



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA  
DE MÉXICO**

**ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES.**

**CAMPUS ARAGÓN**

**ANÁLISIS Y APLICACIONES DE LOS COMPONENTES  
SEMICONDUCTORES DE POTENCIA**

**T E S I S**

**QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE  
INGENIERO MECÁNICO ELECTRICISTA  
(ÁREA ELECTRÓNICA)**

**P R E S E N T A :  
ABRAHAM DOMÍNGUEZ VALDEZ**

**ASESOR :  
ING. ELEAZAR MARGARITO PINEDA DÍAZ**

**MÉXICO**

**TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN**

**2002**



Universidad Nacional  
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

**Biblioteca Central**



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

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

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

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

Dedico este trabajo de Tesis y todos mis estudios hasta la fecha logrados a la memoria de mi padre y mi abuela que en paz descansen:

**Sr. José Roberto Domínguez López.**  
**Sra. Natividad Rojas.**

#### AGRADECIMIENTOS.

Un agradecimiento muy sincero para el Ing. Antonio González Garfias, director general de Grupo Siayec S.A. de C.V., por la facilidades proporcionadas para la realización de este trabajo de tesis, así como también el apoyo brindado hacia mi, impulsándome a salir adelante y sobre todo ayudándome para esta presentación.

Así también un agradecimiento muy especial para mi hermano Omar, el cual es gerente de sistemas de grupo Siayec S.A. de C.V., ya que gracias a el y a su muy estimable ayuda y apoyo, tuve la oportunidad no solo del progreso de este trabajo de tesis, si no que también de la experiencia adquirida durante el tiempo que estuve laborando con el.

Por otro lado no podía dejar sin mencionar a mi asesor de tesis, el Ing. Eleazar Pineda, ya que gracias a sus clases tan excelentemente bien dadas y explicadas y a su valiosa ayuda, pude aprender y entender lo que en realidad anhelaba y eso era terminar mi carrera con los mejores conocimientos en el campo laboral de mi especialidad.

Un reconocimiento muy grande a todos aquellos profesores, que durante mi estancia dentro de la escuela me ayudaron y me enseñaron lo que ahora se, por nombrar algunos tenemos a: el Ing. Daniel Aldama, el Ing. Raúl Barrón Vera, el Ing. Adrián Paredes Romero, el Ing. Martín Hernández Hernández, etc.

También quiero agradecer con mucho cariño a mi familia, ya que sin su apoyo y convicción no hubiera podido realizar lo que he logrado, en especial a mi madre Rosa Valdez Rojas, a mi tío José Luis Valdez Rojas, a mi tía Gloria Valdez Rojas. A mis hermanos Dolores, Omar, Israel y Jorge.

Por su ayuda y apoyo a todos ellos GRACIAS.

Si no puedes trabajar con amor  
sino solo con desgano,  
mejor será que abandones el trabajo,  
y te sientes a la puerta del templo,  
a recibir limosnas  
de los que trabajan con alegría.

Khalil Gibran.

## INDICE

### INTRODUCCION

#### CAPITULO 1. ANTECEDENTES DE LA ELECTRONICA DE POTENCIA.

1.1 GENERALIDADES .....	2
1.2 HISTORIA DE LA ELECTRONICA DE POTENCIA .....	3
1.3 CAMPO DE APLICACION .....	5
1.4 DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA .....	8

#### CAPITULO 2. CARACTERISTICAS DE LOS COMPONENTES SEMICONDUCTORES DE POTENCIA.

2.1 DIODOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA .....	10
2.1.1 TIPOS DE DIODOS .....	10
2.1.2 ANALISIS DEL DIODO RECTIFICADOR .....	12
2.1.3 CARACTERISTICAS DE LA COMPONENTE .....	12
2.1.4 CARACTERISTICAS DE RECUPERACION CUANDO SE ENCUENTRA EN INVERSA .....	14
2.2 TRANSISTORES DE POTENCIA .....	17
2.2.1 TIPOS DE TRANSISTORES DE POTENCIA .....	17
2.2.2 ANALISIS DEL TRANSISTOR DE POTENCIA .....	21
2.2.3 CURVAS CARACTERISTICAS DE VOLTAJE-CORRIENTE (V-I) .....	23
2.2.4 CARACTERISTICAS DE CONMUTACION .....	25
2.2.5 CONTROL PARA EVITAR LA SATURACION .....	26
2.3 TIRISTORES .....	28
2.3.1 DISPOSITIVOS ESPECIFICOS DE DISPARO .....	29
2.3.2 ESTADO DE BLOQUEO .....	34
2.3.2.1 FENOMENOS INTERNOS EN BLOQUEO DIRECTO .....	35
2.3.2.2 FENOMENOS INTERNOS EN BLOQUEO INVERSO .....	35
2.3.2.3 CARACTERISTICAS INTERNAS EN BLOQUEO (PERDIDAS) .....	37
2.3.3 ESTADO DE CONDUCCION .....	37
2.3.3.1 FENOMENOS INTERNOS EN CONDUCCION .....	37
2.3.3.2 PARAMETROS DE INTENSIDAD DE CORRIENTE .....	39

2.3.3.3 PERDIDAS EN CONDUCCION.....	40
2.3.4 DISPARO Y BLOQUEO.....	41
2.3.4.1 FORMAS DE DISPARO.....	41
2.3.4.2 TIEMPOS DE DISPARO.....	41
2.3.4.3 DISPARO SOBRE CIRCUITO RESISTIVO.....	41
2.3.4.4. DISPARO SOBRE CIRCUITO INDUCTIVO.....	42
2.3.4.5 CARACTERISTICAS DE PUERTA.....	43
2.3.4.6 BLOQUEO.....	44
2.3.4.7 PROCEDIMIENTOS EXTERIORES DE BLOQUEO.....	46
2.3.5 CIRCUITOS SIMPLES CON TIRISTORES.....	48

### **CAPITULO 3 ANALISIS DE LOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA.**

3.1 ANALISIS DE DIODOS DE POTENCIA.....	51
3.1.1 CIRCUITO RECTIFICADOR MONOFASICO CON CARGA RESISTIVA.....	51
3.1.2 CIRCUITO RECTIFICADOR MONOFASICO DE ONDA COMPLETA.....	55
3.1.3 CIRCUITO CARGADOR DE BATERIA.....	58
3.2 ANALISIS DE TRANSISTORES DE POTENCIA EN CIRCUITOS SIMPLES.....	63
3.2.1 CIRCUITO REGULADOR DE VOLTAJE.....	63
3.2.2 EL TBJ COMO INVERSOR O CONVERTIDOR DE VOLTAJE DE CC-CA.....	67
3.2.3 EL TBJ EN AMPLIFICADORES DE POTENCIA.....	69
3.2.4 AMPLIFICADOR CLASE "B" PUSH-PULL.....	80
3.3 ANALISIS DE LOS TIRISTORES.....	83
3.3.1 RECTIFICADORES CONTROLADOS.....	83
3.3.1.1 PRINCIPIO DE OPERACION.....	84
3.3.1.2 SEMICONVERTIDORES MONOFASICOS.....	85
3.3.2 CONTROLADORES DE VOLTAJE DE C.A.....	89
3.3.3 PROPULSORES DE C.D.....	92
3.3.3.1 PROPULSORES MONOFASICOS.....	93

## CAPITULO 4 APLICACIONES DE LOS DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA.

4.1 AMPLIFICADOR MONOAUDAL CON TRANSISTORES DE POTENCIA .....	99
4.1.1 INTRODUCCION .....	99
4.1.2 CONDICIONES DE OPERACION .....	101
4.2 AMPILIFICADOR KENWOOD SERIES A-5G .....	104
4.2.1 INTRODUCCION .....	104
4.2.2 REQUISITOS DE ALIMENTACION .....	106
4.2.2.1 VOLTAJE REQUERIDO .....	106
4.2.2.2 CORRIENTE REQUERIDA .....	106
4.2.2.3 REQUISITOS DE TIERRA FISICA .....	107
4.2.3 REQUISITOS DE LOS CABLES .....	107
4.2.3.1 CABLES DE ENTRADA .....	107
4.2.3.2 CABLES DE SALIDA .....	107
4.2.4 DESCRIPCION DEL PANEL FRONTAL .....	108
4.2.5 PANEL POSTERIOR .....	109
4.2.6 DESCRIPCION DEL EQUIPO KENWOOD SERIES A-5G .....	110
4.2.6.1 CIRCUITO DE ENCENDIDO/APAGADO PARA LA SINCRONIA .....	110
4.2.6.2 DESCRIPCION DEL CIRCUITO DE POTENCIA .....	112
4.2.7 DESCRIPCION DE LAS COMPONENTES .....	112
4.2.8 LISTA DE PARTES DE LAS COMPONENTES PARA EL AMPLIFICADOR .....	117
4.3 FUENTES DE ALIMENTACION REGULADA Y CONMUTADA EN T.V. A COLOR .....	123
4.3.1 FUENTES DE ALIMENTACION REGULADA SIMPLE .....	123
4.3.1.1 FUENTE PERMANENTE .....	125
4.3.1.2 FUENTE DE ALTO VOLTAJE (FLY-BACK) .....	126
4.3.1.3 ANALISIS DE UN CIRCUITO REPRESENTATIVO .....	128
4.3.2 LOCALIZACION DE FALLAS EN UNA FUENTE DE ALIMENTACION REGULADA .....	130
4.3.2.1 PRECAUCIONES QUE SE DEBEN TOMAR .....	132
4.3.2.2 ACERCA DE LOS TIPOS DE FALLAS .....	132
4.4 FUENTES DE ALIMENTACION CONMUTADAS .....	133

4.4.1 TIPOS DE FUENTES CONMUTADAS.....	133
4.4.1.1 FUENTES TIPO PAM.....	133
4.4.1.2 FUENTES TIPO PWM.....	135
4.4.2 SERVICIO A FUENTES CONMUTADAS EN T.V. A COLOR .....	135
4.4.2.1 PROCEDIMIENTO DE LOCALIZACION DE FALLAS .....	135
4.4.2.2 RECOMENDACIONES.....	138
4.5 CIRCUITOS DE FUENTES CONMUTADAS EN T.V. SONY.....	139
4.5.1 GENERALIDADES .....	139
4.5.2 FUENTE PERMANENTE.....	142
4.5.2.1 OPERACION.....	142
4.5.2.2 DETECCION DE FALLAS.....	144
4.5.3 ETAPA DE ENCENDIDO .....	146
4.5.3.1 SECUENCIA DE OPERACION .....	148
4.5.3.2 SECUENCIA DESMAGNETIZADORA .....	148
4.5.3.3 DETECCION DE FALLAS.....	148
4.5.4 REGULACION DE VOLTAJE.....	149
4.5.4.1 REGULACION Y PROTECCION .....	151
4.5.4.2 DETECCION DE FALLAS.....	152
4.5.4.3 VOLTAJES B+ BAJOS.....	152
4.5.4.4 APAGADO DE PROTECCION.....	152
4.5.4.5 FORMAS DE ONDA .....	153
4.5.5 REGULADOR DE CORRIENTE.....	154
4.5.5.1 OPERACION.....	156
4.6 HORNO CENTORR.....	157
4.6.1 INTRODUCCION .....	157
4.6.2 ESPECIFICACIONES TECNICAS.....	159
4.6.3 DESCRIPCION DE LA ETAPA DE POTENCIA .....	162
4.7 CONTROL DIGITAL DE POTENCIA .....	177
4.7.1 FUENTE DE ALIMENTACION.....	177
4.7.2 CIRCUITO DE CONTROL.....	179

4.7.3 ETAPA DE SALIDA .....	180
4.7.4 APLICACIÓN DEL CONTROL .....	182
4.7.5 LISTADO DEL PROGRAMA DEL SOFTWARE .....	183
CONCLUSIONES .....	188
NOMENCLATURA .....	190
GLOSARIO .....	194
APENDICE: HOJAS DE DATOS DE FABRICANTE .....	197
BIBLIOGRAFIA .....	208



## INTRODUCCION.

Aun cuando algunos de los temas hoy en día de electrónica de potencia eran ya conocidos en la década de 1920 a 1930, es indudable que algunos componentes que se utilizaban, eran diferentes a los actuales y es obvio que el auge experimentado en los laboratorios de investigación ha dado lugar a la aparición de nuevos dispositivos: aquellos que se fabrican con materiales semiconductores.

Bajo el título de electrónica de potencia se incluyen temas no siempre relacionados con aquel, ya que tomando en cuenta los avances recientes en esta rama de la electrónica, su contenido no está perfectamente establecido.

Por otra parte, no es fácil encontrar textos que cubran en un solo libro todos los temas de análisis de los diferentes tipos de semiconductores de potencia, ya que existen contextos monográficos sobre temas concretos con tratamientos incluso exhaustivos y orientados, en muchos de los casos, hacia el diseño de equipos.

Con este trabajo se pretende realizar una conjunción de las diferentes fuentes de información que ha juicio propio forma parte indudable de lo que hoy se entiende por electrónica de potencia.

Así, los objetivos particulares de la tesis son: tener los conceptos básicos de los principales componentes semiconductores de potencia, sus diferentes aplicaciones en el campo de la industria actual, aplicaciones y conceptos de cada uno de los elementos de potencia, en un mismo texto. La metodología que se seguirá para lograr los objetivos es la siguiente:

En el primer capítulo se da un bosquejo histórico de la electrónica de potencia, así como la explicación de cada elemento de potencia a tratar y un campo de aplicación. Como es el caso de: Rectificadores con diodos; Rectificadores con tiristores, Convertidores de corriente, etc.

En el segundo capítulo se menciona un marco general teórico, donde se nombran las características principales de los elementos de potencia. Tipos de diodos, Transistores y Tiristores. También se mencionan características de voltajes y corrientes, así como también sus curvas características de funcionamiento.

El tercer capítulo se hace un análisis de cada uno de los dispositivos a través de circuitos básicos, aplicando ya sea corriente continua ( C.C ) o corriente alterna ( C.A. ), para ver el comportamiento de las componentes en base a los datos del fabricante así como también el análisis de las diferentes regiones de operación. Para este capítulo se toman en cuenta circuitos sencillos como son el caso de los circuitos rectificadores monofásicos de onda completa, el TBJ en amplificadores de potencia, amplificadores clase "B", Propulsores de C.D., etc.

El cuarto capítulo, trata de las aplicaciones que se pueden tener en la industria, de la combinación de los diferentes elementos de potencia para el control de maquinaria y que puedan llevar a cabo un proceso determinado. Aquí se mencionan las aplicaciones reales de los dispositivos y el trabajo que desempeñan en los amplificadores marca KENWOOD, las diferentes fuentes conmutadas en T.V., el trabajo de los tiristores dentro de la etapa de potencia del Horno Centorr que se encuentra en el Centro Tecnológico de la ENEP ARAGON, etc.

En el apartado de la nomenclatura, se mencionan los términos más comúnmente usados en este trabajo de tesis para diodos, transistores y tiristores.

El glosario es una especie de diccionario, donde se muestran los conceptos de los términos usados en este trabajo de tesis, con el fin de que el lector tenga un significado más preciso de lo que se habla al mencionar las partes de un transistor, los voltajes, las corrientes, los tiempos de disparo de un tiristor, etc.

En el apéndice se hace referencia a las hojas de datos de diferentes fabricantes de dispositivos semiconductores de potencia más usados en la industria y más comerciales. Características de voltajes y corrientes.

# CAPITULO

## 1

### ANTECEDENTES DE LA ELECTRONICA DE POTENCIA.

#### 1.1 GENERALIDADES.

La electrónica de potencia o electrónica de las altas corrientes es una técnica que se ha desarrollado a partir de la electrónica y la electricidad, gracias al avance de la fabricación de los semiconductores de potencia, y puede definirse como la técnica para modificar la presentación de la energía eléctrica.

La electrónica de potencia se ocupa de los dispositivos y circuitos de estado sólido requeridos en el procesamiento de señales para cumplir con los objetivos de control deseados. Otra definición de la electrónica de potencia es como la aplicación de la electrónica de estado sólido para el control y la conversión de la energía eléctrica.

La electrónica de potencia se basa, en la conmutación de dispositivos semiconductores de potencia. Con el desarrollo de la tecnología de los semiconductores de potencia, de las capacidades de manejo de energía y la velocidad de conmutación de los dispositivos de potencia han mejorado tremendamente. Entonces podemos decir que la característica más importante en la electrónica de potencia es el rendimiento, en la que los elementos activos han de trabajar en conmutación.

La electrónica de potencia ha alcanzado ya un lugar importante en la tecnología moderna y se utiliza ahora en una gran variedad de productos de alta potencia, que incluyen controles de calor, de iluminación, de motores, fuentes de alimentación, sistemas de propulsión de vehículos y sistemas de corriente directa de alto voltaje (HVDC).

Un equipo de electrónica de potencia consta fundamentalmente de:

1. Un circuito de potencia compuesto de semiconductores de potencia y elementos pasivos.
2. Un circuito de mando, que elabora la información proporcionada por el circuito de potencia y genera unas señales de excitación. Determina la conducción de los semiconductores controlados (tiristores, transistores) en el circuito de potencia. Dada la gran amplificación de estos semiconductores controlados, la potencia consumida por el circuito de mando es despreciable frente al del circuito de potencia.
3. Señal de entrada. Es la señal de excitación en el circuito de mando.
4. Fuente de alimentación. Es la que se encarga de alimentar al circuito con el voltaje necesario para su funcionamiento.
5. Señal de salida. Es la señal que es enviada a la carga para que realice un trabajo determinado.
6. Carga.

Todos estos elementos se muestran en la figura 1.1

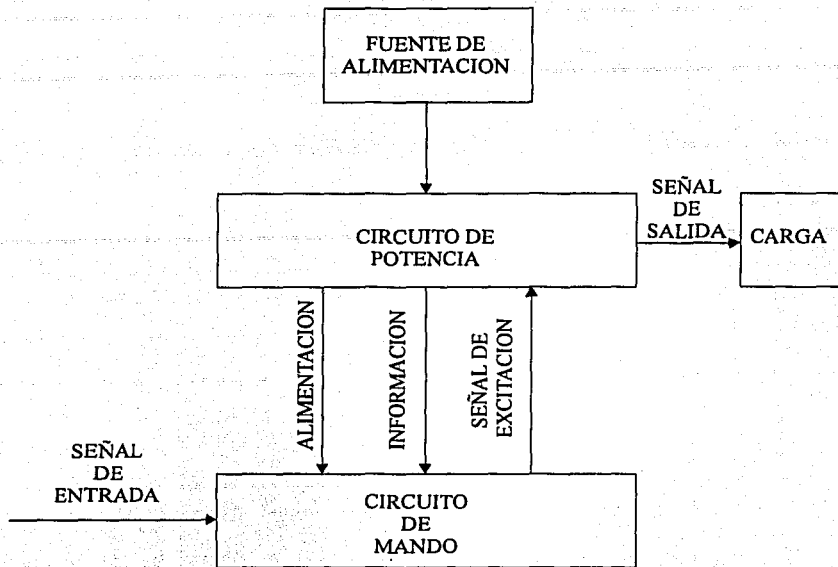


Fig. 1.1 Diagrama a bloques de un equipo electrónico de potencia.

El objeto de la electrónica de potencia es precisamente el estudio del circuito de potencia y la apropiada elección de las señales de excitación que ha de proporcionar el circuito de mando.

## 1.2 HISTORIA DE LA ELECTRONICA DE POTENCIA.

La historia de la electrónica de potencia comienza en el año de 1900, con la fabricación del rectificador de arco de mercurio. Luego apareció gradualmente el rectificador de tanque metálico, el rectificador de tubo de alto vacío de rejilla controlada, etc. Estos dispositivos se aplicaron al control de energía hasta la década de 1950.

La primera evolución electrónica inicia en 1948 con la construcción del diodo de silicio. La mayor parte de las tecnologías electrónicas avanzadas actuales tienen su origen en esta construcción. A través de los años, la microelectrónica moderna ha evolucionado a partir de los semiconductores de silicio. La siguiente etapa fue en 1956 con la construcción del transistor de disparo PNP, que se definió como un tiristor o rectificador controlado de silicio (SCR).

La segunda evolución electrónica empezó en 1958 con el desarrollo del tiristor convencional, que es el SCR. Ese fue el principio de una nueva era en la electrónica de potencia. Desde entonces, se han introducido muy diversos tipos de dispositivos semiconductores de potencia y técnicas de conversión. La evolución de la microelectrónica nos vino a dar la capacidad de procesar una gran cantidad de información a una velocidad increíble y la evolución de la electrónica de potencia nos está dando la capacidad de dar forma y controlar grandes cantidades de energía con una eficiencia cada vez mayor. Debido a la gran fusión de la electrónica de potencia que es el músculo, con la microelectrónica que es el cerebro, se han descubierto múltiples aplicaciones y se seguirán descubriendo más. La evolución de la electrónica de potencia ha ganado terreno, desde el fin de los años 80's y principio de los 90's. En la figura 1.2 se muestra la historia cronológica de la electrónica de potencia.

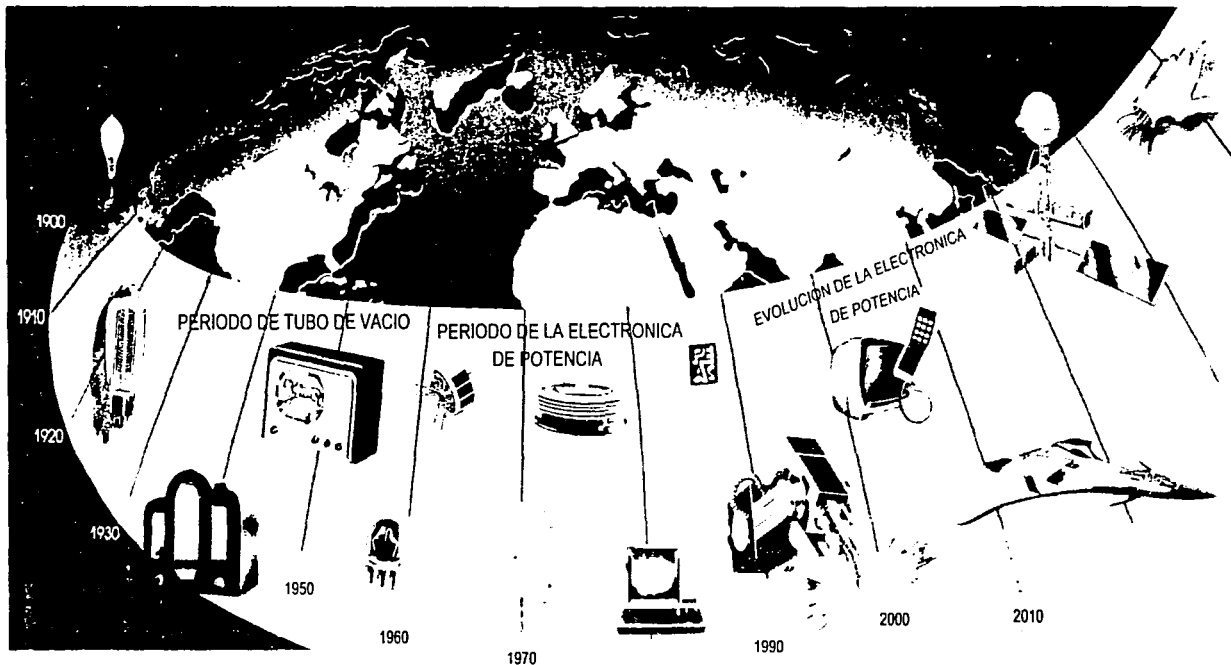


Figura 1.2 Historia Cronologica de la electronica de potencia

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

### 1.3 CAMPO DE APLICACION.

Para el control de la potencia eléctrica es necesario convertir la potencia de una forma a otra, las características de interrupción de los dispositivos de potencia permiten dicha conversión. Los circuitos electrónicos de potencia se pueden clasificar en seis tipos, de acuerdo a la conversión que realizan:

1. **Rectificadores con diodos.** Un circuito rectificador por diodos convierte el voltaje de corriente alterna (CA) en un voltaje fijo de corriente continua (cc) como se muestra en la figura 1.3. El voltaje de entrada al rectificador puede ser monofásico o trifásico.

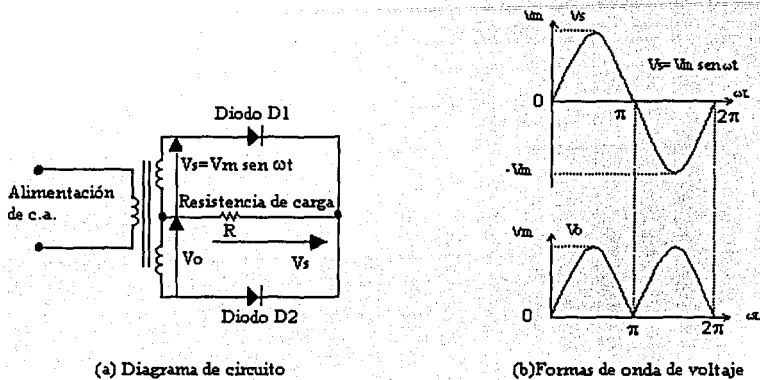


Figura 1.3 Circuito rectificador monofásico.

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

2. **Convertidores controlados de corriente alterna-corriente continua (ca-cc).** Un convertidor monofásico con dos tiristores de conmutación natural aparece en la figura 1.4. El valor del voltaje de salida se puede controlar variando el tiempo de conducción de los tiristores o el ángulo de retraso de disparo,  $\alpha$ . La entrada puede ser una fuente mono o trifásica. Estos convertidores se conocen también como *rectificadores controlados*.

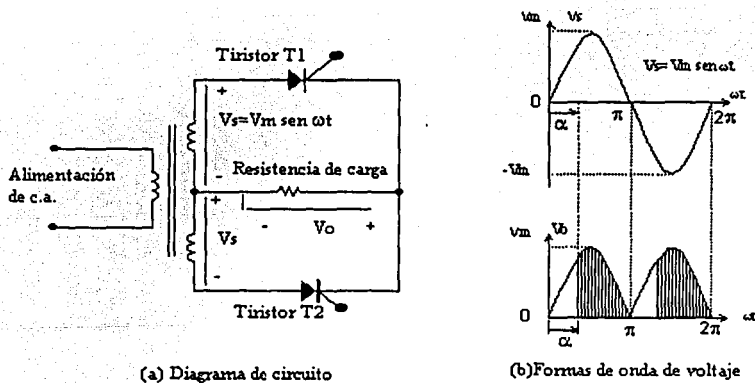


Figura 1.4 Convertidor monofásico ca-cc.

3. **Convertidores de corriente alterna-corriente alterna (ca-ca).** Estos convertidores se utilizan para obtener un voltaje de salida de corriente alterna variable a partir de una fuente de corriente alterna fija, la figura 1.5 muestra un convertidor monofásico con un TRIAC. El voltaje de salida se controla mediante la variación del tiempo de conducción de un TRIAC. Estos tipos de convertidores también se conocen como *controladores de voltaje de ca*.

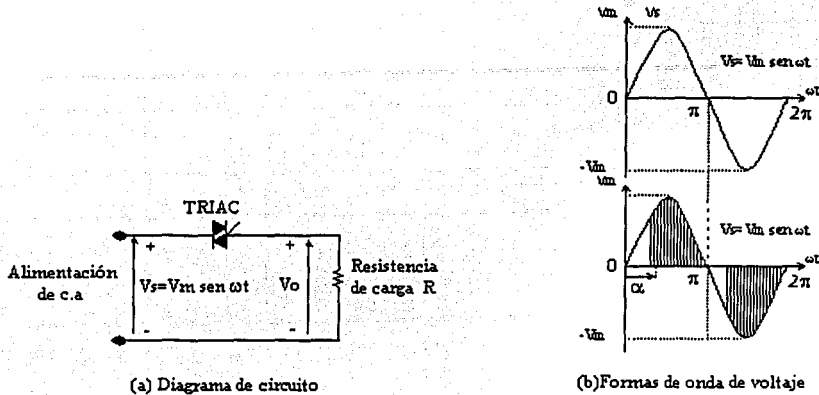


Figura 1.5 Convertidor monofásico ca-ca.

4. **Convertidores de corriente directa-corriente directa (cd-cd).** Un convertidor cd-cd también se conoce como un *pulsador o regulador de conmutación* en la figura 1.6 aparece un pulsador de transistor. El voltaje promedio de salida se controla mediante la variación del tiempo de conducción  $t$ , del transistor  $Q1$ . Si  $T$  es el periodo de corte, entonces  $t1 = dT$ ,  $d$  se conoce como el ciclo de trabajo del pulsador.

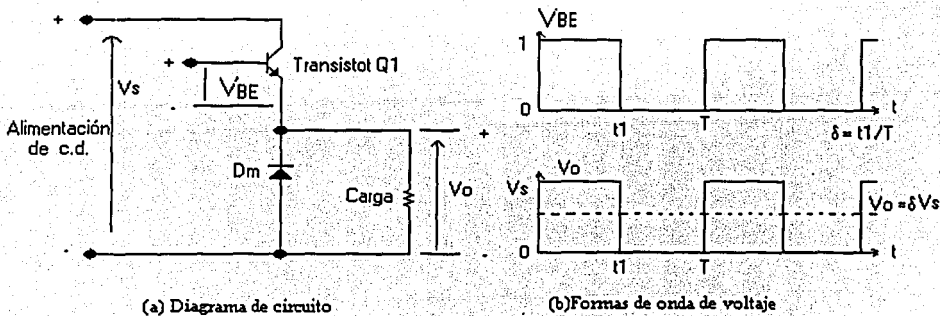


Figura 1.6 Convertidor de cd-cd.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

5. **Convertidores de corriente directa-corriente alterna (cd-ca).** Un convertidor de cd a ca también se conoce como un *inversor*. Un inversor monofásico de transistor se muestra en la figura 1.7. Si los transistores  $M1$  y  $M2$  conducen durante medio periodo, y  $M3$  y  $M4$  conducen durante la otra mitad, el voltaje de salida tiene una forma alterna. El voltaje de salida puede ser controlado variando el tiempo de conducción de los transistores.

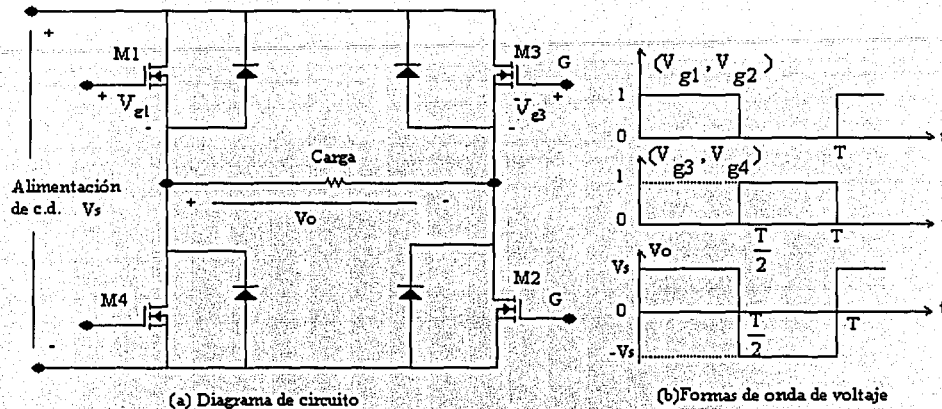


Figura 1.7 Convertidor monofásico cd-ca.

6. **Interruptores estáticos.** Dado que los dispositivos de potencia son operados como interruptores estáticos, la alimentación a estos interruptores pueden ser de ca o de cd.

La electrónica de potencia frente a otras ramas de la electrónica proporciona unos equipos con las siguientes ventajas:

- Mejores características eléctricas (respuesta más rápida, mejor estabilidad, etc.).
- Mayores fiabilidad y vida.
- Carencia casi total de mantenimiento, al no haber partes móviles que se desgasten.
- Ausencia de vibraciones.
- No hay arco eléctrico, evitándose todos los inconvenientes a que da lugar.

y con los siguientes inconvenientes:

- Menor robustez eléctrica, es decir, menor capacidad para soportar las sobretensiones y las sobreintensidades. Para esto se debe realizar un estudio completo del circuito de potencia.
- Algunos montajes son más caros; no obstante, este inconveniente lo es cada vez menos a medida que se avanza en la tecnología de fabricación y en la comercialización de los semiconductores de potencia.

Por todo lo anterior la electrónica de potencia se ha introducido de lleno en la industria (interruptores estáticos, fuentes de alimentación, carga de baterías, control de temperatura, variadores de velocidad de motores, etc.) y sigue evolucionando y creciendo constantemente.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

## 1.4 DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA.

Desde que se desarrollo el primer tiristor rectificador controlado de silicio (SCR) a fines de 1957, ha habido grandes adelantos en los dispositivos semiconductores de potencia. Hasta 1970, los primeros tiristores se habían utilizado para el control de energía en aplicaciones industriales. A partir de 1970 se desarrollaron varios dispositivos semiconductores de potencia en forma comercial, éstos se pueden dividir en cinco tipos principales:

- a) Diodos de potencia.
- b) tiristores.
- c) Transistores bipolares de juntura (TBJ).
- d) MOSFET de potencia.
- e) Transistores bipolares de compuerta aislada (IGBT) y Transistores de inducción estáticos (SIT).

Los diodos de potencia son de tres tipos : de uso general, de alta velocidad ( o de recuperación rápida ) y Schottky. Los diodos de uso general están disponibles hasta 3000 V, 3500 A, y la especificación de los diodos de recuperación rápida pueden llegar hasta 3000 V, 1000 A. El tiempo de recuperación inversa varía entre 0.1y5 microseg. Los diodos de recuperación rápida son esenciales para la interrupción de los convertidores de potencia a altas frecuencias. Un diodo tiene dos terminales: un cátodo y un ánodo. Los diodos Schottky tienen un voltaje bajo en estado activo y un tiempo de recuperación muy pequeño, típicamente en nanosegundos. La corriente de fuga aumenta con el voltaje y sus especificaciones se limitan a 100 V, 300 A. Un diodo conduce cuando el voltaje de su ánodo es más alto que el de su cátodo; siendo la caída de voltaje directa de un diodo de potencia muy baja, típicamente 0.5 y 1.2 V. Si el voltaje del cátodo es más alto que el voltaje del ánodo, se dice entonces que el diodo está en modo de bloqueo.

Un tiristor tiene tres terminales: un ánodo, un cátodo y una compuerta. Cuando una pequeña corriente pasa a través de la terminal de la compuerta hacia el cátodo, el tiristor conduce, siempre y cuando la terminal del ánodo esté a un potencial más alto que el cátodo. Una vez que el tiristor esta en un modo de conducción, el circuito de la compuerta no tiene un control y el tiristor continúa conduciendo. Cuando un tiristor está en un modo de conducción, la caída de potencial en directa es muy pequeña, típicamente 0.5 a 2 V. Un tiristor que conduce puede desactivarse haciendo que el potencial del ánodo sea igual o menor que el potencial del cátodo. Los tiristores conmutados en línea se desactivan en razón de la naturaleza senoidal del voltaje de entrada, y los tiristores conmutados en forma forzada se desactivan mediante un circuito adicional llamado como circuiteria de conmutación.

Los transistores bipolares de alta potencia son comunes en los convertidores de energía a frecuencias menores que 10 KHz y su aplicación es eficaz en las especificaciones de potencia de hasta 1200 V, 400 A. Un transistor bipolar tiene tres terminales: base emisor y colector. Por lo general, se opera en forma de interruptor en la configuración de emisor común. Mientras que la base de un transistor NPN está a un potencial más alto que el emisor, y la corriente de base sea lo suficientemente grande para excitar al transistor en la región de saturación, el transistor se conservará activo, siempre que la unión del colector al emisor esté correctamente polarizada.

Algunas especificaciones de los dispositivos semiconductores de potencia comercialmente disponibles aparecen en la tabla 1.1.



**TABLA 1.1 ESPECIFICACIONES DE DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA.**

	Tipo	Especificación de voltaje/ Corriente	Frecuencia (Hz)	Tiempo de Conmutación (microseg)	Resistencia de estado activo (mΩ)
Diodos	Uso general	5000V/5000A	1KHz	100	0.16m
	alta velocidad	3000V/1000A	10KHz	2.5	1m
	Schottky	40V/60A	20KHz	0.23	10m
Tiristores desactivados en forma forzada	De bloqueo Inverso	5000V/5000A	1KHz	200	0.25m
	Alta velocidad	1200V/1500A	10KHz	20	0.47m
	Bloqueo Inverso	2500V/400A	5KHz	40	2.16m
	Conducción Inversa	2500V/1000A	5KHz	40	2.1m
	GATT	1200V/400A	20KHz	8	2.24m
	Disparo lumínico	6000V/1500A	400KHz	200/400	0.53m
TRIAC Tiristores desactivados automáticamente Transistores de potencia	Individual	1200V/300A	400KHz	200/400	3.57m
	GTO	4500V/3000A	10KHz	1.5	2.5m
	SITH	4000V/2200A	20KHz	6.5	5.75m
	Individual	400V/250A	20KHz	9	4m
		400V/40A	20KHz	6	31m
		630V/50A	25KHz	1.7	15m
	Darlington	1200V/400A	10KHz	30	10m
SIT MOSFET de potencia	Individual	1200V/300A	100KHz	0.55	1.2m
	Individual	500V/8.6A	100KHz	0.7	0.6m
		1000V/4.7A	100KHz	0.9	2m
		500V/50A	100KHz	0.6	0.4m
IGBT MICT	Individual	1200V/400A	20KHz	2.3	60m
	Individual	600V/60A	20KHz	2.2	18m

# CAPITULO

## 2

### CARACTERISTICAS DE LOS COMPONENTES SEMICONDUCTORES DE POTENCIA.

#### 2.1 DIODOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA.

Los diodos semiconductores de potencia juegan un papel muy importante en los circuitos electrónicos de potencia. Un diodo funciona como un interruptor, a fin de llevar a cabo varias funciones, como: interruptores en los rectificadores, de marcha libre en los reguladores conmutados, inversión de carga de los capacitores y transferencia de energía entre componentes, aislamiento de voltaje, retroalimentación de la energía de la carga a la fuente de energía y recuperación de la energía atrapada.

Para la mayor parte de las aplicaciones, se puede suponer que los diodos de potencia son interruptores ideales, pero los diodos prácticos o reales difieren de las características ideales y tienen ciertas limitaciones. Los diodos de potencia son similares a los diodos de señal de unión pn. Sin embargo, los diodos de potencia tienen mayores capacidades en el manejo de la energía, el voltaje y la corriente, que los diodos de señal ordinarios. La respuesta a la frecuencia (o velocidad de conmutación) es baja en comparación con los diodos de señal.

##### 2.1.1 TIPOS DE DIODOS.

Idealmente, un diodo no debería tener tiempo de recuperación inversa. Sin embargo, el costo de fabricación de un diodo ideal aumentaría. En muchas aplicaciones, no tiene mucha importancia los efectos del tiempo en recuperación inversa, y se pueden utilizar diodos menos costosos. Dependiendo de las características de recuperación y de las técnicas de fabricación, los diodos de potencia se pueden clasificar en tres categorías.

a) Diodos de uso general.

b) diodos de recuperación rápida.

c) Diodos Schottky.

**Diodos de uso general.** Los diodos de uso general tienen un tiempo de recuperación inversa relativamente alto, típicamente de 25 microsegundos, y se utilizan en aplicaciones de baja velocidad, en las que el tiempo de recuperación no es crítico. Estos diodos cubren especificaciones de corriente desde menos de 1 hasta varios miles de amperios, con especificaciones de voltajes desde 50 V hasta alrededor de 5 kV. Estos diodos generalmente se construyeron por difusión. Sin embargo, los rectificadores de tipo de aleación usados en las fuentes de alimentación para máquinas de soldadura son muy económicos y duraderos, cuyas especificaciones pueden llegar hasta 300 A y 1000 V.

**Diodos de recuperación rápida.** Estos diodos tienen un tiempo de recuperación bajo, por lo general menor de 5 microsegundos. Se utilizan en circuitos convertidores cd-cd y cd-ca, en los que la velocidad de recuperación es a menudo de importancia crítica. Estos diodos cubren especificaciones de corriente, desde menos de 1 hasta cientos de amperios, con especificaciones de voltaje desde 50 V hasta aproximadamente 3 kV. En la figura 2.1 se muestran diodos de recuperación rápida de varios tamaños.

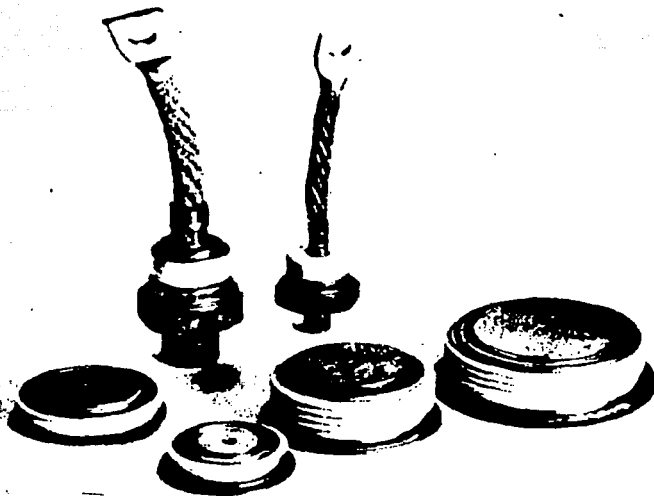


Figura 2.1 Diodos de recuperación rápida.

**Diodos Schottky.** En este tipo de diodos se puede eliminar el problema de almacenamiento de carga de una unión pn. Esto se lleva a cabo estableciendo una "barra de potencial" con un contacto entre un metal y un semiconductor.

La carga recuperada de un diodo Schottky es mucho menor que la de un diodo equivalente de unión pn. Dado que se debe sólo a la capacitancia de la unión. Un diodo Schottky tiene una salida de voltaje directa relativamente baja.

La corriente de fuga de un diodo Schottky es mayor que la de un diodo de unión pn. Un diodo de este tipo con un voltaje de conducción bajo tiene una corriente de fuga alta, y viceversa. En la figura 2.2 se muestran rectificadores Schottky de 20 y de 30 A duales.

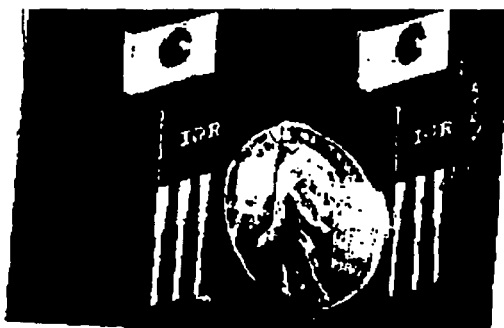


Figura 2.2 Rectificadores Schottky .

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

## 2.1.2 ANALISIS DEL DIODO RECTIFICADOR.

En el caso de los diodos que son componentes semiconductores de dos terminales, pueden realizar las funciones siguientes: Interruptor en un rectificador; realimentador en una fuente de energía; regulador conmutador; etc.

Los diodos de potencia realizan las mismas funciones que los diodos de señal, solo que manejan más energía, voltaje y corriente, pero tienen menor velocidad de conmutar, es decir que son más lentos.

## 2.1.3 CARACTERISTICAS DE LA COMPONENTE.

### 1.- Relación Voltaje-Corriente ( V-I ).

Apoyándose de la figura 2.3 se podrá entender mejor la característica de Voltaje-Corriente ( V-I ).

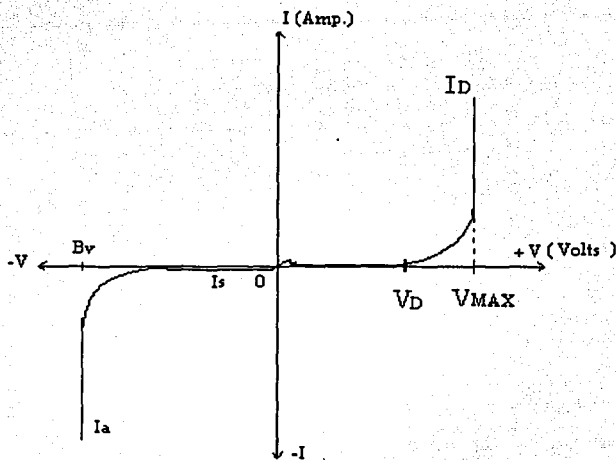


Figura 2.3 Características de Voltaje-Corriente.

Donde :

$V+$  = Es la polarización directa que se aplica al diodo para que conduzca.

$I_D$  = Es la corriente de conducción en el diodo con  $V+$  de ánodo hacia cátodo.

$I_S$  = Es la corriente de saturación inversa que aparece cuando el diodo se polariza con  $-V$  de cátodo hacia ánodo ( $10^{-6} \leq I_S \leq 10^{-15}$  Amperes ).

$B_V$  = Es el voltaje de ruptura en polarización inversa que ocasiona un daño en el diodo y es dato de fabricante.

$I_a$  = Es la corriente de avalancha cuando el diodo se polariza en inversa y ya se encuentra dañado ( aparece con  $B_V$  mayor ).

Durante un análisis se pueden tomar en cuenta las siguientes consideraciones :

(a) Si existe  $I_a$  es porque el diodo se encuentra en corto circuito.

(b) La corriente  $I_D$  se puede obtener de la ecuación de la ley de SCHOCK, esto es :

$$I_D = I_S \left[ \frac{V_D}{e^{nV}} \right] - 1$$

Donde :

$n$  = Es el coeficiente de emisión. 1 para el diodo de germanio ( Ge ) y 2 para el diodo de silicio ( Si ).

$V_t$  = Es el voltaje térmico y esta dado por :  $K_T / q$ .

$K$  = Es la constante de Boltzmann que es :  $1.38 \times 10^{-23}$  joule/°K

$q$  = Carga del electrón que es :  $1.6 \times 10^{-19}$  coulombs.

$T$  = Temperatura de operación en °K.

Por lo que se deduce que la ecuación de  $I_D$  es solamente útil en un laboratorio para hacer pruebas y no para analizar un circuito eléctrico con diodos.

## 2.- Regiones de operación.

Al hablar de regiones de operación se está refiriendo a un estado de operación en donde puede estar una componente cuando existe un voltaje de alimentación, estas regiones pueden ser las siguientes:

- **Región activa.** Es cuando existe un potencial más positivo en el ánodo con respecto al cátodo. En otras palabras es cuando se aplica un voltaje positivo en el ánodo y un negativo en el cátodo, pero mayor a  $V_D$ . Como se muestra en la figura 2.4.

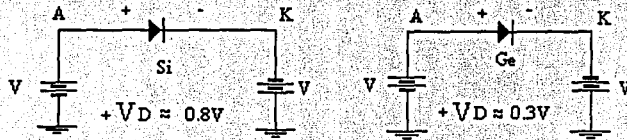


Figura 2.4 Región activa de conducción.

- **Región de corte.** Es el mismo principio que el inciso anterior pero cuando se aplica un voltaje menor que  $V_D$ . Como se muestra en la figura 2.5.

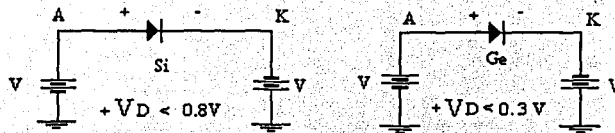


Figura 2.5 Región de corte

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

- **Región inversa.** Es cuando se aplica un voltaje positivo en el cátodo y uno negativo en el ánodo por lo que solo existe  $I_S$ . Como se muestra en la figura 2.6.

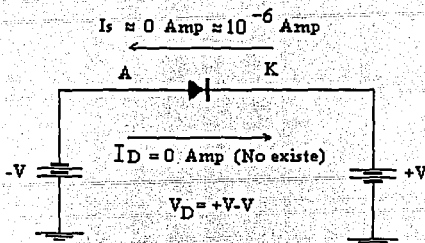


Figura 2.6 Región en inversa.

- **Región de rompimiento.** Se presenta cuando el voltaje de alimentación rebasa los límites del fabricante, ocasionando que la componente se comporte como un circuito abierto o como un corto, esto depende de la cantidad de alimentación.

#### 2.1.4 CARACTERISTICAS DE RECUPERACION CUANDO SE ENCUENTRA EN INVERSA.

Recordando un poco lo visto anteriormente, cuando un diodo esta en polarización directa la  $I_D$  se origina por los portadores mayoritarios y minoritarios, y si en ese instante se cambia la polarización del voltaje, el diodo seguirá conduciendo por causa de los portadores minoritarios, ya que estos requieren para combinarse con otras cargas un determinado tiempo, que se le llama tiempo de recuperación inversa ( $t_R$ ) y se muestra en la figura 2.7.

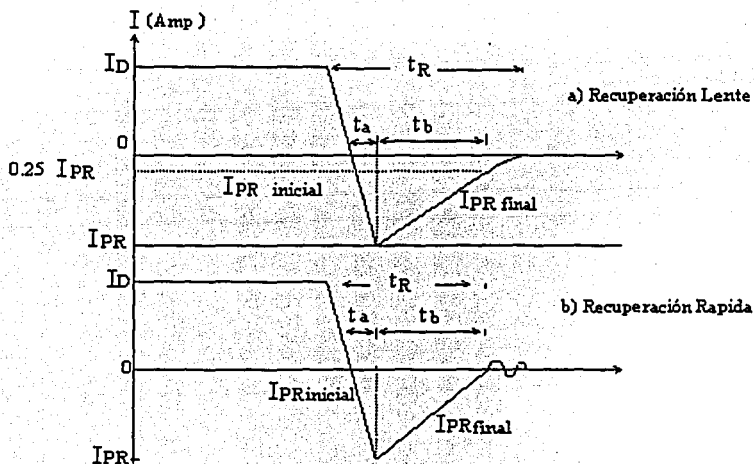


Figura 2.7 Tiempo de recuperación

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

Analizando la figura 2.7 se puede decir que:

$$t_r = t_a + t_b$$

Observando la figura 2.7a que es donde se muestra la recuperación lenta  $t_r$  comienza cuando el valor de  $I_D = 0$  amperes y termina cuando el  $I_{PR}$  tiene el 25% de su valor.

En la figura 2.7b  $t_r$  empieza y termina cuando el valor de  $I_D = 0$  amperes.

El tiempo de almacenamiento de la carga en la región de agotamiento de la unión del diodo esta determinada por  $t_a$  y se calcula de la siguiente manera:

$$t_a = I_{PR} / (di/dt)$$

Donde la  $di/dt$  es la velocidad de decrecimiento para la reducción de la corriente en el diodo en Amp/seg. y es dato de fabricante.

El tiempo de almacenamiento de carga en el cuerpo del diodo esta determinado por  $t_b$  y es calculado por el factor de suavidad (SF) este dato es dado por el fabricante y su formula es la siguiente :

$$SF = t_b / t_a$$

Este factor de suavidad indica cuando la recuperación en inversa es lenta o rápida y es determinada de la siguiente manera :

- Si la recuperación en inversa es lenta  $SF > 1$
- Si la recuperación en inversa es rápida  $SF < 1$

La carga de recuperación inversa es la cantidad de portadores que fluye en dirección inversa en un cambio de polarización y esta determinado por  $Q_R$  y se calcula de la siguiente manera :

$$Q_R = \frac{1}{2} I_{PR} t_r \text{ ( coulombs )}$$

$$Q_R = (I_{PR})^2 / 2(di/dt)$$

$$Q_R = ((t_r)^2 / 2) ( di/dt )$$

A modo de poder ejemplificar lo anterior tenemos el ejemplo 2.1 a continuación :

Se tiene un diodo de silicio que tiene como datos los siguientes:

$$\begin{aligned} t_r &= 3 \mu\text{seg.} \\ I_D &= 5 \text{ Amp.} \\ di/dt &= 30 \text{ Amp/seg} \end{aligned}$$

Determinar :

- a) Valor de  $Q_R$
- b) Valor de  $I_{PR}$
- c) Valor de  $t_a$  y  $t_b$
- d) Valor de SF
- e) Realizar las gráficas de los tiempos.

Solución :

a) Para  $Q_R$  de la ecuación :

$$Q_R = [(t_R)^2 / 2] [di/dt]$$

$$Q_R = [(3\mu s)^2 / 2] [30 \text{ amp/seg}]$$

$$Q_R = 135 \mu\text{coulomb.}$$

b) Para  $I_{PR}$  de :

$$Q_R = \frac{1}{2} I_{PR} t_R$$

$$I_{PR} = 2Q_R / t_R$$

$$I_{PR} = [2(135 \mu\text{coulombs})] / (3\mu s)$$

$$I_{PR} = 90 \text{ Amp.}$$

c)  $t_a$  y  $t_b$  es :

$$t_a = I_{PR} / (di/dt)$$

$$t_a = (90 \text{ Amp}) / (30 \text{ Amp/seg})$$

$$t_a = 3 \mu\text{seg}$$

$$t_R = t_a + t_b$$

$$t_b = t_R - t_a$$

$$t_b = 3\mu\text{seg} - 3\mu\text{seg.}$$

$$t_b = 0$$

d) Para SF se tiene :

$$SF = t_b / t_a$$

$$SF = 0 / 3\mu\text{seg}$$

$$SF = 0$$

TABLA 2.1 DATOS DEL FABRICANTE PARA DIVERSOS DIODOS DE POTENCIA.

No. del dispositivo	$I_D$ (Amp.)	$V_D$ (Volts)	$I_S$ (Amp.)	$V_{DS}$ (Volts)	$t_r$ (nseg.)
1N4001- 107	1	0.3-1.1	De	50-1000	20-25
1N4433- 137	1	1-1.2	0.5	50-600	1000
MR85 - 16	3		al	50-600	200
5HV02- 127	6		5000	2200-2700	4000
1N3659- 163	30	1.2-1.4		2200-27000	300



## 2.2 TRANSISTORES DE POTENCIA.

### 2.2.1 TIPOS DE TRANSISTORES DE POTENCIA.

Los transistores de potencia tienen características de activación y desactivación. Los transistores, que se utilizan como elementos conmutadores, se operan en la región de saturación, lo que da como resultado una caída de voltaje baja en estado activo. La velocidad de conmutación de los transistores modernos es mucho mayor que la de los tiristores, por lo que se utilizan en forma amplia en convertidores de ca-cd y de cd-ca, con diodos conectados en paralelo inverso para proporcionar un flujo de corriente bidireccional. Sin embargo, las especificaciones de voltaje y corriente son menores que la de los tiristores y por lo que, los transistores se utilizan, por lo general, en aplicaciones de baja a media potencia. Los transistores de potencia se pueden clasificar de la siguiente manera:

- a) Transistores bipolares de juntura (TBJ).
- b) Transistores semiconductores de metal oxido de efecto de campo (MOSFET).
- c) Transistores de inducción estática (SIT).
- d) Transistores bipolares de compuerta aislada (IGBT).

A fin de explicar las técnicas de conversión de potencia, los transistores de potencia se pueden tratar como interruptores ideales. Un transistor interruptor es mucho más simple que un tiristor interruptor de conmutación forzada. Sin embargo, entre los circuitos convertidores no es obvia la elección entre un TBJ y un MOSFET, ya que cualquiera de ellos puede reemplazar a un tiristor, siempre que las especificaciones de corriente y voltaje cumplan con las características del convertidor. Los transistores tienen ciertas limitaciones para algunas aplicaciones.

En un transistor existen tres regiones de operación: de corte, activa y de saturación. En la región de corte, el transistor está desactivado o la corriente de base no es suficiente para activarlo teniendo ambas uniones polarización inversa. En la región activa, el transistor actúa como un amplificador, donde la corriente del colector queda amplificada mediante una ganancia y el voltaje colector-emisor disminuye con la corriente de base. La unión colector-base tiene polarización inversa, y la base-emisor polarización directa. En la región de saturación, la corriente de base es suficientemente alta para que el voltaje colector-emisor sea bajo, y el transistor actúa como interruptor. La característica de transferencia, que es una gráfica de VCE en función de IB se muestra en la figura 2.18.

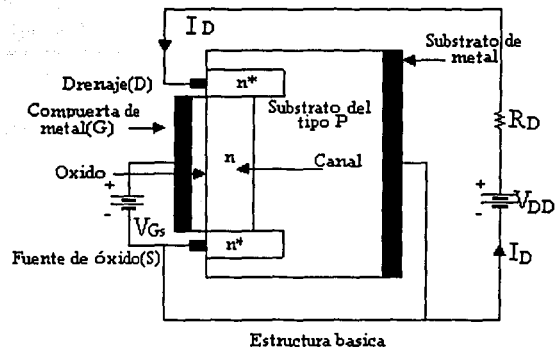
### MOSFET DE POTENCIA.

Como se menciona en la sección anterior un transistor bipolar de juntura (BJT) es un dispositivo controlado por corriente que requiere de una corriente de base para controlar el flujo de corriente de colector. Dado que la corriente de colector depende de la corriente de entrada, la ganancia de corriente depende de la temperatura de la unión.

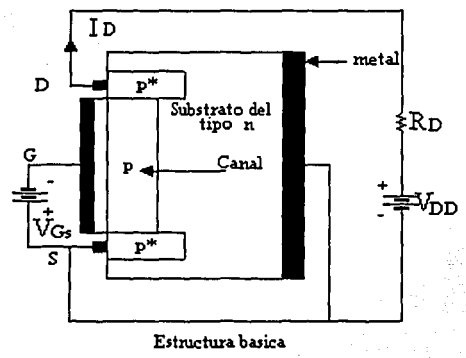
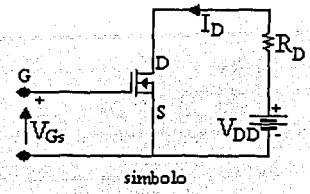
Un MOSFET de potencia es un dispositivo controlado por voltaje, que requiere sólo de una pequeña corriente de entrada. La conmutación es muy alta siendo los tiempos de conmutación del orden de los nanosegundos. Los MOSFET no tienen los problemas de los fenómenos de ruptura secundaria que tienen los TBJ. Sin embargo tienen problemas de descarga electrostáticas, por lo que su manejo requiere de cuidados especiales.

Los MOSFET son de dos tipos:

1. **Mosfet de agotamiento.** Un Mosfet tipo agotamiento de canal  $n$  se forma en sustrato de silicio de tipo  $p$ , tal como se muestra en la figura 2.8a, con dos silicios  $n+$  fuertemente dopados para tener conexiones de baja resistencia. La compuerta está aislada del canal mediante una capa de óxido delgada. Las terminales se conocen como *compuerta, drenaje y fuente*. Con un MOSFET tipo agotamiento canal  $p$ , se invierten las polaridades de  $V_{DS}$ ,  $I_{DS}$  y  $V_{GS}$ . Como se muestra en la figura 2.8b.



(a) MOSFET tipo agotamiento de canal n



(b) MOSFET tipo agotamiento de canal p

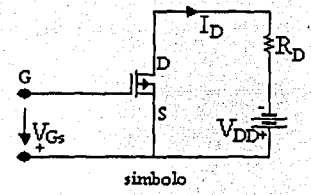
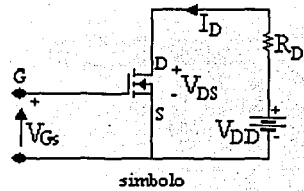
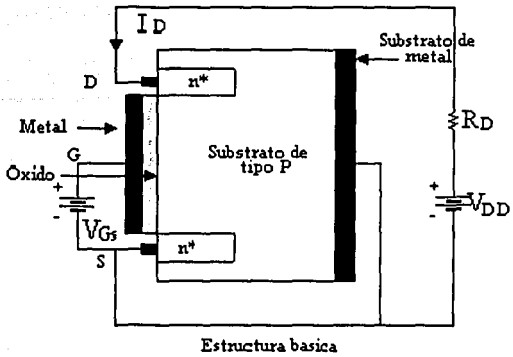


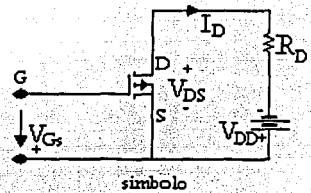
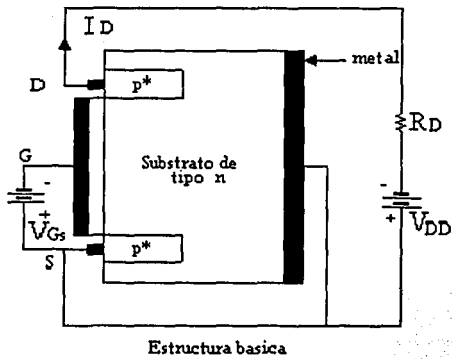
Figura 2.8 MOSFET tipo agotamiento.

2. **Mosfet de enriquecimiento.** Un Mosfet tipo enriquecimiento de canal  $n$ , no tiene un canal físico, tal y como se muestra en la figura 2.9, Si  $V_{GS}$  es positivo, un voltaje inducido atraerá los electrones del substrato  $p$ , y los acumulará en la superficie por debajo de la capa de óxido. Si  $V_{GS}$  es mayor o igual a un valor conocido como *voltaje de umbral*,  $V_T$ , se acumulará un número suficiente de electrones para formar un canal  $n$  y la corriente fluirá del drenaje a la fuente. Si se trata de un MOSFET tipo enriquecimiento de canal  $p$ , las polaridades se invierten. En la figura 2.10 aparecen MOSFET de potencia de varios tamaños.

TESIS CON FALLA DE ORIGEN



(a) MOSFET tipo enriquecimiento de canal n



(b) MOSFET tipo enriquecimiento de canal p

Figura 2.9 MOSFET tipo enriquecimiento.

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

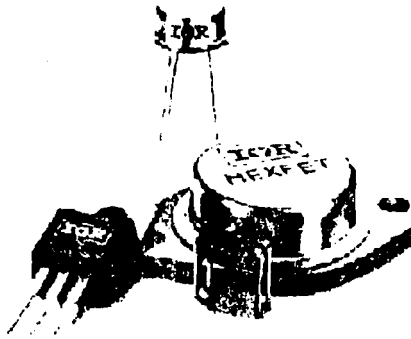


Figura 2.10 MOSFET de potencia

### TRANSISTORES DE INDUCCION ESTATICA ( SIT ).

Un SIT es un dispositivo de alta potencia y frecuencia. Es esencialmente una versión en estado sólido de un tubo triodo al vacío. La sección transversal de silicio de un SIT aparece en la figura 2.11, así como también su símbolo. Se trata de un dispositivo de estructura vertical con multicanales cortos. Por ello, no está sujeto a limitaciones de área siendo adecuado para operaciones de alta potencia y en alta velocidad. Un SIT es idéntico a un JFET, excepto por la construcción vertical y la compuerta enterrada, lo que origina una resistencia más baja de canal, y, por lo tanto, una caída más pequeña.

La caída en estado activo es alta, típicamente de 90 V para un dispositivo de 180 A, y de 18 V para uno de 18 A. Un SIT es un dispositivo normalmente activo, desactivado por un voltaje negativo en la compuerta. La característica de normalmente activo y la alta caída en ese estado limita sus aplicaciones en conversiones de potencia general. La especificación de corriente de los SIT puede llegar a los 300 A, 1200 V, siendo la velocidad de conmutación tan alta como 100 kHz. Es muy adecuado para aplicaciones de alta potencia y frecuencia.

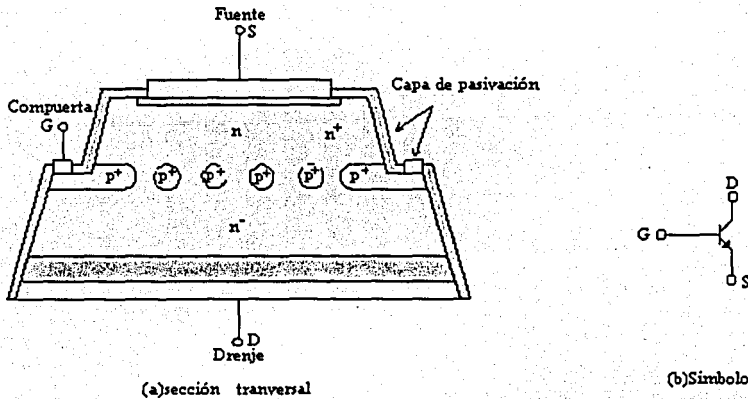


Figura 2.11 Sección transversal y símbolo para los SIT.

## TRANSISTORES BIPOLARES DE COMPUERTA AISLADA ( IGBT ).

Un IGBT combina las ventajas de los TBJ y de los MOSFET. Un IGBT tiene una alta impedancia de entrada, igual que los MOSFET, y bajas pérdidas de conducción en estado activo, como los TBJ. Pero no presentan ningún problema de ruptura secundaria, como los TBJ. Mediante el diseño y la estructura del chip, la resistencia equivalente drenaje a fuente,  $R_{DS}$ , se controla para que se comporta como la de un TBJ.

Un IGBT es un dispositivo controlado por voltaje, similar a un MOSFET de potencia. Tiene menores pérdidas de conmutación de conducción, en tanto comparte muchas características de los MOSFET de potencia.

El símbolo y el circuito de un interruptor IGBT se muestran en la figura 2.12. Las tres terminales son *compuerta*, *colector* y *emisor*. Las especificaciones de corriente de un solo IGBT pueden llegar hasta 400 A, 1200 V, y la frecuencia de conmutación hasta 20 kHz. Los IGBT están encontrando cada vez más usos en las aplicaciones de potencia media como son los propulsores para motores de cd y ca, fuentes de alimentación, relevadores de estado sólido y los contactores.

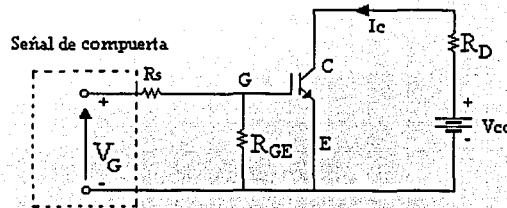


Figura 2.12 Símbolo y circuito para el MOSIGT

### 2.2.2 ANALISIS DEL TRANSISTOR DE POTENCIA .

Como ya se ha mencionado estos dispositivos tienen una mayor velocidad de operación que los diodos y los tiristores, pero soportan una menor cantidad de corriente o voltaje, por lo que se usan en fuentes de alimentación y en circuitos de conmutación.

Un transistor se fabrica con materiales NPN y PNP por lo que existen dos diferentes tipos de polarización pero iguales en funcionamiento; esto se puede ver en la figura 2.13.

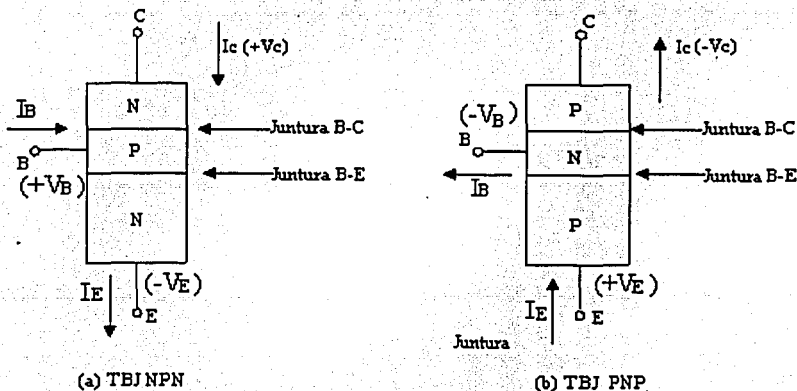


Figura 2.13 Configuraciones de los transistores.

De la figura anterior se puede deducir que.

