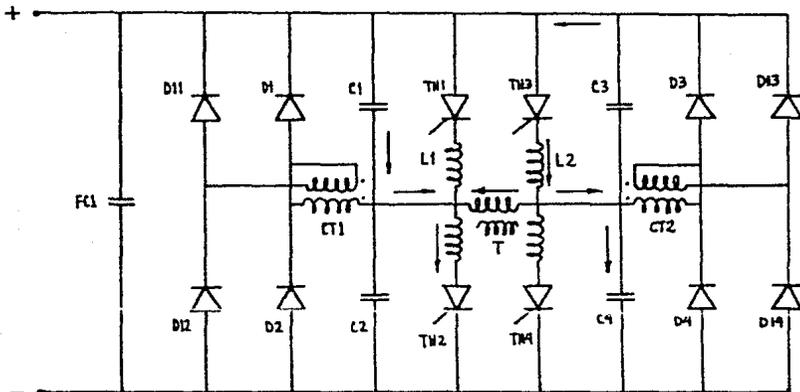


Figura VI.9.

- Modo D

El tiristor Th_1 , se enciende, C_1 tiene la posibilidad de descargarse ya que se ve cortocircuitado por Th_1 , C_1 se descarga a través de la mitad superior de " L_1 ", luego el voltaje " C " se induce en la mitad superior de " L_1 ", el mismo voltaje se induce en la parte inferior de " L_1 " que provoca el bloqueo de Th_2 .

Al mismo tiempo C_2 se comienza a cargar y las terminales del transformador " T " se encuentran a un mismo potencial, por tanto, no hay inducción a la salida del transformador " T ".

Si la carga es inductiva, la corriente atrasada fluye del transformador " T ", al embobinado primario de " CT_1 ", pasa por D_1 , Th_3 y cierra el circuito llegando a " T " nuevamente, este modo se observa en la figura VI-10.

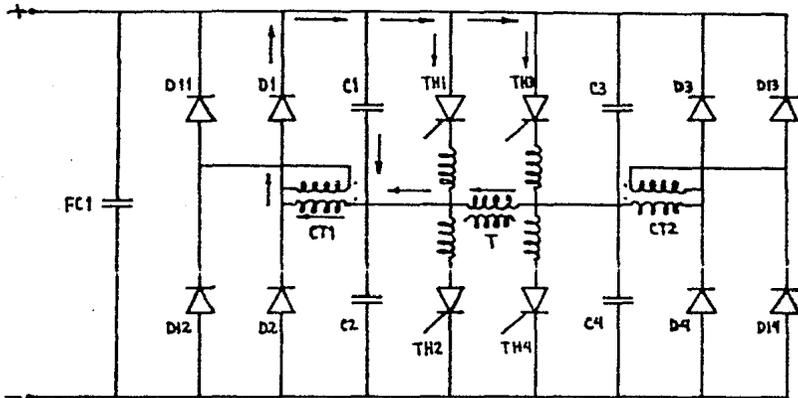


Figura VI.10.

Repitiendo continuamente los períodos anteriores (A - D) se induce una tensión alterna en el devanado secundario del transformador de salida.

En la figura VI.11, se muestran las gráficas de tensión y corriente a la salida del inversor, tanto teóricas como reales, la tensión de salida se regula continuamente controlando el ángulo " θ " por medio de la tensión de salida que comanda los impulsos de encendido de dos tiristores.

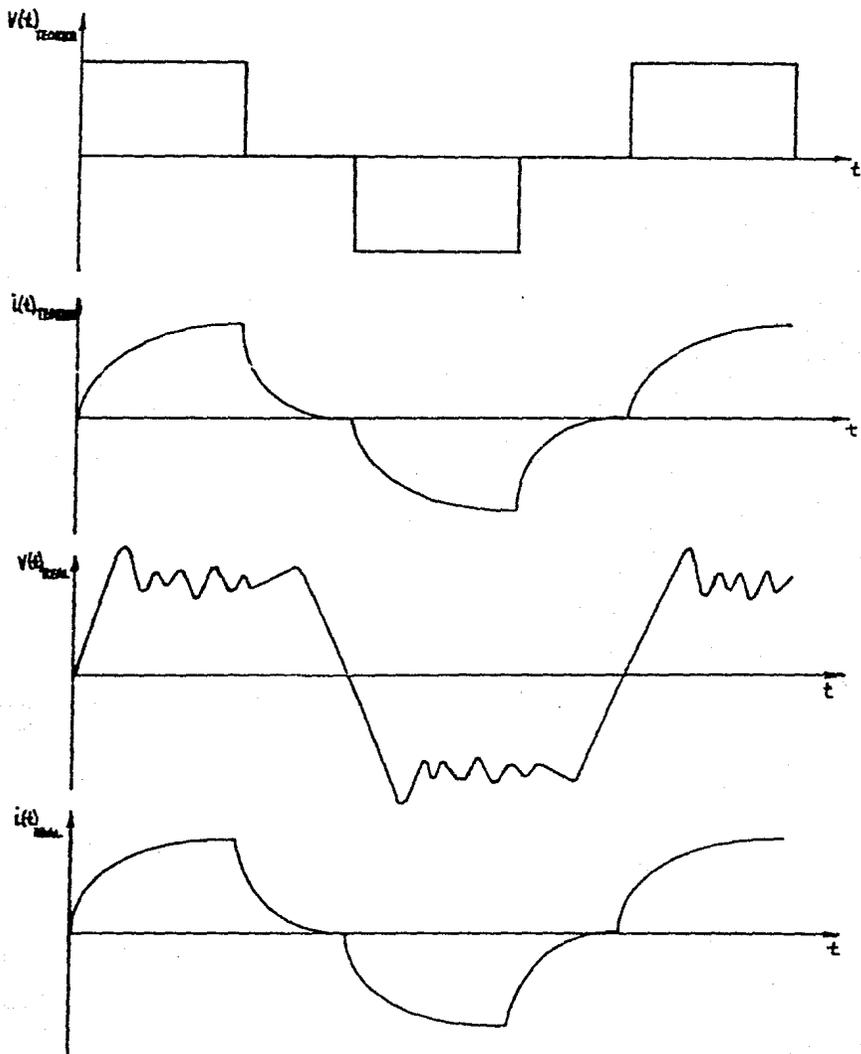


Figura VI.11.

Efecto de realimentación .

Si la carga es inductiva, la componente reactiva de la corriente "i" fluye a lo largo de la línea, indicada en las figuras correspondientes a los períodos B y D. Sin embargo para que el inversor funcione como inversor de onda cuadrada, es necesario que la energía almacenada en forma de campo magnético en las inductancias de conmutación, sea disipada o recuperada, — con este fin se añade el circuito "CT" para regresar potencia reactiva a la fuente en todos los períodos para facilitar la conmutación.

La energía acumulada en la inductancia de conmutación hace el siguiente recorrido, al mismo tiempo que la componente reactiva de la corriente "i" fluye en el sentido indicado en el período B. De Th₃ pasa por la mitad superior de L₂, CT₂ (primario), D₃, Th₃ y también de Th₂, D₂, CT₁ (primario), L₂ mitad inferior y Th₂, lo cual se representa en la figura VI.12.

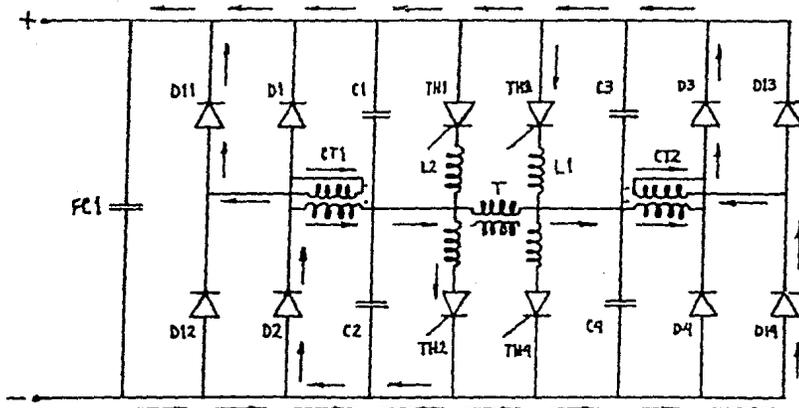


Figura VI.12.

La tensión causada por el flujo de corriente en el transformador CT (lado primario), induce en el secundario una tensión -- que a su vez produce una corriente que regresa a la fuente, -- siguiendo las siguientes trayectorias.

D_{11} , fuente, D_2 , CT_1 (secundario), D_{11} y además D_3 , fuente, -- D_{14} , CT_2 (secundario), D_3 .

Es así que, tanto la energía de conmutación como la potencia reactiva, regresan a la fuente y el inversor funciona eficientemente.

Para la recuperación de energía en el período D, a la vez que la componente reactiva de "i" fluye por la trayectoria indicada en el período D, la energía acumulada en las inductancias de conmutación, hace el siguiente recorrido:

D_1 , Th_1 , parte superior de L_1 , CT_1 (primario), D_1 y L_2 (parte inferior), Th_4 , D_4 , CT_2 (primario), que a su vez da origen a la recuperación de energía del lado secundario del circuito CT, siguiendo las trayectorias: D_1 , fuente D_{12} , CT_1 (secundario), D_1 y D_{13} , fuente, D_4 , CT_2 (secundario), D_{13} , en la figura -- VI.13, se indica el recorrido de la corriente .

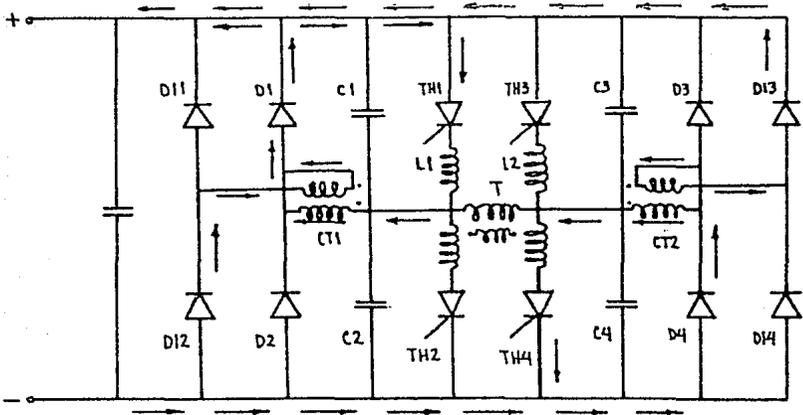


Figura VI.13.

Transformación de la Forma de Onda.

La onda cuadrada comprende la onda senoidal fundamental y multiples de esta señal de alta frecuencia, en este punto se realiza un filtrado de la señal cuadrada. El diagrama de la figura VI.14, es empleado con tal objeto, el capacitor y la inductancias FC_2 y FL_2 permiten el paso de las ondas a 60 Hz. ya que se diseñan para que resuenen a esta frecuencia y desde un punto de vista teórico, la impedancia que presentan a esta frecuencia es nula, por otro lado los elementos FL_3 y FC_3 permiten el paso de las armónicas de 3^{er} orden. finalmente el capacitor FC_4 presenta impedancia cero para armónicas de orden superior, obteniendose la onda senoidal en el primario del transformador.

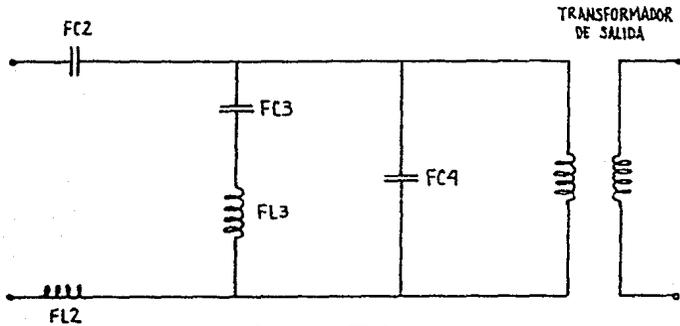


Figura VI.14.

VI.2.- CIRCUITO DE POTENCIA DEL INVERSOR TCO.

El circuito de potencia de este convertidor como se observa en el diagrama de bloques (ver capítulo) está constituido por un inversor en puente que se localiza en el bloque inversor estático. Cabe aclarar que el estudio matemático para tal circuito ya se ha realizado con profundidad en el capítulo VI.1 es por esta razón que se omitirá, con el fin de no repetir el mismo análisis. Sin embargo se hace hincapié en la explicación, en lo referente a su concepción ya que resulta por demás interesante observar como la tecnología francesa llega a los mismos resultados que los Japoneses con el convertidor TH1.

