

16
201



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA
DE MEXICO**

**FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES
CUAUTITLAN**



DISEÑO DE INVERSOR TRIFASICO

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

T E S I S

**QUE PARA OBTENER EL TITULO DE
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA**

PRESENTA :

JUAN GONZALEZ VEGA

ASESOR :

ING. UBALDO RAMIREZ URIZAR

CUAUTITLAN IZCALLI, EDO. MEX.

1992



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.

CONTENIDO

	pagina
INTRODUCCION	5
TEMA I ANTECEDENTES DEL INVERSOR.	6
1.1 LOS INVERSORES ACTUALES Y CONTEMPORANEOS.	6
TEMA II TEORIA DEL TIRISTOR.	8
2.1 CARACTERISTICAS DEL RECTIFICADOR CONTROLADO DE SILICIO (SCR).	8
2.2 MOTODOS DE OPERACION DEL SCR.	8
2.3 CARACTERISTICAS DEL SCR.	11
2.4 METODOS DE APAGADO DE UN TIRISTOR.	13
2.5 METODOS DE DISPARO DEL SCR.	13
2.6 CONTROL DE FASE DEL SCR.	14
2.7 METODOS PRINCIPALES DE CONTROL DE FASE DEL ANGULO DECONDUCCION.	15
2.8 DEFINICION DE LOS PARAMETROS DEL SCR.	17
TEMA III CLASIFICACION DE LOS INVERSORES.	19
3.1 CIRCUITOS CONMUTADOS EN LINEA.	19
3.2 CIRCUITOS CONMUTADOS EN FUERZA.	19

TEMA IV	CLASIFICACION DE LOS METODOS DE CONMUTACION.	20
4.1	CLASIFICACION DE LOS METODOS DE CONMUTACION FORZADA.	20
4.1.2	CLASE A AUTO CONMUTADO POR CARGA RESONANTE.	20
4.1.3	CLASE B AUTO CONMUTADO POR CIRCUITO LC.	21
4.1.4	CLASE B AUTO CONMUTADO POR CIRCUITO LC. (CIRCUITO MORGAN).	22
4.1.5	CLASE C CONMUTACION POR C & LC CON TIRISTOR DE DESVIO.	24
4.1.6	CLASE D CONMUTACION POR C & LC Y UN TIRISTOR AUXILIAR.	25
4.1.7	CLASE D CONMUTACION POR C & LC Y UN TIRISTOR AUXILIAR (CIRCUITO DE JONES).	27
4.1.8	CLASE E CONMUTACION POR FUENTE DE PULSOS EXTERNA (TRANSISTOR).	28
4.1.9	CLASE E CONMUTACION POR FUENTE DE PULSOS EXTERNA (TRANSFORMADOR).	29
4.1.10	CLASE E CONMUTACION POR FUENTE DE PULSOS EXTERNA (CAPACITOR Y TIRISTOR).	30
4.1.11	CLASE F CONMUTACION POR LINEA DE CORRIENTE ALTERNA.	31
TEMA V	EL INVERSOR Y SUS APLICACIONES.	32
TEMA VI	CIRCUITOS INVERSORES BASICOS DE TRES FASES.	35
6.1	INVERSORES AJUSTABLES POR VOLTAJE DE ENTRADA.	35
6.2	INVERSORES AJUSTABLES POR VOLTAJE DE SALIDA.	35

TEMA VII DISEÑO DEL CIRCUITO INVERSOR.	39
7.1 TENSION DE FRECUENCIA DE ENTRADA.	39
7.2 TENSION DE FRECUENCIA DE SALIDA.	39
7.3 CORRIENTE DE SALIDA.	39
7.4 FRECUENCIA DE SALIDA.	39
7.5 POTENCIA NOMINAL DE SALIDA.	41
7.6 MODD O SECUENCIA DE OPERACION.	41
7.7 ANALISIS DE CONMUTACION.	47
7.7.1 ANALISIS DEL CIRCUITO DE CONMUTACION.	47
7.8 CONTROL DE FRECUENCIAS.	49
7.9 PROTECCION CONTRA CORTO CIRCUITO.	49
7.10 FILTRADO DE TENSION DE SALIDA.	50
TEMA VIII DISEÑO DE LAS DIFERENTES ETAPAS DEL INVERSOR.	53
8.1 RECTIFICACION.	53
8.2 FUENTE REGULADA A 5V Y 12V.	55
8.3 GENERADOR DE PULSOS DE RELOJ.	56
8.4 DIVISOR DIGITAL ENTRE DOS	60
8.5 CONTADOR BINARIO	61
8.6 REGISTRO DE CORRIMIENTO DE DATOS.	62
8.7 CHOPPER.	65
8.8 OPTO-ACOPLADOR.	71
8.9 TIRISTORES DE POTENCIA.	72
8.9.1 TIRISTORES PRINCIPALES.	72
8.9.2 TIRISTORES AUXILIARES.	77
8.9.3 CONTROL PARA TIRISTORES AUXILIARES.	77

LISTA DE PARTES.	79
APENDICE.	84
ECG SEMICONDUCTORS MASTER REPLACEMENT GUIDE. INDUSTRIAL RECTIFIERS, SILICON CONTROLLED RECTIFIERS	84
MOTOROLA OPTO-ELECTRONICS DEVICE DATA.	94
MOTOROLA INC. THYRISTORES DEVICE DATA.	102
BIBLIOGRAFIA	104
DIAGRAMA UNIFILAR	105

INTRODUCCION

La siguiente tesis engloba el proyecto de diseño de un Inversor Trifásico, el cual tiene la característica de suministrar voltaje de corriente alterno a equipos eléctricos, cuando es alimentado por una fuente de voltaje de corriente directa.

La finalidad de este inversor tiene por resultado poder generar un voltaje de corriente alterno variante en amplitud y en tiempo y con ello tener el control tanto del voltaje como su frecuencia.

En los capítulos que trata esta tesis, primeramente es dar un antecedente histórico de los inversores clásicos y actuales, para posteriormente realizar una reseña teórica del tiristor como parte primordial del diseño, posteriormente se da una clasificación en cuanto a métodos de conmutación y a diferentes clases que existen, así también se dan diferentes formas donde son aplicables los inversores en la industria.

En cuanto al diseño se explica en forma detallada las características que debe reunir el inversor a la salida. Así también se explican las diferentes maneras o secuencias de operación que conforman al inversor, se realiza un análisis de los diferentes bloques que engloban al inversor, e inmediatamente después se realiza los cálculos de los diferentes elementos que conforman el inversor. Y finalmente se realiza el diagrama descriptivo de los elementos que coadyuvan al inversor trifásico.

TEMA I ANTECEDENTES DEL INVERSOR.

1.1 LOS INVERSORES ACTUALES Y CONTEMPORANEOS.

El desarrollo del hombre trae como consecuencia nuevos avances tecnológicos y con ello llegan los tiristores de estado sólido y sus aplicaciones.

A principios de los años 60, que aparecieron los tiristores hasta nuestros días han evolucionado sus aplicaciones de éstos semiconductores.

Los tiristores tienen su aplicación a nivel Comercial, Industrial y el Hogar. Teniendo su mayor aplicación a nivel industrial.

En su variada aplicación de los tiristores en la industria, los encontramos en los inversores, los cuales constituyen una herramienta importante en todas las industrias donde requieran de un control de posiciones ó velocidad, lo que básicamente significa el control del motor de impulsión.

Los inversores son dispositivos que nos proporcionan voltaje de corriente alterna a partir de un voltaje de corriente directa.

Los inversores se realizaban anteriormente a base de máquinas rotativas en las cuales se acoplaban una máquina de C.C. con una de C.A. para proporcionar la inversión.

Posteriormente la interrupción alternativa de corriente se conseguía a base de Vibradores Electromecánicos ó de Tiratrones constituidos por válvulas al vacío.

Ahora en la actualidad se realiza la inversión en base de semiconductores (transistores ó tiristores). El tiristor presenta sus ventajas debidas al hecho de que constituye un elemento de estado sólido, inmensidad de precalentamiento, volumen reducido, fuerte resistencia a los choques y aceleraciones, con posibilidad de trabajo en todas las posiciones, insensibilidad a la sobre carga, fiabilidad, vida muy larga, velocidad elevada de conmutación, caída de tensión directa muy baja y poca dependencia de corriente.

Con la aparición de los transistores de potencia y los tiristores ha facilitado enormemente la solución de esta función, promoviendo la proliferación de circuitos diversos con muy buenas características que hubieran sido de difícil realización con los medios clásicos. En general, presentan instalaciones más fáciles y funcionamientos menos ruidosos que los inversores rotativos (motores de C.C. acoplado a un generador C.A.), mayor duración que los inversores con tiratrones, así como bajo costo en su diseño.

El diseño y construcción del inversor tendrá como énfasis abocarse en especial a los tiristores, ya que anteriormente se menciona que este dispositivo nos ofrece mayores ventajas comparadas a las habituales usadas, estos dispositivos de conmutación son la forma mas sencilla de los inversores, aunque se prefieren los circuitos que utilizan tiristores, ya que se encuentran disponibles con grandes índices de voltaje y de corriente, y la potencia del sistema requerido también es considerablemente menor en comparación con otros dispositivos tales como transistores de potencia.

El término de tiristor designa a toda una familia de elementos semiconductores cuya características son similares.

Dentro de la gran familia cabe distinguir que los tiristores propiamente dichos son elementos mas conocidos y que en lengua inglesa se denomina Silicon Controlled Rectifier ó SCR, y se trata de un elemento unidireccional, con tres terminales: ánodo y cátodo y puerta.

TEMA II TEORIA DEL TIRISTOR.

2.1 CARACTERISTICAS DEL RECTIFICADOR CONTROLADO DE SILICIO (SCR).

El SCR, rectificador controlado de silicio, pertenece a la familia de los tiristores. Este grupo de semiconductores incluye componentes contruidos de cuatro capas alternas de tipo P y N.

2.2 MODOS DE OPERACION DEL SCR.

- a) Modo de conducción en el cual la resistencia de tiristor (entre ánodo y cátodo) es muy pequeña.
En este modo el tiristor opera como un conductor cerrado.
- b) Modo de corte en el cual, la resistencia del tiristor es muy alta, decenas a cientos de mega-ohms. En este modo el tiristor opera como conmutador abierto.

Hay tiristores que tienen dos, tres ó cuatro terminales. Dos de las terminales actúan como terminales de conmutación y los otros son para la transferencia de operaciones de comando.

Hay también tiristores activados por radiación luminosa. Este tipo de dispositivo se les llama Rectificadores Controlados de Silicio Activados por Luz. (RCSAL).

El más útil de los tiristores (en efecto el ancestro de la familia) es el SCR. Este dispositivo tiene tres terminales: el ánodo (A), El cátodo (K) y la compuerta (G). Durante el corte, la resistencia entre el ánodo y el cátodo es sumamente grande. Cuando se aplica una señal a la compuerta, el SCR entra en el modo de conducción y es capaz de dar paso a una alta corriente (dentro de los límites de disipación de potencia) solamente en una dirección desde el ánodo hacia el cátodo.

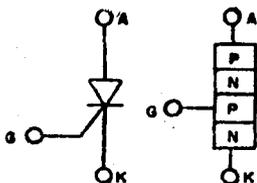


Figura 1 Construcción del SCR y sus símbolos.

La operación del SCR puede explicarse representándolo como dos transistores de tipo PNP y uno de tipo NPN conectados como se muestra en la figura (2).

La corriente de SCR puede explicarse por la fórmula siguiente.

$$I_A = \frac{I_{cbo1} + I_{cbo2}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}$$

En esta fórmula I_{cbo1} y I_{cbo2} son las corrientes de pérdida de los transistores y α_1 y α_2 son los factores de amplificación de la corriente correspondiente.

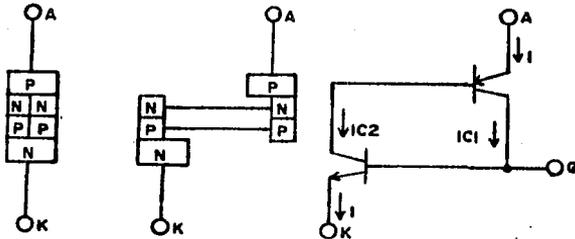


Figura 2 Representacion del SCR como transistor.

Está claro que mientras la suma de los factores de amplificación es suficientemente pequeña, la corriente del SCR será del orden de la magnitud de las corrientes de pérdidas I_{co} y este estará en el modo de corte. Tan pronto como los factores de amplificación ($\alpha_1 + \alpha_2$) tienden a la unidad, la corriente del SCR es limitada solamente por el circuito externo. Debe estar claro que los factores de amplificación α_1 y α_2 son dependientes en forma directa de corriente de juntura y por lo tanto, el proceso de disparo es esencialmente regenerativo. Este factor es fundamental para los métodos de disparo (de llevar al SCR al modo de conducción).

DONDE:

I_c = corriente de colector.

I_b = corriente de base.

I_{cso} = corriente de perdida de colector.

I_A = corriente de ánodo.

I_k = corriente de cátodo.

I_g = corriente de gatillo.

α = factor de amplificacion de la corriente.

para Q1 se tiene:

$$I_{c1} = \alpha_1 I_A + I_{cso1}$$

$$I_{b1} = I_A - I_c$$

combinando ambas ecuaciones.

$$I_{b1} = (1 - \alpha_1) I_A - I_{cso1} \dots \dots \dots 1$$

igualmente para el Q2 se tiene:

$$I_{c2} = \alpha_2 I_k + I_{cso2} \dots \dots \dots 2$$

$$I_{b1} = I_{c2}$$

combinando la ecuacion 1 y 2 y sustituyendo.

$$I_k = I_A + I'_g$$

$$I_A = \frac{\alpha_2 I_g + I_{cso1} + I_{cso2}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}$$

2.3 CARACTERISTICAS DEL SCR.

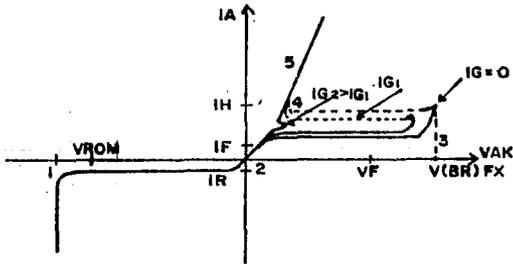
Con el objeto de entender la característica del SCR nos referimos a la figura 4 la cual representa al SCR como un dispositivo de cuatro capas PNPN y tres junturas: J1, J2 y J3.

Cuando la compuerta está en circuito abierto (ó conectada al cátodo) y se aplica un voltaje inverso entre ánodo (A) y el cátodo (K), el SCR se comporta como dos diodos con polarización inversa conectados en serie. Por esta razón, (como se ilustra en la figura 3) la región entre los puntos 1 y 2 de la característica se conoce como la región de Bloqueo Inverso, hay solo una pequeña corriente de pérdida. En el punto 1 ocurre la ruptura Zener y esto pone en peligro al SCR.

Cuando el SCR está polarizado directamente (como se ilustra en la figura 4) y la compuerta está abierta, la juntura J2 es polarizada inversamente y la corriente será la corriente de pérdida a través de esta juntura. Esta región se conoce como Región de Bloqueo Directo y está ubicada entre los puntos 2 y 3.

En el punto 3 la gran polarización inversa en la juntura J2 produce ruptura por avalancha lo cual permite la circulación de corriente limitada sólo por la resistencia externa R. El voltaje al cual se produce la ruptura se llama "Tensión directa de pico".

Figura 3 Característica corriente-tensión de SCR.



Como se expresó anteriormente en la región entre el punto 3 y 4, ocurre un aumento en la corriente y una disminución en el voltaje, por lo tanto el SCR se comporta en esta región de la característica como una resistencia negativa. La operación en la región de resistencia negativa es imposible ya que en el instante en que ocurre la avalancha, el punto de operación se mueve del punto 3 al punto 5 a través del punto 4. El punto 5 está determinado por la resistencia externa. La corriente en este punto es aproximadamente: $I = (V - 0.8)/R$.

Con el objeto de restablecer al SCR al modo de corte, la corriente I_A debe ser reducida por debajo del valor de la "corriente de retención" I_H . Esto se logra reduciendo el voltaje de la fuente ó pasando una corriente inversa a través del SCR hasta que este se apaga.

Cuando se aplica una corriente a la compuerta se inyecta huecos en la capa P cercana al cátodo. Estos portadores de carga disminuyen la barrera de potencial en la juntura J_2 y permiten la ruptura por avalancha a un valor más bajo de V_{AK} . Esto se indica en la característica por una línea de puntos para la corriente I_{G1} . Cada aumento en la corriente de compuerta reduce el valor del voltaje de ruptura directo. Hasta el punto en que la característica del SCR se asemeja a la de un diodo convencional.

Después que el SCR ha conmutado su estado a conducción, la compuerta deja de tener control. Por esta razón es usual aplicar un corto pulso de corriente a la compuerta en vez de una corriente continua, reduciendo así la disposición de potencia en la compuerta. Mientras menor sea el tiempo de crecimiento de pulso, mayor será la reducción en la disipación de potencia dinámica.

Como se estableció más arriba, con el objeto de volver al SCR al estado de corte, la corriente debe ser reducida por debajo del valor de I_H . Es importante notar que exista un tipo de tiristor, el conmutador controlado a compuerta (CCC) el cual puede apagarse mediante un pulso negativo en la compuerta.

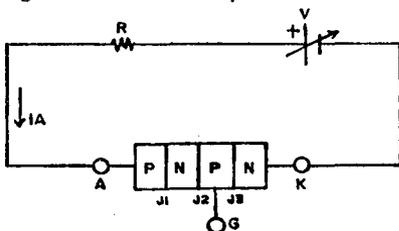


Figura 4 El SCR como dispositivo de 4 capas polarizado positivamente.

2.4 METODOS DE APAGADO DE UN TIRISTOR.

Un tiristor puede apagarse utilizando uno de los dos métodos siguientes.

1.-Conmutación Natural.

En los circuitos de C.A. la corriente siempre pasa por cero natural, automáticamente aparece un voltaje inverso a lo largo del dispositivo, este fenómeno se conoce como circuitos inversores conmutados en línea.

2.-Conmutación forzada.

En esta conmutación se necesita de ciertos medios externos para apagar violentamente el dispositivo y los circuitos inversores que se basa en este principio se conoce como circuitos inversores conmutados en fuerza.

2.5 METODOS DE DISPARO DEL SCR.

1.- Aumento de voltaje entre el ánodo y el cátodo - se produce un fuerte campo eléctrico en las junturas, produciendo ruptura por avalancha y aumento de la corriente en todas las junturas. Cuando la corriente llega al valor que mantiene la condición $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$, el RCS es conmutado de corte a conducción.

2.- Un cambio rápido de tensión entre el ánodo y el cátodo. En alguna medida las junturas se comportan como capacidades. Al aplicar un pulso de tensión al ánodo se produce una corriente de carga que carga la capacidad de las junturas. El valor de esta corriente está dado por $i = C \cdot \Delta V / \Delta t$. Si el cambio de voltaje ΔV ocurre en el tiempo muy pequeño Δt , se produce una corriente i que satisface la condición para pasar del modo de corte a conducción.

3.- Aumento de temperatura - se aumenta el número de portadores de carga y por lo tanto se aumenta la corriente del SCR.

4.- Acción de transistor - el aumento en la corriente de base aumenta la corriente de emisor. En el caso del SCR esto se logra inyectando corriente en la compuerta (la cual es en efecto la base de un transistor, ver la figura 2). En un cierto instante el aumento de corriente produce la condición $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$.

5.- Efecto de la luz - la radiación causa la liberación de pares de portadores de carga lo que provoca un aumento de corriente a través de la junturas.

2.6 CONTROL DE FASE DEL SCR.

En la práctica los usos del SCR están limitados sólo por la imaginación y la habilidad del diseñador. Las aplicaciones más comunes del SCR son tantas que sólo nombraremos los dispositivos eléctricos y electrónicos que el SCR puede reemplazar en la mayor parte de las aplicaciones.

El SCR puede reemplazar con éxito al tiratrón, a la válvula de vacío ó al transistor de potencia en circuitos electrónicos.

En circuitos electromecánicos el SCR puede reemplazar todo tipo de conmutadores, relés y reostatos.

En circuitos de protección, el SCR puede reemplazar fusibles e interruptores de circuitos.

En circuitos de amplificadores de poder, el SCR puede reemplazar amplificadores magnéticos.

En la mayor parte de las aplicaciones anteriores el SCR opera mejor que los dispositivos que reemplaza, muchos de los cuales en la práctica ya se han dejado de usar. No hay duda que hoy en día el campo principal de uso del SCR es el campo del control de potencia como elemento serie ó en derivación. Su ventaja principal yace en su alta eficiencia que deriva de su baja disipación de potencia. Ejemplo de aplicación de este tipo son: control de potencia suministrada a elementos de calentamiento, variación de velocidad de motores eléctricos, atenuación de luces etc. La técnica básica en todos estos circuitos es el control de fase.

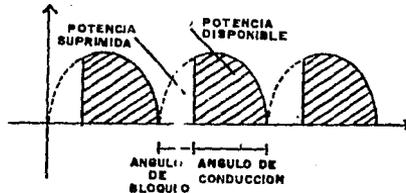


Figura 5 Ángulo de connduccion y disparo.

La figura 6 muestra la forma de onda en el SCR, es disparado en el ángulo de fase θ (el voltaje a través de él cae al voltaje de diodo). El ángulo θ medio desde el origen se llama ángulo de disparo. En la región entre el ángulo θ y 180° el SCR conduce y pasa corriente a través de la carga. El ángulo de conducción es entonces la diferencia entre 180° y θ ($180^\circ - \theta$). En el ángulo 180° el SCR se apaga ya que el voltaje a través de él se invierte.

Ya que la mayor parte de los consumidores de fuentes de poder de voltaje de C.A. son sensibles al valor eficaz de la corriente usada, es posible controlarlo con eficiencia máxima variando la corriente eficaz, usando un SCR disparado a un ángulo de fase dado. La potencia transferida depende entonces del ángulo de disparo.