- Los portadores positivos (+) y negativos (-) que existen en el material obligan a polarizar en diferente forma a cada terminal.
- El material con mayor superficie es donde se encuentra el emisor (E), por lo que debe de almacenar a los portadores tanto de base (B) como de colector (C), esto se puede definir con la siguiente expresión:

$$I_E = I_B + I_C$$

- En la unión base-emisor (B-E) se forma un voltaje de umbral que se opone al movimiento de los portadores, por esta razón la polarización en la base debe ser mayor que él, para que exista una conducción de corriente. Este voltaje de umbral es dato de fabricante.
- La unión base-colector (B-C) se polariza en forma inversa, de aquí que se aplica un +Vcc al TBJ tipo NPN y un -Vcc al TBJ tipo PNP.

Se puede considerar a un TBJ como una fuente de corriente controlada por otra corriente, y de aquí se pueden obtener los modelos ó circuitos adecuados para el análisis, estos modelos se muestran en las figuras 2.14 y 2.15, que son circuitos para corriente directa (D.C) y para señal pequeña (A.C.), respectivamente.

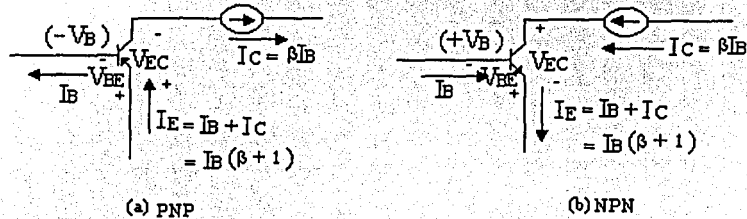


Figura 2.14 circuitos para D.C.

de la figura anterior el diodo BE marca la diferencia en los sentidos de conducción entre los dos tipos de transistores.

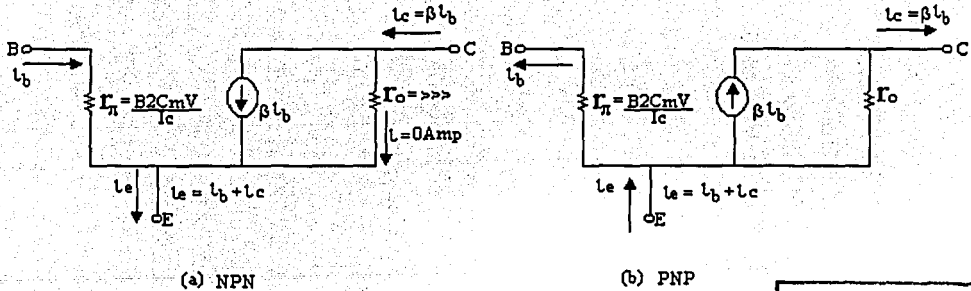


Figura 2.15 Circuitos para señal pequeña de A.C.

**TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN**

### 2.2.3 CURVAS CARACTERISTICAS DE VOLTAJE-CORRIENTE (V-I).

- Para la malla de entrada, se representa como se muestra en la figura 2.16.

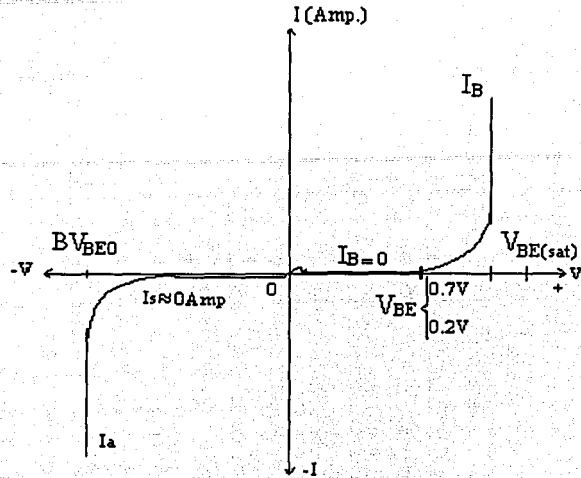
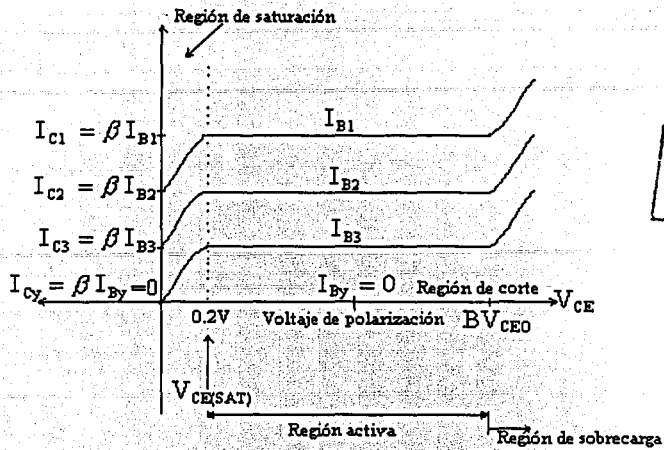


Figura 2.16 Curva de la malla de entrada

En la figura anterior se representa la operación de un diodo rectificador, por lo que en la malla de entrada se encuentra el diodo base-emisor (B-E), donde:

- \*  $BV_{BE0}$  = Voltaje de ruptura entre B-E con el colector abierto, y es dato de fabricante.
- \*  $I_s$  = Corriente en inversa cuando se polariza en inversa la base del transistor, por lo que no conduce.
- \*  $I_B = 0$  Amperes = Es la corriente cuando el TBJ se encuentra en la región de corte.
- \*  $V_{BE}$  = Es el voltaje de encendido para que conduzca el TBJ.
- \*  $I_B$  = Es la corriente de base cuando el TBJ está polarizado en directo ( región activa ).

- Para la malla de salida, se encuentra representada en la figura 2.17



TESIS CON FALLA DE ORIGEN

Figura 2.17 Curva de la malla de salida.

En la figura 2.17 se muestra que existe una  $I_C \approx I_E$  para cada una de las corrientes  $I_B$  que pasan por la entrada ya que,  $I_C \approx \beta I_B$ . Donde :

$I_C = \beta I_B$  = Es la ecuación característica del TBJ.

$\beta = HFE$  = Es la ganancia de corriente del transistor, es dato del fabricante.

$0.2V = V_{CE(sat)}$  = Es cuando la componente se encuentra en la región de saturación y la corriente esta dada por:

$$I_{C(sat)} = (V_{CC} - 0.2)/(R_C + R_E)$$

$BV$  = Voltaje de rompimiento = Es el voltaje aplicado a las terminales C y E para que TBJ se dañe.

- Curva de transferencia, se encuentra mostrada en la figura 2.18.

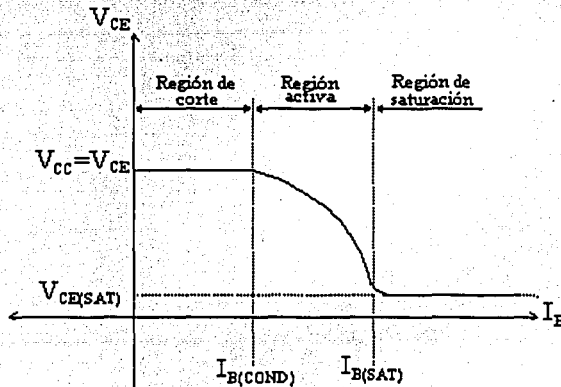


Figura 2.18 Curva de transferencia.



En un transistor existen diferentes regiones de operación: la región de corte, activa, de saturación e inversa. En la región corte, el transistor está desactivado o la corriente de base no es suficiente para activarlo teniendo ambas uniones en polarización inversa. En la región activa, el transistor actúa como un amplificador, donde la corriente de colector queda amplificada mediante una ganancia y el voltaje colector-emisor (C-E) disminuye con la corriente de base, la unión colector-base (C-B) tiene polarización inversa, y la unión base-emisor (B-E) tiene polarización directa. En la región de saturación, la corriente de base es suficientemente alta para que el voltaje colector-emisor (C-E) sea bajo, y el transistor actúa como un interruptor.

De la curva de transferencia se puede observar que existe una transferencia de la señal de entrada ( $I_B$  ó  $V_{BE}$ ) hacia la salida, por lo que existe una región de operación correspondiente.

## 2.2.4 CARACTERISTICAS DE CONMUTACION.

En las uniones colector-base (C-B) y base-emisor (B-E) de un TBJ se almacena una energía con un tiempo de carga y descarga, la cual afecta a la activación y desactivación del transistor, esto es debido a las capacitancias que se forman en dichas uniones. En la figura 2.19 se muestran los tiempos de conmutación en un TBJ.

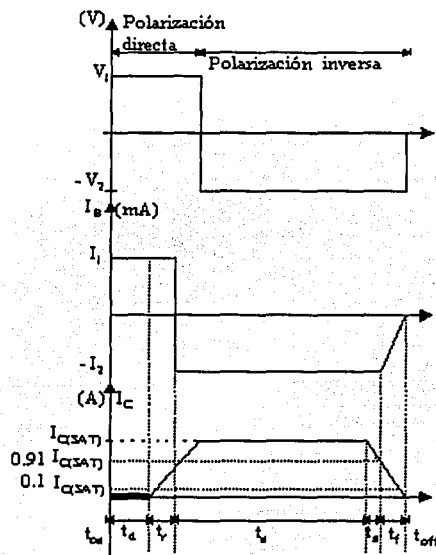


Figura 2.19 Tiempo de conmutación en un TBJ.

De la figura 2.19, se observa que el voltaje  $V_1$  del diodo B-E conduce originando a  $I_1$ , pero se nota que  $I_C \approx 0$  Amp, mientras se carga el capacitor B-E en un tiempo  $t_r$  llamado tiempo de retraso.

Durante el tiempo de elevación  $t_r$ , el transistor conduce de 0.1 a 0.91 veces la corriente  $I_C$  de saturación ( $I_{C(sat)}$ ).

El TBJ permanece en saturación en un tiempo  $t_s$  por la presencia de  $I_B$  en saturación.

Cuando existe el cambio de voltaje de  $V_1$  a  $-V_2$  el TBJ se polariza en inversa y por consiguiente aparece una corriente en inversa en la base  $-I_2$ , pero  $I_C$  en saturación se mantiene constante durante un tiempo de almacenamiento de carga debido al capacitor C-B.

Durante  $t_r$  que es el tiempo de abatimiento la corriente de colector cambia de 0.9 a 0.1 veces el valor de saturación esto debido a que  $I_{B(sat)}$  tiende a 0 Amperes. Este tiempo depende de la carga del capacitor B-E por lo que se parece a  $t_r$ . En el tiempo  $t_{on}$  el ciclo se repite.

Por lo descrito anteriormente el tiempo de activación de un TBJ, es el tiempo que tarda en tomar el valor de  $0.9 I_{C(sat)}$  y se calcula de la siguiente manera:

$$t_{on} = t_s + t_r$$

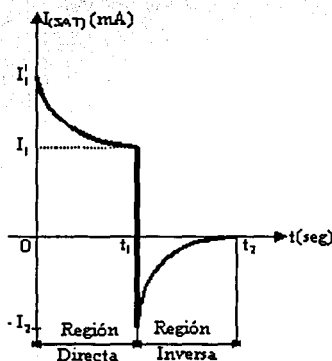
Por otro lado  $t_{off}$  que es el tiempo de desactivación, es el tiempo que tarda cuando la base se polariza en inversa hasta que  $I_C$  toma el valor de  $0.1 I_{C(sat)}$  y se calcula de la siguiente manera:

$$t_{off} = t_s + t_r$$

### 2.2.5 CONTROL PARA EVITAR LA SATURACION.

Se sabe que la que determina la operación de un TBJ es la base, por lo que al controlarla se tendrá dominio sobre el transistor, es decir el control de la activación, desactivación y saturación.

El control de activación y desactivación de un TBJ se logra variando la  $I_B$ , esto se puede observar en la figura



TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

Figura 2.20 Activación y desactivación de un TBJ.

De la figura se observa que la corriente pico  $I_1'$  es mayor que la corriente de saturación  $I_1$  al igual que la corriente en inversa  $-I_2$  la cual tiende a 0 amperes rápidamente y con estos valores se evitan los tiempos de almacenamiento  $t_s$ . Esta forma de tipo exponencial se logra con un arreglo RC en la base del TBJ por lo que se tendría una polarización mostrada en la figura 2.21.

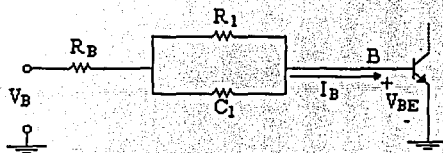


Figura 2.21 Arreglo RC en la base de un TBJ.

En la figura 2.21 se tiene que la corriente inicial depende de  $R_B$  y la final de  $R_B + R_1$ , por lo que se tendría que :

$$I_{Bi} = (V_B - V_{BE})/R_B$$

$$I_{Bf} = (V_B - V_{BE})/(R_B + R_1)$$

El capacitor se carga aproximadamente por el divisor de  $R_B$  y  $R_1$ , es decir :

$$V_{cap} \approx [V_B/(R_B + R_1)] (R_1)$$

y el tiempo de operación es :

$$t_{cap} = C_1 (R_B/R_1)$$

Cuando se tiene una polarización inversa el capacitor se descarga por  $R_1$  con un tiempo  $t_d = C_1 R_1$  y con esto  $I_B$  tiende a cero en una forma exponencial. Para asegurar el control se debe tener que el tiempo de operación directa sea  $\geq 5 t_d$ , con lo que la frecuencia de conmutación será:

$$F = 1 / (t_1 + t_2)$$

$$F = 0.2 / (t_c + t_d)$$

Ahora bien, el control para evitar la saturación, aumenta la velocidad de conmutación y reduce el valor de  $t_s$ , esto es posible si se fija el  $V_{CE} \geq V_{CE(sat)}$  y un circuito que logra esto es el mostrado en la figura 2.22.

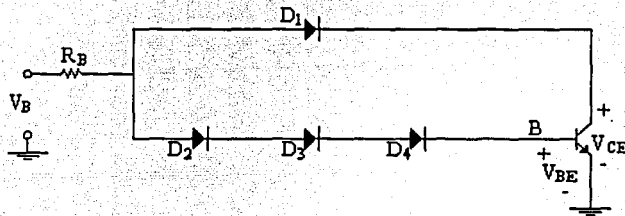


Figura 2.22 Control para evitar la saturación.

De la figura anterior, el  $V_{CE}$  se puede calcular de la  $\sum V = 0$  V esto es que :

$$\sum V = V_{CE} + V_{D1} - V_{D2} - V_{D3} - V_{D4} - V_{BE} = 0V$$

Entonces se tiene que:

$$V_{CE} = V_{D2} + V_{D3} + V_{D4} + V_{BE} - V_{D1}$$

Si decimos que los diodos y el TBJ son de silicio se tendría que :

$$V_{CE} = 0.7 + 0.7 + 0.7 + 0.7 - 0.7$$

$$V_{CE} = 2.1 V$$

Este valor de  $V_{CE} = 2.1$  V es mayor que el voltaje  $V_{CE(sat)}$  por lo que se encuentra en la región activa.

$$V_{CE} = 2.1V > V_{CE(sat)}$$

### 2.2.6 DATOS QUE EL FABRICANTE MARCA PARA LOS TBJ'S.

$V_{CE(sat)}$	$\leq 2 \text{ V}$
$BV_{CEO} \leq 100 \text{ V}$	$\leq 100 \text{ V}$
$BV_{CBO} \leq 40 \text{ V}$	$\leq 40 \text{ V}$
$V_{BE} \leq 5 \text{ V}$	$\leq 5 \text{ V}$
$I_C \leq 10 \text{ Amperes}$	$\leq 10 \text{ Amperes}$
$P \leq 100 \text{ W}$	$\leq 100 \text{ W}$
$I_{C(off)} \leq 1 \text{ mAmp.}$	$\leq 1 \text{ mAmp.}$
HFE ( $\beta$ )	40 - 1000

### 2.3 TIRISTORES.

En la industria hay numerosas operaciones, las cuales requieren que se entregue una cantidad de potencia eléctrica variable y controlada. La iluminación, el control de velocidad de motores, la soldadura eléctrica y el calentamiento eléctrico, son las cuatro operaciones más comunes.

Dentro de los tiristores se encuentra el rectificador controlado de silicio ( SCR ), que es el más común, este dispositivo de potencia es pequeño y relativamente barato, no necesita mantenimiento y su consumo de potencia es muy pequeño. Algunos SCR modernos pueden controlar corrientes del orden de varios cientos de amperios en circuitos que operan a voltajes tan elevados como 1000 V. Por estas razones, los SCR son muy importantes en el campo del control industrial moderno.

Un tiristor es uno de los tipos más importantes de los dispositivos semiconductores de potencia. Los tiristores se usan en forma extensa en los circuitos electrónicos de potencia. Se operan como conmutadores biestables, pasando de un estado no conductor a un estado conductor. Para muchas aplicaciones se puede suponer que los tiristores son interruptores o conmutadores ideales, aunque los tiristores prácticos exhiben ciertas características y limitaciones.

Los tiristores son una secuencia de los diodos y transistores, ya que se construyen con una serie de capas semiconductoras N y P, la cual se muestra en la figura 3.23. A este tipo de semiconductores se les conoce como semiconductores controlados de disparo, tales como el rectificador controlado de silicio, el DIAC y el TRIAC, se utilizan en diversos sistemas como es el caso de encendido de automóviles, controles de iluminación, motores, etc.

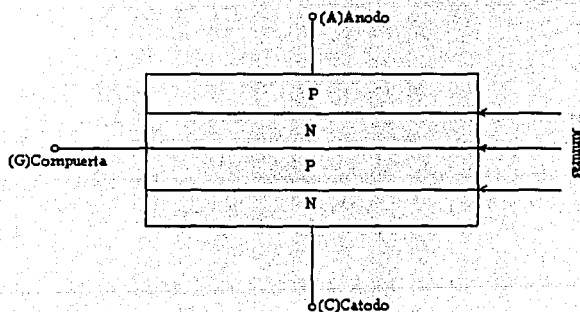


Figura 2.23 Capas semiconductoras de un tiristor.

En la figura 2.23 se observa que:

- a) Tiene tres terminales de conexión ánodo (A) en la cual se aplica el voltaje de alimentación; compuerta (G) es donde se aplica un voltaje de conducción y el cátodo (C), esta normalmente se conecta a tierra.
- b) También tiene tres junturas donde se forma una diferencia de potencial al instante de su conducción; entonces existe una diferencia de  $V_{AC}$  (Voltaje ánodo-cátodo) que viene siendo  $\cong 1V$  y una diferencia de  $V_{GC}$  (voltaje compuerta-cátodo) que viene siendo  $\cong 1V$ . Esto implica que en conducción se comporta como un corto circuito.
- c) Su activación se puede controlar por medio de la propia alimentación, la cual se conoce como activación natural, o por medio de una fuente externa para una activación forzada.
- d) Por lo anterior esta componente es útil como un dispositivo de conmutación, rectificación y de control.

### 2.3.1 DISPOSITIVOS ESPECIFICOS DE DISPARO.

Como se menciona anteriormente un tiristor aunque se construye en forma básica con cuatro capas de semiconductores, se puede variar la estructura de la compuerta para poder tener diferentes formas de activación, desactivación y con esto se pueden tener diferentes tipos de tiristores.

**El rectificador controlado de silicio (SCR).** Este tipo de tiristores se controla por conmutación natural a baja velocidad ( de 50 a 100  $\mu s$  ) y puede soportar hasta 4 kV de alimentación, con un solo voltaje de compuerta de  $\leq 1V$  con una corriente de  $\leq 0.5mA$  y su símbolo eléctrico se muestra en la figura 2.24

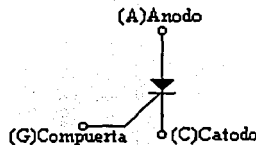


Figura 2.24 Símbolo eléctrico de un SCR

Así también, como se controla por conmutación natural, también se puede controlar por conmutación forzada con alta velocidad ( de 5 a 50  $\mu s$  ) y puede soportar hasta 1.8 kV de alimentación con un voltaje en la compuerta de  $\leq 2.5V$  con una corriente de  $\leq 1 mA$ .

Cuando un SCR se controla por conmutación natural se usan como convertidores de voltaje manteniendo entre sus extremos un  $V_{AC} \leq 2.5V$ . Cuando se controla por conmutación forzada se usan como inversores de voltaje manteniendo un  $V_{AC} \leq 1.7V$  solamente se permite el paso de la corriente de A-C como se muestra en la curva característica de Voltaje-Corriente (V-I) de la figura 2.25.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

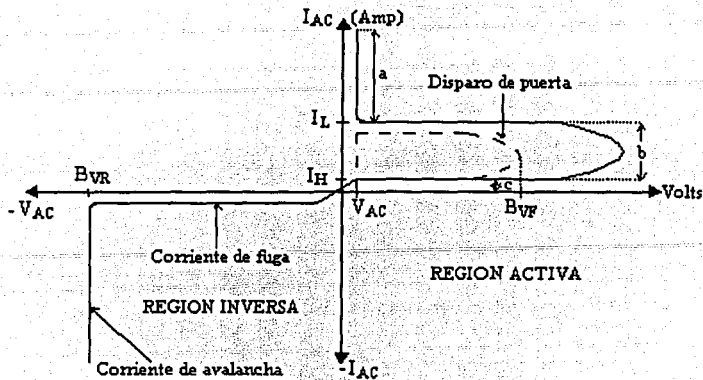


Figura 2.25 Características V-I del SCR.

De la curva característica del tiristor se observa que :

**B<sub>VR</sub>** = Es el voltaje inverso de ruptura que ocasiona un corto circuito entre ánodo-cátodo.

**I<sub>L</sub>** = Es la corriente de enganche mínima en el ánodo para mantener en conducción al SCR, aunque se deje de polarizar a la compuerta y es del orden de los mAmp.

**I<sub>H</sub>** = Es la corriente de mantenimiento mínima en el ánodo, para sacar del estado de bloqueo al SCR, esperando un voltaje en la compuerta o un voltaje parecido al de ruptura B<sub>VF</sub> para hacer conducir al SCR.

**V<sub>AC</sub>** = Es el voltaje que aparece en los extremos del SCR cuando esta conduciendo y es menor que el voltaje de alimentación.

De lo anterior se observa que esta componente se mantiene en conducción mientras que se mantenga la corriente  $I_{AC} > I_L$  o no se aplique una corriente inversa. La región "a" representa la conducción del SCR. La región "b" es la casi conducción y la región "c" es el estado de bloqueo.

**El tiristor triodo de corriente alterna (TRIAC).** Este tipo de tiristor puede soportar un flujo de corriente en sentido directo (esto es de ánodo-cátodo) o en sentido inverso, de ahí su nombre de bidireccional, esto es que puede conducir en ambas direcciones. La figura 2.26 representa la estructura y el símbolo esquemático de un TRIAC.

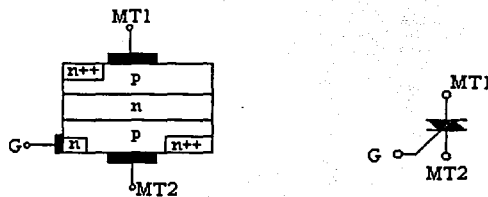


Figura 2.26 Estructura y símbolo de un SCR.

En la figura se puede observar que este dispositivo al igual que el SCR posee tres terminales, denominadas: Terminal principal No.1 (MT1); Terminal principal No.2 (MT2) y compuerta (G). Un circuito equivalente que surge del análisis de la estructura del TRIAC se puede ver en la figura 2.27.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

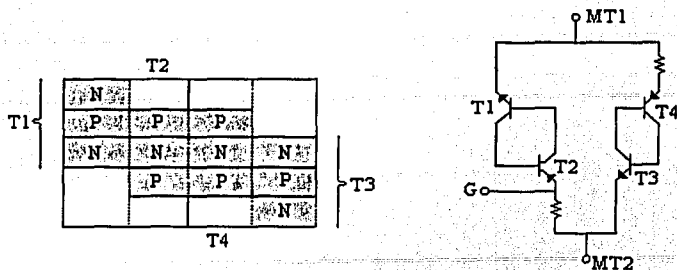


Figura 2.27 Circuito equivalente de un TRIAC por transistores.

De la figura anterior se observa que son dos pares de transistores conectados en cascada e interconectados entre si. En consecuencia puede considerarse el TRIAC como dos SCR en paralelo y en sentido opuesto, según se muestra en la figura 2.28.

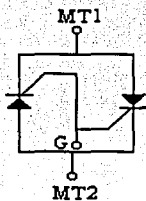


Figura 2.28 TRIAC formado por dos SCR'S.

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

Con una polarización directa o inversa, el TRIAC presenta un primer estado de bloqueo (que llamaremos estado "NO") y un segundo estado de conducción (que llamaremos estado "SI"). El punto en el cual el dispositivo realiza la transición entre los dos estados corresponde a la tensión de ruptura, dicha tensión, de la misma forma que ocurría en el SCR, puede variarse mediante la aplicación de un impulso de corriente, positivo o negativo a la terminal de la compuerta.

A medida que aumenta la amplitud del impulso de la compuerta, disminuirá la tensión de ruptura. Los valores necesarios para producir el disparo son diferentes para cada caso y el fabricante suele especificarlos en los manuales de datos. En la figura 2.29 se observa la curva característica de Voltaje-Corriente de un TRIAC. (V-I).

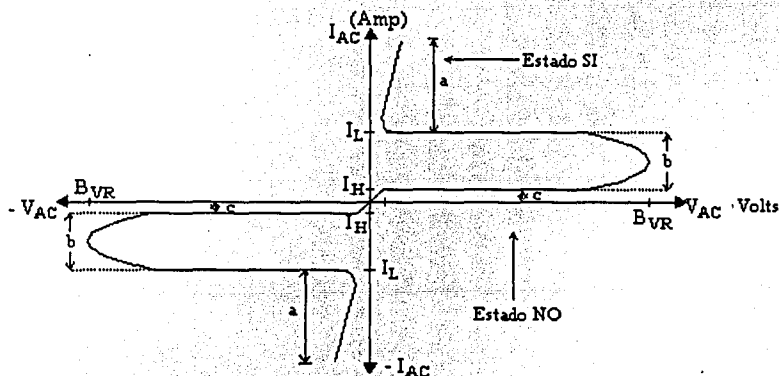


Figura 2.29 Curva característica V-I del TRIAC.

De la curva característica del TRIAC, se observa que el comportamiento en conducción en inversa es simétrico al de conducción en directa de un SCR, además la conducción en inversa se presenta cuando se aplica  $-V_G$  MT1 por que la terminal MT2 también es negativa y la conducción directa es cuando se aplica un  $+V_G$  MT1 porque MT2 es positiva.

**Optoacopladores con salida de tiristor (LASCR).** Este tipo de dispositivos son tiristores encapsulados en un circuito integrado de seis terminales y un led en la malla de entrada, con un fotodiodo en la compuerta para que al ser activado el led, haga conducir al fotodiodo y está dispere la compuerta; lo anterior se muestra en la figura 2.30.

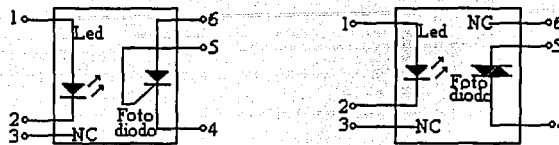


Figura 2.30 Dispositivos Optoacopladores de SCR y TRIAC.

Donde se observa que la malla de entrada se encuentra aislada de la malla de salida y están únicamente comunicadas por medio de la luz del diodo led, de aquí el nombre de Optoacopladores. Esta componente es útil en aplicaciones de protección de circuitos de bajo y alto voltaje y/o corrientes, porque con solo 20 mA en la entrada se activa el tiristor para manejar corrientes de amperes y en caso de falla solo se dañaría la etapa donde ocurra la falla.

Algunos de estos dispositivos, el fabricante los distingue en las hojas de datos con los siguientes números de parte :

- Para el dispositivo con salida de TRIAC es el MOC3011 o ECG3047.
- Para el dispositivo con salida de SCR es el ECG3046.

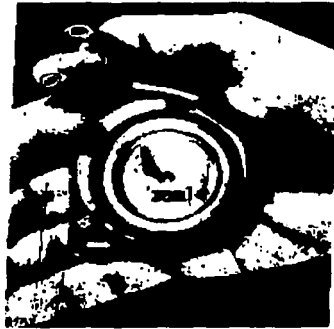
**Tiristores de desactivación por compuerta ( GTO ).** Un tiristor de desactivación por compuerta (GTO), al igual que un SCR, puede activarse mediante la aplicación de una señal positiva de compuerta. Sin embargo, se puede desactivar mediante una señal negativa de compuerta. Un GTO es un dispositivo de enganche y se puede construir con ciertas especificaciones de corrientes y voltajes similares a un SCR. Un GTO se activa aplicando a su compuerta un pulso positivo corto y se desactiva mediante un pulso negativo corto. Los GTO tienen varias ventajas sobre los SCR: (a) la eliminación de los componentes auxiliares en la conmutación forzada, que da como resultado una reducción en el costo, peso y volumen; (b) Una desactivación más rápida, que permite frecuencias de conmutación más altas; (c) una eficiencia mejorada de los convertidores.

En aplicaciones de baja potencia, los GTO tienen las siguientes ventajas sobre los transistores bipolares: (a) una más alta capacidad de voltaje de bloqueo; (b) una relación alta de corriente de pico controlable a corriente promedio; (c) una ganancia alta en estado activo típicamente 600; (d) una señal de compuerta pulsada de corta duración.

Un GTO tiene una ganancia baja durante el desactivamiento, típicamente de 6, y para desactivarse requiere de un pulso de corriente negativa relativamente alto. Tiene un voltaje en estado activo más alto que el de los SCR. El voltaje de los GTO típico en estado activo de 550 A 1200 V es de 3-4 V. Un GTO de 160 A 200 V aparece en la figura 2.31.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN





TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

Figura 2.31 Un GTO de 160 A 200 V.

**Tiristores de conducción inversa ( RCT ).** En muchos circuitos pulsadores e inversores, se conecta un diodo antiparalelo a través de un SCR, con la finalidad de permitir el flujo de corriente inversa debido a una carga inductiva, y para mejorar el requisito de desactivación de un circuito de conmutación. El diodo fija el voltaje de bloqueo inverso del SCR a 1 o 2 V por debajo de las condiciones del régimen permanente.

Un RTC puede considerarse como un tiristor con un diodo antiparalelo incorporado, tal y como se muestra en la figura 2.32. Un RTC se conoce también como *tiristor asimétrico ( ASCR )*. El voltaje de bloqueo directo varía de 400 a 2000 V y la especificación de corriente llega hasta 500 A.

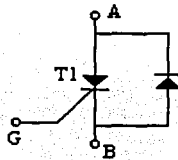


Figura 2.32 Tiristor de conducción inversa.

**Tiristor de inducción estática ( SITH ).** Por lo general un SITH es activado al aplicársele un voltaje positivo de compuerta, como los tiristores normales, y desactivado al aplicársele un voltaje negativo a su compuerta. Un SITH es un dispositivo de portadores minoritarios. Como consecuencia, el SITH tiene una baja resistencia en estado activo así como una baja caída de potencial, y se puede fabricar con especificaciones de voltaje y corriente más altas.

Un SITH tiene velocidades de conmutación muy rápidas. El tiempo de conmutación es del orden de 1 a 6  $\mu$ s. La especificación de voltaje puede alcanzar hasta 2500 V y la corriente está limitada a 500 A.

**Tiristores controlados por FET ( FET-CTH ).** Un dispositivo FET-CTH combina un MOSFET y un tiristor en paralelo, tal y como se muestra en la figura 2.33. Si la compuerta del MOSFET se le aplica un voltaje suficiente, típicamente 3 V, se genera internamente una corriente de disparo para el tiristor.

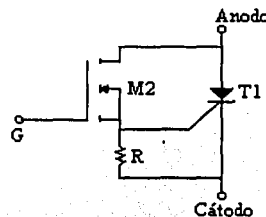
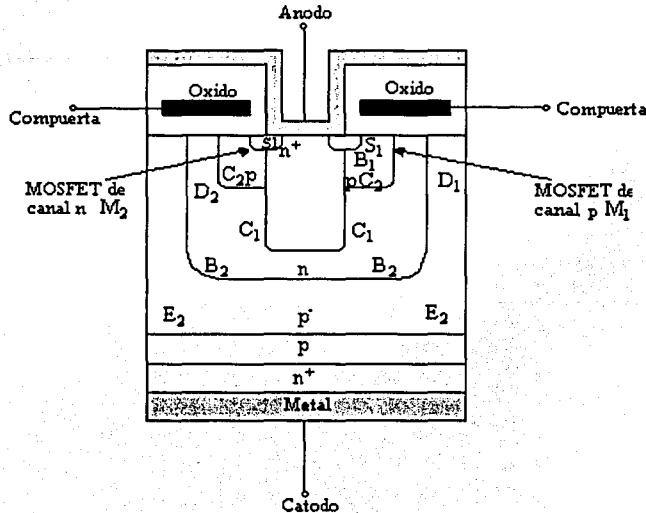


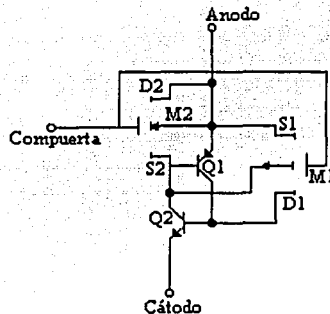
Figura 2.33 Tiristor controlado por FET.

**Tiristores controlados por MOS (MCT).** Un tiristor controlado por MOS combina las características de un tiristor regenerativo de cuatro capas y una estructura de compuerta MOS. En la figura 2.34a aparece un diagrama esquemático de una celda MCT. El circuito equivalente se muestra en la figura 2.34b y el símbolo correspondiente en la figura 2.34c. La estructura NPNP se puede representar por un transistor NPN Q1 y un transistor PNP Q2.

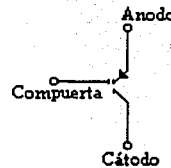
Debido a que se trata de una estructura NPNP, en vez de la estructura PNPN de un SCR normal, el ánodo sirve como la terminal de referencia con respecto a la cual se aplican todas las señales de compuerta.



(a) Diagrama esquemático



(b) Circuito equivalente



(c) Símbolo

Figura 2.34 Diagrama correspondiente a los MCT.

### 2.3.2 ESTADO DE BLOQUEO

Si se mantiene la puerta en circuito abierto, corto circuito o unida al cátodo mediante una resistencia exterior y se aplica una tensión positiva  $U_B$  entre ánodo y cátodo de decenas o cientos de voltios, las uniones de ánodo y de cátodo pueden conducir libremente porque quedan polarizadas directamente. Sin embargo la de control se polariza inversamente y bloquea la corriente estableciéndose en ella una barrera de potencial aproximadamente igual a la tensión exterior  $U_B$ . Si la polaridad de la tensión ánodo-cátodo fuese la contraria, la unión de control puede conducir porque se polariza directamente, pero las del ánodo y cátodo bloquean la

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

corriente al quedar inversamente polarizadas. En ambas situaciones el tiristor está bloqueado y permite el paso de la intensidad de fugas que tenga la unión encargada del bloqueo.

### 2.3.2.1 FENOMENOS INTERNOS EN BLOQUEO DIRECTO

La barrera de potencial de una unión PN polarizada inversamente se establece por desplazamiento de mayoritarios que dejan una zona de cierto espesor con los iones fijos sin neutralizar eléctricamente. En la figura 2.35 se representan las curvas de distribución de carga y de potencial en un tiristor en bloqueo directo y para facilitar la comparación se da en línea de puntos las distribuciones con el ánodo y cátodo en cortocircuito.

En esta situación el tiristor tiene las propiedades de bloqueo del diodo N1P2 de la unión de control. Circula una *corriente de fugas directa* de ánodo a cátodo que es la de minoritarios  $I_g$ , siendo despreciable la de difusión de mayoritarios  $I_f$ . Como en el caso del diodo, esta corriente de fugas aumenta fuertemente con la temperatura y puede ser del orden de 20 mA para un tiristor de 100 A nominales a 125 °C en las uniones.

La corriente de fuga circula en sentido directo a través de las uniones de ánodo y de cátodo sin modificar apenas las distribuciones de carga y potencial respecto de las que se establecen en el caso de no polarización. Crece lentamente con la tensión directa hasta llegar a valores de ésta próximos a la zona teórica de avalancha para la unión de control, en que aumenta hasta cierto valor llamado *intensidad de ruptura directa o intensidad de enclavamiento*  $I_{ce}$ , pasando el tiristor al estado de conducción.

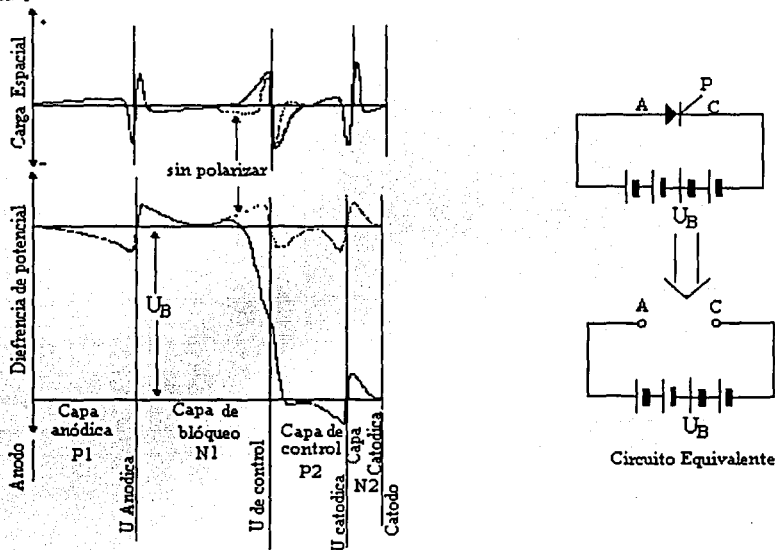


Figura 2.35 El tiristor en bloqueo directo.

### 2.3.2.2 FENOMENOS INTERNOS EN BLOQUEO INVERSO.

En este punto la unión de control puede conducir libremente por estar directamente polarizada. No obstante, las uniones de ánodo y cátodo se polarizan inversamente y bloquean la corriente que podría establecerse en el circuito exterior. De estas dos uniones, la de cátodo tiene las zonas próximas más dopadas como se muestra en la figura 2.36, y tiene pésimas características de bloqueo. Por lo tanto la que soporta casi toda la tensión inversa exterior es la unión de ánodo. La figura 2.37 muestra esta situación, siendo  $U_A$  la tensión soportada por la unión de ánodo y  $U_C$  la soportada por la unión del cátodo. La sumatoria de ambas es la tensión exterior  $U_B$ .

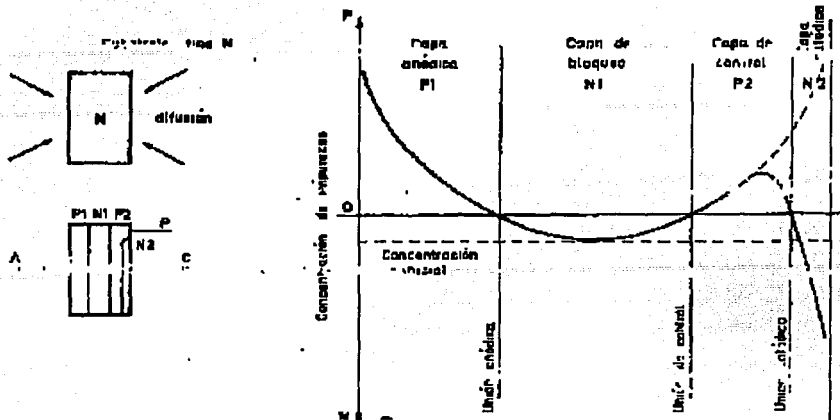


Figura 2.36 Dopado de la pastilla por difusión.

Entonces podemos decir, que las propiedades del tiristor en bloqueo inverso dependen casi en su totalidad de la unión del ánodo. Como en el caso del bloqueo directo, la corriente de fugas inversa también aumenta mucho con la temperatura y muy poco con la tensión inversa exterior excepto en la zona que se encuentra más cerca a la zona de avalancha inversa en que la curva de tensión-intensidad se acomoda más fuertemente como se observa en la figura 2.37

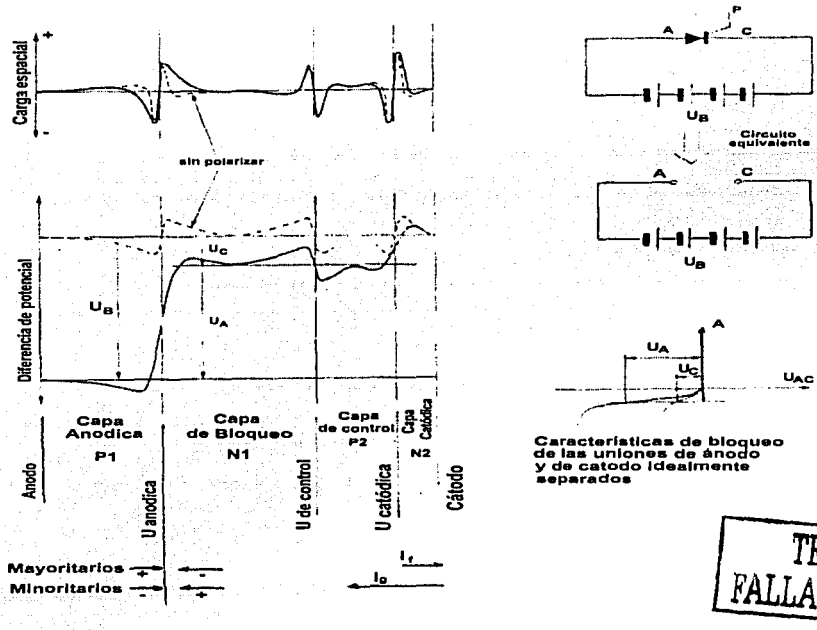


Figura 2.37 El tiristor en bloqueo inverso.

TESIS CON  
 FALLA DE ORIGEN

### 2.3.2.3 CARACTERÍSTICAS ELECTRICAS EN BLOQUEO (PERDIDAS).

Las características eléctricas de los fenómenos internos tanto en directa como en inversa se observan en la figura 2.38. El fabricante da, lo mismo que en el caso del diodo, cuatro tensiones características con los mismos nombres y significación. Estas tensiones vienen a diferir entre sí unos 100 V para un tiristor de 1.000 V de tensión de pico repetitivo y suelen coincidir los valores de bloqueo inverso con los sinónimos de bloqueo directo.

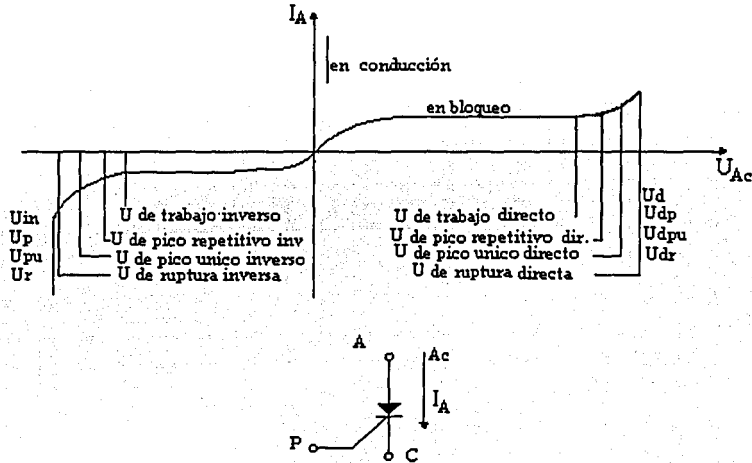


Figura 2.38 Características UAC-IC del tiristor en bloqueo.

El tiristor puede ser destruido por una tensión inversa superior a la de ruptura. En el caso de tensión directa, sin embargo, al superarse la tensión de ruptura se pasa al estado de conducción y, si el circuito exterior al tiristor limita la corriente de ánodo a un valor tolerable, el componente no sufre daño alguno. En este sentido podría decirse que el tiristor está autoprotegido contra destrucción por excesiva tensión directa.

Tanto el bloqueo directo como inverso, la energía disipada viene dada por la integral del producto de la tensión instantánea ánodo-cátodo por la corriente instantánea de fugas. No suelen proporcionarse datos de los valores instantáneos de la característica de bloqueo sino un *valor máximo de la intensidad de fugas* a determinada temperatura de las uniones y tensión de bloqueo. Puesto que las pérdidas en estado de bloqueo normalmente son muy pequeñas comparadas con las que tienen lugar por conducción directa y disparo, es posible despreciarlas.

### 2.3.3 ESTADO DE CONDUCCION

Se caracteriza por una caída directa de tensión muy pequeña (2 V aproximadamente) casi constante entre ánodo y cátodo, con una intensidad de ánodo elevada controlada por el circuito exterior al tiristor. La puerta no ejerce ninguna influencia importante en un tiristor en conducción. El estado de conducción, se mantiene mientras la corriente de ánodo no disminuya por debajo de cierto valor llamado corriente de mantenimiento  $I_{mi}$ , durante un tiempo suficiente largo.

#### 2.3.3.1 FENOMENOS INTERNOS EN CONDUCCIÓN

Las uniones de ánodo y cátodo no ofrecen dificultades a la conducción en sentido directo, salvo los pequeños potenciales unión. Lo anormal de este estado es la conducción en sentido inverso de la unión de control que pierde sus cualidades de bloqueo por la abrumadora abundancia de minoritarios a ambos lados, los cuales no dejan que se

establezca la zona de carga espacial que se automantiene gracias a un proceso regenerativo, el cual se describe a continuación con referencia a la figura 2.39.

Como consecuencia de esta aceleración, ambos tipos de portadores generan por choque con la red cristalina nuevos pares electrón-hueco que engrosan los que llegan por difusión y pasan a la zona opuesta como mayoritarios. Entre estos mayoritarios y los minoritarios que inyectan ánodo y cátodo se establece una atracción mutua, acelerando aquéllos la difusión de éstos y favoreciéndose la traslación de los mayoritarios hacia las zonas de ánodo y cátodo. Este proceso se automantiene compensándose las pérdidas de portadores debidas a la recombinación que existe en las zonas de control y bloqueo mediante la generación de pares en la unión de control. Además, los mayoritarios que llegan a la unión de ánodo y de cátodo aceleran por atracción electrostática la inyección de huecos y electrones, respectivamente.

En la figura 2.39 se aprecia cómo aumenta la concentración de carga positiva en la zona de ánodo a consecuencia de la inyección de huecos y cómo disminuye el exceso que existe sobre la concentración en equilibrio en la región próxima a la unión de control, debido a la corriente de electrones en sentido contrario. Lo mismo se puede decir de la carga negativa en las zonas de cátodo y control.

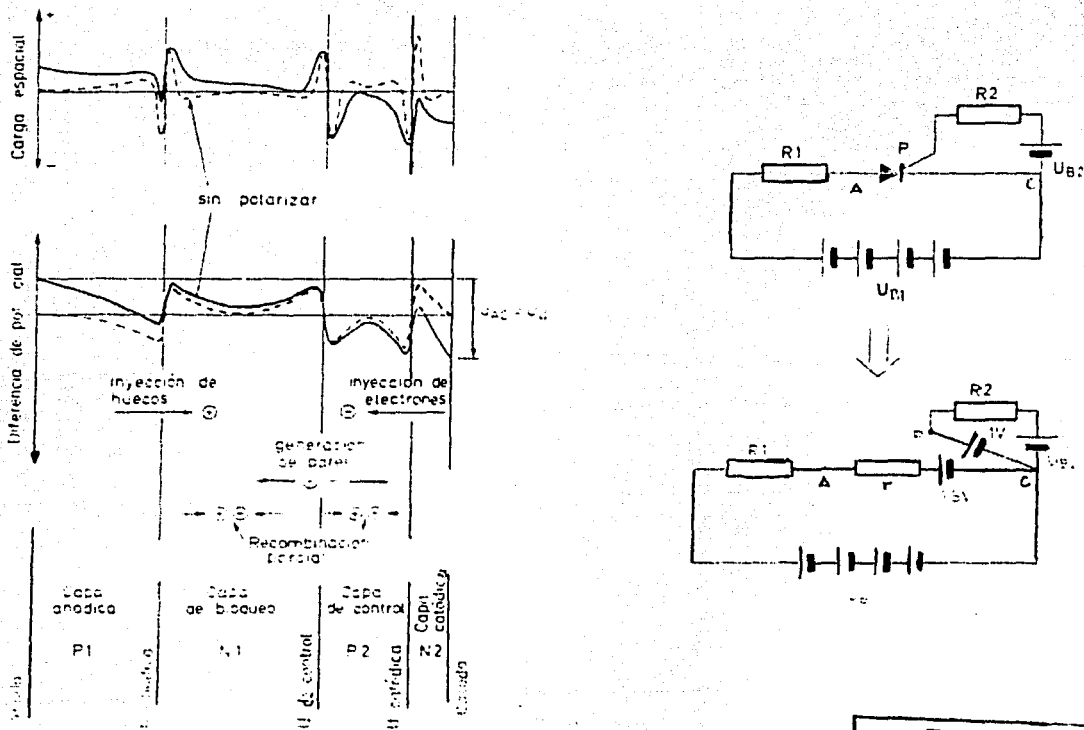


Figura 2.39 El tiristor en conducción.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

También puede verse en la misma figura la deformación de la distribución de potencial respecto de la situación de no-polarización. Se observa que el  $U_d$  necesaria para mantenerla ligeramente superior a la de un solo diodo en conducción. Suele ser de 1.5 a 2V para valores de la intensidad de ánodo próximos al nominal.

Si el circuito exterior al tiristor hace que disminuya  $i_d$  hasta un valor muy pequeño, los pocos mayoritarios que llegan a la unión de control son suficientes para compensar por generación de nuevos pares las pérdidas por recombinación en las capas de bloqueo y control. El proceso no se automantiene y el tiristor pasa inmediatamente al estado de bloqueo directo o inverso según el signo de la tensión forzada entre ánodo y cátodo por el circuito exterior.

El valor mínimo de  $i_d$  por debajo del cual no se automantiene el estado de conducción se llama *corriente de mantenimiento*. Para un tiristor de 100 A de corriente nominal, puede ser de unos 150 mA como máximo.

### 2.3.3.2 PARAMETROS DE INTENSIDAD DE CORRIENTE.

El tiristor presenta en conducción una caída de tensión  $U_d$  del orden de 1.3 V para baja corriente, que aumenta a 2 V aproximadamente para el valor máximo de intensidad permitido en régimen continuo. La elevación de la caída de tensión con la intensidad es aproximadamente lineal, de forma que la característica es similar a la de un diodo con 1.3 V de tensión de codo. En primera aproximación puede escribirse

$$U_{AC} = 1.3 \text{ V} + r i_{AC}$$

Siendo  $r$  la resistencia dinámica, tanto menor cuanto mayor sea la corriente nominal del tiristor (fig. 2.40).

Esta curva no cambia apreciablemente de una unidad a otra de un mismo tipo. El fabricante suele proporcionar una curva típica y otra de máxima caída de tensión. Sin embargo hay que constatar que la caída de tensión es dependiente de la temperatura de las uniones debido, como en el caso de un diodo, a que la mayor concentración de minoritarios hace disminuir los potenciales de unión. Este hecho, es obviamente, benéfico para la refrigeración de componente; sin embargo hay que tener en cuenta que para corrientes instantáneas varias veces superiores a la nominal, la caída de tensión aumenta con la temperatura, lo que debilita la capacidad del componente para soportar sobreintensidades cortas con las uniones calientes.

Los tres parámetros característicos de intensidad definidos para los diodos, intensidad media nominal, de pico repetitivo y de pico único, son empleados también para definir en corriente a un tiristor aunque suelen darse para 85°C de la cápsula y no para 110°C. Algunos fabricantes emplean el valor eficaz en lugar del medio para dar la corriente nominal, pudiendo establecerse la definición así:

*Intensidad eficaz nominal:* Es el valor eficaz de la máxima corriente de impulsos senoidales de 180° que el tiristor puede soportar con la cápsula mantenida a determinada temperatura.

El valor eficaz de la onda de intensidad aludida es lógicamente mayor que el medio y hay que tener en cuenta este punto cuando se comparan tiristores de distinto fabricante, así como las temperaturas de la cápsula utilizada como referencia. El hecho de que no haya una norma universalmente aceptada en este sentido hace que se puedan cometer errores de comparación muy fácilmente.

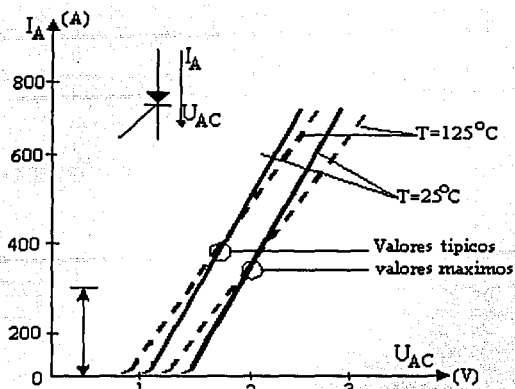


Figura 2.40 Características  $U_{AC}$ - $i_A$  en conducción de un tiristor.

### 2.3.3.3 PERDIDAS EN CONDUCCION

Normalmente son las pérdidas más considerables en un tiristor. Sin embargo, en los circuitos de alta frecuencia (1000 Hz o más), las pérdidas por conmutación (disparo y bloqueo) pueden ser tan grandes como aquéllas o superiores.

La caída de tensión ánodo-cátodo en conducción, dada aproximadamente por la expresión  $U_{AC} = 1.3 \text{ V} + r i_{AC}$ , no es nada despreciable al multiplicarse por la corriente  $i_A$  a la hora de calcular la potencia de pérdidas instantánea, pudiendo resultar valores de 2000 W y más para un tiristor de 100 A de intensidad nominal media sometido a una punta fuerte de intensidad. De la expresión citada se deduce, para la potencia medida a lo largo de un periodo  $T$  de funcionamiento, una fórmula encontrada para las pérdidas en conducción del diodo en la que el potencial de unión  $U_o$  se ha sustituido por la tensión de codo, 1.3 V, del tiristor, es decir:

$$P = 1.3 I_{am} + r I_A^2$$

en donde  $I_{am}$  es el valor medido de la intensidad de ánodo,  $I_A$  el valor eficaz y  $r$  la resistencia dinámica del tiristor en cuestión.

Esta fórmula aproximada de las pérdidas en conducción pone de manifiesto como el caso del diodo, que las pérdidas crecen, para una intensidad de valor medio determinado, con el factor de forma. En general cuanto más estrechos y altos son los impulsos de corriente, más altas son las pérdidas.

El fabricante suele proporcionar una familia de curvas para la determinación y las pérdidas en conducción en función de la intensidad media de ánodo, para intensidad continua y para senoidal de media onda con ángulos de conducción de 180, 120, 60 y 30° (fig. 2.41c).

También es común que den estas curvas para onda rectangular con los mismos ángulos de conducción citados.

Puesto que el objeto de calcular las pérdidas es principalmente la elección del disipador apropiado, para facilitar esta tarea es normal que se den en catálogo familias de curvas en las que se pueden leer directamente la corriente media permitida con las formas de onda antes citadas, para:

- diversas temperaturas de la cápsula, para dejar al usuario la tarea de calcular el disipador en función de la temperatura ambiente.



- diversas temperaturas del aire de refrigeración con el tiristor montado en un determinado disipador.

Las tres familias de curvas citadas suponen despreciables las pérdidas por otros conceptos que no sean conducción directa. Si la forma de onda de la intensidad de ánodo no es ninguna de las señaladas en las curvas, se puede elegir la más próxima, quedando al buen criterio del diseñador la corrección que se haya de hacer del valor de pérdidas señalado en las mismas.

Para una corriente de ánodo determinada, las pérdidas descienden ligeramente al pasar de un tiristor a otro de más corriente nominal, por disminuir la resistencia dinámica. No dependen de la tensión nominal del componente.

### 2.3.4 DISPARO Y BLOQUEO

#### 2.3.4.1 FORMAS DE DISPARO

Se llama disparo al paso del estado de bloqueo al de conducción en forma estable. Se ha visto que el tiristor tiene un estado estable de bloqueo y otro de conducción. La diferencia de los dos estados es una cuestión de densidad de corriente, la intensidad de mantenimiento marca el paso irreversible del estado de conducción a bloqueo directo. El paso contrario de bloqueo a conducción consistirá en la creación de las condiciones necesarias para la densidad de corriente en algún punto de la pastilla alcance un valor suficiente para que se mantenga el proceso regenerativo que caracteriza este estado. Esta zona inicial de conducción se extiende inmediatamente al resto de la pastilla si el circuito exterior permite suficiente intensidad, reduciendo la barrera de potencial en la unión de control al valor normal de conducción, del orden de 0,7 V, y estableciéndose la caída de tensión ánodo-cátodo en unos 2 V.

La intensidad de fugas en bloqueo directo depende de la tensión ánodo-cátodo y la temperatura. Puede elevarse por encima de la intensidad de enclavamiento  $I_{cc}$  aumentando la tensión ánodo-cátodo. También puede elevarse mediante la variación rápida en sentido creciente de dicha tensión, debido a la capacidad parásita de las uniones; por radiación electromagnética de intensidad y longitud de onda adecuada incidente en la pastilla o mediante una corriente entrante en puerta.

El disparo real de un tiristor es causado muchas veces por la acción combinada de dos o más de los efectos citados y está influenciado por la temperatura de la unión, que si es elevada facilita el disparo debido al enriquecimiento de portadores en las uniones por los pares generados.

#### 2.3.4.2 TIEMPOS DE DISPARO.

En un tiristor en bloqueo directo, si se provoca la iniciación de la conducción por cualquiera de los métodos expuestos anteriormente, la intensidad de ánodo aumenta y la tensión ánodo-cátodo disminuye con una velocidad que depende del propio tiristor y del circuito exterior. Para las aplicaciones que siguen en este apartado se supondrá que la conducción se ha iniciado mediante un impulso de puerta potente y rápido (que sube en menos de 0,25  $\mu$ s a un valor suficiente para asegurar el encendido).

#### 2.3.4.3 DISPARO SOBRE CIRCUITO RESISTIVO.

Suponiendo que el circuito exterior de potencia está constituido por una batería  $U_B$  y una resistencia R en serie y que la inductancia distribuida del cableado es despreciable, la tensión  $u_{AC}$  y la intensidad  $i_A$  del tiristor evolucionan como se indica en la figura 2.41. Se aprecia que, desde el momento en que se aplica el impulsor de puerta hasta al intensidad de ánodo empieza a subir, transcurre un tiempo apreciable o *tiempo de retardo a la excitación*,  $t_{re}$ . Después la intensidad sube hasta su valor final en un tiempo llamado *tiempo de subida*,  $t_s$ . Los límites de éste suelen tomarse en los instantes en que  $i_A$  alcanza el 10% y el 90% de su valor final. El comienzo de  $t_s$  se toma cuando el impulso de puerta adquiere suficiente intensidad para disparar el tiristor.

A la suma de los dos tiempos  $t_{re}$  y  $t_s$  se llama *tiempo de disparo*,  $t_d$ , del tiristor.

La tensión  $u_{AC}$  del tiristor sigue una curva de bajada simétrica a la de  $i_A$  porque el circuito es resistivo. El tiempo de disparo es muy pequeño en todos los tiristores y suele estar comprendido entre 0,5 y 3  $\mu$ s. El tiempo de retardo suele

ser dos tercios del disparo y depende de la corriente de puerta y de su tiempo de subida, siendo más corto con impulsos de puerta más energéticos y rápidos.

El tiempo de subida depende casi exclusivamente de la intensidad final de ánodo que permite el circuito exterior, aumentando con ella.

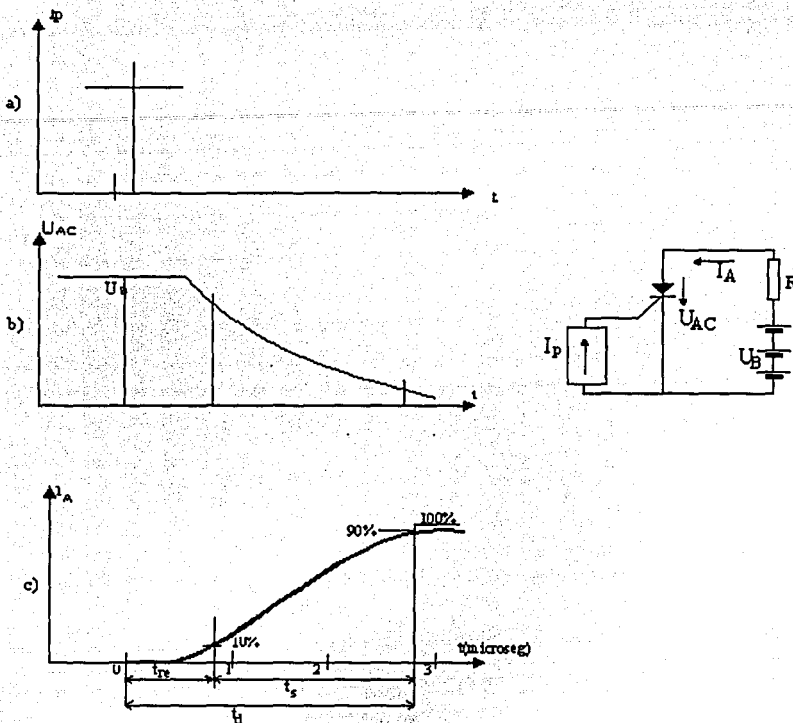


Figura 2.41 Disparo en circuito resistivo.

#### 2.3.4.4 DISPARO SOBRE CIRCUITO INDUCTIVO.

Podría haberse definido el tiempo de disparo en términos de la tensión ánodo-cátodo y se hubieran conseguido en el circuito resistivo de la figura 2.41b los mismos resultados. Sin embargo, en los circuitos inductivos el aumento de la intensidad es mucha más lenta que la disminución de tensión y se contendrían tiempos diferentes con referencia a la intensidad que con la tensión.

En un circuito con inductancia, como se muestra en la figura 2.42b, se puede suponer que la tensión ánodo-cátodo cae al valor de conducción en el mismo instante en que se aplica el impulso de disparo, porque el tiempo realmente transcurrido ( $1 \mu\text{s}$  aproximadamente) es despreciable frente a la constante de tiempo del crecimiento exponencial de la intensidad de ánodo.

La definición dada para el tiempo de disparo pierde significado en este caso porque el tiempo que tarda la intensidad en adquirir el 90% de su valor final depende del circuito exterior y, sin embargo, el parámetro  $t_d$  describe una cualidad del propio tiristor.

El tiempo de duración mínimo del impulso de disparo para asegurar la conducción permanente en los circuitos inductivos puede ser muy largo y está fijado por el tiempo que  $i_A$  tarda en alcanzar el valor de enclavamiento  $I_{ec}$ .

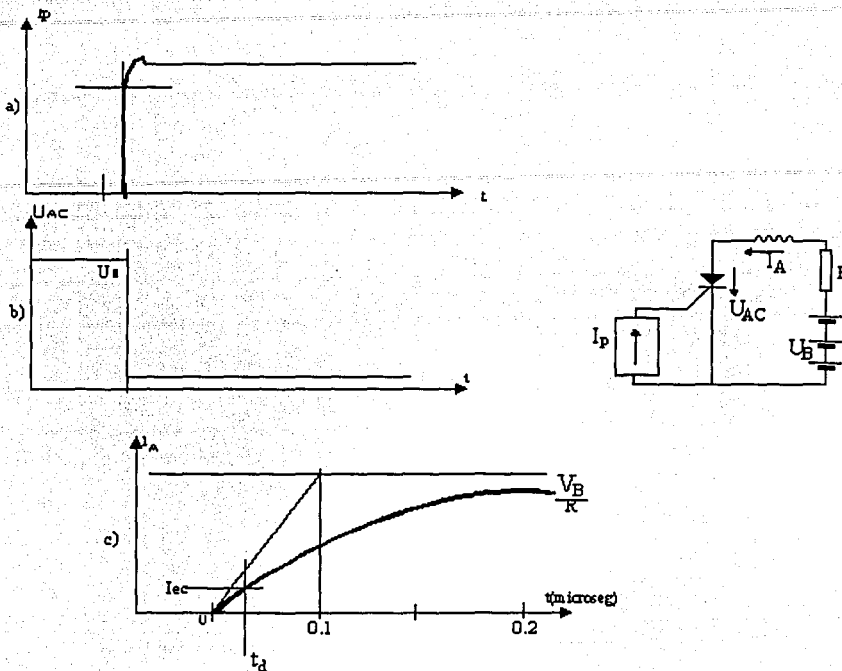


Figura 2.42 Disparo en circuito inductivo.

### 2.3.4.5 CARACTERÍSTICAS DE PUERTA.

El circuito puerta-cátodo de un tiristor equivale al diodo P2N2 en serie con una resistencia, por lo que el camino es relativamente largo que los portadores deben recorrer lateralmente por la zona de control. Contrariamente a lo que sucede en un diodo normal, la dispersión de la curva característica  $u_{pc.i_p}$  de una a otra unidad de un mismo tipo es muy grande, de forma que el fabricante se ve obligado a proporcionar las curvas límite dentro de las cuales estará situada la característica real de un tiristor. La figura 2.43 reproduce dichas curvas límite para un tiristor de unos 100 A nominales.

Las condiciones del circuito ánodo-cátodo no influyen sobre estas características con el tiristor en bloque, ya que con tensión directa la unión de control bloquea y aísla el circuito de puerta y con tensión inversa la unión de ánodo hace la misma función.

Sería interesante conocer el valor de la intensidad y tensión de puerta que dispara a cada tiristor de un mismo tipo. Estos valores no dependen apenas de la tensión ánodo-cátodo para valores de ésta suficientemente altos, pero sí varían mucho con la temperatura necesiéndose mayor tensión o intensidad cuanto menor sea aquélla. También existe en estos valores una dispersión muy grande entre las unidades o componentes.

Como el problema en el diseño de circuitos suele ser asegurar el disparo con un cierto impulso de puerta, por una parte, y asegurar que no haya disparo entre los impulsos, el fabricante facilita para cada tipo de tiristor los siguientes valores que resuelven la cuestión:

$U_{PC\ min\ CD}$ : Tensión puerta-cátodo mínima con disparo para todos los tiristores a determinada temperatura.

$U_{PC\ máx\ CD}$ : Tensión puerta-cátodo máxima sin disparo de ningún tiristor a determinada temperatura.

$I_{P\ min\ CD}$ : Intensidad de puerta mínima con disparo para todos los tiristores a determinada temperatura.

$I_{P\ máx\ SD}$ : Intensidad de puerta máxima sin disparo de ningún tiristor a determinada temperatura.

Como se aprecia en la figura 2.43, estos cuatro parámetros dividen el área encerrada por las características límite en tres zonas: una superior de disparo seguro, otra inferior de disparo imposible o no disparo y otra intermedia de disparo incierto.

El circuito de disparo puede reducirse a su equivalente Thévenin para determinar la recta de carga sobre las curvas características  $U_{PC} \cdot i_p$ . Por ejemplo en la figura 2.43, la recta de carga cortará a los ejes en los puntos de 8V (tensión en vacío del circuito de disparo) y de  $8V/16\ \Omega = 0,5A$  (intensidad de cortocircuito). La recta de carga debe pasar por la zona de disparo seguro.

Cuando el circuito de disparo se halla desactivado, su recta de carga debe pasar por la zona de no disparo para asegurar que el tiristor no entra en conducción.