La tensión de línea (750 VCC) se aplica a los extremos 320 y 799 del circuito mostrado en la figura VI.15., la función del filtro de entrada formado por " LET " , " RL " y " CRET " es aislar la línea de alta tensión de las conmutaciones efectuadas por los transistores M1, M2, M3 y M4; evitando así perturbar las señales que se tienen en la línea de alimentación, a la vez que limita los picos de tensión provenientes de dicha línea (hasta 4 KV), otra de sus funciones es evitar que se incremente la tensión en el ondulator de entrada durante el arranque del convertidor. Los capacitores " CAM1 " y " CAM2 " en combinación con las resistencias R1, R2 y R3, R4 respectivamente se encargan de igualar el voltaje de entrada a cada ondulator en media " H " con el fin de que se mantenga constante durante la apertura y cierre de los transistores.

Para explicar el funcionamiento de cada ondulator, nos auxiliamos de la figura VI.16a, donde los transistores M1 y M2 operan a 3000 Hz., se emplea esta frecuencia con el fin de reducir las dimensiones de los transformadores TSF1 y TSF2.

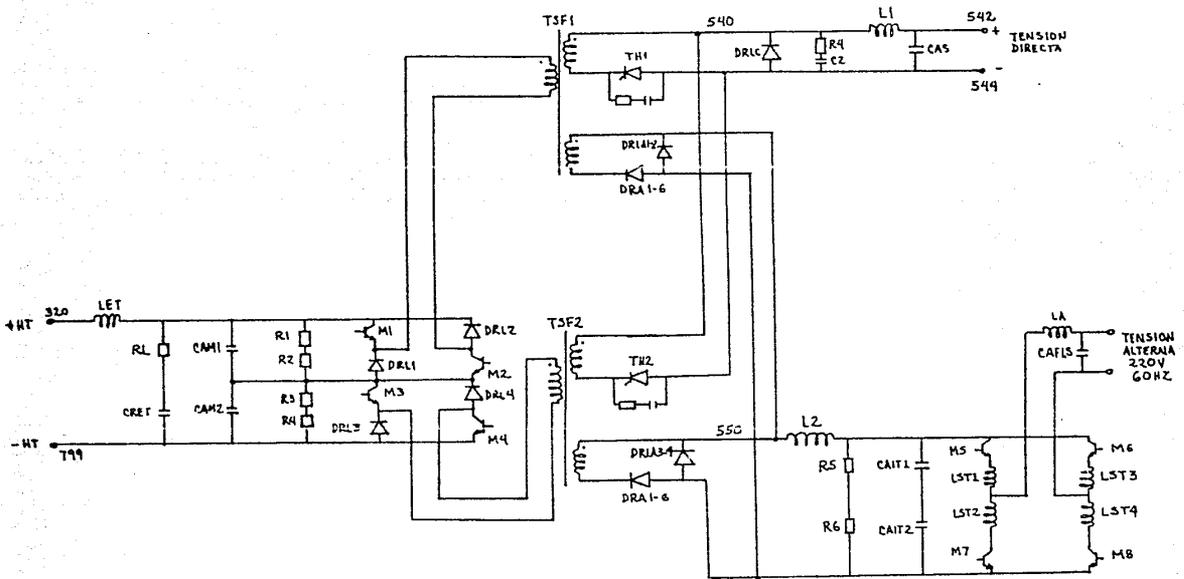


Figura VI.15

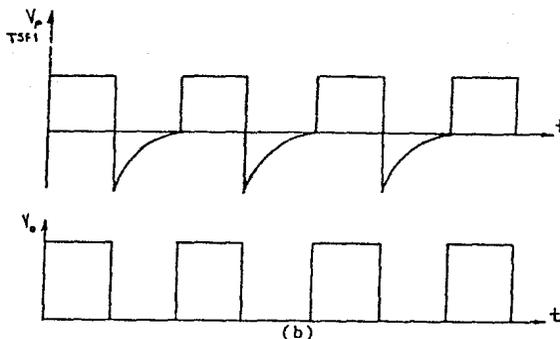
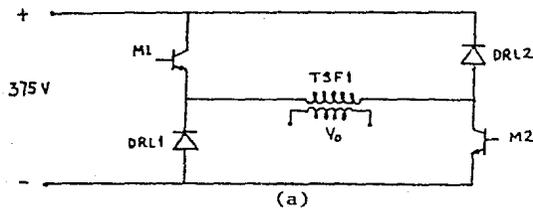


Figura VI.16

La tensión que se obtiene del ondulator se ilustra en la figura VI.16b. Durante el intervalo 0 a $T/2$, los transistores M1,M2 se ponen en conducción induciendose voltaje al secundario de TSF1, durante el intervalo $T/2$ a T se tiene el tiempo de recuperación de energía por los diodos de rueda libre (DRL1 y DRL2).

Con el fin de reducir las dimensiones del filtro de salida que se encarga de atenuar las oscilaciones de la tensión intermedia se dispone de dos ondulator en medio puente (ver figura VI.15) de tal forma que cuando M1 y M2 están en conducción, se tiene voltaje en el secundario de TSF1, mientras que M3 y M4 permanecen en corte

Por otro lado cuando M3 y M4 están en conducción; M1 y M2 están en corte, teniéndose voltaje entonces en el secundario de TSF2. De esta forma actuando cada ondulator en medio puente durante sólo la mitad del período, se obtiene una tensión directa de bajo nivel que se encarga de alimentar tanto al inversor como al rectificador controlado para la tensión de salida a carga de baterías ver figura VI.17 . En

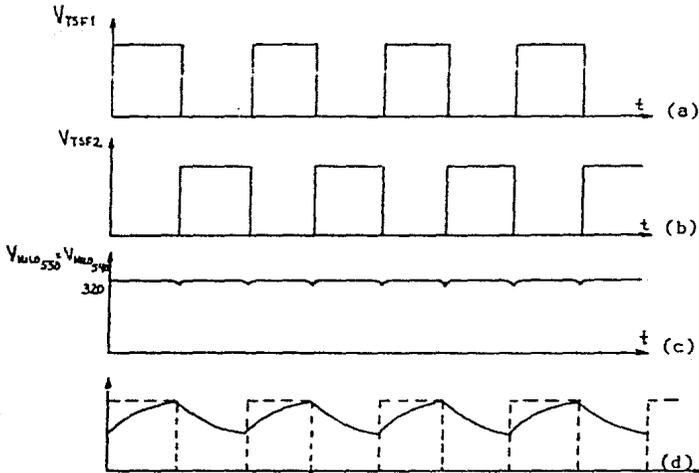


Figura VI.17

esta figura se ilustra la tensión intermedia (320 V) que se obtiene al actuar alternadamente los dos convertidores en media "II" (figura VI.17a,b,c) .

Si no se tuviera un complemento de tensión durante el segundo semiclo, existirían picos de corriente, ver figura VI.17d, ocasionando

que el filtro a emplear fuera mas robusto, con el fin de obtener la tensión intermedia sin variaciones.

Una vez que se ha logrado una tensión directa de bajo nivel (320 V) y además aislada galvánicamente de la alta tensión se requiere liberar este voltaje intermedio de las variaciones que se presentan en la línea de alta tensión, para lograrlo se actua sobre los tiempos de conducción de los transistores que forman los dos onduladores en medio puente. Cuando disminuye la tensión de línea, se incrementa el tiempo de conducción de ambos onduladores y cuando aumenta la tensión en la línea se reduce el tiempo de conducción de los onduladores permitiendo con esto mantener el area del pulso nominal, dando por hecho que el pulso nominal es el que se tiene cuando se observa una tensión de línea igual a 750 VCC, ver figura VI.18a, de esta forma se obtiene un voltaje promedio siempre constante .

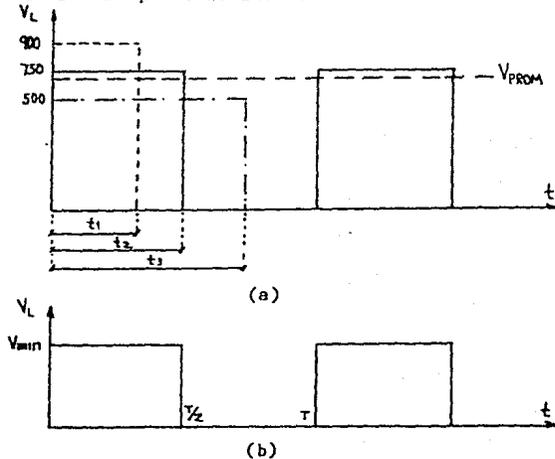


Figura VI.18

Debe considerarse que el tiempo de conducción de los transistores no debe sobrepasar a $T/2$ cuando se presenta la mínima tensión de línea, esta condición tiene que respetarse con el fin de asegurar que se dispone de un tiempo igual a $T/2$ para que el embobinado primario de los transformadores se descargue. Cuando se presenta el caso en que la energía almacenada en los núcleos de los transformadores no se ha disipado durante $T/2$ provocará que esta componente se sume a la tensión que se observa durante el siguiente semiciclo, debido a que se ha incrementado la energía a disipar y el tiempo de recuperación permanece constante, cada vez se va incrementando mas la energía en el núcleo de los transformadores, a su vez este incremento da como resultado un incremento de la corriente que tiene que cortar el par de transistores provocando su destrucción . Este caso se presenta cuando existe desincronización en el encendido de ambos onduladores, que deben estar defasados 180 grados eléctricos, la desincronización no sólo depende del circuito de control, sino que tiene que ver con el tiempo de recuperación de los transistores, ver figura VI.19, es por esta razón que debe tenerse un control estricto en lo que se refiere a la disipación de calor en los semiconductores.

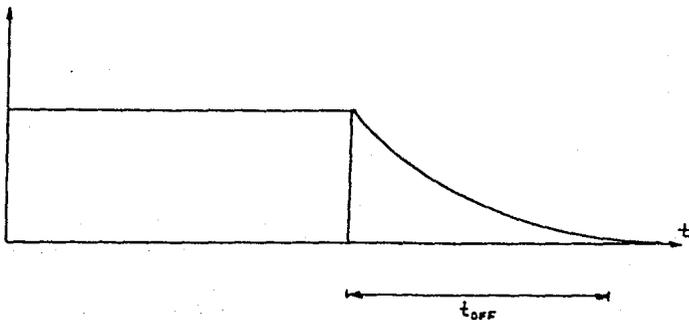


Figura VI.19

Una vez que se ha logrado obtener una baja tensión continua regulada y galvánicamente aislada de la alta tensión, se filtra y alimenta al inversor en puente formado por los transistores M5, M6, M7 y M8, el funcionamiento de este inversor es en alta frecuencia con el fin de reducir las dimensiones del filtro de salida formado por "LA" y "CAFLS", en la figura VI.20 se ilustra con línea continua la forma de onda que se obtiene del convertidor y con línea punteada la forma de onda que resulta después del filtrado.

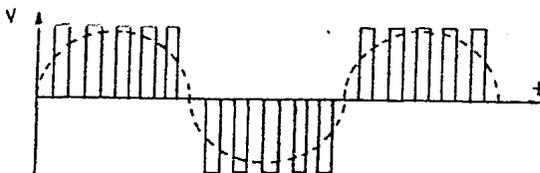


Figura VI.20

El otro embobinado secundario de los transformadores "TSF1" y "TSF2" se encarga de elaborar la tensión directa para carga de baterías, ambos devanados se conectan a un puente rectificador controlado del que se obtiene la tensión de 72 VCD previamente filtrada.

El control de los transistores del medio puente se realiza comparando una señal de error con una señal diente de sierra, el cruce de ambos determina el tiempo de conducción de los transistores, tal como se ilustra en la figura VI.21 .

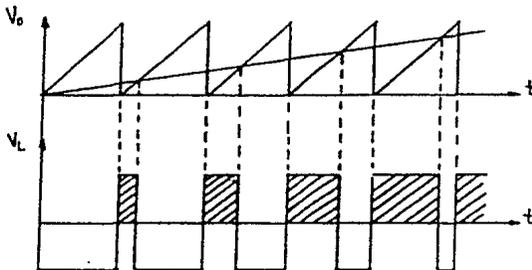


Figura VI.21

VI.3.- ANALISIS DEL CIRCUITO DE POTENCIA DEL INVERSOR GTO.

La técnica empleada por "MITSUBISHI" para obtener una tensión alterna a partir de la tensión continua, se basa en el inversor tipo puente ó en "H" igual que los inversores construidos por EVR y TCO; sin embargo la diferencia estriba fundamentalmente en que los conmutadores empleados para tal efecto, son tiristores del tipo GTO (GATE --- TURN OFF), no es el objetivo de este trabajo estudiar el funcionamiento de este tipo de dispositivos, pero vale la pena a manera de comentario indicar que los tiristores GTO pueden ser encendidos y apagados con un pulso de tensión en la terminal (GATE), es decir no requieren de un circuito adicional para realizar la conmutación de este dispositivo.