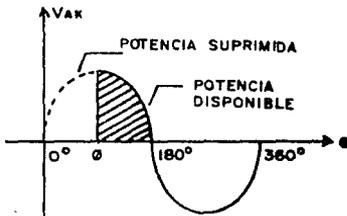


Figura 6 Ángulo de disparo y conducción.

2.7 METODOS PRINCIPALES DE CONTROL DE FASE DEL ANGULO DE CONDUCCION.

- a).- Control de medio ciclo. Ya que el SCR es un dispositivo unidireccional no puede conducir más que medio ciclo sin la adición de otro componentes. Usando un circuito de disparo adecuado se puede controlar el ángulo de disparo y por lo tanto el ángulo de conducción. Por este método es posible de conseguir ángulos de conducción entre 0° y 180° (en la práctica menos por limitación de los circuitos de disparo). La desventaja de este método es que sólo explota la mitad de potencia disponible de la fuente, figura 7a.
- b).- Control de medio ciclo con el otro medio ciclo con conducción completa. Este circuito difiere del circuito de la figura 7a, sólo en que el período en que el SCR no conduce, conduce el diodo paralelo D_1 . Con este método es posible ajustar la potencia de la carga entre potencia total y media potencia (cuando el ángulo de disparo es 180° , el SCR no conduce, y la media potencia se aplica a la carga a través de D_1) figura 7b.

cD.- Control de ciclo completo, usando un puente rectificador. Con este método se controlan ambos medios ciclos y es posible controlar la potencia aplicada a la carga de 0° a potencia completa, figura 7c.

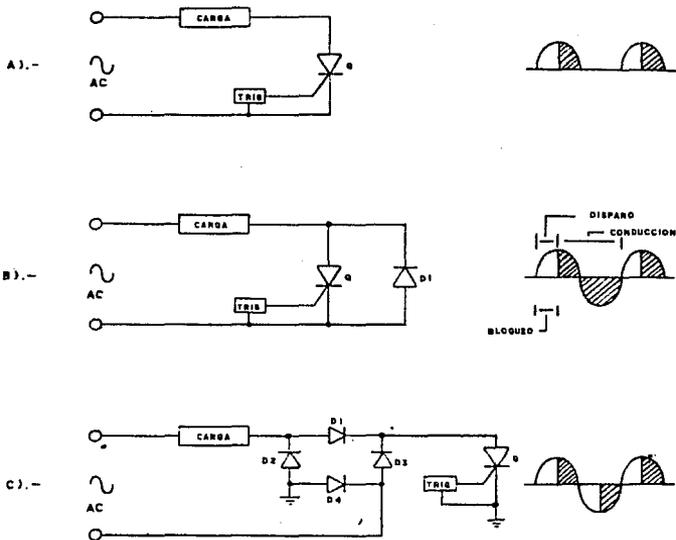


Figura 7 métodos principales de control de fase.

2.8 DEFINICION DE LOS PARAMETROS DEL SCR.

- VROM** Voltaje de pico inverso. Este es el valor máximo permitido voltaje de polarización inverso, definido por la especificación del fabricante, que no daña al SCR. Este parámetro tiene una cantidad de versiones; algunas veces se define en términos de condición de voltaje repetitivo y otras en términos de voltaje momentáneo.
- VFOM** Voltaje de bloqueo de pico directo. Este es el termino máximo instantáneo que no conmutará al SCR. Este parámetro también tiene un número de versiones. Algunas veces se define con la compuerta en circuito abierto y otras con una resistencia entre la compuerta y el cátodo.
- IFCAV)** Corriente directa media (durante la conducción). Este es el valor máximo permitido de corriente directa a través del SCR durante la conducción. A veces se define en cambio la corriente efectiva en este caso el símbolo es IF. Algunas veces la definición está basada en el valor máximo de sobrecorriente, ó de corriente instantánea. La información sobre corriente permitida está siempre asociada con información sobre la resistencia térmica ϕ y en general la información está presentada en forma gráfica.
- IRX,IFX** Corriente de pérdida inversa y directa máxima, especificadas a un voltaje determinado. La "X" indica la conexión externa de una impedancia entre la compuerta y el cátodo. Estos parámetros se dan generalmente a los valores de voltaje de pico definido anteriormente. Debe ponerse atención a la temperatura a que están especificados los parámetros.
- IGT** Corriente de disparo de la compuerta. Es el valor mínimo de corriente de compuerta que garantiza el disparo de SCR a un voltaje de ánodo dado. Por ejemplo, a un voltaje $VAK = 7V$ y $RL = 100$ ohms', el fabricante garantiza que el SCR de este tipo son disparados a una corriente de 200 micro Amp. Esta corriente es inversamente proporcional a la temperatura.
- VGT** Voltaje de disparo de la compuerta. El voltaje máximo de compuerta antes del disparo que ocurre cuando la corriente de compuerta es IGT. Este voltaje depende de la temperatura y varía entre 0.6 V a 25 grados centígrados y 0.3 V a 100 grados centígrados. El fabricante especifica el máximo voltaje esperado en las condiciones dadas previamente.

VGRM Voltaje de compuerta de pico inverso. El máximo voltaje inverso permitido en la compuerta. Por encima de este voltaje, el SCR puede dañarse.

PGM Potencia de compuerta de pico. El valor instantáneo máximo permitido de disipación de potencia en la compuerta. Algunas veces se da al valor medio máximo PG(AVD).

NOTA En general, el fabricante da un gráfico que muestra la región permitida de voltaje y corriente de disparo a los cuales se garantiza el disparo de todos los SCR de mismo tipo a varias temperaturas.

IH Corriente de retención. la corriente directa bajo la cual el SCR deja de conducir y vuelve al modo de corte. El fabricante da el valor máximo garantizado de corriente de retención para todos los SCR del mismo tipo. Si por ejemplo se especifica una corriente de retención de 5 micro amperes no habrá ningún SCR que vuelva a corte para una corriente de ánodo de 5 micro amperes o más.

dv/dt Este valor se da también algunas veces. especificada la razón máxima permitida de aumento en el voltaje del ánodo sin que el SCR conmute al modo de conducción.

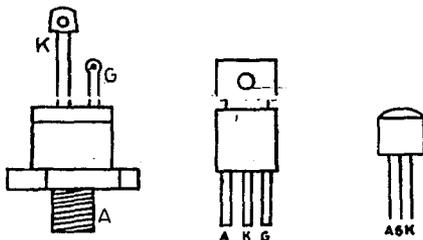


Figura 8 muestra los diferentes tipos de encapsulado del SCR.

TEMA III CLASIFICACION DE LOS INVERSORES.

Basicamente todos los circuitos rectificadores se pueden hacer operar como inversores con cierta modificación, y como tales se dispone de gran número de circuitos inversores, pero principalmente se les puede clasificar bajo dos grandes encabezados.

- 1) Inversores conmutados en línea.
- 2) Inversores conmutados en fuerza.

3.1 CIRCUITOS CONMUTADOS EN LINEA.

En los circuitos conmutados en línea, como el voltaje de C.A. disponible a través del dispositivo pasa por el valor cero, el dispositivo se apaga en forma natural. Sin embargo, tal tipo de circuito inversores pueden solamente operar en un sistema de C.A. en donde la forma de onda de voltaje se mantiene relativamente independiente de la operación del circuito.

3.2 CIRCUITOS CONMUTADOS EN FUERZA.

En el circuito conmutado forzado se necesita de ciertos medios externos para apagar violentamente el dispositivo y los circuitos inversores que se basan en este principio se conocen como circuitos inversores conmutados en fuerza. Si se les opera con los circuitos conmutados en línea, proporcionan en forma independiente una salida de C.A. de frecuencia variable y así tienen aplicación mucho más amplia. Pero como el dispositivo va a apagarse en forma violenta, necesita mucho más circuitos electrónicos que el arreglo de conmutación en línea.

TEMA IV CLASIFICACION DE LOS METODOS DE CONMUTACION.

4.1 CLASIFICACION DE LOS METODOS DE CONMUTACION FORZADA.

Hay seis diferentes clases por las cuales la energía es conmutada para apagar al tiristor.

- Clase A : Auto conmutado por carga resonante
- Clase B : Auto conmutado por un circuito LC
- Clase C : Conmutado por C o LC con tiristor de desvío
- Clase D : Conmutado por C O LC y un tiristor auxiliar
- Clase E : Conmutado por fuente de pulsos externa
- Clase F : Conmutado por líneas de corriente alterna

4.1.2 CLASE A: Auto conmutado por carga resonante. Cuando el tiristor T1 es arrancado la corriente de ánodo fluye y la carga del condensador C en la polaridad indicada. Debido a la resonancia del circuito la corriente fluirá por el tiristor en sentido inverso y éste será apagado. La condición para la conmutación es que el circuito RLC debe ser sobre amortiguado.

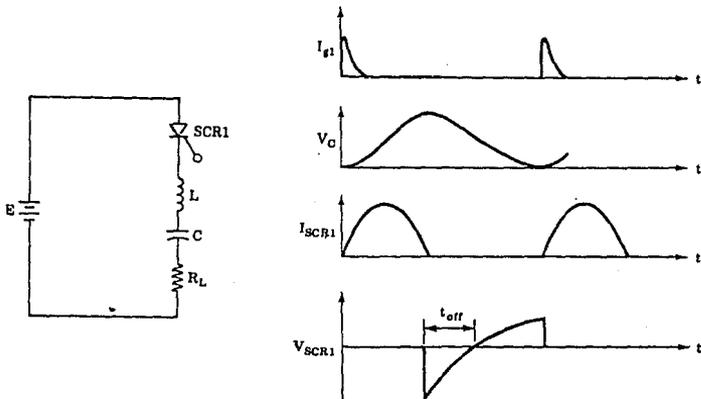
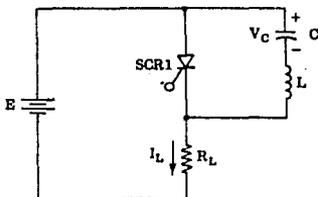


Figura 9 Conmutacion Clase A: Autoconmutado por carga resonante.

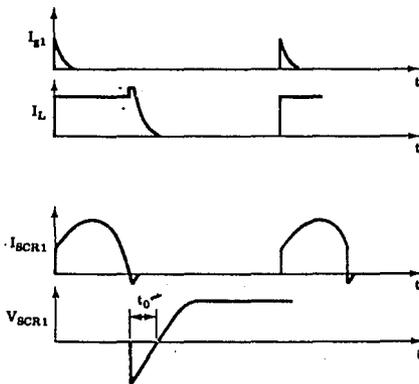
4.1.3 CLASE B: Auto conmutacion por circuito LC. Antes de que el pulso de compuerta sea aplicado, C es cargado con la polaridad mostrada en la figura 10 Cuando el tiristor SCR1 es disparado, la corriente fluye en dos direcciones:

1. - La corriente de la carga I_L fluye a través de R_L
2. - Un pulso de la corriente fluye por el circuito resonante

LC y una carga C con polaridad inversa. La corriente del circuito resonante se invertirá y se antenpondrá el flujo de la corriente de la carga, el tiristor será apagado cuando la corriente inversa del circuto resonante sea mayor que la corriente de la carga.



(a)



(b)

Figura 10 Conmutacion Clase B! Autoconmutado por circuito LC.

4.1.4 CLASE B: Auto conmutado por circuito LC (circuito Morgan) de los ciclos anteriores el capacitor se carga como se muestra en la figura 11 y el reactor está saturado en sentido positivo. Cuando el tiristor T1 es arrancado, el voltaje del capacitor es aplicado inmediatamente saca de saturación en núcleo, por intervalo t_1 a t_2 ver figura 11 la corriente de carga fluye por R simultaneamente el capacitor continúa descargándose.

Cuando el voltaje a través de L2 es aplicado durante el tiempo prescripto el núcleo tiende a saturarse en sentido negativo, la inductancia L2 cambia de un estado no saturado a un valor de saturación negativo. Debido a la saturación del reactor el condensador C se carga mucho más rápido en el intervalo t_2 a t_3 . Un pulso de corriente es producido y ésta empezará a decrecer. El voltaje a través de L2 se invierte debido a la variación de la corriente de ánodo. La inversión del voltaje saca de saturación nuevamente al núcleo, la inductancia sube y recarga al condensador C en el periodo t_3 a t_4 .

El voltaje a través del inductor es fijado por el tiempo necesario para que ocurra la saturación positiva t_4 . En este instante el capacitor es conectado directamente por medio del tiristor via la inductancia saturable L2, si la corriente inversa excede la corriente del tiristor T1 éste será apagado, la carga restante de C es disipada en la carga. El condesador C empezará a cargarse en sentido inverso quedando listo para el siguiente ciclo t_5 .

Es posible diseñar L para que la saturación negativa no ocurra en este caso el pulso de corriente de ánodo de t_2 a t_3 es omitido.

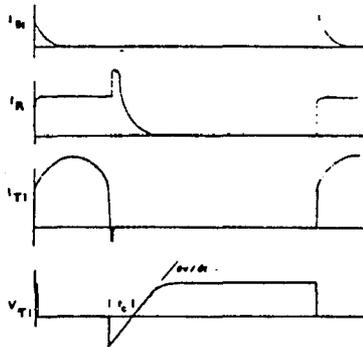
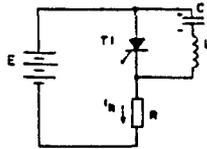
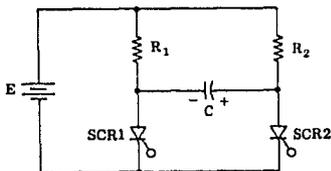
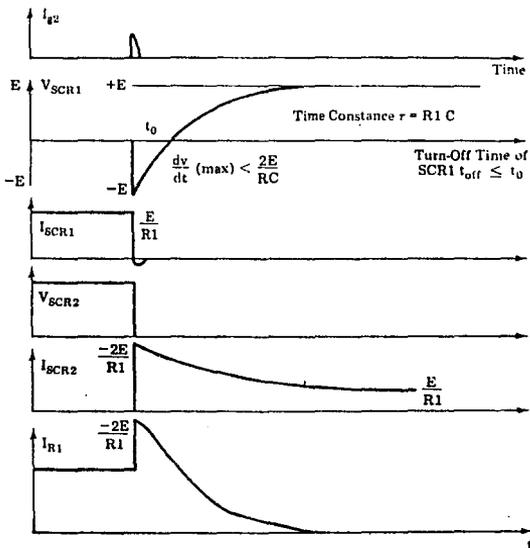


Figura 11 Conmutacion Clase B1 Auto conmutado por circuito LC (circuito Morgan) circuito y formas de onda.

4.1.5 CLASE C: Conmutado por C o LC con tiristor de desvío.
 Suponiendo SCR2 en conducción, C es cargado con la polaridad mostrada cuando SCR1 es arrancado C es conectado a través de SCR2 vía SCR1 y la corriente de descarga de C se opone al flujo de corriente en SCR2, provocando el bloqueo de éste.



(a)



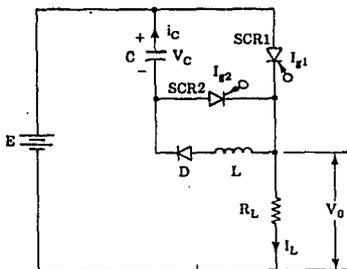
(b)

Figura 12 Conmutacion Clase C| Conmutacion por C o LC con tiristorde desvío.

4.1.6 CLASE D: Conmutacion por C o LC y un tiristor Auxiliar. El circuito mostrado de la figura 13 (clase C) puede ser convertido a clase D si la corriente de carga es transportada por solo uno de los tiristores el otro actúa como un tiristor auxiliar de apagado. El tiristor auxiliar debe poseer una resistencia de ánodo diez veces mayor que la resistencia de la carga.

El tiristor SCR2 debe arrancar primero en el orden de carga con la polaridad mostrada al capacitor C, si C está completamente cargado SCR2 será apagado por falta de corriente.

Cuando SCR1 es disparado la corriente fluirá en dos sentidos; La corriente de carga fluye por R_L la corriente de conmutación fluye a través de C, SCR1, L, y D, cargado C en sentido inverso y bloquea el diodo de arranque D, en este momento el tiristor SCR2 puede ser arrancado para apagar el tiristor SCR1 por medio de C a través de SCR1 via SCR2.



(a)

Figura 13 Conmutacion Clase D| Conmutado por C o LC y un tiristor auxiliar.

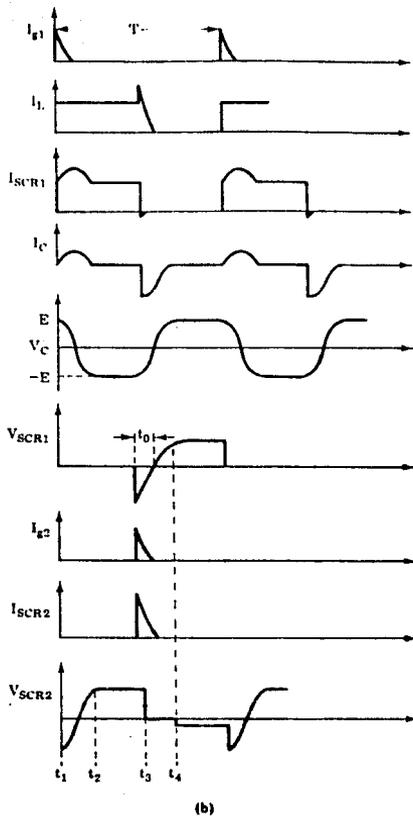


Figura 14 Conmutacion Clase D1 Conmutacion por C o LC y un tiristor auxiliar, formas de onda.

4.1.7 CLASE D: conmutador por C o LC y un tiristor auxiliar. (circuito Jones). Una notable característica de este circuito, es la habilidad para realizar una confiable conmutación. Si C está descargado, y arrancamos al tiristor T1 un voltaje será inducido en L2, por acoplamiento con L1 y C se carga con polaridad mostrada.

Al encender el tiristor T2, T1 es apagado en un tiempo mínimo. Ahora C empieza a cargarse con polaridad inversa, en el siguiente ciclo disparamos el tiristor T1, el capacitor se descarga via T1 y T2 y la polaridad es invertida, quedando listo para el siguiente pulso de conmutación. El voltaje al que es cargado el condensador C en la polaridad mostrada en la figura 15 depende en gran parte por el voltaje inducido por la corriente de carga que fluye por L1, y la carga inversa aplicada por el tiristor T2 cuando éste conduce.

Con cargas pesadas, el voltaje inducido se ve incrementado, reduciendo el ancho de pulso de apagado.

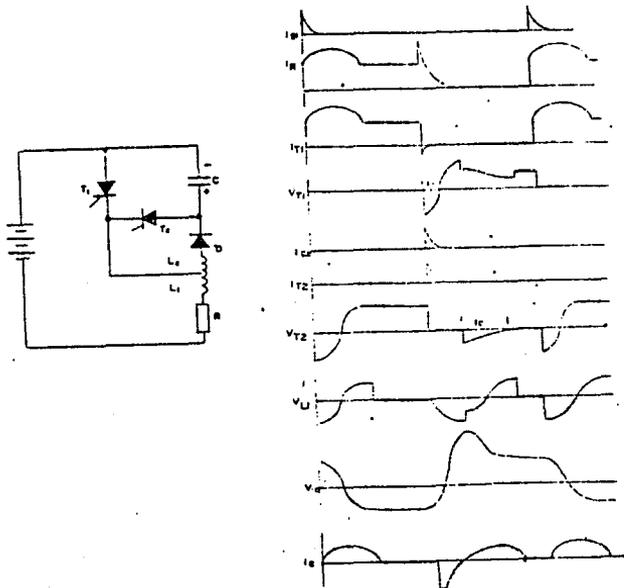


Figura 15 Conmutacion Clase D: Conmutacion por C o LC y un tiristor auxiliar (circuito Jones).

4.1.8 CLASE E: Conmutación por fuente de pulsos externa. Al disparar T1 una corriente fluirá por la carga, para apagar el tiristor T1 debe de excitarse la base del transistor Q1, ésto conectará la fuente E2 a través del tiristor T1 apagándolo éste. Q1 debe permanecer conduciendo durante todo el tiempo de apagado.

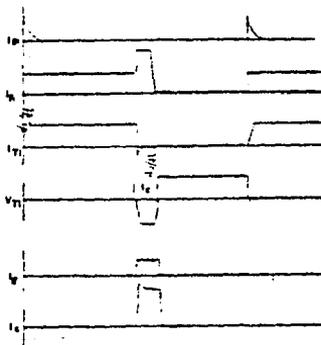
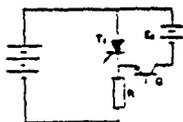


Figura 16 Conmutación Clase E Conmutación por una fuente de pulsos externa.

4.1.9 CLASE E: Conmutación por fuente de pulso externa. El transformador es diseñado con suficiente hierro y entrehierro para que no ocurra la saturación, además de ser capaz de conducir la corriente de la carga con una pequeña caída de tensión.

Al entrar en conducción el tiristor, la corriente fluye por la carga y el transformador de pulsos, para apagar el tiristor un pulso positivo es aplicado al cátodo del tiristor desde un generador de pulsos externo y el transformador de pulso.

El condensador C únicamente se carga a 1 volt y durante el pulso de apagado puede considerarse que tiene una impedancia cero, el pulso aplicado por el transformador invierte el voltaje en el tiristor aplicando la corriente de recuperación y el voltaje negativo necesario para bloquearlo.