Existen unos límites máximos para la tensión directa e intensidad de puerta  $U_{PC\ max}$  e  $I_{P\ max}$  que no deben sobrepasarse so pena de deterioro del tiristor. Así mismo, la potencia entregada al circuito puerta-cátodo tiene unos límites que varían con el *factor de trabajo* del impulso de disparo. Estos límites marcan un área de trabajo permitiendo en las características  $U_{PC} \cdot i_p$  que deben respetarse. (Se entiende por *factor de trabajo* de un tren impulsado a la relación entre la duración de un impulso y el tiempo entre el comienzo de dos impulsos consecutivos. Se supone una repetición periódica de impulsos iguales).

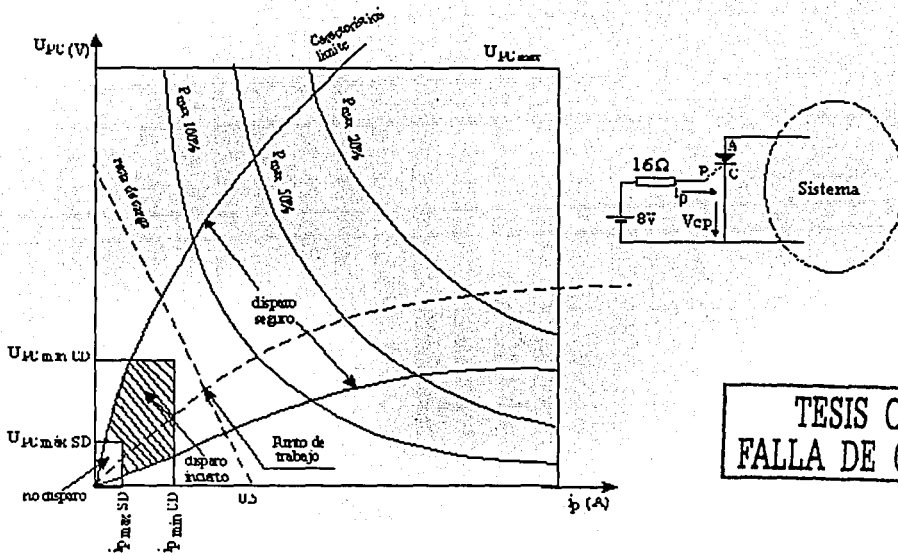


Figura 2.43 Características de puerta de un tiristor.

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

### 2.3.4.6 BLOQUEO:

Se ha comentado ya que si la intensidad de ánodo disminuye por debajo de un valor llamado de mantenimiento,  $I_{mt}$ , el proceso regenerativo de la conducción no puede mantenerse y el tiristor pasa al estado de bloqueo. Sobre este proceso la puerta no tiene influencia apreciable, siendo el circuito exterior de potencia el que debe forzar la disminución de la intensidad de ánodo. Desde el punto de vista de los procesos internos del tiristor, pueden mencionarse dos formas de llevarse a cabo el bloqueo.

#### Bloqueo estático.

Si la reducción de intensidad anódica se hace lentamente, cuando ésta se hace inferior a  $I_{mt}$  se establece la zona de carga espacial en la unión de control y el tiristor queda bloqueado. A partir de este instante se le puede aplicar una tensión ánodo-cátodo sin entrar en conducción, siempre que su derivada y su valor final no alcancen los valores máximos permitidos. La figura 2.44 ilustra la evolución de la intensidad y tensión para el caso de un rectificador monofásico controlado con carga resistiva, en el que se da este tipo de bloqueo.

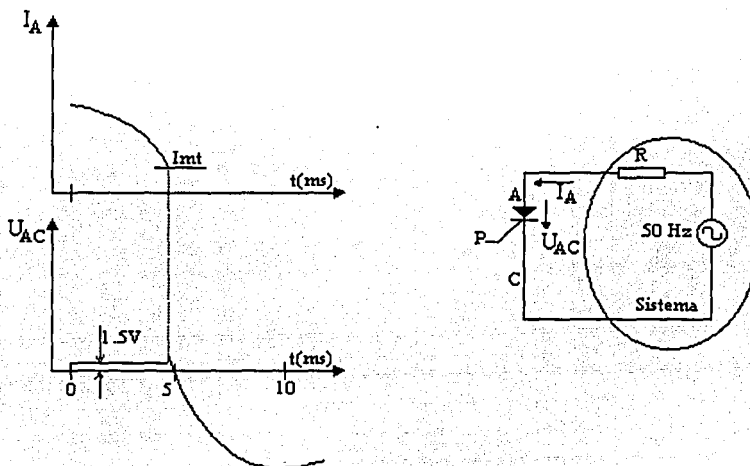


Figura 2.44 Bloqueo estático.

#### Bloqueo dinámico.

Si el circuito exterior provoca una reducción muy brusca de la intensidad de ánodo e intenta la conducción en sentido inverso, los portadores de las uniones no pueden ajustarse al ritmo necesario de la intensidad y cuando ésta se anula, la pastilla está llena todavía, de manera que puede conducir en sentido cátodo-ánodo a expensas de los portadores almacenados, como ocurre en el diodo.

En la figura 2.45 se han representado las curvas  $U_{AC}$  e  $I_A$  con bloqueo dinámico. La intensidad se anula en un cierto instante y aumenta en sentido inverso durante el tiempo  $t_1$ . Al comienzo de este intervalo las tres uniones están llenas de portadores, por lo que la caída de tensión ánodo-cátodo se mantiene.

Al final del tiempo los portadores son tan escasos que la unión de ánodo no puede mantener la intensidad inversa y empieza a disminuir rápidamente al principio y lentamente después, despejándose las uniones del exceso de portadores al cabo de cierto tiempo  $t_2$ . Si se aplicara tensión directa entre ánodo y cátodo antes de  $t_2$ , la unión de bloqueo, que no estaría completamente vacía de portadores, comenzaría el fenómeno de generación de pares a expensas de los portadores que aún quedan, entrando el tiristor en conducción. Aplicando la tensión después del tiempo antes descrito, se produce un pico de intensidad positivo debido al desplazamiento rápido de los portadores. Este pico es inferior a  $I_{ec}$  el tiristor no entra en conducción.

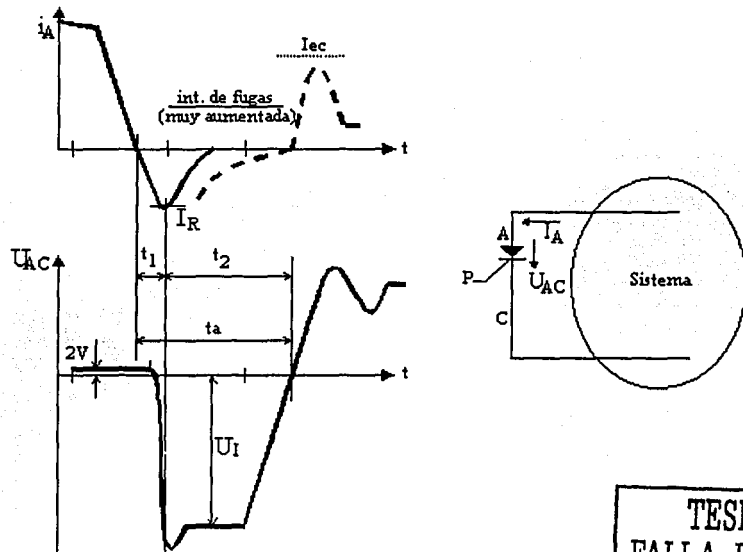


Figura 2.45 Bloqueo dinámico.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

### 2.3.4.7 PROCEDIMIENTOS EXTERIORES DE BLOQUEO.

Hemos visto los tipos de bloqueo desde el punto de vista del funcionamiento interno del tiristor. Veamos ahora cómo puede producirse el bloqueo atendiendo al comportamiento del circuito exterior. Suelen distinguirse dos grupos de procedimientos principales:

**Bloqueo natural.** Es el que se produce cuando el circuito anula la intensidad en el tiristor en el transcurso normal de funcionamiento. No es necesario disponer en el circuito de componentes extras para provocar el bloqueo.

**Bloqueo forzado.** Tiene lugar cuando la anulación de la intensidad de ánodo es obligada mediante componentes especialmente dispuestos para el bloqueo, desviándose de la evolución que dista el circuito principal.

Generalmente, los circuitos de bloqueo natural provocan en sus tiristores un bloqueo estático, a no ser que la frecuencia de funcionamiento sea elevada. Asimismo, los circuitos de bloqueo forzado suelen provocar bloqueo dinámico en los tiristores, debido a la rápida anulación de corriente.

Los circuitos para producir bloqueo forzado son muy variados y pueden clasificarse, atendiendo al comportamiento eléctrico básico y distinguiremos dos grupos, según pueden ser reducidos a una fuente de tensión o de intensidad.

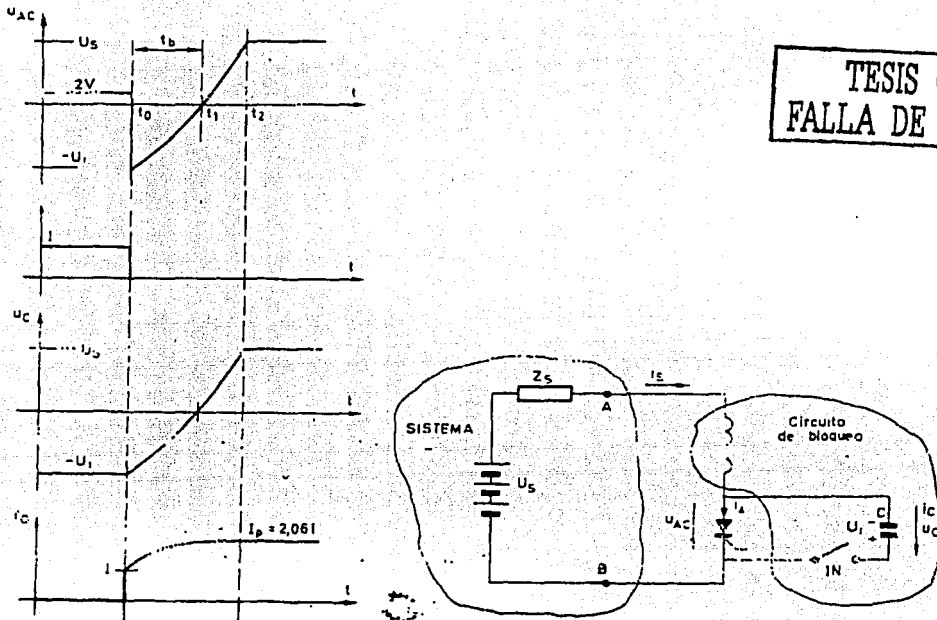
### Bloqueo por fuente inversa de tensión ( FIT ).

Se consideran dentro de este grupo los circuitos de bloqueo forzado que se comportan ante el tiristor a bloquear como una fuente invertida de tensión de valor elevado, provocando una intensidad despreciable que depende de las características del propio tiristor.

En la figura 2.46 se muestra un circuito en el que se encuentra un determinado tiristor que se desea bloquear mediante dos conductores sin impedancia que los une a los nodos A y B.

En funcionamiento normal el tiristor es atravesado por una corriente  $i_A$  y tiene un valor  $I$  en el instante  $t_0$  en que se inicia el bloqueo. La forma más simple de someter al tiristor a una tensión inversa es aplicarle en paralelo un condensador C previamente cargado a una tensión  $U_i$  con la polaridad señalada en la figura 2.46. La carga del condensador sobre el tiristor puede producirse mediante el disparo de un tiristor auxiliar. En la figura 2.46 se ha representado por un interruptor IN.

Es evidente que si  $Z_s$  es básicamente una resistencia o una inductancia pequeña puede ocurrir que C mantenga la tensión invertida sobre el tiristor durante menos tiempo del necesario para apagarlo. Si es un condensador se originará una intensidad indeseable en IN. Ambos inconvenientes se solucionan insertando una bobina L entre el sistema y el tiristor.



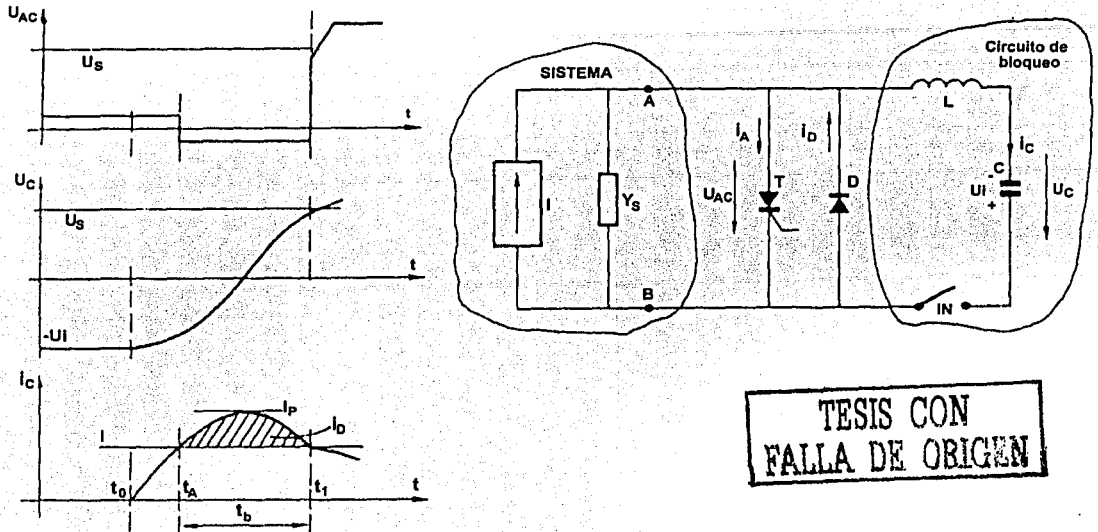
TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

Figura 2.46 Bloqueo forzado. FIT.

### Bloqueo por fuente inversa de intensidad ( FII ).

Caen dentro de este grupo los circuitos de bloqueo forzado que se comportan ante el conjunto de un tiristor con un diodo en antiparalelo, como una fuente invertida de intensidad de valor elevado, provocando en el tiristor una tensión inversa que solo depende de las características propias del tiristor.

En la figura 2.47 se representa el mismo sistema antes mencionado. La forma más sencilla de proporcionar al tiristor una determinada intensidad inversa que lo bloquee, consiste en cerrar sobre él un condensador C, cargado a una cierta tensión, a través de la bobina L. La intensidad  $i_c$  de descarga pasa por el tiristor hasta que contrarresta I y vacía después los portadores de la unión de control en pocos microsegundos, circulando luego por el diodo en antiparalelo. Hay que resaltar que  $i_c$  no circula por el diodo mientras que la intensidad en el tiristor no sea nula porque la caída directa de tensión en éste mantiene polarizado inversamente el diodo.



TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

Figura 2.47 Bloqueo forzado. FII

### 2.3.5 CIRCUITOS SIMPLES CON TIRISTORES.

Tomando en cuenta el diagrama de la figura 2.48, el cual está basado en el funcionamiento de un SCR, tendremos lo siguiente:

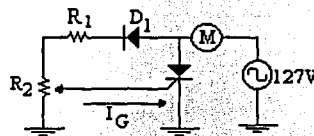


Figura 2.48 Circuito simple con SCR

De lo anterior mencionaremos sus características; ya que el circuito es de un SCR como control.

- 1) La corriente  $I_G$  se regula por medio del potenciómetro  $R_2$ , por lo que el SCR estará en sus tres regiones de operación que son:



- Bloqueado, en su mínimo valor con el potenciómetro hacia tierra.
- Casi en conducción con el potenciómetro a la mitad de su valor.
- En conducción, en su máximo valor con el potenciómetro hacia R1.

- La resistencia R1 protege al SCR cuando R2 se encuentra en 0 ohms.
- El diodo D1 rectifica el voltaje de alimentación para que la compuerta sola polarice los picos positivos.
- La carga M puede estar en sus tres fases.
- Las formas de onda de los voltajes se muestran en la figura 2.49.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

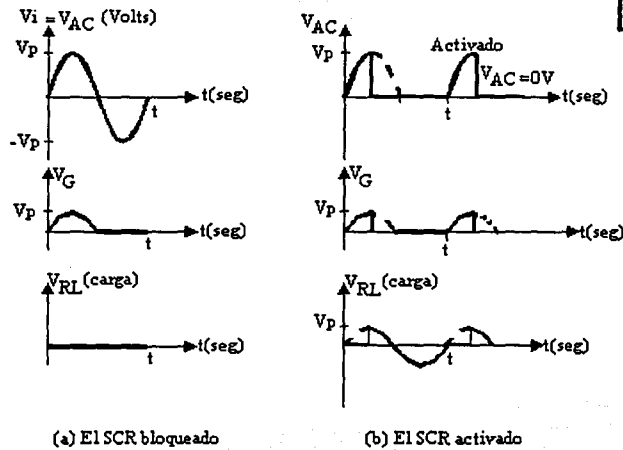


Figura 2.49 Formas de onda de los voltajes para la figura 2.48

En la figura 2.49a se observa que aparece en los extremos del SCR el voltaje de alimentación y en la compuerta un voltaje rectificado de media onda.

En la figura "b" el  $+V_p$  muestra el instante en el que el SCR se activa por que el  $V_{AC} \approx 0V$  y se mantiene disparado hasta que aparece el siguiente ciclo para que se repita la secuencia, y en ese instante aparece en la carga un voltaje parecido al de alimentación.

Con respecto a cuando el SCR se encuentra casi activado, los voltajes se estarán alternando de bloqueo a conducción en cada ciclo de voltaje de alimentación, por lo que no se puede representar gráficamente en una forma determinada.

Con respecto a la carga se puede decir que:

- El voltaje en la figura 2.49a, la carga tiene un voltaje igual a 0V., por que no esta activo el SCR.
- El voltaje en la figura 2.49b la carga tiene un voltaje igual a 1V., por lo que esta activo el SCR.

Ahora bien, si se conecta un optoacoplador para que funcione como un controlador de iluminación, el cual se muestra en la figura 2.50 y analizando el circuito se tendría lo siguiente.

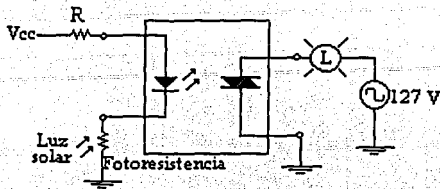


Figura 2.50 Optoacoplador con salida de TRIAC como control de iluminación.

Ejemplo :

Determinar el valor de  $V_{cc}$  y  $R$  para que la lámpara  $L$  se ilumine, considerando que:

- La fotoresistencia es de  $100\Omega$  con luz y  $1M\Omega$  sin luz.
- La lámpara es de  $60W$
- El optoacoplador se activa con  $20mA$
- $V_D = 1.2V$
- El TRIAC es de  $\frac{1}{2}W$ .

Solución :

a) De la malla de entrada

$$\sum V = 0V.$$

$$V_{cc} - R I - V_D - V_{foto} = 0V$$

con:

$$V_D = 1.2V$$

$$I_D = 20mA$$

$$R_{foto} = 100\Omega \text{ o } 1M\Omega$$

Sustituyendo :

$$V_{cc} = R(20mA) + 1.2V + (100\Omega)(20mA)$$

Como no se tiene solución por tener dos incógnitas, ni existen más ecuaciones. Se puede empezar por suponer voltajes, esto es porque ya se tienen valores fijos y no rebasar el límite de corrientes que especifica el fabricante. Por lo que se proponen valores iniciando por voltajes.

Entonces .

$$V_{cc} > V_D ; \text{ por lo que se podría decir que } V_{cc} = 7V.$$

Sustituyendo y despejando :

$$V_{cc} - R(20mA) - 1.2V - (100\Omega)(20mA)$$

$$R = [7 - 1.2 - (100\Omega)(20mA)] / 20mA$$

$$R = 190\Omega.$$

Por no ser un valor comercial la resistencia se compra de  $220\Omega$ , a  $\frac{1}{2}$  watt.

## CAPITULO

# 3

## ANALISIS DE LOS COMPONENTES SEMICONDUCTORES DE POTENCIA.

Como se menciona en los capítulos anteriores las aplicaciones de los dispositivos semiconductores de potencia son muy variables, en este capítulo se analizarán circuitos simples con el fin de conocer el comportamiento de dichos dispositivos en un circuito determinado, en donde influyen sus características de fabricación.

### 3.1 ANALISIS DE DIODOS DE POTENCIA.

#### 3.1.1 CIRCUITO RECTIFICADOR MONOFASICO CON CARGA RESISTIVA.

En este tipo de rectificadores como se muestra en la figura 3.1, el diodo al estar en serie dejara pasar el voltaje positivo (+V<sub>p</sub>) y es cuando el diodo está conduciendo, entonces V<sub>o</sub> = +V<sub>p</sub> - V<sub>D</sub>, este voltaje se quedara entre las terminales de la carga y ya que con -V<sub>p</sub> el diodo no conduce, por lo tanto, la carga solo recibirá los medios ciclos positivos de ahí el nombre de circuito rectificador monofásico con carga resistiva.

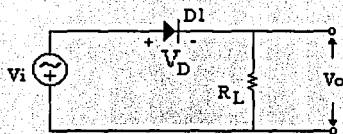


Figura 3.1 Circuito rectificador monofásico con carga resistiva.

El circuito anterior tiene las siguientes características:

- a) De la ecuación del circuito la  $\Sigma V = 0V$ .

$$V_i - V_D - V_{RL} = 0V.$$

$$V_i - V_D - V_o = 0V.$$

- b) Para +V<sub>ip</sub>, el diodo se polariza en directa, entonces conduce por lo que:

$$V_{ip} = V_i$$

$$V_D \approx 1V.$$

Sustituyendo y despejando:

$$V_o = +V_{ip} - V_D \approx +V_i$$

- c) Para V<sub>i</sub> = -V<sub>p</sub>

El V<sub>D</sub> esta en inversa, por lo que

$$I_D = 0Amp.$$

$$I_s \approx 0Amp.$$

$$V_D > 1V$$

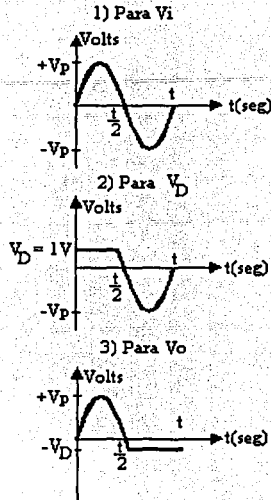
Entonces :

$$-V_p - V_D - R_L(OA) = 0V,$$

$$V_D = -V_p$$

$$V_o \approx 0V$$

d) Las gráficas de las señales se muestran en la siguiente figura:



TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

e) Otra característica importante de este tipo de rectificadores es el propio rendimiento del circuito, el cual debe de tener una eficiencia ( $\eta = 100\%$ ); un factor de potencia ( $PF=1$ ) y un factor de forma ( $FF = 0$ ). Lo anterior se define de la siguiente manera:

1) La eficiencia o la relación de rectificación es un porcentaje que indica la efectividad de rectificación del circuito y se determina como:

$$\eta = ( P_{PROM} / P_{RMS} ) ( 100 \% )$$

Donde:

**PPROM** = Es la potencia promedio de la señal  $V_o$  y se determina como  $V_I$  en valores promedios.

$$V_{PROM} = (1/T) \int V_i dt = (V_p/\pi)$$

**V<sub>p</sub>** = Es el voltaje pico de la señal  $V_i$

**IPROM** = Se puede calcular por medio de la ley de ohm.  $I_{PROM} = V_{PROM} / R$

**R** = Es la resistencia de carga.

**PRMS** =  $V_I$  en valores RMS

**VRMS** = Es el voltaje en la señal de salida y se determina como :

$$V_{RMS} = [ (1+ T) \int (V_i)^2 dt ]$$

$$V_{RMS} = (V_p/\sqrt{2})$$

-  $I_{RMS}$  = Se calcula por medio de la ley de ohm, de la siguiente manera :

$$I_{RMS} = (V_{RMS} + R)$$

2) El factor de potencia (PF) es la ecuación de fase en donde solo existen corrientes y se calcula con la siguiente ecuación:

$$PF = (I_i' + I_i) \cos \theta$$

Donde :

$I_i'$  = Es la corriente en RMS correspondiente a la componente fundamental de la corriente de entrada ( armónica fundamental ).

$I_i$  = Es la corriente de entrada en RMS.

$\cos \theta$  = Es el factor de desplazamiento en donde  $\theta$  es el ángulo de desplazamiento que se puede formar entre las dos corrientes anteriores.

3) El factor de forma (FF), es una medida que indica la forma que debe tener la señal  $V_o$  y se calcula con la siguiente ecuación:

$$FF = (V_{RMS} + V_{PROM})$$

Para poder entender lo anterior podemos mencionar el siguiente ejemplo:

Ejemplo 3.1. Para el circuito rectificador de media onda monofásico mostrado en la figura 3.2. Calcular para el medio ciclo positivo de  $V_i$  a:

- $V_o$  con su gráfica.
- $V_R$  con su gráfica.
- $V_D$  con su gráfica.
- Eficiencia ( $\eta$ ).
- Factor de forma (FF).

Considerando los siguientes datos:

$$V_i = 127V \text{ RMS sen } 376 t$$

$$R = 470\Omega$$

$$D = 1N4005.$$

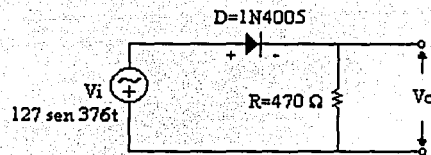


figura 3.2 Circuito rectificador monofásico de media onda

Solución :

La ecuación del circuito es :

$$\sum V = 0V = V_i - V_D - V_o$$

$$V_o = V_i - V_D$$

Para  $V_i = +V_p$

$$V_i = (127 V_{RMS})(\sqrt{2}) = 180 V_p$$

Por lo que el diodo conduce, entonces  $V_D \approx 1V$ .

Sustituyendo, tenemos que :

$$\begin{aligned} V_o &= V_i - V_D \\ V_o &= 180V_p - 1V \\ V_o &\approx 180V_p \end{aligned}$$

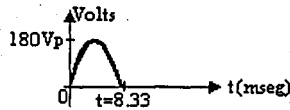
Como se sabe el  $+V_p$  es solamente medio ciclo que seria  $(t/2)$ , entonces se tiene:

$$\begin{aligned} t &= \frac{1}{2} \text{ periodo} \\ t &= (1/F) \\ F &= (\omega/2\pi) \\ \omega &= 376 \\ F &= (376/2\pi) = 60\text{Hz} \\ t &= (1/60\text{Hz}) \\ t &= 16.67\text{ms} \end{aligned}$$

Entonces :

$$\begin{aligned} t &= \frac{1}{2} \text{ periodo} \\ t &= (16.67/2) \\ t &= 8.33\text{ms} \end{aligned}$$

La gráfica de  $V_o$  es la siguiente:

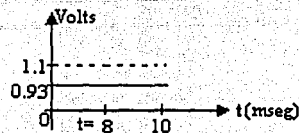


Para  $V_R$  de la condición del circuito, como se encuentra en paralelo la  $R$  con el  $V_o$  se tiene que:

$$V_R = V_o \text{ y sus gráficas son iguales.}$$

Para el  $V_D$  de las características del dispositivo y de los datos del fabricante, se tiene que  $D = 1N4005$  por lo tanto

$$V_D = 0.93V \text{ a } 1.1V. \text{ Cuya gráfica es:}$$



Para la eficiencia ( $\eta$ ) de la ecuación :

$$\begin{aligned} \eta &= (P_{PROM} / P_{RMS}) + (100) \\ P_{PROM} &= V I \\ V_{PROM} &= (V_p/\pi) = (180/\pi) = 57.29V \\ I_{PROM} &= (V_{PROM} / R) = (57.29V / 470\Omega) = 122\text{mA} \\ P_{RMS} &= V I \\ V_{RMS} &= (V_p/2) = (180V/2) = 90V \\ I_{RMS} &= (V_{PROM} / R) = (90V / 470\Omega) = 191\text{mA} \end{aligned}$$

Entonces :

$$P_{PROM} = (VI)_{PROM}$$

$$P_{PROM} = (57.29V)(122mA) = 6.99\text{Watts.}$$

$$P_{PRMS} = (VI)_{RMS}$$

$$P_{PRMS} = (90V)(191mA) = 17.23\text{Watts.}$$

$$\eta = (P_{PROM} / P_{PRMS})(100)$$

$$\eta = (6.99W / 17.23W)(100)$$

$$\eta = 40.5\%$$

Para el factor de forma (FF) de la ecuación característica:

$$FF = (V_{RMS} / V_{PROM})$$

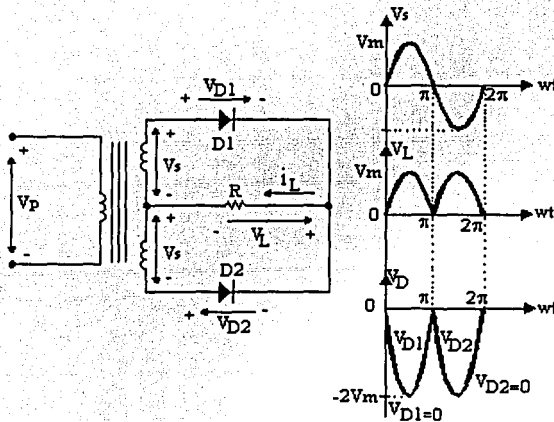
$$FF = (90V / 57.29V)$$

$$FF = 1.57$$

### 3.1.2 CIRCUITO RECTIFICADOR MONOFASICO DE ONDA COMPLETA.

En la figura 3.3a aparece un circuito rectificador de onda completa con un transformador que tiene tap central. Cada mitad del transformador tiene un diodo que actúa como si fueran un rectificador de media onda. La salida de un rectificador de onda completa se muestra en la figura 3.3b. El voltaje de salida promedio es :

$$V_{cd} = (2/T) \int V_m \text{sen } wt \text{ dt} = (2V_m/\pi) = 0.6366 V_m$$

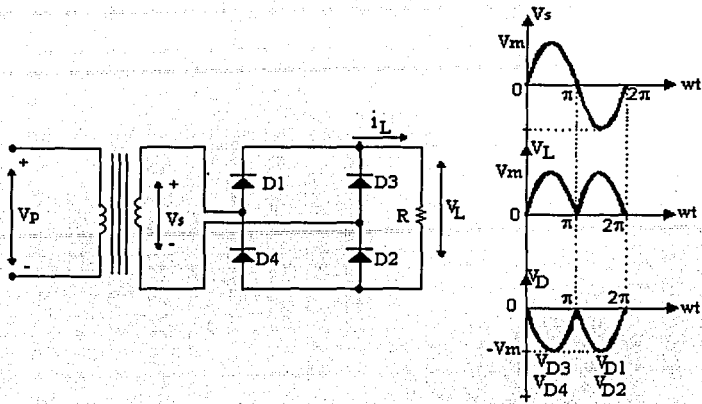


a) Diagrama del circuito

b) Formas de onda

figura 3.3 Rectificador de onda completa con tap central

Ahora bien, si en vez de utilizar un transformador con tap central, se utilizara cuatro diodos como se muestra en la figura 3.4a. Durante el medio ciclo positivo del voltaje de entrada, se suministra potencia a la carga a través de los diodos D<sub>1</sub> y D<sub>2</sub>. Durante el ciclo negativo, los diodos D<sub>3</sub> y D<sub>4</sub> conducirán. La forma de onda de los voltajes de salida se muestran en la figura 3.4b. El voltaje de pico inverso de los diodos es solo V<sub>m</sub>. Este circuito se conoce como rectificador puente, y es de uso común en aplicaciones industriales.



a) Diagrama del circuito

b) Formas de onda

figura 3.4 Rectificador puente de onda completa

En forma de ejemplo se tiene lo siguiente:

Ejemplo 3.2 : Si se tiene un circuito rectificador de onda completa como el de la figura 3.3a y se tiene una carga resistiva pura de valor  $R$ , determinar:

- La eficiencia del circuito ( $\eta$ )
- Factor de forma (FF)
- Factor de la componente ondulatoria (RF)
- Factor de utilización del transformador (TUF)

Solución :

Primeramente, tenemos que el voltaje promedio es :

$$V_{prom} = 2V_m/\pi = 0.6366 V_m$$

y la corriente promedio es :

$$I_{prom} = V_{prom} / R = (0.6366 V_m)/R$$

el voltaje RMS de salida es :

$$V_{RMS} = V_m / \sqrt{2} = 0.707 V_m$$

y la corriente RMS es :

$$I_{RMS} = V_{RMS}/R = (0.707 V_m)/R$$

De la ecuaciones de potencia tenemos que:

$$P_{RMS} = IV = I^2R = (V_{RMS})^2 / R$$

$$P_{RMS} = (0.707 V_m)^2 / R$$

$$P_{prom} = (V_{prom})^2 / R = (0.6366 V_m)^2 / R$$



Entonces :

$$\begin{aligned} \text{a) } \eta &= (P_{\text{prom}} / P_{\text{RMS}})(100) \\ \eta &= [ ((0.6366 V_m)^2 / R) + ((0.707 V_m)^2 / R) ] [ 100 ] \\ \eta &= 81\% \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{b) } FF &= V_{\text{RMS}} / V_{\text{prom}} \\ FF &= (0.707 V_m) / (0.6366 V_m) \\ FF &= 1.11 \end{aligned}$$

c) Para el factor de la componente ondulatoria RF, la cual es una medida del contenido de la componente ondulatoria, se define como :

$$\begin{aligned} RF &= \sqrt{((FF)^2 - 1)} = V_{ca} / V_{\text{prom}} \\ \text{donde :} & \\ V_{ca} &= \sqrt{((V_{\text{RMS}})^2 - (V_{\text{prom}})^2)} \end{aligned}$$

entonces RF es :

$$\begin{aligned} RF &= \sqrt{((1.11)^2 - 1)} \\ RF &= 0.48 \text{ (100)} \\ RF &= 48\% \end{aligned}$$

d) El factor de utilización del transformador (TUF), se define como :

$$\begin{aligned} TUF &= (P_{\text{prom}}) / (V_s I_s) \\ \text{donde :} & \end{aligned}$$

$I_s$  y  $V_s$  son el voltaje y la corriente RMS del secundario del transformador.  
El  $V_{\text{RMS}}$  del secundario es :

$$\begin{aligned} V_s &= (V_m / \sqrt{2}) = 0.707 V_m \\ \text{El valor de } I_{\text{RMS}} &\text{ es :} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_{\text{RMS}} &= (0.5 V_m) / R \\ \text{La relación de Volts-Ampères (VA) del transformador es :} & \end{aligned}$$

$$VA = 2 I_s V_s = 2(0.707 V_m)(0.5 V_m / R)$$

Entonces :

$$TUF = \frac{[(0.6366 V_m)^2 / R]}{2(0.707 V_m)(0.5 V_m / R)}$$

$$TUF = \frac{(0.6366)^2}{2(0.707)(0.5)}$$

$$\begin{aligned} TUF &= 0.57 \text{ (100)} \\ TUF &= 57\% \end{aligned}$$

### 3.1.3 CIRCUITO CARGADOR DE BATERIAS.

Un circuito cargador de baterías como su nombre lo indica, sirve para recargar baterías comunes de corriente directa con los medios ciclos positivos, a continuación se describen sus características de dicho cargador. Apoyándonos de la figura 3.5.

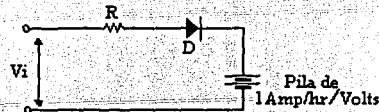


Figura 3.5 Diagrama de un circuito cargador de batería.

Dentro de sus características se tienen las siguientes:

1.- Función básica de los componentes de un cargador de baterías son :

- $V_i$  proporciona la corriente para que la batería se cargue (de menos de 1Amp.)
- La resistencia  $R$  limita la corriente del circuito.
- El diodo  $D$  permite cargar a la batería con los semiciclos positivos.
- La pila se carga con los semiciclos positivos (esto si la batería se encuentra en buen estado).

2.- La ecuación del circuito se determina con  $\sum V = 0V$

Es decir:

$$\sum V = V_i - V_R - V_D - V = 0V$$

3.- Para el diodo  $D$  se tiene:

a) Con  $V_i = +V_p \leq V$

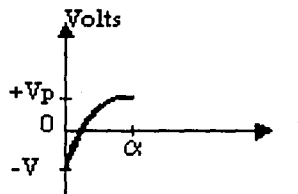
- El diodo no conduce, por lo que la  $I_D = 0$  Amp., y resolviendo la ecuación se tiene :

$$+V_i - 0V - V_D - V = 0V$$

- Se tiene que despejando  $V_D$ :

$$V_D = +V_p - V$$

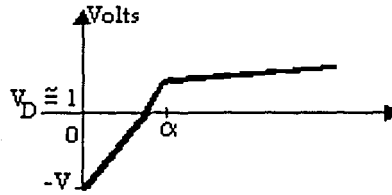
- Cuya gráfica sería la siguiente:



Con :  $\alpha =$  Angulo de inicio para la conducción  
 $= \text{sen} (V/V_p)$

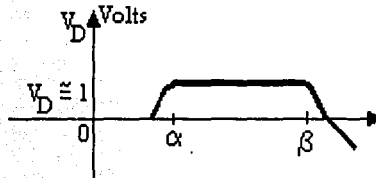
b) Con  $V_i = +V_p > V$

- El diodo D conduce, por lo que  $I_D \neq 0 \text{Amp.}$  y  $V_D \approx 1V$
- Su gráfica es la siguiente:



c) Con  $V_i = +V_p \leq V$

- El caso se repite, cuya gráfica se muestra a continuación:



TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

Con :  $\beta =$  Angulo en que deja de conducir el diodo.

$$\beta = \pi - \alpha$$

d) Para  $V_i = -V_p$

- El diodo se encuentra en inversa ( $I_D = 0 \text{Amp.}$ ) y no conduce, el  $V_D$  se puede obtener de la ecuación del circuito, sustituyendo valores se tiene :

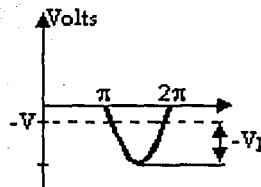
$$-V_p - V_R - V_D - V = 0V$$

$$V_R = I_D R = 0V$$

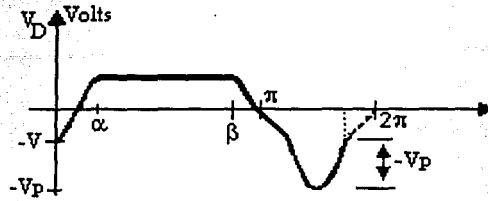
$$-V_p - V_D - V = 0V$$

$$V_D = -V_p - V$$

- Cuya gráfica esta compuesta tanto por C.A. como C.D. y se muestra a continuación



e) De lo expuesto en el inciso anterior se tiene que la señal completa del diodo es:



- Donde se observa que la señal  $V_i$  esta desplazada y recortada en su medio ciclo positivo.

4.- Para la resistencia R se tiene que :

- a) Para  $V_i = +V_p \leq V$   
ya que el diodo no conduce, entonces.

$$V_R = 0V$$

$$I_R = 0Amp.$$

- b) Para  $V_i > V$   
Puesto que el diodo conduce se tiene que :

$$I_R \neq 0Amp.$$

$V_R$  de la ecuación del circuito se tiene que

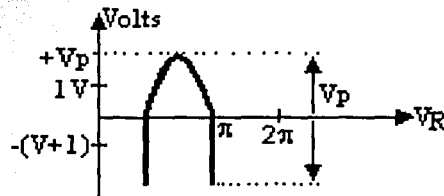
$$+V_p - 1V_D - V_R = 0$$

$$V_R = +V_p - 1 - V$$

$$V_R = +V_p - (1V + V)$$

- c) Para  $V_i = -V_p$   
No existe el diodo en el circuito, ya que el diodo se encuentra en inversa, por lo tanto se repite el inciso (a).

- d) La gráfica de  $V_R$  se muestra a continuación:



Donde se observa que el medio ciclo positivo de  $V_i$  el diodo recorta a través de él y el voltaje de la pila va ha estar adquiriendo corriente de este medio ciclo.

- e) Para la potencia en la resistencia (  $P_R$  ), considerando los valores RMS se tiene que :

$$P_{RMS} = VI = (I_{RMS})^2(R)$$

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

5.-Para la corriente del circuito se tiene:

a) Para el valor pico, conociendo el valor de  $R$  y el valor de  $V_{rpico}$  se tiene que :

$$I_p = V_{rpico} / R$$

b) Para el valor promedio se tiene que:

$$(1/T) = \int V_i dt$$

Sustituyendo valores, tenemos que :

$$I_{prom} = (1/2\pi) \int ((V_p - V)/R) dt$$

$$I_{prom} = (1/2R\pi) (2V_p \cos \alpha + (V\alpha\pi/90^\circ) - V\pi)$$

c) El valor RMS de la ecuación característica, por definición se tiene que es :

$$V_{RMS} = ((1/T) \int V^2 dt)$$

Sustituyendo valores se tiene que:

$$I_{RMS} = [(1/2\pi) \int ((V_p - V)/R)^2 dt]$$

$$I_{RMS} = [(1/2R^2\pi) [ (V_p^2/R + V^2)(\pi - \alpha\pi/90^\circ) + (V_p/2 \text{ sen } 2\alpha - 4V_p \cos \alpha) ] ]^{1/2}$$

6.- Para otras características del circuito se tiene:

a) La potencia en la pila con valores promedio, de la ecuación de potencia se tiene :

$$PV_{prom} = (VI)_{prom}$$

b) Para la eficiencia del circuito se tiene:

$$\eta = (PV)_{prom} / (PV_{prom} + PR_{RMS})$$

Ejemplo 3.3.

Para el circuito de la figura 3.5, determinar lo siguiente:

- Angulo de conducción, cuando la pila es de 12V a 18 W-hr, con un  $V_i = 24V_{RMS} \text{ Sen } 377t$
- Resistencia ( $R$ ) y su potencia ( $P_R$ ), para que la pila adquiera 1Amper promedio.
- El tiempo de carga en la batería.

Solución :

a) De la ecuación para el ángulo de conducción  $\alpha$  se tiene:

$$\alpha = \text{sen}^{-1} ( V/V_p )$$

$$V = 12V$$

$$V_p = (V_{RMS})(\sqrt{2})$$

$$V_p = (24 V_{RMS})(\sqrt{2}) = 33.94 V_p$$

Entonces:

$$\alpha = \text{sen}^{-1} ( 12/33.94 )$$

$$\alpha = 20.70^\circ$$

y se tiene que:

$$\beta = \pi - \alpha$$

$$\beta = \pi - 20.70 = 180^\circ - 20.70^\circ$$

$$\beta = 159.3^\circ$$

b) De la ecuación referente a la  $I_{\text{prom}}$  se tiene :

$$\text{Despejando R tenemos : } I_{\text{prom}} = \left\{ (1/2R\pi) \left[ (2V_p \cos \alpha) + (V\alpha\pi/90^\circ) - (V\pi) \right] \right\}$$

$$R = \frac{[ (2V_p \cos \alpha) + (V\alpha\pi/90^\circ) - (V\pi) ] / (2\pi I_{\text{prom}})}{2 \left[ \frac{(33.94)(\cos 20.70^\circ)}{(2)(\pi)(4 \text{ Amp})} \right] + \left[ \frac{((12)(\pi)(20.70^\circ)/90^\circ)}{(\pi)(12)} \right]}$$

$$R = (63.5 + 8.67 - 37.7) / (6.28)$$

$$R = 5.5 \Omega$$

Para PR se tiene :

$$PR_{(RMS)} = (I_{RMS})^2 R$$

Donde :

$$I_{RMS} = \left[ (1/2\pi) \int_0^\pi (V_p - V) / R \right]^2 dt$$

$$I_{RMS} = \left[ (1/2R^2\pi) \left[ (V_p^2/R + V^2)(\pi - \alpha\pi/90^\circ) + (V_p/2 \text{ sen } 2\alpha - 4V_p \cos \alpha) \right] \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$I_{RMS} = \left\{ \left[ (1/2R^2\pi)(V_p^2/2 + V^2)(\pi - \alpha\pi/90^\circ) \right] - \left[ (V_p/2 \text{ sen } 2\alpha) - (4V_p \cos \alpha) \right] \right\}^{\frac{1}{2}}$$

$$I_{RMS} = \left\{ \left[ (1/2\pi(5.5)^2)((33.94)^2/2 + (12)^2)(180 - ((180)(20.70)/90) \right] - \left[ (33.94/2) \text{ sen } 2(20.70) - 4(33.94) \cos (20.70) \right] \right\}^{\frac{1}{2}}$$

$$I_{RMS} = \left[ (0.00526)(719.96)(138.6) - (11.22 - 126.99) \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$I_{RMS} = \left[ (524.87) - (-115.77) \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$I_{RMS} = (640.64)^{\frac{1}{2}}$$

$$I_{RMS} = 25.31 \text{ Amp.}$$

Entonces :

$$PR_{RMS} = (I_{RMS})^2 (R)$$

$$PR_{RMS} = (25.31)^2 (5.5)$$

$$PR_{RMS} = 3.523 \text{ Kw.}$$

c) Del dato de fabricante de  $18W / Hr$ , donde Hr es el tiempo de carga de la batería y "W" es la potencia promedio de la carga en la batería ( $P_{Vprom}$ ) por lo tanto se tiene que :

$$P_{Vprom} = (VI)_{prom}$$

$$P_{Vprom} = (12V)(1Amp)$$

$$P_{Vprom} = 12 W$$

Por lo que:

$$P = 18 W/Hr$$

$$Hr = (18W/Hr) / (12W)$$

Por lo que tenemos que el tiempo en horas es:

$$Hr = 1.5 Hrs.$$

### 3.2 ANALISIS DE TRANSISTORES DE POTENCIA EN CIRCUITOS SIMPLES.

#### 3.2.1 CIRCUITO REGULADOR DE VOLTAJE.

Este tipo de circuito tiene la función de convertir un voltaje de corriente directa que no esta regulado, en un voltaje regulado y se muestra en la figura 3.6.

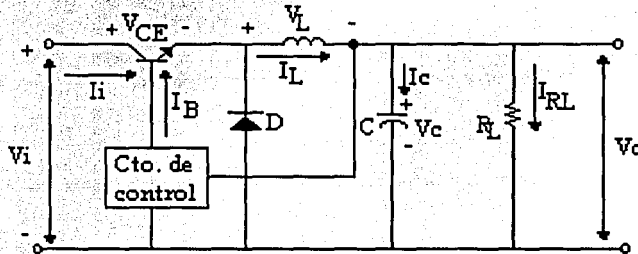


figura 3.6 Diagrama de un circuito regulador de voltaje

De la figura anterior se tienen las siguientes características:

- $V_i$  es el voltaje que se desea regular y debe ser mayor que  $V_o$
- El transistor es un TBJ que realiza la regulación de voltaje.
- El circuito de control proporciona la  $I_B$  necesaria para que el TBJ haga su función
- El diodo (D) se ocupa como protección del TBJ.
- El filtro y la bobina (LC) tiene el propósito de eliminar las componentes ondulatorias de  $V_i$  Cuando tiene una frecuencia de oscilación  $\geq 10 F$  de operación en el TBJ.
- $R_L$  es la carga que se alimenta de  $V_o$  regulado.

El análisis del circuito puede realizarse cuando se conecta  $V_i$  y cuando se desconecta, durante un tiempo  $t_1$  y  $t_2$  respectivamente, los cuales se suman para tener un periodo de operación, esto es :

$$T = t_1 + t_2 = 1/\text{Frec. Oper.}$$

a) Para  $V_i$  conectado, de la  $\Sigma V = 0V$

$$0V = V_i - V_{CE} - V_L - V_D$$

con :

-  $V_i$  = Es el voltaje a regular.

-  $V_{CE}$  = Es el voltaje de operación del TBJ.

-  $V_L$  = Es el voltaje en la bobina y se determina con la siguiente ecuación :

$$V_L = L (dI/dt)$$

-  $V_o$  = Es el voltaje regulado y es :

$$V_o = (I_{RL})(R_L) = V_C = (1/C) \int I dt$$

b) Para las corrientes directas;  $V_L = 0V$ , entonces:

$$V_o = V_i - V_{CE}$$

c) Para las corrientes alternas tenemos:

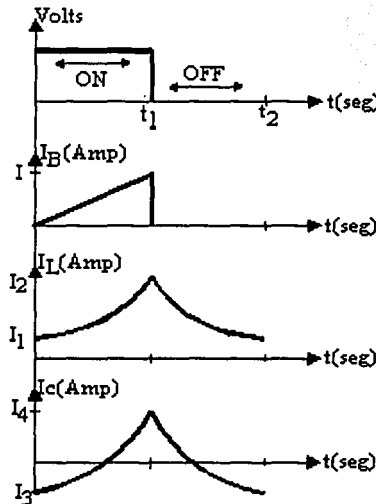
$$I_L \pm I_c \pm (\Delta i/y)$$

Por lo que:

$$V_o = V_{o\text{pp}} = [ V_i (t_1/T - t_1^2) ] / [ 8 (L)(C)(F) ]$$

d) Al desconectar  $V_i$  el diodo conduce cerrando el circuito para que la bobina se descargue y el capacitor se descarga a través de  $R_L$

e) Las gráficas correspondientes a las corrientes del circuito son las siguientes:



Gráficas correspondientes a los circuitos descritos

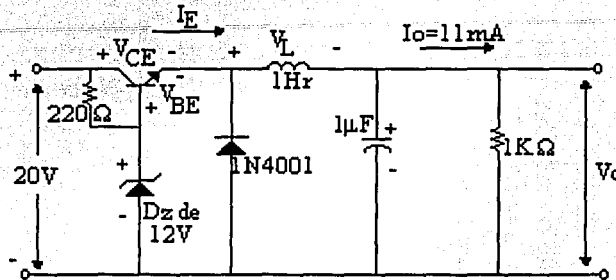
TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN



De las gráficas se observa que las corrientes  $I_L$  e  $I_c$ , no parten de cero, esto es por el adelanto y atraso que sufre  $I_B$  por la bobina y el capacitor.

EJEMPLO 3.4. Para el circuito mostrado a continuación, determinar:

- $V_o$
- Potencia en el transistor ( $P_{TR}$ ).
- Potencia en el diodo zener ( $P_z$ )



Con :  $V_{BE} = 1V$   
 $\beta = 100$   
 $I_c = I_E = \beta I_B$   
 $V_c = 0V$  en C.D.

SOLUCION : a) Para  $V_o$  de la malla B-E;  $\sum V = 0V$

$$\sum V = V_z - V_{BE} - V_L - V_o = 0$$

$$\sum V = 12 - 1 - V_L - V_o = 0$$

con :  $V_L = L (dI_L / dt)$ ; en C.D. = 0

Entonces :  $V_o = 11V$

b) Para la potencia del transistor ( $P_{TR}$ ) se tiene :

$$P = VI$$

$$V = V_{CE}$$

$$I = I_c$$

De la malla C-E y  $\sum V = 0V$

$$V_i - V_{CE} - V_L - V_o = 0V$$

Con :

$$V_i = 20V$$

$$V_L = 0V$$

$$V_o = 11V$$

y despejando a  $V_{CE}$ :

$$V_{CE} = 20 - 11 - 0$$

$$V_{CE} = 9V$$

Para  $I_c$  de la malla de entrada del transistor se tiene que :

$$\sum V = 0V$$

$$V_i - V_{(R=220)} - V_z = 0V$$

Pero :

$$V_z = 12V$$

Entonces :

$$V_{(R=220)} = 20 - 12$$

$$V_{(R=220)} = 8V$$

Entonces de la ley de ohm tenemos que :

$$I = V/R$$

$$I = 8V / 220\Omega$$

$$I = 36.6 \text{ mAmp}$$

De la ecuación :  $\sum I_B = I - I_B - I_z = 0$

Nota: Como se puede observar la expresión anterior no tiene solución por tener más de una incógnita.

Para la malla de salida de la ley de ohm se tiene:

$$V_o = (R_L)(I_o)$$

$$I_o = V_o/R_L$$

$$I_o = 11V / 1K\Omega$$

$$I_o = 11 \text{ mAmp.}$$

Entonces se puede decir que :  $I_o = I_E$

ya que el capacitor se carga y el diodo rectificador se encuentra en inversa, por lo que  $I_c \approx 11 \text{ mAmp.}$

Sustituyendo en la expresión de potencia, se tiene que:

$$P_{TR} = (V_{CE})(I_c)$$

$$P_{TR} = (9V)(11 \text{ mA})$$

$$P_{TR} = 99 \text{ mW.}$$

c) Para la potencia en el zener se tiene que :

$$P = VI$$

$$P_z = (V_z)(I_z)$$

$$V_z = 12V$$

$$I_z = I - I_B$$

$$I_B = I_c / \beta$$

$$I_B = (11 \text{ mA}) / (100)$$

$$I_B = 110 \mu\text{Amp.}$$

$$I_z = 36.6 \text{ mA} - 110 \mu\text{A}$$

$$I_z = 36.5 \text{ mA.}$$

Entonces :

$$P_z = (V_z)(I_z)$$

$$P_z = (12V)(36.5 \text{ mA})$$

$$P_z = 437 \text{ mW} \approx \frac{1}{2} \text{ watt.}$$

### 3.2.2 EL TBJ COMO INVERSOR O CONVERTIDOR DE VOLTAJE DE CD/CA.

Los convertidores de CD/CA se conocen con el nombre de inversores. La función de un inversor es cambiar un voltaje de entrada de DC a un voltaje simétrico de salida de AC. El uso de los inversores es muy común en aplicaciones industriales tales como: La propulsión de motores de CA de velocidad variable, la calefacción por inducción, las fuentes de respaldo y de poder, alimentaciones interrumpibles de potencia. La entrada puede ser una batería, una celda de combustible, una celda solar u otra fuente de DC. Las salidas monofásicas típicas son de: 120V a 60 Hz, 220V a 50 Hz y de 115V a 400 Hz. Lo anterior se analizará de acuerdo a la figura 3.7.

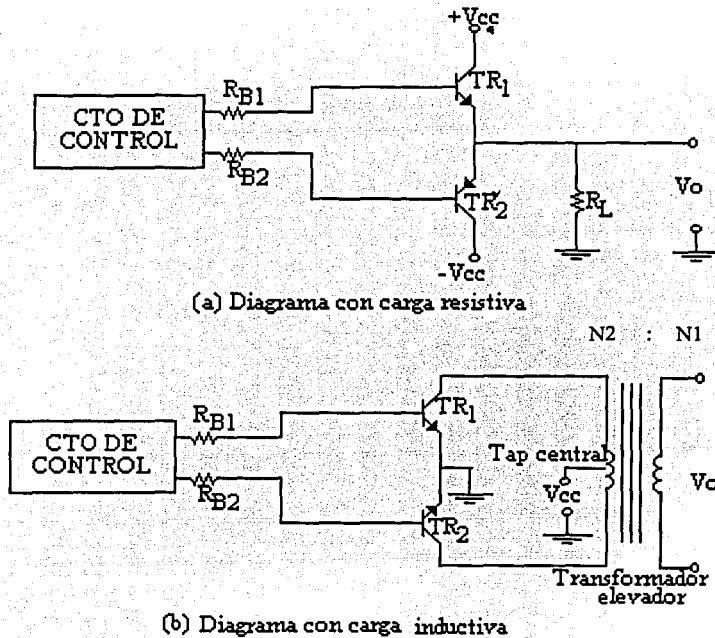
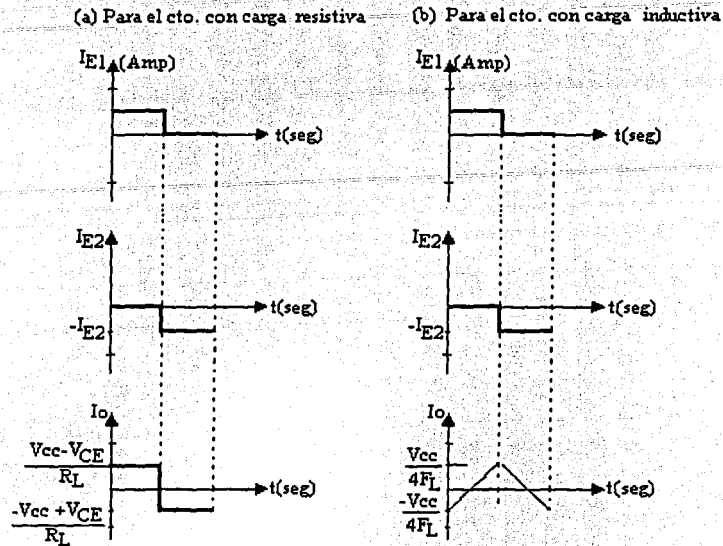


figura 3.7 El TBJ como inversor con diferente tipo de carga.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

A continuación se muestran las formas de onda de las corrientes para cada uno de los diagramas de la figura 3.7.



Dentro de las características de estos tipos de circuitos se tienen las siguientes:

- Para una señal cuadrada, el valor RMS es igual al valor pico y se considera al igual que una señal triangular como una señal de A.C. parecida a una señal senoidal.
- El circuito de control satura a un transistor y al otro lo pone en corte y después se invierte el proceso.
- El transistor saturado conduce medio ciclo de  $I_o$  y el que se encuentra en corte se comporta como un circuito abierto.
- En la carga se suman los medios ciclos para tener una corriente alterna.
- El transformador puede ser reductor de voltaje, pero se debe conectar el secundario en los transistores y el primario a la carga, la cual puede ser una lámpara, motor, etc.
- El circuito de control debe estar en sincronía para que se active a un transistor a la vez.

Para aclarar lo anterior se resolverá el siguiente ejemplo

#### EJEMPLO 3.5.

- Para el circuito de la figura 3.7a, se debe determinar el valor de la carga para que  $I_o = 1$  Amp. pico-pico, considerando una batería de  $V_{cc} = 12V$ .
- Para el circuito de la figura 3.7b, determinar el valor de un foco que se pueda conectar en la salida cuando se tiene un transistor con los siguientes datos de fabricante:

$$\beta = 50$$

$$V_{BE} = 1V$$

$$R_B = 10 K\Omega$$

$$V_{cc} = 24V$$

y el circuito de control tiene una salida de 2V, mientras que el transformador es de 127V/24V a 1 Ampere.

SOLUCION : a) Se tiene:

$$\begin{aligned}I_o &= 1 \text{ Amp p-p} = 0.5 \text{ Amp. pico} \\V_{cc} &= 12V \\V_{CE} &= 0.2V \text{ en saturación} \\ \Sigma V &= 0V \text{ en la malla de salida de TR1}\end{aligned}$$

Entonces:  $V_{cc} - V_{CE} - I_{op}R_L = 0$  y despejando  $R_L$

$$\begin{aligned}R_L &= (V_{cc} - V_{CE}) / I_{op} \\R_L &= (12 - 0.2) / 0.5 \\R_L &= 23.6 \Omega\end{aligned}$$

b) De la  $\Sigma V = 0V$  para la entrada de TR1 se tiene:

$$\begin{aligned}2V - I_B R_B - V_{BE} &= 0V \\I_B &= (2V - V_{BE}) / R_B \\I_B &= (2V - 1V) / 10 K\Omega \\I_B &= 100 \mu\text{Amp.}\end{aligned}$$

De la ecuación del transistor

$$\begin{aligned}I_C &= \beta I_B \\I_C &= (50)(100 \mu\text{Amp}) \\I_C &= 5 \text{ mAmp.}\end{aligned}$$

Para determinar la potencia en el secundario del transformador

$$\begin{aligned}P &= VI \\V &= V_{cc} = 24V \\I &= I_C = 5 \text{ mAmp} \\P &= (V_{cc})(I_C) \\P &= (24V)(5\text{mAmp}) \\P &= 0.12 \text{ Watts.}\end{aligned}$$

y como la relación de transformación es:

$$P_{prim.} = P_{sec.}$$

Entonces el foco debe de ser de:

$$120 \text{ mWatts a } 127V$$

### 3.2.3. EL TBJ EN AMPLIFICADORES DE POTENCIA.

Como se menciona en los capítulos anteriores, un TBJ se puede considerar como una fuente de corriente controlada por otra corriente. Dentro de sus aplicaciones más importantes dentro de la electrónica de potencia son los llamados amplificadores.

El análisis de polarización de un amplificador sirve para:

- Conocer la región de operación donde se encuentra trabajando la etapa del sistema.
- Determinar la clase de amplificador.
- La potencia de las componentes.

Las posibles regiones donde puede trabajar un amplificador son las siguientes:

- Región Activa.** Permite amplificar a la señal en cualquier instante, ya que siempre se encuentra operando.
- Región de corte.** Permite amplificar una señal solo cuando ésta activa al circuito, en caso contrario el circuito no esta trabajando.
- Región de saturación.** Solamente amplifica a una parte de la señal.

- **Región inversa.** Se presenta cuando la componente amplificadora es polarizada con un voltaje contrario al del material de la base.

Las clases de un amplificador se refiere a su forma de estar trabajando, las más usadas son:

- **Clase A.** Existe esta clase cuando el circuito se polariza en directa y el punto de operación se encuentra en máximo swing simétrico. De aquí que la señal no sufre ninguna distorsión.
- **Clase B.** Esta clase existe cuando se polariza en corte al circuito, esto hace que en un semiciclo de la señal el circuito entre en operación y en el segundo semiciclo el circuito queda en inversa. Esto ocasiona que solo medio ciclo de la señal se amplifique, obteniéndose en la salida una señal rectificadada de media onda.
- **Clase AB.** Existe cuando el circuito se polariza en el intervalo de clase A y clase B, de aquí su nombre; permite amplificar a la señal con una pequeña distorsión.

Así también, se tienen diferentes tipos de acoplamientos entre las etapas de un sistema de amplificación como son los siguientes :

- Acoplamiento directo.** Se logra usando un cable o la pista del impreso para conectar a dos etapas.
- Acoplamiento Resistivo.** Se obtiene al utilizar un arreglo de resistencias entre las etapas.
- Acoplamiento Capacitivo.** Se logra con un arreglo de capacitores.
- Acoplamiento Inductivo.** Este es el más costoso, por el uso de transformadores.

Dentro de las configuraciones típicas con dos TBJ's se tienen las siguientes y más comunes .

1.- **Circuito Par Diferencial.** Mostrado en la figura 3.8.

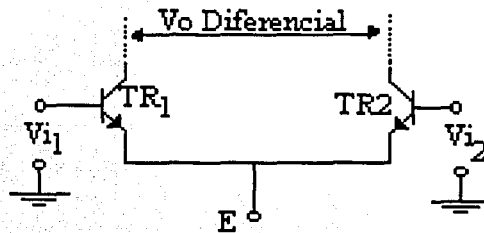


figura 3.8 Circuito par diferencial

Dentro de sus características se tienen las siguientes:

- Los TBJ's son iguales y acoplados directamente o con resistencias en los emisores.
- Admite una o dos señales de entrada al mismo tiempo.
- $V_o \text{ dif.} = V_{o1} - V_{o2}$
- Si el punto de operación es el mismo en los TBJ's se dice que está balanceado y desbalanceado cuando es diferente.
- Su uso principal es como una etapa de entrada para los amplificadores operacionales.

2.- Par Darlington. En la figura 3.9 se puede observar este tipo de circuito y tiene las siguientes características:

- a)  $TR1 = TR2$
- b)  $E1$  esta acoplado directamente con  $B2$ .
- c) Su principal uso es como un amplificador de corriente ya que:

$$I_{C2} = \beta^2 I_{B1}$$

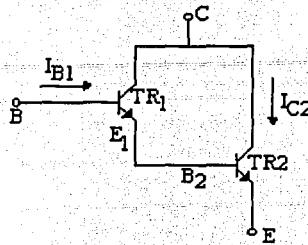


Figura 3.9 Circuito par darlington.

3.- Circuito Cascodo. En la figura 3.10 se muestra este tipo de circuito, el cual tiene las siguientes características:

- a)  $TR1 = TR2$
- b) Tiene un acoplamiento directo entre  $C1$  y  $E2$
- c) Se llama en cascada, por que la corriente que fluye en los TBJ's es la misma.
- d) Su principal uso es como un amplificador de voltaje (  $TR1$  ) y como acoplador con la carga en altas frecuencias (  $TR2$  ).

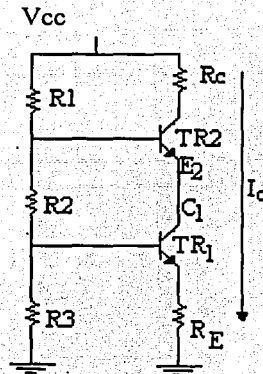


figura 3.10 Circuito cascodo

Para recordar el análisis de circuitos con transistores se analizará el circuito de la figura 3.11, el cual es un circuito amplificador en emisor común polarizado por un divisor de voltaje.

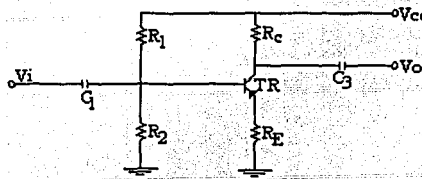


figura 3.11 Circuito amplificador en emisor común polarizado por un divisor de voltaje.

Datos del circuito:

- $R_1 = 13.8 \text{ K}\Omega$
- $R_2 = 6.2 \text{ K}\Omega$
- $R_C = 1 \text{ K}\Omega$
- $R_E = 5.5 \text{ K}\Omega$
- $V_{CC} = -20\text{V}$
- $T_R = \text{Si.}$
- $\beta = 100$
- $r_o = 100 \Omega$
- Tipo = PNP
- $V_i = 300 \text{ mVpp sen } 1\text{mseg.}$

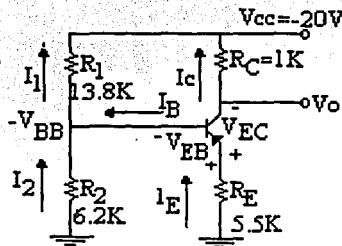
Determinar :

- a) Punto "Q"
- b) Región de operación del TBJ.
- c)  $A_i$
- d)  $Z_i$  y  $Z_o$
- e) Gráfica de  $V_o$  y  $V_i$

Solución :

- a) Para el punto "Q", del modelo en D.C.

[  $V_i = 0$  ; capacitores abiertos ; TR en D.C. ]



Modelo en D.C.



Analizando el modelo en DC en la malla de entrada se tiene que para  $I_B$  de la  $\sum V_{BE} = 0V$

$$V_{BB} - V_{BE} - R_E I_E = 0V$$

Donde :

$V_{BB}$  = Es el divisor de voltaje porque la  $I_B$  es muy pequeña ( $\cong \mu A$ )

$V_{BE} = 0.7V$ , dato de fabricante.

$$I_1 = I_2$$

Y de la formula del divisor de voltaje se tiene :

$$V_{BB} = [(V_{cc}) / (R_1 + R_2)] (R_2)$$

$$V_{BB} = [(-20V) / (13.8 K\Omega + 6.2K\Omega)] (6.2 K\Omega)$$

$$V_{BB} = -6.2V$$

De la ecuación :

$$-V_{BB} - V_{BE} - I_E R_E = 0V$$

$$-(-6.2V) - 0.7V - I_E (5.5 K\Omega) = 0V$$

$$I_E = (6.2V - 0.7V) / (5.5 K\Omega)$$

$$I_E = 1 mA.$$

Como sabemos que :

$$I_C \cong I_E$$

Entonces :

$$I_C = 1mA.$$

y

$$I_B = I_C / \beta$$

$$I_B = (1 mA) / (100)$$

$$I_B = 10 \mu A.$$

Ahora bien, para la malla de salida:

$$\sum V_{CE} = 0V$$

$$-V_{cc} - I_C R_C - V_{CE} - I_E R_E = 0V$$

$$-(-20V) - (1mA)(1K\Omega) - V_{CE} - (1mA)(5.5K\Omega) = 0V$$

$$-V_{CE} = -20V + (1mA)(1K\Omega) + (1mA)(5.5K\Omega)$$

$$-V_{CE} = -13.5 V.$$

b) Para la región de operación se tiene que:

EL TBJ ESTA EN LA REGION ACTIVA.