Se presenta a continuación un breve resumen de la modulación de pulso múltiple, técnica en la que se basa el funcionamiento del inversor.

- Modulación de pulso múltiple .

El contenido armónico a bajos voltajes de salida puede ser reducido significativamente usando varios pulsos en cada medio ciclo, obteniéndose una forma de onda como la ilustrada en la figura VI.21. El número de pulsos por cada medio ciclo es :

$$N = \frac{f_p}{2f} = \text{ENTERO.}$$

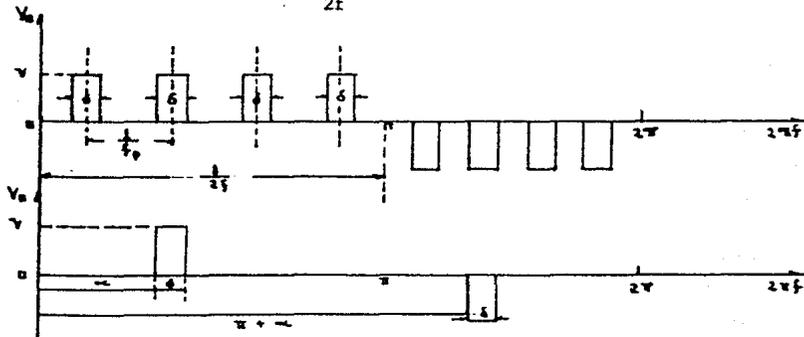


Figura VI.21.

Donde f_p es la frecuencia de pulsos por segundo y $f = \frac{1}{T}$ es la frecuencia del voltaje de salida.

Para variar el voltaje de salida desde cero hasta su valor máximo V , el ancho del pulso δ^* puede variar sobre el rango $0 < \delta^* \leq \frac{T}{N}$.

Las expresiones para determinar las amplitudes a_n de las armónicas del voltaje de salida se obtienen derivando una expresión para el caso general de un par de pulsos situados en $wt = \alpha$ y $wt = \pi + \alpha$ combinando, en seguida los efectos para todos los pares de pulsos presentados en el ciclo. Así, de la figura VI.21, tenemos :

$$v_o = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} a_n \sin nwt + \sum_{n=2,4,6,\dots}^{\infty} b_n \cos nwt \cdot v$$

$$a_n = \frac{2V}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\delta} \sin nwt \, d(wt) = \frac{2V}{n\pi} [\cos \alpha - \cos n(\alpha + \delta)] V$$

$$b_n = \frac{2V}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\delta} \cos nwt \, d(wt) = \frac{2V}{n\pi} [\sin n(\alpha + \delta) - \sin n\alpha] V$$

La figura VI.22, muestra las curvas de la relación $\frac{a_n}{a_1(\text{máx})}$ para

$n = 3, 5, 7$ como funciones de δ^* para razones de frecuencia $N = 3$ y $N = 10$; se puede ver que para $N = 10$ las amplitudes de la tercera y la quinta armónica aproximan los valores existentes en una onda rectangular no modulada. Para $N = 3$, la variación de la amplitud armónica con δ^* es mucho más grande que para $N = 10$, sin embargo, las amplitudes de algunas armónicas altas pueden ser significativamente grandes para valores altos de ' N '. Cada una de estas armónicas producen corrientes despreciables en un circuito de carga con inductancia apreciable y es fácilmente filtrada en circuitos de carga con poca inductancia.

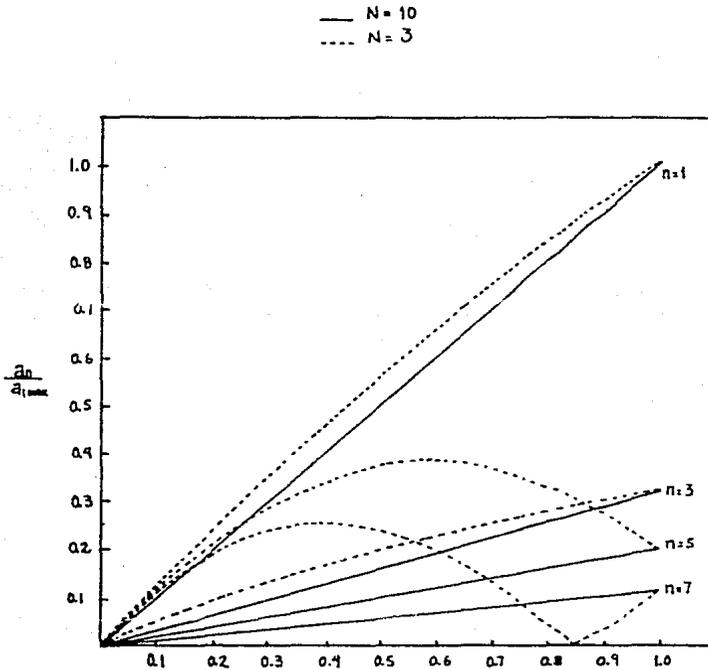


Figura VI.22.

La trayectoria de las corrientes en los brazos del circuito inversor para los distintos modos de funcionamiento, son mostrados de la figura VI.23, a la figura VI.34, en este caso se emplea la modulación de ancho de pulso (3 pulsos).

A continuación se hace una descripción de la circulación de la corriente de carga a través del circuito de potencia.

MODO A

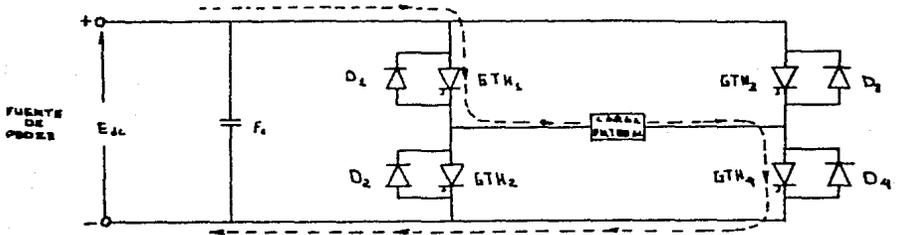


Figura VI.23.

En el instante de inicio, modo A de funcionamiento se encuentran -- encendidos los tiristores GTH_1 y GTH_4 , la corriente fluye a través-- de la trayectoria: (+) - GTH_1 - circuito de carga - GTH_4 - (-).

Y la tensión E es aplicada a la carga, en la figura VI.23, se puede apreciar:

$$V_{GTH1} = V_{GTH4} = 0$$

$$V_{GTH2} = V_{GTH3} = E$$

$$V_{D1} = V_{D4} = 0$$

$$V_{D2} = V_{D3} = E$$

MODO B

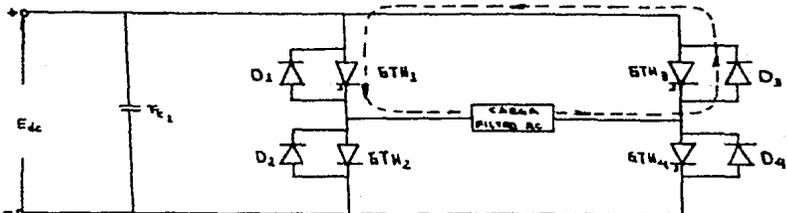


Figura VI.24.

Durante este modo de funcionamiento GTH_4 , se apaga y GTH_3 es encendido, no se induce voltaje en la carga.

Si la carga es inductiva la corriente retrasada circula a lo largo de la trayectoria:

$$\text{Carga} - D_3 - GTH_1 - \text{Carga} .$$

En la figura VI.24, se puede observar lo siguiente:

$$V_{GTH1} = V_{GTH3} = 0$$

$$V_{D1} = V_{D3} = 0$$

$$V_{GTH2} = V_{GTH4} = E$$

$$V_{D2} = V_{D4} = E$$

MODO C

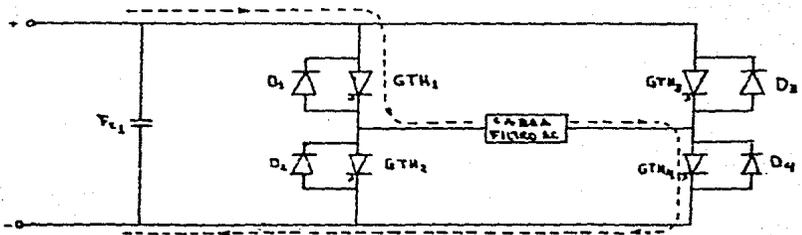


Figura VI.25.

GTH_3 se apaga y GTH_4 se enciende, por lo tanto, la tensión se aplica nuevamente a la carga, la corriente fluye a lo largo de la trayectoria :

$$\text{Fuente} - GTH_1 - \text{Carga} - GTH_4 - \text{Fuente} .$$

En la figura VI.25 se observa:

$$V_{GTH1} = V_{GTH4} = 0$$

$$V_{GTH2} = V_{GTH3} = E$$

$$V_{D2} = V_{D3} = E$$

$$V_{D1} = V_{D4} = 0$$

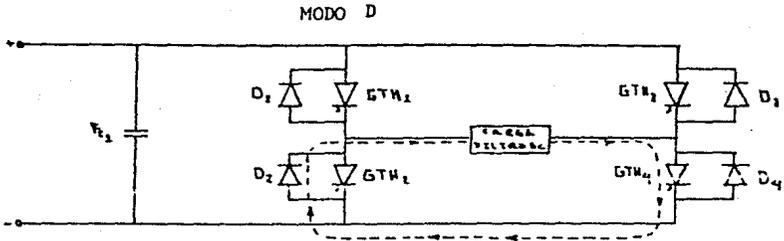


Figura VI.26.

Ahora GTH_1 se apaga y GTH_2 se enciende. No hay tensión aplicada a la carga y la corriente retrasada circula a lo largo de la trayectoria :

Carga - GTH_4 - D_2 - Carga

En la figura VI.26, se puede ver :

$$GTH_1 = GTH_3 = E$$

$$GTH_2 = GTH_4 = 0$$

$$V_{D1} = V_{D3} = E$$

$$V_{D2} = V_{D4} = 0$$

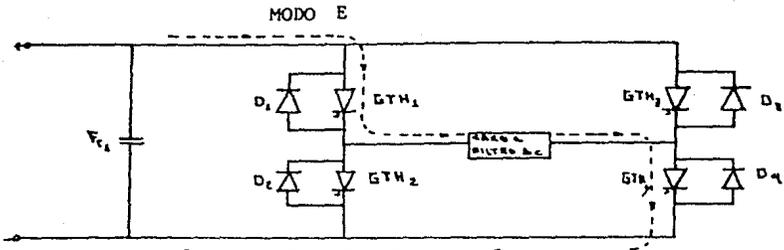


Figura VI.27.

GTH_2 es apagado y GTH_1 , GTH_4 son encendidos.

La tensión es aplicada nuevamente a la carga, la corriente fluye -- del mismo modo que en A y C repitiendo sus condiciones de tensión -- en diodos y tiristores.

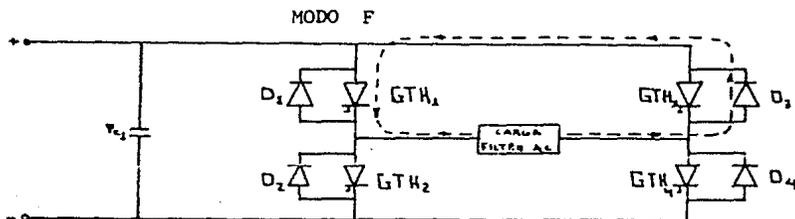


Figura VI.28.

GTH_4 se apaga y GTH_3 se enciende, repitiéndose las condiciones del modo B.

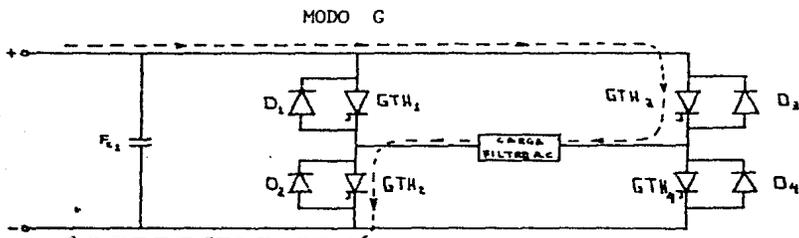


Figura VI.29.

GTH_1 se apaga al tiempo que GTH_2 , GTH_3 se encienden. La tensión -- es aplicada a la carga con polaridad contraria a los casos anteriores -- y la corriente fluye a lo largo de la trayectoria :

Fuente - GTH_3 - Carga - GTH_2 - Fuente .