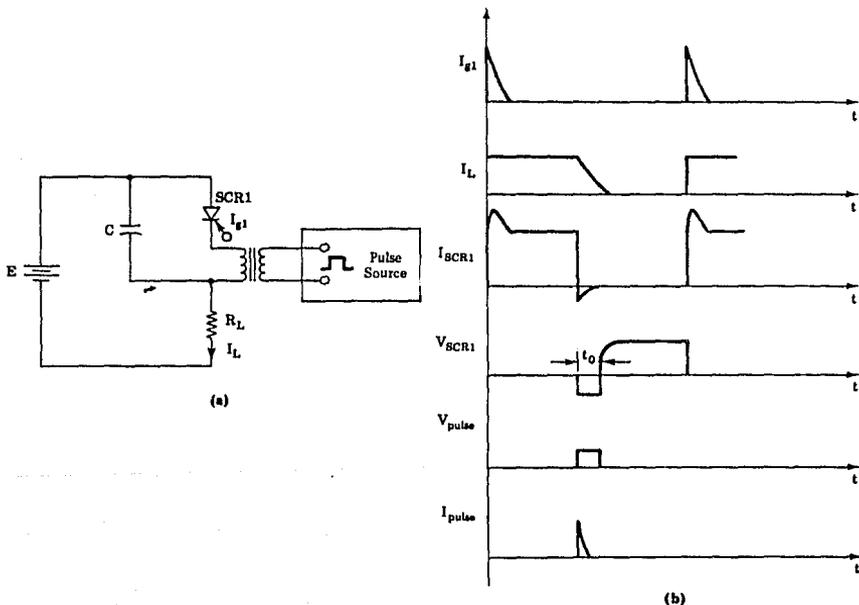


Figura 17 Conmutación Clase E Conmutado por una fuente de pulsos externa.

4.1.10 CLASE E: Conmutación por fuente de pulso externa. Este circuito es importante a causa de no cargar el condensador a través de la carga. Suponiendo que el condensador C está cargado con polaridad mostrada a un voltaje mayor al aplicado por la fuente E. Cuando la corriente fluye en R y L2 y el condensador C forma un circuito resonante, al ser aplicado éste un pulso de corriente recorre a L2, desarrollándose un voltaje sobre L2 el cual es de mayor amplitud al de la fuente de voltaje E. Uno se apagará y el condensador será cargado con polaridad positiva.

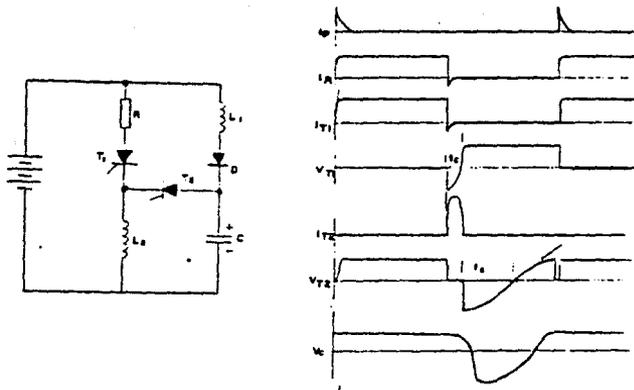


Figura 18 Conmutación Clase E1 Conmutado por una fuente de pulso externa.

L1 debe ser mucho mayor que L2 de esta forma el condensador es cargado en forma resonante via L1 y D a un voltaje mayor que el aplicado por la fuente.

4.1.11 CLASE F: Conmutación por línea de corriente alterna. Si la fuente entrega un voltaje alterno, la corriente fluirá durante la mitad del ciclo positivo en el medio ciclo negativo el tiristor estara apagado debido a la polaridad negativa aplicada al tiristor, la duración del medio ciclo debe ser mayor al tiempo de apagado del tiristor.

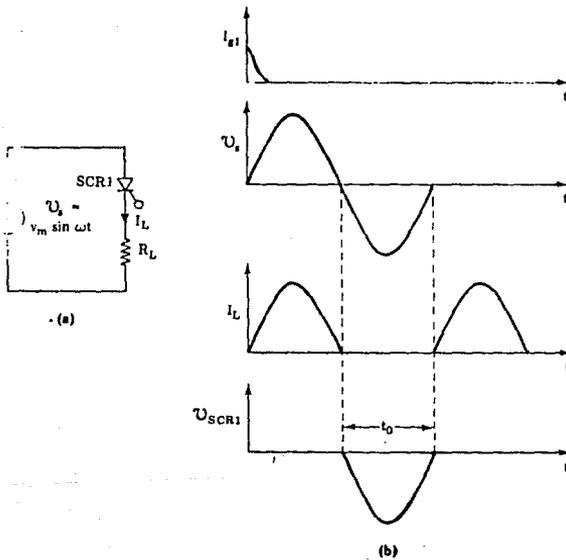


Figura 19 Conmutación Clase F) Conmutación por línea de C. A.

TEMA V EL INVERSOR Y SUS APLICACIONES.

La aplicación mayor que puede tener el inversor se encuentra en el control de velocidad de motor de inducción. Ahora bien se hace una consideración los únicos motores en que se pueden variar sus revoluciones sin modificar su estructura son los motores de C.C.. Ya que en los motores de C.A. se puede hacer variar sus revoluciones, cambiando ó modificando su estructura interna como su rotor ó estator, pero esto trae como consecuencia pérdidas en costos y tiempo.

Sin embargo podemos hacer variar un motor de C.A. aplicandole anteriormente un inversor. La finalidad de aplicarle el inversor es que a este dispositivo podemos controlar la frecuencia de salida que es entregada al motor de C.A. y por consiguiente modificar la velocidad. Ya que hay maquinas en la industria que requieren de diferentes revoluciones para según los propósitos que se requieran.

Las aplicaciones de los inversores más comúnmente usuales a nivel industrial debido a su eficiencia, bajo costo, alto rendimiento y su incremento elevado en aplicaciones, son los que a continuación se dan algunos ejemplos prácticos de ellos.

1.- Los Inversores tienen una aplicación industrial en el sector de mantenimiento en la que cuentan con cintas transportadoras, puentes-grúa, carros de mantenimiento.

2.- Podemos encontrar su aplicación en maquinas empacadoras como son etiquetadoras, transvasadoras, paletizadoras, dosificadoras.

3.- podemos mencionar algunas maquinas que requieren motores de C.A. variables en revoluciones, como el caso de tornos, fresadoras, rectificadoras, dentro de los talleres de maquinas y herramientas.

4.- Dentro de la industria textil tiene sus aplicaciones en maquinas bobinadoras, maquinas de coser, tricotomas, devanadoras.

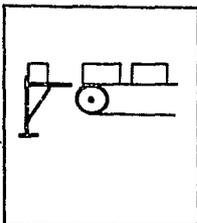
5.-Para estas aplicaciones una adaptacion especial de la ley tensión frecuencia de variación permite mejorar el rendimiento del conjunto motor-ventilador.

6.-Aplicaciones en diversas maquinas que tienen su aplicación en los inversores, como cierras circulares, mezcladoras, secadoras, centrifugadoras, mesas vibradoras.

7.-Se hace mención también a plantas de suministro de energía eléctrica auxiliares, en el cual consiste en que mientras haya un fallo de energía eléctrica, entre en auxilio el sistema de protección, consistente en un banco de baterías y el sistema de inversión.

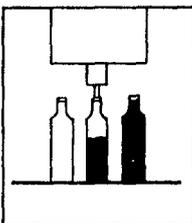
EL INVERSOR Y SUS APLICACIONES

MANUTENCION



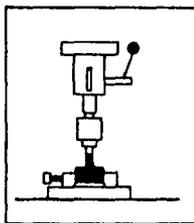
- TRANSPORTADORES
- CINTAS TRASPORTADORAS
- PUENTES - GRUAS
- CARROS D MANUTENCION

MAQUINAS EMPACADORAS.



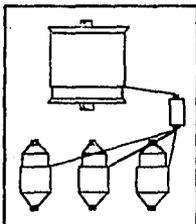
- MAQUINAS ESPECIFICAS
- TRANSVASADORAS
- ETIQUETADORAS
- PALETIZADORAS
- DOSIFICADORAS

MAQUINAS - HERRAMIENTAS



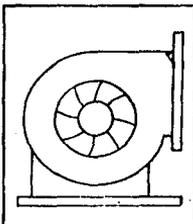
- TALADRADORAS
- TORNOS
- FRESADORAS
- RECTIFICADORAS

INDUSTRIA TEXTIL



- BOBINADORAS
- MAQUINAS DE COSER
- TRICOTOSAS
- DEVANADORAS

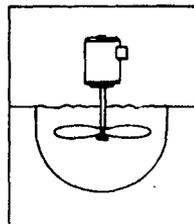
MAQUINAS CENTRIFUGAS



- BOMBAS CENTRIFUGAS
- VENTILADORES

PARA ESTAS APLICACIONES
UNA ADAPTACION ESPECIAL
DE LA LEY TENSION/FRE-
CUENCIA DEL VARIADOR -
PERMITE MEJORAR EL
RENDIMIENTO DEL CON-
JUNTO MOTO-VARIADOR.

MAQUINAS DIVERSAS



- SIERRAS CIRCULARES
- AGITADORAS
- MEZCLADORAS
- TORNILLOS D ARQUIMEDES
- SECADORAS
- CENTRIFUGADORAS
- MESAS VIBRADORAS
- BOBINADORAS

FIG 20

TEMA VI CIRCUITOS INVERSORES BASICOS DE TRES FASES.

La inversión de circuitos de poder usados en C.A., operados en sistemas variables de velocidad se pueden clasificar en dos grupos:

- 1.-Voltaje de Entrada Ajustable (CAVI)
- 2.-Voltaje de salida Ajustable
Modulación por ancho de pulsos (PWM)

6.1 INVERSOR AJUSTABLE POR VOLTAJE DE ENTRADA.

El AVI inversor consiste, en que este tipo se le puede ajustar el voltaje de entrada y con ello tener en forma proporcional el control de voltaje de salida.

Para obtener el ajuste de voltaje de entrada se puede realizar de diferentes formas! La primera seria tener a la entrada de C.A., un transformador con derivación, que a diferentes puntos de tap, nos entrege diferentes valores de voltaje.

El segundo arreglo seria en base a tener un rectificador controlado por medio de SCR y con ello a la vez que rectifica el voltaje de entrada de C.A. a la salida controla la variación de voltaje en C.D. como se muestra en la figura 21.

La tercera configuración seria en tener a la entrada de C.A., un rectificador no controlado por medio diodos y despues seguido de un chopper, como se muestra en la figura 22, con este arreglo lo que se obtenta es que una vez que es rectificada la C.A., por el puente de diodos introduciría al chopper el cual estara constituido por un SCR, el cual debido a las intermitencias de disparo elevadas controlara la variación de voltaje, esto acompañado de un diodo de conducción libre y un arreglo de filtración como se muestra la figura 22.

6.2 INVERSOR AJUSTABLE POR VOLTAJE DE SALIDA. MODULACION POR ANCHO DE PULSOS.

La figura 23. muestra este tipo de arreglo el cual tendra la finalidad de entregarnos a la salida un voltaje y frecuencia variante, este control se realizara en la etapa de potencia de inversión, esta etapa tanto la conmutación como el bloque estaran armonizadas por una señal modulante en frecuencia la cual controlara el voltaje saliente así como la frecuencia de salida. Este tipo de arreglo suele ser uno de los mas economicos y eficases la unica diferencia que estriba es que su diseño es mas complejo a los anteriores.

INVERSOR CONTROLADO POR VOLTAJE ENT.

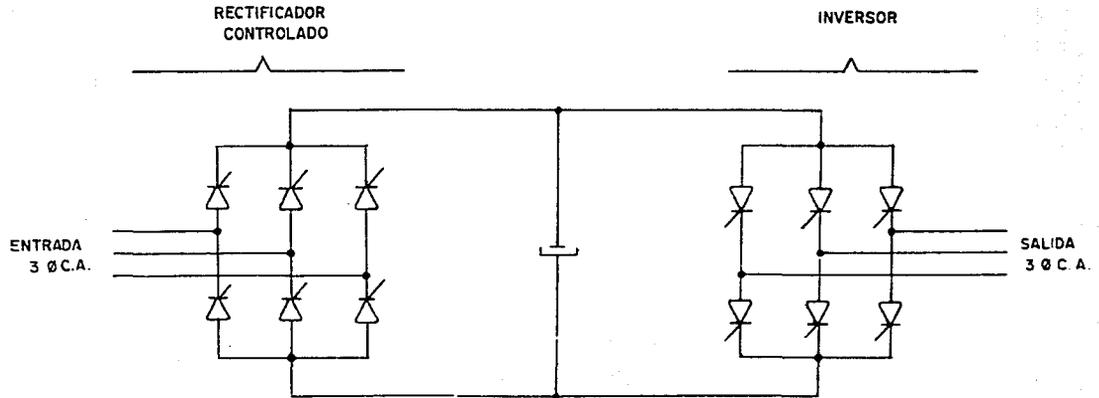
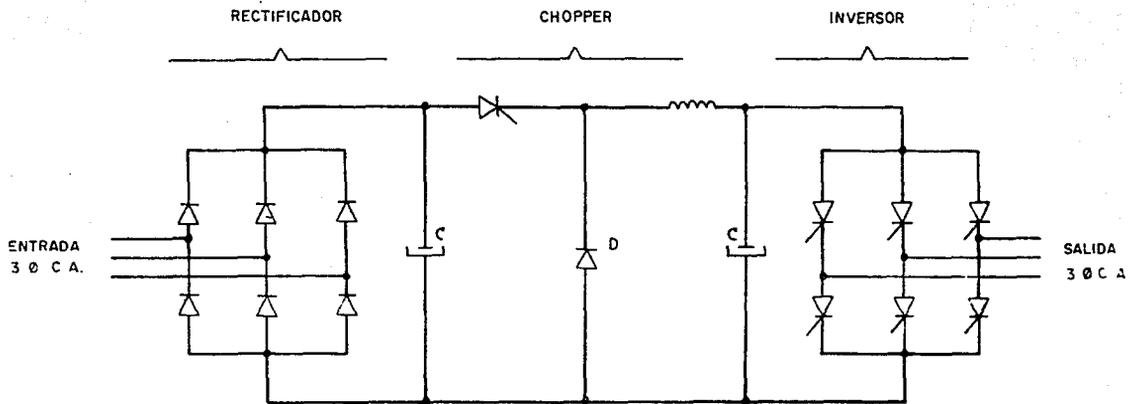


FIG. 21

INVERSOR CONTROLADO POR VOLTAJE FREC.



37

FIG. 22

INVERSOR POR MODULACION DE PULSOS

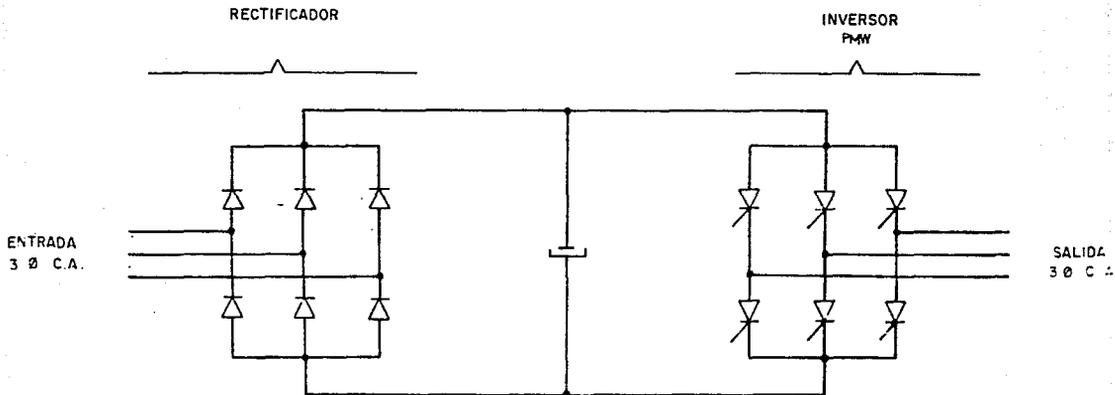


FIG. 23

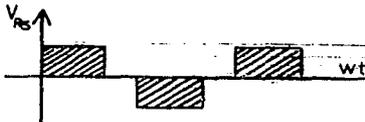
TEMA VII DISEÑO DEL CIRCUITO INVERSOR.

7.1 TENSION DE FRECUENCIA DE ENTRADA.

El equipo ha sido diseñado para conexión directa a 220 volts \pm 15% trifásica, 50/60 Hz \pm 5%. En un sistema cuya tensión de operación sea distinto se hace necesario la conexión de un transformador adicional en serie. Si la red de alimentación tiene frecuencia de operación diferente de 50/60 Hz es necesario hacer algunas modificaciones, la figura 24 muestra el diseño a bloques.

7.2 TENSION DE SALIDA.

El voltaje 3ϕ de salida es no-senoidal; es también independiente del factor de potencia ($\cos \phi$), de la carga.



La razón del valor efectivo (rms) de la onda fundamental al valor efectivo de la tensión de salida es aproximadamente 0.95

7.3 CORRIENTE DE SALIDA.

La corriente por fase es dependiendo del factor de potencia ($\cos \phi$) de la carga.

7.4 FRECUENCIA DE SALIDA.

La frecuencia de salida puede ser ajustada constantemente entre 20 Hz y 200 Hz.

La exactitud de la frecuencia citada es mantenida a través de un cambio de temperatura = 10° en el rango comprendido entre 15°C y 35°C , dicha frecuencia es independiente de la carga.

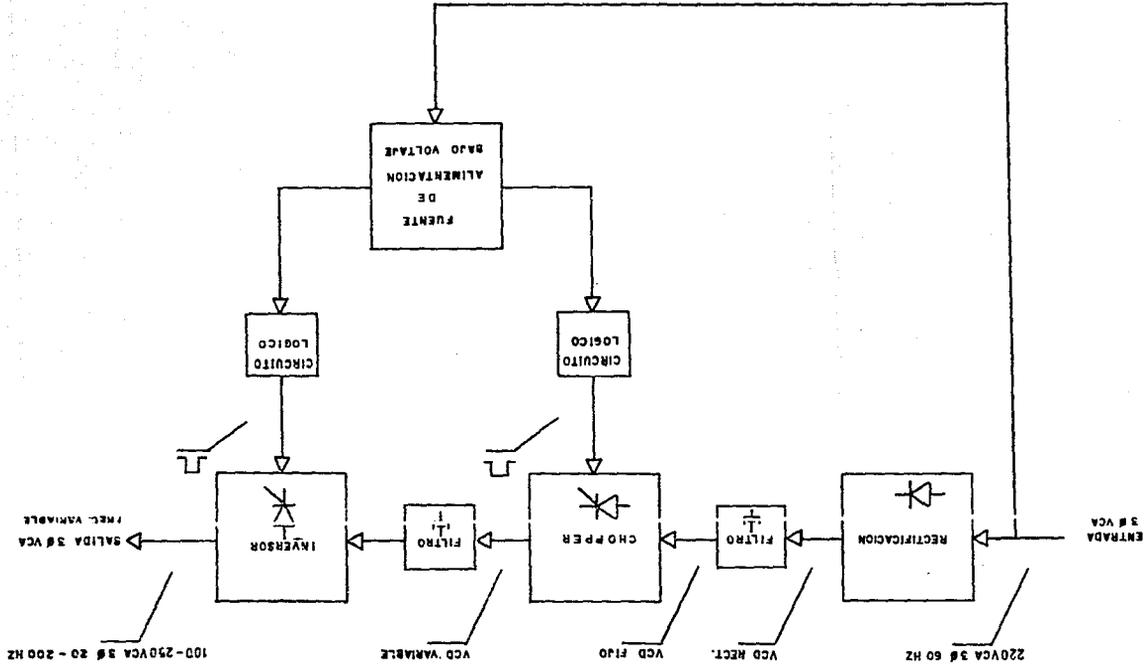


FIG. 24

7.5 POTENCIA NOMINAL DE SALIDA.

La potencia nominal de salida del convertidor de frecuencia es calculada a partir de la corriente nominal y el máximo voltaje nominal de salida.

$$P_{n_{sal}} = V_{n_{max}} \cdot I_n \cdot 3 \text{ VA}$$

Dicha potencia tiene valores permisible en un rango bastante amplio entre $\cos \phi = 1$ y 0.1 atrasado. Lo anterior es aplicable para una temperatura ambiente 35°C .

7.6 MODO O SECUENCIA DE OPERACION.

El arreglo ó circuito básico del convertidor de frecuencia estático se muestra en la figura 25 en la parte inferior el voltaje de C.A. es rectificado y en la parte superior los bloques de voltaje de C.D. se componen ó suman para formar un sistema secundario de C.A. 3ϕ con frecuencia independiente de la C.A. suministrada.

Conectando los buses de alimentacion (a) se tiene un rectificador de silicio (b) el cual suministra un voltaje de salida de C.D. controlable formados por el rectificador y el chopper.

Los capacitores que actúan como filtros en el anillo de C.D. (f) eliminan las armonicas a partir de las siguiente etapa de inversión y absorben las corrientes reactivas de las cargas conectadas.