Porque :

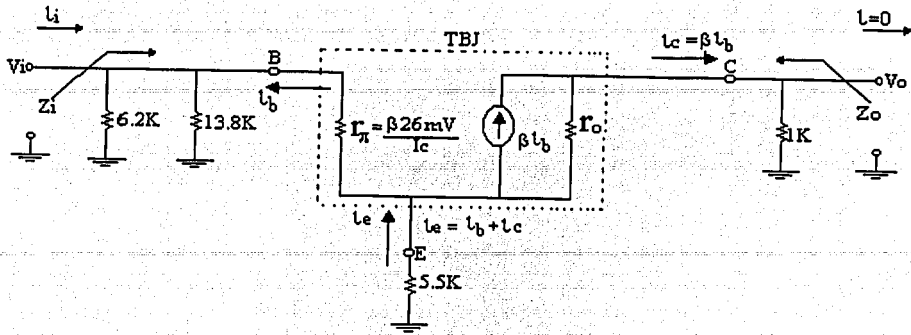
$$0V \leq V_{CE} \leq V_{cc}$$

$$0V \leq 13.5V \leq 20V$$

c) Para la ganancia "A<sub>v</sub>" se realizan los cálculos y el análisis en A.C.

Del modelo en A.C. se tiene que :

$$[ V_{cc} = 0V ; c's \text{ en corte ; TBJ en A.C. } ]$$



Modelo en A.C.

d) Para  $Z_i$  se tiene que :

$$Z_i = 6.2K\Omega \parallel 13.8K\Omega \parallel (\gamma_\pi + 5.5K\Omega (\beta + 1))$$

Donde :

$$\begin{aligned} \gamma_\pi &= (\beta \cdot 26mV) / I_c \\ \gamma_\pi &= [(100)(26mV)] / (1mA) \\ \gamma_\pi &= 2.6K\Omega \end{aligned}$$

Entonces :

$$\begin{aligned} Z_i &= 6.2K\Omega \parallel 13.8K\Omega \parallel 558.1K\Omega \\ Z_i &= 4.25K\Omega \end{aligned}$$

Para  $Z_o$  se tiene que :

$$\begin{aligned} Z_o &= 1K\Omega \parallel (\gamma_o + 5.5K\Omega) \\ Z_o &= 1K\Omega \parallel (100K\Omega + 5.5K\Omega) \\ Z_o &= 0.99K\Omega \end{aligned}$$

Volviendo al inciso (c) :

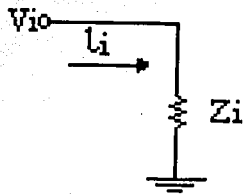
c) Para  $A_i$  de la definición :

$$A_i = (i_o / i_i)$$

Donde :

$$i_o = i_c = \beta i_b$$

Para  $i_i$  del paralelo, el circuito es :



Circuito del paralelo

$$i_i = V_i / Z_i$$

$$i_i = (300 \text{ mV pp}) / (4.25 \text{ K}\Omega)$$

$$i_i = 70.59 \text{ }\mu\text{Amp.}$$

Entonces :

$$A_i = (100 i_b) / 70.59 \text{ }\mu\text{A}$$

Donde :

$$i_b = (V_i) / [ (Y_{\pi}) + (5.5 \text{ K}\Omega)(\beta + 1) ]$$

$$i_b = 0.54 \text{ }\mu\text{Amp.}$$

Entonces :

$$A_i = [ (100)(0.54 \mu\text{A}) ] / 70.59 \text{ }\mu\text{A}$$

$$A_i = 0.76$$

e) El valor de  $V_o$  del circuito es :

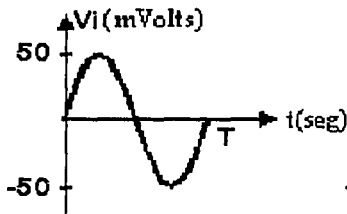
$$V_o = (i_o) (1 \text{ K}\Omega)$$

$$V_o = (54 \text{ }\mu\text{A}) (1 \text{ K}\Omega)$$

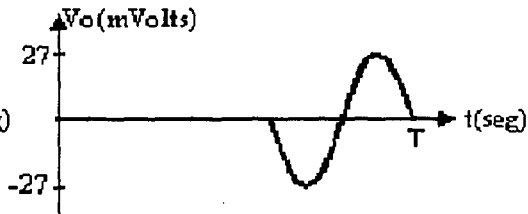
$$V_o = 54 \text{ mVpp}$$

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

Sus gráficas son las siguientes:



Grafica de Vi



Gráfica de Vo

**Nota :** Se puede observar que  $V_o$  está desfasado  $180^\circ$  por ser una configuración emisor común y las ganancias son diferentes a la unidad, por tal motivo y porque con los valores de las resistencias puestas en el circuito el valor de  $A_v < 1$ , entonces el circuito analizado tiene muy poca amplificación.

Cabe mencionar, que dentro del análisis de los transistores existe un análisis de estabilidad. Esto es cuando un circuito entra en operación si después de algunos días el punto de operación cambia de valor, se dice que el sistema es inestable o sensitivo; por lo que se debe hacer un análisis para estabilizar el sistema.

El TBJ puede cambiar de operación si alguno de sus parámetros internos se altera por un incremento de la temperatura; estos parámetros son:

- a) Ganancia de corriente interna ( $\beta$ ), el cual puede tener valores mínimos, nominales o máximos y son datos de fabricante.
- b) Corriente de fuga de base-colector ( $I_{CBO}$ ), la cual duplica su valor cada  $10^\circ\text{C}$  o  $6^\circ\text{C}$  en la temperatura de su operación.
- c) Voltaje base-emisor ( $-V_{BE}$ ), el cual disminuye de valor ( se indica con un signo negativo ) en cada grado que aumenta su temperatura.

Para obtener las posibles variaciones de  $I_C$  cuando alguno de los parámetros del TBJ cambia de valor se debe derivar la ecuación característica de  $I_C$  que se obtiene en la malla de entrada. Las posibles soluciones de estas derivadas son las siguientes:

a) Para  $I_{CBO}$  :

$$\frac{dI_C}{dI_{CBO}} = \frac{R_E + R_B}{R_E + (R_B/\beta + 1)} = \int_{I_{CBO}}^{I_C} = \frac{\Delta I_C}{I_{CBO}}$$

b) Para  $V_{BE}$  :

$$\frac{dI_C}{dV_{BE}} = \frac{-1}{R_E + (R_B + R_E)(1/\beta)} = \int_{V_{BE}}^{I_C} = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}}$$

c) Para  $\beta$  :

$$\frac{dI_C}{d\beta} = \frac{1}{1 + (\beta + \Delta\beta)(R_E/R_E + R_B)} = \int_{\beta}^{I_C} = \frac{\Delta I_C}{\Delta\beta}$$

Donde :

$\int$  = Es la sensibilidad del circuito, la cual es un numero que indica la cantidad de veces que va a cambiar el valor de  $I_C$ , conforme cambian los parámetros del TBJ.  
El cambio total de  $I_C$ , se obtiene sumando los tres resultados.

Para que quede más claro el análisis de la estabilidad, se resolverá un ejemplo y nos basaremos en la figura 3.12, la cual muestra un amplificador simple con un TBJ.

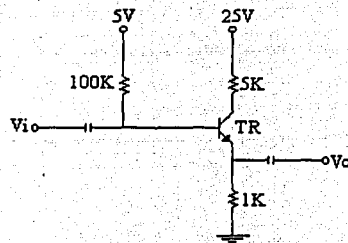


figura 3.12 Circuito simple con un TBJ

Con :

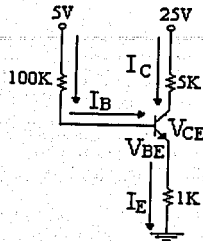
TR de Si

- $\beta_{min} = 100$
- $\beta_{up} = 180$
- $\beta_{max} = 270$
- $I_{CBO} = 50 \text{ nA}$
- $\Delta T = 25^\circ\text{C}$

Calcular :

- El punto "Q" en el momento de polarizar.
- Determinar la región de operación del TBJ.
- El punto "Q" con un  $\Delta T$  de  $25^{\circ}\text{C}$ .
- Determinar la nueva región de operación.
- Indicar si el circuito es estable.

Solución : a) Del modelo de DC se tiene:



Modelo de D.C.

De la malla de entrada  $\sum V_{BE} = 0V$

$$V_{cc} - I_B R_B - V_{BE} - I_E R_E = 0V$$

$$5V - (I_B)(100\text{ K}\Omega) - 0.7V - (I_E)(1\text{ K}\Omega) = 0V$$

$$I_E = I_B (\beta + 1)$$

Entonces:

$$5V - (I_B)(100\text{ K}\Omega) - 0.7 - (I_B)(\beta + 1)(1\text{ K}\Omega) = 0V$$

$$I_B = (5V - 0.7V) / [ (100\text{ K}\Omega) + (1\text{ K}\Omega)(\beta + 1) ]$$

$$I_B = (5V - 0.7V) / [ 100\text{ K}\Omega + (1\text{ K}\Omega)(180 + 1) ]$$

$$I_B = 15.3\ \mu\text{A}$$

$$I_C = I_B \beta$$

$$I_C = (15.3\ \mu\text{A})(180)$$

$$I_C = 2.75\ \text{mA}$$

$$I_E = 2.75\ \text{mA}$$

De la malla de salida  $\sum V_{CE} = 0V$

$$V_{cc} - I_C R_C - V_{CE} - I_E R_E = 0V$$

$$25V - (2.75\text{ mA})(5\text{ K}\Omega) - V_{CE} - (2.75\text{ mA})(1\text{ K}\Omega) = 0V$$

Entonces :

$$V_{CE} = 25V - (2.75\ \text{mA})(5\text{ K}\Omega + 1\text{ K}\Omega)$$

$$V_{CE} = 8.5\ \text{V}$$

Por lo que :

$$Q = [ V_{CE} = 8.5V ; I_C = 2.75 \text{ mA} ; I_B = 15.3 \mu\text{A} ]$$

b) Su región de operación es en ACTIVA por que:

$$0V < V_{CE} < V_{CC}$$

$$0V < 8.5V < 25V$$

c) Para el punto "Q" con un  $\Delta T = 25^\circ\text{C}$ , se tiene que :

$$\frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CBO}} = \int_{I_{CBO}}^{I_C} = \frac{R_E + R_B}{R_E + (R_B/\beta + 1)} = \frac{1K + 100K}{1K + (100K/180 + 1)}$$

$$\frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CBO}} = 65.06 \text{ (adimensional)}$$

$$\frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}} = V_{BE} = \int_{V_{BE}}^{V_{BE}^C} = \frac{-1}{R_E + (R_B + R_E)(1/\beta)} = \frac{-1}{1K + (100K + 1K)(1/180)}$$

$$\frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}} = -0.64 \left( \frac{1}{K\Omega} \right)$$

$$\frac{\Delta I_C}{\Delta \beta} = \int_{\beta}^{I_C} = \frac{I_C}{1 + (\beta + \Delta\beta)(R_E/R_E + R_B)} = \frac{2.75 \text{ mAmp}}{1 + [180 + [270 - 100] ](1K/1K + 100K)}$$

$$\frac{\Delta I_C}{\Delta \beta} = 3.4 \mu\text{Amp}$$

Ahora bien, despejando el  $\Delta I_C$  tenemos:

Para :  $\frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CBO}} = \int_{I_{CBO}}^{I_C}$ , se tiene que  $\Delta I_C = \Delta I_{CBO} \int_{I_{CBO}}^{I_C}$

Donde :  $\Delta I_{CBO} = 2^{(\Delta T/10^\circ)} (I_{CBO}) = [2^{(25^\circ/10^\circ)}] (50 \text{ nA})$

$\Delta I_{CBO} = 282.84 \text{ nA}$  y sustituyendo los valores

$$\Delta I_C = (65.06)(282.84 \text{ nA})$$

$$\Delta I_C = 18.4 \mu\text{A}$$

Para:  $\frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}} = \int_{V_{BE}}^{I_C}$ , se tiene que  $\Delta I_C = \Delta V_{BE} \int_{V_{BE}}^{I_C}$

Donde:

$$\Delta V_{BE} = (-\Delta T) \left( \frac{1 \text{ mV}}{^\circ\text{C}} \right) = (-25^\circ\text{C}) \left( \frac{1 \text{ mV}}{^\circ\text{C}} \right) = -0.025 \text{ mV} \text{ y sustituyendo los valores}$$

$$\Delta I_C = (-0.64) \frac{1}{K\Omega} (-0.025 \text{ mV})$$

$$\Delta I_C = 17.86 \mu\text{A}$$

Para:  $\frac{\Delta I_C}{\Delta \beta} = \int_{\beta}^{I_C}$ , se tiene que  $\Delta I_C = \Delta \beta \int_{\beta}^{I_C}$

Donde:  $\Delta \beta = \beta_2 - \beta_1 = 270 - 100 = 170$  y sustituyendo los valores

$$\Delta I_C = (3.4 \mu\text{A})(170) = 0.58 \text{ mA}$$

Para el  $\Delta I_{CTOTAL} = \Sigma \Delta I_C$

entonces se tiene que:

$$\Delta I_{CTOTAL} = 18.4 \mu\text{A} + 17.86 \mu\text{A} + 0.58 \text{ mA}$$

$$\Delta I_{CTOTAL} = 0.62 \text{ mA}$$

Para  $I_{CQ}$  con el  $\Delta T$  se tiene que:

$$I_{CQ\Delta T} = I_{CQTIP} + \Delta I_{CTOTAL}$$

$$I_{CQ\Delta T} = 2.75 \text{ mA} + 0.62 \text{ mA}$$

$$I_{CQ\Delta T} = 3.37 \text{ mA}$$

$$I_{BQ\Delta T} = \frac{I_{CQ\Delta T}}{\beta} = \frac{3.37 \text{ mA}}{270}$$

$$I_{BQ\Delta T} = 12 \mu\text{A}$$

Entonces:

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ\Delta T} (R_C + R_E)$$

$$V_{CEQ} = 25 - 3.37 \text{ mA} (5K + 1K)$$

$$V_{CEQ} = 4.8 \text{ V}$$

Por lo que tenemos que:

$$Q_{\Delta T} = [V_{CE} = 4.8 \text{ V}; I_C = 3.37 \text{ mA}; I_B = 12 \mu\text{A}]$$

d) La región de operación sigue en ACTIVA.

e) El circuito es estable y muy poco sensitivo; porque las sensitividades tiene un valor muy bajo.

### 3.2.4. AMPLIFICADOR CLASE "B" PUSH-PULL.

En los amplificadores clase "B" ó PUSH-PULL la corriente directa de colector es menor que la corriente alterna de pico, por lo cual disipa menos energía y aumenta su eficiencia. Del circuito de la figura 3.13, suponemos que los transistores son ideales para poder explicar su operación:

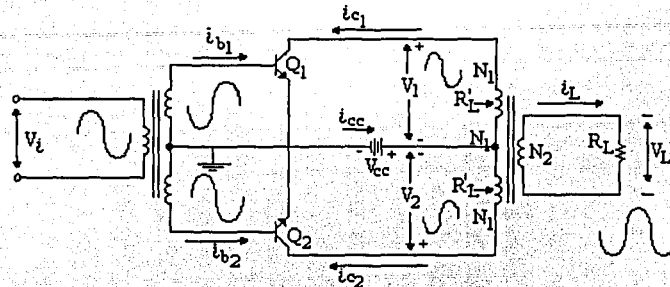


Figura 3.13 Amplificador PUSH-PULL.

El transformador de entrada suministra dos corrientes que son  $i_{b1}$ ,  $i_{b2}$  que en magnitud son iguales pero desfasadas  $180^\circ$ . En el primer  $\frac{1}{2}$  ciclo  $i_{b1}$  es negativa por lo tanto  $T_1$  se encuentra en corte y la  $i_{c1} = 0$ , mientras que  $T_2$  esta conduciendo con una  $i_{b2}$  positiva y se produce una  $i_{c2}$ .

Para el segundo  $\frac{1}{2}$  ciclo  $i_{b2}$  se hace negativa y  $T_2$  esta en corte;  $i_{c2} = 0$ , mientras que  $T_1$  conduce,  $i_{b1}$  es positiva y se produce una  $i_{c1}$ .

En la figura 3.14 se ilustran la acción de la señal de entrada  $V_i$  en el circuito, así como también las corrientes. Donde se observa que:

$$i_{cc} = i_{c1} + i_{c2}$$

Si decimos que  $I_m$  representa el valor pico de la corriente de colector  $i_{c1}$  e  $i_{c2}$ , el valor promedio de la corriente total es:

$$I_{prom} = (2/\pi) (I_m)$$

y la potencia entregada por  $V_{cc}$  es:

$$P_{cc} = (2/\pi) (V_{cc}) (I_m)$$

$$P_{cc} = (2/\pi) [ (V_{cc})^2 / R_L ]$$

Como  $I_m$  representa el valor pico de la corriente de colector o la corriente de la carga en el primario, la potencia entregada de la carga equivale a:

$$P_L = (R_L) (I_{RMS})^2 = (0.5) (R_L) (I_m)^2$$



El voltaje colector-emisor ( $V_{CE}$ ) de  $Q_1$  y  $Q_2$  puede ser expresado como:

$$V_{CE1} = V_{cc} - V_1 = V_{cc} - i_{c1} R_L'$$

$$V_{CE2} = V_{cc} - V_2 = V_{cc} - i_{c2} R_L'$$

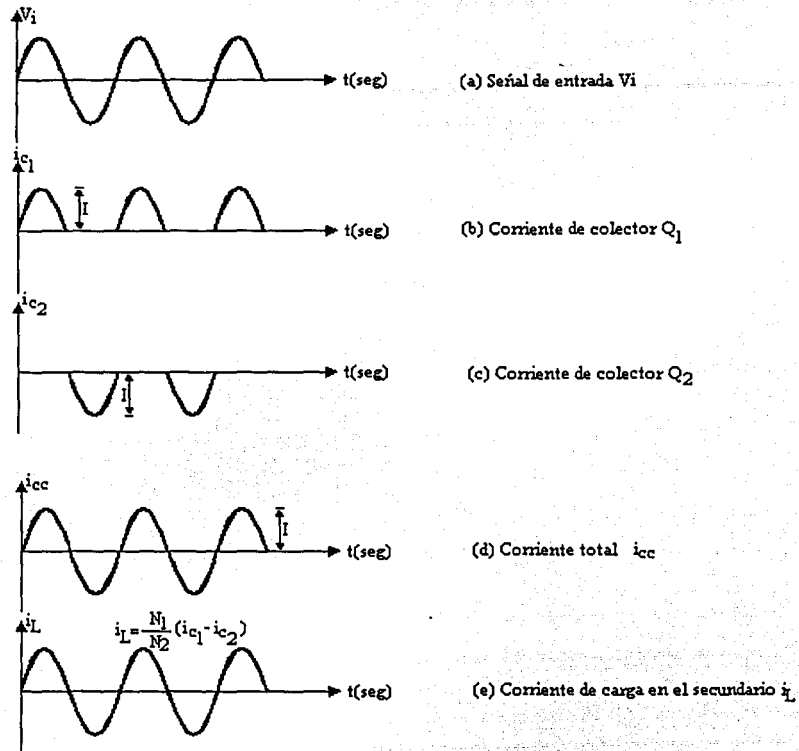


figura 3.14 Corrientes de un amplificador PUSH-PULL

Ahora bien, con el valor pico de los voltajes en el primario del transformador  $V_1$  y  $V_2$  se puede llegar a un máximo  $V_{cc}$ . Por lo tanto, la potencia máxima entregada por la carga es :

$$P_L = [ (0.5)( V_{cc} )^2 ] / R_L'$$

La máxima eficiencia teórica de un amplificador de potencia clase "B" es :

$$\eta = ( P_L / P_{cc} )$$

$$\eta = [ (0.5)( V_{cc} )^2 / ( R_L' ) ] / [ ( 2/\pi ) ( V_{cc}^2 / R_L' ) ]$$

$$\eta = 78.5 \%$$

La máxima potencia de salida entregada por el amplificador de potencia clase "B" es limitada por la máxima proporción de la corriente y voltaje de colector del transistor o, en otro caso sería la proporción de disipación del colector del transistor. Los valores máximos de corriente y voltaje ( $V_{CEmax}$ ) y ( $I_{Cmax}$ ) son datos de fabricante.

Ahora bien, la máxima potencia de salida del amplificador puede ser entregada sin exceder los rangos de corrientes y voltajes máximos y se representan por :

$$P_L = (0.5)(V_{cc})(I_m)$$

$$P_L = \frac{1}{4} (V_{CEmax})(I_{Cmax})$$

Ejemplo 3.7.

El amplificador PUSH-PULL de la figura 3.13, es requerido para entregar 10W de salida a un altavoz de  $4\Omega$ , el cual está en el transformador de salida del circuito colector. El voltaje  $V_{cc}$  es de 30V. Determinar la razón del número de vueltas del transformador de salida, el voltaje y corriente máximos y el rango de potencia de los transistores.

Solución:

Con:

$$P_L = 10$$

$$V_{cc} = 30V$$

de la ecuación:

$$P_L = [ (0.5)(V_{cc})^2 ] / [ (R_L') ]$$

$$R_L' = [ (0.5)(V_{cc})^2 ] / [ (P_L) ]$$

$$R_L' = [ (0.5)(30)^2 ] / (10W)$$

$$R_L' = 45\Omega$$

$$R_L' = (N_1/N_2)^2 (R_L)$$

Puesto que:

La razón de salida del transformador es:

$$a = \sqrt{ [ (R_L' / 4\Omega) ] }$$

$$a = 45/4$$

$$a = 3.35$$

De :

$$P_L = (2) P_{Cmax}$$

La disipación máxima es:

$$P_{Cmax} = (P_L / 2)$$

$$P_{Cmax} = (10W / 2)$$

$$P_{Cmax} = 5W$$

Para la  $I_{Cmax}$ :

$$I_{Cmax} = V_{cc} / R_L'$$

$$I_{Cmax} = 30V / 45\Omega$$

$$I_{Cmax} = 666mA$$

Para el  $V_{CE \max}$ :

$$V_{CE \max} = 2V_{CC}$$

$$V_{CE \max} = (2)(30V)$$

$$V_{CE \max} = 60V$$

Entonces.

$$P_L = \frac{1}{4} (V_{CE \max})(I_{C \max})$$

$$P_L = \frac{1}{4} (60V) (666 \text{ mA})$$

$$P_L = 10W$$

Por lo tanto:

$$V_{CE \max} > 60V$$

$$I_{C \max} > 666 \text{ mA}$$

$$P_C > 5 \text{ Watts.}$$

### 3.3. ANALISIS DE LOS TIRISTORES.

#### 3.3.1. RECTIFICADORES CONTROLADOS.

En los capítulos anteriores hemos visto que los diodos rectificadores sólo suministran un voltaje de salida fijo. Para obtener voltajes de salida controlados, se utilizan tiristores de control de fase en vez de diodos. Un tiristor de control de fase se activa debido a la conmutación natural; en el caso de una carga puramente inductiva, se desactiva mediante el disparo de otro tiristor del rectificador durante el medio ciclo negativo del voltaje de entrada.

Estos rectificadores controlados por fase son sencillos y menos costosos, además de que tienen una eficiencia superior al 95%. Dado que estos rectificadores convierten CA en CD, se les conoce como convertidores CA-CD, y se utilizan en aplicaciones industriales, principalmente en propulsores de velocidad variable.

Los convertidores de control de fase se pueden clasificar en dos tipos, dependiendo de la fuente de alimentación:

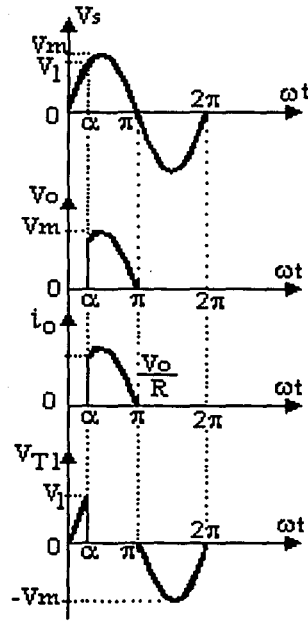
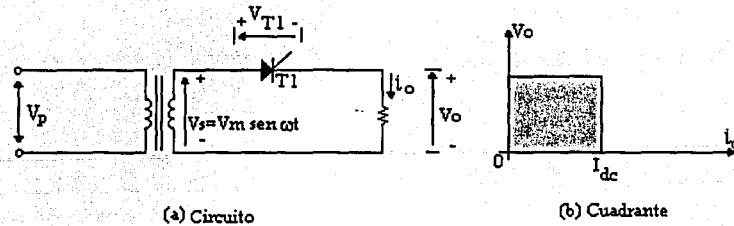
- 1) Convertidores monofásicos.
- 2) Convertidores trifásicos.

A su vez cada tipo se puede subdividir en:

- a) **Semiconvertidor.** Este es un convertidor de un cuadrante, y tiene una misma polaridad de voltaje y de corriente de salida.
- b) **Convertidor completo.** Este es un convertidor de dos cuadrantes, la polaridad de su voltaje de salida puede ser positiva o negativa. Sin embargo, la corriente de salida de estos convertidores sólo tienen una polaridad.
- c) **Convertidor dual.** Este tipo de convertidores puede operar en cuatro cuadrantes, y tanto su voltaje como su corriente de salida pueden ser positivos o negativos.

### 3.3.1.1 PRINCIPIO DE OPERACION.

Considerando la figura 3.15a con carga resistiva.



TESIS CON FALLA DE ORIGEN

Figura 3.15 Convertidor monofásico de tiristor , con carga resistiva.

Durante el medio ciclo positivo del voltaje de entrada, el ánodo del tiristor es positivo con respecto al cátodo por lo que se dice que el tiristor tiene polarización directa. Cuando el tiristor  $T_1$  se dispara, en  $\omega t = \alpha$  el tiristor  $T_1$  conduce, apareciendo a través de la carga el voltaje de entrada. Cuando el voltaje de entrada empieza a hacerse negativo,  $\omega t = \pi$ , el ánodo del tiristor es negativo con respecto al cátodo, y se dice que el  $T_1$  tiene polarización inversa; por lo que se desactiva. El tiempo que el voltaje de entrada empieza a hacerse positivo hasta que el tiristor se dispara en  $\omega t = \alpha$ , se llama ángulo de retraso ó de disparo ( $\alpha$ ).

La figura 3.15b muestra la región de operación del convertidor, donde el voltaje y la corriente de salida tienen una sola polaridad. La figura 3.15c muestra las formas de onda de los voltajes de entrada y de salida, así como de la corriente de carga y del voltaje a través de  $T_1$ , por lo general, este convertidor no se utiliza en

aplicaciones industriales, porque su salida tiene un alto contenido de componentes ondulatorias de bajas frecuencias.

Si  $V_m$  es el voltaje pico de entrada, el voltaje promedio de salida  $V_{cd}$  puede determinarse a partir de

$$\begin{aligned} V_{cd} &= 1/2\pi \int V_m \sin \omega t \, d(\omega t) = (V_m / 2\pi) [ -\cos \omega t ] \\ &= (V_m / 2\pi) (1 + \cos \alpha) \end{aligned}$$

y  $V_{cd}$  puede variar desde  $V_m / \pi$  hasta 0, al variar  $\alpha$  desde 0 hasta  $\pi$ . El voltaje promedio de salida se hace máximo cuando  $\alpha=0$  y el voltaje de salida máximo  $V_{dm}$  es :

$$V_{dm} = (V_m / \pi)$$

Por lo tanto el voltaje de salida sera :

$$V_n = (V_{cd} / V_{dm}) = 0.5 (1 + \cos \alpha)$$

El voltaje de salida rms está dado por :

$$\begin{aligned} V_{rms} &= [ 1/2\pi \int V_m^2 \sin^2 \omega t \, d(\omega t) ] = [ V_m^2 / 4\pi \int (1 - \cos 2\omega t) \, d(\omega t) ] \\ &= V_m / 2 [ 1/\pi (\pi - \alpha + \sin 2\alpha/2) ] \end{aligned}$$

### 3.3.1.2. SEMICONVERTIDORES MONOFASICOS.

El circuito de un semiconvertidor monofásico aparece en la figura 3.16a, con una carga inductiva. Durante el medio ciclo positivo, el tiristor  $T_1$  tiene polarización directa. Cuando el tiristor  $T_1$  se dispara en  $\omega t = \alpha$ , la carga se conecta a la alimentación de entrada a través de  $T_1$  y  $D_2$  durante el periodo  $\alpha \leq \omega t \leq \pi$ . Durante el periodo  $\pi \leq \omega t \leq (\pi + \alpha)$ , el voltaje de entrada es negativo y el diodo de marcha libre  $D_m$  tiene polarización directa.  $D_m$  conduce para proporcionar la continuidad de corriente de la carga inductiva. La corriente de la carga se transfiere de  $T_1$  y  $D_2$  a  $D_m$ , y el tiristor  $T_1$  así como el diodo  $D_2$  se desactiva. Durante el medio ciclo negativo del voltaje de entrada, el tiristor  $T_2$  queda con polarización directa y el disparo de dicho tiristor es en  $\omega t = \pi + \alpha$  y se invierte la polarización de  $D_m$ . El diodo  $D_m$  se desactiva y la carga se conecta a la alimentación a través de  $T_2$  y  $D_1$ .

La figura 3.16b muestra la región de operación del convertidor, donde tanto el voltaje como la corriente de salida tienen polaridad positiva. La figura 3.16c muestra las formas de onda para el voltaje de entrada, el voltaje de salida, la corriente de entrada y las corrientes a través de los tiristores y los diodos. El voltaje promedio de salida se puede encontrar a partir de:

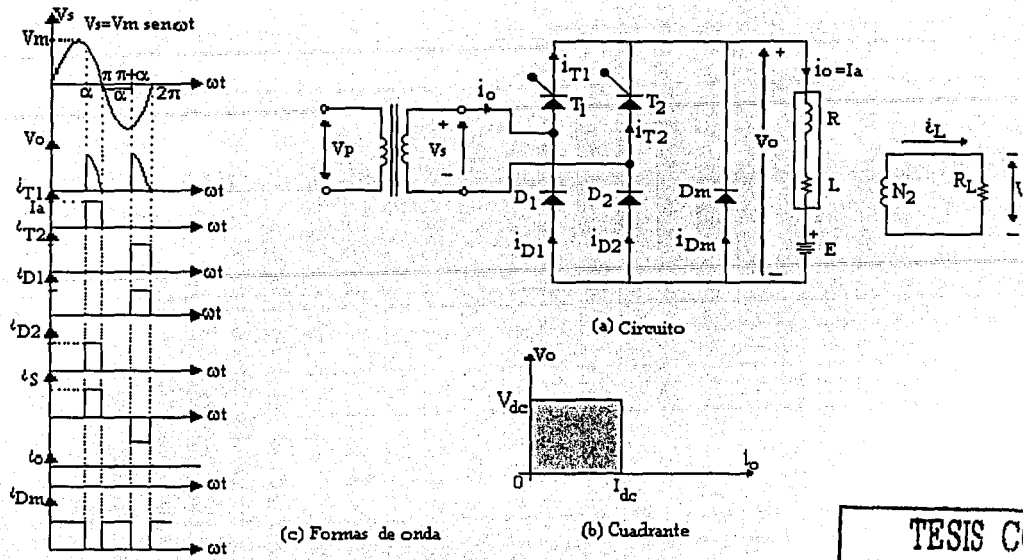
$$\begin{aligned} V_{dc} &= 2/2\pi \int V_m \sin \omega t \, d(\omega t) = 2V_m / 2\pi [ -\cos \omega t ] \\ &= V_m / \pi (1 + \cos \alpha) \end{aligned}$$

Donde el voltaje de salida es:

$$V_n = V_{dc} / V_{dm} = 0.5 (1 + \cos \alpha)$$

El voltaje de salida rms se determina a partir de :

$$\begin{aligned} V_{rms} &= [ 2/2\pi \int V_m^2 \sin^2 \omega t \, d(\omega t) ] \\ &= [ V_m^2 / 2\pi \int (1 - \cos 2\omega t) \, d(\omega t) ] \\ &= V_m / 2 [ 1/\pi (\pi - \alpha + \sin 2\alpha/2) ] \end{aligned}$$



(c) Formas de onda

(a) Circuito

(b) Cuadrante

**TESIS CON FALLA DE ORIGEN**

Figura 3.16 Semiconductor monofásico.

**Ejemplo 3.8.** El semiconvertidor de la figura 3.16a se encuentra conectado a una alimentación de 120 V 60 Hz. La corriente de carga  $I_a$  se puede decir que es continua. La relación de vueltas del transformador es la unidad.

- a) Expresar la corriente de entrada basándose en la serie de Fourier; encontrar HF, el factor de desplazamiento DF y el factor de potencia de entrada PF.
- b) Si el ángulo de retraso es  $\alpha = \pi/2$ , calcular  $V_{cd}$ ,  $V_n$ ,  $V_{rms}$ , HF, DF y PF.

Solución :

a) La forma de onda para la corriente de entrada aparece en la figura 3.16c y la corriente de entrada instantánea se puede expresar con una serie de Fourier de la siguiente forma:

$$i_s(t) = I_{dc} + \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sen n\omega t)$$

donde :

$$I_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{2\pi} i_s(t) d(\alpha x) = \frac{1}{2\pi} \left[ \int_{\alpha}^{\pi} I_a d(\alpha x) - \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} I_a d(\alpha x) \right] = 0$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{2\pi} i_s \cos n\alpha x d(\alpha x)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \left[ \int_{\alpha}^{\pi} I_a \cos n\alpha x d(\alpha x) - \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} I_a \cos n\alpha x d(\alpha x) \right]$$

$$a_n = \frac{2I_a}{n\pi} \sin n\alpha \quad \text{para } n=1,3,5,\dots$$

$$a_n = 0 \quad \text{para } n=2,4,6,\dots$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{2\pi} i_s(t) \sin n\alpha x d(\alpha x)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \left[ \int_{\alpha}^{\pi} I_a \sin n\alpha x d(\alpha x) - \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} I_a \sin n\alpha x d(\alpha x) \right]$$

$$b_n = \frac{2I_a}{n\pi} (1 + \cos n\alpha) \quad \text{para } n=1,3,5,\dots$$

$$b_n = 0 \quad \text{para } n=2,4,6,\dots$$

dado que  $I_{cd}=0$  la ecuación de Fourier se puede escribir como:

$$i_s(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin(n\alpha x + \phi_n)$$

donde:

$$\phi_n = \tan^{-1} \frac{a_n}{b_n} = -\frac{n\alpha}{2}$$

El valor rms de orden n de la corriente de entrada es:

$$I_{sn} = \frac{1}{\sqrt{2}} (a_n^2 + b_n^2)^{1/2} = \frac{2\sqrt{2} I_a}{n\pi} \cos \frac{n\alpha}{2}$$

De la ecuación anterior, el valor rms de la corriente fundamental es:

$$I_{s1} = \frac{2\sqrt{2} I_a}{\pi} \cos \frac{\alpha}{2}$$

La corriente de entrada rms se puede calcular de la ecuación anterior como:

$$I_s = \left( \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} I_{sn} \right)^{1/2}$$

$I_s$  también se puede determinar directamente a partir de:

$$I_s = \left[ \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} I_a^2 d(\alpha x) \right]^{1/2} = I_a \left( 1 - \frac{\alpha}{\pi} \right)^{1/2}$$

De la ecuación del factor armónico,  $HF = \left[ (I_s/I_{s1})^2 - 1 \right]^{1/2}$ , o bien:

$$HF = \left[ \frac{\pi(\pi - \alpha)}{4(1 + \cos \alpha)} - 1 \right]^{1/2}$$

y se tiene que:

$$DF = \cos \phi = \cos \frac{\alpha}{2}$$

Así como también:

$$PF = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos \frac{\alpha}{2} = \frac{\sqrt{2}(1 + \cos \alpha)}{[\pi(\pi - \alpha)]^{1/2}}$$

b)  $\alpha = \pi/2$  y  $V_m = \sqrt{2} \times 120 = 169.7$  V. De la ecuación de  $V_{cd} = (V_m/\pi)(1 + \cos \alpha) = 54.02$  V,  $V_n = 0.5$  pu, se tiene que :

$$V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \left[ \frac{1}{\pi} \left( \pi - \alpha + \frac{\text{sen } 2\alpha}{2} \right) \right]^{1/2} = 84.57 \text{ V}$$

$$I_{s1} = \frac{2\sqrt{2} I_a}{\pi} \cos \frac{\pi}{4} = 0.6366 I_a$$

$$I_s = I_a \left( 1 - \frac{\alpha}{\pi} \right)^{1/2} = 0.7071 I_a$$



$$HF = \left[ \left( \frac{I_s}{I_{s1}} \right)^2 - 1 \right]^{1/2} = 0.4835 \text{ o } 48.35\%$$

$$\phi_1 = -\frac{\pi}{4} \quad \text{y} \quad DF = \cos -\frac{\pi}{4} = 0.7071$$

$$PF = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos \frac{\alpha}{2} = 0.6366 \text{ (atrasado)}$$

Nota. Los parámetros de rendimiento del convertidor dependen del ángulo de retraso  $\alpha$

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

### 3.3.2 CONTROLADORES DE VOLTAJE DE C.A.

Si un tiristor conmutador se conecta entre la alimentación de C.A. y la carga, es posible controlar el flujo de potencia variando el valor rms del voltaje aplicado a la carga; este tipo de circuito de potencia se conoce como un controlador de voltaje de C.A. Las aplicaciones más comunes de los controladores son : calefacción industrial, control de luces, control de velocidad de motores de inducción, para la transferencia de potencia, normalmente se utilizan dos tipos de control :

- a) Control de abrir y cerrar. En este tipo de control los tiristores conectan la carga a la fuente de C.A. durante unos cuantos ciclos de voltaje de entrada y a continuación la desconectan por unos cuantos ciclos más. El principio de control de abrir y cerrar se puede explicar en un controlador de onda completa monofásico, como se muestra en la figura 3.17a. El tiristor conecta la alimentación de C.A. a la carga durante un tiempo  $t_n$ , está formado, de un número entero de ciclos. Los tiristores se activan en los cruces por cero del voltaje de entrada. Los pulsos de compuerta para los tiristores T1 y T2 y las formas de onda de los voltajes de entrada y de salida aparecen en la figura 3.17b.

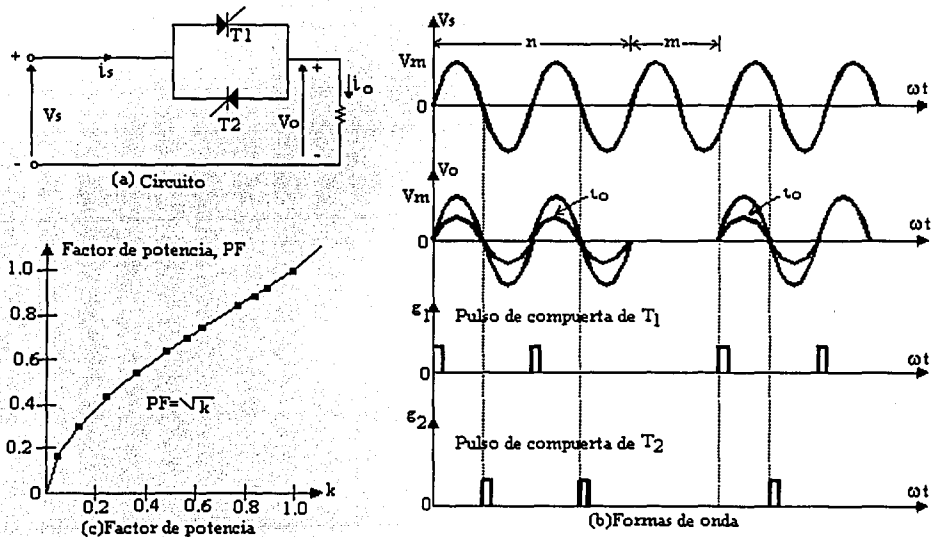


Figura 3.17 Control de abrir y cerrar.

Para un voltaje senoidal de entrada  $V_m \text{ sen } \omega t = \sqrt{2} V_s \text{ sen } \omega t$ . Si el voltaje de entrada está conectado a la carga durante  $n$  ciclos, y desconectando durante  $m$  ciclos, el voltaje rms de salida se puede determinar a partir de:

$$V_o = \left[ \frac{n}{2\pi(n+m)} \int_0^{2\pi} 2V_s^2 \text{ sen}^2 \alpha t d(\alpha t) \right]^{1/2}$$

$$V_o = \sqrt{\frac{n}{m+n}} = V_s \sqrt{k}$$

Donde  $k = n / (m+n)$  y se le conoce como el ciclo de trabajo.  $V_s$  es el voltaje rms de fase. Las configuraciones de los circuitos para el control de abrir o cerrar son similares a los de control de fase y los análisis de rendimiento son también similares.

- b) Principio de control de fase. Este principio se puede explicar haciendo referencia a la figura 3.18a. Donde el flujo de potencia hacia la carga esta controlado cuando se retrasa el ángulo de conducción de  $T_1$ . La figura 3.18b muestra los pulsos de la compuerta del tiristor  $T_1$  y las formas de onda de los voltajes de entrada y de salida. Debido a la presencia del diodo  $D_1$ , el rango de control está limitado y el voltaje rms efectivo de salida sólo puede variar entre 70.7 y 100%. El voltaje de salida y la corriente de entrada son asimétricos y contienen una componente de cd. Si existe un transformador de entrada, puede ocurrir un problema de saturación. Este circuito es un controlador monofásico de media onda, adecuado sólo para cargas resistivas de poca potencia, como son la calefacción y la iluminación. Dado que el flujo de potencia está controlado durante el semiciclo de voltaje de entrada, este tipo de controlador también se conoce como controlador unidireccional.

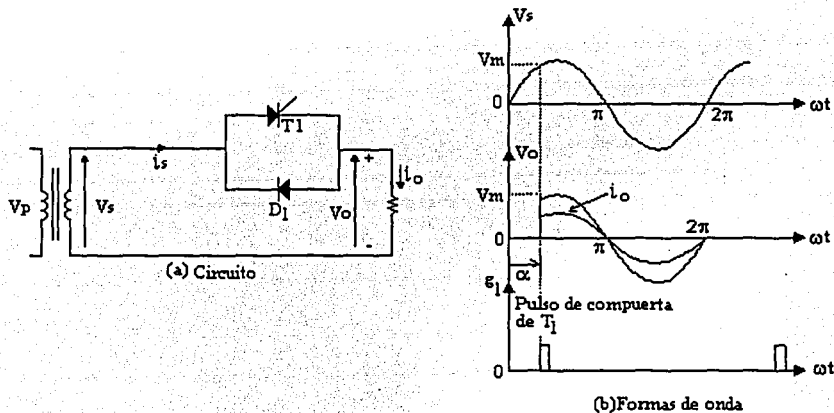


Figura 3.18 Control de ángulo monofásico.

Si  $V_m \text{ sen } \omega t = \sqrt{2} V_s \text{ sen } \omega t$  es el voltaje de entrada y el ángulo de retraso del tiristor  $T_1$  es  $\omega t = \alpha$ , el voltaje rms de salida se encuentra a partir de:

$$V_o = \left\{ \frac{1}{2\pi} \left[ \int_{\alpha}^{\pi} 2V_s^2 \sin^2 \alpha x d(\alpha x) + \int_{\pi}^{2\pi} 2V_s^2 \sin^2 \alpha x d(\alpha x) \right] \right\}^{1/2}$$

$$V_o = \left\{ \frac{2V_s^2}{4\pi} \left[ \int_{\alpha}^{\pi} (1 - \cos 2\alpha x) d(\alpha x) + \int_{\pi}^{2\pi} (1 - \cos 2\alpha x) d(\alpha x) \right] \right\}^{1/2}$$

$$V_o = V_s \left[ \frac{1}{2\pi} \left( 2\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \right]^{1/2}$$

El valor promedio del voltaje de salida es

$$V_{cd} = \frac{1}{2\pi} \left[ \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} V_s \sin \alpha x d(\alpha x) + \int_{\pi}^{2\pi} \sqrt{2} V_s \sin \alpha x d(\alpha x) \right]$$

$$V_{cd} = \frac{\sqrt{2} V_s}{2\pi} (\cos \alpha - 1)$$

Para que la explicación quede más clara la analizaremos con el ejemplo 3.9.

Ejemplo 3.9. Se tiene un controlador de voltaje de c.a. como el de la figura 3.17a, el cual tiene una carga resistiva  $R=10\Omega$  y el voltaje rms de entrada de  $V_s=120V$ . El interruptor conduce durante  $n=25$  ciclos y permanece abierto durante  $m=75$  ciclos. Determine:

- El voltaje rms de salida  $V_o$ .
- El factor de potencia de entrada PF
- La corriente promedio y rms de los tiristores.

Solución:

$$a) \quad R = 10\Omega, V_s = 120V, V_m = \sqrt{2} \times 120 = 169.7V, \text{ y } k = n/(n+m) = 25/100 = 0.25.$$

De la ecuación de voltaje de salida  $V_o$  se tiene:

$$V_o = V_s \sqrt{k} = V_s \sqrt{\frac{n}{m+n}} = 120 \sqrt{\frac{25}{100}} = 60V$$

y la corriente rms de carga es:

$$I_o = V_o / R = 60/10 = 6 \text{ Amp.}$$

b) La potencia de la carga es :  $P_o = (I_o)^2 R = (6)^2(10) = 360$  Watts. Lo anterior es por que la corriente de entrada es la misma que la de carga, los volts-amperes son:

$$VA = V_s I_s = V_s I_o = 120 \times 6 = 720 \text{ W}$$

El factor de potencia de entrada PF, de la formula

$$PF = \frac{P_o}{VA} = \frac{n}{m+n} = \sqrt{K}$$

$$PF = \sqrt{0.25} = \frac{360}{720} = 0.25 \text{ (atrasado)}$$

c) La corriente pico del tiristor es:

$$I_m = V_m/R = 169.7/10$$

$$I_m = 16.97 \text{ Amp.}$$

La corriente promedio del tiristor es :

$$I_A = \frac{n}{2\pi(m+n)} \int_0^{\pi} I_m \sin \alpha x d(\alpha x) = \frac{I_m n}{\pi(m+n)} = \frac{KI_m}{\pi}$$

$$I_A = \frac{16.96}{\pi} \times 0.25 = 1.33 \text{ Amp.}$$

La corriente rms de los tiristores es:

$$I_R = \left[ \frac{n}{2\pi(m+n)} \int_0^{\pi} I_m^2 \sin^2 \alpha x d(\alpha x) \right]^{1/2} = \frac{I_m}{2} \sqrt{\frac{n}{m+n}} = \frac{I_m \sqrt{k}}{2}$$

$$I_R = \frac{16.97}{2} \times \sqrt{0.25} = 4.24 \text{ Amp.}$$

### 3.3.3 PROPULSORES DE C.D.

Los motores de corriente directa tienen características variables, su uso más que nada es para las velocidades variables. Este tipo de motores pueden proporcionar un alto par de arranque, al igual que permiten controlar la velocidad en un alto rango. Los métodos de control de la velocidad, por lo general son más simples y menos costosos que los de corriente alterna. Los motores de CD no son adecuados para las aplicaciones de muy alta velocidad y requieren más mantenimiento que los motores de CA.

Los rectificadores controlados proporcionan un voltaje de salida de CD variable a partir de un voltaje fijo de CA, en tanto que los propulsores pueden entregar un voltaje de CD variable a partir de un voltaje fijo de CD. Los rectificadores controlados y los propulsores de CD llegaron a revolucionar el control industrial y el control de las velocidades variables. Por lo general, los rectificadores controlados se utilizan para controlar la velocidad de los motores de CD tal y como se muestra en la figura 3.19a. Una forma alterna sería un rectificador de diodos seguido por un pulsador, como se muestra en la figura 3.19b. Los propulsores se pueden clasificar de la siguiente manera:

- Propulsores monofásicos.
- Propulsores trifásicos.
- Propulsores pulsados.

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

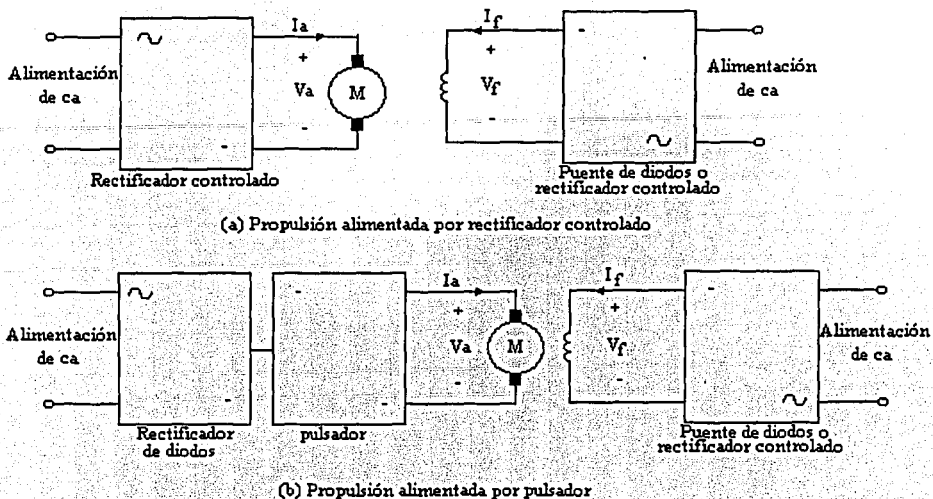


Figura 3.19. Propulsores alimentados por rectificadores controlados y pulsadores

Para poder analizar el funcionamiento de un rectificador controlado, vamos a considerar a los propulsores monofásicos.

### 3.3.3.1. PROPULSORES MONOFASICOS.

Si en un circuito la armadura de C.D. se conecta a la salida del rectificador monofásico controlado, se puede variar el voltaje de armadura variando el ángulo de retraso del convertidor,  $\alpha$ . El arreglo del circuito básico para un motor de excitación independiente alimentado por un convertidor monofásico aparece en la figura 3.20.

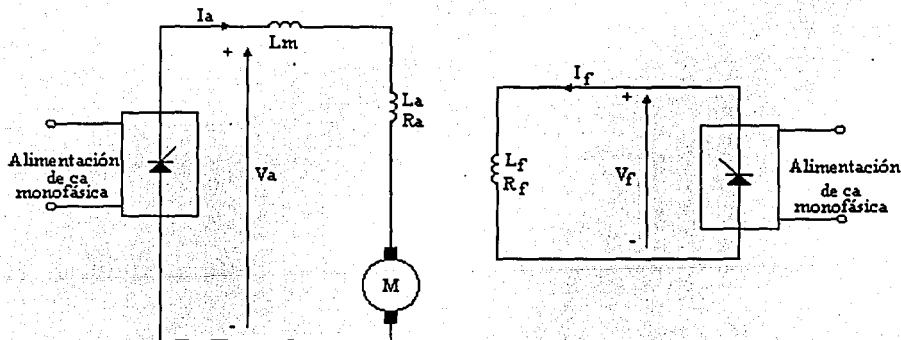


Figura 3.20. Disposición básica del circuito de un propulsor de cd monofásico.

En un ángulo pequeño de retraso, la corriente de la armadura puede ser de forma discontinua, y esto hace que se incrementen las pérdidas en el motor. Por lo regular, se conecta un circuito suavizador,  $L_m$ , en serie con el circuito de la armadura, con el propósito de reducir la corriente a un valor aceptable. También al circuito del campo se le aplica un convertidor, con el fin de controlar la corriente del campo, variando el ángulo de retraso,  $\alpha_f$ . Para la operación del motor en un modo específico, a menudo resulta necesario usar conectores para la inversión del circuito de la armadura, tal y como se muestra en la figura 3.21a, o del circuito del campo como se muestra en la figura 3.21b. Dependiendo del tipo de convertidor monofásico, los propulsores monofásicos pueden subdividirse en:

- Propulsores de convertidor de media onda
- Propulsores de semiconvertidor monofásico.
- Propulsores de convertidor completo monofásico.
- Propulsores de convertidor dual monofásico.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

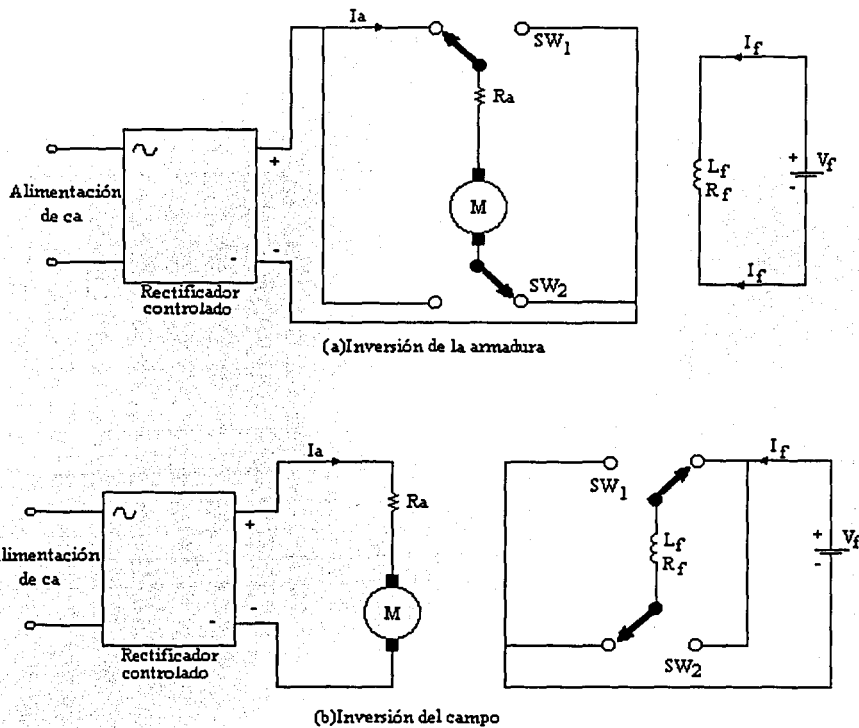


Figura 3.21 Inversiones del campo y de la armadura mediante contactores.

Para analizar el comportamiento de los propulsores monofásicos, consideremos un convertidor completo monofásico. El voltaje de la armadura se hace variar mediante un convertidor de onda completa monofásico, tal y como se muestra en la figura 3.22a. Se trata de una propulsión en dos cuadrantes, como se muestra en la figura 3.22b, y esta limitado a aplicaciones hasta de 15kW. El convertidor de la armadura da  $+V_a$  o  $-V_a$ , y permite la operación en el primer y el cuarto cuadrante. Durante la regeneración para la inversión de la dirección del flujo de potencia, la fuerza contraelectromotriz del motor se puede revertir si se invierte la excitación del campo. El convertidor del circuito del campo puede ser un convertidor semicompleto, completo

o incluso dual. La inversión de la armadura o del campo permite la operación en los cuadrantes segundo y tercero.

Con un convertidor de onda completa monofásico en el circuito de la armadura, la ecuación es la siguiente:

$$V_{cd} = \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2V_m}{2\pi} [-\cos \omega t]_{\alpha}^{\pi+\alpha}$$

$$V_{cd} = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha$$

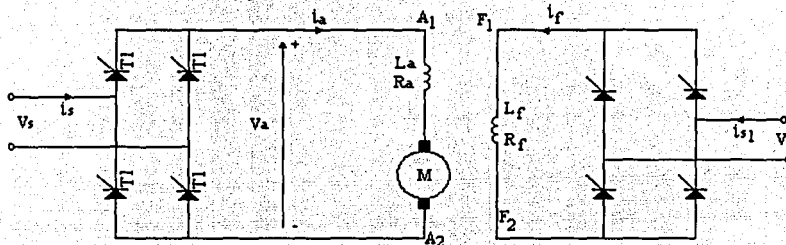
Da el voltaje promedio como:

$$V_a = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_a \quad \text{para } 0 \leq \alpha_a \leq \pi$$

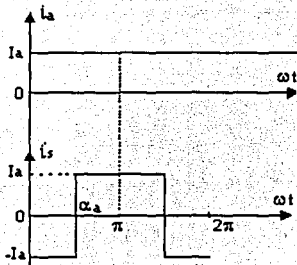
TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

Con un convertidor completo monofásico en el circuito del campo, la ecuación del voltaje queda como :

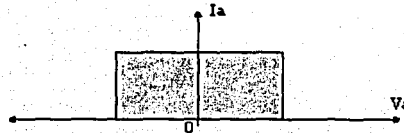
$$V_f = \frac{2V_f}{\pi} \cos \alpha_f \quad \text{para } 0 \leq \alpha_f \leq \pi$$



(a) Circuito



(c) Formas de onda



(b) Cuadrante

Figura 3.22 propulsor con convertidor monofásico completo

A continuación analizaremos el ejemplo 3.10, el cual nos dice que la velocidad de un motor de cd con excitación independiente está controlado por un convertidor de onda completa monofásico como el de la figura 3.22a. El circuito del campo también está controlado por un convertidor completo y la corriente del campo se ha ajustado al valor máximo posible. El voltaje de alimentación en ca a los convertidores de la armadura y del campo es monofásico de 440 Volts, 60Hz. La resistencia de la armadura es de  $R_a = 0.25 \Omega$ , la resistencia del circuito del campo  $R_f = 175 \Omega$  y la constante del voltaje del motor es  $K_v = 1.4 \text{ V/A} - \text{rad/s}$ . La corriente de la armadura de la carga es  $I_a = 45$  Amperes. Si el ángulo de retraso del convertidor de la armadura es  $\alpha_a = 60^\circ$ , determinar:

- El par del motor  $T_d$  desarrollado.
- La velocidad  $\omega$ .
- El factor de potencia de entrada PF del propulsor.

Solución:

$$\begin{aligned} V_s &= 440 \text{ Volts} \\ V_m &= [\sqrt{2}] (440 \text{ V}) = 622.25 \text{ V} \\ R_a &= 0.25 \Omega \\ R_f &= 175 \Omega \\ \alpha_a &= 60^\circ \\ K_v &= 1.4 \text{ V/A} - \text{rad/s} \end{aligned}$$

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

- De la ecuación de  $V_f$ , el voltaje y la corriente máximo del campo se obtendría para un ángulo de retraso de  $\alpha_f = 0$  y

$$V_f = \frac{2V_m}{\pi} = \frac{2 \times 622.25}{\pi} = 396.14 \text{ V}$$

La corriente del campo es:

$$I_f = \frac{V_f}{R_f} = \frac{396.14}{175} = 2.26 \text{ Amp.}$$

De la ecuación del par desarrollado de un motor se tiene que:

$$T_d = T_L = K_v I_f I_a = 1.4 \times 2.26 \times 45 = 142.4 \text{ N} \cdot \text{m}$$

De la ecuación del voltaje de armadura se tiene:

$$V_a = \frac{2V_m}{\pi} \cos 60^\circ = \frac{2 \times 622.25}{\pi} \cos 60^\circ = 198.07 \text{ V}$$

La fuerza contraelectromotriz es:

$$E_g = V_a - I_a R_a = 198.07 - 45 \times 0.25 = 186.82 \text{ V}$$

- De la ecuación de la fuerza contraelectromotriz, la velocidad es:

$$\omega = \frac{E_g}{K_v I_f} = \frac{186.82}{1.4 \times 2.26} = 59.05 \text{ rad/s} \text{ ó } 564 \text{ rpm}$$



c) Suponiendo convertidores sin pérdidas, la potencia total de entrada de la alimentación es:

$$P_i = V_a I_a + V_f I_f = (198.07 \times 45) + (396.14 \times 2.26) = 9808.4 \text{ rpm}$$

La corriente efectiva rms de alimentación se puede determinar a partir de:

$$I_s = (I_{sa}^2 + I_{sf}^2)^{1/2}$$
$$I_s = (45^2 + 2.26^2)^{1/2}$$
$$I_s = 45.06 \text{ Amp}$$

Y las especificación de entrada en volts-amperes,  $VI = V_s I_f = 440 \times 45.06 = 19,826.4$ , la potencia de entrada es aproximadamente:

$$\text{PF} = \frac{P_i}{VI} = \frac{9808.8}{19,826.4} = 0.495 \text{ (atrasado)}$$

De la ecuación del factor de potencia se tiene que:

$$\text{PF} = \left( \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \right) \cos \alpha_a = \left( \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \right) \cos 82.2^\circ = 0.45 \text{ (atrasado)}$$

## CAPITULO

# 4

### APLICACIONES DE LOS DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA

Como se ha mencionado en los capítulos anteriores, los dispositivos semiconductores de potencia tienen varias aplicaciones dentro de la industria, en este capítulo analizaremos algunas de las aplicaciones reales de dichos dispositivos. Así como también mencionaremos en un apartado de este capítulo la importancia que tienen los disipadores de calor en el funcionamiento de los semiconductores de potencia.

#### Disipadores de calor.

Debido a las pérdidas por operación y por conmutación, dentro de los dispositivos de potencia se genera calor. Este calor debe transferirse del dispositivo a un medio frío, con el fin de mantener la temperatura de operación del dispositivo dentro de un rango específico. Los disipadores son para enfriar a los dispositivos semiconductores que por su funcionamiento tienden a calentarse en demasía.

Existe una gran variedad de disipadores de calor de aluminio disponibles comercialmente, que utilizan aletas de enfriamiento a fin de aumentar la capacidad de transferencia de calor. Las características de resistencia térmica de un disipador de calor típico, con enfriamiento natural y forzado aparecen en la figura 4.1, donde la disipación de potencia en función de la elevación de la temperatura del disipador queda ilustrada para un enfriamiento natural. En caso de un enfriamiento forzado, la resistencia térmica se reduce con la velocidad del aire. Sin embargo, más allá de cierta velocidad, la reducción de la resistencia térmica no es significativa. En la figura 4.2 se muestran disipadores de calor de varios tipos.

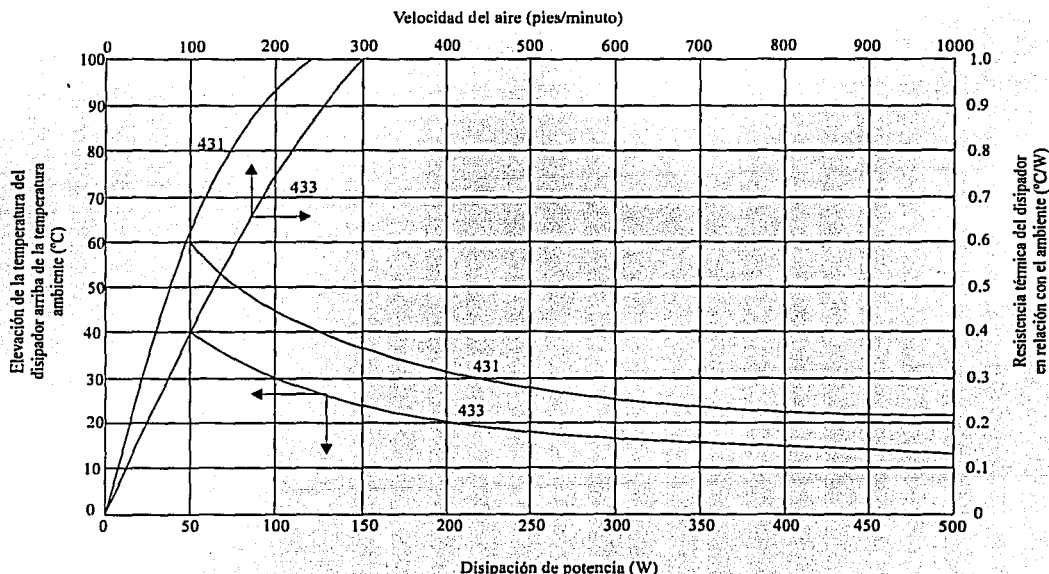
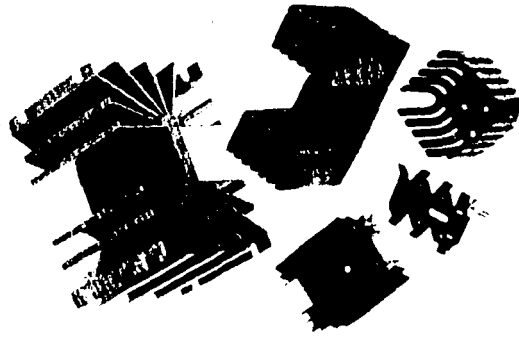


Figura 4.1 Características de la resistencia térmica.



TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

Figura 4.2 Tipo de disipadores de calor.

## 4.1. AMPLIFICADOR MONOAUDAL CON TRANSISTORES DE POTENCIA.

### 4.1.1 Introducción.

Al hablar de los amplificadores monoaudales, nos referimos aquellos que únicamente tienen un canal de salida, en la figura 4.3 se muestra las vistas tanto frontal como posterior de un amplificador mezclador ASAJI modelo LBK 1070 con una salida de hasta 500 W RMS, este tipo de amplificadores opera a una tensión de red de 127 VAC (50/60 Hz) o con una alimentación de 24 VCD.

En la figura se puede observar que en la parte frontal se identifican los controles tanto de volumen como de selección para las determinadas funciones del amplificador, así como también los controles de graves y agudos, también tiene dos indicadores analógicos de salida de señal amplificada, a continuación se detallan estos controles:

#### Controles

**Volumen.** Cada micrófono cuenta con su propio control de volumen, de acuerdo a la entrada correspondiente. Las dos entradas de música se ajustan con el mismo control de volumen de acuerdo a la posición del selector de música.

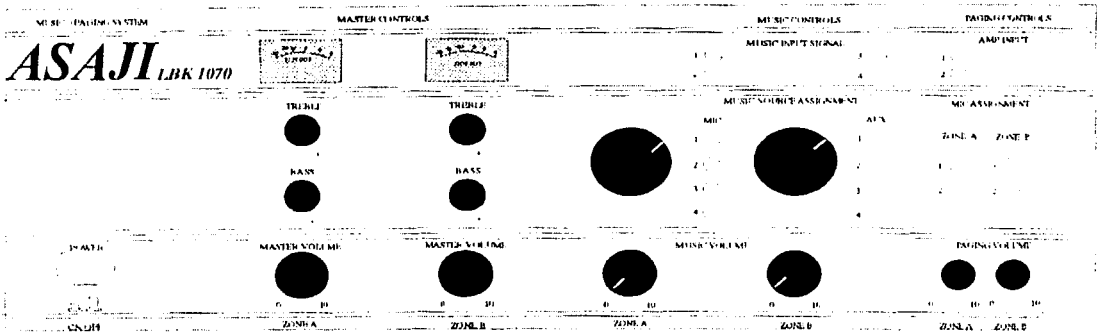
**Master.** Con el control de master se ajusta el volumen de todas las entradas al mismo tiempo.

**Control de graves y agudos.** Estos controles sirven para equalizar la señal, de acuerdo al gusto del oyente.

En la parte posterior existen 4 entradas de micrófono, así como también dos auxiliares. Con respecto a las salidas pueden conectarse altavoces de baja impedancia o altavoces provistos de transformadores de acoplamiento para 70 volts. Los altavoces de baja impedancia se conectan de tal forma, que la impedancia total de los mismos sea igual o mayor que la impedancia de salida indicada en las terminales del amplificador.