En la figura VI.29, se puede ver :

$$V_{GTH1} = V_{GTH4} = E$$

$$V_{GTH2} = V_{GTH3} = 0$$

$$V_{D1} = V_{D4} = E$$

$$V_{D2} = V_{D3} = 0$$

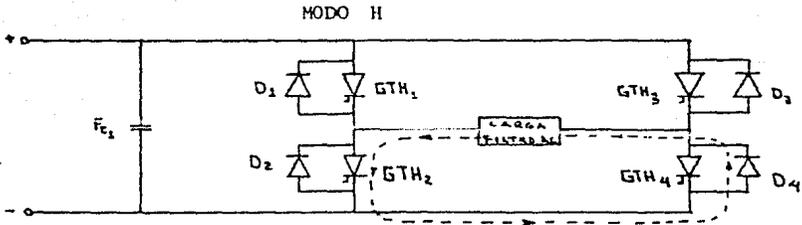


Figura VI.30.

En este caso GTH_3 se apaga y GTH_4 se enciende.

No hay tensión aplicada a la carga y la corriente retrasada circula por la trayectoria de :

Carga - GTH_2 - D_4 - Carga

Las condiciones de tensión en los bornes de los elementos son:

$$V_{GTH1} = V_{GTH3} = E$$

$$V_{GTH2} = V_{GTH4} = 0$$

$$V_{D1} = V_{D3} = E$$

$$V_{D2} = V_{D4} = 0$$

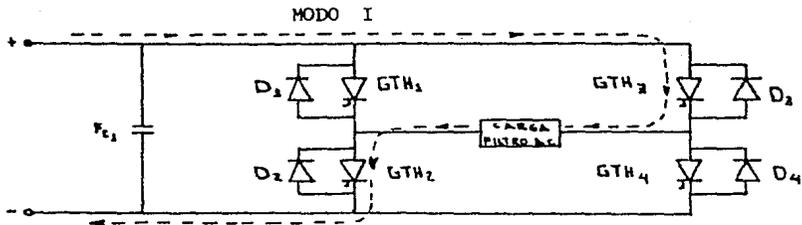


Figura VI.31.

GTH_4 se apaga y GTH_3 se enciende .

Se aplica tensión a la carga y la corriente circula de la misma manera que en el modo G, repitiéndose las condiciones de tensión a -- que estan sujetos los diodos y tiristores.

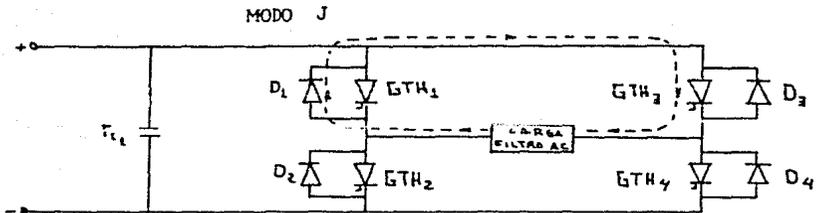


Figura VI.32.

GTH_2 se apaga y GTH_1 se enciende .

No hay tensión aplicada a la carga y la corriente retrasada, circula a lo largo de la trayectoria.

Carga - D_1 - GTH_3 - carga

La tensión en los elementos es :

$$V_{GTH1} = V_{GTH3} = 0$$

$$V_{GTH2} = V_{GTH4} = E$$

$$V_{D1} = V_{D3} = 0$$

$$V_{D2} = V_{D4} = 0$$

MODO K

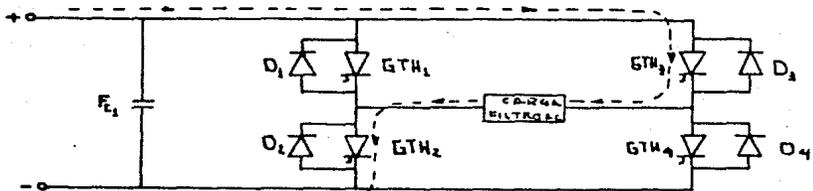
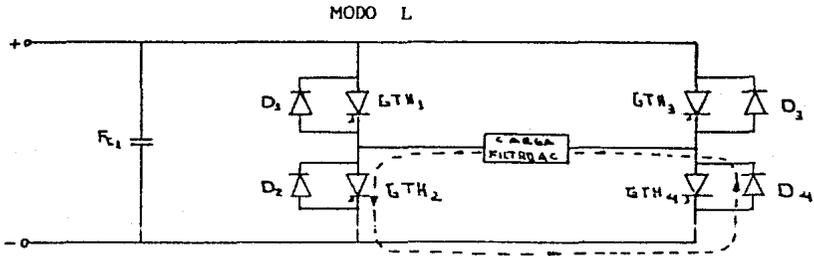


Figura VI.33.

GTH₁ se apaga y GTH₂ se enciende .

Se aplica tensión en los bornes de la carga y se repiten las condiciones descritas en el modo I.

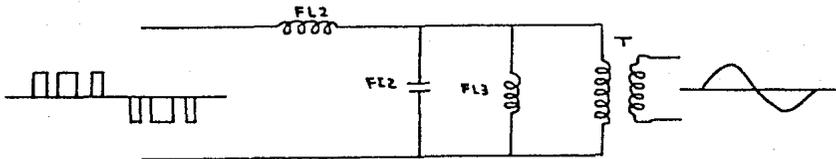


GTH₃ se apaga y GTH₄ se enciende.

No hay tensión aplicada a la carga y se repiten las condiciones descritas en el modo H.

Repitiendo las acciones anteriormente descritas (modo A a modo L) - se generan dos grupos de tres pulsos, esta tensión se aplica a la entrada del filtro de ac.

TRANSFORMACION DE LA FORMA DE ONDA



Filtro AC

Figura VI.35.

Debido a que la forma de onda obtenida a la salida del inversor -- estático, tiene un contenido armónico que incluye la componente -- fundamental y otras de orden más elevado, exceptuando la tercera -- armónica y sus múltiplos, se hace necesario adicionar un circuito -- que atenue las armónicas de orden superior y presente una impeden -- cia nula con respecto a la componente fundamental, el circuito mos -- trado en la figura VI.35, realiza esta función.

FL_2 presenta impedancia alta para las armónicas de orden superior, FL_3 y FC_2 hacen que el circuito presente alta impedancia para la -- frecuencia fundamental de 60 Hz., FC_2 presenta baja impedancia -- para armónicas de orden superior que provienen del transformador.

Como resultado la componente fundamental de la onda senoidal fluye a través del transformador.

ANALISIS MATEMATICO PARA LOS ELEMENTOS QUE INTERVIENEN EN LOS DIS -- TINTOS PERIODOS DE CONMUTACION DEL INVERSOR GTO.

- Modo "A" $0 < t < t_1$

Voltaje en los tiristores:

$$V_{GTH1} = V_{GTH4} = E$$

$$V_{GTH2} = V_{GTH3} = E$$

$$V_{D1} = V_{D4} = 0$$

$$V_{D2} = V_{D3} = E$$

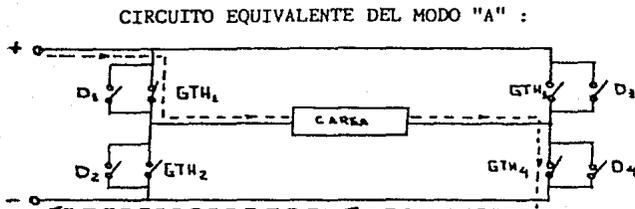


Figura VI.36.

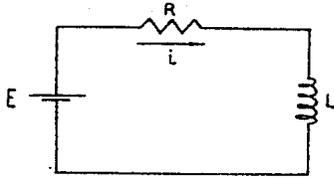


Figura VI.37.

Aplicando las Leyes de Kirchoff al circuito de la figura VI.37.

$$E = V_R + V_L \dots\dots VI - 62$$

$$i = i_R = i_L \dots\dots VI - 63$$

De las leyes de los elementos

$$V_L = L \frac{di}{dt} \dots\dots VI - 64$$

$$i_L = \frac{1}{L} \int V_L dt \dots\dots VI - 65$$

$$V_R = R i_R \dots\dots VI - 66$$

sustituyendo VI-64 y VI-66 en VI-62:

$$E = R i + L \frac{di}{dt} \dots\dots VI - 67$$

Resolviendo la ecuación VI-67 por laplace tenemos que:

$$E/s = R I(s) + L [S I(s) - I(0)]$$

Si las condiciones iniciales son:

$$t = 0 \quad ; \quad i = 0$$

$$\frac{E}{s} = R I(s) + L S I(s)$$

$$\frac{E}{s} = I(s) (R + L S)$$

$$I(s) = \frac{E}{s (L S + R)}$$

$$I(s) = \frac{E}{L} \left(\frac{1}{s(s + R/L)} \right) \dots\dots VI - 68$$

Aplicando la transformada inversa de laplace a la expresión VI-68

$$I(s) = \left\{ \frac{1}{s(s + \sigma_a)} \right\}$$

$$i(t) = \frac{E}{L} \left\{ \frac{1}{\sigma_a} \left(1 - e^{-\sigma_a t} \right) \right\}$$

$$i(t) = \left\{ \frac{1}{\sigma_a} \left(1 - e^{-\sigma_a t} \right) \right\}$$

$$i(t) = \frac{E}{L} \frac{1}{R} \left(1 - e^{-\sigma_a t} \right)$$

$$i(t) = \frac{E}{R} \left(1 - e^{-\sigma_a t} \right) \dots\dots\dots \text{VI-69}$$

Por lo que a la tensión en la carga se refiere durante este modo de conmutación es:

$$V(t) = E \dots\dots\dots \text{VI-70}$$

Se tiene que las ecuaciones VI-69 y VI-70, nos dan el comportamiento de la corriente y el voltaje que se observan en el modo "A", en la carga en el intervalo $0 \leq t \leq t_1$.

- MODO "B" $t_1 \leq t \leq t_2$

CIRCUITO EQUIVALENTE DEL MODO "B"

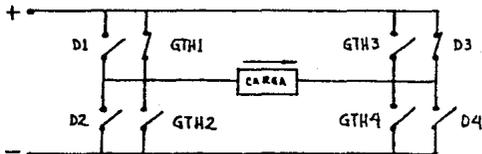


Figura VI.38.

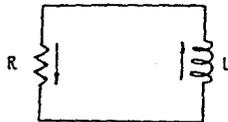


Figura VI. 39.

De las Leyes de kirchoff y aplicando las Leyes de los elementos- al circuito de la figura VI.39.

$$Ri + L \frac{di}{dt} = 0 \dots\dots\dots \text{VI-71}$$

Transformando al dominio de laplace la ecuación VI-71.

$$L[S I(s) - I(0)] + R I(s) = 0$$

Si las condiciones iniciales que prevalecen para este caso son:

$$t_1 = 0 \quad ; \quad i(t_1 = 0) = E/R$$

$$L[S I(s) - E/R] + R I(s) = 0$$

$$I(s) [L(s) + R] - LE/R = 0$$

$$I(s) = \frac{LE}{R(Ls + R)} = \frac{LE}{RL(s + R/L)}$$

$$I(s) = \frac{LE}{RL(s + R/L)}$$

$$I(s) = \frac{E}{R} \left(\frac{1}{s + R/L} \right) \dots\dots\dots \text{VI-72}$$

Antitransformando la expresión VI-72 se obtiene.

$$i(t) = \frac{E}{R} e^{-R/L t_1} \dots\dots\dots \text{VI-73}$$

La tensión en la carga durante este período de conmutación es:

$$V(t) = 0 \dots\dots\dots \text{VI-74}$$

Las ecuaciones VI-73 y VI-74, nos dan el comportamiento de la corriente y voltaje que tenemos en el intervalo $t_1 \leq t \leq t_2$, del modo "B" de funcionamiento.

De lo anterior observamos que el tiristor y el diodo deben soportar un voltaje $\pm E$.

Se debe hacer notar que los casos analizados son típicos ya que los modos de funcionamiento C - K son una repetición alternada de los modos "A" y "B". En la figura VI-40, se observa la forma de onda que será enviada al filtro de salida, con el fin de suprimir las armónicas indeseables y obtener una onda senoidal.