- | | |
|--|--|
| a). -Sistema de suministro de C.A. 3ϕ | e). -Rectificador de silicio no controlado (Diodos). |
| b). -Rectificación y control de VCD. | f). -Anillo de C.D. |
| c). -Convertidor de conmutación forzada. | g). -tiristores de apagado. |
| d). -Frecuencia variable. | h). -Tiristores principales. |
| | i). -Diodos de conducción libre. |
| | j). -Chopper. |

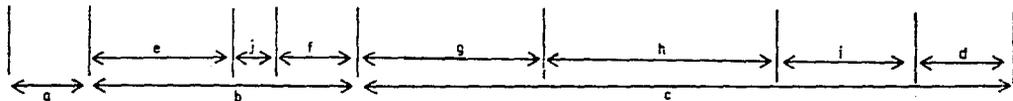
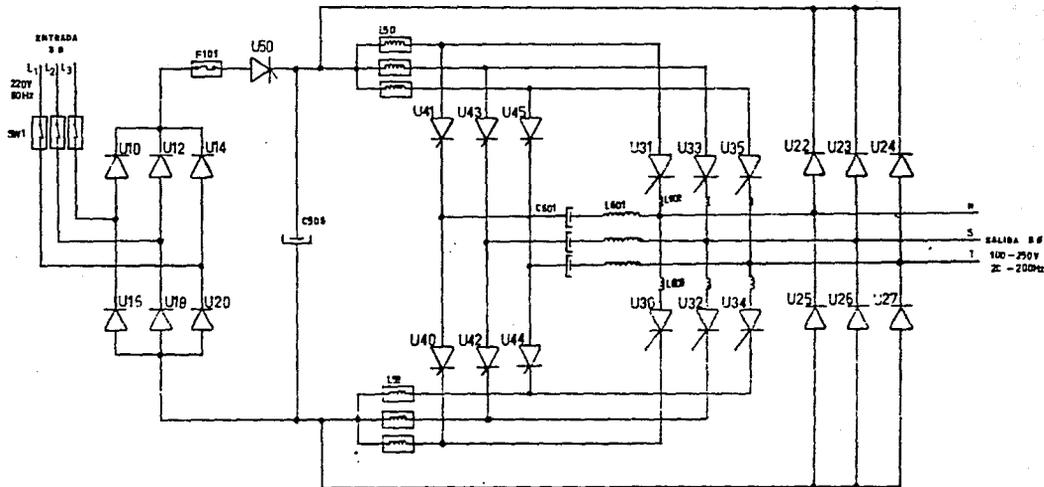


FIG 25

El convertidor de conmutación forzada (c), consta principalmente de seis tiristores (h), los cuales cuando son disparados en la secuencia correcta, producen los voltajes de salida de C.A. 3ϕ en forma de bloks, como los que se muestran en la figura 26 los diferentes estados de switcheo son establecidos cada 60 grados eléctricos y las respectivas fases son alimentadas con voltaje de salida. La figura 27 por ejemplo, muestra el estado de switcheo el cual, de acuerdo a la figura 26 existen entre 60 y 120 grados eléctricos cuando los tiristores U31, U32 Y U34, están en estado de conducción.

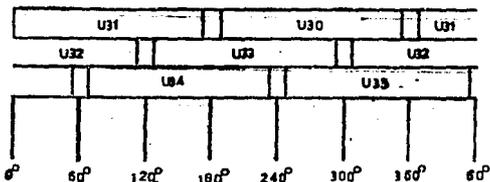


Figura 26 periodo de conducción de los tiristores principales.

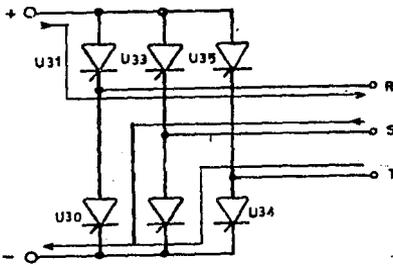


Figura 27 estado de switcheo de los tiristores principales.

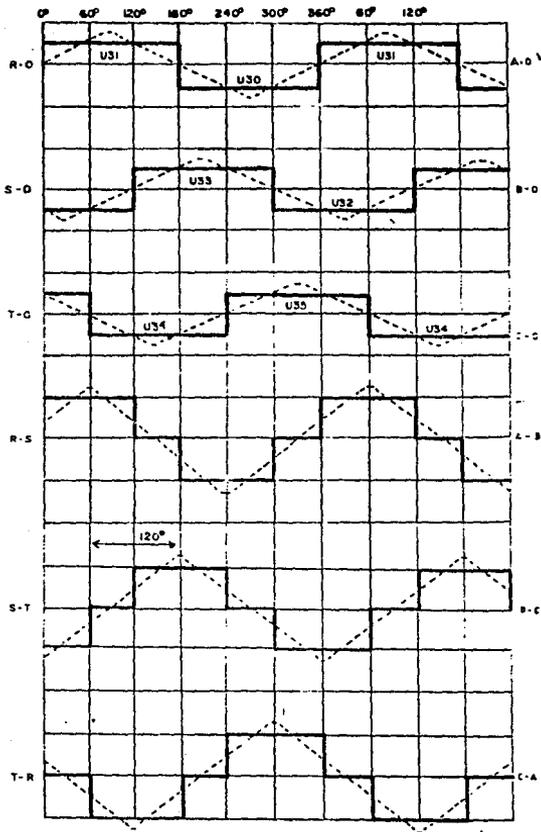


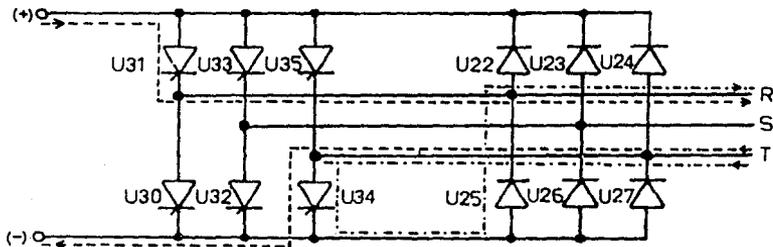
FIG 28

La figura 28 tiene como base, los tiempos de disparo a cada 60° eléctricos, en los cuales nos indica, los tiristores que en ese momento se encuentran conduciendo, y su respectivo voltaje provocado por el tiristor, como también nos muestra la línea punteada que asemeja la representación de la onda senoidal.

Las terminales de salida (R,S,T) del convertidor de frecuencia llevan tensiones en la secuencia que se muestra en la figura 28, con respecto a un punto medio imaginario ω (cero), de la fuente de voltaje de C.D.. Los voltajes fase-fase (R-S), están formados a partir de la diferencia de estos dos voltajes en un momento dado.

Teniendo una carga inductiva, el flujo de la corriente inductiva no puede ser interrumpido súbitamente después de que un tiristor ha sido puesto en estado de no conducción. Debido a que la carga inductiva retiene o almacena corriente, por este caso es necesaria de la utilidad de los diodos de conducción libre para vertir la corriente restante de la carga.

Con un factor de potencia de 0.85 por ejemplo, la corriente continúa fluyendo durante aproximadamente 30° eléctricos. Esto es posible debido a la corriente reactiva de los diodos (d) en la figura 25 también llamados diodos de conducción libre. La figura 29 nos muestra la utilidad de los diodos de conducción libre, cuando son conmutados los elementos U31 y U34, el exceso de corriente reactiva provocada por la carga es revertida por el diodo U25 hacia la misma carga.



Tiristor U31 ----
Diodo U25 -.-.-

Figura 29 Toma de exceso de corriente reactiva por el diodo.

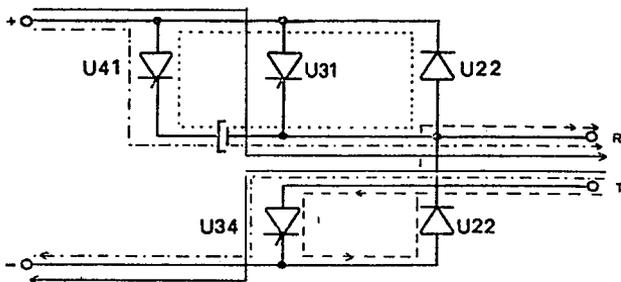
La conmutación de la corriente, a partir del circuito de alimentación al circuito de conducción libre después de que el tiristor U31, ha sido puesto en no conducción se muestra la figura 30.

Figura 30 Proceso de conmutación con el capacitor cargado con polaridad opuesta.

----capacitor con polaridad opuesta.

.....sobre corriente de suministro tomada por el diodo de conducción libre.

— conduction de los tiristores principales, U31,U34.



7.7 ANALISIS DE CONMUTACION.

A diferencia del convertidor de elementos principales de conmutación, el inversor de conmutación forzada deberá conmutar la corriente el mismo pues la carga generalmente no provee la potencia reactiva de conmutación necesaria.

El proceso de conmutación forzada deberá ser explicado breve y concisamente como a continuación se ejemplifica.

7.7.1 ANALISIS DEL CIRCUITO DE CONMUTACION.

El tiristor U31, se encuentra en estado de no conducción, al fin de los 180° se da un impulso para los tiristores principales U31, el tiristor U41, que estaba en estado de no conducción es disparado por un impulso corto después de aproximadamente $50\mu s$ (figura 30 y 31). El capacitor de conmutación C601, es cargado en el estado mostrado, y descargado en sentido opuesto a la frecuencia que se encuentra en el convertidor U31, hasta aquí el tiristor permanece en estado de no conducción.

La carga remanente del capacitor circula a través de U22, cargando el reactor L50, así mismo C601, es cargado con polaridad opuesta y se encuentra preparado para sacar de conducción a U30. El tiempo medio de sobrecambio del circuito LC. (el cual está compuesto de C601 y L50), determina el período del voltaje inverso de bloqueo del transistor principal U31, siguiendo la corriente en un valor de cero durante el cual el voltaje es aplicado en una dirección inversa.

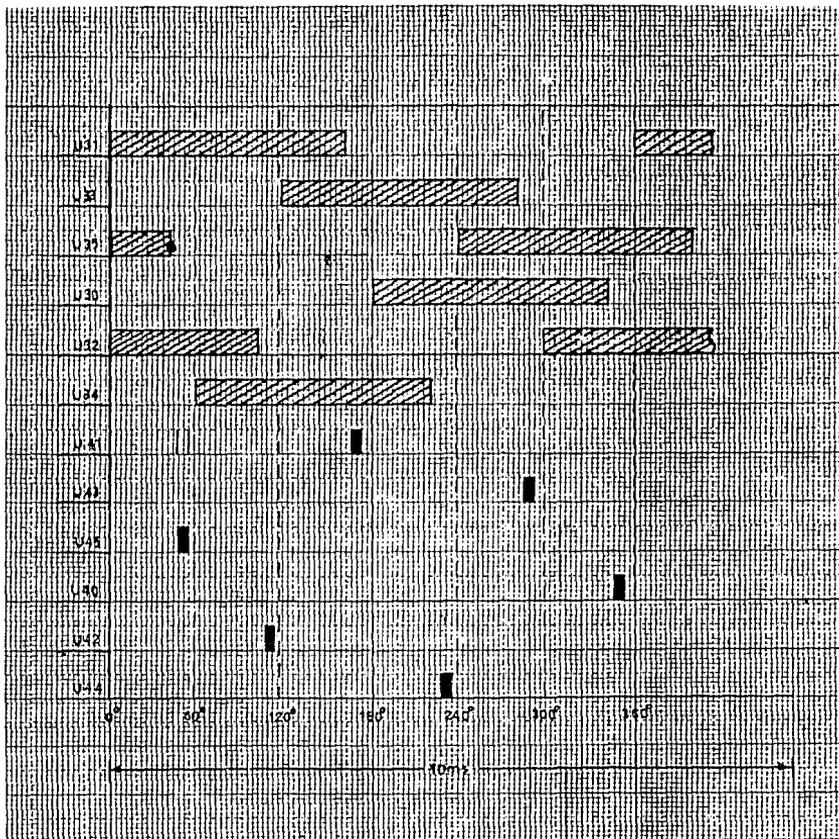
Cuando la corriente en el capacitor ha decaído se completa el proceso de conmutación y la corriente del tiristor principal U31, ha sido conmutada hacia el diodo de conmutación libre U25.

La carga del capacitor es hecha intervenir para la corriente particular que se menciona al ser puesto fuera de servicio por medio de la carga, al reactor L50.

Una energía magnética ($Lxj^2/2$) la cual es proporcional al cuadrado de la corriente de carga es almacenada y liberada en la carga al reactor.

Esto viene a cubrir las pérdidas del sobrecambio y el voltaje a través de C601, se ajusta automáticamente por sí sólo, a la magnitud de la corriente que será cortada durante el siguiente medio ciclo.

Figura 31 Impulso de disparo para los tiristores principales y los tiristores de apagado.



7.8 CONTROL DE FRECUENCIAS

El control de frecuencia tiene la función principal de dar a los tiristores la secuencia exacta de encendido y apagado de cada uno de ellos.

El valor de referencia de la frecuencia, es fijado en un circuito integrado generador de pulsos de reloj, el cual controlara el periodo de tiempo a través de un potenciómetro, para después introducirlo al circuito lógico divisor entre dos, que seguirá en serie de un circuito lógico contador binario el cual generara la base de conteo, seguido de un arreglo de corrimiento de datos, el cual tendrá la finalidad de tener un pulso en la secuencia correcta. Estos impulsos lógicos son distribuidos y introducidos, a través de opto-acopladores a las compuertas de los diferentes SCR para así obtener el control de encendido y apagado de los diferentes tiristores.

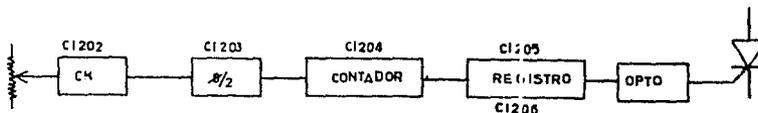


Figura 32

7.9 PROTECCION CONTRA CORTO CIRCUITO.

En el caso de presentarse subitamente corto circuito a la salida de convertidor de frecuencias estará provisto de un arrancador electro-magnético el cual estará protegiendo entre el convertidor y la carga aplicada, no contemplado en los diagramas. En el caso de que el corto circuito se presente en la etapa de conmutación forzada, estará provisto de un dispositivo de protección F101, como se muestra en la figura 25 y el diagrama principal.

En la parte de la entrada, entre la parte de suministro de energía eléctrica y el convertidor se encontrará un interruptor electro-magnético SW1 para prevenir cualquier sobre carga de energía eléctrica que pudiese registrar el convertidor.

Y así de esta forma tendremos una mejor protección tanto en nuestros componentes del convertidor como en la carga aplicada y en la red de suministro.

7.10 FILTRADO DE TENSION DE SALIDA.

Para reducir la armónicas de la tensión de salida del inversor de frecuencia fija ó poco variable, además de los procedimientos anteriormente expuestos que se refiere a la síntesis de onda en puente, puede disponerse un filtro de salida que permita el paso fundamental y lo impida a las armónicas.

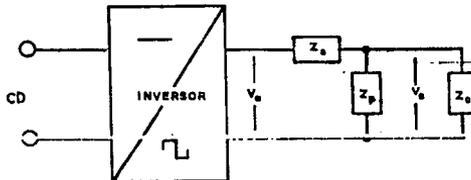


Figura 93

La figura anterior contiene una configuración constituida por el elemento inductivo L generalizado. La rama serie debe tener una impedancia baja a la frecuencia de la onda fundamental para que no haya pérdida de tensión y alta a la frecuencia de los armónicos para que absorba la tensión de armónicas generadas por el puente. La rama paralelo debe comportarse de forma opuesta para no cargar al inversor con intensidad de frecuencia fundamental y para cortocircuitar la corriente de armónicos. Se llama atenuación del filtro para una determinada frecuencia a la relación entre tensión de salida y de entrada a dicha frecuencia. Llamado $Z_s(n)$ y $Z_p(n)$ a las impedancias de las ramas serie y paralelo para el armónico de orden n se tiene para funciones en vacío:

$$\text{atenuación } (n) = \frac{Z_p(n)}{Z_s(n) + Z_p(n)}$$

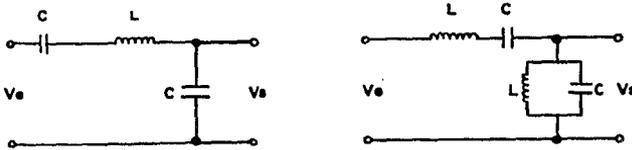
$Z_s(n)$ y $Z_p(n)$ dependen de la frecuencia considerada y por tanto, lo mismo le ocurre a la atenuación, que suele ser mayor para frecuencias más elevadas debido al comportamiento inductivo de $Z_s(n)$ y capacitivo de $Z_p(n)$.

En caso de tener una cierta carga de impedancia $Z_c(n)$ la atenuación mejora porque la impedancia paralelo $Z'_p(n)$ a considerar sería el equivalente de $Z_p(n)$ y $Z_c(n)$.

$$Z'_P(n) = \frac{Z_P(n)Z_C(n)}{Z_P(n) + Z_C(n)}$$

siempre menor que $Z_P(n)$.

En la figura 33b se presenta algunos de los filtros en L más utilizados. Los que tiene en la rama serie una bobina sola tiene el inconveniente de que se pierde en ella tensión de la frecuencia de la frecuencia fundamental. Los que tienen en la rama paralelo un condensador sólo tiene el inconveniente de que se deriva por él una parte de la intensidad de frecuencia fundamental.



La figura 33b muestra algunos filtros.

Ambos inconvenientes se pueden eliminar en los inversores de frecuencia fija utilizando ramas resonantes sintonizadas a la frecuencia, de forma que a dicha frecuencia!

$$\omega_1 L_S = \frac{1}{\omega_1 C_S}$$

$$\omega_1 L_P = \frac{1}{\omega_1 C_P}$$

con lo que!

$$Z_S(1) = j\omega_1 L_S - j \frac{1}{\omega_1 C_S} = 0$$

$$Z'_P(1) = \frac{(j\omega_1 L_P) \left(-j \frac{1}{\omega_1 C_S} \right)}{1} = \alpha$$

$$(j\omega_1 L_P) + \left(-j \frac{1}{\omega_1 C_P} \right)$$

y por tanto la caída de tensión en la rama serie es nula y el consumo de intensidad en la paralela también lo es.

La atenuación de un filtro de este tipo para un armónico de orden n puede deducirse sustituyendo en la ecuación primera de este tema las expresiones de $Z_s(n)$ y $Z_p(n)$ para la frecuencia $n\omega$, y resulta:

$$\frac{V_s(n)}{V_s(n)} = \frac{1}{1 - (n - \frac{1}{n})^2 \frac{C_p}{C_s}}$$

Debido a que en el inversor se maneja una frecuencia variante se puede determinar el filtrado en base al rango que se esta operando. Por tal motivo es mejor instalar un filtro pasivo en el cual establece que este tipo de filtrado puede manejar potencias elevadas, ademas la configuracion de estos elementos es menos costosa y su ganancia es unitaria, el filtro mas sencillo de diseñar en sus elementos es el pasa bajas, como a continuación se describe.

$$F_c = \frac{1}{\pi (LC)^{1/2}}$$

F_c = Frecuencia de Corte.
 L = Inductor.
 C = Capacitor.

Se considera el valor del capacitor = 0.001 μ f

$$L = \frac{1}{\pi^2 F_c^2 C}$$

$$L = \frac{1}{\pi^2 (200)^2 (0.001 \times 10^{-6})}$$

Por consiguiente! $L = 2.5$ mH.

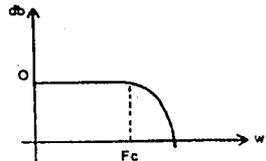
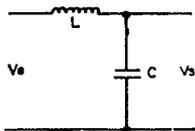


Figura 33c muestra el circuito de filtracion y su grafica.

TEMA VIII DISEÑO DE LAS DIFERENTES ETAPAS DEL INVERSOR.

8.1 RECTIFICACION.

El sistema de rectificación principal ó de entrada al inversor se hace a base de una configuración tipo puente y se encuentra dentro de los rectificadores no controlados, como se muestra en la figura 34.

Los rectificadores no controlados están formados exclusivamente por diodos. La relación entre la tensión de C.A. y la de C.C, es constante.

Al no existir semiconductores controlados no hay circuitos de mando, por lo que la simplicidad y la fiabilidad de estos equipos son muy grandes, no hay problemas de bloqueo. En régimen estacionario los diodos van entrando y saliendo de conducción de una forma natural obligados por la fuente de alimentación.

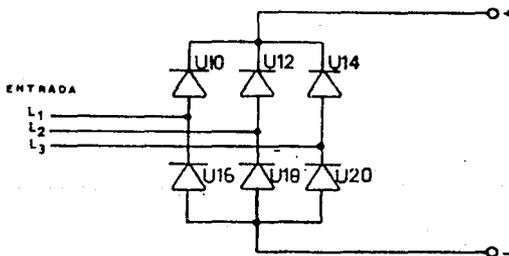


Figura 34a Rectificador no controlado trifasico.

La figura 34a muestra el circuito rectificador y la figura 34b muestra los intervalos para cada periodo de tiempo de fase y la resultante a la salida del rectificador para cada conducción de diodo.

La figura 34b en la parte de inferior se muestra las formas de onda que entran al rectificador del suministro de las líneas L₁, L₂, y L₃, desfasadas una con respecto a la otra 120° grados electricos, con una frecuencia de 60 hertz, y un voltaje de pico de 380 volts. En la parte de arriba de esta misma figura 34b se muestra la forma de onda despues de que es rectificada obteniendose el voltaje pico multiplicado por la raiz de tres con una frecuencia de 360 hertz.

Los semiconductores que integran al puente rectificador son de tipo IN1182 con un voltaje maximo de pico repetitivo 300 Vp. y una corriente de operacion de 35 amp. para una fase, de la marca General Electric.

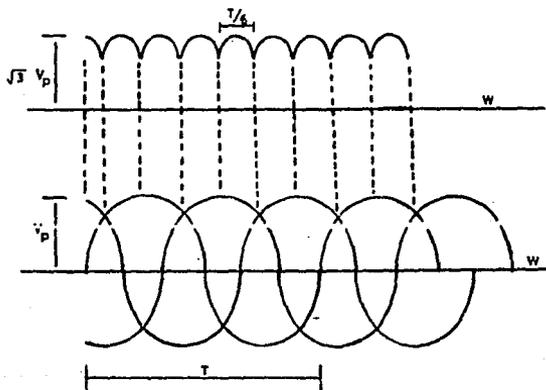


Figura 34b Rectificador no controlado trifásico formas de onda.

8.2 FUENTE REGULADA A 5V Y 12V.

Esta fuente constituida por un transformador de bajada (T101), con entrada para 127VCA y salida con tap central para 5VCA y 12VCA, y una corriente de carga de 1 amper, como se muestra en la figura 35, el rectificador de encapsulado integral (W02M), un circuito integrado lineal (LM7805) regulador a +5V, acompañado de un sistema de filtración constituido por C201, C202, y C203. Estos elementos nos proporcionan un voltaje de tensión regulado a +5V de corriente directa para alimentar los elementos digitales conectados a esta fuente como se muestra en la figura 35.

La fuente de suministro de voltaje a +12V la constituye el mismo transformador (T101) tomando de la parte del secundario un tap para regular a 12V através de un puente W02M (CR101), seguido de un filtro C101. Esta misma fuente de alimentación nos sirve para alimentar a cada uno de los opto-acopladores.