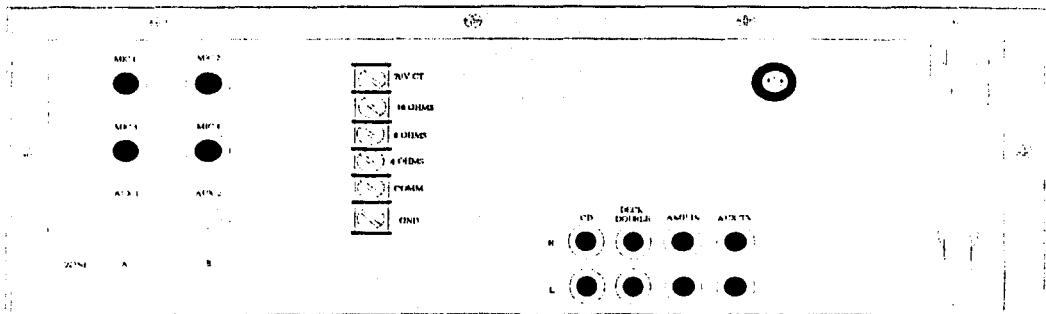
Los altavoces con transformador para 70V, se conectan siempre en paralelo a la salida de 70V del amplificador. El consumo total ( en watts ) de los altavoces conectados, no deberá exceder la potencia nominal del amplificador, tomando en cuenta las pérdidas de los transformadores y de la línea.

Cuando se utilice la conexión a línea de 70V, no deberá conectarse más altavoces en las terminales de 4, 8, ó 16 ohms, de lo contrario el equipo se dañará.



a) Vista Frontal de un Amplificador marca ASAJI.

TESIS CON FALLA DE ORIGEN



b) Vista Posterior de un Amplificador marca ASAJI.

Figura 4.3 Vista Frontal y Posterior de un equipo amplificador marca ASAJI.

## Instalación

La instalación del amplificador puede realizarse como unidad suelta o colocarse en un rack o soporte de 19", en todos los casos es necesario tomar en cuenta una buena ventilación para el aparato

## Precauciones.

**Tierra.** Se recomienda conectar siempre el aparato a una tierra física, con el fin de tener una operación segura y sin riesgos.

**Fusible.** En caso de falla, el fusible de protección actuará. Para reemplazarlo, es necesario desconectar totalmente el amplificador de la red de alimentación y substituir el fusible dañado por uno del valor indicado.

## Ajuste.

Se efectúa cuando el aparato sufre un cambio o alteración de sus componentes en la etapa de salida.

### **4.1.2 Condiciones de operación.**

Dentro de lo que son las condiciones de operación de este tipo de amplificadores, las mencionaremos como sigue:

- Con una carga de 70 ohms, 500 Watts en las terminales de 0-70 Volts.
- Un voltaje de línea de 127 VAC constantes (no es necesario utilizar reguladores de voltaje automáticos).
- Los controles de volumen y master al mínimo.

El diagrama eléctrico de estos equipos se muestra en la figura 4.4, donde se puede observar las siguientes etapas con componentes electrónicos de potencia. Dentro de las diferentes etapas que contiene el circuito eléctrico se pueden mencionar las siguientes:

### **Etapa de entrada.**

Esta etapa consta de seis transistores NPN, los cuales tienen una configuración de emisor común, cada uno de ellos tienen un respectivo plug donde van conectados los micrófonos y los auxiliares en la base de cada uno de ellos, los transistores mandan una señal hacia la etapa de amplificación, esto depende de que transistor este en trabajando en la región activa y también depende de cual de ellos se elija por medio de sus respectivos controles ubicados en la parte frontal del equipo. Los transistores de esta etapa son BC547(TS1,TS2,TS3,TS4,TS5,TS6).

### **Etapa de amplificación.**

Los transistores que se usan en esta etapa tienen la función de ser preamplificadores y amplificadores, son del tipo NPN, tiene una configuración de emisor común, los cuales trabajan de acuerdo a las exigencias del equipo, ya que en determinado momento las componentes van ha estar trabajando ya sea en la región activa o de saturación. Cuando se encuentran trabajando en la región activa el transistor actúa como un amplificador, donde la corriente del colector queda amplificada mediante una ganancia y el voltaje colector emisor disminuye con la corriente de base. La unión colector base tiene polarización inversa, y la base emisor polarización directa. Cuando trabajan en la región de saturación, la corriente de base es lo suficientemente alta para que el voltaje colector emisor sea bajo, y el transistor actúa como un interruptor. Ambas uniones tienen polarización directa. Ahora bien, a continuación se mencionan en forma de lista la clave y la descripción de los transistores de este amplificador:

Clave	Descripción
BC547	Preamplificadores (TS7,TS9)
2A265	Preamplificador (TS8)
BC337	Preamplificadores (TS10,TS11)

### Etapa de rectificación.

En esta etapa como se puede ver que en el circuito existe un rectificador monofásico de onda completa, el cual está compuesto por un transformador y cuatro diodos de silicio. Durante el medio ciclo positivo del voltaje de entrada, se suministra potencia a la carga a través de los diodos D2 y D3. Durante el ciclo negativo, los diodos D1 y D4 conducirán. También, tiene un filtro conectado para eliminar el rizo que se pueda filtrar después de los diodos. Este circuito se conoce también como rectificador puente y por su eficacia en la rectificación de señales es muy común.

Clave	Descripción
S/C	Transformador de poder P1000 127 VAC a 24 VAC
PR3003	Rectificadores de silicio a 5 Amperes

### Etapa de control.

Esta etapa está dada por un transistor NPN, con una configuración en emisor común, este transistor va estar trabajando en la región de saturación ya que actúa como un interruptor de control y es el que les manda señal a la etapa de acoplamiento. El transistor de esta etapa es el BD137(TS12).

### Etapa de acoplamiento.

Esta etapa está compuesta por dos transistores NPN y trabajan en la región activa ya que los transistores actúan como amplificadores para poder excitar por medio de una señal ya amplificada a la base de los transistores de la etapa de potencia. Los transistores de esta etapa son los BD139 (TS13, TS14)

### Etapa de Potencia.

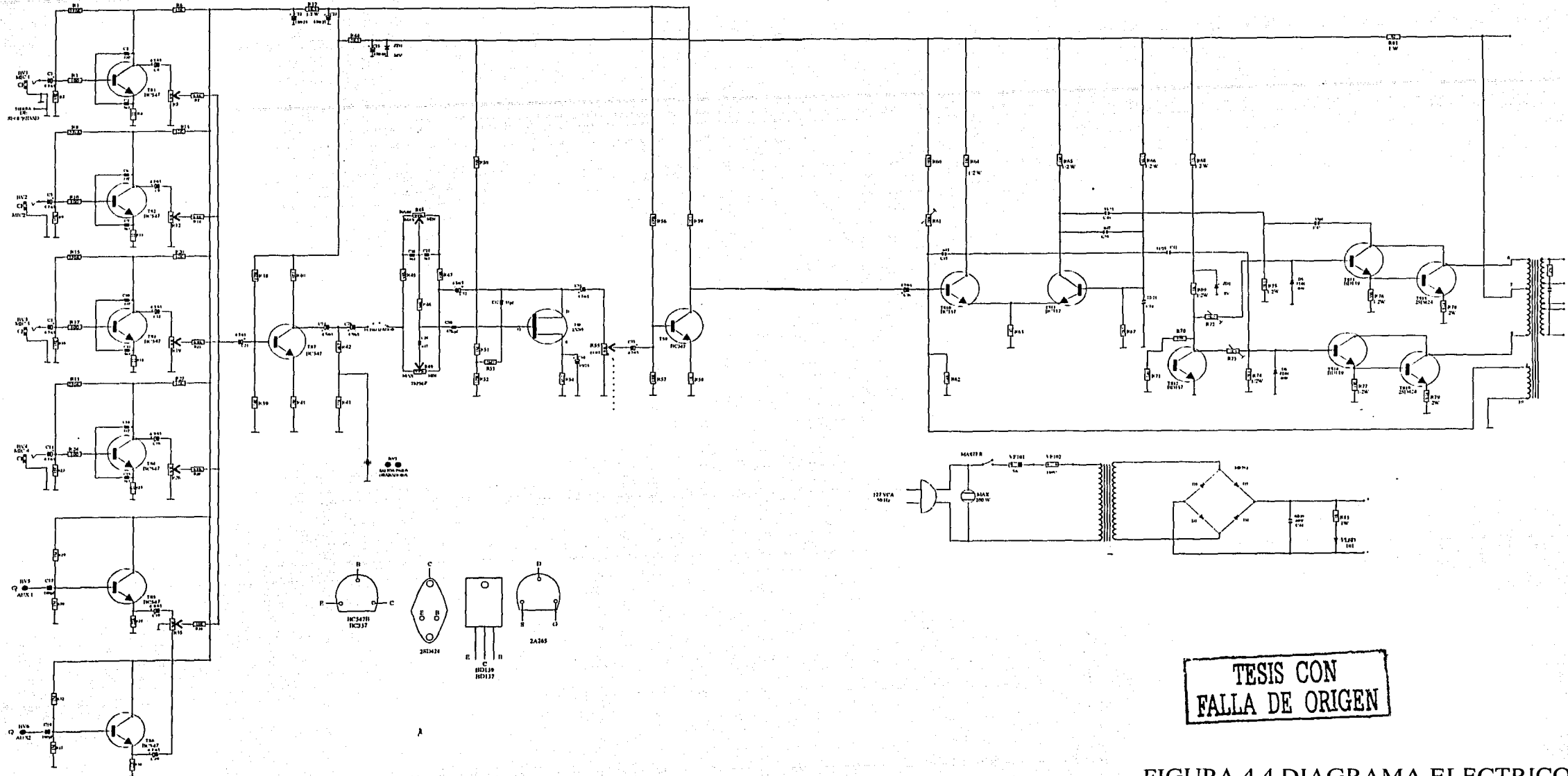
En la etapa de potencia se encuentran los transistores de potencia y las salidas de audio, en esta etapa se observan los transistores de potencia que se encuentran pareados, son NPN y tienen una configuración darlington, estos transistores trabajan en la región activa, ya que desempeñan la función de un amplificador, donde la corriente del colector queda amplificada mediante una ganancia y el voltaje colector emisor disminuye con la corriente de base. La unión colector base tiene polarización inversa, y la base emisor polarización directa, la salida de los transistores pasa directamente a los transformadores de salida y de excitación, de los cuales sus salidas van a las salidas de audio que son para bocinas.

Clave	Descripción
2SD424	Amplificadores de potencia (TS15, TS16)
S/C	Transformador de salida A-1000
S/C	Transformador excitador E-1000

### Etapa de protección

La etapa de protección se encuentra compuesta por dos fusibles, el primero de fusión rápida y el segundo de ligamento delgado. Esto con el fin de brindarle mayor protección a los dispositivos de entrada contra las sobrecorrientes, así como también se necesita tener una tierra física del equipo.

Clave	Descripción
02-30	Fusible de fusión rápida 5 Amperes, 250 Volts
02-31	Fusible de ligamento delgado 3 Amperes, 250 Volts



TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

FIGURA 4.4 DIAGRAMA ELECTRICO DE UN AMPLIFICADOR ASAJI

## 4.2 Amplificador KENWOOD Serie A-5G.

### Amplificador Estereofónico Controlado por Computadora Interna.

#### 4.2.1 Introducción.

El amplificador KENWOOD series A-5G, tiene una combinación de excelente amplificación de sonido estereofónico tanto en niveles altos como bajos, y es adecuado en lugares donde el sonido es necesario para un mejor audio. Los amplificadores KENWOOD series A-5G usan Transistores bipolares de potencia laterales (del tipo de corcholata plana con disipador, denominados T0-3) para obtener una mejor fidelidad de audio superior. Los dispositivos de salida de este tipo tienen un mayor desempeño por sus características a diferencia de los transistores de potencia convencionales usados en la mayoría de los amplificadores convencionales. Los amplificadores KENWOOD series A-5G de T0-3 de potencia son inherentes de autorregulación y no muestran las fallas habituales que los amplificadores de transistores bipolares convencionales, en la figura 4.5 se muestra el diagrama a bloques de dicho amplificador.

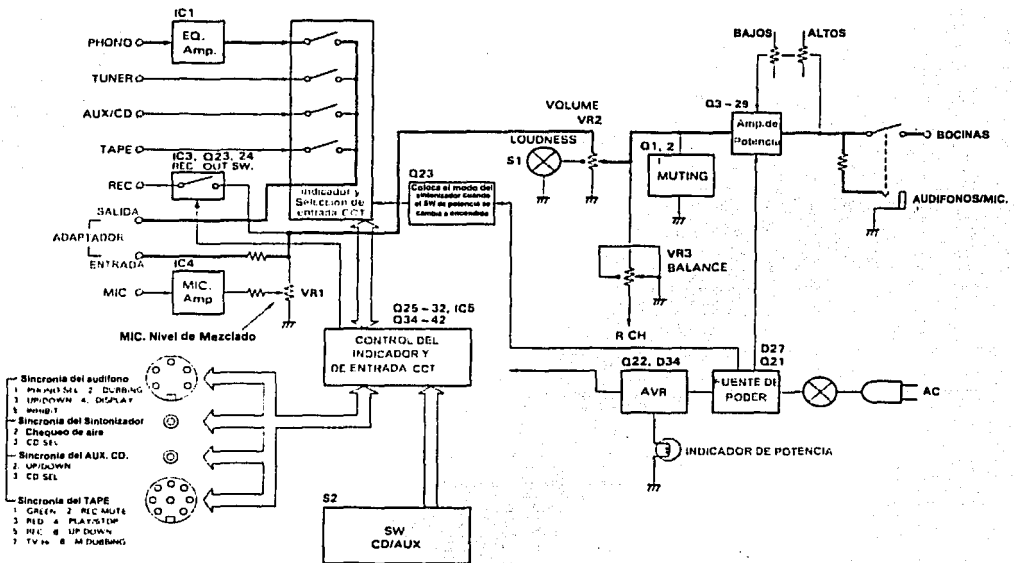


Figura 4.5 Diagrama a bloques del amplificador KENWOOD.

Los T0-3 no tienen la tendencia a un embalamiento térmico, esto es que en el caso típico de los transistores de potencia, existen situaciones que son potencialmente destructivas, que pueden ocurrir cuando la corriente del colector aumenta la temperatura correspondiente, con lo cual se reduce la resistencia eléctrica de ese electrodo; la reducción de resistencia térmica trae como consecuencia un aumento en la intensidad de corriente, la cual produce mayor calentamiento, y así sucesivamente hasta dañar el dispositivo. El peligro de destrucción del transistor se acentúa si la temperatura ambiente es elevada. Con lo anterior no se puede dar cuenta uno que aún así no es eliminado la necesidad de tener un dispositivo que regule la temperatura en el circuito, así como su elaboración simple y más confiable de dicho dispositivo de potencia T0-3.



Los dispositivos T0-3 no sufren de fallas secundarias (el mecanismo de falla primaria en transistores bipolares es que requieren una disipación compleja para evitar su limitación de funcionamiento). El dispositivo T0-3 igualara resistir una carga baja y limita la corriente alta resultante de drenado en el circuito de protección por un corto tiempo.

Los dispositivos T0-3 no tienen un tiempo corto de almacenamiento en la portadora (un fenómeno encontrado en transistores bipolares es que se requiere un determinado tiempo para que el transistor quede apagado). Por lo tanto este tipo de dispositivos ha sido diseñado para ser un dispositivo rápido que pueda funcionar muy preciso y eficientemente con una señal de alta amplitud y de alta frecuencia y ésto se ve reflejado en las formas de onda de dichos dispositivos.

Los Amplificadores KENWOOD series A-5G son el resultado de años de refinamiento de la propia empresa en proyectos con dispositivos T0-3 y MOSFET. El circuito de corriente es un depurador, silencioso y más estables que otros. Un número de mejoramientos se han hecho en el área de dirección de corriente térmica que usa nuevos materiales de aislamiento, así como también en el aumento de área del elemento de disipación térmica, permitiendo un desempeño aun más robusto en cargas difíciles. Los sistemas protectores se han refinado para evitar aun más las fallas brutas tales como corto circuitos y las aplicaciones de bocinas que puedan dañar las salidas del amplificador. El modulo de ensamble se produce usando una técnica de ensamblaje incluyendo la prueba individual de cada componente antes de colocar la tarjeta de PC correspondiente, y un sistema de soldadura que asegura una optima fortaleza y la aspereza.

El Amplificador KENWOOD series A-5G usa la última generación de transistores de potencia laterales. Estos componentes también mejoran con el tiempo de los proyectos. El resultado es un ancho de banda más alto, manejando potencias imprevistas, y mejor adaptación. El casco de metal de todos estos transistores resulta con un aspereza no posible con diseños plásticos.

Los transistores potencia T0-3 tienen una gran confiabilidad para los dispositivos de salida, el diseño mecánico inteligente, y las técnicas cuidadosas de ensamble de estos amplificadores aseguran años de libre mantenimiento y se muestran en el diagrama de la figura 4.10.

## 4.2.2 Requisitos de alimentación.

### 4.2.2.1 Voltaje Requerido.

El Amplificador KENWOOD serie A-5G se alimenta con tres conductores dentro de un solo cable eléctrico y conecta a la línea de AC, el cual abastece al equipo de 120 VAC 50-60 Hz requeridos para el buen funcionamiento del equipo (algunos modelos de exportación se mandan para 100 ó 240 Volts y éstos se encuentran marcados en el equipo como tal). En el caso de voltaje de línea máximo, ó salida saturada, el amplificador KENWOOD continua operando normalmente, aunque con menor potencia.

### 4.2.2.2 Corriente requerida.

15 amperes son suficientes para la operación normal del circuito cuando se trabaja con bocinas por encima de 2 ohms. El consumo real de AC por parte del Amplificador depende mucho de la señal de audio y de la impedancia de la carga. La salida típica del programa de audio con el amplificador conduciendo por ambos canales, simplemente compensa el nivel de picos, la tabla 4.1 muestra las capacidades actuales de corriente en la línea de AC que son recomendadas para el sistema, y el tipo de modelo de los amplificadores KENWOOD de esta serie.

MODELO	A-5G-I	A-55G	A-5G
SIN CARGA	0.5 AMPERES	0.6 AMPERES	1.5 AMPERES
CARGA DE 8Ω	2.0 AMPERES	2.5 AMPERES	3.5 AMPERES
CARGA DE 4Ω	3.0 AMPERES	4 AMPERES	6.0 AMPERES
CARGA DE 2Ω		7 AMPERES	10 AMPERES

Tabla 4.1 Capacidad de corriente en la línea recomendada

Todos los amplificadores KENWOOD de este tipo consumen menos de 12 amperes cuando se encuentran operando a 1/8 de la potencia en cargas de 2Ω. Esta condición satisface las normas de la UL y CSA que son empresas encargadas de certificar las corrientes y potencias de los amplificadores, y su construcción requiere de los códigos de cada pieza para el equipo de audio y no debe de consumir más del 80% de la corriente cuando se conecta a la línea, la cual tiene una salida de 15 amperes y opera a 1/8 de su potencia máxima.

### 4.2.2.3 Requisitos de tierra física.

Para reducir el riesgo de las fallas se necesita aislar el ruido de la componente alterna, todo el sistema de tierras debe de estar originado en el mismo punto de referencia. Nunca se debe quitar alguna tierra de los amplificadores cuando están conectados ya que puede crear un choque eléctrico.

### 4.2.3 Requisitos de los cables.

#### 4.2.3.1 Cables de entrada.

Para mayor seguridad se debe usar cable blindado, ya sea balanceado ó desbalanceado. El blindaje que se conecta adecuadamente es para proteger la señal de salida por interferencia eléctrica tal como la de RF, iluminación fluorescente y el ruido de la computadora interna. Por regla general es satisfactorio cuando se usan cables desbalanceados en las líneas que son menores de 10 pies de longitud, pero a grandes ó mayores distancias se requiere de una señal balanceada. Lo anterior es para evitar la generación de ruido o la oscilación debido a las líneas de longitudes largas de bocinas en paralelo, cables de potencia de AC, etc.

#### 4.2.3.2 Cables de salida.

Los Amplificadores KENWOOD series A-5G son capaces de entregar altos niveles de corriente de salida, por lo tanto el calibre del cable usado para bocinas es importante. Inadecuadamente el calibre de un cable significa resistencia adicional a la propia impedancia de las bocinas, reduciendo la potencia, la cual es actualmente entregada por la salida de la bocina. Esto da también como resultado que exista un factor de humedad y exista riesgo de fuego.

Siempre la potencia en la carga de las bocinas es una preocupación primaria en el estudio del sistema, a continuación se muestra la tabla 4.2 con el valor del calibre y su aplicación.

CALIBRE DEL CABLE	$\Omega$ / 100 PIES	CARGA DE 8 $\Omega$	CARGA DE 4 $\Omega$	CARGA DE 2 $\Omega$
No. 8	0.0605 $\Omega$	0.8%	1.5%	3.0%
No. 10	0.1018 $\Omega$	1.3%	2.5%	5.1%
No. 12	0.1649 $\Omega$	2.0%	4.0%	8.1%
No. 14	0.2575 $\Omega$	3.2%	6.4%	12.9%
No. 16	0.4094 $\Omega$	5.1%	10.2%	20.5%
No. 18	0.6510 $\Omega$	8.1%	16.3%	32.6%

Tabla 4.2 Aplicación del calibre del cable y porcentaje de potencia con bocinas en líneas de 100 pies.

La tabla 4.2 muestra el porcentaje de potencia en la carga de la bocina, el cual luego viene en forma arbitraria de 100 pies en cables de dos conductores. Esta tabla expresa la pérdida de potencia de las cargas como un porcentaje de la salida total del amplificador, así también se puede usar la tabla con cierta exactitud para determinar la potencia que se pierde en la carga, esto de acuerdo a la longitud de otro cable. Por ejemplo, si se planea entregar 100 watts por una carga de 8 $\Omega$  a través de 50 pies de longitud de un cable de calibre 14, la

potencia perdida en el cable viene a ser 3.2% entre 2 esto da como resultado 1.6% de 100 watts ó más bien dicho 1.6 watts de perdida en el cable. La tabla también muestra la resistencia por 100 pies de longitud del cable de cobre común.

#### 4.2.4 Descripción del panel frontal.

El panel frontal se muestra en la figura 4.6, basándonos en esta figura, describiremos a grandes rasgos el panel frontal, así como su número de parte correspondiente, el cual se encuentra entre paréntesis, la lista de partes se muestra al final de este apartado y ahí se podrán observar más detenidamente al igual que descripción.

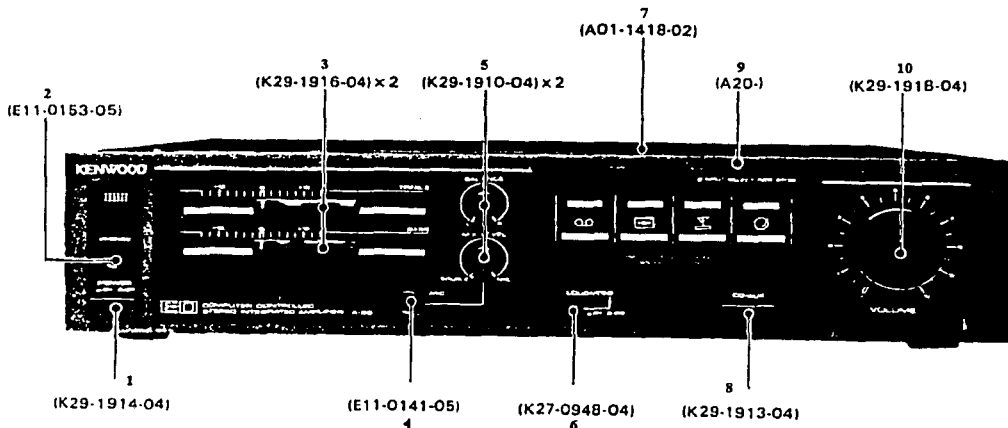


Figura 4.6 Panel frontal de un Amplificador KENWOOD series A-5G.

Descripción del panel frontal:

- 1.- Botón de encendido/apagado.
- 2.- Entrada de audífonos.
- 3.- Perilla de ajuste de nivel (bajos/graves).
- 4.- Entrada de micrófono.
- 5.- Perilla de balance y nivel máximo.
- 6.- Botón de nivel alto (intensidad subjetiva de sonido).
- 7.- Gabinete metálico.
- 8.- Botón de auxiliar/CD.
- 9.- Panel que sirve para poder seleccionar equipos externos conectados al amplificador.
- 10.- Control de volumen.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

#### 4.2.5 Panel Posterior.

A continuación describiremos el panel posterior, el cual se muestra en la figura 4.7, al igual que en el panel frontal, nos basaremos en su figura correspondiente y describiremos a grandes rasgos el panel posterior, así como su número de parte correspondiente, el cual se encuentra entre paréntesis, la lista de partes se muestra al final de este apartado y ahí se podrán observar más detenidamente al igual que su descripción.

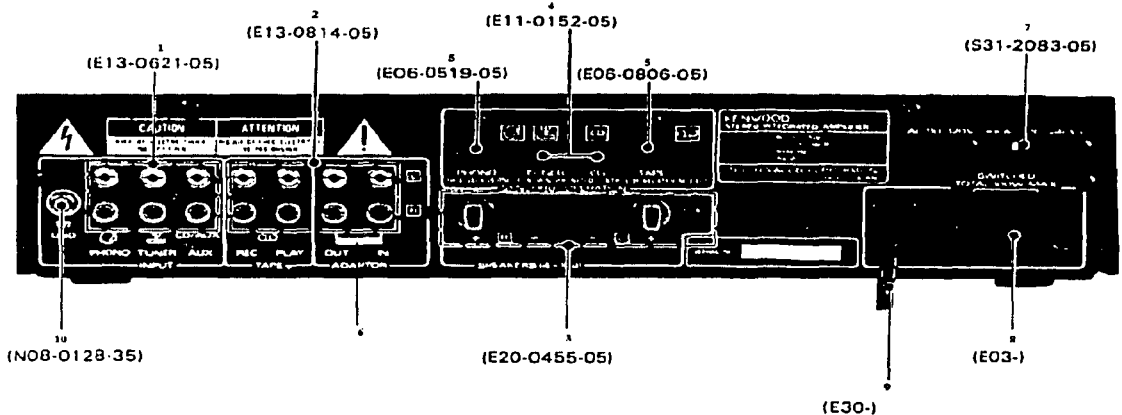


Figura 4.7 Panel Posterior del Amplificador KENWOOD series A-5G.

Descripción del panel posterior.

- 1.- Entradas para Tornamesa, Doble Deck, Auxiliar, etc.
- 2.- Entradas para doble Deck Auxiliar.
- 3.- Entradas y Salidas para ecualizador y bocinas auxiliares.
- 4.- Jack de entrada en miniatura.
- 5.- Contacto Cilíndrico.
- 6.- Tablilla de conexiones de tornillo para salidas de bocinas.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

7.- Conmutador accionado de botón (generalmente rectangular y de pequeño tamaño) que se desplaza rectilíneamente.

8.- Toma de corriente alterna.

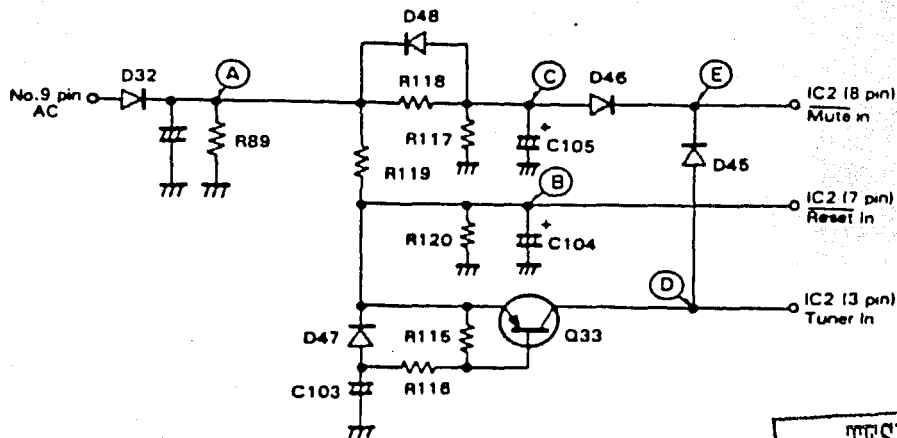
9.- Cordón de energía eléctrica de AC.

10.- Terminal de tornillo de tierra física.

#### 4.2.6 Descripción del Equipo KENWOOD series A-5G.

##### 4.2.6.1 Circuito de encendido/apagado para la sincronía.

Para este apartado nos basaremos en las figuras 4.8 y 4.9. Con referencia a la figura 4.8, cuando la potencia se suministra al circuito en el pin 9 del selector de ajuste (IC2), este se encuentra en modo de sintonía (pin 3, Tuner in) y la señal de desconectado dura 2 segundos. Cuando la potencia es dividida, la señal del circuito y el selector de ajuste de IC2 quedan en silencio (pin 8, Mute in).



TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

Figura 4.8 Circuito de encendido/apagado para la sincronía del equipo.

A continuación describiremos a grandes rasgos el funcionamiento el circuito anterior:

1. Etapa de detección de potencia del encendido/apagado del circuito de sincronía. La etapa rectificadora consiste de D32, C70 y R89.
2. Circuito de reajuste. El IC2 es de tipo de activación baja, esto es que el nivel de señal baja es mantenido y reajustada mientras el circuito se encuentre encendido y justo después de apagarse también (justo después que la señal de salida es desconectada, la primera señal suministrada es reducida a su máximo) por un tiempo constante determinado por R119, R120 y C104.
3. Circuito selector de sintonía. C103 es cargado por el emisor y la base de Q33 y R116 en posición de encendido, y la señal de salida den sintonizador es después liberada por la condición de reajuste. Cuando se encuentra apagado, C103 es descargado por D47.
4. Circuito reductor de volumen (Muting). El silencio auxiliar es bajo cada 2 segundos después de tener encendido el circuito y justo después de apagarlo (inmediatamente es descargado el circuito por D48) por un tiempo constante determinado por R118,R117 y C105, el IC2 desconecta las señales de salida. La señal de espera en D45 no acepta una señal del selector cuando la señal de salida es desconectada, seleccionando el modo de sintonía, la señal (D) es suministrada y el modo de sintonía es seleccionado automáticamente en encendido. A continuación se observa en la figura 4.9 las formas de ondas de las señales.

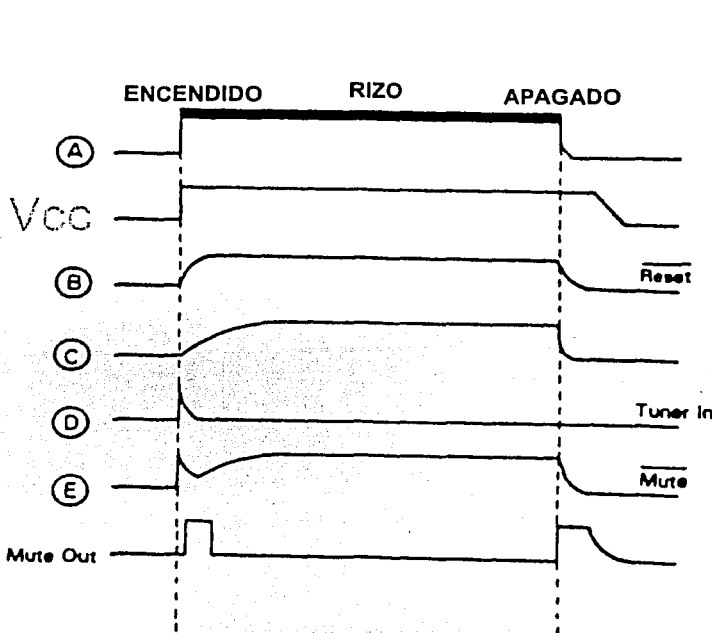


Figura 4.9 Formas de onda del encendido/apagado del circuito de sincronía.

#### 4.2.6.2 Descripción del Circuito de potencia.

Basándonos en las figuras 4.10, describiremos la función de la etapa de potencia, la cual es la que corresponde a nuestro estudio, desde luego también se mencionaran y se mostraran algunas partes de lo que es todo el amplificador, pero únicamente las que manden señal a la etapa de potencia.

Comenzaremos en forma de lista a describir los dispositivos de esta etapa de potencia, posteriormente se podrá ver su numero de parte correspondiente en la lista de partes que se incluye al final de este apartado.

#### 4.2.7 Descripción de los componentes.

1. Los transistores Q1, Q2 son transistores NPN en configuración emisor común, la función que realizan es de desactivación o de MUTING y se encuentran acoplados entre ellos por sus respectivos colectores, así como también de D25 y D26 y de R23 y R24 respectivamente, éstos se encuentran mostrados en la figura 4.10a que es la segunda etapa del amplificador.

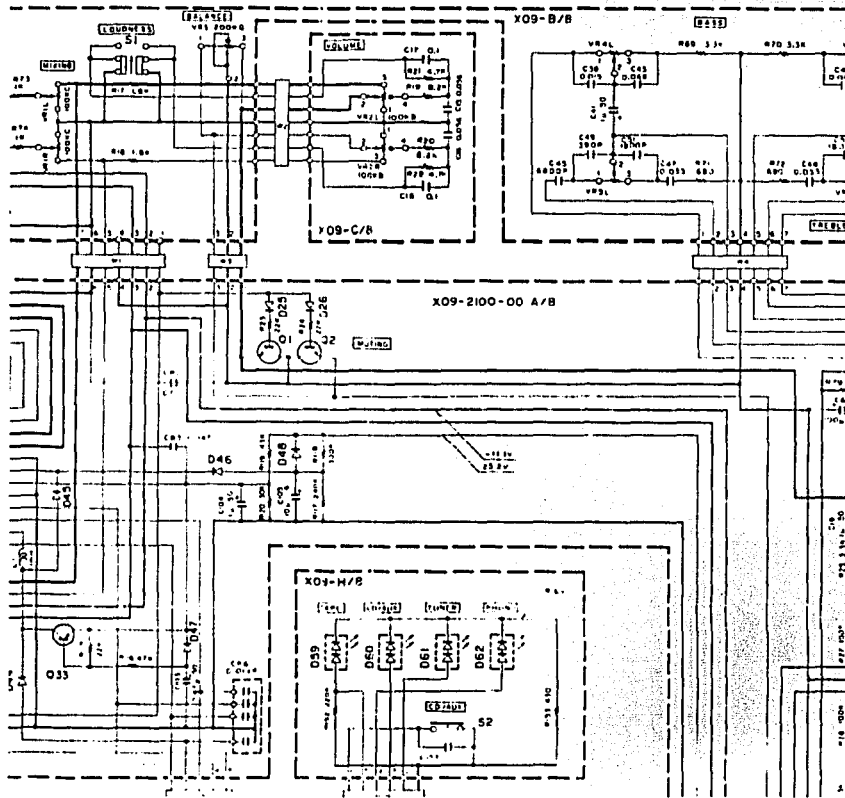


Figura 4.10a Segunda etapa del amplificador que muestra a Q1 y Q2.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN



2. De Q3 a Q6 son transistores PNP, la función que realizan es la de un amplificador diferencial en la etapa de potencia, y polarizados como amplificador clase A. Este se muestra en la figura 4.10b que es en realidad la etapa de potencia en sí.
3. De Q7-Q10, tienen la misma configuración que los transistores Q3-Q6 y realizan la misma función. Forman el segundo amplificador del sistema con transistores bipolares tipo PNP.
4. Los transistores Q11-Q12 son transistores NPN y tienen la función BIAS, esto es que los transistores polarizan a la siguiente etapa, y establecen el punto de trabajo de los dispositivos de la siguiente etapa y se muestran también en la figura 4.10b.
5. Los transistores Q13 a Q16 y los de Q17 a Q20 son las salidas de potencia del equipo, éstos como se puede apreciar en la figura correspondiente que es la 4.10b muestran un arreglo de amplificadores par Darlington. Los transistores de Q13-Q16 son los que trabajan como DRIVER, estos es que son dispositivos de accionamiento o de excitación y activan a los transistores finales que en este caso son los de las salidas y están determinados por los transistores de Q17 a Q20, los cuales son los dispositivos de potencia TO-3.
6. Los transistores Q21 y Q22 son de tipo NPN y están en configuración de base común, estos son los que mandan el voltaje de polarización a los preamplificadores correspondientes, y están determinados en una placa AVR. También se muestran en la figura 4.10b.

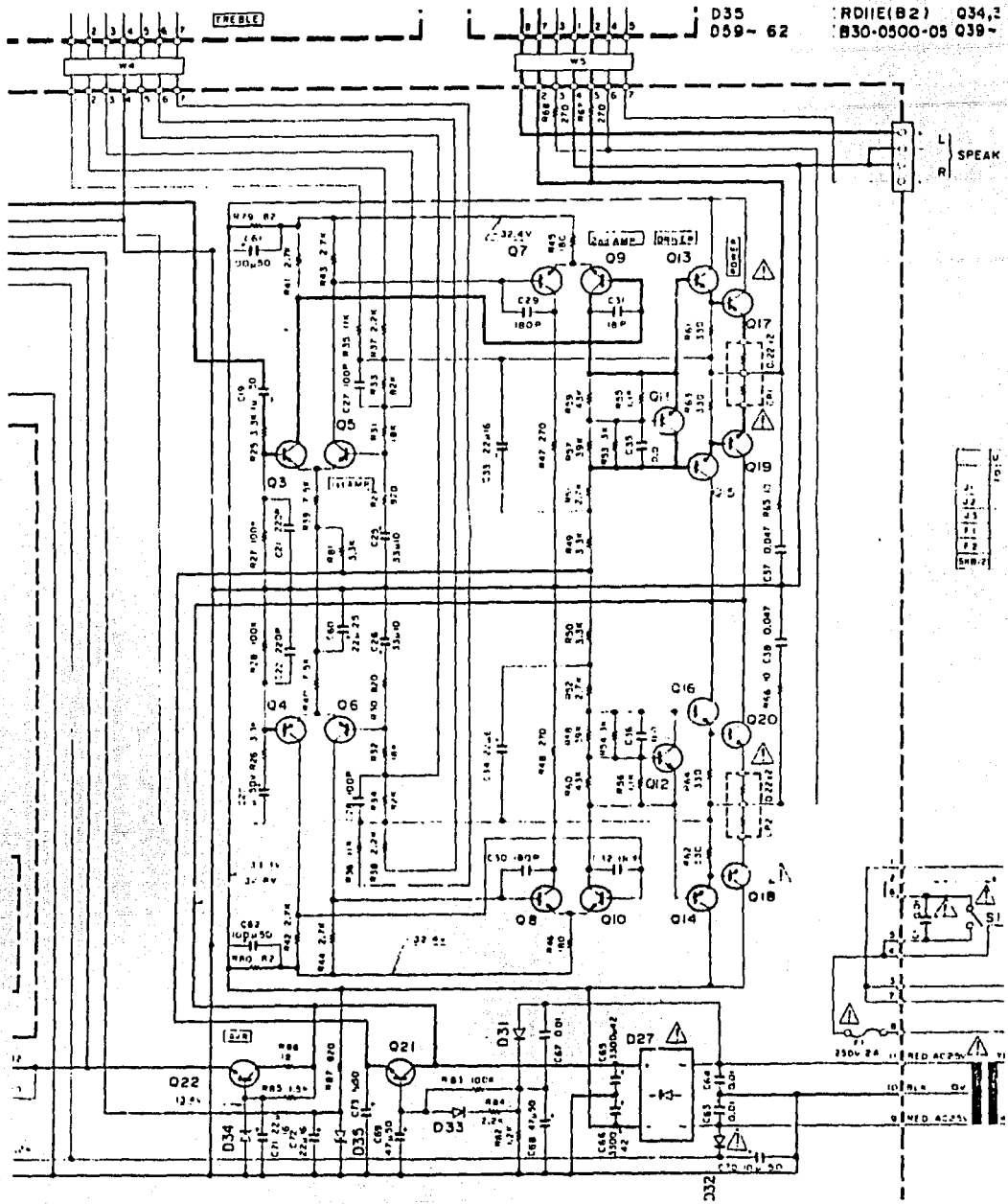


Figura 4.10b Diagrama de la etapa de potencia del amplificador KENWOOD.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

7. Q23 al igual que Q24 son transistores de sincronización manual en modo de encendido, son NPN y PNP, se encuentran en emisor común y colector común respectivamente. Estos dispositivos controlan el pin 13 del IC3 para el encendido/apagado del REC OUT y se encuentra en el diagrama de la figura 4.10c.
8. Q27 es un transistor NPN de emisor común, la función que realiza es de selección del sintonizador y entra en operación cuando el sintonizador se encuentra encendido, lo anterior es referente al circuito de registro sincrónico o llamado también perilla sincrónica. Esta etapa se muestra en la figura 4.10c.
9. Q28 es un transistor NPN de emisor común, la función que realiza es la de comprobar la señal de entrada cuando se encuentra el sintonizador en modo de encendido, que es suministrada, desde el pin 1 (GRN) y el pin 3 (RED) del conector DECK SYNC "L". Ver figura 4.10c.
10. Q30 es un transistor NPN de emisor común, tiene la función de activar el modo de CD/AUX, dependiendo de como se encuentre polarizado y su región de operación. Entra en operación cuando el sintonizador se encuentra en modo de encendido, esto de acuerdo a la perilla sincrónica. Ver figura 4.10c.
11. Q31 es un transistor NPN emisor común, que permite a la señal del PHONO aumentar o disminuir (UP/DOWN). En el modo UP el transistor se encuentra apagado y en el modo DOWN se encuentra encendido. Q31 esta apagado cuando Q38 y Q32 hacen que el sintonizador se apague, figura 4.10c.
12. Q32 es un transistor NPN emisor común, funciona como un selector del PHONO, y entra en operación cuando el PHONO se encuentra encendido, esto de acuerdo a la perilla sincrónica, figura 4.10c.

# TESIS CON FALLA DE ORIGEN

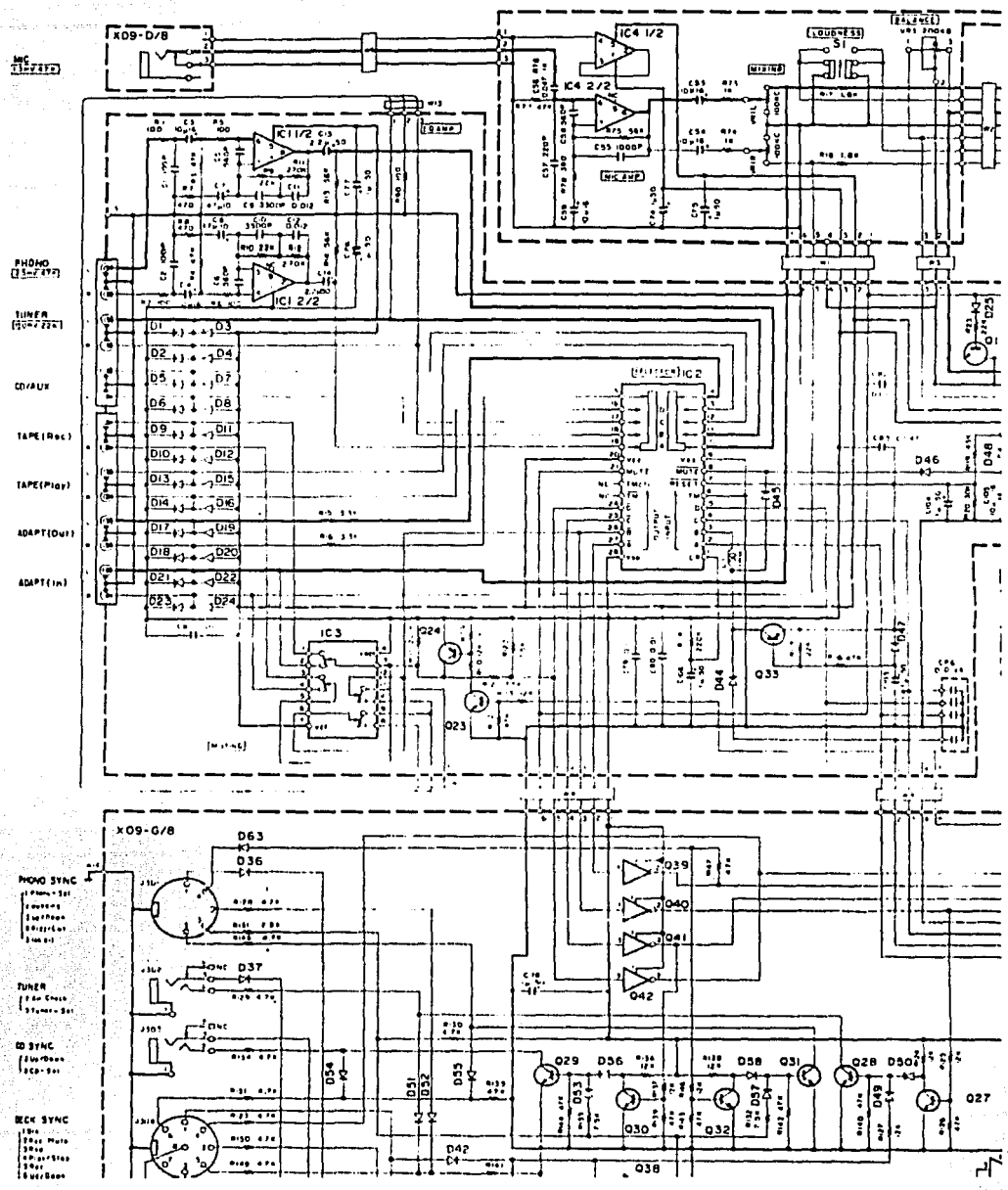


Figura 4.10c Etapa de sincronización manual.

## 4.2.8 LISTA DE PARTES DE LOS COMPONENTES PARA EL AMPLIFICADOR KENWOOD.

En este apartado se van a mencionar y a mostrar la lista de partes que componen al Amplificador Kenwood series A-5G, así como también un diagrama del ensamble en la figura 4.11 con las diferentes partes.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

Ref. No.	Address	New Parts	Parts No.	Description	Desti-nation	Re-marks
D1	-24		1S5133	DIODE		
D1	-24		1S5176	DIODE		
D25	.26		1S1555	DIODE		
D25	.26		1S2076	DIODE		
D25	.26		1S2473	DIODE		
D27			RB-152LFA	DIODE		
D28			1S1555	DIODE		
D28			1S2076	DIODE		
D28			1S2473	DIODE		
D31	.32		DSM1A1	DIODE		
D33			1S1555	DIODE		
D33			1S2076	DIODE		
D33			1S2473	DIODE		
D34			RD13E(B2)	ZENER DIODE		
D35			RD11E(B2)	ZENER DIODE		
D36	.37		1S1555	DIODE		
D36	.37		1S2076	DIODE		
D36	.37		1S2473	DIODE		
D42	-48		1S1555	DIODE		
D42	-48		1S2076	DIODE		
D42	-48		1S2473	DIODE		
D49	-58		1S5133	DIODE		
D49	-58		1S5176	DIODE		
D63			1S5133	DIODE		
D63			1S5176	DIODE		
IC1			AN6555F	IC(8P AMP X2)		
IC2			LC7815H	IC(4CH SELECTOR)		
IC3			LC4066BH	IC(BILATERAL SWITCH X4)		
IC4			AN6555	IC(8P AMP X2)		
IC5			BA6251	IC(7CH TRANSISTOR ARRAY)		
Q1	.2		2SC1740S(Q,R)	TRANSISTOR		
Q1	.2		2SC2320(E,F)	TRANSISTOR		
Q1	.2		2SC945(A)(Q,P)	TRANSISTOR		
Q3	.6		2SA992(F,E)	TRANSISTOR		
Q7	-10		2SC1845(F,E)	TRANSISTOR		
Q11	.12		2SC945(A)(Q)	TRANSISTOR		
Q13	.14		2SA954(L,K)	TRANSISTOR		
Q15	.16		2SC2003(L,K)	TRANSISTOR		
Q17	.18		2SA769(B,Y)	TRANSISTOR		
Q19	.20		2SC1827(B,Y)	TRANSISTOR		
Q21			2SC1740S(Q,R)	TRANSISTOR		
Q21			2SC2320(E,F)	TRANSISTOR		
Q21			2SC945(A)(Q,P)	TRANSISTOR		
Q22			2SC2167(B,Y)	TRANSISTOR		
Q22			2SD330(E,F)	TRANSISTOR		
Q23			2SC1740S(Q,R)	TRANSISTOR		
Q23			2SC2320(E,F)	TRANSISTOR		
Q23			2SC945(A)(Q,P)	TRANSISTOR		
Q24			2SA733(A)(Q,P)	TRANSISTOR		
Q24			2SA933S(Q,R)	TRANSISTOR		
Q24			2SA999(E,F)	TRANSISTOR		
Q27	-32		2SC1740S(Q,R)	TRANSISTOR		
Q27	-32		2SC2320(E,F)	TRANSISTOR		
Q27	-32		2SC945(A)(Q,P)	TRANSISTOR		
Q33			2SA733(A)(Q,P)	TRANSISTOR		

**TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN**

Ref. No.	Address	New Parts	Parts No.	Description	Esti- mation	Re- marks
C59			CE04FW1C100M	ELECTR0	10UF	16WV
E60			CE04FW1E220M	ELECTR0	22UF	25WV
E61 .62			CE04FW1H101M	ELECTR0	100UF	50WV
E63 .64			CK45FE2H103P	CERAMIC	0.010UF	P
E65 .66			C90-1232-05	ELECTR0	3300UF	42WV
E67			CK45FF1H103Z	CERAMIC	0.010UF	Z
E68 .69			CE04FW1H470M	ELECTR0	47UF	50WV
E70			CE04FW1H100M	ELECTR0	10UF	50WV
E71 .72			CE04FW1C220M	ELECTR0	22UF	16WV
E73 -78			CE04FW1H010M	ELECTR0	1.0UF	50WV
E79			CF92FV1H104J	MF	0.10UF	J
E80 -82			CK45FF1H103Z	CERAMIC	0.010UF	Z
E83			CK45FF1H473Z	CERAMIC	0.047UF	Z
E102			CE04FW1H010M	ELECTR0	1.0UF	50WV
E103			CE04FW1HR47M	ELECTR0	0.47UF	50WV
E104			CE04FW1H010M	ELECTR0	1.0UF	50WV
E105			CE04FW1C100M	ELECTR0	10UF	16WV
E106			CE04FW1H010M	ELECTR0	1.0UF	50WV
E107			C91-0083-05	CERAMIC	0.01UF	N
E108			CE04FW1H010M	ELECTR0	1.0UF	50WV
E53	1B		E11-0141-05	PHONE JACK	(2P)MIX MIC	
E55	1B		E11-0153-05	PHONE JACK	(3P)HEADPHONES	
E56	1C		E13-0621-05	PHONE JACK	(6P)INPUT	
E57	1C		E13-0814-05	PHONE JACK	(8P)TAPE ADAPTOR	
E58	1C		E20-0455-05	SCREW TERMINAL BOARD	(4P) SPKR	
J301	1C		E06-0519-05	CYLINDRICAL RECEPTACLE	(5P)T. T.	
J302 .303	1C		E11-0152-05	MINIATURE PHONE JACK	(3P)TUN. CD	
J304	1C		E06-0806-05	CYLINDRICAL RECEPTACLE	(8P)CASS	
F63	1C		F29-0014-05	INSULATING WASHER		
F1	1C		F06-2027-05	FUSE (UL)	(250V 2A)	
F67	1C		J13-0041-05	FUSE CLIP		
L1			L40-1021-14	SMALL FIXED INDUCTOR	(1.0MH,K)	
CP1 .2			R90-0187-05	MULTI-COMP	0.22X2	K 5W
CP3 .4			R90-0233-05	MULTI-COMP	10KX4	J 1/6W
CP5 .6			R90-0188-05	MULTI-COMP	0.01UF	X4
R45 .46			RD14GB2E181J	FL-PR88F RD	180	J 1/4W
R61 -64			RD14AB2E331J	FL-PR88F RD	330	J 1/4W
R65 .66			RS14DB3A100J	FL-PR88F RS	10	J 1W
R67 .68			RS14DB3D271J	FL-PR88F RS	270	J 2W
R79 .80			RD14AB2E820J	FL-PR88F RD	82	J 1/4W
R82			RS14DB3D122J	FL-PR88F RS	1.2K	J 2W
R85			RS14DB3A152J	FL-PR88F RS	1.5K	J 1W
R86			RS14DB3A180J	FL-PR88F RS	18	J 1W
R87 .88			RS14DB3A820J	FL-PR88F RS	82	J 1W
R89			RS14GB3A222J	FL-PR88F RS	2.2K	J 1W
VR1	1B		R06-5132-05	POTENTIOMETER	(100KX2)MIX LEVEL	
VR2	2B		R06-5108-05	POTENTIOMETER	(100KX2)VOLUME	
VR3	1B		R01-5051-05	POTENTIOMETER	(200K) BALANCE	
VR4 .5	1B		R13-5037-05	POTENTIOMETER	(100KX2)BASS.TREB	
S1	1B		S40-2323-05	PUSH SWITCH	(L0UDNESS)	
S2	2B		S40-1085-05	PUSH SWITCH	(CD/AUX)	

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

Ref. No.	Address	New Parts	Parts No.	Description	Desti- nation	Re- marks
033			2SA933S(O.R)	TRANSISTOR		
033			2SA999(E.F)	TRANSISTOR		
034			DTC124EFF	DIGITAL TRANSISTOR		
037 .30			DTC124EFF	DIGITAL TRANSISTOR		
039 -42			DTA144EFF	DIGITAL TRANSISTOR		

Ref. No.	Address	New Parts	Parts No.	Description	Destination	Remarks
<b>A-5G</b>						
1	1A		A01-1418-02	METALLIC CABINET		
2	2A		A20-4133-02	PANEL		
2	2A		A20-4133-02	PANEL		
2	2A		A20-4304-02	PANEL		
6	2A		B03-1594-04	DRESSING PLATE (POWER)		
7	2A		B03-1591-04	DRESSING PLATE (TONE/JAHL/PIA)		
8	2A		B03-1592-04	DRESSING PLATE (SELECTOR)		
9	2A		B03-1596-04	DRESSING PLATE (VOLUME)		
10	2A		B07-1251-04	ESCUTCHION (POWER)		
-			B46-0092-03	WARRANTY CARD		
-			B46-0094-03	WARRANTY CARD		
-			B46-0095-03	WARRANTY CARD		
-			B46-0122-13	WARRANTY CARD		
-			B46-0123-03	WARRANTY CARD		
-			B50-5712-00	INSTRUCTION MANUAL (ENGLISH)		
-			B50-5712-00	INSTRUCTION MANUAL (ENGLISH)		
-			B50-5713-00	INSTRUCTION MANUAL (ENGLISH)		
-			B50-5714-00	INSTRUCTION MANUAL (FRENCH)		
-			B50-5715-00	INSTRUCTION MANUAL (SPANISH)		
-			B50-5716-00	INSTRUCTION MANUAL (G.I.D)		
-			B50-5717-00	INSTRUCTION MANUAL (ARABIC)		
-			B58-0222-14	CAUTION CARD (PRE-SET 220V)		
-			B58-0223-04	CAUTION CARD (PRE-SET 120V)		
-			B58-0269-04	CAUTION CARD		
-			B59-0092-00	SERVICE DIRECTORY		
Δ	C1	1B	C91-0023-05	CERAMIC 0.011F AC250V		
Δ	C1	1B	C91-0647-05	CERAMIC 0.011F P		
Δ	14	1C	E03-0064-05	AC OUTLET		
Δ	15	1C	E30-0181-05	AC POWER CORD		
Δ	15	1C	E30-0459-05	AC POWER CORD		
Δ	15	1C	E30-0587-15	AC POWER CORD		
Δ	15	1C	E30-0812-05	AC POWER CORD		
	16	1A	E30-0948-05	CARD WITH DIN CONNECTION (T. T.)		
	17	1A	E30-0949-05	CARD WITH PLUG (TUNER)		
	18	1A	E30-0950-05	CARD WITH DIN CONNECTION (CASSET)		
	22	2A	F19-0352-04	BLIND PLATE		
			H01-5299-04	ITEM CARTON CASE		
			H01-5299-04	ITEM CARTON CASE		
			H01-5494-04	ITEM CARTON CASE		
			H10-1715-02	POLYSTYRENE TUBED FIXTURE		
			H25-0078-04	PROTECTION BAG (235X315)		
			H25-0148-04	PROTECTION BAG (110X230X0.07)		
			H25-0223-04	PROTECTION BAG (750X350)		
26	1B, 1C		J02-0129-05	FIBER		
27	1C		J12-0094-05	PIN (SHORT PIN)		
28	2B		J21-3326-05	JACK MOUNTING HARDWARE		
Δ	29	1C	J42-0083-05	POWER CORD BUSHING		
			J61-0307-05	WIRE BAND		
33	2B		K27-0948-04	KNOB (BUTTON) LOUDNESS		
34	2A		K29-1914-04	KNOB ASSY (BUTTON) POWER		



# TESIS CON FALLA DE ORIGEN

Ref. No.	Address	New Parts	Parts No.	Description	Desti- nation	Re- marks
35	20		K29-1910-04	KNB BALANCE MIX LEVEL		
36	2A	4	K29-1913-04	KNB ASSY (BUTTON) CD/AUX		
37	2A	4	K29-1914-04	KNB (LEVER) TREBLE, BASS		
38	2A	4	K29-1918-04	KNB VOLUME		
42	10	4	L01-6671-05	POWER TRANSFORMER		
42	10	4	L01-6696-05	POWER TRANSFORMER		
42	10	4	L01-6696-05	POWER TRANSFORMER		
A	10		N00-0120 35	BINDING POST (GND)		
D	20		N10-2020 46	NUT (M7X0.75)		
S1	10		540 1066-05	POWER SWITCH (POWER TYPE)		
<b>POWER SUPPLY UNIT (X00-2330-20)</b>						
F1	1C		F05-2023-05	FUSE (250V 2A)		
F1	1C		F06-1022-05	FUSE (SLMKB) (250V 11A)		
F2	1C		F05-1023-05	FUSE (250V 1A)		
48	2C		J13-0055-05	FUSE CLIP		
48	2C		J13-0055-05	FUSE CLIP		
			J61 0307-05	WIRE BAND		
S1	10		531-2083-05	SLIDE SWITCH (POWER TYPE)		
<b>AUDIO UNIT (X09-2100-11)</b>						
D59-02	2A, 2B		R30-0500-05	LED (1.0V, 0.02A) (31) TAPE, CO. TA. TUN. PH		
PL1	1A		R30-1015-05	LAMP (12V D. 0.5A) (OPERATION IND)		
C1	.2		CC45FSL1H101J	CERAMIC 100PF J		
C3	.4		CE04FW1C100M	ELECTR 10UF 16VU		
C5	.6		CC45FB1H561K	CERAMIC 560PF K		
C7	.8		CE04FW1A470M	ELECTR 47UF 10VU		
C9	.10		CF92FV1H332J	MF 3300PF J		
C11	.12		CF92FV1H123J	MF 0.012UF J		
C13	.14		CE04FW1H2R2M	ELECTR 2.2UF 50VU		
C15	.16		CF92FV1H563J	MF 0.056UF J		
C17	.18		CF92FV1H104J	MF 0.10UF J		
C19	.20		CE04FW1H010M	ELECTR 1.0UF 50VU		
C21	.22		CC45FSL1H221J	CERAMIC 220PF J		
C25	.26		CE04FW1A330M	ELECTR 33UF 10VU		
C27	.28		CC45FSL1H101J	CERAMIC 100PF J		
C29	.30		CC45FSL1H181J	CERAMIC 180PF J		
C31	.32		CC45FSL1H180J	CERAMIC 18PF J		
C33	.34		CE04FW1C220M	ELECTR 22UF 16VU		
C35	.36		F91-0003-05	CERAMIC 0.01UF N		
C37	.38		CF92FV1H473J	MF 0.047UF J		
C39	.40		CF92FV1H153J	MF 0.015UF J		
C41	.42		CE04FW1H010M	ELECTR 1.0UF 50VU		
C43	.44		CF92FV1H683J	MF 0.068UF J		
C45	.46		CF92FV1H682J	MF 6800PF J		
C47	.48		CF92FV1H333J	MF 0.033UF J		
C49	.50		CC45FB1H391K	CERAMIC 390PF K		
C51	.52		CF92FV1H182J	MF 1800PF J		
C53	.54		CE04FW1C100M	ELECTR 10UF 16VU		
C55			CC45FB1H102K	CERAMIC 1000PF K		
C56			CF92FV1H473J	MF 0.047UF J		
C57			CC45FSL1H221J	CERAMIC 220PF J		
C58			CC45FB1H561K	CERAMIC 560PF K		

F. Swedenborg S. Europe, H. Ando, Club, K. USA

P. Canada

# TESIS CON FALLA DE ORIGEN

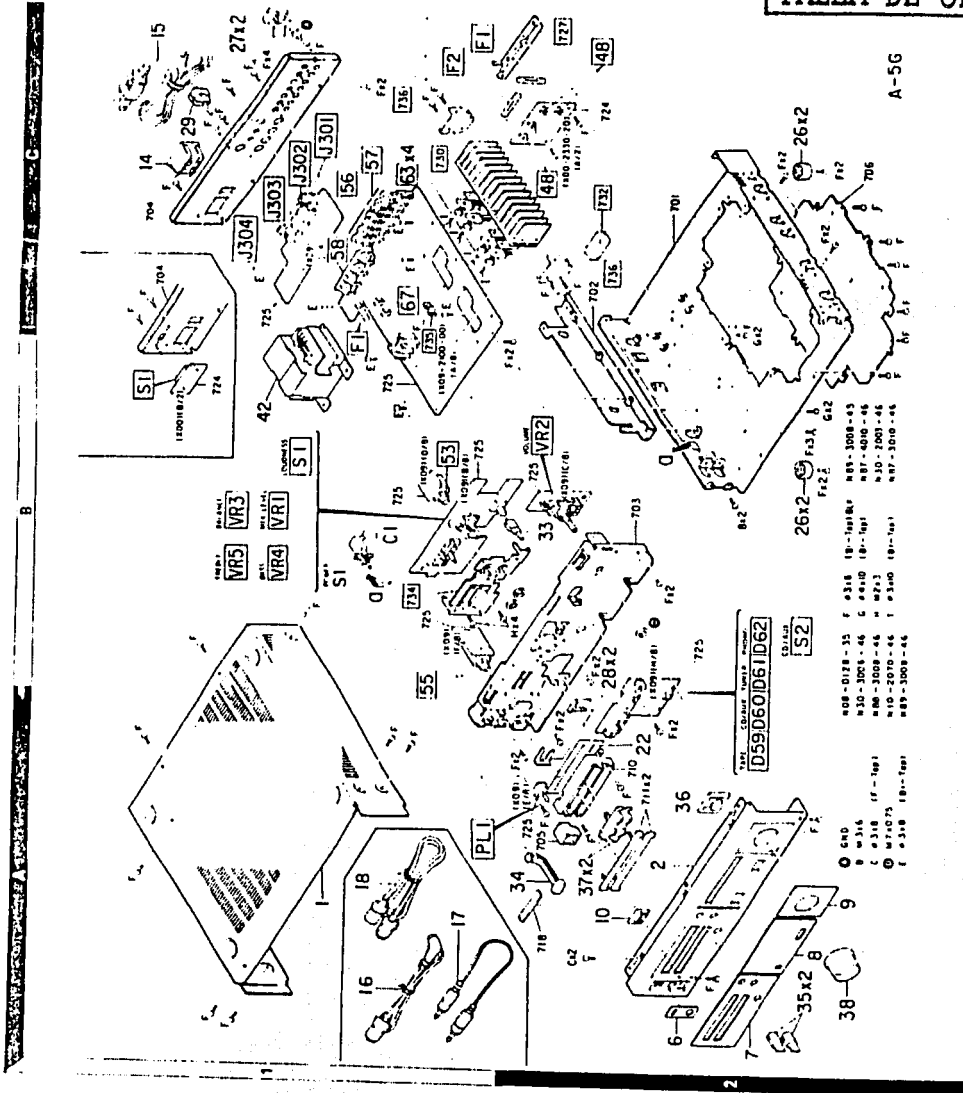


Figura 4.11 Diagrama del ensamble del Amplificador KENWOOD.

### 4.3. FUENTES DE ALIMENTACION REGULADA Y CONMUTADA EN T.V. A COLOR.

Según los expertos y la experiencia propia indica que un buen porcentaje de las fallas que comúnmente se presentan en televisores, tienen que ver con la fuente de poder, ya sea en la generación de los voltajes, en la fuente permanente o en los voltajes derivados del Fly-back, así como en las protecciones asociadas a éstos circuitos. Por lo tanto, el adecuado conocimiento de su operación, al igual que una correcta identificación de sus componentes y la función que desempeñan en el conjunto, es básica para la detección de averías.

Al igual que en videograbadoras, la fuente de alimentación de un televisor moderno puede ser de dos tipos: regulada simple o conmutada. La fuente regulada simple es una etapa que, a diferencia de otros circuitos del televisor, no ha mostrado cambios significativos en los últimos años, excepto por la adición de un bloque de alimentación permanente para los circuitos de control, los cuales deben estar energizados desde que el aparato es conectado a la línea.

En tanto, la fuente conmutada es un diseño que se ha utilizado desde varias décadas en equipos de tipo industrial, pero que recientemente se está aplicando en aparatos de consumo por las múltiples ventajas que ofrecen, como son: un rango de voltajes de operación muy amplio, una mayor eficiencia, más flexibilidad, etc. Y esto ha sido posible gracias al desarrollo de los dispositivos electrónicos de conmutación, capaces de manejar potencias elevadas.

#### 4.3.1 Fuente de alimentación regulada simple.

Los voltajes requeridos para la operación de un televisor se muestran en la figura 4.12 y son los siguientes:

- Un voltaje de 5 Volts permanentes para alimentar a los circuitos de control.
- Un voltaje de alimentación B+ para las bobina de deflexión (yugo) y el transformador de alto voltaje (Fly-Back).
- Voltajes de 9 y 12 Volts para alimentar a circuitos diversos (FI, separador de sincronía, etc.)
- Un voltaje de 30 Volts para la operación del sintonizador.
- Un voltaje de 60 Volts para la salida de audio.

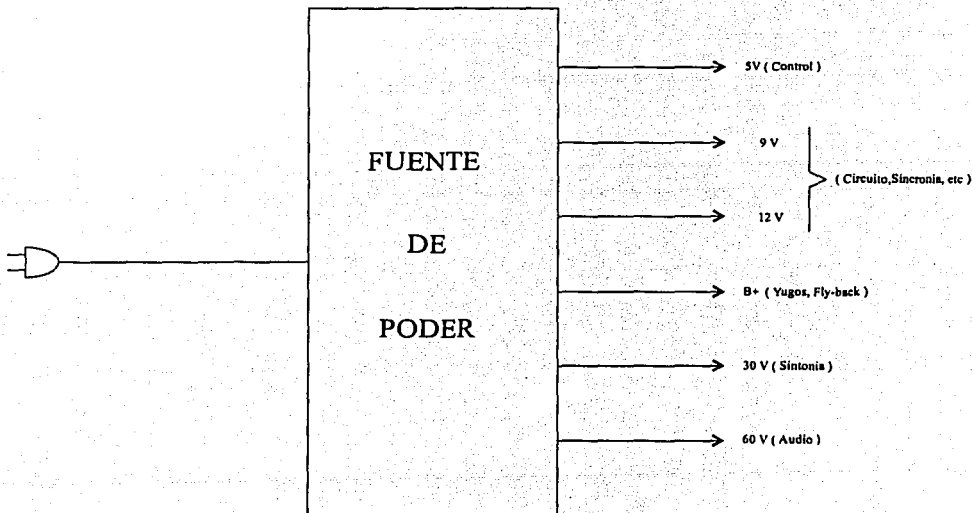


Figura 4.12 Voltajes requeridos para un televisor.