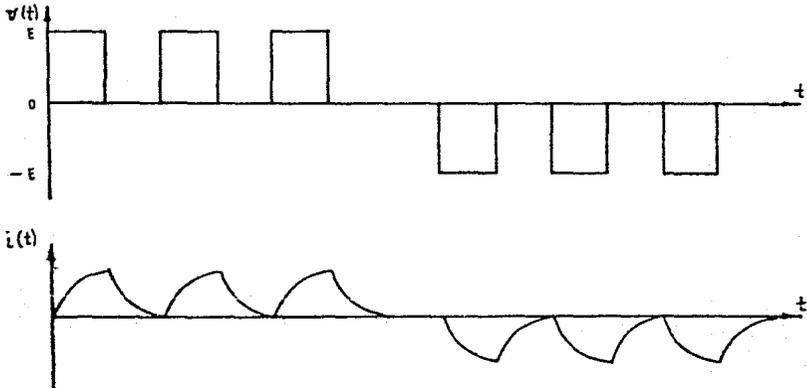


Figura VI.40.

VI.4.- CIRCUITO DE POTENCIA DEL INVERSOR EVR .

El circuito de potencia de este convertidor se muestra en la figura VI.41, debe observarse que la concepción de este inversor es la misma que la del TCO ilustrado en la figura VI.15, ya que en ambos se obtiene por medio de un devoltador una tensión directa de 300 V llamada tensión intermedia esta tensión intermedia se regula variando el tiempo de conducción de los interruptores alojados en los módulos MHDV y MPDV. La tensión intermedia alimenta al inversor en puente formado por los módulos MPON y MNON del que se obtiene la tensión alterna 220 V 60 Hz., por otro lado, la tensión intermedia alimenta también a un rectificador mixto encargado de elaborar la tensión directa de salida (72 VCD) para carga de baterías. El filtro colocado en la entrada del inversor tiene como función aislar las perturbaciones de la línea hacia el inversor y viceversa. Finalmente, de la salida directa para carga de baterías se obtiene la alimentación interna del convertidor (50 VCD). Para una explicación mas detallada del funcionamiento de este equipo referirse al tema VI.2.

El diagrama de los módulos MHDV y MPDV se muestra en la figura VI.42 donde se observa que cada interruptor está constituido por cinco transistores de potencia conectados en paralelo mas uno que se encarga de comandar a este grupo. El control de este transistor se realiza mediante pulsos que se envían a la base por medio de las bobinas de comando, desaturación y bloqueo. La apertura y cierre de los interruptores alojados en los módulos MHDV y MPDV está defasada 180° con el fin de evitar un corto circuito en las terminales de entrada.

Siguiendo el diagrama de la figura VI.41, la tensión que se obtiene en los embobinados secundarios de los TPDV, se hace pasar por un rectificador de onda completa del que se obtiene la tensión intermedia de 300 VCD, a partir de este valor se obtiene tanto la tensión alterna como la tensión directa para carga de baterías.

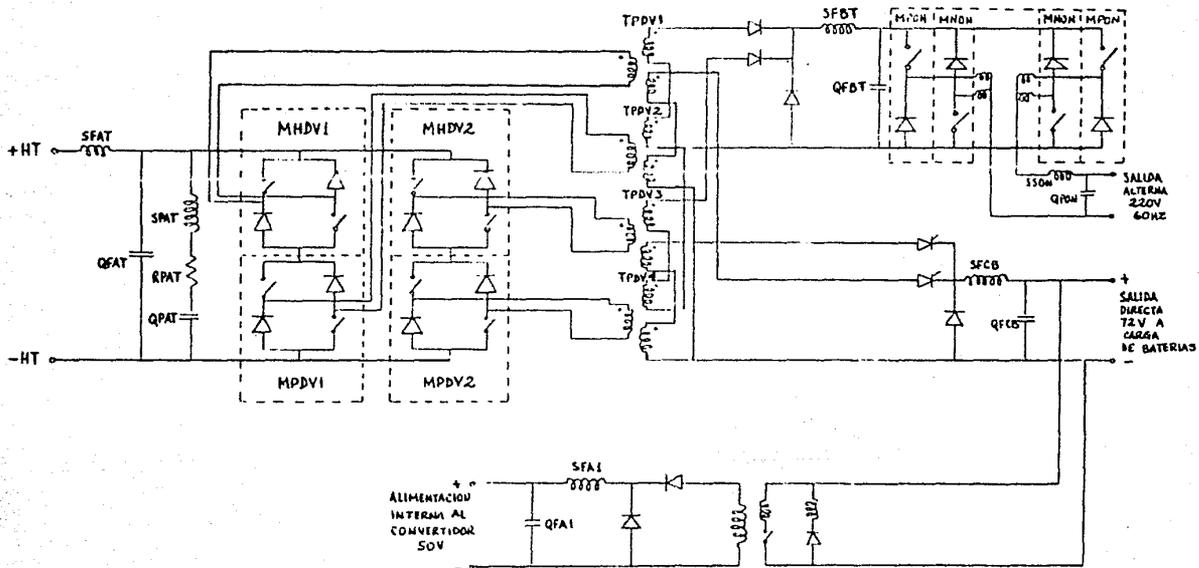


Figura VI.41

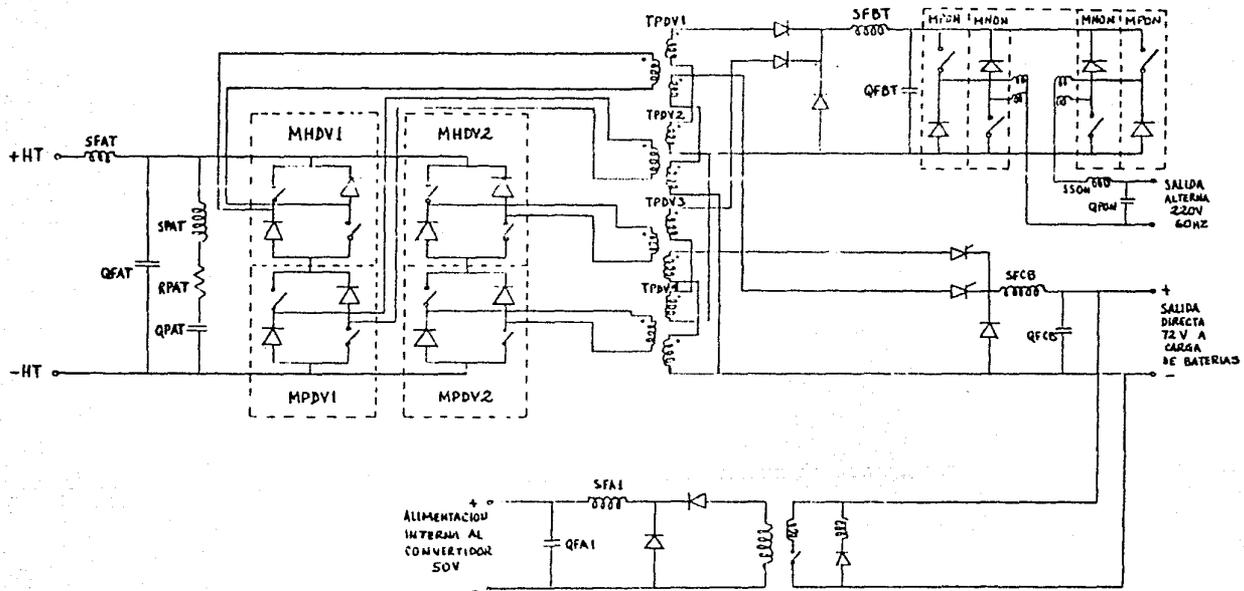


Figura VI.41

El inversor en puente está constituido por dos módulos MNON y MPON, que al operar transforman la tensión intermedia (300 VCD) en la tensión alterna 220 VCA, 60 Hz., en la figura VI.43 se muestra el diagrama de ambos módulos que conforman el inversor en puente, cada interruptor está constituido por tres grupos de cinco transistores, los grupos están comandados por un transistor que controla la corriente de base de cada grupo. Las inductancias " SCON " se emplean para evitar que se presente un corto circuito durante la apertura y cierre de los interruptores en los módulos MPON y MNON.

La función del filtro formado por " SSON " y " QPON " es la de atenuar las altas frecuencias permitiendo sólo el paso de la frecuencia de 60 Hz.

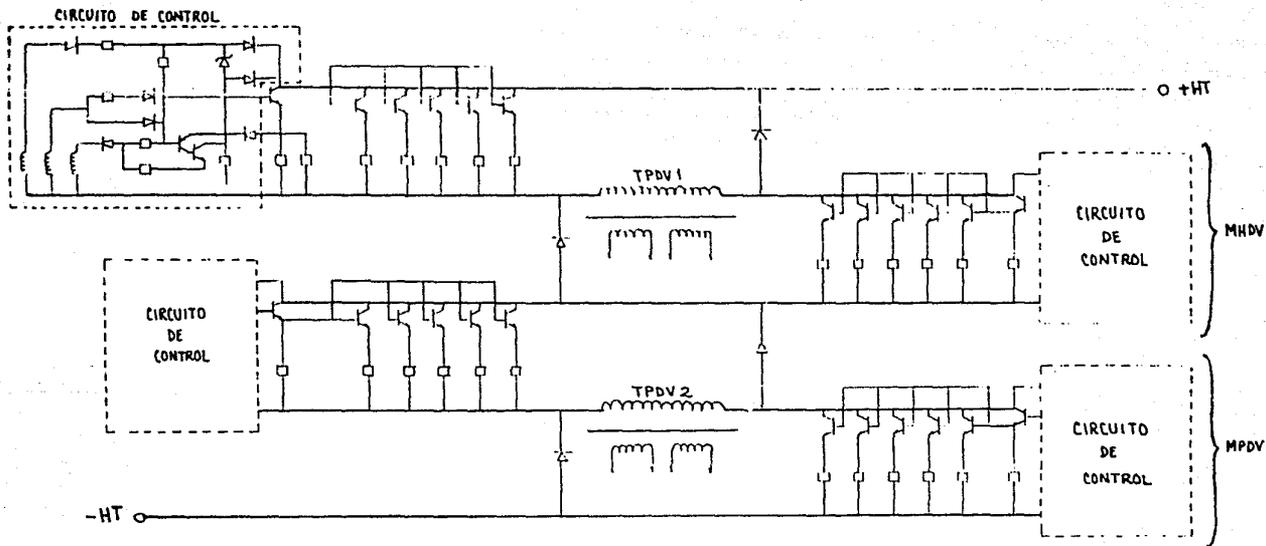


Figura VI.42

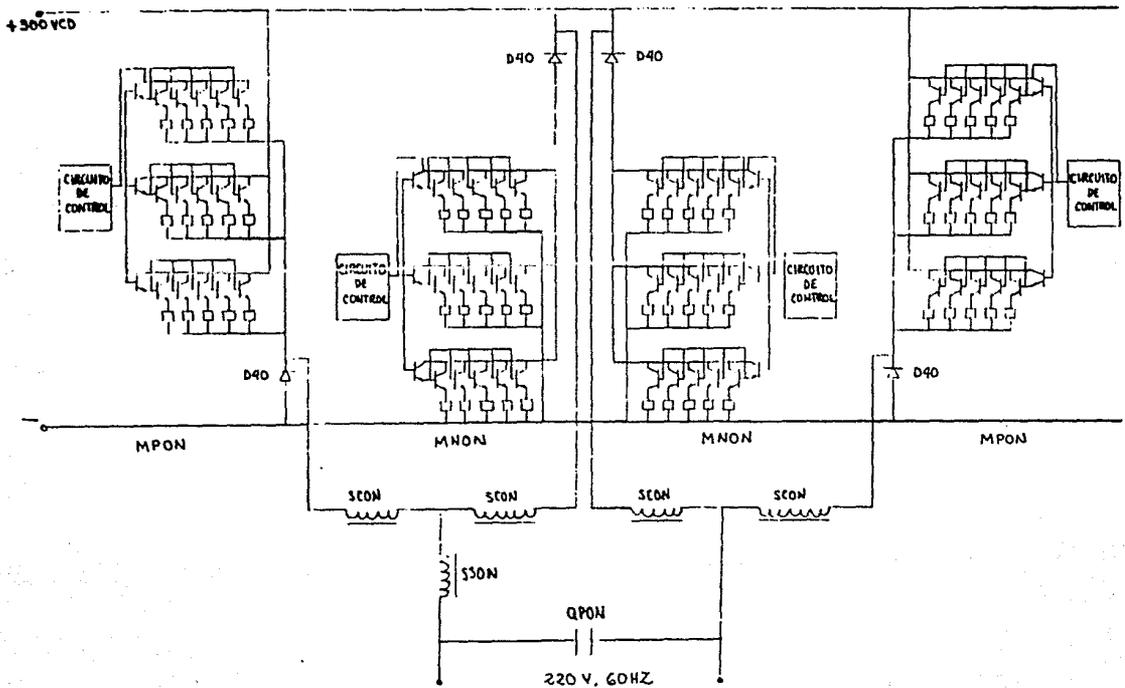


Figura VI.43

VII .- ANALISIS DEL CIRCUITO DE CONTROL DEL INVERSOR.