Como se obserba se toma por separado la alimentación de los opto-acopladores debido a que son mas sensibles de dañarse por estar operando en la etapa de potencia.

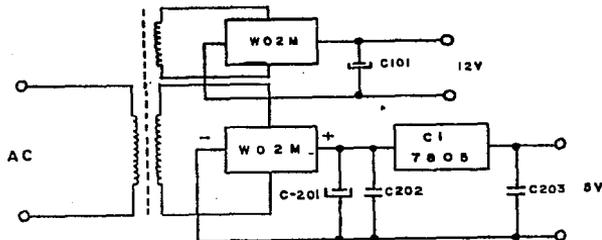


Figura 35 Fuente regulable a +5VCD y +12VCD.

8.3 GENERADOR DE PULSOS DE RELOJ.

Con el objeto de sincronizar las señales de disparo a una base fundamental de tiempo, existe en la electrónica digital un pulso periódico muy exacto, cuyo nivel baja y sube alternativamente y con el cual se celebra toda actividad dentro del sistema. A este pulso se le llama reloj y constituye una de las partes de la unidad de control. Los niveles de todas las líneas, incluyendo los códigos de control, deben encontrarse estables, sin variaciones y con sus valores oportunos, en el momento que se levante el nivel de reloj y dispare a su subida los contadores y los registros de datos dentro del sistema.

El generador de pulsos de reloj constituido por un circuito astable (LM555), y un arreglo de resistencias y capacitores, donde el periodo de tiempo viene dado por la siguiente fórmula.

T = Período de Tiempo
F = Frecuencia
C = Capacitancia
R = Resistencia

$$T = t_1 + t_2$$
$$t_1 = 0.69(R_a + R_b) C_2$$
$$t_2 = 0.69 R_b C_2$$
$$F = 1/T$$

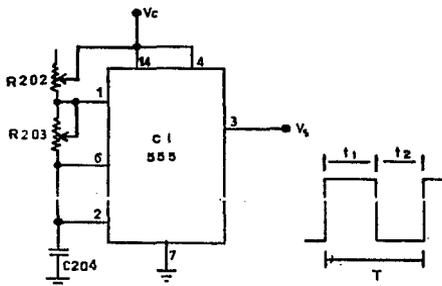


Figura 36 muestra el generador de pulsos de reloj.

Apartir de las fórmulas descritas en la figura 36 se determina el periodo de tiempo y sus elementos del generador de pulso de reloj tomando en cuenta las formas de onda de la figura 28 se determina lo siguiente.

Primeramente que los tiristores principales trabajara cada uno 180° grados eléctricos cada uno de ellos, como se muestra la figura 26 y 27.

Segundo que al obtener la forma de onda resultante de salida para una frecuencia de 20Hz a 200Hz y realizar el calculo para determinar los componenetes del generador de pulsos.

Determinando el valor del potenciometro R202 para variar de 20Hz a 200Hz.

Realizando el calculo para determinar el valor minimo del potenciometro, se realiza en base a la frecuencia minima 20Hz.

$$F = 1/T$$

la frecuenciade salida.

$$F = 20\text{Hz.}$$

$$T = 1/20 \text{ seg.}$$

Se introducen 20 pulsos de reloj para un periodo de tiempo de salida de $1/20$ seg, para 360° , de donde se obtiene que un pulso de reloj equivale a:

$$T_{ck} = 1/400 \text{ seg.}$$

de lo que se deduce que para obtener a la salida de inversor 20Hz se necesitan tener una frecuencia del reloj de 400Hz.

$$F_{ck} = 400\text{Hz.}$$

por lo tanto:

$$T = t_1 + t_2$$

$$t_1 = t_2$$

$$t_1 = 1/800 \text{ seg.}$$

$$t_2 = 0.69 R_b C_z$$

$$R_b = \frac{t_2}{0.69 C_z}$$

$$R_b = \frac{1/800}{0.69 (0.01 \times 10^{-6})}$$

$$R_b = 180k \text{ ohms.}$$

por tanto para generar una frecuencia de 20Hz. a la salida del inversor se necesita instalar en el circuito una resistencia de R_b 180k ohms.

Realizando el calculo para determinar la resistencia maxima del potenciómetro para una frecuencia de salida de 200Hz. en el inversor.

$$F = 200\text{Hz.}$$

de donde el periodo de tiempo para 200Hz es!

$$T = 1/200 \text{ seg.}$$

de donde 20 pulsos de reloj equivalen a $1/200$ seg.

por consiguiente 1 pulso de reloj es $= 1/4000$ seg.

de donde sabemos que el periodo de tiempo es!

$$T = 1/4000 \text{ seg.}$$

$$T = t_1 + t_2$$

$$t_1 = t_2$$

$$t_1 = 1/8000 \text{ seg.}$$

$$t_2 = 0.69 R_b C_z$$

$$R_b = \frac{t_2}{0.69 C_z}$$

$$R_b = \frac{1/8000}{0.69 (0.01 \times 10^{-6})}$$

por consiguiente para una frecuencia de 200Hz. se requiere una resistencia de $R_b = 18k$ ohms.

De donde se tiene que para variar de 20Hz a 200Hz se necesita variar la resistencia R202 desde 18k ohms a 180k ohms. Por lo que se instala un potenciómetro R202 de 220k ohms.

8.4 CIRCUITO DIGITAL DIVISOR ENTRE DOS.

Este arreglo tiene la finalidad de que al entrar una señal de tipo digital sera dividida entre dos, este arreglo se puede realizar con flip-flop, como se muestra en la figura 37.

Esta señal de entrada estara integrada por una señal de reloj la cual sera dividida entre dos, que sera la señal de salida, lo cual no perdera sus cualidades de señal de reloj, lo unico que diferenciara que sera la mitad de la frecuencia de entrada. Se instalo este arreglo entre el reloj y el contador debido a que es mas operable trabajar con menor numero de pulsos de reloj para diseñar al contador ya que se simplifica mejor al usar menor numero de elementos que contiene al contador.

EL circuito divisor construido por un medio de CI 74LS74 el cual contiene dos flip-flop integrados, la figura 37 muestra el arreglo.

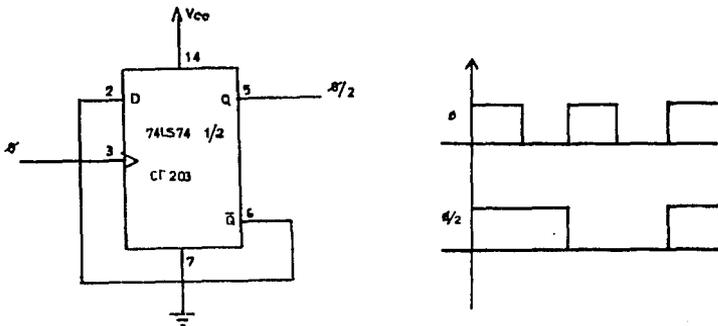


Figura 37 divisor entre dos.

8.5 CONTADOR BINARIO.

Construido con un arreglo de 4 flip-flop y algunas compuertas, realizan la función de entregar un conteo estable y preciso que se tomara como la base de datos para despues realizar el corrimiento de datos con los circuitos posteriores. Este tipo de contador esta diseñado para operar con 10 pulsos de entrada, entregados por el divisor, de estos 10 pulsos se realiza el conteo de 4 pulsos en estado alto por 6 pulsos en estado bajo, con esto 4 y 6 pulsos se completa el ciclo completo, la figura 39a muestra los diferentes pulsos de reloj (CK), los pulsos del divisor ($\phi/2$) y la salida del contador.

El arreglo del contador lo constituyen dos circuitos integrados 74LS74 contenidos en cada uno por un par de flip-flop de tipo D, una compuerta AND de tres entradas CI207, una compuerta NAND de tres entradas CI208 y una compuerta OR de dos entradas CI209, estos elementos constituyen al contador, la figura 38 muestra el arreglo de dicho contador.

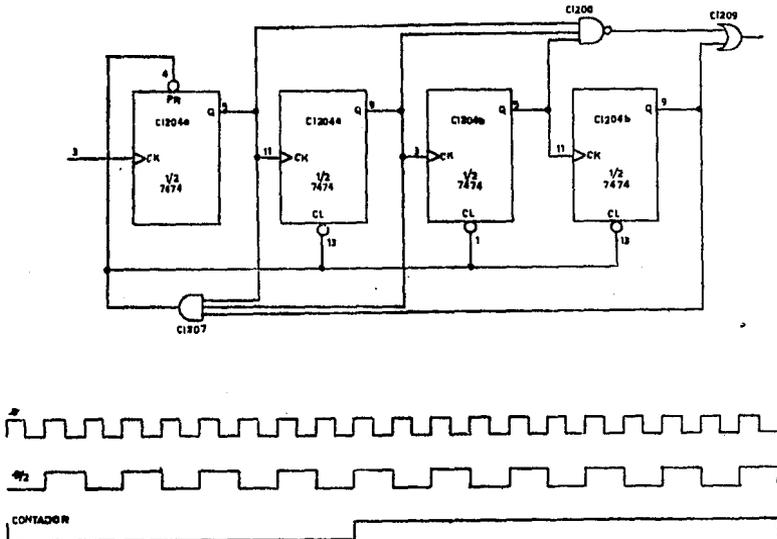


figura 38 contador binario.

8.6 REGISTRO DE CORRIMIENTO DE DATOS.

ENTRADA SERIE SALIDA PARALELO.

Representados por elementos contruidos a partir de flip-flop con el propósito de contener y entregar una información de tipo binaria. Se contruye con flip-flop de tipo D, masestro-esclavo, en paralelo, con un control comun a todos ellos conectados a la entrada de reloj, se encuentra un sistema de desactivación llamado Clear por si desea no seguir mandando pulsos al sistema de potencia.

En este registro, las salida de los flip-flop tipo D se conectan a las entradas de los inmediatos siguientes, de tal manera que al ser disparados simultaneamente, exista un corrimiento del dato a la derecha, la figura 39a muestra el arreglo de uno de los dos circuitos integrados que realiza el corrimiento de datos.

Cada circuito integrado viene contenido por 8 flip-flop de tipo D como se muestra en la figura 39a, se usaran dos circuitos integrados octales ECG74LS374 los cuales haran un arreglo de 16 elementos flip-flop conectados uno seguido de otro, obteniendo asi 16 salidas del registro de las cuales se tomaran las salidas correspondientes como se muestra el la figura 39b.

Las tomas de las salidas del registro se toman en base a los tiempos y grados electricos de disparo de la figura 31.

El corrimiento de datos sera controlado por el circuito integrado CI 501.

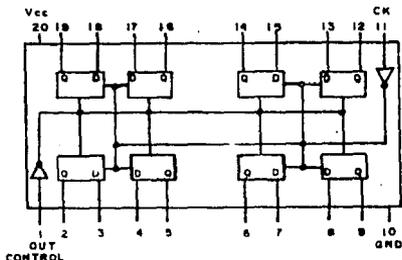
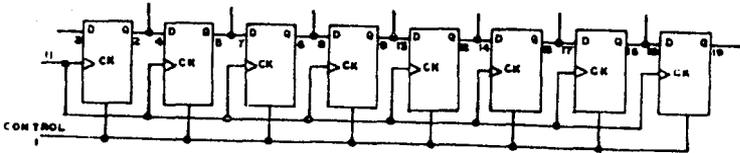


figura 39a muestra el circuito integrado contenido por ocho flip-flop tipo D.

Figura 39b muestra el arreglo interno que se realiza con cada circuito el CI 205 Y 206



La figura 39c muestra las formas de onda que se obtienen de este corrimiento de datos que se realiza, en base a todos los datos que se pueden obtener para cada una de las salidas de este arreglo, unicamente se toman las salidas utiles como se muestra la grafica, en la parte de la derecha se obserban las nomenclaturas de los diferentes tiristores que se usaran para cada salida respectiva.

En la parte de arriba de la grafica se obserban, la relación existente entre los pulsos de reloj (CK), el divisor digital entre dos ($\phi/2$) y el contador digital, todos ellos tienen como base 360° grados electricos como se puede apreciar en la parte superior de la figura 39c.

8.7 CHOPPER

La variación de entrada al rectificador se puede realizar de varias formas, la primera sería instalar un transformador multi etapas ó con derivación y realizar los diferentes cambios de voltaje, para despues meterlo al inversor y contener un voltaje variante de corriente directa. La segunda forma sería introducir un voltaje de corriente alterna y por medio de la rectificación por SCR obtener corriente directa a esta forma es comúnmente conocida como rectificadores controlados. La tercer forma sería usar rectificadores de silicio (diodos) rectificarla y despues usar un controlador de voltaje de corriente directa, a esta forma comúnmente se le llama chopper ó troceador.

Las formas más empleadas de variar la tensión de entrada son el rectificador controlado, si se alimenta el equipo desde la red, y el chopper si se alimenta desde la batería ó a través de un rectificador. Ambas soluciones se han ilustrado en la figura 21 y 22.

De las diferentes formas antes descritas el mas costeable y mas eficiente, es el circuito que contiene al chopper.

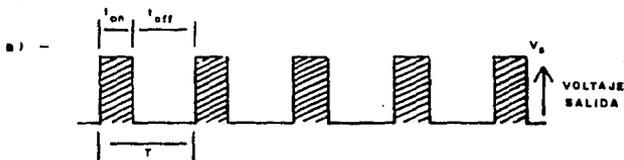
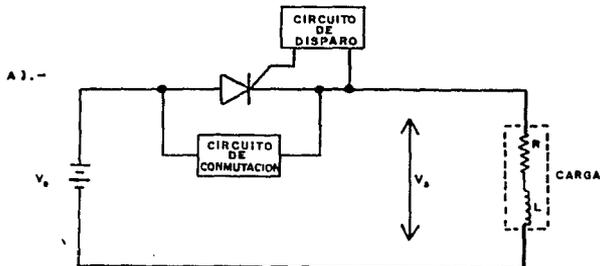


figura 40a muestra el circuito basico de chopper

El chopper tiene la ventaja frente al rectificador controlado de que como el ritmo de conmutación suele ser mucho más elevado que éste, se pueden conseguir variación de tensión de salida mucho más rápidas. Si el propósito es mantener constante la tensión de salida frente a variaciones de la carga ó de la fuente de alimentación, también el chopper puede efectuar las correcciones mucho más rápidamente, consiguiéndose mejor respuesta dinámica de salida. Por esta razón a veces se utiliza un rectificador no controlado seguido de chopper cuando la fuente de alimentación es la red.

El diagrama del circuito básico del chopper de C.D. se muestra en la figura 40a y el principio de operación se ejemplifica a continuación, el SCR actúa en el circuito como un switch, realizando cambios de encendido y apagado entre la fuente de C.D. y la carga.

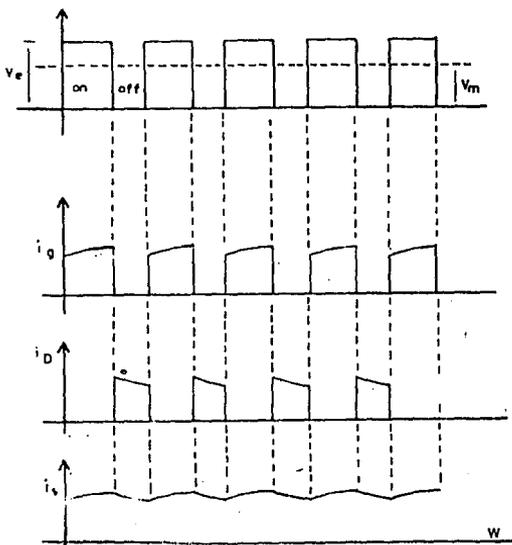


figura 40b muestra la forma de onda y el periodo de tiempo.

La función que se realiza es cortar en trozos la C.D. el cual dependerá del t_{on} proporcionado por el circuito de disparo, y tendrá como consecuencia producir trenes de impulsos de C.D. como se muestra en la figura 40b.

La conmutación de apagado del SCR, la realiza un circuito RLC conectado entre el ánodo y cátodo.

La conmutación de encendido del SCR se realiza en base de un circuito de disparo, conectado entre la compuerta y el cátodo del SCR.

La amplitud del voltaje de salida la encontraremos en el voltaje average de C.D. en la carga, y viene dado por:

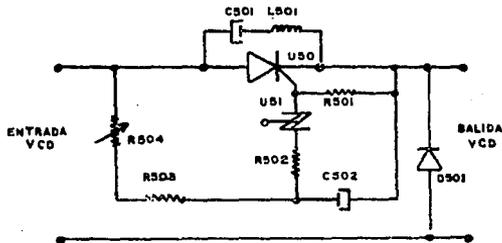
$$V_s = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} V_e$$

Donde:

V_s = voltaje de salida.
 V_e = voltaje de entrada.
 t_{on} = tiempo de encendido.
 t_{off} = tiempo de apagado.
 T = periodo de tiempo.

$$T = t_{on} + t_{off}$$

La figura 40b muestra la forma de onda del voltaje de salida en donde, al variar la anchura de tiempo de encendido y apagado encontramos en el voltaje de salida una variación de amplitud la cual dependerá de la modulación de anchura de pulso.



La figura 40c muestra el circuito chopper

Determinando los componentes en la etapa chopper los elementos L501 y C501 del circuito de conmutación.

Donde!

I_c = corriente de conmutación.

$I_c = 1.5 I_{max}$.

$I_c = 1.5 (30Amp)$

$I_c = 45 Amp$.

Determinando el tiempo de apagado.

$$t_a = 0.74 V_e \frac{C}{I_{max}}$$

Donde!

V_e = Voltaje de entrada al chopper.

$$t_a = 0.74 (380V) \frac{157nf}{45Amp}$$

$$t_a = 981 \times 10^{-9}$$

$$L = 0.6 \frac{t_a V_e}{I_{max}}$$

$$L = 0.6 \frac{380V (981 \times 10^{-9})}{45Amp}$$

$$L501 = 4.971 \times 10^{-6}$$

$$C501 = 157nf$$

Determinando los componentes de disparo del SCR en el circuito chopper. El chopper integrado con un arreglo de componentes, como resistencias, capacitores y un elemento de disparo llamado SBS (switch bilateral de silicio) que tendrá la función de disparar al SCR, de acuerdo a la constante de cargas y descargas del capacitor y el elemento resistivo, los elementos que conforman este arreglo lo constituyen R502, R503 R504 y C502.

donde:

V_{Bo} = voltaje de ruptura.
 $V_{Bo} = 8\text{Volts.}$

V_R = voltaje de rectificación.
 $V_R = 380\text{Volts.}$

el valor del capacitor C502 se da como elemento conocido y en base a este se determina los demas elementos. $C = 1.0\mu\text{f.}$

Determinando la fracción de normalizado en base al voltaje de ruptura del SBS entre el voltaje de rectificado.

$$\frac{V_{Bo}}{V_R} = FRN$$

$$\frac{8V}{380V} = 21.0^{-3}$$

De tablas de normalización de la página 102 se determina para los dos extremos de ángulos el cual va a estar operando el SBS sobre el SCR.

conducción de 30° se tendra $\tau = 36$

conducción de 150° se tendra $\tau = 2.8$

donde:

τ se designa como constante de tiempo.
 F se designa como frecuencia obtenida de rectificación
 C se designa por el valor del capacitor.
 R se designa como el valor de la resistencia R504.

$$R = \frac{\tau}{2CF}$$

$$R_{\max.} = \frac{36}{2(1.0^{-6}) 360} = 50.0k \text{ ohms.}$$

$$R_{\min.} = \frac{2.1}{2(1.0^{-6}) 360} = 3.8k \text{ ohms.}$$

Donde el valor de R504 variara de 50k a 3.8k consiguiendo con esto una variación a la salida del chopper, una variación de voltaje de C.D. de cero hasta el valor maximo de 380VCD. Por lo que se instalara un potenciómetro de 50k para poder hacer este control de voltaje.

Determinando el tiempo de la corriente que decae al 10% del pico del capacitor.

se tiene!

$$t_{10} = 2.3 RC$$

$$t_{10} = 2.3 (1 \times 10^{-6})$$

$$t_{10} = 34.5 \mu \text{ seg.}$$

Determinando la corriente de pico.

donde!

Voltaje de ruptura del SBS = 8V.

Resistencia limitadora = 15 ohms.

$$I_{pk} = \frac{8V}{15}$$

$$I_{pk} = 530 \text{ mA.}$$

Esta corriente calculada sera la de ruptura directa que se produce en el SBS en el momento de disparo.

8.8 OPTO-ACOPLADOR.

Los opto-acopladores son circuitos integrados cuya función que realizan, es acoplar entre dos etapas una señal.

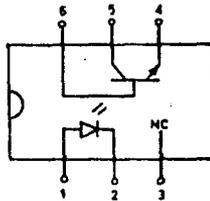
Estos circuitos trabajan internamente bajo el principio de radiación de luz, entre un transmisor y un receptor.

Existe una variedad de opto-acopladores, como son por Transistor, Darlington, SCR, Triac, y por Diodo. En el apéndice relacionado a opto-acopladores, se muestra algunos de ellos.

Dentro de los descritos el que se uso en el diseño fue por transistor para acoplar entre la etapa digital y la de potencia.

Ya que se necesitaba acoplar señales digitales en las cuales se manejan corrientes en miliaperes y voltajes no mayores a los 10 volts de corriente directa, contra corriente por arriba de 10 amperes y voltajes superiores a los 200 volts de corriente directa.

La figura 41 muestra el opto-acoplador usado para acoplar una etapa de voltaje bajo contra otra de alta potencia.



OPTO/ACOPLADOR MOC 824

La figura 41 muestra el opto-acoplador.

8.9 TIRISTORES DE POTENCIA.

8.9.1 TIRISTORES PRINCIPALES.

Los tiristores usados en este diseño se dividieron en dos secciones los tiristores principales y los tiristores auxiliares. Los tiristores principales son los que suministran de corriente a la carga. Mientras que los tiristores auxiliares se encargan de realizar conmutación forzada hacia los tiristores principales.

Los tiristores pueden trabajar bajo dos principios elementales que son por control de fase y por switcheo, el trabajo que realizan en el diseño es por el principio de switcheo ya que su operación es de conducir ó bloquear y todo estriba a que son alimentados con corriente directa.