En la figura 4.13 se muestra la estructura básica de una fuente convencional de TV a color. Como se puede observar, no existe el transformador de entrada, quedando la línea de alimentación conectada directamente a una configuración de puente de diodos, con lo que a su salida se tiene un voltaje relativamente alto; en los países cuyo voltaje de línea es de alrededor de 115 VAC, se tiene una salida de 170 Volts.

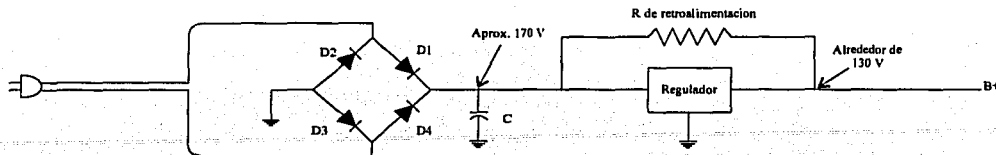


Figura 4.13 Estructura básica de una fuente convencional de T.V.

A continuación del puente de diodos se ve la etapa de filtraje, formada por uno o varios condensadores electrolíticos de alta capacidad y alto voltaje. Estos parámetros, por lo general, suelen estar en relación inversa, ya que resulta muy complicado fabricar condensadores con altas capacidades y voltajes de operación elevados; por ello, en la terminología de TV un condensador de 1000 micro faradios se considera de una capacidad muy elevada. La función de esta etapa consiste en eliminar, en la medida de lo posible, el rizo presente después del puente de diodos, almacenando energía para los tiempos muertos que presente el voltaje de salida.

A fin de evitar el uso de voltajes grandes, los fabricantes consideran en la práctica como estándar internacional un voltaje de alrededor de 130 Volts (también llamado B+), para alimentar a las secciones de voltaje medio que requiere el televisor, por lo que es necesario disminuir el valor obtenido de 170 Volts hasta el nivel de B+.

De esta manera, a fin de obtener el voltaje lo más limpio posible, se coloca una etapa de regulación, cuya entrada se alimenta con el voltaje del filtro y en cuya salida presenta el voltaje B+ sin variaciones que pudieran afectar a la operación.

Por supuesto que este voltaje es de una elevada potencia, capaz de absorber en su interior la caída de alrededor de 40-50 Volts y de manejar corrientes de 2 o más amperios (de ahí la necesidad de contar con disipadores de calor eficientes, puesto que la energía liberada por los dispositivos podría dañarlos). Una vez obtenido el voltaje de 130 Volts se envía a cuatro puntos principales como se describe a continuación y se muestra en la figura 4.14.

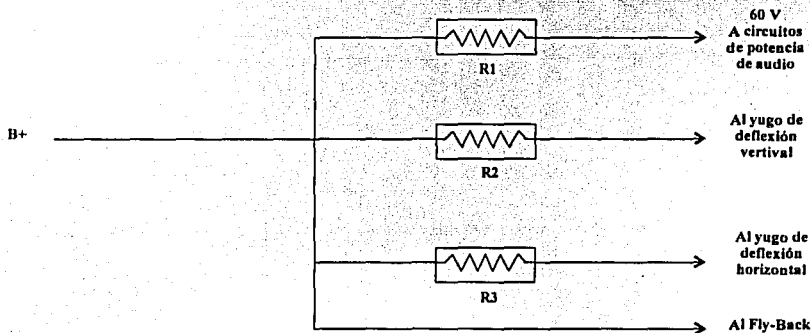


Figura 4.14 Voltajes enviados a cuatro puntos principales.

- 1) A la sección de audio, donde se requiere para el manejo de la etapa amplificadora de potencia.
- 2) A la bobina de deflexión vertical, encargada del rastreo vertical de la pantalla.
- 3) A la bobina de deflexión horizontal, encargada del rastreo horizontal de la pantalla.

- 4) Al transformador de alto voltaje o Fly-back, con el que se producen los altos voltajes indispensables para el funcionamiento del cinescopio o pantalla.

No entraremos a analizar cada una de las etapas, con excepción del Fly-back, ya que es considerado como parte de la fuente de poder de un televisor. Pero antes de entrar al tema veremos cómo trabaja la fuente permanente encargada de alimentar al sistema de control, desde el momento en que el aparato es conectado a la línea.

#### 4.3.1.1 Fuente permanente.

Para que un televisor incorpore funciones como encendido al tacto o por control remoto, debe existir un circuito que esté pendiente de ordenes impartidas por el usuario, ya sea desde el teclado frontal o de la unidad remota vía rayos infrarrojos. A su vez, para que este circuito trabaje, es necesario mantenerlo alimentado permanentemente, por lo cual se requiere una pequeña fuente adicional, encargada de proporcionar energía a los circuitos de control y a los dispositivos receptores.

En la figura 4.15 se muestra el diagrama a bloques de una fuente permanente de un televisor. Se observa que en realidad no es más que una fuente regulada simple, que cuenta con los siguientes elementos: Un transformador para bajar el voltaje de línea (su salida normal es de entre 7 y 10 Vac), un puente rectificador, un capacitor y un regulador de voltaje, el cual generalmente produce a su salida un nivel de 5 Volts, necesario para alimentar a los circuitos lógicos del sistema de control.

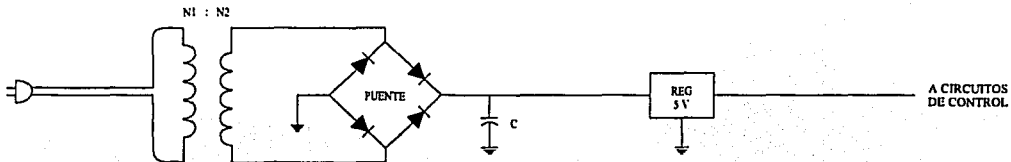


Figura 4.15 Diagrama a bloques de una fuente permanente de T.V.

En la figura 4.16 se muestra un diagrama esquemático de la conexión entre la fuente permanente y el sistema de control; también se aprecia el teclado del televisor y la unidad receptora de pulsos del control remoto. Al conectar el aparato a la línea de alimentación, la fuente permanente queda acoplada de manera directa a la entrada de voltaje, generando inmediatamente los 5 Volts necesarios para alimentar al sistema de control, con lo que éste se mantiene censando constantemente al teclado y al receptor de rayos infrarrojos, para detectar alguna orden de encendido.

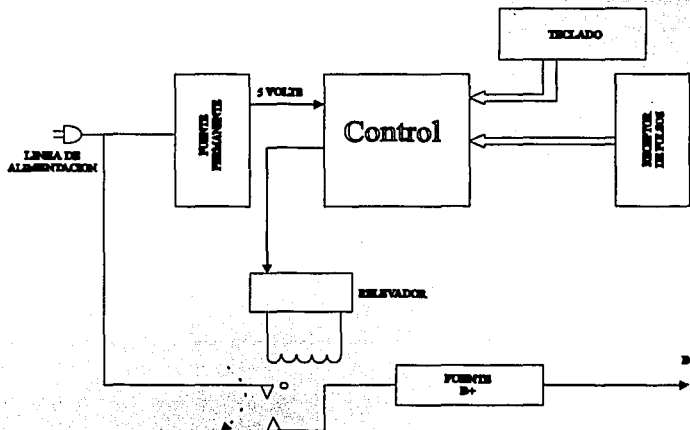


Figura 4.16 Diagrama esquemático de la conexión entre la fuente permanente y el control.

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

En la figura anterior también se puede observar que la fuente de voltaje B+ se encuentra separada de la línea de alimentación por medio de un relevador, el cual impide el funcionamiento de la propia fuente, y por consecuencia del aparato, si no hay una orden de encendido. La activación ocurre de la siguiente manera: Cuando el sistema de control detecta que se ha presionado la tecla POWER, o que se está recibiendo la misma orden en el receptor de control remoto, envía un pulso de encendido a un transistor excitador, el cual permite el flujo de corriente en el embobinado del relevador, accionándolo y permitiendo el paso de la energía hasta la fuente de voltaje B+, con lo que se activan los diversos circuitos del aparato.

#### 4.3.1.2 Fuente de alto voltaje (Fly-back).

Veamos ahora cómo trabaja la fuente de alto voltaje. Como se puede observar en la figura 4.17, el voltaje B+ llega hasta la bobina de deflexión horizontal, al tiempo que alimenta a uno de los extremos del embobinado primario del transformador de alto voltaje o Fly-back.

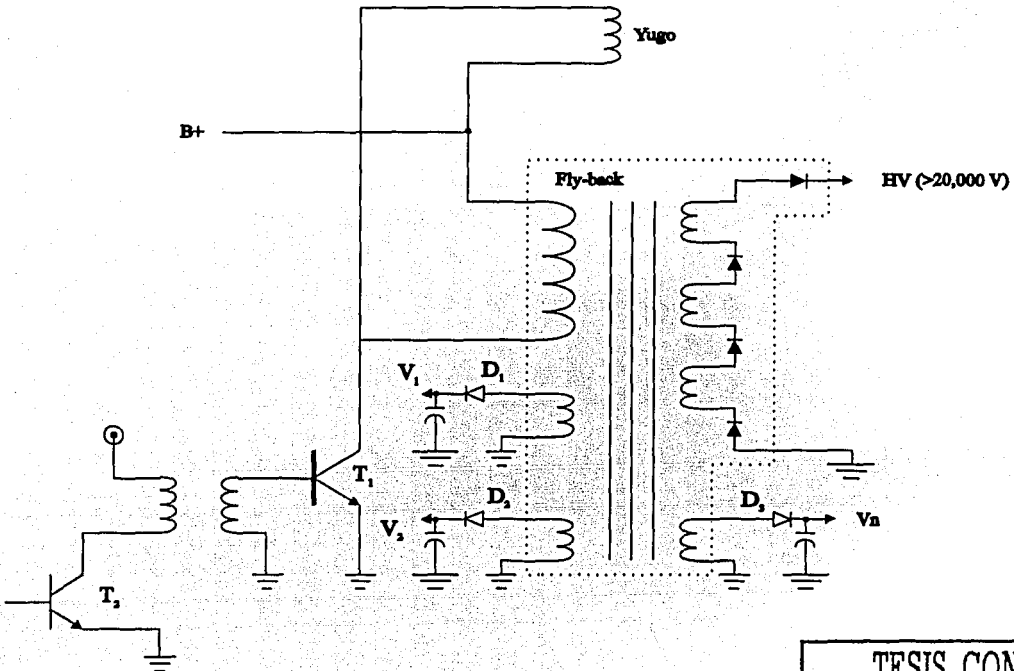


Figura 4.17 Fuente de alto voltaje.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

En el otro extremo encontramos un transistor  $T_1$  de interrupción de alta potencia, a su vez alimentado por el voltaje permanente o por una derivación del voltaje B+, por lo que conduce de manera intermitente con una frecuencia idéntica a la sincronía horizontal del sistema de televisión empleado.

Esta corriente pulsante induce un voltaje en los embobinados secundarios del Fly-back, siendo el principal un voltaje de arriba de 25,000 Volts, necesario para excitar al cinescopio o pantalla. A su vez, este voltaje se genera mediante su embobinado correspondiente.

En la figura 4.18 se observan los embobinados que normalmente representa un Fly-back, se puede apreciar que en la salida correspondiente al alto voltaje aparecen varios embobinados secundarios, unidos entre si por sendos diodos rectificadores de alto voltaje. De esta manera, el nivel de voltaje obtenido en un embobinado se

suma al siguiente, y así sucesivamente hasta conseguir el alto voltaje (por lo general superior a los 25,000 Volts) necesarios para la excitación del tubo de rayos catódicos.

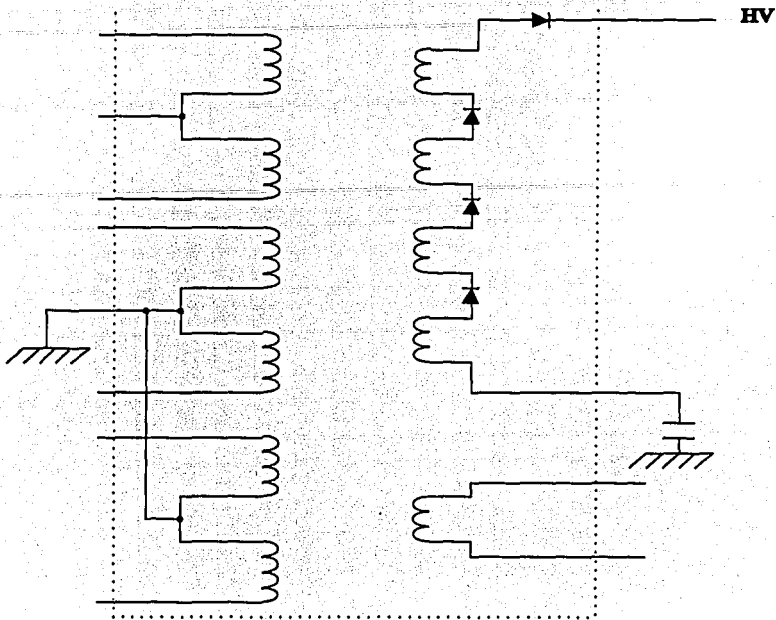


Figura 4.18 embobinados de un Fly-Back.

Al mismo tiempo, el Fly-back genera los bajos voltajes que se requieren para alimentar a la mayoría de los circuitos restantes del televisor; para ello posee diversos secundarios que al momento de inducirse los campos magnéticos que generan el alto voltaje, también producen voltajes específicos para alimentar diversos bloques dentro del televisor. De este modo se tiene una fuente muy eficiente, y que sólo trabaja cuando el usuario proporciona al aparato la orden de encendido.

Otra señal que sale del Fly-back es el voltaje de control, como se muestra en la figura 4.19, el cual es monitoreado permanentemente para determinar si en algún momento el alto voltaje excede su valor nominal, lo cual provocaría excesiva radiación de rayos X, lo que podría resultar perjudicial para la salud del observador.

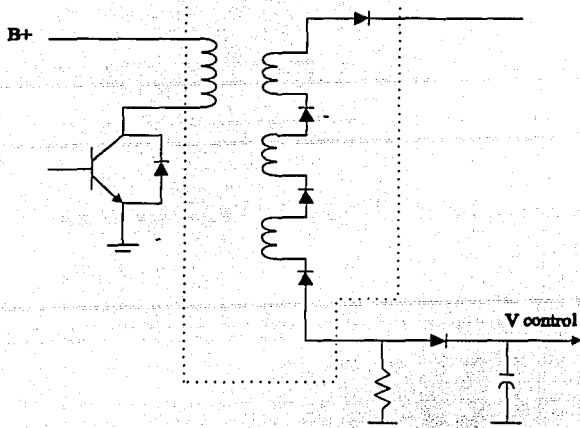


Figura 4.19 Voltaje de control que sale del Fly-Back.

En esta salida en realidad lo que se detecta es precisamente el nivel de corriente que circula a través de los bobinados secundarios de alto voltaje; de esta manera, cuando un circuito comparador detecta que la corriente ha sobrepasado cierto nivel, inmediatamente detiene la oscilación horizontal, a fin de evitar que el aparato siga funcionando y se provoquen problemas posteriores.

Este es a grandes rasgos el principio de funcionamiento del Fly-back de un televisor moderno. Por supuesto que deben tomarse en cuenta las variantes entre los distintos modelos, como sería el caso de los aparatos que funcionan con pilas o que son alimentados por la batería del automóvil, en cuyos circuitos el voltaje de entrada al Fly-back no es de 130 Volts. Sin embargo, a pesar de estas diferencias, el principio básico de operación es el mismo.

#### 4.3.1.3 Análisis de un circuito representativo.

Para dar un contenido práctico a las explicaciones anteriores, se va a analizar la fuente de un televisor Sony modelo KV-2030.

Se puede apreciar en la figura 4.20, una fuente regulada que utiliza un nuevo sistema para la generación del voltaje permanente, sin necesidad de recurrir al tradicional arreglo de transformador-rectificador-filtrado-regulador.

Se observa que la entrada de voltaje llega hasta la resistencia R610, de donde va hacia un par de diodos rectificadores (D603 y D604), a un filtro C605 y a otra resistencia R612, para llegar finalmente al diodo Zener D605, de donde se dirige hacia la resistencia R089, en cuya salida encontramos la línea de voltaje de espera que alimenta al circuito integrado del Syscon por la terminal 52.

Como se podrá comprender, resulta mucho más económico para el fabricante incluir algunos componentes en la configuración anterior, que dedicar una fuente exclusiva para el voltaje permanente. Sin embargo, cabe hacer la aclaración de que este tipo de arreglos se incluyen únicamente en aparatos muy modernos, puesto que sólo son costeables si la corriente que maneja la fuente permanente es muy reducida, lo cual es posible gracias al empleo de circuitos de tecnología CMOS.

También podemos ubicar la terminal 32, que corresponde al voltaje de encendido (RL-DRIVE), el cual va hasta el transistor Q601, encargado de excitar al relevador de encendido RY601, permitiendo el paso de la energía hasta la fuente de B+. Por lo que corresponde a esta fuente, podemos observar que sigue fielmente la configuración teórica ya explicada: incluye un puente rectificador, una etapa de filtrado y un regulador de voltaje, del cual se obtiene fielmente el nivel de B+, que en este caso es de 135 Volts.



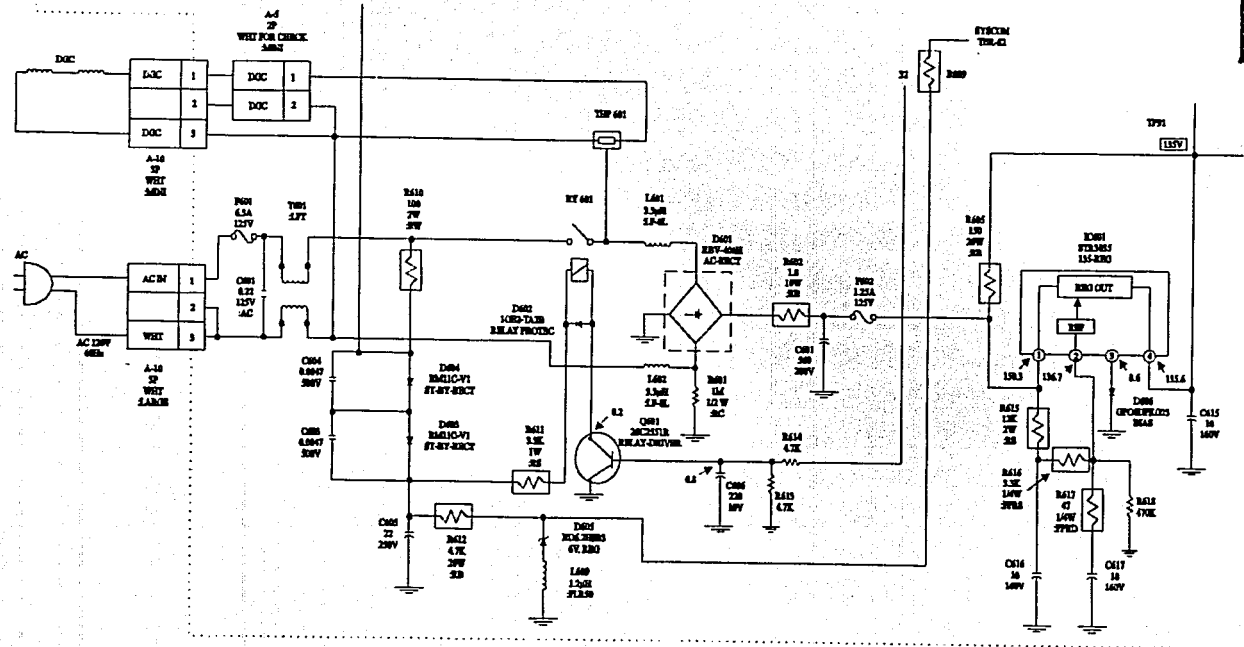


FIGURA 4.20 DIAGRAMA DE UNA FUENTE REGULADA

Es importante que advierta la presencia de una resistencia en paralelo con el regulador que viene siendo R605, la cual absorbe buena parte de la corriente que maneja el aparato, evitando así que toda la caída de voltaje se lleve a cabo en el regulador. Si se sigue el trayecto del voltaje B+ encontrará que llega hasta la terminal 4 del transformador de alto voltaje T504, que es el extremo del primario del Fly-back. Su otro extremo que es la terminal 5 va hacia el transistor conmutador Q551, el cual se enciende y apaga sincronizadamente con la frecuencia horizontal de la señal de vídeo.

#### 4.3.2 Localización de fallas en una fuente de alimentación regulada.

La fuente convencional de un televisor es un circuito relativamente sencillo, cuyo servicio no representa grandes dificultades. No obstante, existen algunos puntos finos que deben considerarse para realizar un buen trabajo.

Conviene mencionar que la reparación de la fuente de poder de un televisor es ligeramente más compleja que la de una videograbadora, tanto por los diferentes voltajes que se manejan (por ejemplo, en estas máquinas el nivel más alto es de 33 Volts, para alimentar el display fluorescente, mientras que en un televisor puede llegar a más de 25,000 Volts, necesarios para excitar el ánodo del cinescopio) como por las variantes propias de los circuitos, como se ve en la figura 4.21.

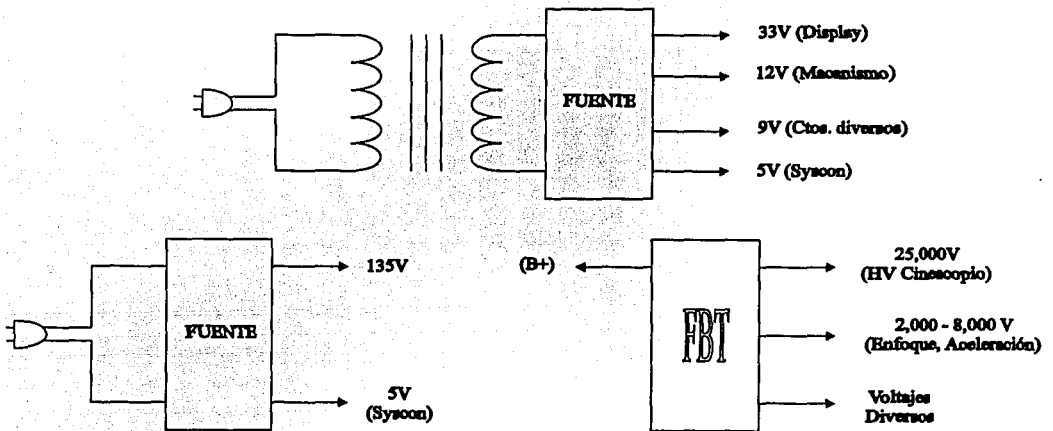


Figura 4.21 Diferentes fuentes de poder.

En la figura 4.22 se muestran, en forma de diagrama de flujo, los pasos a seguir para aislar fallas en esta sección, se debe tomar en cuenta que es un método de aplicación general, válido para cualquier tipo de fuente convencional, modelo de televisor y formato; por lo tanto si se aplica de manera correcta, se podrá obtener resultados positivos con una aproximación de un 90%.

TESIS CON  
 FALLA DE ORIGEN

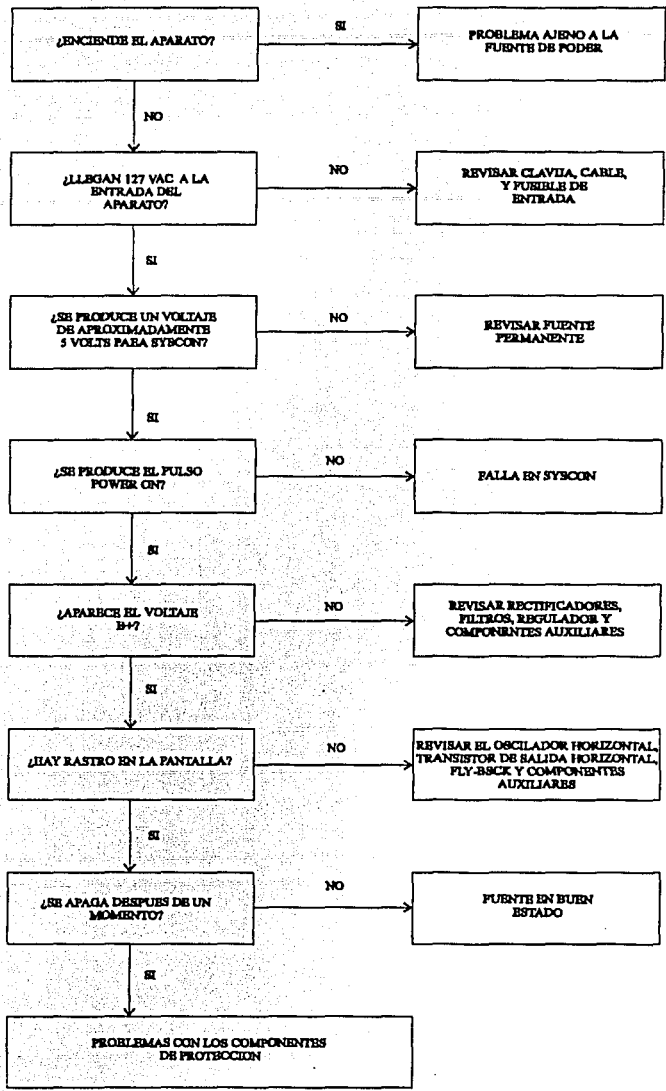


FIGURA 4.22 DIAGRAMA DE FLUJO PARA AISLAR FALLAS EN UNA FUENTE DE ALIMENTACION REGULADA

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

#### 4.3.2.1 Precauciones que se deben tomar.

Como existen secciones que manejan voltajes muy altos, se recomienda que se use el instrumental adecuado y que aterrice convenientemente al banco o área de trabajo, para evitar que de forma accidental se produzca un corto circuito hacia la tierra física. También se procura utilizar un transformador aislante de la línea como se muestra en la figura 4.23, puesto que varios aparatos emplean un voltaje vivo como su nivel GND. Otras precauciones adicionales que deben tomarse en cuenta son las siguientes:

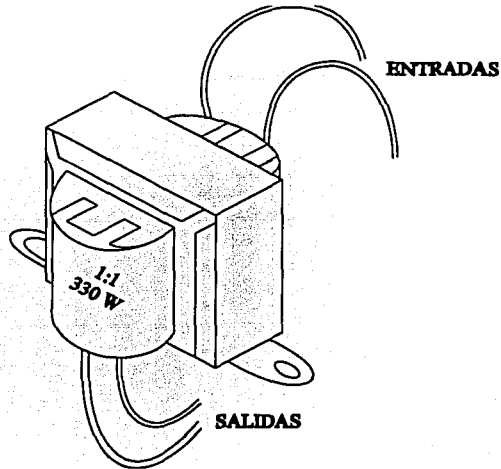


Figura 4.23 Transformador aislante de línea.

1. Evitar utilizar relojes metálicos, esclavas o anillos.
2. Utilizar zapatos con suela de goma o trabajar en un piso no conductor de electricidad, por si se llega a tocar con los dedos desnudos un nivel vivo, no se vaya a producir un regreso a tierra por el cuerpo. Esto es potencialmente peligroso para cualquier persona, aunque especialmente para quienes padecen alguna afección cardíaca.
3. Nunca tratar de medir el voltaje del ánodo de la pantalla, ni utilizar puntas de prueba inseguras que puedan resbalar y ocasionar corto circuito.
4. Se deben emplear refacciones originales o sustitutos exactos.

#### 4.3.2.2 Tipos de falla.

En general, no se puede hablar de fallas comunes en fuentes de poder, ya que es una etapa que llega a presentar problemas en muy diversos puntos, por lo que a veces no sucede con otras secciones del televisor, en las que fácilmente se localiza el origen de la falla.

Y no obstante que las fallas en las fuentes de poder van desde un fusible abierto hasta el Fly-back completamente fundidos, pasando por todas y cada una de las etapas intermedias, en un buen número de casos, aunque no en la mayoría, los problemas se presentan en el transistor de salida horizontal y en el regulador de B+.

Como rutinas generales, se empieza por verificar el estado de los diodos zener, de la resistencia de mediana y de alta potencia y de los condensadores encargados del filtrado. También se debe revisar cuidadosamente la operación de los circuitos de apoyo a la fuente, como son: Syscon, oscilador horizontal circuitos de protección, etc.

En resumen, antes de comenzar a sustituir piezas sospechosas, eliminar por completo las posibles causas externas de falla de fuente.

## 4.4 FUENTES DE ALIMENTACION CONMUTADAS.

En las secciones anteriores analizamos los principios de operación de las fuentes convencionales en un televisor moderno. En esta sección hablaremos de las fuentes conmutadas o SMPS (por las siglas en ingles de Switching Mode Power Source), considerando también los circuitos específicos de un televisor moderno.

Cabe mencionar que la aplicación de las fuentes conmutadas se ha generalizado rápidamente gracias a su amplio rango de flexibilidad respecto a variaciones del voltaje de alimentación. No obstante su amplio uso, es uno de los temas que mayor confusión suscita entre el personal dedicado al servicio, por lo que más adelante presentaremos un procedimiento de localización de fallas.

### 4.4.1 Tipos de fuentes conmutadas.

Las fuentes conmutadas son circuitos cuyo objetivo final es (igual que la parte regulada simple), proporcionar a los diversos bloques de un aparato los voltajes y corrientes necesarios para su correcta operación.

La diferencia principal entre ambos circuitos, estriba en que las fuentes reguladas simples suelen ser poco eficientes en su proceso de conversión y regulación de voltajes, generando importantes pérdidas de potencia en forma de calor; además son muy rígidas y su funcionamiento se ve rigurosamente afectado por variaciones en el voltaje de línea. Por el contrario, las fuentes conmutadas producen múltiples voltajes perfectamente regulados, minimizando por consecuencia la pérdida de potencia por calor; además son más resistentes a variaciones en la línea de A.C., llegando a comportarse adecuadamente en rangos que pueden variar incluso en más de 40 Volts (una fuente conmutada típica tolera variaciones de entre 90 Volts A.C. y 135 Volts A.C.).

Prácticamente, la única desventaja de las fuentes de tipo conmutado es que su construcción es más compleja, y por consiguiente su implementación en aparatos electrónicos de consumo es más costosa. En la actualidad se emplean varios tipos de fuentes, pero en televisores y videograbadoras se utilizan principalmente de tipo PAM (Pulse Amplitude Modulation = Modulación por amplitud de pulsos) y las PWM (Pulse Width Modulation = Modulación por ancho de pulso). Cada una de ellas posee características que las hacen ideales para ciertas aplicaciones, aunque sin duda alguna las fuentes tipo PWM están alcanzando una mayor aceptación entre los distintos fabricantes.

Antes de estudiar el principio de operación de estas fuentes, veamos un aspecto que resulta vital para la plena comprensión de estos circuitos; nos referimos al concepto de voltaje promedio.

Sabemos que la línea de alimentación en México y en la mayoría de los países del continente Americano, se tiene un voltaje de 115 VAC; sin embargo, cuando medimos el voltaje de línea con un multimetro en posición DC, se observa que la indicación en la pantalla del multimetro es igual a cero. Entonces, ¿de donde salen los 115 VAC que especifican los manuales técnicos?, Veamos.

Cuando se realizaron los primeros experimentos con electricidad, los científicos sólo trabajaban con corriente directa, la cual obtenían de pilas, generadores, etc. Por lo tanto, toda la notación relacionada con electricidad sé penso tomando en cuenta una alimentación de DC. Al cabo de los años, se demostró que para la transmisión y distribución de energía eléctrica, la corriente alterna presentaba múltiples y variadas ventajas sobre la corriente directa, por lo que finalmente termino por imponerse este tipo de suministro. Pero como el personal especializado en el manejo de electricidad estaba acostumbrado a manejar corriente directa, se busco un método de representar a la AC como si fuera un voltaje de DC.

#### 4.4.1.1 Fuentes tipo PAM.

Como lo indica su nombre, las fuentes conmutadas tipo PAM se basan en el control de la amplitud de los pulsos a su salida, función que realizan mediante un conjunto de circuitos y dispositivos especiales que permiten variar la salida de voltaje de un transformador con una configuración muy particular de embobinados, según se muestra en la figura 4.24.

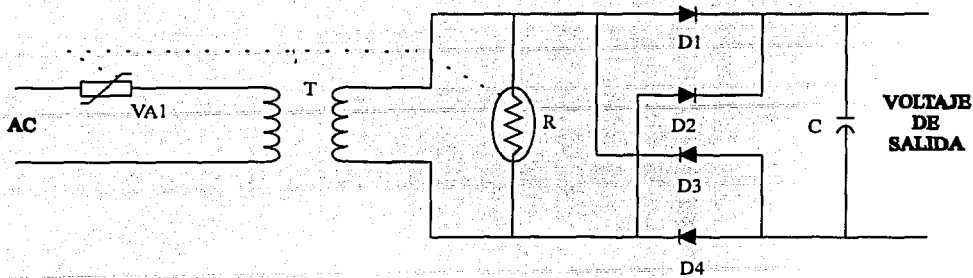


Figura 4.24 Fuente tipo PAM con resistencia y varistor.

En el transformador T de esta configuración existe en el primario un varistor VA1, y el secundario va acoplado a una resistencia de potencia R, cuya función se describe a continuación: cuando el voltaje a la salida aumenta por encima de los valores especificados, la resistencia incrementa su temperatura, induciendo también el aumento de la resistencia interna del propio varistor, lo que a su vez reduce la magnitud de corriente y voltaje que llega al embobinado, haciendo que disminuya el voltaje de salida y que se compense la variación inicial.

El voltaje del transformador es rectificado por los diodos, filtrado por el capacitor para tener el voltaje de salida y enviado al circuito de switcheo, de donde sale una señal pulsante, en la cual la altura de los pulsos quedará determinada por la amplitud del voltaje del transformador. Y como la duración de los pulsos es siempre constante, controlando el nivel de voltaje obtenido del transformador es posible generar casi cualquier voltaje a la salida del circuito conmutador; y no sólo eso, gracias a la característica de realimentación que existe, el circuito es capaz de detectar y corregir los desniveles que pudieran presentarse en el voltaje de alimentación de AC.

Actualmente se está eliminando la configuración de resistencia y varistor, debido principalmente a que se desperdiciaba una potencia considerable en la resistencia de potencia. En lugar de ello se está usando un embobinado de control que induce un campo magnético en contra sentido como se observa en la figura 4.25.

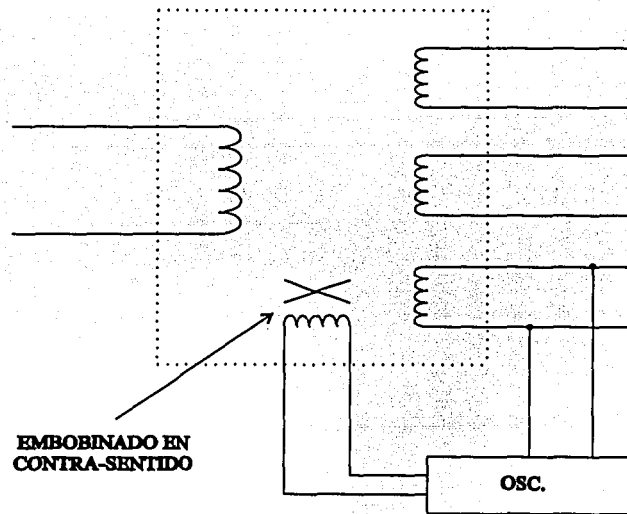


Figura 4.25 Embobinado de control en contrasentido.

Dicho embobinado está controlado por un oscilador en el extremo secundario del transformador, de modo que si un momento de voltaje de salida sube por arriba de las especificaciones de trabajo, el campo magnético en contra sentido aumenta y hace disminuir la salida de voltaje; y por el contrario, si el voltaje de salida es muy bajo, el campo opuesto de la bobina auxiliar será muy pequeño, induciendo un voltaje mayor a los embobinados de salida, manteniéndose siempre un nivel adecuado de salida.

Este método tiene la ventaja de que desperdicia menos potencia que el anterior, por lo que diversos fabricantes lo están implementando en sus aparatos, sobre todo en receptores de TV a color.

#### **4.4.1.2 Fuentes tipo PWM**

En realidad, las fuentes conmutadas del tipo PWM son las que mayor aplicación han alcanzado, llegando a utilizarse en muy diversos campos de la electrónica, que van desde equipo industrial hasta computadoras, aparatos electrodomésticos y otras aplicaciones que no hace muchos años estaban reservadas a las fuentes reguladas simples.

Si bien la tecnología de las fuentes conmutadas es compleja, su mejor funcionamiento se ha conseguido básicamente por los avances de la tecnología digital, por la disminución en el costo de diseño y manufactura de los circuitos integrados controladores y por el desarrollo de la electrónica de potencia.

Uno de los factores principales relacionados con las ventajas tecnológicas de que es de donde salen los voltajes para alimentar las diversas partes del aparato.

El aislamiento, a su vez, es recomendable para evitar que cualquier ruido en la línea de AC pueda perjudicar a los circuitos del equipo, y también para impedir que el ruido electromagnético producido por sus circuitos salga hacia la línea de AC, pudiendo interferir con otros aparatos. La etapa de filtrado es la encargada de obtener el valor promedio de voltaje de los pulsos a la salida del transformador. Por lo general, tan sólo se trata de un arreglo de diodos y capacitores conectados en una configuración rectificador-filtro para obtener el voltaje de DC requerido, aunque en ocasiones se incluyen bobinas en serie con los diodos para reducir aún más el rizo a la salida. En realidad, esta etapa no merece mayores explicaciones.

#### **4.4.2 Servicio a fuentes conmutadas en TV a color**

A estas alturas, queda claro que el principio de operación de una fuente conmutada es significativamente distinto al de una fuente regulada simple, lo cual necesariamente se traduce en procedimientos de servicio claramente diferenciales para estos circuitos de alimentación.

Un aspecto importante a señalar es el siguiente: mientras que en las videograbadoras cuya fuentes conmutadas ha sufrido alguna avería es posible sustituir el modulo completo, en un televisor esta opción no siempre puede completarse, por que en la mayoría de los casos el circuito respectivo forma parte estructural de la tarjeta principal. En otras palabras, si un televisor la fuente no puede ser reparada por algún motivo quedará inservible.

De hecho, lo anterior puede comprobarse con una simple inspección de ambos aparatos. A continuación vamos a describir un procedimiento para detectar y corregir averías en este tipo de fuentes, así como otros aspectos relacionados con el servicio.

##### **4.4.2.1 Procedimiento de localización de fallas**

Como hemos dicho anteriormente, para dar mantenimiento a cualquier aparato es conveniente seguir un método ordenado. Concretamente, para la reparación de las fuentes conmutadas deben seguirse una serie de pasos lógicos que se muestran en la figura 4.26.

Se observa también la figura 4.27, en la cual están claramente indicados los puntos a comprobar, ya sea con el multimetro o con el osciloscopio; también se indican algunos valores que se consideran casi como un estándar internacional.

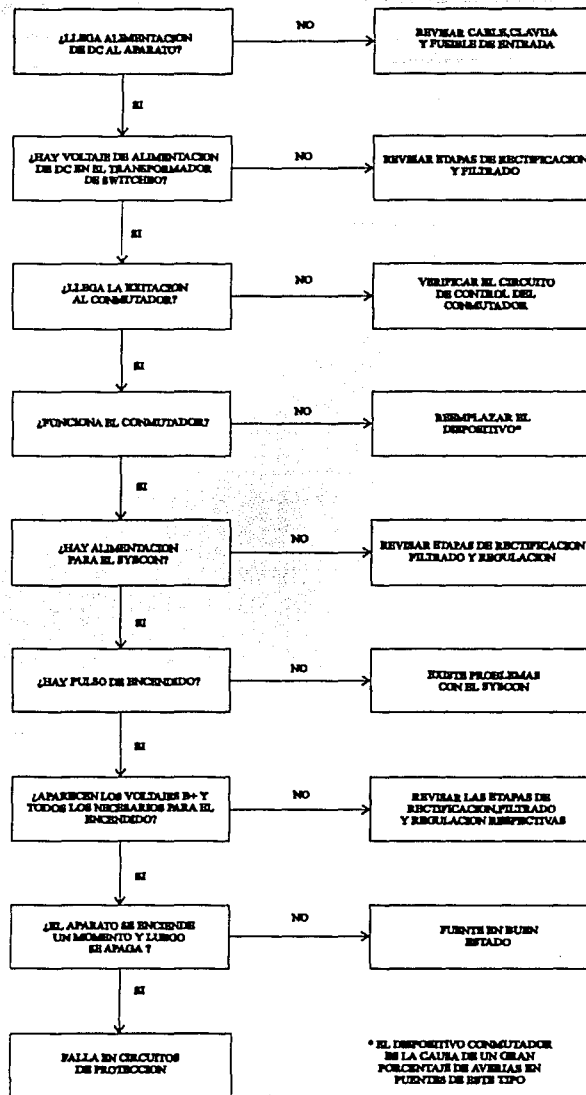


FIGURA 4.26 DIAGRAMA DE FLUJO PARA AISLAR FALLAS EN UNA FUENTE PWM.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN



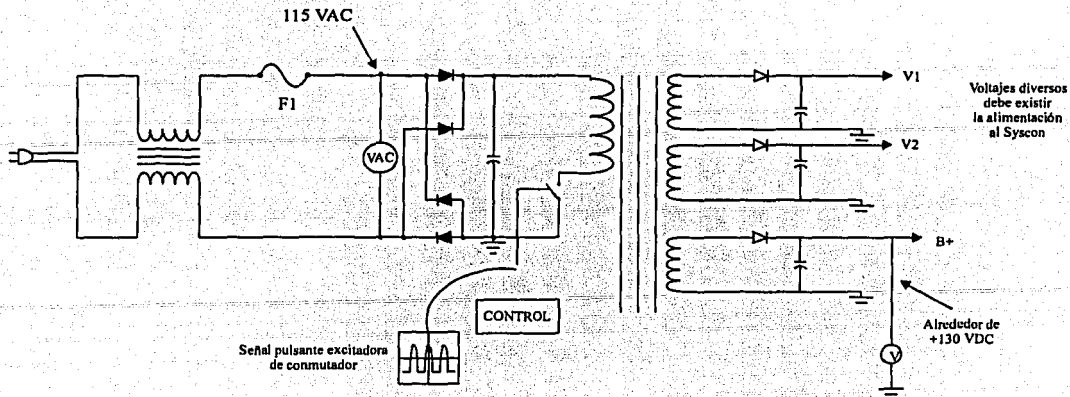


Figura 4.27 Puntos de prueba para el voltaje y señal en una fuente.

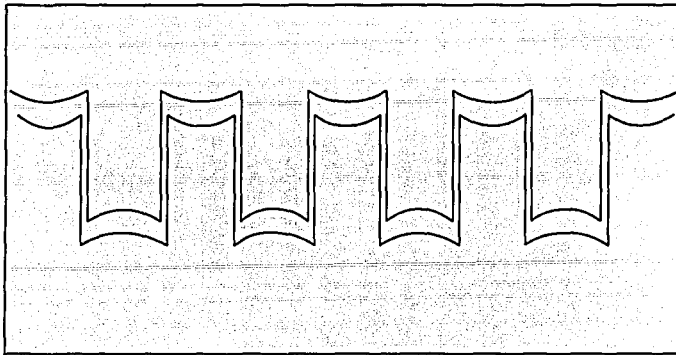
En primer termino se debe verificar la presencia de voltaje de alimentación, con lo que deben quedar descartados la clavija, el cable y el transformador supresor de ruido como causas del problema. Se debe checar también el estado del fusible protector de entrada F1.

Posteriormente se pasa a la etapa de rectificación y filtrado, de donde se debe obtener un voltaje alrededor de 170 Volts (países con alimentación de 115 VAC) o de alrededor de 300 Volts (países con alimentación de 220 VAC). Si hasta aquí no se ha detectado ninguna avería, se debe realizar una serie de pruebas ligeramente más complicadas, de las cuales hablaremos enseguida.

Pasando a la etapa conmutadora. Esta sección queda comprendida por el transistor interruptor y su circuito controlador, así como por todos los elementos auxiliares que los rodean. Es precisamente aquí donde surge la mayor parte de problemas; de hecho, se ha comprobado que alrededor del 80% de las fallas en fuentes, obedecen a problemas con el transistor conmutador, que al abrirse impide la circulación de corriente por el embobinado primario y por consiguiente la inducción hacia los secundarios, inhibiendo por lo tanto el funcionamiento general de la fuente. Otros elementos que también llegan a fallar con cierta frecuencia son los fusibles y los diodos zener de protección.

Una manera rápida de verificar si el transistor está funcionando, consiste en acercar la punta de prueba del osciloscopio hacia el transformador de alta frecuencia que se incluye en toda fuente conmutada. En caso de que este transistor se encuentre operando, la inducción que se genera entre el transformador y la punta, será suficiente para que en la pantalla del osciloscopio se despliegue una forma de onda similar a la que se muestra en la figura 4.28. Conviene insistir en que la punta de prueba sólo debe acercarse al transformador y no conectarse al transformador.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN



TESIS CON FALLA DE ORIGEN

Figura 4.28. Forma de onda generada por la inducción del transformador.

Si el conmutador no tiene problemas, es momento de revisar las etapas encargadas de la rectificación y filtraje de los voltajes obtenidos en los secundarios, especialmente el que genera los 5 Volts que van al sistema de control, puesto que de no existir dicho voltaje el microcontrolador no podrá expedir el pulso de encendido, y el televisor queda inactivo.

Si este voltaje es correcto, entonces se comprueba la existencia del pulso de encendido y la aparición del resto de los voltajes, especialmente el de B+, que será el encargado final de producir la tensión necesaria para el cinescopio o pantalla (por medio del Fly-back), así como la deflexión de los haces electrónicos.

#### 4.4.2.2 Recomendaciones

El servicio a fuentes conmutadas es más riesgoso que el de fuentes convencionales, sobre todo porque los voltajes que se manejan suelen ser mucho más altos. En primer lugar, nunca se debe realizar mediciones en el área activa de la fuente sin contar con un transformador de aislamiento, como el que se observa en la figura 4.57, que impida peligrosos regresos de voltaje por los cables de los instrumentos de medición (este punto es especialmente crítico cuando se vayan a realizar mediciones con osciloscopio, puesto que la mayoría de los instrumentos están perfectamente aterrizados y pueden ocasionar peligrosos corto circuitos si se conecta directamente hacia el extremo vivo de la línea).

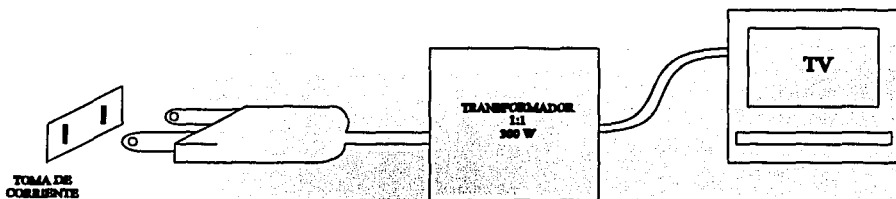


Figura 4.29 Diagrama esquemático mostrando un transformador de aislamiento.

Se debe procurar tener a la mano puntas de prueba reductoras (se recomienda el factor X10 que traen regularmente los osciloscopios), ya que en el transistor interruptor se producen voltajes que pueden exceder el límite máximo de entre 300 Volts y 600 Volts del osciloscopio, y por consecuencia dañar el instrumento. En realidad, no es necesario conectar físicamente la punta de prueba al colector del transistor; basta con acercarla lo suficiente para que la inducción magnética se refleje como una señal en la pantalla.

Lo mismo se puede aplicar si se desea revisar con osciloscopio el funcionamiento del transistor de salida horizontal: basta con acercar la punta de prueba a las proximidades del Fly-back para que la inducción magnética genere una forma de onda que nos dará una idea bastante aproximada del voltaje en el colector del transistor de salida horizontal.

También se debe evitar portar anillos, esclavas o relojes metálicos que pudieran atraer descargas o provocar corto circuito entre componentes. Igualmente, no se debe explorar con los dedos húmedos en el interior de los bloques de la fuente, y se debe procurar evitar que alguna parte del cuerpo tenga conexión directa a tierra física.

Al momento de reemplazar componentes se debe procurar que sean de la misma matricula o sustitutos exactos, ya que estas piezas trabajan en condiciones muy críticas y los circuitos por lo general están diseñados para funcionar adecuadamente con cierta combinación de partes, de tal manera que un cambio en las condiciones de operación, por mínimo que este sea, puede alterar el trabajo de la fuente.

Però un detalle que no se ha mencionado y que conviene tener presente, es que las fuentes conmutadas por lo general tienen un doble punto de referencia. En la figura 4.30 se muestra con un símbolo distinto la tierra del primario del transformador de alta frecuencia y la que se encuentra en el extremo del secundario. Esto obedece a que la mayoría de las fuentes siguen este patrón, aislando por completo la sección conectada directamente a la línea con el resto del aparato. Por lo tanto, cuando se realicen mediciones de voltaje en el extremo primario, se debe colocar la punta de referencia GND en la tierra correspondiente, ya que de lo contrario las lecturas obtenidas serán completamente erróneas.

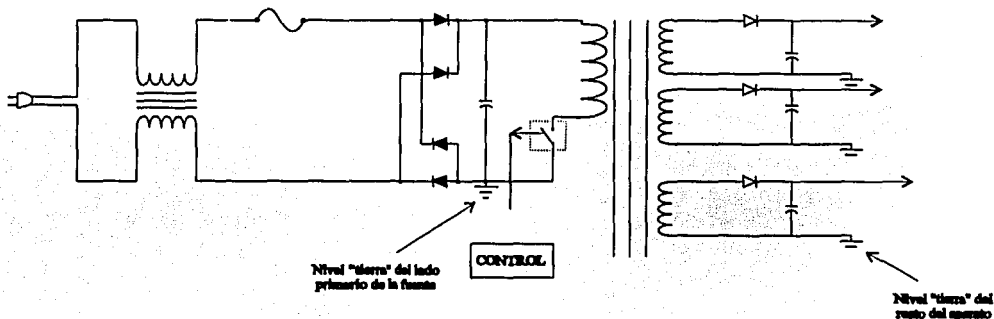


Figura 4.30 Diagrama que muestra el nivel de tierra en el primario de la fuente.

Por último, como ya mencionamos, el componente que con mayor frecuencia se daña es el transistor conmutador, ya que es un dispositivo especial con características de conmutación rápida y alto voltaje. En aparatos recientes, incluso se han empleado MOSFET'S de potencia o tiristores conocidos como GTO, los cuales no se consiguen tan fácilmente en el mercado. Sin embargo, pueden sustituirse por dispositivos similares calculando cuidadosamente las características del original, apoyándose en manuales.

#### 4.5 Circuitos de fuentes conmutadas en televisores SONY.

Este apartado es un extracto de información técnica publicada por SONY para el personal de servicio electrónico. El objetivo es hacer una descripción del funcionamiento de la fuente conmutada que se emplean en los televisores con chasis FN, de los cuales el modelo representativo es el KV-27XBR35. Al respecto, se trata en detalle la función de los componentes más importantes en la estructura de la fuente, y se presentan también algunos oscilogramas típicos en puntos representativos.

Este apartado resulta de especial importancia para quienes se enfrentan cotidianamente a la reparación de televisores con fuentes conmutadas, ya que las explicaciones nos permitirán abarcar circuitos similares de otros modelos y fabricantes. Por tanto es recomendable, que se lea cuidadosamente este apartado, cotejando las figuras anexas; seguramente le serán resultas muchas dudas.

##### 4.5.1 Generalidades.

Las fuentes conmutadas resultan muy superiores en rendimiento y funcionamiento a las fuentes reguladas convencionales, por lo que cada vez su aplicación es mayor en diversos aparatos electrónicos. En el caso de los receptores de TV, existe una situación muy particular, dado que se requieren dos fuentes distintas: una

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

permanente de bajo voltaje y una de encendido de alto voltaje. Aunque tradicionalmente ambas fuentes se encontraban separadas, en los modernos televisores Trinitron de Sony se han combinado en una sola, de una forma realmente ingeniosa, según tendremos oportunidad de ver más adelante.

En estos aparatos, al igual que en la mayoría de televisores modernos, la fuente de poder se divide en varias subestaciones, mismas que se pueden agrupar en dos bloques: fuente de poder principal, encargada de recibir la AC de la línea, y la fuente que se desprende de la operación del transformador Fly-back.

A su vez, la fuente de poder principal se divide en cuatro grandes bloques como se observa en la figura 4.31:

1. Rectificadores de AC a 60 Hz y la etapa osciladora.
2. Transformador de espera (Standby) T604 y rectificadores.
3. Transformador principal T604 y rectificadores.
4. Etapa reguladora de corriente.

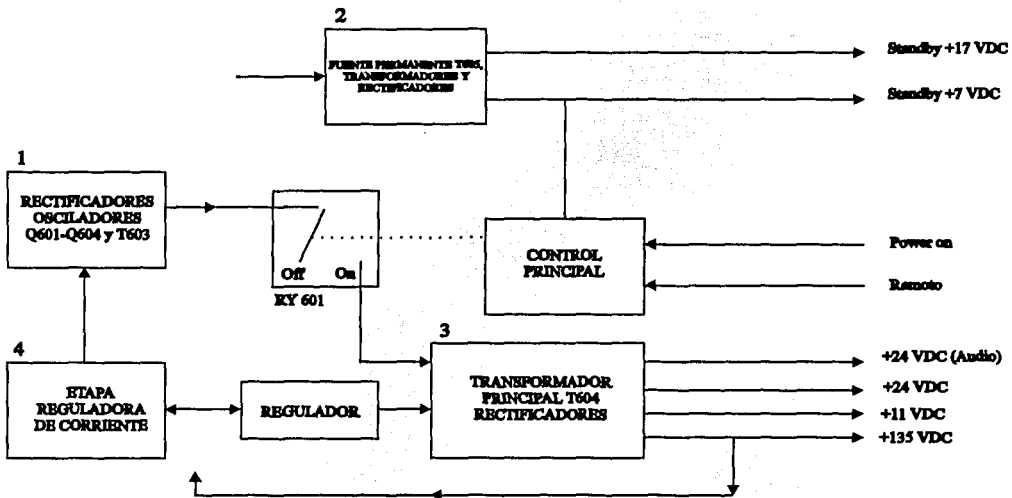


Figura 4.31 Diagrama a bloques de la fuente de poder principal.

Cuando la unidad es conectada a la línea, los dos primeros bloques se utilizan para generar los voltajes +7 y +17 Volts de DC de espera. El bloque toma el voltaje de línea de AC a 60 Hz, lo rectifica y lo usa para hacer funcionar un oscilador de 140 KHz. La salida del oscilador, a través de T605 de espera en el segundo bloque. El voltaje obtenido en el secundario de T605 se rectifica para producir los dos voltajes de Standby, que están siempre presentes mientras el aparato esté conectado a la línea.

El voltaje de Standby +7 Volts es regulado a 5 Volts de DC y aplicado al circuito integrado de control principal, y también se usa para resetear este mismo circuito al momento de conectar el aparato. El sistema de control puede ahora responder a la orden de encendido, ya sea del remoto o del panel frontal. Cuando el control principal enciende el televisor, energizando el relevador RY601, la señal del oscilador utilizada para generar los voltajes de espera también llega a T604 (Transformador principal) y a sus rectificadores (tercer bloque). T604 produce a su salida cuatro voltajes +B en sus rectificadores para encender al aparato.

En el cuarto bloque, el regulador de corriente monitorea la corriente consumida por la línea de B+ (135 Vdc) que alimenta a la etapa de salida horizontal. Si en la pantalla aparece una imagen muy brillante, se consume más corriente. En la mayoría de los televisores, un aumento en la corriente significa una ligera caída de B+; que se compensa por medio del regulador de voltaje. En este aparato, el regulador se usa para aumentar la corriente sin afectar el voltaje. La etapa reguladora de corriente mantiene el voltaje variando las condiciones de oscilación del transformador T604 bajo cargas variables, y esto se logra acoplado los embobinados del transformador oscilador T603. Lo anterior se comprende mejor con ayuda de la figura 4.32.

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

**TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN**

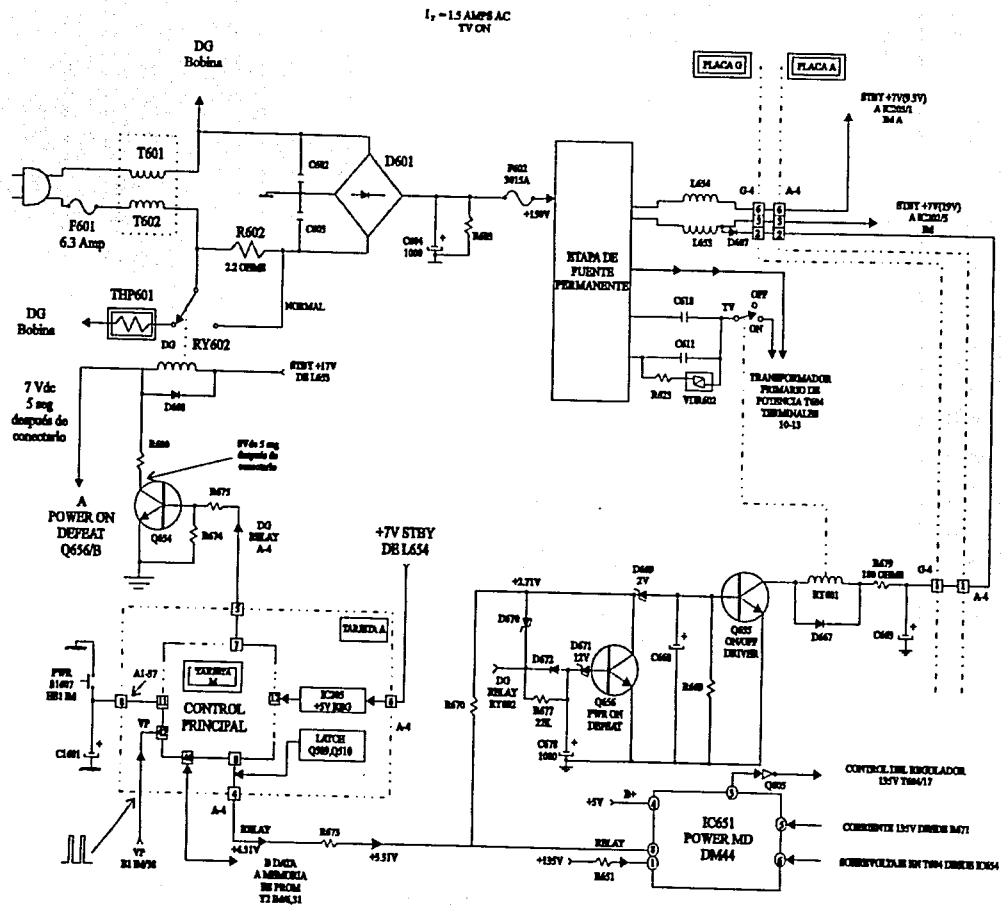


Figura 4.32 OPERACION DE ENCENDIDO

## 4.5.2 Fuente permanente.

Para este apartado vamos a basarnos en la figura 4.32. Cuando estos aparatos son conectados a la línea de alimentación, RY602 aplica el voltaje a través del termistor THP601, hacia la bobina desmagnetizadora, Pasados 5 segundos, el relevador se desactiva. Simultáneamente con la desmagnetización, se aplica potencia al circuito oscilador, el cual produce los voltajes +7 Volts y +17 Volts permanentes. El voltaje de +17 Volts se aplica al regulador de +12 Volts (IC202) en la placa P3, correspondiente al segundo sintonizador PIP, y el voltaje de +7 Volts va hacia el regulador de +5 Volts en la placa A. Esta fuente de 5 Volts es la que alimenta al control principal en la placa M, el segundo sintonizador PIP en la placa P3 y a la memoria EEPROM en la placa Y2. Estas tres secciones están alimentadas siempre que el aparato se encuentre conectado a la línea.

Es importante la circuitería desmagnetizadora en el bloque de potencia, debido a que una falla en esta etapa puede inhabilitar al aparato.

El corazón de la fuente permanente es el oscilador que funciona continuamente mientras el aparato esté conectado a la línea de 120 VAC. Este oscilador está formado por dos pares de arreglos de transistores conectados como Push-Pull, excitando al transformador T605.

Un par de transistores excitadores, Q601 y Q602, se encienden y apagan alternativamente, aplicando una señal de excitación casi senoidal en un extremo del transformador T605 (terminal 8). El otro par de transistores, Q603 y Q604, también actúan de igual forma, excitando el otro extremo del transformador (terminal 6). El control de tiempo de estos cuatro transistores está dado por T603. La conmutación de éstos se aplica al primario de T605, una señal de +140 Volts, a 141 KHz con forma casi senoidal. Las salidas de los secundarios son rectificadas y producen los voltajes de +7 y +17 Volts, y se envían a las placas P3 y A.

### 4.5.2.1 Operación

Cuando el aparato se conecta por primera vez a la línea, el voltaje de AC se aplica al puente rectificador D601 después de atravesar el filtro de ruido, compuesto por T601, T602, C602 y C603. Como se observa en la figura 4.33.

El voltaje a la salida del puente (alrededor de +150 Vdc) se aplica a través del fusible F602 a los colectores de Q601 y Q603, y también llega cruzando por R606 a la base de Q601, encendiéndolos. Cuando Q603 se enciende, su voltaje de emisor crece hasta alcanzar los 150 Volts, y entra a T605 por su terminal. La corriente fluye por el primario de T605 de su terminal 6 a la 8 y a través de las terminales 1 y 2 de T603. Este voltaje creciente se aplica al emisor de Q601, a C613, al colector de Q602 y a R604. Inicialmente, C613 aterriza este voltaje, permitiendo completar el flujo de corriente. Pero es necesario notar también que el voltaje alimenta a R604, lo cual va hacia la base de Q602 y lo enciende, completando el trayecto de corriente hacia la tierra. El alto voltaje en el emisor de Q601 polariza en reversa su unión base-emisor y lo apaga.

Cuando el voltaje a través de los embobinados primarios de T603 alcanza su máximo durante este ciclo, no se induce corriente en los otros embobinados. Esto se debe a que no existe intercambio de energía entre primario y secundario. Como no hay cambios posteriores, tan solo aparece una corriente de DC continua.

Cuando el campo magnético dentro de T603 se colapsa, provoca que los transistores que se encuentran encendidos se apaguen, generando oscilación. Como Q603 y Q602 se han apagado, Q601 se enciende gracias a su voltaje de base que viene de R605. Al momento de encenderse Q601, aparecen los 150 Volts en su emisor. Este voltaje se aplica a T603 (terminales 2 y 1) y a T605 (terminal 8), comienza a aparecer en la terminal 6 de T605, y se aplica al colector de T604, a C615 y a R606. C615 permite inicialmente el paso de corriente hacia tierra, pero mientras se carga, el voltaje aumenta en R606, alimentando la base de Q604 y encendiéndolo, con lo que se completa el trayecto de corriente hacia tierra. Ahora que la corriente a través del primario de T605 se ha invertido, también sucede lo mismo con la que circula en el primario de T603, generando en sus secundarios unos pulsos que apagarán a Q601 y a Q604, iniciándose así el ciclo. Por lo tanto, el dispositivo que realmente controla la oscilación es T603.

Los diodos de alta velocidad en la base de los cuatro transistores Q601-604, se colocan para protegerlos de los voltajes inversos que generan los embobinados al momento de desenergizarlos. Los condensadores entre colector y emisor en estos mismos transistores son para suprimir los picos de voltaje que pudieran exceder las especificaciones del dispositivo y dañarlo.

**TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN**

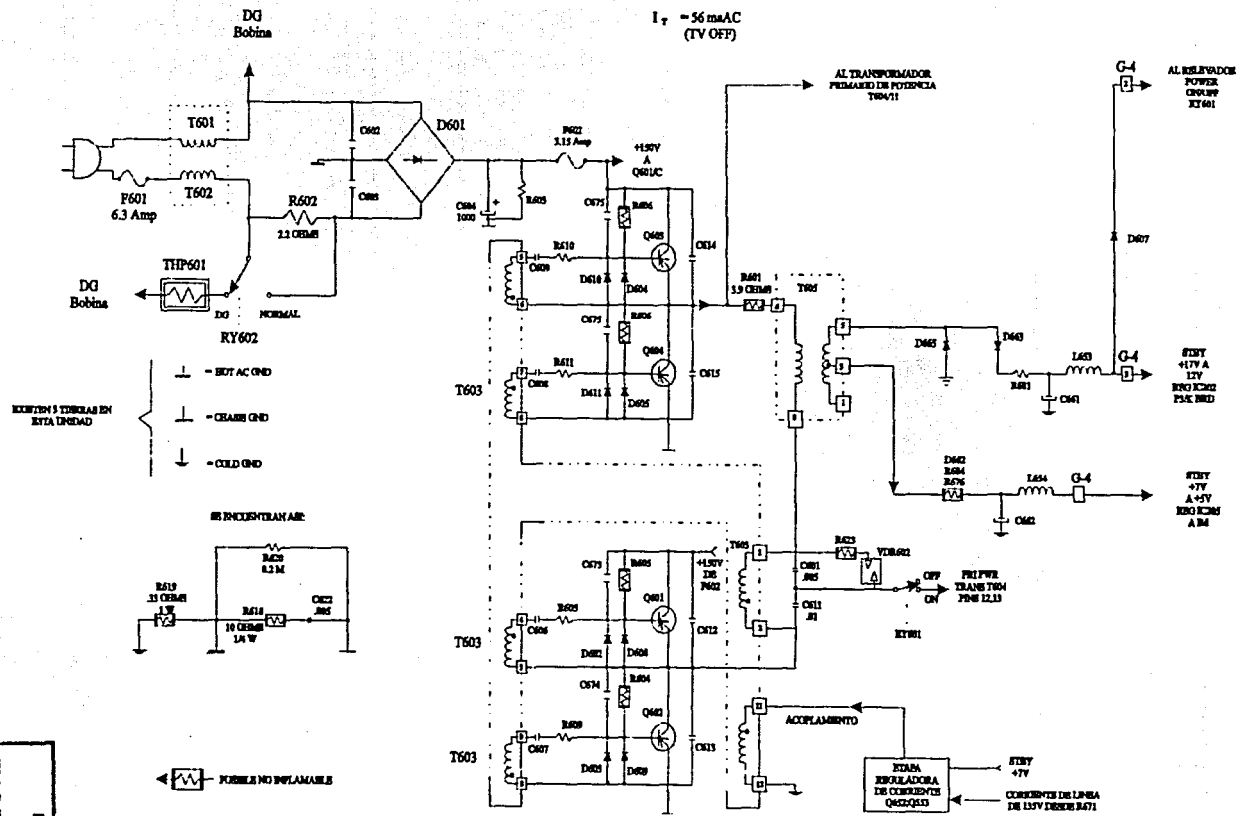


Figura 4.33 FUENTE PERMANENTE

La corriente que fluye dentro del transformador de la fuente permanente T605 acoplado de primario a secundario, se aplica a los rectificadores D663 y D665. El primero está en serie con el embobinado secundario de T605 (terminales 3 y 5) para producir un voltaje permanente de +7 Volts que pase a través de R676 y L654. Esta fuente abandona la placa G en la terminal 6 de G-4, y se aplica al regulador de 5 Volts (IC205) en la placa A.