El objetivo de este capítulo es dar a conocer el funcionamiento del circuito de control del inversor, es necesario aclarar que la explicación que aquí se expone, se refiere únicamente al inversor "THY" . Elegimos este inversor, debido a que en la utilización de inversores en los trenes del Metro de la Ciudad de México es el más empleado, ya que se han tenido diversas experiencias relativas a los diferentes equipos inversores existentes, y se ha observado que el "EVR" mide y compara una gran cantidad de parámetros, por lo cual su sistema es demasiado complejo y por lo mismo demasiado susceptible a fallar por lo que se han tenido bastantes problemas con este equipo, el "GTO" tiene la particularidad de no requerir de circuitos que bloqueen sus elementos semiconductores de potencia, por lo tanto el circuito de potencia que se presenta es mas sencillo que los otros, sin embargo la tendencia de este tipo de inversor es emplear circuitos integrados de estado sólido que controlen, realimenten, enciendan y apaguen los tiristores complicando en este caso el sistema de control, finalmente tuvimos que elegir entre el "TCO" y el THY, ambos inversores son muy empleados en los trenes, ya que no presentan problemas de funcionamiento, así elegimos el "THY" debido a que pudimos contar con la información suficiente para este fin.

A manera de comentario, cabe aclarar que debido a la extensión e importancia del tema, es posible realizar un trabajo a nivel tesis por cada tipo de inversor, tanto del circuito de control como el de potencia. Por último, una de las razones que nos hizo elegir el THY fué que como este inversor presenta pocos ó ningún problema de funcionamiento, buscamos la razón y ésta es que la tecnología MITSUBISHI basa su proyecto en muchas pruebas, deshechando parámetros que no intervienen directamente en el funcionamiento del inversor en sí, depurando su sistema hasta obtener un producto eficiente y de bajo costo.

A continuación se presenta la explicación referente al modo de funcionamiento del sistema de control del inversor "THY", la técnica que se empleó para este fin, es en forma de bloques, una vez que se ha entendido este punto procedemos a dar una explicación del sistema en forma conjunta, toda la información que se presenta en este capítulo hace referencia al diagrama del circuito real que se encuentra al final de este capítulo; sin embargo para una mejor exposición del tema, en algunos bloques se ilustra la explicación con un circuito, mismo que es extraído del diagrama real pero que es de interés específico para el bloque.

VII.1.- CIRCUITO DE CONTROL DEL INVERSOR THY.

VII.1.a.- Oscilador y circuito AVR.

La fuente de poder aplica voltaje constante todo el tiempo al oscilador (entre P10 y -). Cuando el voltaje se aplica, la corriente fluye desde: Punto positivo (+) --- (P10)-R2-TR1 (base-emisor)-TR4 (tarjeta SU)-T1(-) si consideramos que TR4 (SU) conduce y TR1 (SU) se haya polarizado directamente. Debido a que existe un flujo de corriente por el colector del transistor TR1 y por el devanado primario (A0 - A1) del transformador T, se induce una tensión en el secundario y en el devanado C en la dirección C1 a C2. Este voltaje incrementa la corriente de base de TR1 (ya que $i_c = \beta i_B$) con lo que TR1 enciende muy rápidamente (mientras que TR2 permanece apagado por la polarización del diodo D2, debido al flujo de C1 a C2-aplicado entre el emisor y la base de TR2). Así la corriente de colector del transistor TR1 alcanza un nivel que está determinado por la fuente de poder y la resistencia de carga.

Después de cierto tiempo, el núcleo se satura y la tensión en el devanado A0 a A1 tiende a cero con lo cual TR1 se "apaga" (entra en la región de corte) y la corriente de colector comienza a reducirse, ahora la disminución de corriente genera un flujo magnético en dirección opuesta, por tanto una tensión opuesta se induce entre A0 - A1; A0 - A2 y C1 - C2. La corriente fluye, debido a ésta tensión en el devanado C, por la base de TR2, con lo cual TR2 es encendido, la corriente de colector se incrementa y el núcleo del transformador se satura, con lo que TR2 se corta. (ver diagrama esquemático del inversor figura-VII.5)

VII). En la figura VII.1, se muestran las graficas de voltaje y flujo magnético VS. tiempo.

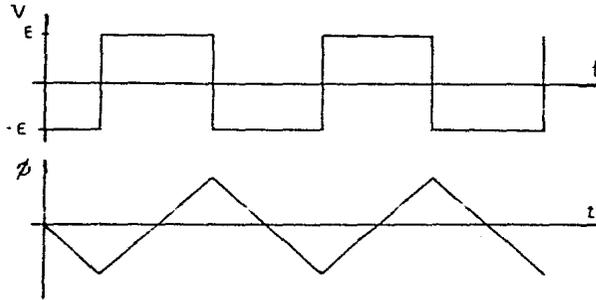


FIGURA VII.1

La frecuencia de oscilación está determinada por la ecuación:

$$f = \frac{E}{4N\phi A} \text{ (Hz.)}$$

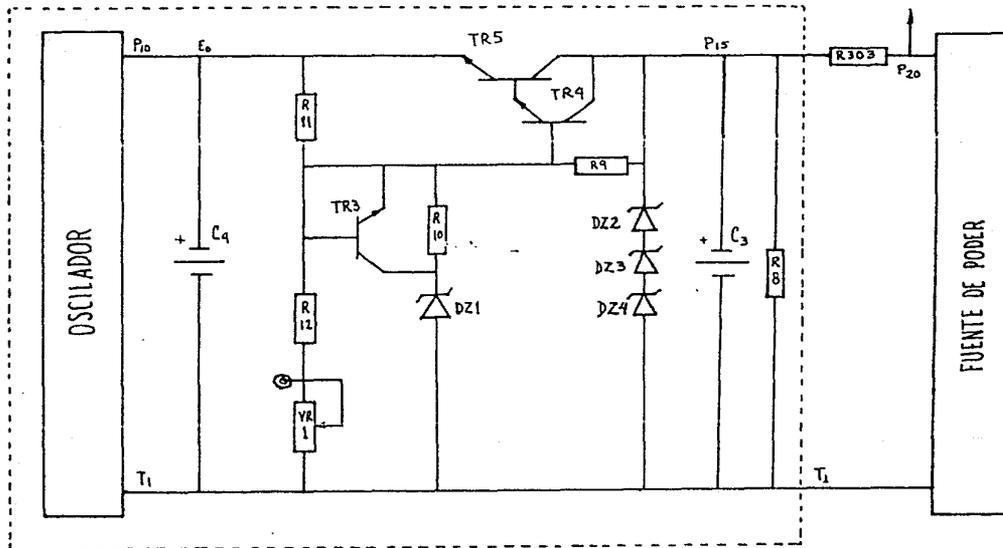
E: Voltaje de Alimentación (V).

N: Número de vueltas.

φ: Densidad de flujo magnético (wb/m²).

A: Area de la sección transversal del nucleo (m²).

Ya que la tensión es el único elemento susceptible de variar en la ecuación VII.1, se hace necesario regularla adecuadamente, así el inversor dispone de un circuito -- exclusivo para la tarjeta OSC (oscilador). Ver figura - VII.2.



Circuito regulador de tensión para el oscilador, royer.

Figura VII.2.

VII.1.b.- Circuito regulador de tensión para el oscilador "ROYER".

Debido a que la tensión "Ei" alimentada por la fuente de poder a través de la resistencia "R303" se ve afectada - por la carga, el voltaje se estabiliza por medio de los-diodos zener DZ2 - DZ4.

El voltaje suministrado al oscilador deberá ser, tal que la frecuencia pueda ser regulada para dar 60 Hz. \pm 5 %, - se prevee entonces un circuito regulador de tensión Eo.

La tensión del primario del transformador en A_o se divide con una resistencia R11 y una divisora de tensión --- R12 + VR1, la tensión dividida se compara con un voltaje de referencia dado por el diodo zener DZ1.

La desviación del voltaje (voltaje de error) se amplifica con el transistor TR3 y la resistencia de carga R9 -- que a su vez entra a la base del transistor de control - TR4 en conexión Darlington.

Si "Eo" disminuye ya sea por variación de la carga o por la fuente de alimentación, la variación de Eo se transmite por el circuito divisor de tensión a la base del transistor TR3, como el voltaje de referencia es constante, - el voltaje entre la base y el emisor de TR3 disminuye y - la corriente de colector disminuye. Como resultado el - voltaje de colector de TR3 y de base de TR4 aumenta, a - la vez que el voltaje de emisor de TR4 y TR5 aumentan -- también para hacer conducir a TR4 y TR5.

Así el voltaje colector emisor de TR5 disminuye con el - fin de compensar la caída de Eo y mantener constante el - voltaje Eo todo el tiempo.

El voltaje de salida E_o está dado por la ecuación :

$$E_o = \frac{R_{11} + (R_{12} + VR_1)}{R_{12} + VR_1} + (V_z + V_{BE}) = \frac{V_z}{n}$$

V_z : Voltaje del zener.

V_{BE} : Voltaje base-emisor de TR3.

n : Relación del divisor de voltaje.

$$n = \frac{R_{12} + VR_1}{R_{11} + (R_{12} + VR_1)}$$

El ajuste fino del voltaje de salida E_o se hace con la -
variación de la red divisora de tensión con el potencio-
metro VR_1 .

VII.1.c.- Circuito detector del voltaje de alimentación.

Si la tensión E se aplica en el primario del transforma-
dor DCPT se produce una corriente I_1 , a su vez una co-
rriente I_2 fluye por el devanado secundario, ésta co-
rriente se puede expresar como:

$$I_2 = I_1 \frac{N_1}{N_2}$$

Donde N_1 = No. de vueltas del primario.

N_2 = No. de vueltas del secundario.

Luego, si se conecta una resistencia en las terminales -
de salida del rectificador se tendrá una tensión igual -
a $I_2 R$.

Donde $RV_4 = R$.

Así una alta tensión puede transformarse a baja aumentan-
do N_2 en una proporción mayor que N_1 el voltaje bajo de-

salida hace conducir a TR1 con lo que la corriente fluye: R1, R2, TR4 (base-emisor), (-).

Al desconectar E, I_1 se hace cero, el voltaje de salida se hace cero, así TR1 se apaga (cortado).

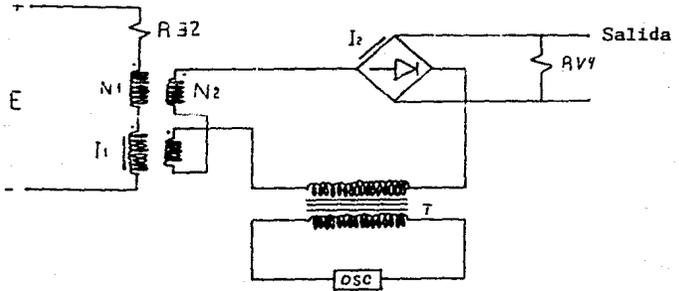


Figura VII.3.

VII.1.d.- Circuito de control de fase (I).

El objetivo de este circuito consiste en mantener constante el voltaje de salida, ya que este varía de acuerdo al voltaje línea. Este circuito detecta y realimenta la tensión de salida a fin de regular la fase del pulso de compuerta.

La señal de entrada, como se muestra en la figura VII-4. a, se aplica entre los bornes OSC1 y OSC2 entrada del — circuito de control de fase. El devanado de polarización "B2-B1", se encuentra energizado todo el tiempo, la corriente de realimentación fluye por el devanado "F1 - F2", así la forma de onda de salida con un retraso θ se obtiene por la línea de salida P2 (ver figura VII-4.b.

La componente θ removida se absorbe por el devanado P. - Finalmente la tensión mostrada en la figura VII.4.c, se observa en la terminal P. de esta forma, sumando la tensión de salida y el voltaje de absorción del embobinado P de la contraparte del MA, se obtiene una salida como se muestra en (d) con un retraso θ .

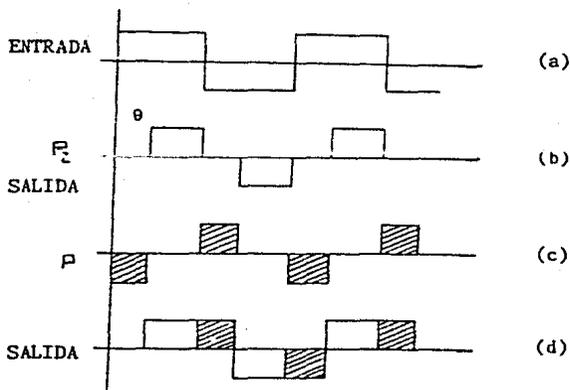


Figura VII.4.