Los tiristores principales tienen la característica de que son los que proveen a la carga de voltaje y corriente, por tal motivo estos elementos dependerán de la corriente y voltaje de la carga. Por tanto determinando la corriente y voltaje a manejar en la carga se determina el tipo tiristor a operar, para este caso se supone para una corriente de carga de 30 amperes y un voltaje no mayor a los 220 volts. Con estos valores conocidos, podemos determinar que tipo de tiristor se usará, en base al manual y se determina que se usará un SCR. TIPO C228D, MARCA GENERAL ELECTRIC ó TIPO SERIE 35. MARCA MOTOROLA, estos tipos de tiristores operan con un voltaje nominal de 400 volts y una corriente de 35 amperes, si se observa son valores mayores a los de operación, teniendo en cuenta que en la práctica debemos dar un margen de tolerancia para proteger los semiconductores por si se presentase picos de voltaje ó corrientes.

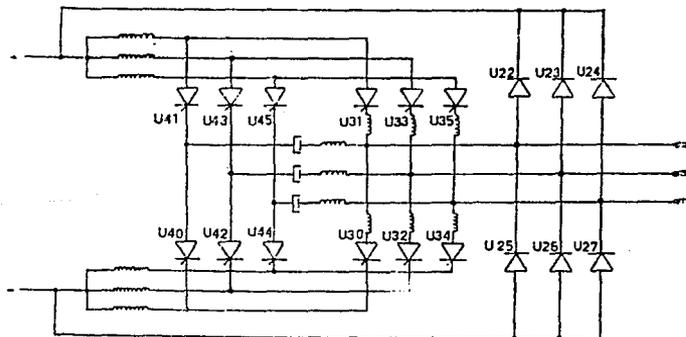


Figura 42 muestra la etapa de potencia.

En el apendice relacionado a SCR se puede observar los tipos de SCR y sus características de operación.

Determinando los componentes en la etapa de potencia L601 C601 que son parte de los elementos de conmutación del U30, U31 se determina en base a la frecuencia media de salida. Debido a que el inversor opera a una frecuencia variable que va de 20Hz. a 200Hz. se toma un valor medio de trabajo.

$$f = 100\text{Hz.}$$

Donde los tiempos de (on) y (off) para la frecuencia de 106Hz. son los siguientes.

$$\text{El tiempo on del SCR U31} = 3.42\text{m seg.}$$

$$\text{El tiempo off del SCR U31} = 4.15\text{m seg.}$$

Conociendo la corriente de la carga!

$$I_L = 30 \text{ Amp.}$$

Voltaje de entrada al SCR es!

$$V_e = 380 \text{ Volts.}$$

Se determinamos la corriente de conmutación!

$$I_c = 1.5 I_L$$

$$I_c = 1.5 (30\text{Amp})$$

$$I_c = 45 \text{ Amp.}$$

Los límites del voltaje del capacitor se obtiene dando un 20% del voltaje operado.

$$V_c = V_e + 20\%$$

$$V_c = 380 + 20\%$$

$$V_c = 450 \text{ Volts.}$$

dando una tolerancia al tiempo de apagado.

$$t_{\text{off}} = 4.15\text{m seg.} + 50\%$$

$$t_{\text{off}} = 6.225\text{m seg.}$$

por tanto el tiempo de tolerancia sera!

t_o = Tiempo de tolerancia.

t = tiempo total del ciclo.

$$t_o = 6.225\text{m seg.}$$

$$t_o = 0.535 t$$

$$t = \frac{t_o}{0.535}$$

$$t = 11.63\text{m seg.}$$

Donde la frecuencia de resonancia:

$$f = \frac{1}{2 \pi (LC)^{1/2}}$$

$$t = \pi (LC)^{1/2}$$

$$\frac{t}{\pi} = (LC)^{1/2}$$

$$\frac{11.63 \text{ m seg.}}{\pi} = (LC)^{1/2}$$

$$3.7 \times 10^{-3} = (LC)^{1/2} \dots\dots\dots 2$$

$$I_c = V_c (C/L)^{1/2}$$

$$\frac{I_c}{V_c} = (C/L)^{1/2}$$

$$\frac{45}{450} = (C/L)^{1/2}$$

$$0.1 = (C/L)^{1/2} \dots\dots\dots 4$$

$$0.1^2 = C/L$$

De la ecuacion 2 y 4.

$$3.7 \times 10^{-3} = (0.1^2 L^2)^{1/2}$$

$$L = 37 \text{mh} \dots\dots\dots L601 = 37 \text{mh.}$$

$$0.1 = (C/L)^{1/2}$$

$$C = 370 \mu\text{f} \dots\dots\dots C601 = 370 \mu\text{f.}$$

Por tanto. L601, L604, L607 = 37mh.

C601, C604, C607 = 370 μf .

Realizando los calculos para determinar los componentes en el circuito de potencia L 602 y L 603.

En base al tiempo de encendido de U31.

Tiempo on del SCR U31 = 3.42m seg.

$$V_e = L \frac{dI}{dt}$$

Donde:

$$L = L_1 + L_2$$

$$\frac{dI}{dt} = \frac{V_e}{L_1 + L_2}$$

Voltaje de entrada = V_e

Corriente de carga = I_L

$V_e = 380\text{Volts.}$

$I_L = 30\text{Amp.}$

$$\frac{dI}{dt} = 30\text{Amp. /m seg.}$$

$$30\text{A/m seg.} = \frac{380\text{V}}{L_1 + L_2}$$

$$L_1 + L_2 = \frac{380\text{V}}{30\text{A/m seg.}}$$

$$L_1 + L_2 = 12.6\text{mh}$$

$$L_{602} = 6.3\text{mh}$$

$$L_{603} = 6.3\text{mh}$$

Por tanto.

$$L_{602}, L_{603}, L_{605}, L_{606}, L_{608}, L_{609} = 6.3\text{mh.}$$

8.9.2 TIRISTORES AUXILIARES.

En lo que respecta a tiristores auxiliares estos tiristores se seleccionaron en base a que el periodo de encendido lo hace en un lapso muy corto de 50μ seg. de acuerdo a este periodo de tiempo tan corto en comparación a los tiristores principales, se instalarán tiristores de switcheo rápido ó de alta velocidad.

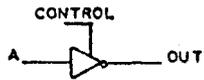
De acuerdo al voltaje y corriente de trabajo que opera los tiristores auxiliares y por ser idéntico a las corrientes y voltajes de los principales se instalaron los siguiente tipos de SCR, GENERAL ELECTRIC. C148 ó en su caso el ECG5360. Este tipo de tiristores operan con una corriente de 35 Amp. RMS, un voltaje de corriente directa maximo de 600 volts y un tiempo de encendido 10μ seg.

8.9.3 CONTROL PARA TIRISTORES AUXILIARES.

Los pulsos de disparo para los tiristores auxiliares se realiza con el circuito integrado CI300, CI301. Constituido cada uno por cuatro compuertas de tercer estado de la serie 74125.

Considerando que los tiristores auxiliares son dispositivos utilizados para la realización de la conmutación hacia los tiristores principales, por el principio de conmutación forzada, estos pulsos de disparo para realizar la conducción de los tiristores auxiliares, (se puede observar en la figura 26) son emitidos inmediatamente después de que un tiristor principal conduzca.

En el momento que aparece un pulso de disparo en este caso para U31, como la compuerta de tercer estado esta conectado en el mismo buss, a la salida de esta aparecera un nivel bajo por ser inversora, y no habra disparo para el tiristor auxiliar, dependiendo tambien de la terminal de control de la compuerta, que si es alto, presentara a la salida de la misma compuerta impedancia alta, comportandose así como circuito abierto, el control estara conectada a otro pulso de disparo de otro tiristor principal, para que pueda realizar la conducción del tiristor auxiliar, se realiza exactamente lo contrario de lo antes dicho. Los pulsos de diparo se realizan como se muestra en la figura 31, en la parte de abajo se puede apreciar el circuito de la compuerta y la tabla de niveles lógicos que presenta dicha compuerta.



CONTROL	A	OUT
L	L	H
L	H	L
H	X	HI-Z

La figura 43 muestra la tabla de tercer estado.

9.0 LISTA DE PARTES

REFERENCIA No.	DESCRIPCION.	MARCA.
CAPACITORES.		
C201	ELECTROLITICO 1000 μ f-10V.	
C203	CERAMICA 0.1 μ f-25V.	
C501	CERAMICA 157nf-450V.	
C502	ELECTROLITICO 1 μ f-450V.	
C504	ELECTROLITICO 1000 μ f-450V.	
C506	ELECTROLITICO 4700 μ f-450V.	
C601	CERAMICA 370 μ f-600V.	
C604	CERAMICA 370 μ f-600V.	
C607	CERAMICA 370 μ f-600V.	

BOBINAS.	
L50	INDUCTOR 7. Omh.
L51	INDUCTOR 7. Omh.
L52	INDUCTOR 7. Omh.
L53	INDUCTOR 7. Omh.
L54	INDUCTOR 7. Omh.
L55	INDUCTOR 7. Omh.
L501	INDUCTOR 4.97mh.
L504	INDUCTOR 7. Omh.
L601.	INDUCTOR 37. Omh.
L604	INDUCTOR 37. Omh.
L607	INDUCTOR 37. Omh.
L602	INDUCTOR 6.3mh.
L603	INDUCTOR 6.3mh.
L605	INDUCTOR 6.3mh.
L606	INDUCTOR 6.3mh.
L608	INDUCTOR 6.3mh.
L609	INDUCTOR 6.3mh.

REFERENCIA No.

DESCRIPCION.

MARCA.

RESISTORES

R201	CARBON 470 ohms-1/4w.	
R202	POTENCIOMETRO 220k ohms.	
R203	POTENCIOMETRO 1k ohms.	
R310	CARBON 470 ohms-1/4w.	
R311	CARBON 470 ohms-1/4w.	
R312	CARBON 470 ohms-1/4w.	
R313	CARBON 470 ohms-1/4w.	
R314	CARBON 470 ohms-1/4w.	
R315	CARBON 470 ohms-1/4w.	
R320	CARBON 110 ohms-1/4w.	
R321	CARBON 110 ohms-1/4w.	
R322	CARBON 110 ohms-1/4w.	
R323	CARBON 110 ohms-1/4w.	
R324	CARBON 110 ohms-1/4w.	
R325	CARBON 110 ohms-1/4w.	
R340	CARBON 470 ohms-1/4w.	
R341	CARBON 470 ohms-1/4w.	
R342	CARBON 470 ohms-1/4w.	
R343	CARBON 470 ohms-1/4w.	
R344	CARBON 470 ohms-1/4w.	
R345	CARBON 470 ohms-1/4w.	
R350	CARBON 110 ohms-1/4w.	
R351	CARBON 110 ohms-1/4w.	
R352	CARBON 110 ohms-1/4w.	
R353	CARBON 110 ohms-1/4w.	
R354	CARBON 110 ohms-1/4w.	
R355	CARBON 110 ohms-1/4w.	
R501	CARBON 100 ohms-1/4w.	
R502	CARBON 15 ohms-1/4w.	
R503	CARBON 6.2k ohms-1/2w.	
R504	POTENCIOMETRO 100k ohms.	

REFERENCIA No.

DESCRIPCION.

MARCA

DIODOS

U10	DIODO	ECG5990
U12	DIODO	ECG5990
U14	DIODO	ECG5990
U15	DIODO	ECG5990
U18	DIODO	ECG5990
U20	DIODO	ECG5990
U22	DIODO	ECG5826
U23	DIODO	ECG5826
U24	DIODO	ECG5826
U25	DIODO	ECG5826
U26	DIODO	ECG5826
U27	DIODO	ECG5826
D501	DIODO	ECG3293

FUSIBLES.

F101	FUSIBLE RAPIDO	30Amp. 250V.
F102	FUSIBLE RAPIDO	30Amp. 250V.

SWITCH.

SW1	TERMO-MAGNETICO	3FX30A.
-----	-----------------	---------

TRANSFORMADOR.

T101	PRIMARIO	127VCA. 60Hz.
	SECUNDARIO PARA	9VCA, 6VCA. a 500mA.

REFERENCIA No.

DESCRIPCION.

MARCA.

CIRCUITOS INTEGRADOS.

CI201	REGULADOR LM7805
CI202	TIMER LM555
CI203	FLIP-FLOP DOBLE "D" LM7474
CI204	FLIP-FLOP DOBLE "D" LM7474
CI205	FLIP-FLOP OCTAL "D" 74LS374
CI206	FLIP-FLOP OCTAL "D" 74LS374
CI207	COMPUERTA AND ECG 7411
CI208	COMPUERTA NAND ECG 7412
CI209	COMPUERTA OR ECG 7432
CI300	COMPUERTA TERCER ESTADO ECG74125
CI301	COMPUERTA TERCER ESTADO ECG74125
CI330	OPTO-ACOPLADOR MOC8204
CI331	OPTO-ACOPLADOR MOC8204
CI332	OPTO-ACOPLADOR MOC8204
CI333	OPTO-ACOPLADOR MOC8204
CI334	OPTO-ACOPLADOR MOC8204
CI335	OPTO-ACOPLADOR MOC8204
CI340	OPTO-ACOPLADOR MOC8204
CI341	OPTO-ACOPLADOR MOC8204
CI342	OPTO-ACOPLADOR MOC8204
CI343	OPTO-ACOPLADOR MOC8204
CI344	OPTO-ACOPLADOR MOC8304
CI345	OPTO-ACOPLADOR MOC8304

MODULOS.

CR101	PUENTE RECTIFICADOR WO2M.
CR102	PUENTE RECTIFICADOR WO2M.

REFERENCIA No.

DESCRIPCION.

MARCA.

TI RISTORES.

U30	SCR. ECG5368
U31	SCR. ECG5368
U32	SCR. ECG5368
U33	SCR. ECG5368
U34	SCR. ECG5368
U35	SCR. ECG5368
U40	SCR. ECG5360
U41	SCR. ECG5360
U42	SCR. ECG5360
U43	SCR. ECG5360
U44	SCR. ECG5360
U45	SCR. ECG5360

U50
U51

SCR. ECG5368

SWITCH BILATERAL SILICIO. MBS4991

Industrial Rectifiers

Note: Standard polarity is cathode to case.
* Indicates polarity is anode to case.



Peak Reverse Voltage (PRV Volts)	I _O Average Rectified Forward Current (Amps)								
	3 A	4 A	6 A/22 A	12 A	15 A	18 A	20 A	25 A	
50	ECG5800	ECG5830	ECG5860		ECG5870	ECG5840	ECG5882	ECG5812	
50		ECG5831*	ECG5861*		ECG5871*	ECG6041*	ECG5883*	ECG5813*	
100	ECG5801			ECG5812					
200	ECG5802	ECG5834	ECG5854		ECG5874	ECG6044	ECG5886	ECG5818	
200		ECG5836*	ECG5866*		ECG5876*	ECG6046*	ECG5897*	ECG5817*	
400	ECG5804	ECG5838	ECG5858	ECG5814	ECG5878	ECG5948	ECG6000	ECG5820	ECG5882
400		ECG5839*	ECG5869*		ECG5879*	ECG5949*	ECG5901*	ECG5921*	ECG5883*
600	ECG5806	ECG5842	ECG5862	ECG5815	ECG5882	ECG5862	ECG5904	ECG5924	
600		ECG5843*	ECG5863*		ECG5883*	ECG6063*	ECG5906*	ECG5926*	
800	ECG5808	ECG5848	ECG5868		ECG5888		ECG5908	ECG5928	ECG5988
800		ECG5849*	ECG5869*		ECG5889*		ECG5909*	ECG5929*	ECG5989*
1000	ECG5809	ECG5848	ECG5868	ECG5817	ECG5890		ECG5910	ECG5932	
1000		ECG5849*	ECG5869*		ECG5891*		ECG5911*	ECG5933*	
IFM Surge	150 A	40 A	150 A	400 A	250 A	250 A	300 A	400 A	300 A
T _c at Rated I _O (°C) Max	+105 (T _L)	+150	+150	See # Note	+150	+150	+150	+150	+100
VF at Rated I _O	.9 V Typ 1.0 V Max	.9 V Typ 1.1 V Max	.9 V Typ 1.1 V Max	.8 V Typ .9 V Max	.9 V Typ 1.1 V Max				
Fig. No.	Z18A		Z19	Z26	Z19	Z20		Z19	Z27
Package	Axial	DO-4		Axial	DO-4	DO-5	DO-4		Press Fit

I_O = 6 A with PC Board Mtg.; T_A = 60°C; I_O = 22 A, 1/8" Leads, T_L = 60°C

Fast Recovery

Peak Reverse Voltage (PRV Volts)	I _O (Amps)	
	12 A	40 A
200	ECG5818	ECG6006
200	ECG5819*	ECG6007*
400	ECG5820	ECG6008
400	ECG5821*	ECG6009*
600	ECG5822	ECG6010
600	ECG5823*	ECG6011*
IFM Surge	200 A	350 A
T _c at Rated I _O (°C) Max	+100	+100
VF at Rated I _O	.9 V Typ 1.1 V Max	1.0 V Typ 1.4 V Max
Fig. N.	Z19	Z20
Package	DO-4	DO-5

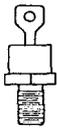
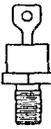
Schottky Barrier Rectifiers

Peak Reverse Voltage (PRV Volts)	I _O Average Rectified Forward Current (Amps)			
	12 A* (8 A/Leg)	30 A* (15 A/Leg)	35 A	60 A
40	ECG6085	---	---	---
45	---	ECG6087	ECG6090	ECG6084
IFM Surge (A)	140/Leg	150/Leg	200/Leg	600
T _c @ Rated I _O (°C) Max	+120	+130	+105	95
Forward Voltage Drop @ Rated I _O , VF (V)	.85/Leg	.73/Leg	.72/Leg	.60
Fig. No.	Z41B		Z41C	Z19
Package	TO-220		TO-3P(1TO-218)	DO-4
Available in Cathode to Case Only				

* Dual Rectifiers

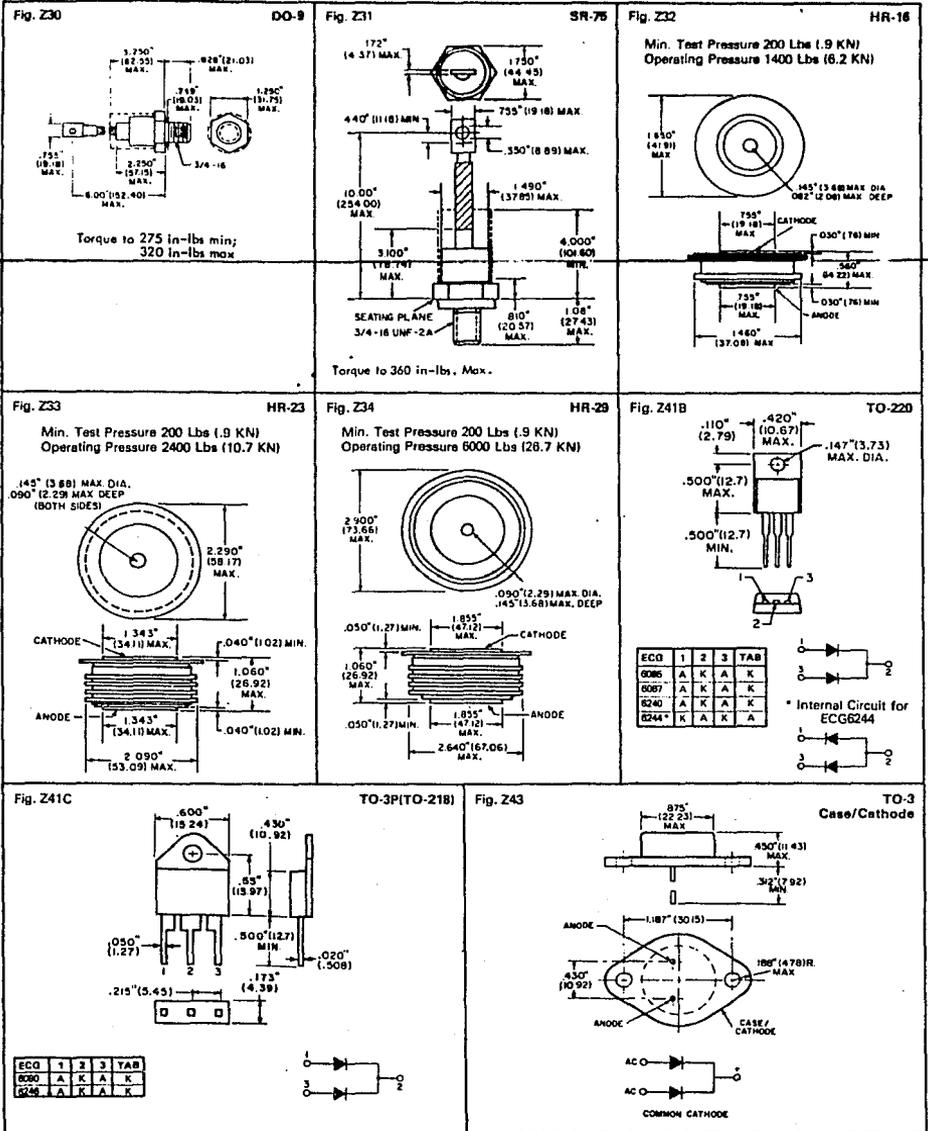
Industrial Rectifiers (cont'd)

Note: Standard polarity is cathode to case.
* Indicates polarity is anode to case.