Los +17 Volts permanentes también se generan en el secundario de T605, en una configuración dobladora de voltaje. La terminal 3 de T605 está conectada a la fuente permanente de +7 Volts, manejado por el condensador C662. El embobinado existente entre terminales 3 y 5 de T605 añade un voltaje de AC a los +7 Volts, y el resultado se rectifica con D663. Este voltaje se filtra por medio de C661 para producir el voltaje de +17 Volts permanentes, el cual pasa a través de R681 y L653 para abandonar la placa G en la terminal 4 del conector G-4, que va hacia la placa P3.

El embobinado entre las terminales 11 y 12 de T603, se usa para regular el acople de esta sección sólo cuando el aparato está encendido. Un corto circuito en esta etapa puede producir que la frecuencia de oscilación se dispare de 127 KHz hasta 190 KHz.

#### 4.5.2 Detección de fallas

Basándonos en las figuras 4.32 y 4.33, cuando el aparato es conectado a la línea por primera vez, los voltajes permanentes de +7 y +17 Volts deben aparecer en aproximadamente  $\frac{1}{2}$  segundo. El voltaje de +7 Volts se aplica al regulador de +5 Volts (IC205) en la placa A, y su salida se envía al control principal en la placa M. Cuando el control principal recibe el voltaje, se resetea; y posteriormente expide una orden momentánea hacia el relevador de la bobina desmagnetizadora (RY602), colocándolo en posición normal (bobina apagada), y produciendo un clic audible al momento de cambiar de posición.

Aproximadamente  $\frac{1}{4}$  de segundo después, el control principal ejecuta la función desmagnetizadora, colocando a RY602 en su posición DG por 5 segundos. Finalmente, RY602 se desenergiza, apagando la bobina desmagnetizadora. Se debe recordar que cada acción del RY602 está acompañada por un clic, pero una vez terminado el ciclo de desmagnetización, no deben escucharse más clics a menos que se desconecte y vuelva a conectar el aparato.

Los voltajes permanentes de +7 y +17 Volts deben aparecer aproximadamente  $\frac{1}{2}$  segundo después que se haya conectado el aparato. Se deben checar en el conector G-4 las terminales 3 y 6 en la parte derecha de la placa G. Si estos voltajes no aparecen, el aparato no podrá encenderse.

Se puede comenzar a detectar la falla, haciendo lo siguiente:

1. Removiendo las cargas de la placa G, desconectando los conectores G-3 y G-5.
2. Desconectando el aparato de la línea de alimentación.
3. Revisando los fusibles F601 y F602.

Un fusible abierto es síntoma de que algún componente está en corto. Si el fusible principal F601 está abierto, el corto seguramente se encuentra en la etapa del puente rectificador o en el filtro C604. Si F602 está abierto, el corto se encuentra en algún punto de la etapa osciladora de la fuente permanente o en el resto del aparato. Se debe revisar que el corto no esté en el oscilador, checando la resistencia a tierra desde los emisores de Q601 y Q603. Un valor normal de resistencia en este punto es de entre 27 KW y 40 KW, dependiendo del medidor empleado.

Si F602 se encontró abierto, pero tan solo un transistor del oscilador ha fallado, después de reemplazar el transistor en corto, nos debemos asegurar que la forma de onda del oscilador no presente picos de voltaje. Esto significaría que los transistores restantes han sufrido un leve daño, variando sus características operativas de tal modo que no serán capaces de resistir una carga máxima.

También puede deberse a una falla en los diodos o en los capacitores de protección. No se debe olvidar colocar un transformador aislante entre el aparato y la línea antes de hacer mediciones. Si no se puede localizar el componente defectuoso que causa los picos de voltaje, se debe reemplazar el transformador oscilador T603.



Se debe revisar el VDR602 y la resistencia R632 antes de encender el aparato. Estos componentes acoplan al oscilador con el resto de la fuente de poder, por lo tanto, una falla en ellos indica un problema en otro punto. Un VDR en corto también puede ocasionar que los transistores del oscilador se pongan en corto nuevamente. El VDR debe medir normalmente como si fuera un circuito abierto, excepto cuando se aplique un voltaje de 180 Volts. Un VDR abierto podría permitir que un pico demasiado grande entre a las terminales 1 y 2 de T603, eventualmente dañe los transistores del oscilador.

Para checar que la fuente permanente no tiene un corto a su salida, se debe desconectar el aparato de la línea y aplicar un voltaje de DC con una fuente externa en cada una de las líneas de salida de voltaje. Entonces se debe medir la corriente que sé ésta consumiendo tanto en la línea de 17 Volts como en la de +7 Volts. El flujo de corriente normal cuando el aparato está funcionando, medido en serie con L653 y L654 es como se muestra en la tabla 4.3.

	<b>TV ENCENDIDA</b>	<b>TV APAGADA</b>
<b>+17V permanentes (L653)</b>	<b>77 mAmp</b>	<b>40 mAmp</b>
<b>+7V permanentes (L654)</b>	<b>56 mAmp</b>	<b>83 mAmp</b>

Tabla 4.3 Flujo de corriente normal entre las bobinas L653 y L654.

Si los fusibles no están abiertos y el oscilador no funciona, el problema es un circuito abierto. La detección de fallas de este problema se puede hacer cuando se aplica el voltaje. Conectando el voltímetro al punto vivo del chasis del televisor, conectando el televisor a un transformador aislante para su protección. Con el aparato conectado se mide el voltaje el voltaje de DC en el fusible F602. Los +140 Volts que aquí aparecen, también deben aparecer en los colectores de Q603 y Q601. Si está etapa no funciona, los cuatro transistores deben estar conduciendo, y por lo tanto los cuatro disipadores se deben haber calentado por igual. Si uno de ellos está frío, se debe revisar que no haya un circuito abierto en la resistencia de la base, ni un corto en los diodos, o un transistor abierto. Si los disipadores están iguales de calientes y la etapa aún no oscila, se deben de revisar los siguientes puntos en la realimentación utilizada para mantener la oscilación:

1. R601 abierta
2. Continuidad en terminales 6 y 8 de T605
3. Continuidad en terminales 1 y 2 de T603
4. Condensadores de realimentación (C606-609) abiertos
5. Cortos en C610 y C611
6. Cambio de T603 (como último recurso, ya que no puede checarsse).

A continuación se muestran en la figura 4.34 las formas de onda de PS1-PS3 de la etapa osciladora que fueron tomadas con el aparato apagado (D669 aterrizado). Estas muestran lo siguiente:

- PS1 : Las señales de la etapa osciladora del transformador T605, terminales 6 y 8, son ondas senoidales de polaridad opuesta.
- PS2 : Después que Q601 se ha encendido, saturando completamente al transformador al transformador T603, la disminución de corriente induce un voltaje positivo para encender a Q602 en la siguiente parte del ciclo.
- PS3 : La señal del oscilador que va al relevador es de la misma polaridad que la señal del emisor de Q601.

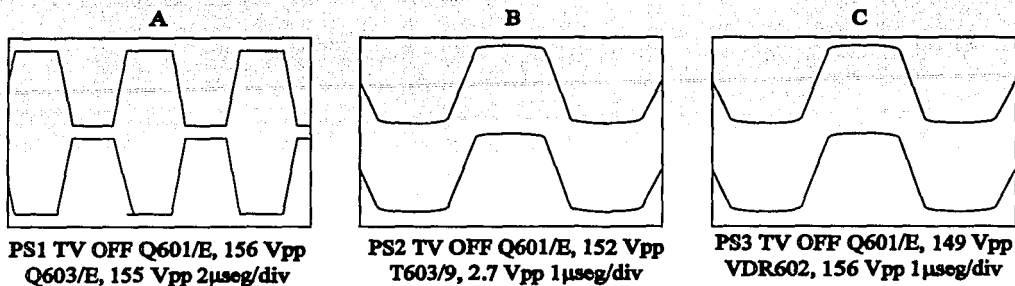


Figura 4.34 Formas de onda de PS1-PS3 de la etapa osciladora.

En la figura 4.35 se muestran las formas de onda de PS4-PS6, las cuales fueron tomadas en el emisor de Q601 a varios voltajes de línea de AC. El diodo D669 continúa aterrizado para asegurar que la televisión no se encienda. Se debe notar que la oscilación comienza en 5 Vac y cambia de forma según el voltaje de línea se va incrementando.

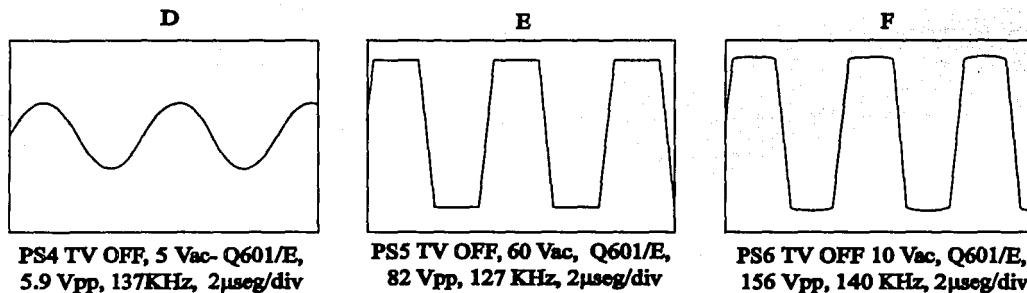


Figura 4.35 Formas de onda de PS4-PS6 en el emisor de Q601.

#### 4.5.3 Etapa de encendido

Para esta parte nos vamos a referir a la figura 4.36. Para que el sistema de control localizado en la placa M pueda activar al relevador de encendido (RY601), el control principal necesita:

1. +17 Volts permanentes para el relevador.
2. +7 Volts permanentes para producir los 5 Vdc que alimenta al sistema de control.
3. Un nivel bajo de encendido en la terminal 11 de la placa M, o señal SIRCS desde el control remoto (no mostrada).
4. Se debe completar una transferencia de datos de seriales (placa M, terminal 46) de y hacia IC404 (EEPROM) en la placa Y2 antes de encender el aparato.

**TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN**

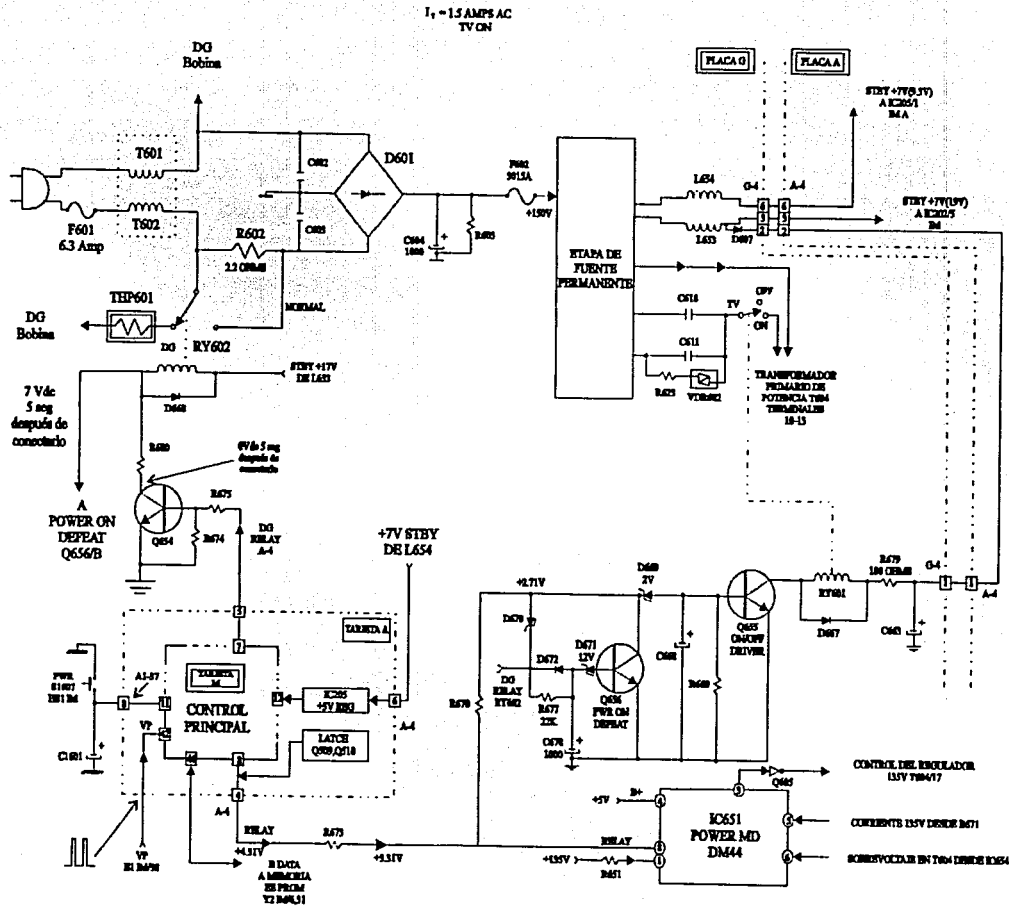


Figura 4.36 ETAPA DE ENCENDIDO

#### 4.5.3.1 Secuencia de operación.

Refiriéndonos también a la figura 4.36, podemos decir lo siguiente:

1. Al presionar el botón de encendido S1607 se produce un nivel Bajo en la terminal 11 de la placa M.
2. Se envía la señal de reloj y de datos desde el control principal, terminal 46 de la placa M, hacia la memoria IC404 (no mostrada en la figura).
3. El circuito de memoria IC404 responde con datos a través de la misma línea, con la información del último canal sintonizado y otros datos de arranque.
4. En la salida 8 de la placa M aparece un voltaje de 4.3 Volts (alto) para activar el relevador de encendido.
5. Este nivel alto se reduce por medio de R673, R670 y R669 para que aparezca un voltaje de 0.7 Volts en la base de Q655.
6. Q665 se enciende y permite el paso de corriente a través del relevador RY601.
7. Los contactos de RY601 se cierran y conectan la etapa osciladora al primario del transformador de potencia T604, el cual produce el voltaje B+ al resto del aparato.
8. Cuando en la terminal 1 del circuito jungla Y/C (IC302 no mostrado) en la placa E1, aparece un voltaje de +9 Volts, se genera entonces un pulso de borrado vertical en la terminal 38.
9. El circuito de control principal debe recibir este pulso de borrado vertical en la placa M, terminal 42, para continuar el proceso de encendido del relevador de potencia o cualquier otra función ( se amarra).

#### 4.5.3.2 Secuencia desmagnetizadora.

1. Se conecta el aparato a la línea.
2. Se aplica el voltaje de +7 Volts a IC205 en la placa A (no mostrada).
3. IC205 genera un voltaje de +5 Volts hacia la placa M, el cual resetea al microprocesador de control principal
4. El microprocesador expide un nivel alto momentáneo en la terminal 7 de la placa M, ya sea antes o después del reset. La bobina se desactiva por un momento.
5. El control principal produce un bajo por 5 segundos para la desmagnetización. El relevador se desenergiza en este proceso.
6. El control principal finaliza el proceso de desmagnetización con un nivel alto en la terminal 7 de la placa M, el cual permanece así hasta que el aparato es desconectado de la línea. O sea, la desmagnetización sólo se realiza al momento de conectar el aparato.
7. Q654 se enciende cuando aparece un voltaje de 0.7 Volts en su base, provocando un voltaje de 0 Volts en el colector.
8. El relevador RY602 se energiza (bobina desmagnetizadora apagada).

#### 4.5.3.3 Detección de fallas.

Una vez que el aparato este encendido, se puede apagar automáticamente si:

1. El relevador desmagnetizador no se energiza (detectado por el circuito Q656).
2. La línea de B+ tiene un voltaje o una corriente excesiva (detectado por el circuito IC651).
3. Alto voltaje excesivo en el Fly-back (detectado por Q509 y Q510 en la placa A).

Para determinar cuál de las etapas está provocando el apagado del aparato y basándonos en la tabla 4.4:

- Se debe conectar el aparato a un transformador aislante.
- Se debe encender y permitir que se apague solo, pero no se debe desconectar.
- También se deben medir los voltajes de operación en el orden mostrado en la tabla. Si uno de ellos está incorrecto, se debe reparar la sección defectuosa.

Tabla 4.4 Fallas en la etapa del apagado del aparato.

UBICACIÓN	VOLTAJE DE OPERACION	SECCION DEFECTUOSA
A-4/term. 4 (debajo del relevador desmagnetizador)	4.3 V	Control primario de voltaje de espera
Parte superior de R680 (derecha del relevador desmagnetizador)	7.0 V	Control primario de Q654
IC651/term. 8 (arriba del conector G-3)	3.3 V	Circuito IC651
D669 Cátodo (derecha del relevador de encendido, RY601)	2.7 V	Circuitería de Q656
D667 Anodo (debajo del relevador RY601)	0.0 V	Voltaje de espera.

#### 4.5.4 Regulación de voltaje.

Basándonos en la figura 4.37 se puede ver que esta etapa utiliza una señal osciladora de 141 KHz para producir cuatro voltajes B+ una vez que ha sido alimentada a través de RY601. IC651 regula la línea de +135 Volts, y apaga al televisor en caso de que hubiera una corriente excesiva en esta línea o un nivel de señal excesivo a la entrada del oscilador.

Cuando se cierran los contactos del relevador de potencia RY601, la señal osciladora que viene de Q601-Q604 se aplica al primario del transformador regulador T604 (terminales 10 y 13). Este transformador posee cinco secundarios; la salida del primero de ellos (terminales 1 y 3) se rectifica por medio del puente de diodos D651-D654 (los núcleos de ferrita se colocan para evitar picos transitorios). La salida de voltaje de este puente es filtrada por C651 y aparece en el conector G-3, terminal 1, como la línea B+ de 135 Volts. Esta se aplica en el conector de pruebas en el panel frontal, a la etapa de salida horizontal y la placa de convergencia D.

Los siguientes 2 embobinados secundarios de T604 (terminales 4 a 7), producen un voltaje de 11 Vdc en la terminal 4 del conector G-3. Esta línea de 11 Volts utiliza un rectificador de onda completa D655. Los embobinados de las terminales 5 y 6 de T604, envían su salida hacia cuatro resistencias en paralelo de 0.47 ohms, que son necesarias para conducir el alto consumo de corriente a través de las delgadas líneas del circuito impreso. Estos 11 Volts se filtran por medio de C652 y L656, y se aplican a través del fusible F1 a la terminal 4 del conector G-3. También producen los +24 Volts Vdc utilizados por el transistor de Audio Mute, y el regulador de 12 Volts IC206 en la placa A (no mostrado). Este regulador distribuye potencia hacia las etapas de audio, las etapas de PIP y al sintonizador principal. El embobinado completo entre las terminales 4-7 de T604 se usa para producir los 24 Volts de los diodos D655 y D656. Se deben tomar en cuenta que estos diodos forman un rectificador de media completa, donde el diodo D655 se encuentra en el extremo de tierra del transformador y el otro diodo D656 en el otro extremo positivo. La señal obtenida en esta etapa se filtra a través de C653 antes de salir como un voltaje no regulado de 24 Volts en la terminal 3 del conector G-3.

La señal del embobinado entre las terminales 8 y 9 de T604 pasa por un rectificador de onda completa (D658-D661). Esta línea de 24 Volts se filtra por C654 y se aplica a las terminales 3 y 4 del conector G-5 para alimentar las etapas de salida de audio, cuyos nodos de referencia están en las terminales 1 y 2 de G-5.

TARJETA G

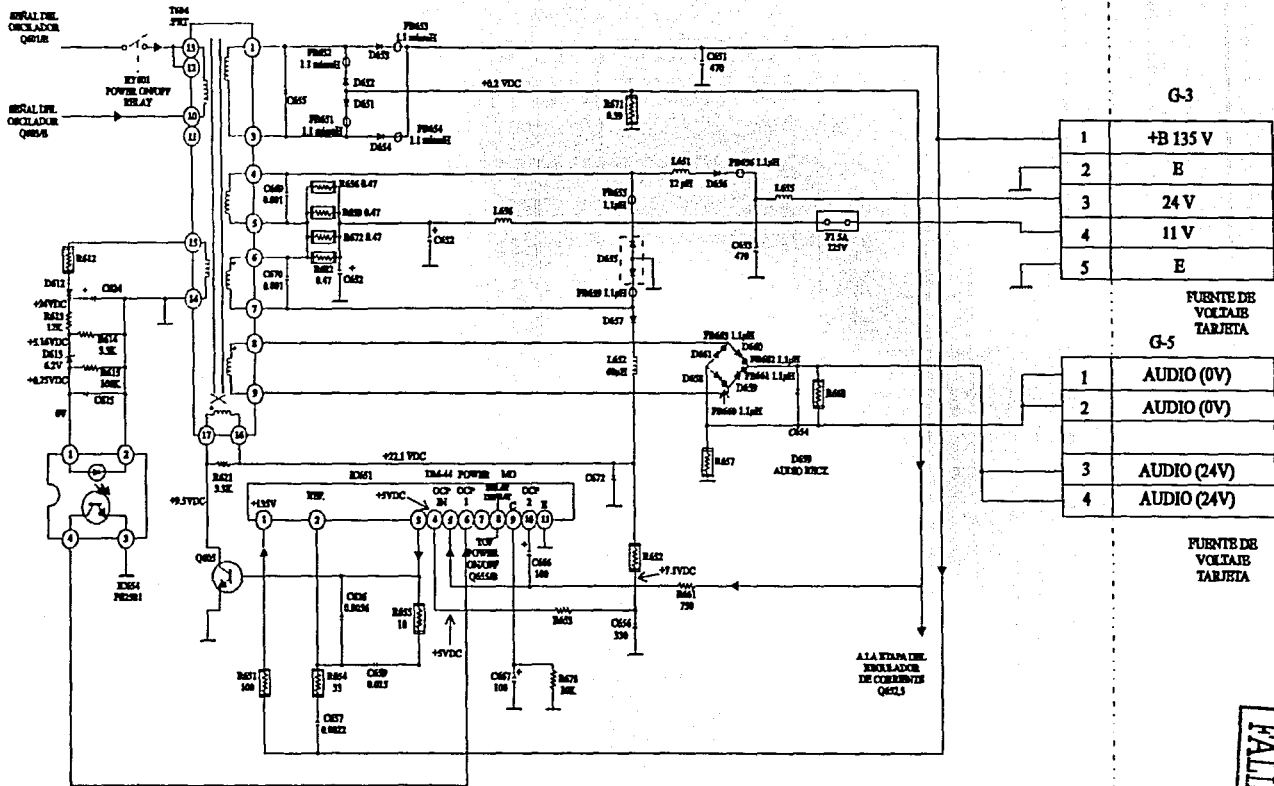


FIGURA 4.37 DIAGRAMA DE LA ETAPA QUE MANDA SEÑAL PARA LA REGULACION DE VOLTAJE.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

El embobinado secundario de las terminales 14-15 de T604 se usa para monitorear el nivel de señal de entrada al primario. Si la señal que viene del oscilador es excesiva, entonces la señal rectificadora de este embobinado se aplica a IC651, el cual apaga el aparato. La señal de 141 KHz expedida por las terminales 14 y 15 de T604 se rectifica por D612 para producir +24 Volts en el divisor de voltaje de R613 y R614. Normalmente existen +5.16 Volts en el punto de unión de estas resistencias, y éste se aplica al cátodo de D613, que es un zener de 602 Volts, y teóricamente debe haber 0 Volts en su ánodo, que a su vez se conecta al diodo opto-acoplador, terminal 1 de IC654. En operación normal, la señal se detiene aquí.

Sin embargo, si la señal del oscilador aumenta de nivel lo suficiente para producir 7.4 Volts en el cátodo del zener D613, éste conducirá provocando una caída de 602 Volts, quedando los 1.2 Volts restantes para aplicarse al LED dentro de IC654. Este integrado expide un nivel bajo en su terminal 4, que se aplica a la terminal 6 de IC651 (Mostrado en la figura 4.36). Al recibir el voltaje, este integrado produce un nivel bajo en su terminal 8, lo cual desactiva al relevador de potencia, apagando el aparato.

#### 4.5.4.1 Regulación y protección.

El integrado de potencia IC651 posee dos salidas: una que regula B+ y la otra para desactivar el aparato como protección cuando se detecta una condición peligrosa. Este circuito usa un voltaje de +5 Volts en la terminal 4 para funcionar, que viene de la fuente de 22 Volts generada por el embobinado secundario en las terminales 4-7 de T604, por D657 y la parte superior de D655. Esta fuente de 22 Volts pasa por L652 y se aplica directamente al embobinado de control en la terminal 16 de T604. También pasa por las resistencias R652 y R653, que bajan el voltaje hasta 5 Volts. Existen tres entradas a IC651 que son:

1. +135 Volts en la terminal 1
2. La corriente de la línea de +135 Volts, en la terminal 5.
3. La señal de amplitud excesiva del oscilador, en la terminal 6.

La entrada de +135 Vdc se usa para regular esta fuente de poder. Dentro de IC651, este voltaje se compara con una referencia interna de voltaje en la terminal 2. El integrado expide un voltaje de control por la terminal 3, que se aplica a la base de Q605, controlando su conducción. La regulación se realiza precisamente controlando la magnitud de corriente que circula a través del embobinado de las terminales 16-17 de T604.

Entre más corriente fluya, más eficiente será la operación de T604 y se generará un voltaje B+ superior a su salida. De igual forma, si Q605 se abre y no permite el flujo de corriente en el embobinado de control, la línea de 135 Vdc caerá a un voltaje no regulado de 117 Vdc.

Las dos entradas restantes de IC651, terminales 5 y 6, controlan una compuerta dentro del IC que sirve para apagar al televisor. Cuando el voltaje en cualquiera de estas dos líneas se vuelve excesivo, la compuerta se enciende, provocando un corto a tierra a través de la terminal 8 de IC651. Esto ocasiona que el relevador de encendido se abra, lo que apaga el televisor. Como la compuerta en la terminal 8 actúa como si fuera un SCR, una vez que se ha disparado el corto en la terminal 8 permanecerá así mientras exista voltaje permanente; por lo tanto, hay que resetear el aparato, desconectándolo de la línea por aproximadamente 10 segundos (mientras se descarga C552) para después volverlo a conectar.

La corriente en la línea de +135 Vdc es monitoreada en la terminal 5 de IC651. Si se detecta una corriente excesiva en el punto, la compuerta se enciende, apagando al aparato. La línea de +135 Vdc normalmente aplica aproximadamente entre 0.4 0.73 Volts en la terminal 5, a través de R661, y puede medirse monitoreando el voltaje en la resistencia R671. Cuando la corriente aumenta, este voltaje disminuye, llegándose a volver negativo. Para que la protección actúe se deben consumir más de 1.7 amperes en un momento determinado, lo que produce una caída de voltaje a través de R671 y aplica un voltaje de 0.69 Volts en la terminal 5 de IC651, el cual activa la compuerta interna y aterriza la terminal 8, lo cual, como ya vimos, apaga el relevador y por consiguiente al aparato.

La entrada en la terminal 6 de IC651 también opera la compuerta interna, y puede apagar al aparato. La terminal 6 requiere un voltaje que sea 0.6 Vdc menor que el de la terminal 8 para activar a la compuerta. El circuito detector de nivel de la señal del oscilador se discutió en la sección de regulación de voltaje, cuando se describió la función del embobinado en las terminales 14 y 15 de T604. El voltaje normal en la terminal 6 de IC651 es igual a 5.37 Vdc.

#### 4.5.4.2 Detección de fallas.

Existen dos circuitos principales dentro de IC651: el primero se usa para regular la línea de +135 Vdc, y el segundo para proteger al aparato en caso de corriente excesiva. Si el primero de ellos llegara a fallar, podría provocar una salida de voltaje demasiado alta, lo que activaría al circuito de protección y apagaría al aparato. Por lo tanto, sólo hay dos síntomas que se presentan cuando falla este integrado:

1. Todos los voltajes B+ están demasiado bajos.
2. La unidad se apaga por protección.

#### 4.5.4.3 Voltajes B+ bajos.

Si sólo uno de los voltajes se encuentra bajo, probablemente esta siendo sobrecargado; en tal caso, se deben medir la corriente consumida por todas las cargas que están siendo alimentadas por esta línea, usando una fuente de poder externa. Si todos los voltajes se encuentran bajos, lo más seguro es que la causa del problema sea común. La conducción o el flujo de corriente a través del embobinado de control en las terminales 16 y 17 de T604 afecta la eficiencia del transformador, lo que se refleja en los voltajes B+ si la entrada de señal que viene del oscilador está normal. Cuando circulan más corrientes en este embobinado se tiene un voltaje de B+ mayor; por lo tanto, si la terminal 17 está aterrizada, el voltaje a la salida se elevará hasta los 200 Vdc (si el circuito de protección está deshabilitado). Sin embargo, si el embobinado de control se abre, entonces el voltaje B+ apenas alcanzará los 117 Vdc. Se debe checar el circuito de regulación midiendo el voltaje en el colector de Q605, donde se debe encontrar una medición de 9.5 Volts +/-10%, dependiendo del transformador T604.

#### 4.5.4.4 Apagado de protección.

Basándose en la figura 4.36, existen dos entradas en IC651 que activan la compuerta interna que aterriza la terminal 8. Una vez que la compuerta genera un nivel bajo de voltaje en la terminal 8, el aparato se apaga por protección y los voltajes que dispararon a IC651 ya no están presentes, por lo tanto, es imposible determinar qué fue lo que disparó al circuito.

Una forma rápida de resolver este problema, consiste en usar un variac al que lentamente se le irá incrementando el voltaje de AC. Conforme esto ocurre, se podrá monitorear el voltaje en las dos terminales. Los voltajes de operación se muestran en la tabla 4.5.

Tabla 4.5 Voltajes de operación para el apagado de protección.

	<b>VOLTAJE NORMAL</b>	<b>VOLTAJE DE DISPARO</b>
Terminal 5	+ 0.26 V	- 0.69 V
Terminal 6	+ 5.37 V	0.6 V menos que el nivel de voltaje de la terminal 8

Se debe medir el voltaje en el cátodo de D613, localizado físicamente sobre el transformador T604. El voltaje normal se indica en la tabla 4.6



Tabla 4.6 Voltaje normal de funcionamiento de D613 en el transformador T604.

VOLTAJE DE LINEA	CATODO DE D613	ANODO DE D613
110 Vac	5.16 Vdc	0 Vdc
80 Vac	5.36 Vdc	0 Vdc
70 Vac	4.90 Vdc	0 Vdc

Si el voltaje del cátodo de D613 aumenta hasta alrededor de 7.5 Volts, se activará la compuerta en IC651, apagando al aparato. No se debe olvidar también que se debe medir el voltaje del ánodo de D613, ya que un diodo con fugas también ocasiona que el aparato se apague. Se necesitan aproximadamente 1.2 Volts para encender al diodo dentro de IC654, con la consiguiente activación de la compuerta. Si este voltaje es inferior a 1.2 Volts, se debe medir la resistencia entre la terminal 4 de IC654 y tierra. Una medición normal debe ser de 38 KW o más.

Los voltajes de la tabla 4.7 se tomaron en las terminales de IC561, con una alimentación de línea de 110 Vac.

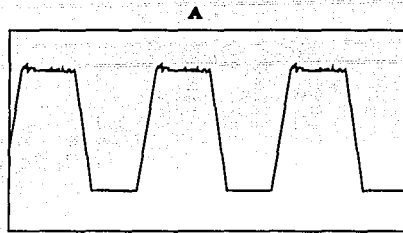
Tabla 4.7 Voltajes en las terminales de IC561.

ALIMENTACION DE 110 Vac
Terminal de IC651
+ 135 Vdc
+ 25 Vdc
0.57 Vdc
5.28 Vdc
+ 0.26 Vdc
+ 5.37 Vdc
+ 134.5 Vdc
+ 5.78 Vdc
0.24 Vdc
0.54 Vdc
GND

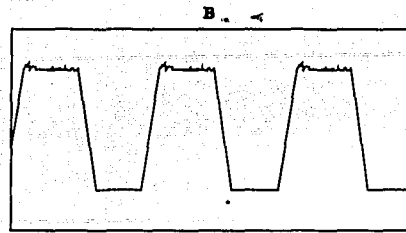
Si la medición de los voltajes no indica un problema en esta sección que pudiera causar el apagado del aparato, se debe realizar la prueba que se conoce como encendido a carga completa.

#### 4.5.4.5 Formas de onda.

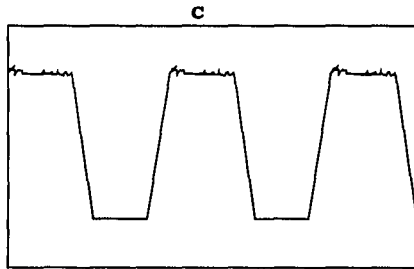
Las formas de onda del oscilador, se muestran en la figura 4.38, y fueron tomadas con el relevador activado (fuente de poder externa de 13 Volts y una resistencia de 470 W en la terminal 4 del conector G-4), por lo tanto, si hay salida B+ desde la placa de fuente de poder, pero la carga del aparato ha sido desconectada (conectores G-3 y G-5 desconectados). Estas ondas muestran tan solo ligeras variaciones en la forma y amplitud del oscilador bajo esta condición de carga ligera, si la comparamos con las obtenidas con el relevador apagado y sin carga. Normalmente hay una variación en la frecuencia del oscilador debido al cambio de carga.



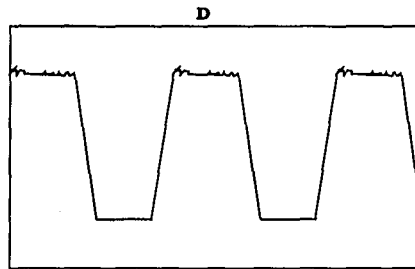
**PS11, TV ON, SIN CARGA, 30 Vac,  
Q601/E, 6.75 Vpp, 156 KHz, 2 $\mu$ seg/div**



**PS12, TV ON, SIN CARGA, 50 Vac,  
Q601/E, 71 Vpp, 133 KHz, 2 $\mu$ seg/div**



**PS13, TV ON, SIN CARGA, 60 Vac,  
Q601/E, 84 Vpp, 130 KHz, 2 $\mu$ seg/div**



**PS14, TV ON, SIN CARGA, 70 Vac,  
Q601/E, 99 Vpp, 127 KHz, 2 $\mu$ seg/div**

Figura 4.38 Formas de onda del oscilador.

#### 4.5.5 Regulador de corriente.

Para este apartado nos vamos a basar en la figura 4.39. Cuando la carga de la etapa osciladora se incrementa, la frecuencia del oscilador cambia y por lo tanto, su eficiencia también varía. El propósito de la etapa reguladora de corriente es monitorear la corriente que está siendo consumida y variar la frecuencia del oscilador para garantizar un nivel de transferencia de corriente máxima. Por lo tanto, si la etapa reguladora de corriente no funciona, la frecuencia del oscilador cambiará con las variaciones de brillantez en la pantalla.

La forma más sencilla de probar este circuito consiste en medir el voltaje en el colector de Q653, que debe ser de 1.2 Volts con una pantalla brillante y de 1.8 Volts para pantalla oscura. Se debe utilizar un transformador de aislamiento al realizar esta medición.

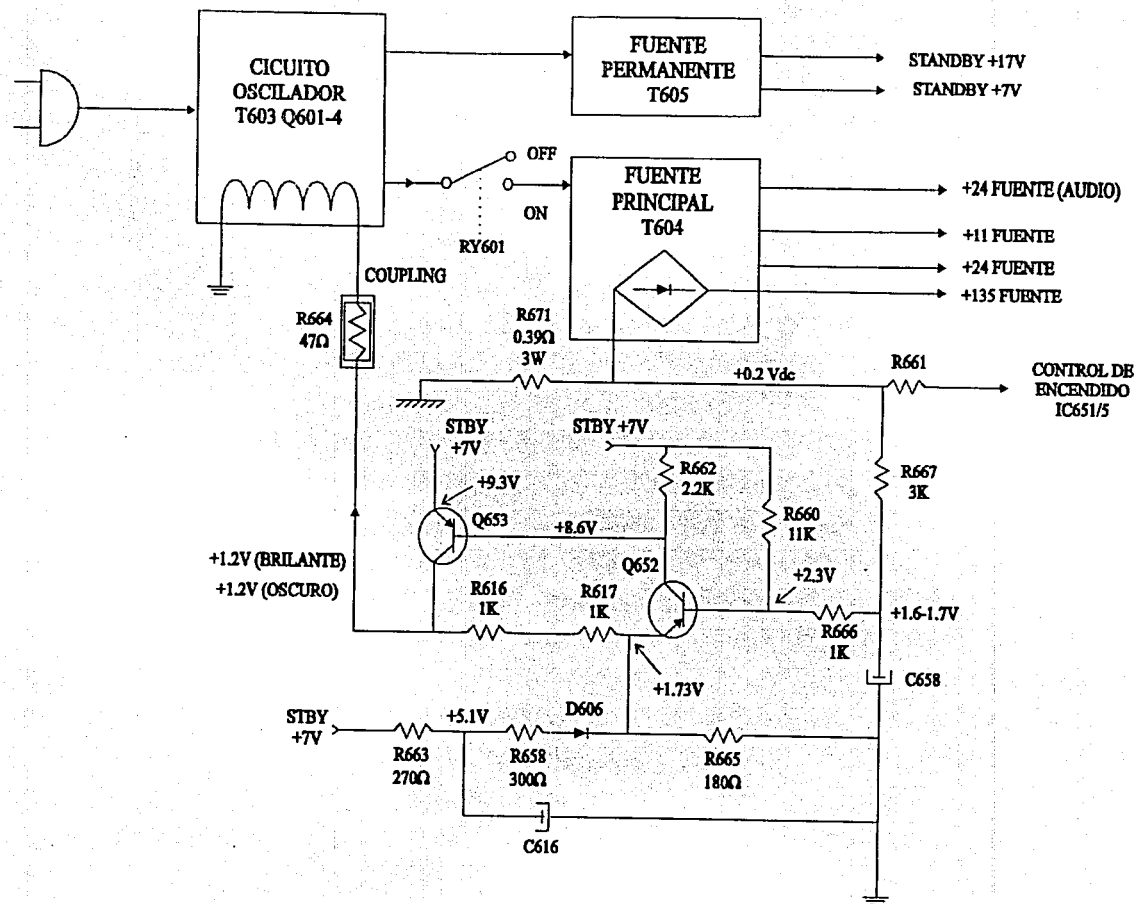


FIGURA 4.39 REGULADOR DE CORRIENTE

#### 4.5.5.1 Operación.

Cuando la corriente de la línea de +135 Volts aumenta, provoca que el voltaje en R671 se incremente. Como la mayoría de las escenas cambian de brillante a oscuro de manera instantánea, entonces en ese punto debe existir un voltaje pico a pico de 0.55 Volts, montada sobre un nivel de 0.2 Vdc. Esta señal se aplica al circuito regulador de corriente a través de R667. El condensador de filtrado C658 retira el nivel de AC y aplica el voltaje promedio a la base de Q652.

Si la escena se vuelve más brillante, este voltaje disminuye, pero nunca baja de 0 Volts, a causa de la resistencia R660. Durante una escena brillante, este voltaje, este voltaje decreciente se aplica a la base de Q652, causando que conduzca menos, y esto a su vez provoca que su voltaje de colector disminuya. Esta caída en el voltaje hace que baje la frecuencia del oscilador, lo que permite que el transformador T604 reciba menos corriente durante las escenas brillantes.

La corriente reducida a través del embobinado de acople en T603 disminuye la frecuencia del oscilador. Retirando Q653 y aplicando un voltaje de DC en R664, y podemos tener una idea del rango de operación del oscilador a diferentes voltajes aplicados. Entonces, de acuerdo con la tabla 4.8, la frecuencia del aparato al estar apagado es de 127.4 KHz, y durante la operación normal la frecuencia aproximadamente es de 133 KHz.

Tabla 4.8 Frecuencia del oscilador con diferentes voltajes en R664.

VOLTAJE DE R664	FRECUENCIA DEL OSCILADOR
0 Vac	127.4 KHz
1 Vac	129.6 KHz
2 Vdc	133.1 KHz
3 Vdc	137.9 KHz
4 Vdc (38 mA)	146.3 KHz
5 Vdc	157.6 KHz
6 Vdc	173.4 KHz
7 Vdc (60 mA)	190.2 KHz
8 Vdc	206.0 KHz

## 4.6 HORNO CENTORR.

### 4.6.1 Introducción.

Para demostrar una de las tantas aplicaciones de este tipo de semiconductor de potencia dentro de la industria, nos vamos a referir al horno centorr que su encuentra en el centro tecnológico de la ENEP-ARAGON. Antes de analizar las componentes de potencia, vamos a dar un pequeño bosquejo de lo que es el horno centorr y para que se usa.

El horno CENTORR es un equipo que se utiliza para analizar paso a paso la unión entre elementos de silicio o de germanio, así como también para realizar fusiones entre diferentes materiales, esto para poder realizar investigaciones del comportamiento de determinados materiales, incluso para la realización de semiconductores en un determinado momento, además para realizar estudios sobre calentamiento de materiales, utilizando el vacío que provoca una bomba y las partículas de ionización que son enviadas por medio de una etapa de potencia y un juego de transformadores convencionales, así como también un transformador trifásico reductor de alta tensión, con 220 Volts de entrada, 32 Volts de salida. En la figura 4.40 se muestra el diagrama a bloques del horno centorr, para poder identificar la etapa de potencia que es la que corresponde a nuestro estudio. El horno se compone de cuatro módulos:

- a) El módulo graficador. Es aquel en donde se muestra la gráfica de la temperatura del horno, con el fin de no exceder la temperatura de su funcionamiento, así como también las ondas de ionización de dicho horno.
- b) El modulo de ionización. Es el panel de control de la ionización con respecto a determinado voltaje y corriente.
- c) El panel de vacío. Es el que controla la cantidad de vacío de la cámara del horno a determinada temperatura.
- d) La cámara del horno. Es donde se desarrolla la fusión de determinados elementos para su estudio.
- e) Modulo de tubería Hidráulica. Es la parte donde se encuentra toda la tubería por la cual circula el agua para el enfriamiento del horno.
- f) Modulo PA-3. Es aquel donde se encuentra toda la etapa de potencia y los circuitos necesarios para el funcionamiento del horno.

El modulo PA-3 es la etapa de potencia y maneja alimentación trifásica, con alambrado de ángulo de fase que contiene a los controladores de potencia SCR'S, los cuales controlan y regulan la potencia de 70 Amp. 50-60 Hz., hacia una resistencia trifasica estándar, cargas inductivas o complejas, así como también pueden proveer un control de circuito ya sea abierto o cerrado y son compatibles con la mayoría de los tipos de configuraciones de carga nominalmente balanceadas, incluyendo la estrella, delta, delta abierta ,conexión en T y variedades de uniones de transformador. En la figura 4.41 se muestra el diagrama a bloques del PA-3.

En dicha figura se observa a los dos módulos principales: el modulo de potencia (que es el propósito de nuestro estudio) y el modulo de alambrado de control. El modulo de potencia contiene a los SCR'S con sus respectivas líneas, también contienen terminales de conexión para la carga, ventiladores de enfriamiento (que se pueden instalar cuando sean aplicables) y la protección en forma de fusibles. El modulo de alambrado contiene circuitos de disparo para los SCR'S, los potenciómetros de control de ganancia (GAIN), el control de polarización manual (BIAS/MAN) y las terminales para la entrada de control.

MODULO PA-3

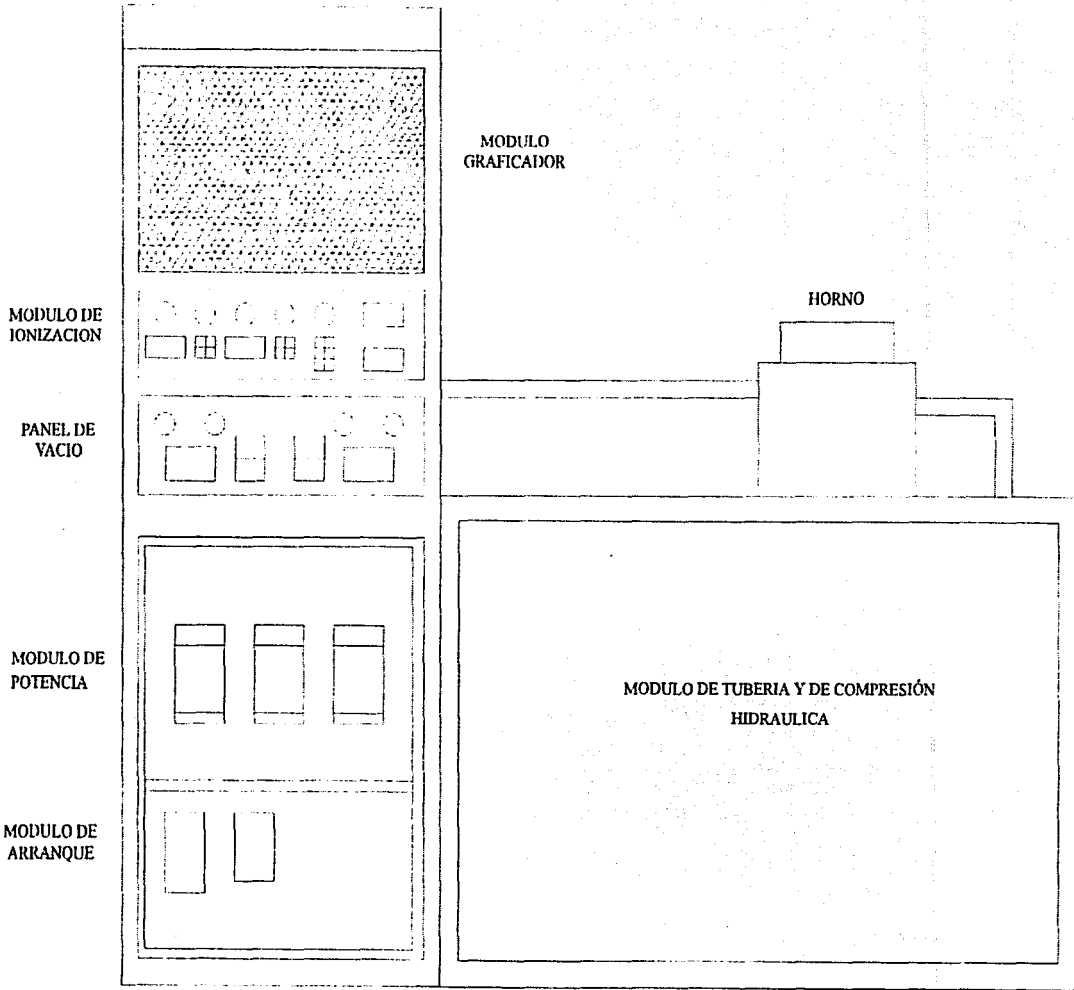


FIGURA 4.40 DIAGRAMA A BLOQUES DEL HORNO CENTORR

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

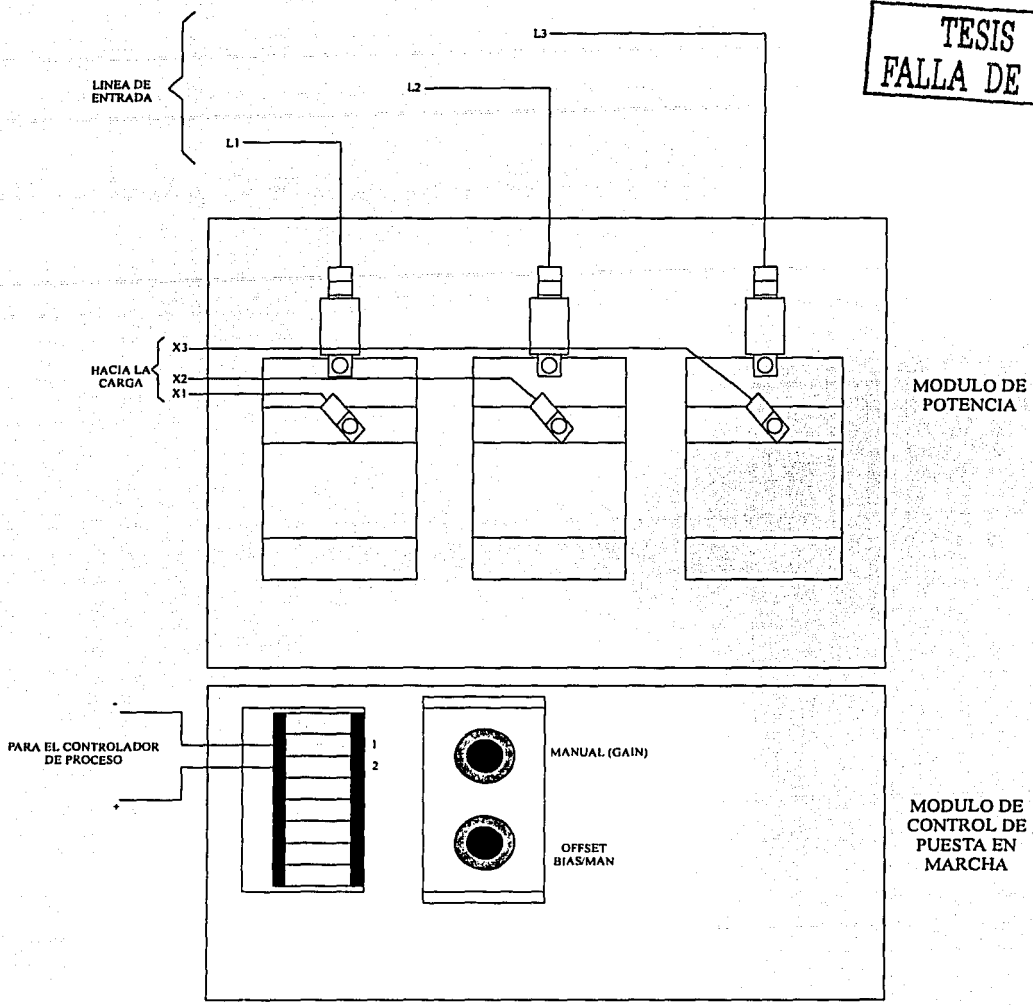


Figura 4.41 Diagrama a bloques del PA-3

### 4.6.2 Especificaciones técnicas.

El dispositivo de balance de polarización (OFFSET/BIAS) es para compensar la no-linealidad en el controlador externo, a través de una doble función de control manual de polarización (BIAS/MAN). La región manual de esta operación de control permite una salida de control abierto.

La tabla 4.9 lista el número del modelo, la salida de corriente rms, carga nominal, y dimensiones de varios modelos PA-3. Mientras que en la tabla 4.10 se muestran otras especificaciones técnicas.

También existen numerosas opciones y accesorios para adaptar el PA-3 FASE/AMP para que se pueda afrontar la mayoría de las situaciones que puedan ser más comunes de encontrarse cuando se suministra equipo industrial con potencia controlada.

<b>TABLA 4.9 PA-3 FASE/AMP Modelos</b>			
<b>NUMERO DE MODELO</b>	<b>CORRIENTE DE SALIDA RMS (AMP)</b>	<b>VOLTAJE MAX NOMINAL</b>	<b>DIMENSIONES (1) (W x H x D, PULGADAS)</b>
<b>208/240 VOLTS AC MODELOS (2) y (5)</b>			
PA3-2430	30	12	19 x 21 x 9
PA3-2470	70	29	19 x 21 x 9
PA3-2490	90	37	19 x 21 x 9
PA3-24120 (3)	120	50	19 x 21 x 9
PA3-24180 (3)	180	75	19 x 26-1/4 x 9
PA3-24225 (3)	225	94	19 x 26-1/4 x 9
PA3-24300 (3)	300	125	19 x 29-3/4 x 10
PA3-24400 (3)	400	167	19 x 29-3/4 x 10
PA3-24500 (3)	500	207	19 x 29-3/4 x 10
PA3-24600 (3)	600	250	24 x 33 x 12
PA3-24700 (3)	700	291	24 x 33 x 12
<b>480 VOLTS AC MODELOS (4) y (5)</b>			
PA3-4830	30	25	19 x 21 x 9
PA3-4870	70	58	19 x 21 x 9
PA3-4890 (3)	90	75	19 x 21 x 9
PA3-48120 (3)	120	100	19 x 21 x 9
PA3-48180 (3)	180	150	19 x 26-1/4 x 9
PA3-48225 (3)	225	187	19 x 26-1/4 x 9
PA3-48300 (3)	300	250	19 x 29-3/4 x 10
PA3-48400 (3)	400	333	19 x 29-3/4 x 10
PA3-48500 (3)	500	414	19 x 29-3/4 x 10
PA3-48600 (3)	600	500	24 x 33 x 12
PA3-48700 (3)	700	582	24 x 34 x 12
<b>Este manual aplica también a modelos anteriores como son:</b>			
PA3-24200	200	83	
PA3-24275	275	114	
PA3-48175	175	145	
PA3-48275	275	228	

- Las dimensiones mostradas son dimensiones totales incluyendo ambos módulos.
- Para cambio de número de espiras del devanado del transformador requerido, se debe especificar si es de 208 o 240 Volts.
- Unidad de ventilador de enfriamiento.
- Puede ser alambrado para una operación de 208/240 Volts.
- Las unidades de 380/600 Volts están disponibles con las salidas de corrientes mostradas.



**TABLA 4.10 Otras especificaciones técnicas del horno.**

Señal de entrada de control: Nivel Mínimo Nivel Máximo Impedancia de entrada (estándar) Impedancia de entrada (opcional)	0 a 1 mA C.D. Span (Devanado) 0 a 50 mA C.D. Span (Devanado) 1500 Ohms, 0-15 mA Span (Devanado) 500 Ohms, 16-30 mA Span (Devanado) 300 Ohms, 31-50 mA Span (Devanado)
Entrada (suministro) : Voltaje (Variación permisible) Frecuencia	Entre -20% y +10% de valor proporcionado 20 o 60 Hz.
Salida: Rango de voltaje Regulación de voltaje	0 a 97% de suministro de voltaje ajustable continuamente.  Menor de 1% por 10% de cambio de la entrada de suministro de voltaje.
Protección al SCR: Tensión momentánea Dv/Dt Onda de corriente Afluencia de corriente	Autoprotección de avalancha del SCR y supresores estándar de tensión momentánea. Redes R-C, Anodo-Catodo. Subciclo de fusible. Arranque suave de 12 ciclos; reposición automática de la interrupción de poder.
Cargas: TIPO Configuraciones Línea combinada máxima. Voltaje y carga de desequilibrio. Transformador de cargas unidas. Bias/Man control	Inductivo resistivo Todas las configuraciones de cargas estándar, nominales balanceadas, trifásicas resistivas o inductivas, incluyendo la estrella, delta y T son permisibles. (No se recomienda deltas secundarias cerradas). Desequilibrio de carga: 10% máximo Desequilibrio de voltaje de línea: 10% máximo Combinación de ambas: no exceder 10%
BIAS/MAN control: Rango BIAS Rango MAN	Continuamente variable; provee 100% de compensación de control de potencia de señal span. Control de potencia proporcionada de salida. (100% de salida de potencia igual a 97% de entrada de potencia).
Secuencia de fase	Detector neón construido dentro del circuito de disparo.
Rango de temperatura de operación	-40°F (-40°C) a 122°F (50°C) en la operación de salida.
Secuencia de fase	El detector de neón se encuentra en el circuito del trigger.

#### 4.6.3 Descripción de la etapa de potencia.

Ahora bien, refiriéndonos a las consideraciones de potencia podemos mencionar lo siguiente: Cuando un SCR es disparado, una corriente intentará fluir instantáneamente. Si la alimentación del SCR tiene una gran inductancia en el transformador, esta inductancia limitará la relación o la proporción a la cual la carga de corriente puede levantarse de cero a un máximo, consecuentemente al instante del disparo del SCR, la corriente a través de la carga y del SCR será cero. De forma correspondiente la línea de voltaje en el SCR se caerá exactamente hasta cero. El tiempo de restablecimiento es proporcional a la relación  $L/R$  ( $L$  es la inductancia de la línea que viene desde la fuente y  $R$  es la línea combinada y resistencia de cargas) del sistema y es usualmente de  $1\text{m/seg}$ . El resultado de ésta secuencia de eventos es la introducción de un escalón o punta invertida. En el voltaje de forma de onda el cual generará un ruido arriba y abajo del suministro de la línea del SCR lo cual puede a su vez causar interferencia en otros equipos eléctricos o electrónicos que compartan la misma línea, para evitar el ruido se debe utilizar una línea de filtramiento.

La posibilidad de generación de interferencia de radio frecuencia (IRF) existe cuando el horno se usa para manejar carga resistiva únicamente, si las líneas de alimentación generan una interferencia de IRF los siguientes pasos lo reducirán sustancialmente.

- a) El PA-3 debe ser cercado con una malla de aislamiento de IRF.
- b) Todas las líneas de salida deberán ser protegidas y las capas protectoras conectadas al cercamiento del PA-3
- c) Los filtros de IRF deberán ser instalados desde cada línea de entrada a tierra.
- d) Una supresión adicional de IRF es proporcionada al insertar un capacitor de factor de corrección de potencia cerca de cada una de las entradas de la línea de potencia del PA-3.

Mientras que los pasos arriba mencionados son posibles para una atenuación de alta de frecuencia IRF, el componente de baja frecuencia que resulta de líneas de potencia excesivamente flojas puede ser atenuado usando una espesa o menos inductiva fuente de poder, la IRF puede no ser un problema si la carga es acoplada al transformador, si la carga es llevada directamente sin que intervenga un transformador, se considera el uso de un controlador de potencia SCR disparo a cero, para este efecto se considera la serie de HALMAR LZF-2.

Con respecto al alambrado y arranque inicial se debe de realizar de acuerdo a los procedimientos señalados a continuación.

- a) Las líneas de entrada deberán ser llevadas a través de un fusible y un circuito trifásico, éstos deben tener una relación de 100 a 125% de la corriente estipulada en la placa de datos del PA-3 (los fusibles están diseñados para abrir rápidamente con una corriente mayor a la indicada), la relación de corriente marcada en cada uno de los fusibles no refleja el estado estable de la relación de corriente de la unidad.

**NOTA:** Existen voltajes peligrosos en las partes expuestas del PA-3 como son los sumideros de calor, en la carga, a menos que los fusibles de protección o circuito de la fuente de la línea este abierto. Esto es aún cuando el método de control de compuerta usado tiene al SCR apagado.

- b) Se conectan las tres líneas de entrada de los fusibles a las terminales sin soldadura L1, L2 y L3 las cuales se extienden hasta los fusibles montados en los sumideros de calor del módulo de potencia.
- c) Se enciende la alimentación principal.
- d) Se debe observar el indicador de neón en el panel del alambrado del módulo PC de control. Si los destellos, de secuencia de fase son correctos; se debe proceder al paso (e). Si el indicador no destella, se debe quitar la potencia principal en las terminales L1, L2 y L3, para que se restablezca, cuando el orden de fase sea el correcto y el indicador de neón se encienda se procede al siguiente paso.
- e) Se desconecta la alimentación del modulo y se vuelve a conectar para un mejor restablecimiento de energía.
- f) Se conecta una carga delta vacía en las terminales X1, X2, y X3; que es localizada en la parte superior del sumidero de calor en módulo de potencia. La carga vacía está comprendida de 120 Volts, un bulbo de 100 Watts por terminal, lo anterior es por cada 120 Volts rms de entrada de línea proporcionado (para cada 240 Volts de entrada se debe usar dos lamparas en series en cada terminal).

**NOTA:** Si no se desea reconstruir la carga vacía sugerida, se deberá seleccionar una carga que no exceda la carga completa de la corriente nominal o de la salida completa de la unidad a un voltaje de salida completo nominal.

Si uno o más transformadores de corriente opcional son instalados en el PA-3, no se debe cargar las líneas a lo largo del tablero de control del SCR hasta que se complete el procedimiento de ajuste de los controles GAIN y BIAS/MAN

- g) Se debe colocar una resistencia entre la señal de entrada del panel de control y la entrada del panel de alambrado del módulo de control como se muestra a continuación:

1.- Se debe determinar la corriente nominal de salida del controlador de proceso a usar. Normalmente el valor caerá en uno de los tres rangos, una resistencia de entrada especificada para el PA-3 es requerida para cada rango. La tabla 4.11 indica los rangos máximos de corriente de salida de los controladores de proceso y las resistencias de entrada asociadas.

**TABLA 4.11 CORRIENTE DE SALIDA DEL CONTROLADOR DE PROCESO CONTRA LA RESISTENCIA DE ENTRADA DE LA SEÑAL DE CONTROL.**

CORRIENTE DE SALIDA DEL CONTROLADOR DE REGIMEN (MA)	RESISTENCIA DE ENTRADA DE LA SEÑAL DE CONTROL REQUERIDA (OHMS)	RESISTOR PARALELO REQUERIDO
0 A 15	1500	NINGUNO
16 A 30	500	750 OHMS, 1 WATT
31 A 50	300	330 OHMS, 1 WATT

2.- Usando un multímetro, se mide la resistencia entre las terminales 1 y 2 de la terminal TB1 que se encuentra en el alambrado del módulo de control.

3.- La resistencia medida deberá ser de 20% del valor requerido en la tabla 4.11 para una máxima corriente de salida.

4.- Si la resistencia medida en el paso anterior no es la especificada, colocar una resistencia en paralelo entre TB1 y TB2 con una resistencia de 1 watt hasta que el ohmetro nos indique el valor especificado de la resistencia de entrada. A menos que se requiera otra cosa, las unidades son enviadas con una resistencia de entrada de 1500 ohms.

- h) Conectar la potencia de entrada y el sensor de entrada al controlador de proceso como se describe en las instrucciones del fabricante. Después de checar la operación se apaga la potencia.
- i) Conectar las terminales de señal de salida del controlador de proceso al TB1 en el PA-3; positivo a TB1-2 y negativo a TB1-1.
- j) Encienda la potencia del controlador de proceso (pero no al PA-3).
- k) Checar el voltaje AC a través de las terminales de carga X1 y X2.
- l) Posicione el control BIAS/MAN que se encuentra en el alambrado del circuito del módulo, a cero.
- m) Girar el control de ganancia (CONTROL GAIN) en el alambrado del módulo de control en la dirección de las manecillas del reloj hasta la posición principal (MAIN).
- n) Alimentar al PA-3.
- o) Girar el ajuste del controlador de proceso hasta demandar la potencia máxima, es recomendable usar el voltímetro para monitorear el nivel de señal de salida, a TB1-2 (+) y TB1-1(-).

**NOTA:** Si la carga actual es conectada (en vez de la carga vacía) es aconsejable monitorear ambos voltajes y corrientes de salida como lo indica el siguiente paso, esto para asegurar que la corriente de placa máxima nominal no se exceda. Esto se puede hacer usando un galvanómetro en la línea de carga 1 o 2, (asumiendo una carga balanceada) o también por un chequeo de carga individual, las tres líneas de carga y la ganancia (GAIN) es incrementado lentamente en la dirección de las manecillas del reloj. Si la corriente nominal máxima del PA-3 es alcanzada antes que el voltaje de línea a línea de salida alcance de 95 a 97% del voltaje de salida, éste será el punto donde la potencia máxima está siendo obtenida del PA-3, para ésta carga particular y el control de ganancia (GAIN) no deberá de ser movido más allá en la dirección de las manecillas del reloj. Dependiendo de la naturaleza de la carga la corriente puede decrementarse o incrementarse como incrementos de carga de temperatura. Si la corriente se incrementa como incremento de carga de temperatura continúe monitoreando la corriente de carga, hasta que la carga haya alcanzado su temperatura alta normal.

- p) Ajuste lentamente el control de ganancia (GAIN) en la dirección de las manecillas del reloj hasta que el voltmetro indique 95 a 97% de voltaje de entrada.
- q) Reduzca el punto de referencia (SET POINT) del controlador de proceso a su nivel mínimo.
- r) Lentamente ajustar el control manual de polarización (BIAS/MAN) en la dirección de las manecillas del reloj hasta que el voltaje AC sea cero en la carga.
- s) Repetir los pasos anteriores, hasta que los límites del rango máximo y mínimo se logren.
- t) Apague la potencia principal
- u) Desconectar la carga vacía de las terminales de la carga.
- v) Conecte la carga de operación actual a las terminales X1, X2 y X3. Las líneas de carga deberán ahora ser pasadas a través de los transformadores de corriente opcional si se instalaron. Encienda la potencia principal en el PA-3, coloque el controlador de proceso en el punto de referencia (SET POINT) deseado y comience la operación.

Ahora bien, dentro de la operación de este equipo. El control estándar requerido para ajustar los parámetros de operación del PA-3 está localizados en el módulo de control de disparo. Estas son el control de ganancia (CONTROL GAIN) y el control manual de polarización (CONTROL BIAS/MAN). La operación de estos controles está descrita en los siguientes párrafos. Colocación y uso de los controles opcionales, indicadores y dispositivos son descritos más adelante.

El controlador de proceso provee un cambio de corriente basado en un cambio en algunos procesos variables. El porcentaje de voltaje de salida del PA-3 debe ser proporcional a esta corriente de entrada del controlador de proceso, de tal manera que el 100% de voltaje disponible es provisto en el límite superior del controlador de proceso y 0% en el límite inferior. El control de ganancia (GAIN) es usado para colocar el límite superior y la función del control manual de polarización (BIAS/MAN) establece el límite inferior. En caso de que la operación manual del PA-3 sea deseada, la operación de control manual de operación (BIAS/MAN) es usada.

La función del CONTROL GAIN es para controlar la salida máxima (punto 100%) del PA-3 al límite superior de la medición en mA del controlador de proceso que se esta usando. Esto es llevado a cabo controlando la cantidad de voltaje aplicada al punto sumador (SUMMING POINT) en el circuito amplificador con medidas de 2 mA a 8 mA, o cualquier otra medida donde el límite superior no exceda 50 mA, permitirá el seguimiento continuo de la salida del PA-3 hasta un 100%, como se observa en la figura 4.42

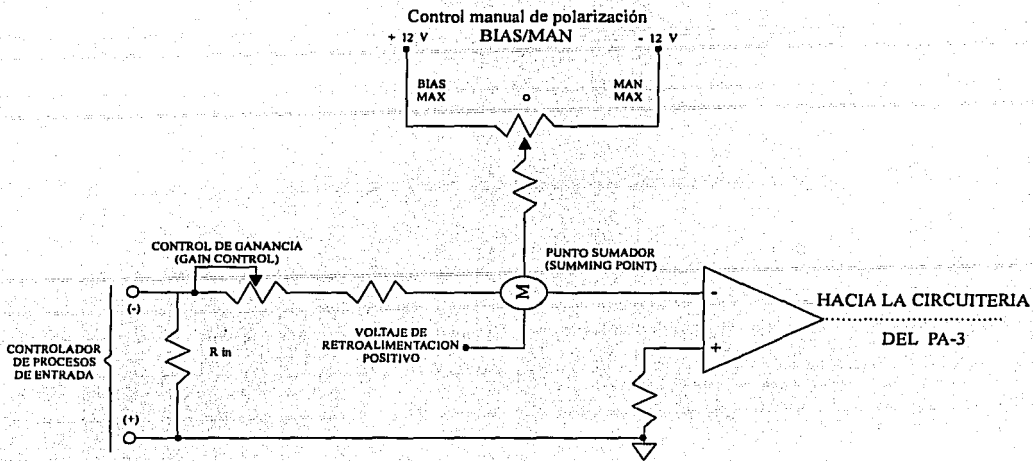


FIGURA 4.42 Diagrama donde se muestra el control GAIN y el control BIAS/MAN.