La tensión en P_2 permite que conduzcan TR11 y TR13 a través de RZ ; es necesario observar que este pulso se encuentra retardado " θ " grados, respecto al pulso que permite el encendido de TH3, ya que los dos embobinados secundarios del transformador "T" observan simultáneamente la misma polaridad, sin embargo el paso por el amplificador magnético de pulso, ofrece esta característica, necesaria para la regulación de la tensión alterna. De esta forma TR11 y TR13 conducen con un retardo " θ " con respecto a TR21 y TR23. Cuando se invierte la polaridad de la tensión que alimenta al amp. mag. TR12 y TR14 conducen con retardo " θ " respecto a TR22 y TR24. De esta manera-

los devanados secundarios de los transformadores de pulso T3 y T4 generan una tensión de salida como la mostrada en la figura VII.4.d.

En el caso en que se eleve la tensión de línea, la tensión de salida de T se incrementa también, y esta variación es detectada por el devanado primario de T102 que ve incrementado el flujo de corriente. A su vez la corriente que fluye por el devanado "F" del amp. mag. en una dirección tal que resta el flujo magnético del devanado de polarización B2-B1, esta corriente trabaja para reducir el ángulo de retraso " θ ". Si " θ " disminuye, la tensión de salida de T1 disminuye.

Cuando la tensión de línea baja, el ángulo " θ " se incrementa, inversamente al caso anterior, esto ocasiona que la tensión aumente, manteniendo así la tensión constante.

Si se detecta la desconexión de la catenaria, TR5 (SU) y TR7 (SU) conducen y el segundo devanado de polarización B3-B4, se energiza y anula la acción del primero. Con lo cual el ángulo " θ " se hace cero. Una vez que se restablece la tensión de línea TR5 (SU) y TR7 (SU) dejan de conducir y el 2o. devanado de polarización se desenergiza incrementando el ángulo " θ " continuamente desde cero y la tensión de salida se eleva gradualmente.

El arranque se realiza sin fallas en conmutación, a este arranque se le denomina arranque suave, esto ocurre también en el arranque ordinario. El devanado "D" intenta elevar la tensión de salida gradualmente y realiza el control con suavidad.

VII.1.e.- Circuito de control de fase II.

Este circuito se encarga de mantener constante la tensión de salida CD para carga de la batería, esto lo logra regulando la fase de los pulsos de compuerta de los tiristores del circuito rectificador, ya que la salida CD varía de acuerdo a la variación de la carga de salida DC y la salida de voltaje AC, el circuito detecta y realimenta la tensión de salida DC; consta de la tarjeta PC-11 y del transformador de pulsos T-101.

Si el voltaje de realimentación es menor al voltaje patrón (D_2 1-5), la corriente en el devanado de control del amplificador magnético no fluye. La fuente de poder alimenta al circuito de disparo de compuertas por medio del devanado de salida del amplificador magnético los diodos de bloqueo del circuito de disparo de compuerta permiten el flujo de medio ciclo únicamente.

Una vez aplicado el voltaje se inicia el flujo de corriente en el núcleo del amplificador magnético saturándose, así la fuente de alimentación energiza el cto. de disparo de compuertas y el tiristor se enciende con tiempo de retraso $\gamma \neq 0$, por tanto la tensión de CD se eleva con la onda completa.

En el caso de que la tensión de realimentación sea mayor que voltaje patrón, la corriente de control fluye al amp. magnético y se energiza en una dirección tal que resta el flujo magnético del devanado de salida (A1-A2 y A11-A12); en este caso la corriente fluye para reducir la saturación y el ángulo " γ " aumenta, si " γ " aumenta la tensión de salida disminuye.

La tensión de salida DC se puede ajustar de 72 a 80 VDC, variando el voltaje de realimentación con VR1.

VII.1.f.- Circuito de arranque.

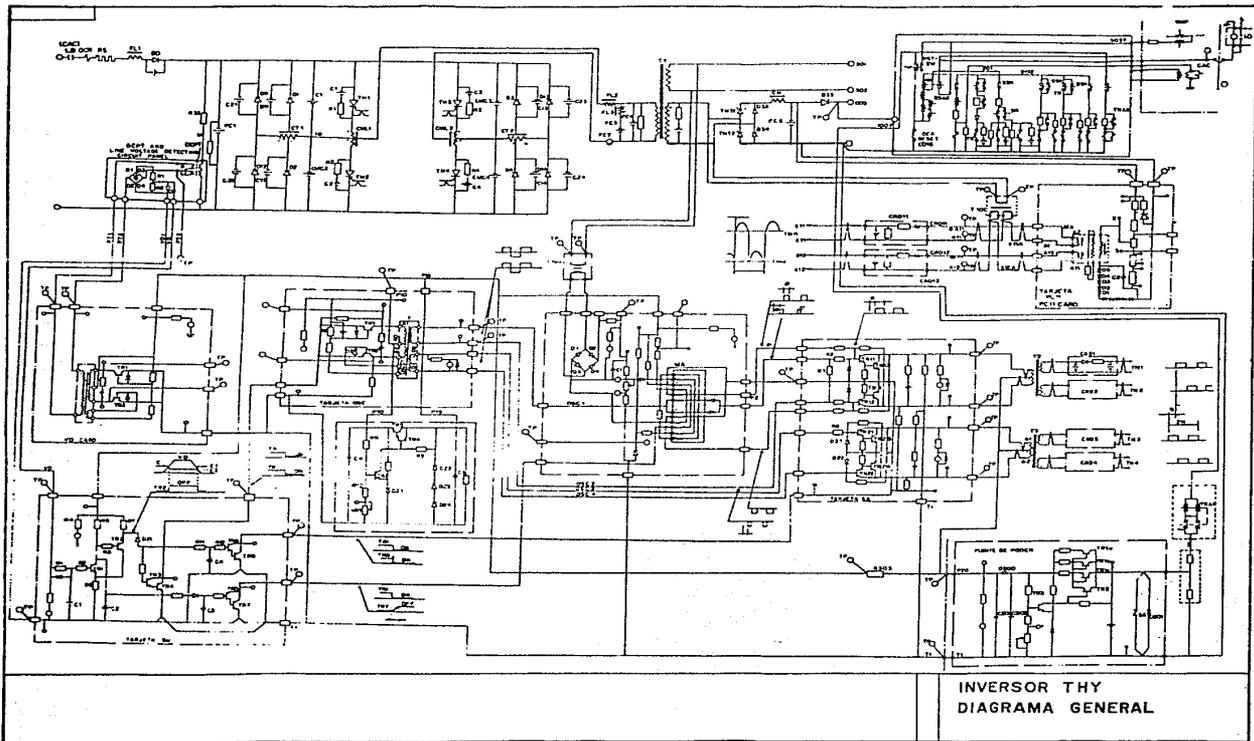
Si TR1 se halla saturado (conducción), el voltaje de TR2 se hace cero, por tanto, TR2 se encuentra en corte (apagado) y debido a que el colector se halla conectado al borne positivo de la fuente a través de R7 se vé sujeto a un incremento de voltaje que actua en DZ1, cuando este voltaje excede el voltaje zener aumenta la corriente de base de TR3 y la corriente sigue el recorrido (+) - R7 - DZ1 - R8 - TR3 (base-emisor) - TR4 (base-emisor) - (-) .

Si desaparece la tensión de línea, TR1 se corta (queda apagado) con lo cual TR2 se ve en saturación (encendido) ya que existe tensión de base, la corriente fluye del borne (+) - R3 - R5 - TR2 (base-emisor) - R6 - (-). Debido a que existe corriente de colector a emisor en TR2, el voltaje en DZ1 es menor al voltaje zener y TR3 se corta ya que la tensión de base de TR3 no es suficiente para encenderlo, con lo cual no se enciende TR4. De esta manera se detecta la ausencia del voltaje de línea.

VII.2.- RESUMEN DE LOS PASOS DE ARRANQUE.

- 1.- Al existir voltaje de línea se energiza TR1.
- 2.- Al energizarse TR1, se pone en conducción TR3 y TR4 con lo cual se conecta la tierra del oscilador Royer y este comienza a oscilar.
- 3.- Al mismo tiempo se energiza TR6 y TR8, se conecta la tierra del amplificador a través de ellos.
- 4.- A su vez se genera el voltaje para las compuertas de los tiristores.

- 5.- En ese instante la tensión en el colector de TR1 alcanza cero - volts, por tanto TR5 y TR7 se cortan. Así, el devanado de polarización (B3 - B4) se desenergiza y el ángulo de atraso " ϕ " - aumenta gradualmente, en consecuencia la tensión de salida - - - aumenta gradualmente desde el arranque.
- 6.- Si TR1 se corta, TR3 y TR4 se cortan, el oscilador y amplificador se desenergizan al mismo tiempo, TR5 y TR7 se cortan y el - 2º devanado D5 polarización B3 - B4 se energiza y neutraliza - - B2-B1 con lo cual " ϕ " se hace cero.
- 7.- La salida se hace cero y el inversor se apaga.



INVERSOR THY
 DIAGRAMA GENERAL

GUIA PARA LA REPARACION DE LOS INVERSORES.

VII.1.- GUIA PARA LA REPARACION DEL INVERSOR THY.

A continuación se presenta una guía para la reparación del inversor THY que como se menciona en el capítulo VII, es el mas utilizado en los trenes del Metro de Ciudad de México; cabe aclarar que no existe una guía de reparación específica para reparar estos equipos, la filosofía del personal que los repara es entender el funcionamiento del sistema en su totalidad y con la ayuda de un osciloscopio y un multímetro realizar el trabajo, sin embargo hicimos un intento por sistematizar lo que sería la reparación de este sistema al presentarse cuatro problemas típicos; la guía consta de los pasos que se tienen que seguir para corregir las principales fallas que se presentan en este inversor, por medio de diagramas de árbol.

El método consiste en verificar primeramente las tensiones en las terminales de prueba de los diferentes subsistemas que conforman el inversor, para esto se brinda una tabla, que indica las tensiones a medir, sus tolerancias, las terminales de prueba y la función de la tensión medida.

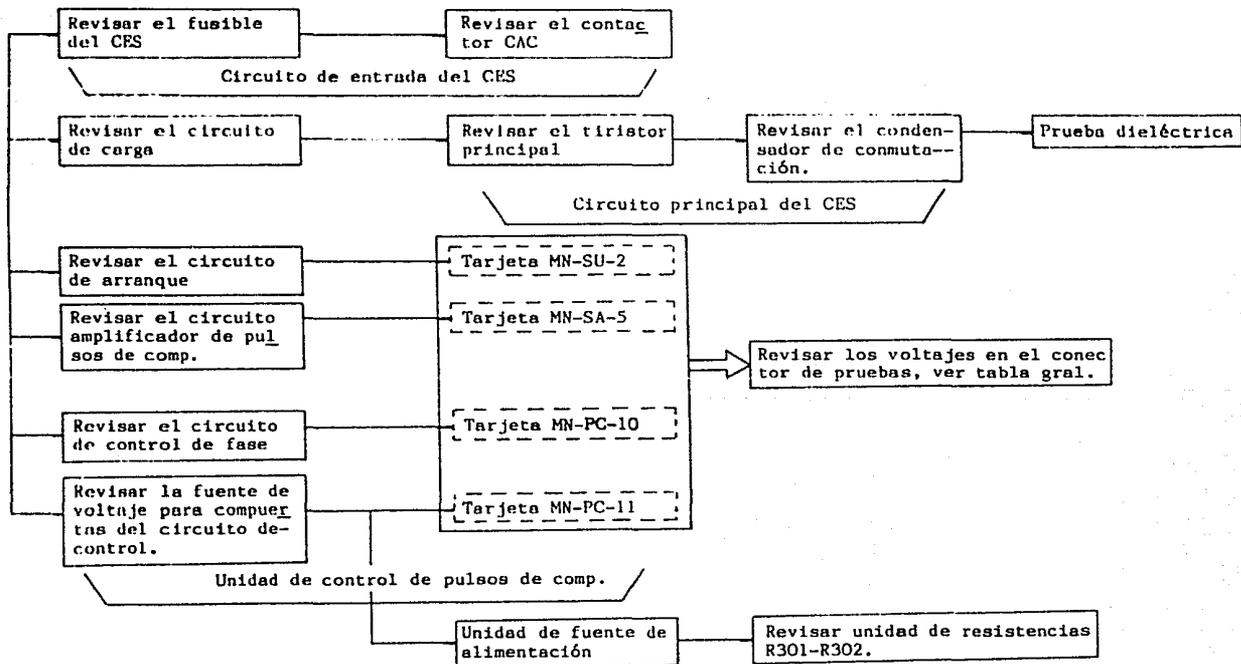
A continuación se identifica la falla y se indican los pasos a seguir, para la reparación, también es posible verificar las señales de salida de algunos elementos, según se indica en esta guía.