Peak Reverse Voltage (PRV Value)	IO, Average Rectified Forward Current (Amps)									
	40 A	50 A	60 A	70 A	85 A	150 A	300 A	450 A	550 A	
50	ECG5980		ECG6020	ECG6048						
50	ECG5981*		ECG6021*	ECG6049*						
100	ECG5982		ECG6022	ECG6050						
100	ECG5983*		ECG6023*	ECG6051*						
200	ECG5986		ECG6026	ECG6054	ECG6074					
200	ECG5987*		ECG6027*	ECG6056*	ECG6075*					
300	ECG5988									
300	ECG5989*									
400	ECG5990	ECG5826	ECG6034	ECG6060		ECG6154	ECG6354			
400	ECG5991*	ECG5827*	ECG6035*	ECG6061*		ECG6155*	ECG6355*			
500	ECG5992*									
500	ECG5993*									
600	ECG5994		ECG6040	ECG6064	ECG6078	ECG6156	ECG6356		ECG6102	
600	ECG5995*		ECG6041*	ECG6066*	ECG6077*	ECG6157*	ECG6357*		ECG6103*	
800	ECG5998	ECG5828	ECG6042	ECG6068						
800	ECG5999*	ECG5829*	ECG6043*	ECG6069*						
1000	ECG6002		ECG6044	ECG6072		ECG6158	ECG6358			
1000	ECG6003*		ECG6045*	ECG6073*		ECG6159*	ECG6359*			
1200					ECG6078				ECG6104	
1200					ECG6079*				ECG6105*	
1400						ECG6162	ECG6362			
1400						ECG6163*	ECG6363*			
1600								ECG6106		
1600								ECG6107*		
IFM Surge	500 A	600 A	700 A	1200 A	1500 A	2100 A	5000 A	8500 A	10,000 A	
Tc at Rated IO (°C) Max	+150	+150	+125	+125	+120	+130	+130	+120	+125	
VF at Rated IO	1.0 V Typ 1.2 V Max	.9 V Typ 1.0 V Max	1.0 V Typ 1.2 V Max	1.0 V Typ 1.2 V Max	1.0 V Typ 1.1 V Max	1.0 V Typ 1.1 V Max	1.0 V Typ 1.2 V Max	1.1 V Typ 1.45 V Max	1.0 V Typ 1.1 V Max	
Fig. No.	Z20	Z28	Z20		Z29	Z30	Z31			
Package	DO-5	Press Fit	DO-5		DO-8	DO-9	SR-75			
										

Peak Reverse Voltage (PRV Value)	IO, Average Rectified Forward Current (Amps)		
	500 A	1200 A	2200 A
600	ECG8110	ECG8113	ECG8116
1200	ECG8112	ECG8115	ECG8118
IFM Surge	6500 A	12,500 A	30,000 A
Tc at Rated IO (°C) Max	+110	+105	+105
VF at Rated IO	1.4 V Typ 1.85 V Max	1.2 V Typ 1.6 V Max	1.1 V Typ 1.45 V Max
Fig. No.	Z32	Z33	Z34
Package	HR-16	HR-23	HR-29
			

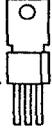
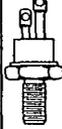
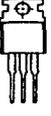
Industrial Rectifier Outlines (cont'd)



Silicon Controlled Rectifiers (SCR)



Phase Control - SCR

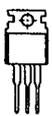
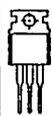
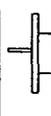
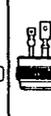
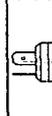
VDRM DC or Pk Volts	IT Max Forward Current (Amps)											
	IT RMS - All Conduction Angles			4 A RMS			5 A RMS		*7 A RMS		5 A RMS	
	.8 A RMS 1.5 A Av.	3 A RMS 1.9 A Av.	2.5 A Av.			3.2 A Av.		4.3 A Av.		5.1 A Av.		
30	ECG5400		ECG5411	ECG5421	ECG5431	ECG5462						
50						ECG5453	ECG5470				ECG5442	ECG5481
60	ECG5401		ECG5412	ECG5422	ECG5432							
100	ECG5402		ECG5413	ECG5423	ECG5433	ECG5454	ECG5471					ECG5482
200	ECG5404	ECG5408	ECG5414			ECG5456	ECG5472	ECG5611	ECG5427		ECG5444	ECG5483
400	ECG5405	ECG5409	ECG5415			ECG5457	ECG5474	ECG5612	ECG5428	ECG5437	ECG5448	ECG5484
600	ECG5406	ECG5410	ECG5416				ECG5476	ECG5613	ECG5429	ECG5438	ECG5449	ECG5487
IGT Min	200 μ A #	10 mA	200 μ A #	200 μ A #	500 μ A #	200 μ A #	10 mA	15 mA	15 mA	200 μ A #	30 mA	20 mA
VGT Max (V)	0.8	1.5	1.0	1.0	1.0	0.8	1.5	2.0	1.5	1.5	1.5	1.5
ISurge (A)	6.0	30	25	30	20	20	100	60	100	100	80	100
IHold Min (mA)	5.0	20	5.0	3.0	5.0	3.0	25	20	20	6.0	40	25
VGFM (V)	8.0	10	6.0	6.0	6.0	6.0	6.0	10	8.0	5.0	8.0	10
VGRM (V)	8.0	10	6.0	6.0	6.0	6.0	6.0	5.0	6.0	5.0	6.0	10
VF on (V) Max	1.7	1.6	2.0	2.2	2.6	2.2	2.0	2.8	2.6	2.0	1.5	1.3
PG Av (W)	.01	0.3	0.1	0.1	0.1	0.1	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5
Operating Temp. Tj °C	-65 to +125	-40 to +125	-40 to +110			-40 to +110		-65 to +100	-40 to +110		-40 to +100	
dv/dt (Typ) V/ μ sec	30	30	10			50	200	100	10	50	50	
Fig. No.	Z36	Z35	Z38	Z39		Z40	Z48	Z42	Z35	Z41	Z39	Z48
Package	TO-92	TO-5M	TO-126	TO-127		TO-202	TO-64	TO-66	TO-5M	TO-220	TO-127	TO-64
												

Return Gate to Cathode through 1000 ohms minimum.
 * If IT RMS exceeds 4 A, anode connection must be made to case.

Package Outlines - See Page 1-110

Phase Control - SCR (cont'd)



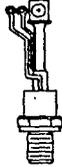
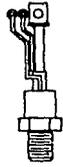
V _{DRM} DC or Pk. Volts	I _T Max Forward Current (Amps)																
	I _T RMS - All Conduction Angles				12.5 A RMS				18 A RMS		20 A RMS		25 A RMS		35 A RMS		40 A RMS
	6.2 A Av.				8A Av.	10A Av.	13A Av.	18 A Av.		22 A Av.		25 A Av.					
50			ECG5461				ECG5601		ECG5621	ECG5650	ECG5651						
100			ECG5462	ECG5491			ECG5602		ECG5622	ECG5652	ECG5652						
200	ECG5417		ECG5463	ECG5492			ECG5604	ECG5614	ECG5624	ECG5652	ECG5653	ECG56517	ECG5662				
400	ECG5418	ECG5426	ECG5466	ECG5494	ECG314	ECG5607	ECG5616	ECG5627	ECG5654	ECG5654	ECG56518	ECG5664					
600	ECG5419		ECG5466	ECG5496		ECG5609	ECG5616	ECG5629	ECG5656	ECG5656	ECG56519	ECG5666				ECG5634A	
900			ECG5468						ECG5631	ECG5658	ECG5658						
I _{GT} Min	15 mA	200 μA #	15 mA	15 mA	40 mA	25 mA	15 mA	40 mA	50 mA								
V _{GT} Max (V)	1.5	.8	1.5	2.0	2.0	2.5	2.0	2.0	1.5	1.5	2.0	1.6	2.0				
I _{Surge} (A)	100	100	100	200	200	125	200	150	300	325	350	350	440 mA				
I _{Hold} Min (mA)	30	3.0	20	20	50	25	20	50	40	50	50	50	75 mA				
V _{GFM} (V)	5.0	5.0	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10				
V _{GRM} (V)	5.0	5.0	5.0	10	6.0	5.0	5.0	5.0	10	10	10	10	10				
V _{F on Max} (V)	1.6	1.8	1.8	2.5	1.8	2.5	2.4	2.0	1.8	1.5	1.8	1.4	1.8				
P _{G Av} (W)	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	1				
Operating Temp. T _J °C	-40 to +110		-40 to +100		-40 to +100	-65 to +125	-40 to +100	-65 to +125	-40 to +125	-40 to +100			-40 to +125				
dv/dt (Typ) V/μsec	20		100	30	100	30	50	30	50	50			500				
Fig. No.	Z41		Z41	Z49	Z43	Z49	Z46	Z49	Z41	Z49	Z46	Z50	Z45A				
Package	Isolated Tab TO-220		TO-220	TO-48	TO-3	TO-48	1/2" Press Fit	TO-48	TO-220	TO-48	1/2" Press Fit	Isolated Stud	TO-3 Flange Isolated				
																	

Return Gate to Cathode through 1000 ohms minimum.

Package Outlines - See Page 1-110

Phase Control - SCR (cont'd)



VDRM DC or Pk Volts	IT Max Forward Current (Amps)							
	IT RMS - All Conduction Angles			IT Ave - Conduction Angle = 180°				
	80 A RMS	125 A RMS		275 A RMS	470 A RMS	550 A RMS	850 A RMS	1880 A RMS
	50 A Av.	80 A Av.		175 A Av.	300 A Av.	350 A Av.	550 A Av.	1200 A Av.
200	ECG5567	ECG5570	ECG5575	ECG5580	ECG5590		ECG5594	
800	ECG5568	ECG5572	ECG5577	ECG5582	ECG5591	ECG5587	ECG5595	ECG5598
1200	ECG5569	ECG5574	ECG5579	ECG5584	ECG5592	ECG5589	ECG5596	ECG5599
I _{GT} Min (mA)	100	100	100	150	150	150	150	200
V _{GT} Max (V)	3.0	3.0	3.0	3.0	3.0	3.0	3.0	3.0
I _{Surge} (A)	1200	1800	1800	5500	5500	10,000	10,000	27,000
I _{Hold} Min (mA)	200	200	200	300	300	300	300	500
V _{GM} (V)	30.0	5.0	5.0	5.0	5.0	5.0	3.0	5.0
V _{GRM} (V)	10.0	5.0	5.0	5.0	5.0	5.0	5.0	5.0
V _{F on} (V) Max	2.5	2.2	2.2	1.5	1.5	2.0	2.0	1.7
P _{G Av} (W)	2.0	3.0	3.0	3.0	3.0	3.0	3.0	3.0
Operating Temp. T _J °C	-40 to +125	-40 to +125		-40 to +125				
dv/dt (Max) V/μsec	200	300	300	300	300	300	300	300
Non-Repetitive d _i /d _t Max Amps/μsec	200	800	800	800	800	800	600	800
Fig. No.	Z47	Z52	Z51	Z53	Z55	Z54	Z56	Z57
Package	TO-65	TO-94	TO-83	TO-93	HT-16	ST-75	HT-23	HT-29
								

Package Outlines - See Page 1-110

High Speed - SCR (Switching)



VDRM DC or Pk Volts	IT RMS - All Conduction Angles							IT Max Forward Current (Amps)							IT Avg - Conduction Angle = 180°						
	5 A RMS		35 A RMS		125 A RMS		275 A RMS		400 A RMS		475 A RMS		700 A RMS								
	3.2 A Av.		18 A Av.		80 A Av.		175 A Av.		250 A Av.		300 A Av.		450 A Av.								
600	ECG5351*		ECG5360		ECG5368		ECG5371		ECG5374		ECG5380		ECG5377		ECG5386						
1200					ECG5369		ECG5372		ECG5375		ECG5381		ECG5378		ECG5387						
IGT Min (mA)	35		180		150		150		150		150		150		150						
VGT Max (V)	1.2		3.0		3.0		3.0		3.0		3.0		3.0		3.0						
ISurge (A)	80		180		1400		1400		4500		4500		8000		8000						
VGRM (V)	10		10		5.0		5.0		5.0		5.0		5.0		5.0						
VF on (V) Max	3.0		2.05		2.0		2.0		1.85		1.85		2.8		2.8						
PG Av (W)	.5		1.0		3.0		3.0		3.0		3.0		3.0		3.0						
Operating Temp. T _J °C	-40 to +100		-65 to +125		-40 to +125		-40 to +125		-40 to +125		-40 to +125		-40 to +125		-40 to +125						
Repetitive d _i /d _t Amps/μsec Max	100		100		150		150		300		300		400		400						
Non-Repetitive d _i /d _t Amps/μsec Max	200		400		800		800		800		800		800		800						
d _v /d _t (Max) V/μsec	100		200		200		200		300		300		300		300						
Turn-Off Time t _q μsec Max	2.0		10		10		15		10		20		25		25						
Fig. No.	Z42		Z49		Z51		Z52		Z53		Z55		Z54		Z56						
Package	TO-66		TO-48		TO-83		TO-94		TO-93		HT-16		ST-75		HT-23						

* Contains internal resistor (100Ω) between gate and cathode.

Package Outlines - See Page 1-110

Gate Turn-Off - SCR (For TV Applications)

ECG Type	Description/ Application	VDRM Volts	I _T RMS Amps	I _S Surge (Amps)	I _{GT} (mA)	V _{GT} (Volts)	I _{GO} (mA)	V _{GO} (Volts)	Package	
									Case	Fig. No.
ECG278	Gate Turn Off SCR	1250	5	80	75	1.5	-450	7	TC-9	Z44
ECG279A	Gate Turn Off SCR	350	25	3	.38	1.5	-115	3	SC-61	Z37

TV Horizontal Deflection - SCR

ECG Type	Description/ Application	VDRM (Volts)	I _T RMS (Amps)	I _S Surge (Amps)	I _{GT} (mA)	V _{GT} (Volts)	I _{HD} (mA)	Turn-Off Time T _Q (μsec)	Package	
									Case	Fig. No.
ECG230	TV Horizontal Deflection Trace Switch	700	5	80	50	2.0	100	2.5	TO-66	Z42
ECG231	TV Horizontal Deflection Commutating Switch	600	5	80	50	2.0	100	4.3	TO-66	Z42

TV Power Supply Switching - SCR

ECG Type	Description/ Application	VDRM (Volts)	I _T RMS (Amps)	I _S Surge (Amps)	I _{GT} (mA)	V _{GT} (Volts)	I _{Hold} (mA)	Turn-Off Time T _Q (μsec)	Package	
									Case	Fig. No.
ECG5424	SCR, Hi Speed Sw. Power Supply Control Regulator	400	4.7	55	20	3	135	4.0	TO-220	Z41
ECG5425	SCR, Hi Speed Power Supply Control	525	5	80	40	2.7	20	2.5	TO-66	Z42



Integrated Thyristor/Rectifiers (ITR)

ECG Type	Description/ Application	VDRM (Volts)	I _T RMS (Amps)	I _S Surge (Amps)	I _{GT} (mA)	V _{GT} (Volts)	I _{Hold} (mA)	Turn-Off Time T _Q (μsec)	Package	
									Case	Fig. No.
ECG308	TV Horizontal Deflection Commutating Switch	800	5	70	50	3.5	100	5.5	TO-66	Z42
ECG308P	TV Horizontal Deflection Commutating Switch	750	8	80	45	4.0		4.2	TO-220	Z41
ECG310	TV Horizontal Deflection Trace Switch	800	5	70	50	3.5	100	3.0	TO-66	Z42
ECG310P	TV Horizontal Deflection Trace Switch	750	8	80	45	4.0		2.4	TO-220	Z41

Package Outlines - See Page 1-110

6-Pin DIP Optoisolators Transistor Output

These devices consist of a gallium arsenide infrared emitting diode optically coupled to a monolithic silicon phototransistor detector. The internal base-to-Pin 6 connection has been eliminated for improved noise immunity.

- Convenient Plastic Dual-in-Line Package
- High Input-Output Isolation Guaranteed — 7500 Volts Peak
- UL Recognized. File Number E54915 
- VDE approved per standard 0883.6.80 (Certificate number 41853), with additional approval to DIN IEC350 VDE0806, IEC435 VDE0905, IEC65 VDE0860, VDE0110b, covering all other standards with equal or less stringent requirements, including IEC204-VDE0113, VDE0160, VDE0832, VDE0833, etc. 
- No Base Connection for Improved Noise Immunity
- Special lead form available (add suffix "T" to part number) which satisfies VDE0883/8.80 requirement for 8 mm minimum creepage distance between input and output solder pads.
- Various lead form options available. Consult "Optoisolator Lead Form Options" data sheet for details.

MOC8111
MOC8112
MOC8113

6-PIN DIP
 OPTOISOLATORS
 TRANSISTOR OUTPUT



CASE 730A-02
 PLASTIC

MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
INPUT LED			
Reverse Voltage	V_R	8	Volts
Forward Current — Continuous	I_F	60	mA
LED Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ with Negligible Power in Output Detector	P_D	120	mW
Derate above 25°C		1.41	mW/°C

OUTPUT TRANSISTOR

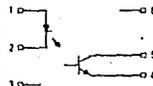
Collector-Emitter Voltage	V_{CE0}	30	Volts
Emitter-Collector Voltage	V_{ECO}	7	Volts
Collector Current — Continuous	I_C	150	mA
Detector Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ with Negligible Power in Input LED	P_D	150	mW
Derate above 25°C		1.76	mW/°C

TOTAL DEVICE

Isolation Surge Voltage (1) (Peak ac Voltage, 60 Hz, 1 sec Duration)	V_{ISO}	7500	Vac
Total Device Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	250 2.94	mW mW/°C
Ambient Operating Temperature Range	T_A	-55 to +100	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55 to +150	°C
Soldering Temperature (10 sec, 1/16" from case)	T_{sol}	260	°C

(1) Isolation surge voltage is an internal device dielectric breakdown rating. For this test, Pins 1 and 2 are common, and Pins 4, 5 and 6 are common.

SCHEMATIC



1. LED ANODE
2. LED CATHODE
3. NO CONNECTION
4. EMITTER
5. COLLECTOR
6. NO CONNECTION

6

MOC8111, MOC8112, MOC8113

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
INPUT LED					
Forward Voltage (I _F = 10 mA)	V _F	—	1.15 1.3 1.05	1.5	Volts
Reverse Leakage Current (V _R = 6 V)	I _R	—	0.05	10	µA
Capacitance (V = 0, f = 1 MHz)	C _J	—	18	—	pF
OUTPUT TRANSISTOR					
Collector-Emitter Dark Current	I _{CEO}	—	1	50	nA
(V _{CE} = 10 V, T _A = 25°C)					
(V _{CE} = 10 V, T _A = 100°C)					
Collector-Emitter Breakdown Voltage (I _C = 1 mA)	V _{(BR)CEO}	30	45	—	Volts
Emitter-Collector Breakdown Voltage (I _E = 100 µA)	V _{(BR)ECO}	7	7.8	—	Volts
Collector-Emitter Capacitance (f = 1 MHz, V _{CE} = 0)	C _{CE}	—	7	—	pF
COUPLED					
Output Collector Current (I _F = 10 mA, V _{CE} = 10 V)	I _C	2 5 10	5 10 20	—	mA
Collector-Emitter Saturation Voltage (I _C = 500 µA, I _F = 10 mA)	V _{CE(sat)}	—	0.15	0.4	Volts
Turn-On Time (I _C = 2 mA, V _{CC} = 10 V, R _L = 100 Ω, Figure 10)	t _{on}	—	7.5	20	µs
Turn-Off Time (I _C = 2 mA, V _{CC} = 10 V, R _L = 100 Ω, Figure 10)	t _{off}	—	5.7	20	µs
Rise Time (I _C = 2 mA, V _{CC} = 10 V, R _L = 100 Ω, Figure 10)	t _r	—	3.2	—	µs
Fall Time (I _C = 2 mA, V _{CC} = 10 V, R _L = 100 Ω, Figure 10)	t _f	—	4.7	—	µs
Isolation Voltage (f = 60 Hz, t = 1 sec)	V _{ISO}	7500	—	—	Vac(pk)
Isolation Resistance (V = 500 V)	R _{ISO}	10 ¹¹	—	—	Ω
Isolation Capacitance (V = 0, f = 1 MHz)	C _{ISO}	—	0.2	—	pF

6

TYPICAL CHARACTERISTICS

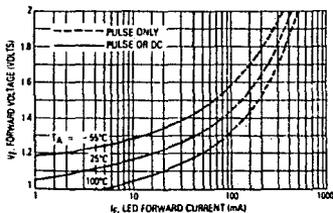


Figure 1. LED Forward Voltage versus Forward Current

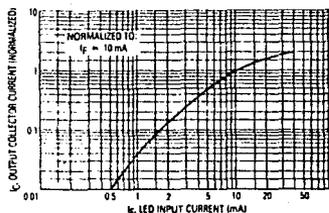


Figure 2. Output Current versus Input Current

MOC8111, MOC8112, MOC8113

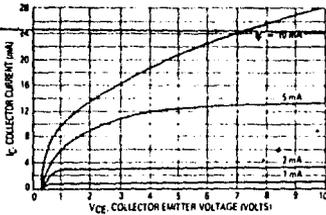


Figure 3. Collector Current versus Collector-Emitter Voltage

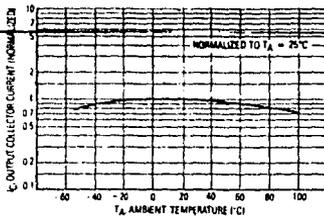


Figure 4. Output Current versus Ambient Temperature

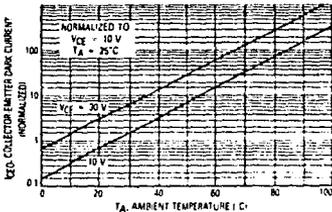


Figure 5. Dark Current versus Ambient Temperature

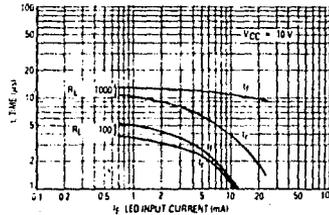


Figure 6. Rise and Fall Times

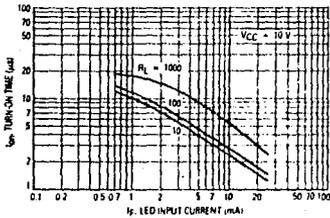


Figure 7. Turn-On Switching Times

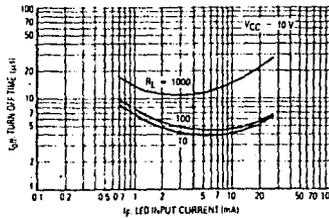


Figure 8. Turn-Off Switching Times

6

MOC8111, MOC8112, MOC8113

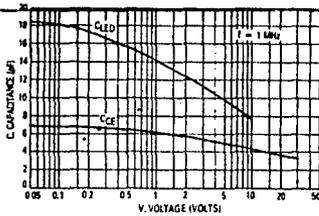


Figure 9. Capacitance versus Voltage

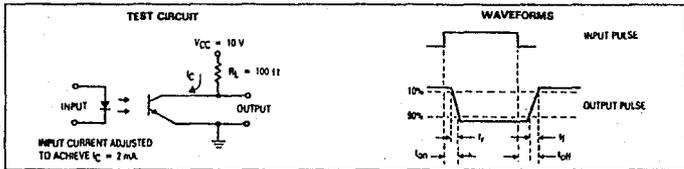
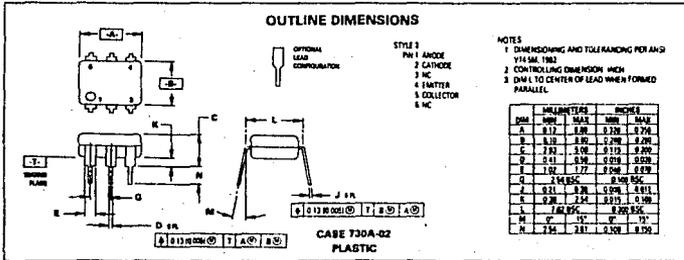


Figure 10. Switching Times

6



MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

6-Pin DIP Optoisolators
Transistor Output

... consist of gallium-arsenide infrared emitting diodes optically coupled to high voltage, silicon, phototransistor detectors in a standard 6-pin DIP package. They are designed for applications requiring high voltage output and are particularly useful in copy machines and solid state relays.

- Convenient Plastic Dual-in-Line Package
- High Input-Output Isolation Guaranteed — 7500 Volts Peak
- UL Recognized, File Number E54915
- VDE approved per standard 0883:6.80 (Certificate number 41853), with additional approval to DIN IEC380 VDE0806, IEC435 VDE0805, IEC65 VDE0860, VDE01110b, covering all other standards with equal or less stringent requirements, including IEC204/VDE0113, VDE0160, VDE0832, VDE0833, etc.
- No Base Connection for Improved Noise Immunity
- Special lead form available (add suffix "T" to part number) which satisfies VDE0883:6.80 requirement for 8 mm minimum creepage distance between input and output solder pads.
- Various lead form options available. Consult "Optoisolator Lead Form Options" data sheet for details.

MOC8204
MOC8205
MOC8206

6-PIN DIP
OPTOISOLATORS
TRANSISTOR OUTPUT
400 VOLTS



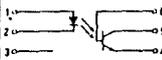
CASE 730A-02
PLASTIC

MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
INPUT LED			
Forward Current — Continuous	I_F	60	mA
Forward Current — Peak Pulse Width = 1 μs , 330 pps	I_F	1.2	Amp
LED Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	120 1.41	mW mW/°C
OUTPUT TRANSISTOR			
Collector-Emitter Voltage	V_{CE}	400	Volts
Emitter-Collector Voltage	V_{ECO}	7	Volts
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	400	Volts
Collector Current (Continuous)	I_C	100	mA
Detector Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	150 1.76	mW mW/°C
TOTAL DEVICE			
Total Device Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	250 2.94	mW mW/°C
Operating Temperature Range	T_J	-55 to +100	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55 to +150	°C
Soldering Temperature (10 s)	—	260	°C
Isolation Surge Voltage Peak ac Voltage, 60 Hz, 1 Second Duration (1)	V_{ISO}	7500	V (pk)

(1) Isolation surge voltage is an internal device dielectric breakdown rating.

SCHEMATIC



1. ANODE
2. CATHODE
3. NC
4. EMITTER
5. COLLECTOR
6. BASE

6

MOC8204, MOC8205, MOC8206

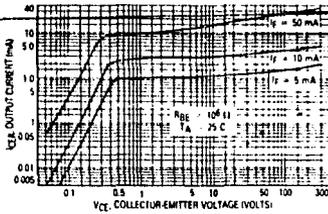


Figure 3. Output Characteristics

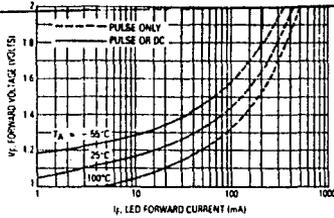


Figure 4. Forward Characteristics

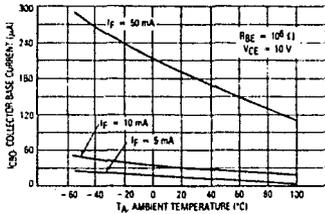


Figure 5. Collector-Base Current versus Temperature

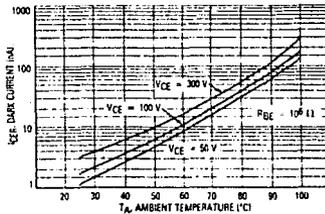
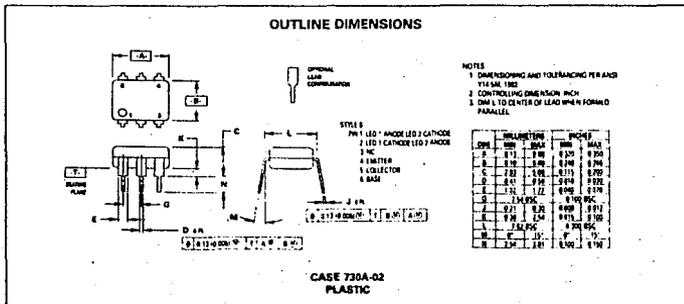


Figure 6. Dark Current versus Temperature

6



MOC8204, MOC8205, MOC8206

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Q1	Q2	Q3	Typ.	Max.	Units
INPUT LED (TA = 25°C unless otherwise noted)						
Reverse Leakage Current (VR = 6 V)	IR	—	—	—	10	μA
Forward Voltage (IF = 10 mA)	VF	—	1.2	1.5	—	Volts
Capacitance (V = 0 V, f = 1 MHz)	CJ	—	18	—	—	pF
OUTPUT TRANSISTOR (TA = 25°C and IC = 0 unless otherwise noted)						
Collector-Emitter Dark Current (RBE = 1 MΩ) (VCE = 300 V)	ICER	—	—	—	100 250	nA μA
Collector-Base Breakdown Voltage (IC = 100 μA)	V(BR)CBO	400	—	—	—	Volts
Collector-Emitter Breakdown Voltage (IC = 1 mA, RBE = 1 MΩ)	V(BR)CER	400	—	—	—	Volts
Emitter-Base Breakdown Voltage (IE = 100 μA)	V(BR)EBO	7	—	—	—	Volts
COUPLED (TA = 25°C unless otherwise noted)						
Current Transfer Ratio (VCE = 10 V, IF = 10 mA, RBE = 1 MΩ)	CTR	20 10 5	— — —	— — —	— — —	%
Surge Isolation Voltage (Input to Output) (t)	VISO	7500	—	—	—	Volts
Isolation Resistance (t) (V = 500 V)	RIISO	—	10 ¹¹	—	—	Ohms
Collector-Emitter Saturation Voltage (IC = 0.5 mA, IF = 10 mA, RBE = 1 MΩ)	VCE(sat)	—	—	0.4	—	Volts
Isolation Capacitance (t) (V = 0 V, f = 1 MHz)	CISO	—	0.2	—	—	pF
Turn-On Time	tON	—	5	—	—	μs
Turn-Off Time	tOFF	—	5	—	—	μs
		VCC = 10 V, IC = 2 mA, RL = 100 Ω				

NOTE: 1. For the last LED Pins 1 and 2 are common and phototransistor Pins 4, 5, and 6 are common.

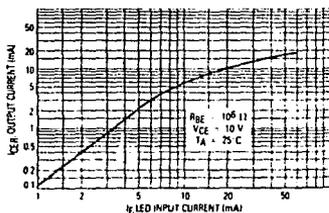


Figure 1. Output Current versus LED Input Current

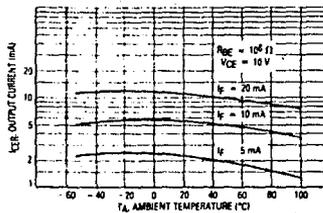


Figure 2. Output Current versus Temperature

Optoisolator Lead Form Options

Suffix R
Suffix S
Suffix T

All Motorola 6-pin dual-in-line optoisolators are available in either a surface-mountable gull-wing lead form or a wide-spaced 0.400" lead form, which is used to satisfy 9 mm pc board spacing requirements.

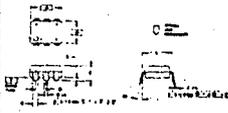
- Attach "R" to any Motorola 6-pin dual-in-line part number for surface-mountable butt-lead option.
- Attach "S" to any Motorola 6-pin dual-in-line part number for surface-mountable gull-wing lead form.
- Attach "T" to any Motorola 6-pin dual-in-line part number for wide-spaced 0.400" lead form.

**OPTOISOLATOR
LEAD FORM
OPTIONS**



R

**Surface-mountable
butt-lead option**



- NOTE**
- 1 DIMENSIONS A AND B ARE OUTLINES
 - 2 DIMENSION C TO CENTER LINE WHEN FORMED PARALLEL
 - 3 DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ASME Y14.5M-1987
 - 4 CONTROLLING DIMENSION INCH

DIMENSION		RANGE	
A	0.180	0.180	0.180
B	0.170	0.170	0.170
C	0.120	0.120	0.120
D	0.100	0.100	0.100
E	0.100	0.100	0.100
F	0.100	0.100	0.100
G	0.100	0.100	0.100
H	0.100	0.100	0.100
I	0.100	0.100	0.100
J	0.100	0.100	0.100
K	0.100	0.100	0.100
L	0.100	0.100	0.100
M	0.100	0.100	0.100
N	0.100	0.100	0.100
O	0.100	0.100	0.100
P	0.100	0.100	0.100
Q	0.100	0.100	0.100
R	0.100	0.100	0.100
S	0.100	0.100	0.100
T	0.100	0.100	0.100
U	0.100	0.100	0.100
V	0.100	0.100	0.100
W	0.100	0.100	0.100
X	0.100	0.100	0.100
Y	0.100	0.100	0.100
Z	0.100	0.100	0.100

7308-02



S

**Surface-mountable
gull-wing option**



- NOTE**
- 1 DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ASME Y14.5M-1987
 - 2 CONTROLLING DIMENSION INCH

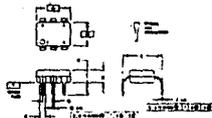
DIMENSION		RANGE	
A	0.110	0.110	0.110
B	0.110	0.110	0.110
C	0.110	0.110	0.110
D	0.110	0.110	0.110
E	0.110	0.110	0.110
F	0.110	0.110	0.110
G	0.110	0.110	0.110
H	0.110	0.110	0.110
I	0.110	0.110	0.110
J	0.110	0.110	0.110
K	0.110	0.110	0.110
L	0.110	0.110	0.110
M	0.110	0.110	0.110
N	0.110	0.110	0.110
O	0.110	0.110	0.110
P	0.110	0.110	0.110
Q	0.110	0.110	0.110
R	0.110	0.110	0.110
S	0.110	0.110	0.110
T	0.110	0.110	0.110
U	0.110	0.110	0.110
V	0.110	0.110	0.110
W	0.110	0.110	0.110
X	0.110	0.110	0.110
Y	0.110	0.110	0.110
Z	0.110	0.110	0.110

730C-02



T

**Wide-spaced (0.400")
lead form option**



- NOTE**
- 1 DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ASME Y14.5M-1987
 - 2 CONTROLLING DIMENSION INCH
 - 3 DIMS TO CENTER OF LEAD WHEN FORMED PARALLEL

DIMENSION		RANGE	
A	0.170	0.170	0.170
B	0.170	0.170	0.170
C	0.170	0.170	0.170
D	0.170	0.170	0.170
E	0.170	0.170	0.170
F	0.170	0.170	0.170
G	0.170	0.170	0.170
H	0.170	0.170	0.170
I	0.170	0.170	0.170
J	0.170	0.170	0.170
K	0.170	0.170	0.170
L	0.170	0.170	0.170
M	0.170	0.170	0.170
N	0.170	0.170	0.170
O	0.170	0.170	0.170
P	0.170	0.170	0.170
Q	0.170	0.170	0.170
R	0.170	0.170	0.170
S	0.170	0.170	0.170
T	0.170	0.170	0.170
U	0.170	0.170	0.170
V	0.170	0.170	0.170
W	0.170	0.170	0.170
X	0.170	0.170	0.170
Y	0.170	0.170	0.170
Z	0.170	0.170	0.170

730D-02

6

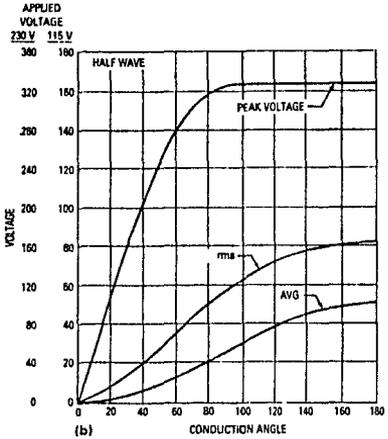
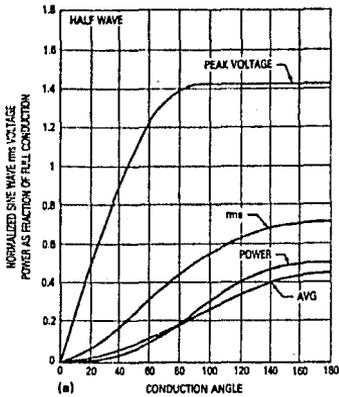


Figure 2.11. Half-Wave Characteristics Of Thyristor Power Control

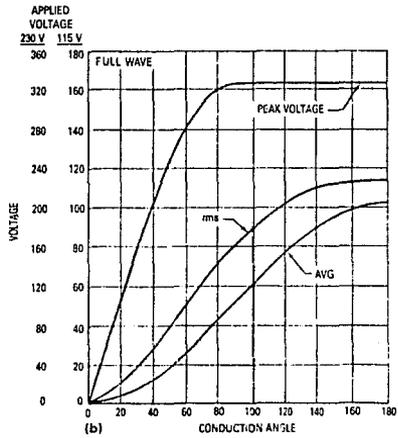
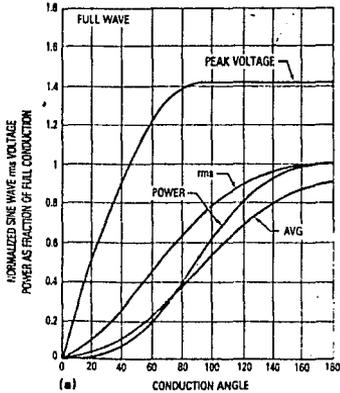


Figure 2.12. Full-Wave Characteristics Of Thyristor Power Control

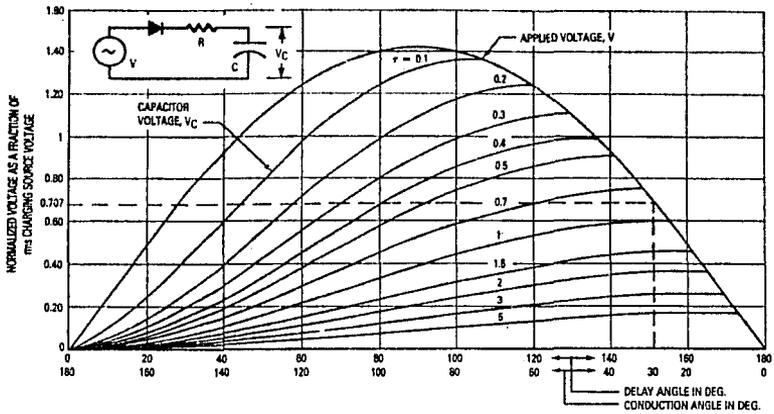


Figure 2.15(a). Capacitor Voltage When Charged

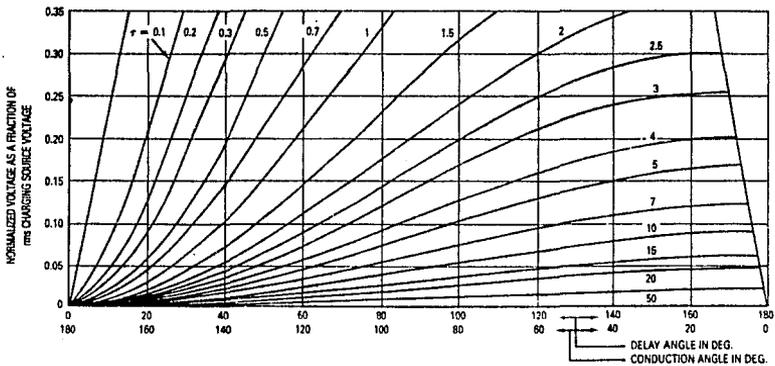


Figure 2.15(b). Expansion of Figure 2.15(a)

MOTOROLA THYRISTOR DEVICE DATA

1-2-11

BIBLIOGRAFIA

- 1).- THIRISTORES Y TRIACS.
AUTOR H. LILEN.
EDIT. MARCOMBO.

- 2).- POWER ELECTRONICS AND CONTROLS.
AUTOR SAMIR K. DATTA.
EDIT. RESTON.

- 3).- ELECTRONICA INDUSTRIAL.
AUTOR J. A. GUALDA.
S. MARTINEZ.

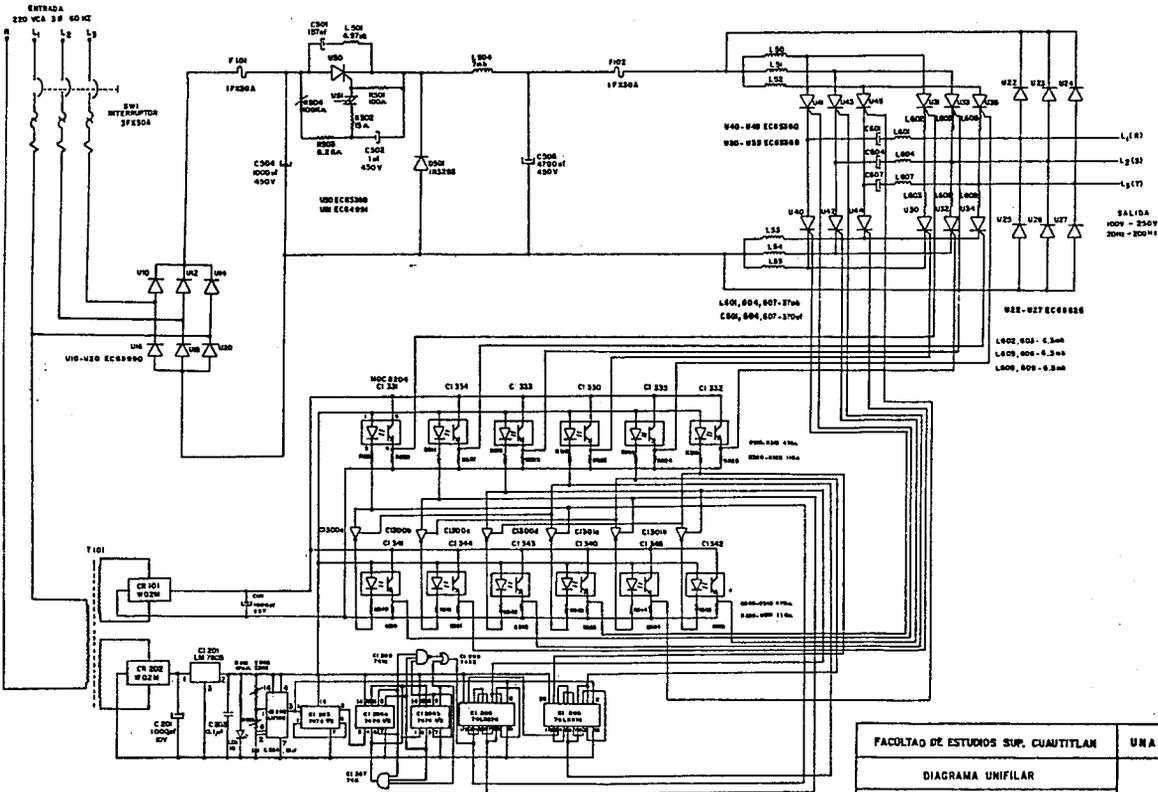
- 4).- OPTO ELECTRONICA DEVICE DATA.
MOTOROLA INC.

- 5).- THIRISTORES DEVICE DATA.
MOTOROLA INC.

- 6).- THIRISTORES CONTROL OF A. C. MOTORS.
AUTOR J. M. D. MURPHY.
EDIT. PERGAMON PRESS.

- 7).- POWER DIODE AND THIRISTORES CIRCUITOS.
AUTOR R. M. DAVIS.
EDIT. CAMBRIDGE UNIVERSITY PRESS.

80. - THIRISTORES CONCEPTOS Y APLICACIONES.
AUTOR RAJENDRA KUMAR SUGANDHI.
KRISHNA KUMAR SUGANDHI.
EDIT. LIMUSA.
90. - PRINCIPLES OF INVERTER CIRCUITS.
AUTOR BEDFORD AND HOFT.
EDIT. WILEY.
100. - ENGINEER'S NOTEBOOK.
AUTOR FORREST M. MIMS.
EDIT. POPULAR ELECTRONICS.
110. - FUNDAMENTOS DE DISEÑO DIGITAL.
AUTOR CESAR RENE DE LA CRUZ LAZO.
EDIT. TRILLAS.



FACULTAD DE ESTUDIOS SUP. CUANTITLÁN		UNAM
DIAGRAMA UNIFILAR		
DISEÑO DE INVERSOR TRIFÁSICO		
FECHA: 15 - MAYO - 1991	DISEÑO: JUAN GONZÁLEZ VERA	1