CONDICION DE PRUEBA: TENSION DE ENTRADA = 750 VCD; SALIDA C. A. = 17.5 KVA ; SALIDA D. C. = 4.4 KW.

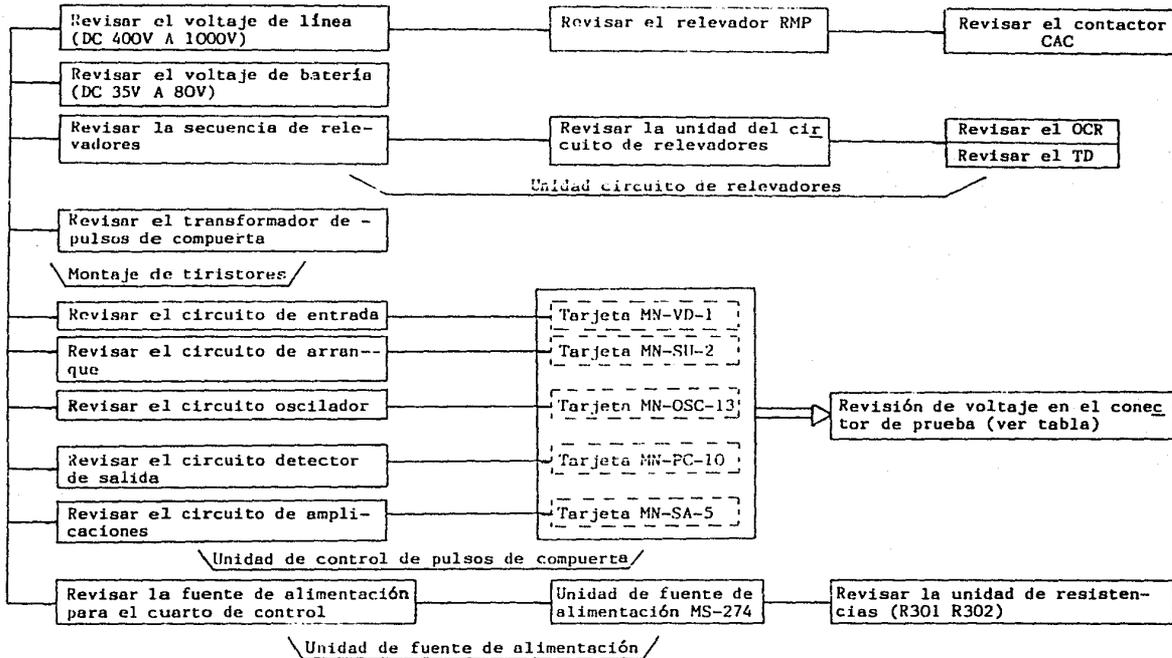
COD. DE CABLE	TERM. DE PHA.	VALORES TIPICOS	FUNCION
CH1 - CH2	1 - 2	CA 27-33 V	TENSION OSCILATORIA DE LA FUENTE DE ALIMENTACION.
CH3 - CH4	3 - 4	CA 17-21 V	TENSION DEL OSCILADOR PRINCIPAL.
GA1 - GA2	7 - 8	CA 32-41 V	TENSION DE ENTRADA AL TRANSFORMADOR DE PULSOS (T2) (FASE RETRASADA)
GA11- K11	9 - 10	CA 10-18 V	TENSION DEL PULSO DE DISPARO PARA EL TIRISTOR (TH1)
PT1 - PT2	11 - 12	CA 20-30 V	TENSION DE LINEA (DCPT)
301	15 - 17	CA 209-231 V	TENSION DE SALIDA C. A.
P10	18 - 28	DC 8.5-11 V	TENSION DE ALIMENTACION DEL OSCILADOR
CH6	19 - 26	DC 10-16 m A	CORRIENTE PATRON PARA EL AMPLIFICADOR MAGNETICO (PC10)
CH7	20 - 28	DC 3.6-4.3 V	TENSION PATRON PARA EL AMPLIFICADOR MAGNETICO (PC10)
P3	21 - 28	DC 0.3-1.5 V	CONTROL DE ARRANQUE PARA EL RETARDO DE FASE
I.2	24 - 28	DC 11.6-17.4 V	TENSION DE REALIMENTACION PARA EL RETARDO DE FASE (PC10)
P15A	26 - 28	DC 14.5-16.5 V	TENSION DE ALIMENTACION DEL CIRCUITO DE CONTROL.
P20	27 - 28	DC 19-21 V	TENSION DE ALIMENTACION DEL TRANSFORMADOR DE PULSOS
T1	-	0	TERMINAL DE TIERRA PARA EL CIRCUITO DE TIERRAS
	30 - 31	CA 104.5-115.5V	TENSION DE ENTRADA AL CIRCUITO RECTIFICADOR DE LA SALIDA D. C.

COD. DE CABLE	TERM. DE PBA.	VALORES TIPICOS	F U N C I O N
OS1 - OS2	34 - 35		TENSION DE SALIDA DEL OSCILADOR PARA EL CIRCUITO DEL RETARDO DE FASE
SUI	36 - 28	DC 0.3-1.5 V	CONTROL DE ARRANQUE DEL OSCILADOR
SU2	37 - 28	DC 14.5-16.5 V	CONTROL DE ARRANQUE DEL RETARDO DE FASE
SU3	38 - 28	DC 0.3-1.5 V	CONTROL DE ARRANQUE DEL AMPLIFICADOR DE PULSOS.
GA3 - GA4	40 - 41	CA 32-41 V	TENSION DE ENTRADA AL TRANSFORMADOR DE PULSOS (T3) (FUNDAMENTAL)
GA12- K12	42 - 43	CA 10-18 V	TENSION DE PULSO PARA DISPARO DEL TIRISTOR (TH12)
VO - VON	44 - 45	DC 2.1-2.5 V	TENSION DE SALIDA DEL DETECTOR DE TENSION DE LINEA (DCPT)
10V	47 - 50	DC 70-80 V	TENSION DE REALIMENTACION PARA RETARDO DE FASE
100E	48 - 50	DC 72-80 V	TENSION DE SALIDA DC.
T		0	TERMINAL DE TIERRA PARA EL CIRCUITO DE SALIDA DC

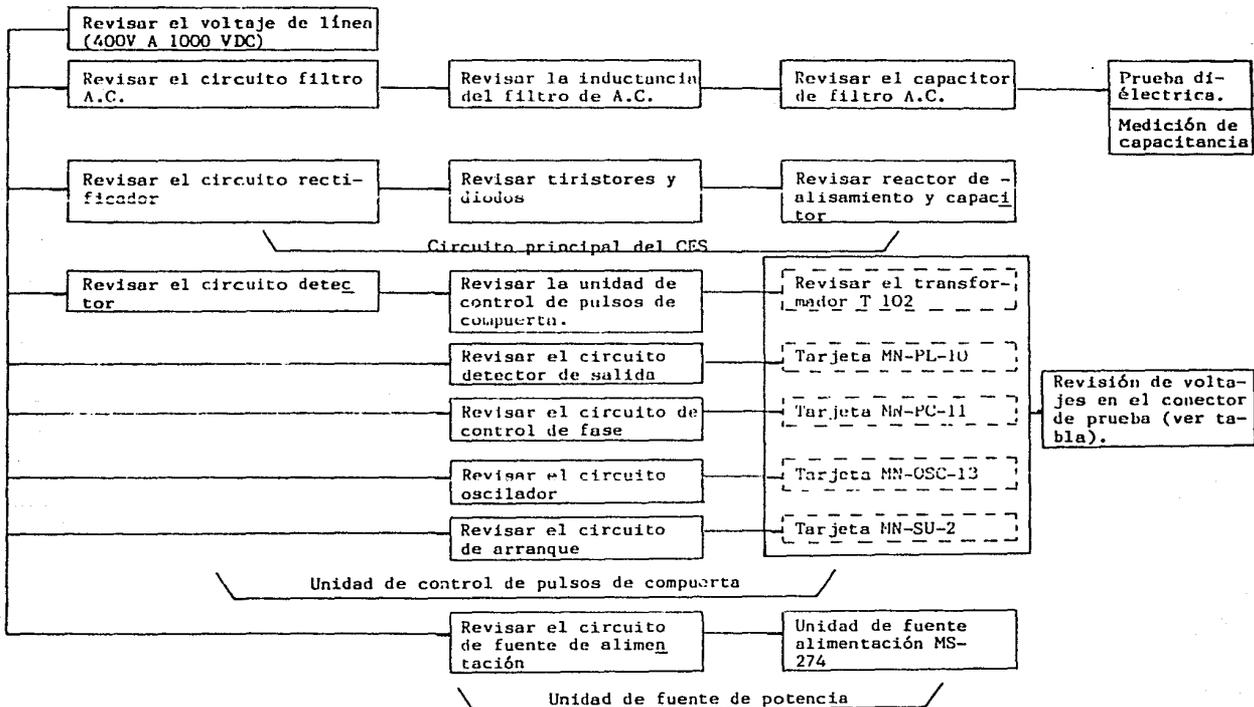
PROBLEMA : EL OCR SE DISPARA EN CONDICION DE OPERACION CON INDICACION EN LAMPARA DE CABINA.



PROBLEMA: EL CES NO OPERA CUANDO ESTA ALIMENTADO



PROBLEMA: LAS CARACTERISTICAS DE LA SALIDA DEL CES NO CUMPLEN LOS VALORES ESPECIFICADOS.



C O N C L U S I O N E S

C O N C L U S I O N E S

Los resultados obtenidos en el campo de los diversos circuitos inversores analizados en el presente trabajo, indican que el inversor EVR es el que presenta más problemas en su funcionamiento, debido a la complejidad de su circuito de control y la tecnología empleada a base de transistores. Apoyandonos en las curvas de funcionamiento de este elemento, se puede observar que para operar como interruptor, el transistor debe pasar de su región de saturación a la región de corte, a través de la región activa-directa que es su región natural de operación, debemos hacer notar que este elemento fue concebido originalmente para amplificar, en comparación con los tiristores que tienden a comportarse como interruptores ideales.

Otra conclusión importante que podemos mencionar, es que el inversor GTO se encuentra implementado con tiristores del tipo GTO brindando la posibilidad de prescindir de circuitos de conmutación, sin embargo es necesaria la utilización de un sistema de control más especializado.

En general, se observo que el circuito de control, es siempre más complejo en su concepción, que los circuitos de potencia estudiados, independientemente del elemento interruptor que se utilice.

Debemos aclarar que el presente trabajo, da una visión general del funcionamiento y operación de los inversores utilizados en el Metro de la Ciudad de México y que el estudio específico de cada uno de ellos puede ser objeto de un estudio profundo y especializado, en el que intervienen elementos eléctricos, electrónicos y de control, siendo un claro ejemplo el desarrollo de la ingeniería moderna, la cual requiere la integración de varias áreas de trabajo.

Sin embargo el presente documento muestra la metodología de estudio que se puede seguir para entender tecnologías no muy difundidas y establece las bases fundamentales en lo que respecta al funcionamiento, operación y diseño de los circuitos inversores, independientemente de la aplicación -

que estos tengan. Y no dudamos que pueda servir como guía para posteriores estudios, además de brindar la información pertinente para una adecuada capacitación del personal que lo opera.

B I B L I O G R A F I A

B I B L I O G R A F I A

- 1 .- ELECTRONICA DE POTENCIA
SEGUIER
ED. GUSTAVO GILI
- 2 .- POWER SEMICONDUCTOR CIRCUITS
DEWAN
ED. MCGRAW - HILL
- 3 .- ELECTRONICA DE POTENCIA
RAMSHAW
ED. MARCOMBO
- 4 .- PRINCIPLES OF INVERTER CIRCUITS
BEDFORD
JOHN WILEY
- 5 .- ELECTRONICA INDUSTRIAL
MALONEY
PRENTICE/HALL
- 6 .- S. C. R. MANUAL
GENERAL ELECTRIC Co.
- 7 .- SILICON CONTROLLED RECTIFIER DESIGNERS HANDBOOK
WESTINGHOUSE ELECTRIC Co.
- 8 .- INVERSOR DE TIRISTORES PARA EL METRO DE LA CIUDAD DE MEXICO.
MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION, JAPAN.