Si el controlador de proceso tiene una relación de espacio de salida de 4–12 mA, pero el control de ganancia (GAIN) está a su máxima capacidad, produciendo una salida del PA-3 al 100% en un rango menor que 12 mA (por ejemplo 10 mA), el espacio efectivo de la salida del controlador de proceso ha sido limitado como se muestra en la figura 4.43. A la inversa, si el control de ganancia (GAIN) está colocado a su mínima capacidad la salida completa del PA-3 puede ser nunca enviada a la carga. Una vez que el punto de salida 100% ha sido establecido correctamente, el control de polarización manual (BIAS/MAN) puede ser ajustado para establecer el punto de salida 0%.

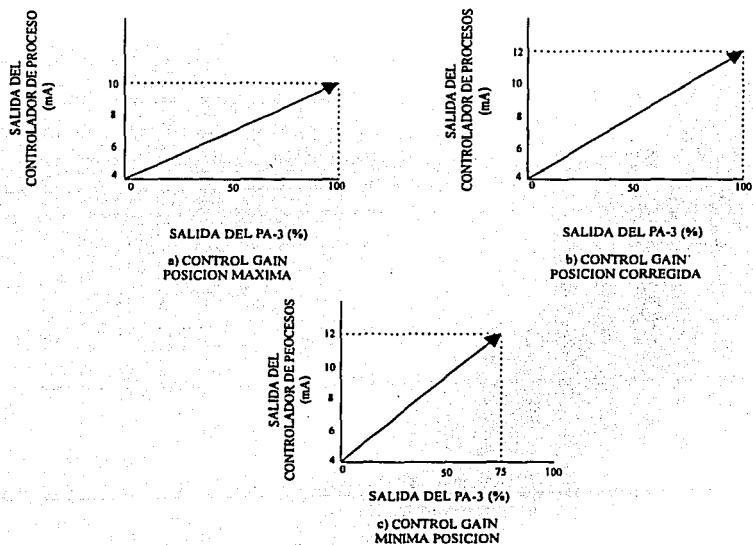


FIGURA 4.43 Espacio efectivo de salida en el controlador de procesos.

El control de polarización (BIAS/MAN) tiene dos funciones. Como BIAS, establece el punto donde el PA-3 arrancará enviando potencia a la carga cuando un controlador de proceso es conectado a una unidad. En la posición MAN, permite que sea un control manual de salida del PA-3 donde va de 0 a 100% en el caso de que un controlador de proceso no este conectado. El control manual puede ser operado para anular temporalmente el controlador de proceso.

La función primaria del PA-3 es el control de la energía para alimentar a la carga, esto se lleva a cabo en cada una de las mitades del ciclo de voltaje de entrada, en el cual la conducción puede ocurrir como se muestra en la figura 4.44. La fuente de poder de AC representa el voltaje en línea de 50 o 60 Hz. Si el interruptor es cerrado en el momento en que va la mitad positiva del ciclo de voltaje de entrada de los puntos 1 y 2, el voltaje a través de la carga ZL es mostrado en detalle, como se muestra en la figura 4.44a. Si el interruptor es cerrado en el momento cuando va la mitad positiva del ciclo del voltaje de entrada a través de los puntos 1 y 2 y sea máximo ( $90^\circ$ ), el voltaje a través de la carga ZL es mostrado en detalle en la figura 4.44b. Si el interruptor es cerrado cuando la mitad positiva del ciclo de la amplitud de voltaje de entrada a través de los puntos 1 y 2 están en alguna parte entre un máximo ( $90^\circ$ ) y un mínimo ( $180^\circ$ ), por ejemplo a  $170^\circ$ , el voltaje a través de la carga ZL es mostrado en detalle en la figura 4.44c. Una mitad de ciclo completa de conducción corresponde a un ángulo de conducción de  $180^\circ$  y cuando no ocurre ninguna conducción para los primeros  $170^\circ$ , el ángulo de conducción corresponde a  $180^\circ$  menos  $170^\circ$  ó sea,  $10^\circ$ .

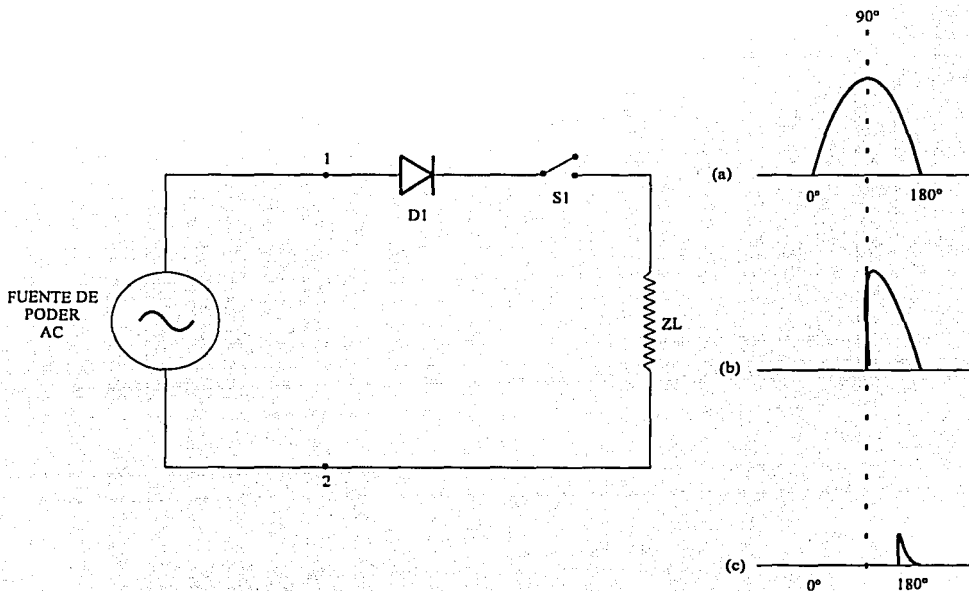


FIGURA 4.44 Diagrama de control de energía para alimentar la carga y sus ciclos.

Si el interruptor S1 de la figura 4.44 es rápidamente encendido y apagado de tal manera que cada mitad positiva del ciclo de voltaje de entrada a través de los puntos 1 y 2 tiene un ángulo de conducción de  $180^\circ$ , el voltaje a través de la carga ZL es mostrado en detalle en la figura 4.45a.

Similarmente, si el interruptor es operado para proveer una secuencia de ángulos de conducción de  $90^\circ$ , el voltaje a través de la carga, será como el de la figura 4.45b. Deberá ser obvio en este punto que cuando el ángulo de conducción decrezca, el voltaje a través de la carga decrecerá de igual forma. Controlar el voltaje a

través de la carga corresponde a controlar la corriente a través de la misma carga y por lo tanto, la potencia enviada a dicha carga.

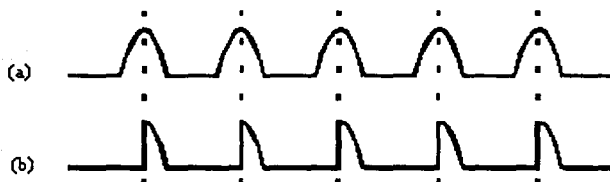


FIGURA 4.45 Angulos de conducción a través de la carga ZL.

Con respecto al modulo de potencia, en el PA-3 cada línea de potencia de entrada está en serie con un SCR. Una versión simplificada de una de las tres de estas líneas con su respectivo SCR es mostrada en la figura 4.46. Cuando en el SCR se aplica un voltaje a través de G1 y K1 (G1 positivo), este dispositivo se dispara permitiendo que fluya la corriente durante la mitad del ciclo positivo, así el SCR llena las funciones de ambos, tanto del interruptor como del diodo. Controlando la sensibilización instantánea durante cada mitad de ciclo positivo, el ángulo de conducción, y consecuentemente la potencia enviada a la carga ZL puede ser controlada.

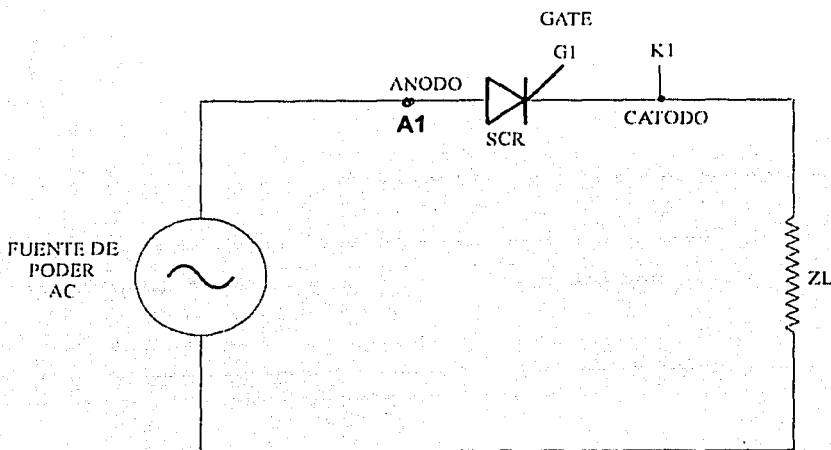


FIGURA 4.46 Diagrama simplificado de una de las tres líneas de alimentación con su respectivo SCR.

En el circuito real del SCR del PA-3, la fuente de poder AC mostrada en la figura 4.46, debe ser reemplazada por los voltajes instantáneos en todas las líneas de entrada de potencia; la carga será una conexión en delta o en estrella y el SCR sencillo se transformará en circuito SCR con un diodo en paralelo. En la figura 4.47, solamente dos de estas tres líneas de entrada son consideradas para facilitar la explicación de interacción multifase. Cuando la fase 1 es más positiva que la fase 2, la sensibilización en el SCR resultará en conducción a través de ZL desde el punto L1 a L2, hasta que el voltaje instantáneo a través de las caídas de la fase 1 y 2 lleguen a cero. Se notará que el diodo en paralelo del circuito de la fase dos, completa la trayectoria de conducción cuando en la fase uno se dispara el SCR, y cuando la fase dos es más positiva que la fase uno, en la fase dos se dispara el SCR.

De este ejemplo se puede ver que la potencia es enviada a la carga de cada fase cuando es más positiva una que otra o de las otras dos. Desde que en cualquier tiempo dado o fase dada con respecto a por lo menos uno de los otros dos, la potencia puede ser enviada a la carga en cualquier tiempo. La cantidad de potencia enviada depende del ángulo de conducción.

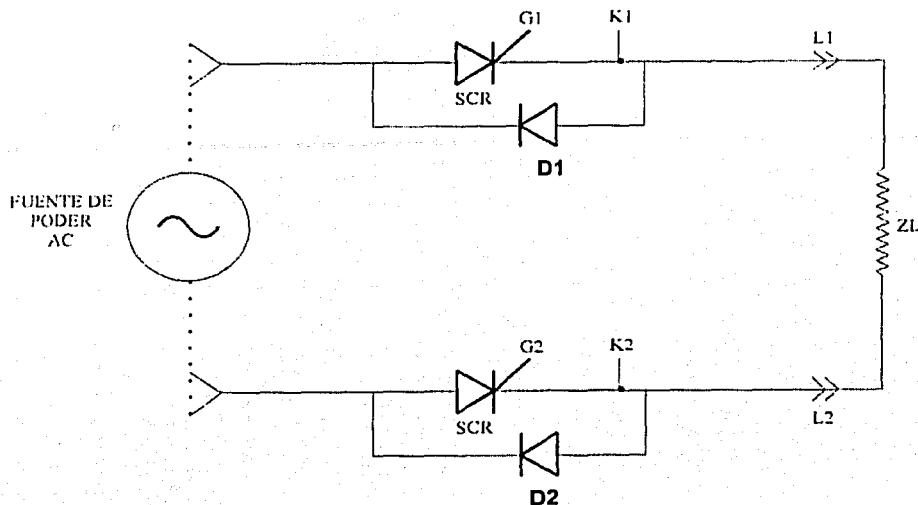


FIGURA 4.47 Diagrama que muestra dos líneas de entrada del circuito SCR con diodos.

El módulo de control de disparo del PA-3 contiene un suministro de voltaje, el control BIAS/MAN y el control GAIN, un amplificador sumador, un circuito de arranque y un circuito que restablece el arranque cuando hay una variación de corriente, tres circuitos de disparo SCR, tres formadores de pulso y una red de retroalimentación de voltaje. En la figura 4.48 se muestra un diagrama a bloques simplificado indicando la relación funcional de estos tres circuitos.

La teoría de operación de cada uno de los circuitos funcionales es mostrada en la figura 4.48, y a continuación se describen, así como también las formas de onda de la figura 4.49.

El control de ganancia (GAIN), es un potenciómetro conectado entre la terminal de entrada de control negativa (TB1-1) y el punto sumador (SUMMING POINT). Los voltajes desarrollados a través de la resistencia de igualación de impedancias de entradas son controlados por el GAIN tanto como se requiera para obtener el 100% de salida del PA-3, cuando la salida del controlador de proceso se encuentra en su límite superior.

El control del BIAS/MAN es un potenciómetro con las terminales conectadas a las líneas +12 VDC y -12 VDC regulados en el suministro de voltaje DC. La parte central de este control tiene un ajuste manual a través del resistor RG hacia el SUMMING POINT. Usando el control en la posición de BIAS, es ajustado para proveer un voltaje positivo al SUMMING, el cual compensará el voltaje negativo del GAIN en el límite inferior de la señal de salida del controlador de proceso. Esto establece el punto de salida de 0% del PA-3. Cualquier voltaje negativo del GAIN con un valor absoluto mayor que el voltaje BIAS positivo de dicho control causará una salida del amplificador de adición y consecuentemente una salida del PA-3. Ahora bien, usado como un control manual el BIAS/MAN aplica un voltaje positivo al SUMMING POINT, causando que el amplificador de adición conduzca y que el PA-3 mande una señal de salida.

La señal del circuito de disparo, la salida del transformador, la señal en la terminal de la compuerta del SCR y la señal de salida son mostradas en la figura 4.50.



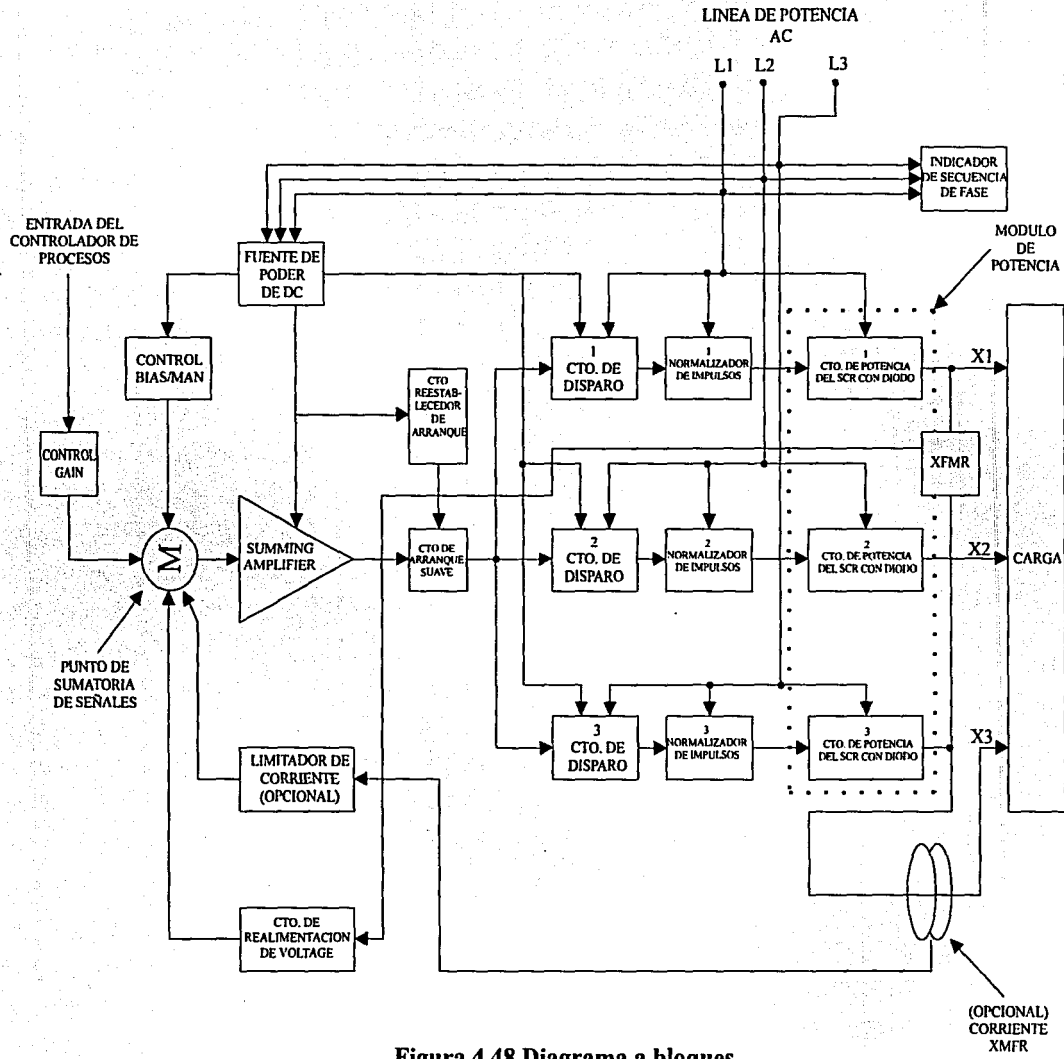


Figura 4.48 Diagrama a bloques

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

**TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN**

**CONTROL DE SEÑAL : BAJO**

**CONTROL DE SEÑAL : ALTO**

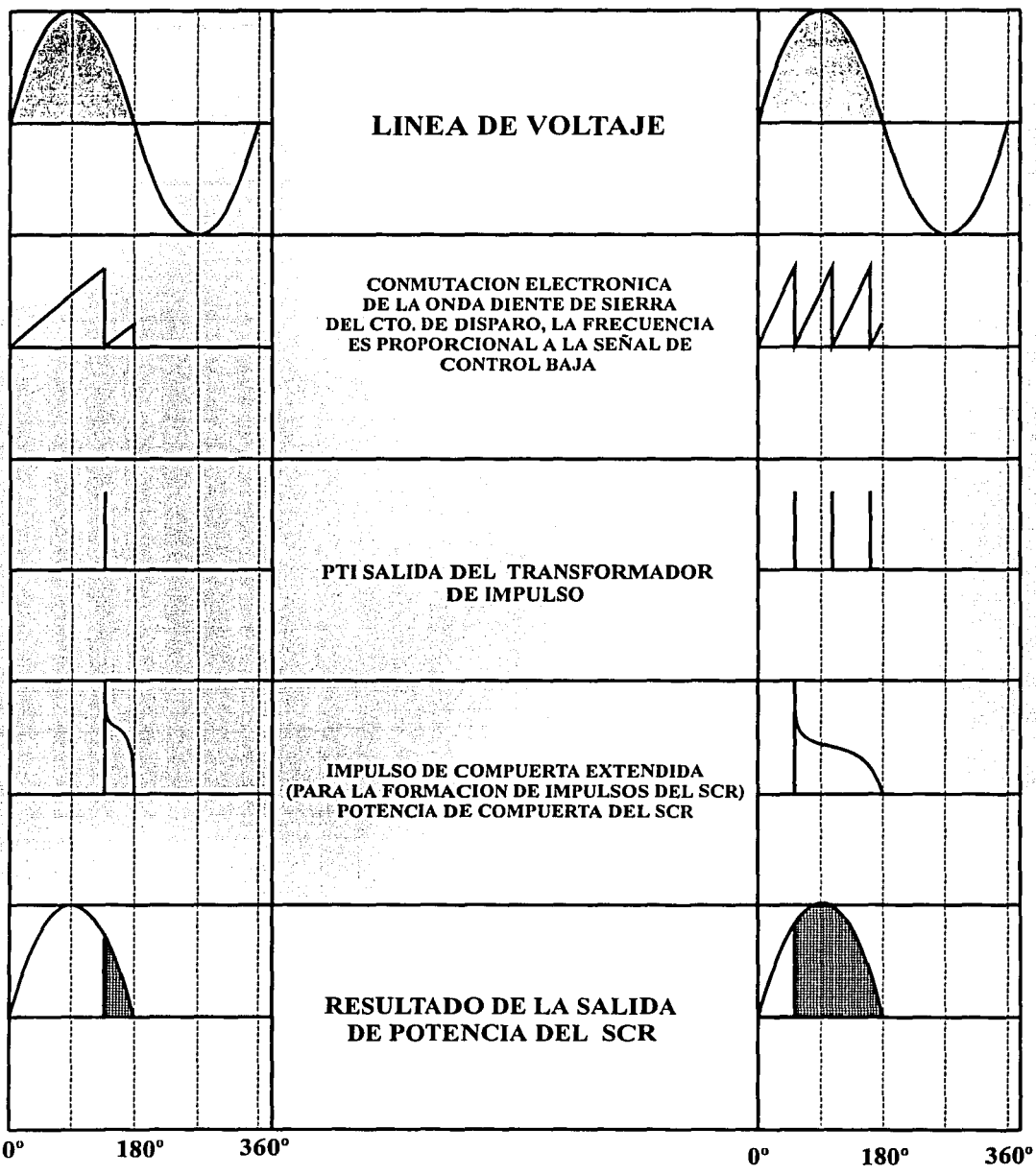


FIGURA 4.49 FORMAS DE ONDA

Ahora bien, en la figura 4.50 se muestra el esquema simplificado del circuito amplificador sumador. El amplificador recibe la polarización de +12 VCD y -12 VCD suministrados por la fuente de alimentación de CD. El circuito amplifica el valor resultante de las señales aplicadas al punto donde se suman todas las señales, su nivel de salida CD es el factor de control de rango de voltaje de salida del PA-3 (porcentaje de 0 a 100%).

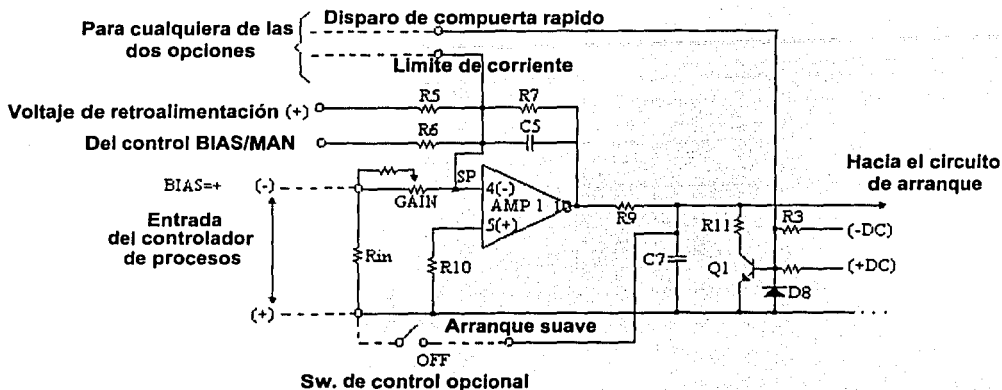


Figura 4.50 Diagrama del circuito del Amplificador sumador.

- La salida negativa del controlador de proceso, de 0 a 100%.
- La colocación BIAS positiva (posición de nivel de salida de 0%).
- La colocación GAIN (posición de nivel de salida de 100%).
- El nivel de voltaje de retroalimentación (positivo) el cual se incrementa o decrementa como una función de variación de voltaje de entrada.
- El ajuste manual (en lugar de un ajuste BIAS) el cual anula la entrada del controlador de proceso.

La salida del amplificador de adición es aplicada a la red de arranque suave.

La red de arranque suave consiste de la resistencia R9 y el capacitor C7, como se muestra en la figura 4.51. Esta red limita la proporción en la cual el voltaje de salida pueda incrementarse, ya sea cuando la línea de voltaje es inicialmente aplicada, o siguiendo una pérdida de potencia momentánea de varios ciclos de duración. Lleva el voltaje de la carga hasta su nivel de voltaje requerido lentamente para evitar una larga afluencia de corriente asociada con transformadores y cargas similares. La salida del amplificador, carga el capacitor C7 a través de la resistencia R9. Cuando el PA-3 es encendido bajo condiciones de carga máxima, la red RC eleva el voltaje hasta la carga máxima suavemente en aproximadamente 200 mseg.

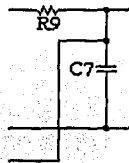


Figura 4.51 Circuito de excitación de arranque suave.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

El circuito de reposición de arranque suave se muestra en la figura 4.52, consiste de un transistor Q1, de los resistores R3, R11 y R12, y del diodo D8. Durante la operación normal, la red de voltaje CD en la base de Q1 (negativa no filtrada a través de R3, positiva regulada a través de R12) es menos que +1/2 Volts, y Q1 es sostenido en la posición de apagado (OFF). Cuando el voltaje de línea de entrada es interrumpido momentáneamente, el voltaje negativo se va a cero, y el positivo es sostenido momentáneamente (a través de R12) por medio de C1. Este voltaje de base positivo enciende a Q1, el cual acorta cualquier carga positiva que permanezca en C7, así "restableciendo" el circuito de arranque suave. (Esta acción también provee cualquier generación de pulsos de sensibilidad instantánea requerida por el circuito de disparo SCR). Cuando la línea de voltaje se normaliza, Q1 se apaga y la operación del circuito de arranque suave será nuevamente como se describió anteriormente.

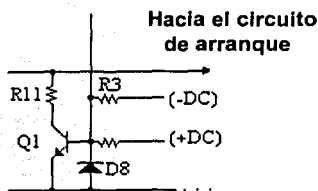


Figura 4.52 Circuito de reposición de arranque suave

Con respecto al circuito de disparo del SCR, en la figura 4.53 se muestra el circuito simplificado de uno de los tres circuitos idénticos de disparo, el cual toma el tiempo de los pulsos que eventualmente dispara la potencia de los SCR. Debido a que este pulso debe ocurrir en el mismo punto en cada ciclo, para obtenerse una salida estable, debe ser sincronizado con las líneas de suministro de AC.

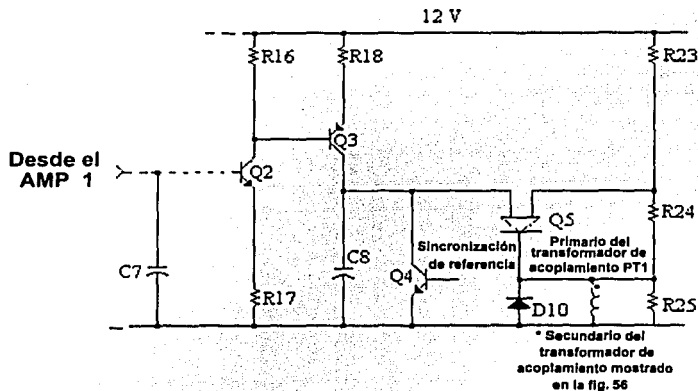


Figura 4.53 Circuito simplificado de uno de los circuitos de disparo.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

Ahora bien, para poder explicar el funcionamiento del circuito de la figura 4.53, vamos a dividirlo en sus diferentes etapas. En la figura 4.54 se observa que el voltaje en C7 es aplicado a la base de Q2 y causa una corriente que fluye a través de el, R16 y R17. El voltaje resultante en el colector de Q2 es aplicado a la base de Q3 lo que controla el rango de flujo de corriente de dicho transistor. El rango de corriente es directamente proporcional al voltaje en C7. Esta corriente carga al capacitor C8, hasta que alcanza el nivel de conducción del Q5 el cual se muestra en la figura 4.55. C8 entonces descarga a través de Q5 y de PT1 principal creando un pulso de corriente el cual es acoplado por el PT1 secundario al circuito de pulso (SHAPER).

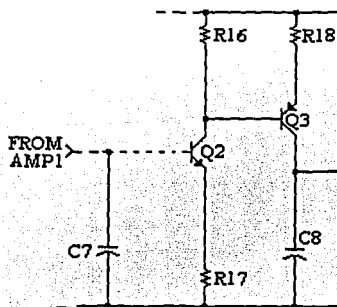
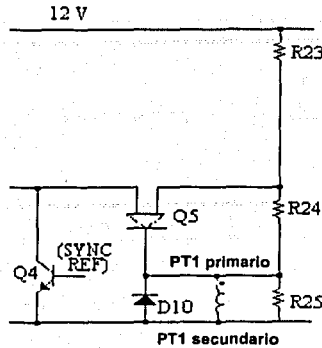


Figura 4.54 Etapa de entrada del circuito de disparo.

El tiempo necesario para que C8 alcance el nivel de conducción de Q5 decrece en tanto que la corriente a través de Q3 se incrementa (inicialmente determinado por la carga en C7). Q4 sincroniza el tiempo de pulso de disparo a la entrada de AC. Q4 esta en BIASED de tal forma que conduce a todo lo largo de casi todo el ciclo negativo, se apaga durante todo el medio ciclo positivo. Por lo anterior, se asume que a C8 le toma 0.1 mseg para cargar el nivel de disparo de Q5, cuando el voltaje en C7 mostrado en la figura 4.54 esta a un nivel el cual produce un 100% de salida de potencia. Para obtener el 100% de salida, la potencia del SCR debe de estar abierto para todos los medios ciclos positivos y para lograr esto el voltaje de entrada debe ser aplicado ligeramente antes del punto cruz cero negativo a positivo. Debido a que se toma un tiempo finito (0.1 mseg), para que C8 se cargue, Q4 debe ser apagado por lo menos 0.1 mseg, Q4 permanecerá cerrado por un periodo de tiempo correspondiente. Después del punto cruz cero positivo a negativo; de cualquier manera, la potencia del SCR no puede ser disparada después de este punto cruz. Aunque el pulso sea generado, esto debido a que el ánodo es negativo con respecto a cualquier señal de entrada positiva existente.

Durante la mitad del ciclo positivo, cuando Q5 descarga a C8, da como resultado un pulso de disparo, Q5 no permanece conduciendo pero se activa permitiendo que C8 se cargue nuevamente al nivel de disparo de Q5. Esto resulta en una forma dentada en C8, como se muestra en la figura 4.55. La frecuencia es tal que es determinada por el voltaje en C7, ya que C8 se carga a una razón proporcional de dicho voltaje. El arranque de las formas de onda es sincronizado con la línea de AC por Q4 y ocurre en los medios ciclos positivos, ya que el PA-3 es un sistema trifásico, un circuito "SYNC" debe ser suministrado para cada fase. Los tres circuitos son idénticos pero colocados de forma dispereja en tiempo por 120° eléctricos así como lo son las líneas de entrada de AC.



TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

FIGURA 4.55 Etapa de salida del circuito de disparo.

Ahora bien, el circuito de pulso SHAPER se muestra en la figura 4.56. La entrada al circuito viene del circuito de disparo a través de PT1. La descarga de Q5 y PT1 produce una corriente de pulso sincronizada adecuada para disparar la terminal G del SCR. Este pulso, de cualquier manera, es demasiado pequeño para ser usado con la potencia más grande que sería la del SCR-1 y por lo tanto el pulso debe ser amplificado.

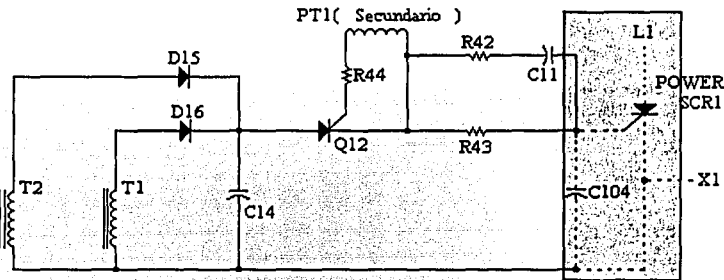


Figura 4.56 Circuito de pulso SHAPER

En la figura 4.57 se observa que Q12 es un SCR sensitivo que puede ser disparado por el pulso que se manda desde PT1. La fuente de voltaje para el SCR-2 es desarrollada por los transformadores de línea secundarios T1 y T2, este voltaje es rectificado por D15 y D16, filtrados por C14 y aplicados al ánodo de Q12. Al ser disparado Q12, una corriente de pulso es acoplada a la compuerta de potencia SCR-1 de la figura 4.58 a través de la red comprendida de R42 y C11. Esta es una amplitud alta y se alza rápido pero de una duración de pulso relativamente corta, tan pronto pasa este pulso, la corriente a la compuerta de la potencia del SCR-1 es mantenida a un nivel más bajo consistente con las limitaciones de la compuerta de potencia.

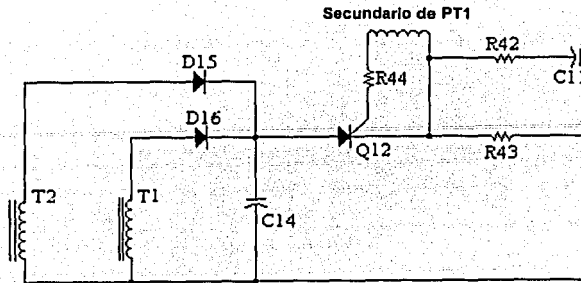
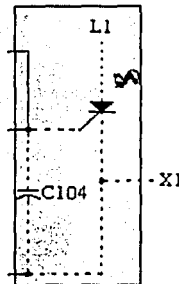


FIGURA 4.57 Circuito del SCR disparado desde el PT1.

Con respecto al circuito de potencia SCR mostrado en la figura 4.58, la señal de entrada que aparece a través de C104 es la salida del circuito de pulso SHAPER y se aplica entre la compuerta y el cátodo del SCR-1, como se muestra en la figura 4.59. El pico inicial en la compuerta causa un disparo rápido y positivo en SCR-1 que hace que conduzca rápidamente la potencia a la carga para el resto de la mitad del ciclo.



TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

Figura 4.58 Circuito de potencia del SCR.

La protección del SCR, al ser disparado por un voltaje momentáneo está dada por el arreglo R-C que comprende a R101 y C101. El diodo D101 completa el circuito mientras que el SCR-1 no esta conduciendo. El fusible F1 es de fusión rápida y se encuentra entre la línea de potencia y el SCR, el cual prevve daños de ondas de corriente. El varistor VAR-1 provee supresión de picos de sobrevoltaje momentáneos.

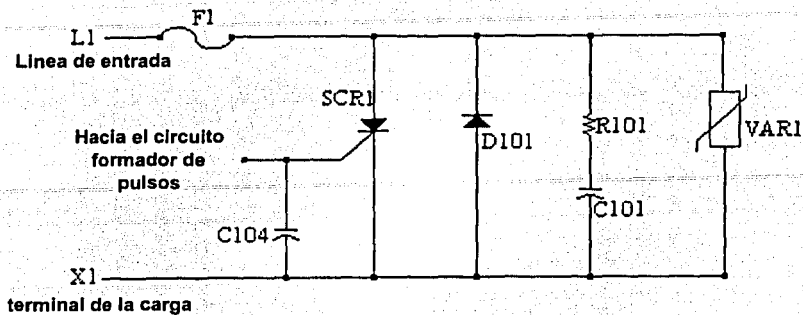


Figura 4.59 Circuito de protección del SCR.

El circuito de voltaje de realimentación está diseñado para soportar un voltaje de salida (y de aquí la potencia) constante cuando los cambios en la línea de voltaje ocurren. En la figura 4.60, se muestra el circuito de realimentación, el cual consiste de un transformador de potencia T4, rectificadores D24 y D25, también de potencia, un diodo zener DZ3, y resistencias R5, R51 y R52. El devanado secundario del transformador T4 es conectado a través de las terminales X1 y X3 de la unidad. El voltaje a través del devanado secundario de T4 es rectificado en ondas completas por los diodos. La salida del rectificador de onda completa alimenta al detector de ley de cuadros formado por el diodo zener y las resistencias R51 y R52. La función del detector es la de producir una señal de voltaje que sea proporcional a la potencia. La señal de salida del detector es aplicada al SUMMING alimentando el circuito del amplificador a través de la resistencia R5. La salida de voltaje de la unidad es sentida por el devanado primario del transformador de potencia T4 y es acoplado al devanado secundario, al incrementarse el voltaje de salida de la unidad, la potencia se incrementa, la salida del detector igual. Cuando la potencia enviada desde la unidad decrece, la salida del detector decrece también.

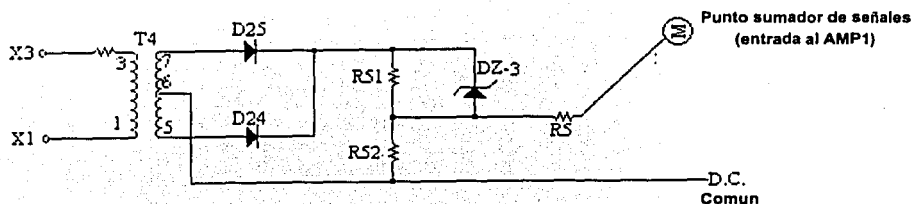


FIGURA 4.60 Circuito de voltaje de realimentación.



## 4.7 CONTROL DIGITAL DE POTENCIA.

### INTRODUCCION.

El circuito de control digital de potencia está basado en un dispositivo de potencia de alta capacidad perteneciente a los TIRISTORES, el cual se basa en el control del ángulo de disparo de la puerta de un TRIAC mediante un tren de pulsos. En la figura 4.61 se muestra el diagrama a bloques del control digital de potencia. En los siguientes párrafos se describe el funcionamiento de dicho control.

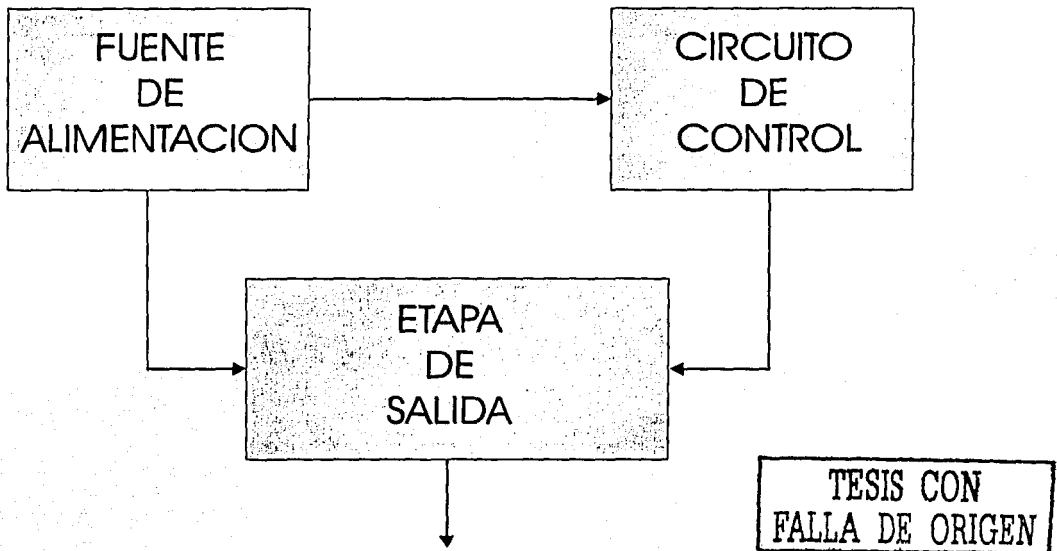


Figura 4.61 Diagrama a bloques del control digital de potencia.

### 4.7.1 FUENTE DE ALIMENTACION.

En la figura 4.62 se muestra las dos tipos de alimentación del circuito de control, este circuito se alimenta con dos tensiones diferentes, una para la parte digital que se muestra en la figura 4.62a y esta conectada por medio de los acopladores 4N25 y el LM7805, ya que se necesita 5 Volts de alimentación para dichos optoacopladores, y también se encuentra la parte analógica, que se muestra en la figura 4.62b, esta se encuentra ubicada donde están los transformadores y el fusible. Ambas se encuentran perfectamente aisladas entre sí, ya que sus tierras están separadas y la unión entre ellas se realiza mediante optoacopladores 4N25.



#### 4.7.2 CIRCUITO DE CONTROL.

Basándonos en la figura 4.63a, podemos decir que los transistores Q3 a Q6, junto con los componentes asociados forman un detector de cruce por cero. Cada vez que la tensión de red cruza el cero, el circuito obtiene una frecuencia de 120 Hz, esta señal se transfiere a la parte digital del circuito por medio del optoacoplador IC5, estos son invertidos por la compuerta NAND IC2D cuya salida se encuentra conectada a la lectura de datos del conector descendente. Cada impulso provoca que el contador cargue el dato de 8 bits aplicado en sus entradas P0 a P7, estos datos aparecen en los diodos led D2 a D9, ya que el buffer, esta conectado directamente a la entrada de datos del circuito.

El reloj que controla la cuenta es generado por el oscilador formado por la compuerta NAND IC2B, así como también la NAND IC2A y los componentes asociados. En cada impulso de este reloj el contador resta 1 al valor anteriormente cargado.

Cuando llega la cuenta de cero, se activa la salida co/zd del contador U7, provocando la interrupción del reloj mediante una compuerta NAND. Esta señal se conecta a la compuerta IC2C, la que genera un impulso que lleva al estado de conducción al transistor T1 lo que activa la etapa d salida. Este proceso se repite tras cada cruce por cero de la tensión de red.

El tiempo que transcurre desde el instante del cruce de cero, momento en que carga el dato, hasta que se activa la salida, depende de la magnitud del dato cargado. Por lo que cuanto mayor sea el valor del dato, más tiempo tarda en activarse la salida. Lo anterior se muestra en la figura 4.63b.

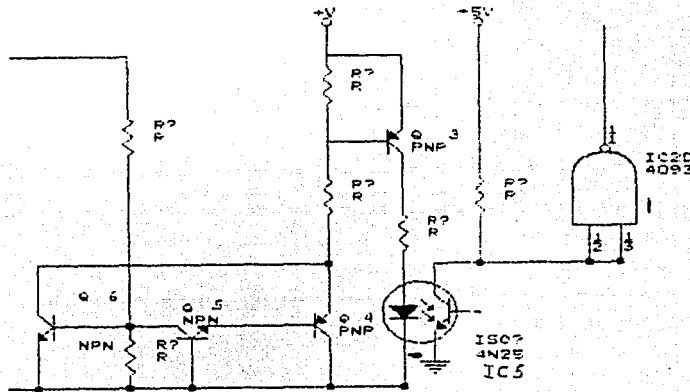


Figura 4.63a Circuito que forma el detector de cruce por cero.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

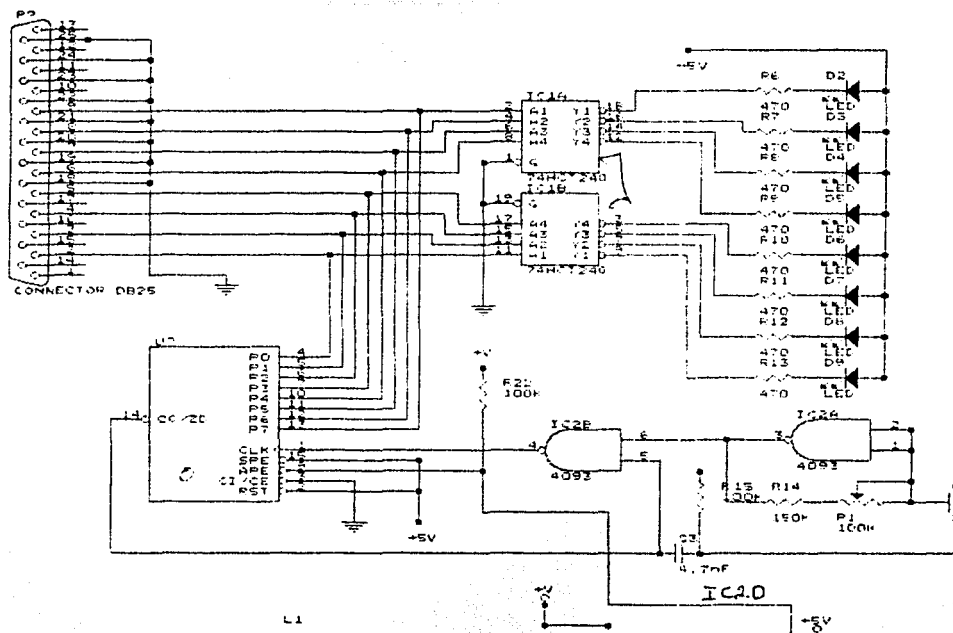


Figura 4.63b Diagrama del contador.

### 4.7.3 ETAPA DE SALIDA.

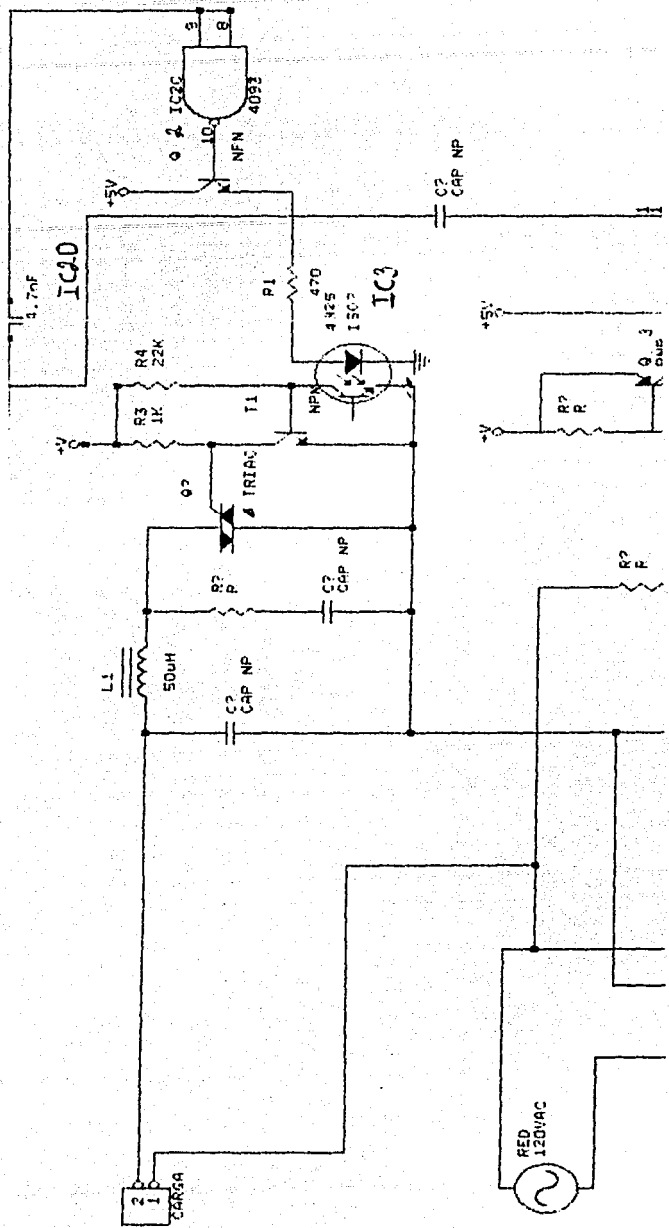
Basándonos en la figura 4.64, podemos decir que en esta etapa de salida el impulso generado por T1 es transmitido a la etapa de salida a través del optoacoplador IC3, en cuya salida esta conectado el transistor Q2 que se pondrá en conducción provocando que se dispare el TRIAC.

En ese momento se aplica la tensión de a la carga. Por lo tanto el tiempo durante el que se aplica la tensión de red a la carga depende del valor del dato aplicado a la entrada del contador.

Así la potencia aplicada a la carga es inversamente proporcional a la magnitud del dato de control. Esto se observa en la figura 4.63.

Es necesario comentar que el SCR usado para este propósito debe ser un SCR de potencia, con las características convenientes de acuerdo al manual de dispositivos, para poder soportar corrientes mayores de 5 amperes y pueda entregar voltajes adecuados para la potencia exigida por la carga, normalmente se usa un TO-127.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN



TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

Figura 4.64 Diagrama de la etapa de salida.

#### **4.7.4 APLICACIÓN DEL CONTROL.**

El circuito de control digital de potencia puede ser empleado tanto por cargas resistivas, como por cargas inductivas, gracias a la red de protección instalada a la salida del circuito.

La única limitación puede ser las cargas máximas y mínimas que puede soportar. La carga mínima es de 50 watts; por debajo de este valor el circuito no operara correctamente.

En cuanto a la carga máxima que puede soportar, depende del disipador colocado sobre el SCR. El componente soporta hasta 15 amperes, lo que significa que con un buen disipador se puede llegar a controlar o soportar cargas superiores a los 5000 watts.

La utilización que tiene este circuito es el control de una rejilla que forma parte del sistema de aire acondicionado del edificio "Torre Santa Teresa" la cual abastece de aire acondicionado a el cuarto de maquinas de emergencia (denominado así, ya que es un sistema de tableros que solo funciona cuando existe un percance en el edificio tales como incendio, temblor, inundación de los sótanos ó algún robo en los pisos), estas maquinas solo disponen de circuitos de control digital lo que lo hace poco rentable en el uso de dispositivos analógicos para el control de la rejilla, tomando este punto de partida se acoplara directamente el conector DB25 a el circuito de salida de las maquinas de emergencia.

El sistema general es monitoreado por el sistema de control digital de la marca Honeywell que es el sistema de control d aire acondicionado, o en su defecto se puede conectar a un tablero de la marca Notifier modelo AP-200, que cuenta con una interfaz configurable de datos de salida.

#### 4.7.5 LISTADO DEL PROGRAMA DEL SOFTWARE.

Ahora bien, el programa que se realiza en base de datos para la operación y el control de la rejilla de potencia para poder ser monitoreado el funcionamiento de tal rejilla en una computadora normal y ver su adecuado funcionamiento. A continuación se muestra el programa realizado en ambiente DOS. En la actualidad este programa esta mejorado en ambiente de COREL-LINUX.

Form0 - 1

```
Option Explicit
Private Declare Function out lib "puertos.dll" (ByVal Puerto As Integer, ByVal Dato As Integer) As Integer
Eger
Dim valor As Integer
Dim direccion As Integer
Dim i As Integer
Private Sub Command1_Click ()
    End
End Sub

Private Sub Form_Load ()
    direccion = 888
    valor = 254
End Sub

Private Sub Llave_Click (Value As Integer)
If Llave Then " Si está conectada
    i = Out (direccion, 255)
    vscroll1.Value = 128
Else
    i = Out (direccion, 0)
    vscroll1.Value = 2
    End If
End Sub

Private Sub Lpt1_Click ()
    direccion = 888
    Lpt1.Checked = True
    Lpt2.Checked = False
    Lpt3.Checked = False
End Sub

Private Sub Lpt2_Click ()
    direccion = 632
    Lpt2.Checked = True
    Lpt1.Checked = False
    Lpt3.Checked = False
End Sub

Private Sub Lpt3_Click ()
    direccion = 956
    Lpt3.Checked = True
    Lpt1.Checked = False
    Lpt2.Checked = False
End Sub

Private Sub VALORD_LinkNotify ()
End Sub

Private Sub valor_Click ()
End Sub

Private Sub SSRibbon1_Click (Value As Integer)
End Sub

Private Sub Vscroll1_Change ()
    Dim i
```

```
valor = 130 - vscroll1.Value
valor1.TEXT = 130 - vscroll1.Value
i = Out (direccion, valor)
```

End Sub

Form0 - 1

VERSION 4.00

Begin VB.Form Form0

```
Border Style = 1 'Fixed Single
Caption = "Control Digital de Potencia"
ClientHeight = 5790
ClientLeft = 1515
ClientTop = 1290
ClientWidth = 4170
```

BeginProperty Font

```
name = "MS Sans Serif"
charset = 1
weight = 700
size = 8.25
underline = 0 'False
italic = 0 'False
strikethrough = 0 'False
```

EndProperty

```
ForeColor = &H80000008&
Height = 6480
Icon = (Icon)
Left = 1455
LinkTopic = "Form0"
Maxbutton = 0 'False
ScaleHeight = 5790
ScaleWidth = 4170
Top = 660
Width = 4290
```

Begin VB.PictureBox Picture2

```
AutoRedraw = -1 'True
AutoSize = -1 'True
Height = 1995
Left = 2160
Picture = (Bitmap)
ScaleHeight = 1965
ScaleWidth = 1920
TabIndex = 6
Top = 3720
Width = 1950
```

End

Begin VB.VScrollBar Vscroll

```
Height = 3615
LargeChange = 8
Left = 240
Max = 128
Min = 2
TabIndex = 5
Top = 840
Value = 2
Width = 495
```

End

Begin VB.TextBox valor1

```
Alignment = 2 'Center
BeginProperty Font
name = "Century Gothic"
charset = 1
weight = 600
size = 15.75
underline = 0 'False
italic = 0 'False
strikethrough = 0 'False
```

EndProperty



```

Height = 504
Left = 2640
Locked = -1 'True
MousePointer = 5 'Size
TabIndex = 4
Top = 1680
Width = 735
End
Begin VB.CommandButton Command1

```

Form0 -2

```

Appearance = 0 'Flat
BackColor = &H80000005&
Caption = "& Salir"
Height = 495
Left = 2400
TabIndex = 1
Top = 3000
Width = 1215

```

```

End
Begin VB.PictureBox Picture1
AutoRedraw = -1 'True
BorderStyle = 0 'None
Height = 3135
Left = 840
Picture = (Metafile)
ScaleHeight = 3135
ScaleWidth = 870
TabIndex = 0
Top = 1080
Width = 870

```

```

End
Begin Threed.SSRibbon Ilave
Height = 735
Left = 3000
TabIndex = 9
Top = 120
Width = 855
_version = 65536
_extentx = 1508
_extenty = 1296
_stockprops = 65
backcolor = 12632256
autosize = 1
pictureup = (Binary)
picturedn = (Binary)

```

```

End
Begin Threed.SSPanel SSPanel2
Height = 390
Left = 840
TabIndex = 8
Top = 600
Width = 975
_version = 65536
_extentx = 1715
_extenty = 699
_stockprops = 15
caption = "CONTROL"
backcolor = 12632256
BeginProperty font (FB8F0823-0164-101B-84ED-08002B2EC713)
name = "MS Sans Serif"
charset = 1
weight = 400
size = 8.25
underline = 0 'False
italic = 0 'False
strikethrough = 0 'False
EndProperty
borderwidth = 2

```

```

    bevelinner=      2
    font3d          =      1
End
Begin Threed.SSPanel SSPanel 1
    Height         =      360
    Left           =      2160
    TabIndex      =      7
    Top            =      960
    Width         =      1530
    _version      =      65536
    _extentx     =      2699
    _extenty     =      635
form0 -3
    _stockprops   =      15
    caption       =      "VALOR DECIMAL"
    backcolor    =      12632256
    BeginProperty font (FB8F0823-0164-101B-84ED-08002B2EC713)
        name      =      "MS Sans Serif"
        charset   =      1
        weight    =      400
        size      =      8.25
        underline =      0      'False
        italic    =      0      'False
        strikethrough =      0      'False
    EndProperty
    bevelinner=      2
    font3d     =      3
    autosize   =      2
End
Begin Threed.SSPanel PANEL_POT
    Height         =      525
    Left           =      360
    TabIndex      =      3
    Top            =      0
    Width         =      2295
    _version      =      65536
    _extentx     =      4048
    _extenty     =      926
    _stockprops   =      15
    caption       =      "POTENCIA"
    backcolor    =      12632256
    BeginProperty font (FB8F0823-0164-101B-84ED-08002B2EC713)
        name      =      "Arial"
        charset   =      1
        weight    =      700
        size      =      15.75
        underline =      0      'False
        italic    =      0      'False
        strikethrough =      0      'False
    EndProperty
    bevelinner=      1
    font3d     =      2
    autosize   =      2
End
Begin Threed.SSPanel PANEL_DAT
    Height         =      1215
    Left           =      0
    TabIndex      =      2
    Top            =      4560
    Width         =      1935
    _version      =      65536
    _extentx     =      3413
    _extenty     =      2143
    _stockprops   =      15
    caption       =      "Programa creado por * * * * *"
    backcolor    =      12632256
    bevelinner=      2
    outline      =      -1      'True
    font3d      =      3

```

```
End      autosize      =      3
Begin VB.Menu Config
Caption  =      "&Puerto Paralelo"
Index   =      0
WindowList =      -1      'True
Begin VB.Menu Lpt 1
Caption =      "Lpt&1"
Checked =      -1      'True
End
Begin VB.Menu Lpt 2
End
Begin VB.Menu Lpt 3
End

Form0 -4
Caption =      "Lpt&3"
End
End
```

## CONCLUSIONES

En relación al avance tecnológico y la evolución de la ciencia, nos encontramos día a día con nuevos productos en donde ya sea una pequeña o gran parte intervienen los dispositivos semiconductores de potencia, ya sea para amplificar una corriente un voltaje, según sea el caso, que nos permita que una etapa posterior al circuito de potencia funcione correctamente y poder obtener un trabajo en términos de potencia que desarrollen un proceso.

Indudablemente se puede decir que la electrónica sigue evolucionando en todos los campos de la industria, especialmente al electrónica de potencia, ya que los dispositivos semiconductores de potencia, lo que hacen es rectificar, convertir y amplificar señales, así como también en ocasiones sirven para excitar ya sea por medio de pulsos a una determinada carga y poder aprovechar su funcionamiento.

Ahora bien, al analizar las componentes de potencia, es con la finalidad de saber sus características y como funcionan dichos dispositivos, ya que como es bien sabido de los que saben del tema, es que de acuerdo al comportamiento de las componentes de potencia, se va a seleccionar la adecuada para un determinado proceso y se podrá hacer una mejor elección para el diseño de un producto o productos, todo va de acuerdo a un análisis de las componentes a elegir.

Conforme se desarrolla la tecnología de los dispositivos semiconductores de potencia y los circuitos integrados, se amplía el potencial para la aplicación de la electrónica de potencia. Ya existen muchos dispositivos semiconductores de potencia comercialmente disponibles; sin embargo continua el desarrollo en esta dirección. El diseño de los circuitos de la electrónica de potencia requiere del diseño de los circuitos de potencia y de control.

De acuerdo a lo visto en este trabajo de tesis, se puede observar las aplicaciones de los diodos semiconductores de potencia en acción de marcha libre, recuperando energía a partir de cargas inductivas y en la conversión de señales de corriente alterna a corriente directa. Existen tipos distintos de rectificadores, dependiendo de las conexiones de los diodos y del transformador de entrada. Se definieron los parámetros de rendimiento de los rectificadores y se mostró que los rendimientos de los rectificadores varían según sus tipos. Los rendimientos de los rectificadores también son influenciados por las inductancias de fuente y de carga.

Existen nueve tipos de Tiristores, solo el GTO, SITH y MCT son dispositivos de desactivación por compuerta. Cada uno de estos tipos tiene ventajas y desventajas. Aunque existen varios procedimientos para activar los tiristores, el control de la compuerta es el que resulta mas ventajoso mientras el voltaje con respecto al tiempo sea más alto. Debido a la carga recuperada, algo de energía se almacena en el parámetro  $di/dt$  y en inductores dispersos; las pérdidas de conmutación en el GTO son mucho más altas que en el SCR y los componentes de circuito de freno del GTO resultan críticos para su rendimiento.

Debido a diferencias en las características de tiristores de un mismo tipo, las operaciones en serie y paralelo requieren de ciertos circuitos para la repartición de voltaje y de corriente, a fin de protegerlos bajo condiciones de régimen permanente y transitorios. Es

obligatorio un procedimiento de aislamiento entre el circuito de potencia y los circuitos de compuerta. El aislamiento por transformador de pulso es simple, pero eficaz.

Se pudo observar como también el voltaje promedio de salida (y la potencia de salida) de los convertidores de ca-cd puede controlarse variando el tiempo de conducción de los dispositivos de potencia. Dependiendo de los tipos de alimentación, los convertidores pueden ser monofásicos o trifásicos. Para cada uno de estos tipos de alimentación, puede ser de media onda, semicompletos o completos. Los convertidores semicompletos o completos se usan extensivamente en aplicaciones practicas. Aunque los semiconvertidores resultan con un mejor factor de potencia de entrada que los convertidores completos, estos convertidores solo son adecuados para la operación en un solo cuadrante. Los convertidores completos y los convertidores duales permiten operaciones en dos y en cuatro cuadrantes, respectivamente. Los convertidores trifásicos normalmente se utilizan en aplicaciones de alta potencia siendo la frecuencia de los componentes ondulatorias de salida mayor.

En este trabajo de tesis, también se pudo verificar y comprobar el funcionamiento de los diferentes dispositivos de potencia en aplicaciones reales, como es el caso del cuarto capitulo que se llama aplicaciones de dispositivos semiconductores de potencia, donde se muestra y explica un determinado equipo, así como sus características y su funcionamiento, sobre todo basándose a la etapa de salida, hablando desde luego de la parte de potencia, que el propósito del estudio en este trabajo.

Pues bien, así es como se a ido desarrollando toda una tecnología de la electrónica de potencia y no solamente queda ahí, ya que en los siguientes años vienen más estudios acerca de este tema, que servirán como tema para otras tesis.

# NOMENCLATURA Y NOTACION DE TERMINOS CORRESPONDIENTES A SEMICONDUCTORES DE POTENCIA.

## Términos comunes a diodos y tiristores :

Anodo	A
Cátodo	K
Voltaje instantáneo ánodo-cátodo	$V_{AK}$
Voltaje inverso nominal	$V_{in}$ ( $V_{RWM}$ )
Voltaje inverso de pico repetitivo	$V_{RRM}$
Tensión inversa de pico único	$U_{pu}$
Intensidad instantánea de ánodo	$i_A$
Intensidad media nominal	$I_m$
Intensidad de pico repetitivo	$I_p$
Intensidad de pico único	$I_{pu}$
Intensidad de fuga	$I_r$
Intensidad de fuga de pico repetitivo a $U_p$	$I_{fp}$
Intensidad de recuperación inversa	$I_r$
Tensión de recuperación directa	$V_r$
Tiempo de almacenamiento	
Tiempo de caída	$t_c$

**Tiempo de recuperación  
inversa**  $t_r$

**Tiempo de recuperación  
directa**  $t_{rd}$

**Carga de recuperación  
inversa**  $q_r$

**Términos específicos de transistores bipolares :**

**Colector** **C**

**Base** **B**

**Emisor** **E**

**Ganancia de corriente**  $h_{FE}$

**Intensidad de c.a. de  
colector**  $i_c$

**Intensidad de c.c. de  
colector**  $I_c$

**Intensidad de pico de  
colector**  $I_{cp}$

**Intensidad de fuga de  
colector**  $I_{CO}$

**Intensidad de corte  
C-E**  $I_{CEO}$

**Intensidad de avalancha  
o ruptura de colector**  $I_{A/S}$

**Intensidad de c.a. de  
base**  $i_B$

**Intensidad de c.c. de  
base**  $I_B$

**Intensidad de pico de  
base**  $I_{bp}$

<b>Intensidad de c.a. de emisor</b>	<b><math>i_E</math></b>
<b>Intensidad de c.c. de emisor</b>	<b><math>I_E</math></b>
<b>Intensidad de pico de emisor</b>	<b><math>I_{ep}</math></b>
<b>Intensidad de fuga de emisor</b>	<b><math>I_{EO}</math></b>
<b>Tensión colector-emisor</b>	<b><math>V_{CE}</math></b>
<b>Tensión de ruptura colector-emisor</b>	<b><math>V_{CEO}</math></b>
<b>Tensión de saturación colector-emisor</b>	<b><math>V_{CEsat}</math></b>
<b>Tensión de ruptura colector-base</b>	<b><math>V_{CBO}</math></b>
<b>Tensión de c.a. emisor-base</b>	<b><math>V_{EB}</math></b>
<b>Tensión de ruptura emisor-base</b>	<b><math>V_{EBO}</math></b>
<b>Tiempo de retardo</b>	<b><math>t_r</math></b>
<b>Tiempo de subida</b>	<b><math>t_s</math></b>
<b>Tiempo de excitación ( <math>t_r + t_s</math> )</b>	<b><math>t_e</math></b>
<b>Tiempo de almacenamiento</b>	<b><math>t_{al}</math></b>
<b>Tiempo de caída</b>	<b><math>t_c</math></b>
<b>Tiempo de apagado ( <math>t_{al} + t_c</math> )</b>	<b><math>t_a</math></b>



### **Términos específicos de tiristores :**

<b>Puerta</b>	<b>G</b>
<b>Tensión en bloqueo directo nominal</b>	<b>V<sub>d</sub></b>
<b>Tensión de bloqueo directo de pico repetitivo</b>	<b>V<sub>dp</sub></b>
<b>Tensión de bloqueo directo de pico único</b>	<b>V<sub>dpu</sub></b>
<b>Tensión de c.a. puerta-cátodo</b>	<b>V<sub>pc</sub></b>
<b>Tensión directa de puerta máxima absoluta</b>	<b>V<sub>PCdmax</sub></b>
<b>Tensión inversa de puerta máxima absoluta</b>	<b>V<sub>PCimax</sub></b>
<b>Tiempo de retardo a la excitación</b>	<b>t<sub>re</sub></b>
<b>Tiempo de subida en el disparo</b>	<b>t<sub>s</sub></b>
<b>Tiempo de disparo ( t<sub>re</sub> + t<sub>s</sub> )</b>	<b>t<sub>a</sub></b>

## **GLOSARIO.**

**Ánodo.-** En una válvula electrónica, el electrodo interno que atrae los electrones. Electrodo positivo se le denomina ánodo.

**Amplificador .-** Es un dispositivo que comprende uno o más elementos semiconductores, junto con sus componentes asociados, que aumentan la intensidad de la señal aplicada al mismo.

**Amplificador de potencia.-** Es un amplificador proyectado para entregar una cantidad relativamente elevada de potencia, en contraposición con los que elevan solamente el nivel de tensión o corriente, pero con potencias muy pequeñas.

**Cátodo.-** Es el electrodo que emite electrones. En cualquier dispositivo, el electrodo es negativo.

**Conmutación.-** Es la acción eléctrica mediante la cual se transfiere la corriente de una rama eléctrica a otra, involucrando en la acción el bloqueo del dispositivo que ha dejado de conducir.

**Conmutación natural.-** Cuando el voltaje de alimentación es de corriente alterna (ca) la corriente de un tiristor pasa a través de un cero natural y a través del dispositivo existe un voltaje inverso. El dispositivo queda automáticamente desactivado debido al comportamiento natural del voltaje de la alimentación.

**Conmutación forzada.-** En algunos circuitos de tiristores, el voltaje de alimentación es de corriente directa (cc), para desactivar al tiristor, la corriente en sentido directo del tiristor se obliga a pasar por cero utilizando un circuito adicional conocido como circuito de conmutación. Esta técnica se conoce como conmutación forzada.

**Corriente de enganche.-** es la corriente mínima requerida para mantener a un dispositivo en estado de conducción inmediatamente después de que ha sido activado.

**Corriente de mantenimiento.-** Para sacar de su estado de bloque al tiristor se le debe suministrar una corriente de ánodo mínima que recibe el nombre de corriente de mantenimiento.

**Corriente de ruptura.-** Es la corriente máxima donde pueden circular las corrientes de fugas que circulan en sentido directo a través de las uniones de ánodo y de cátodo. esta crece lentamente con la tensión directa hasta llegar a valores próximos a la zona teórica de avalancha.

**Corriente de avalancha.-** Es la corriente que circula en el diodo cuando se polariza en inversa y ya se encuentra dañado.

**Corriente de pico inverso.-** Es la corriente de pico positivo debido al desplazamiento rápido de los portadores al aplicar una tensión directa, cuando el tiristor se encuentra en conducción inversa.

**Corriente de pico repetitivo.-** Es una corriente que es soportada cada 20 ms por tiempo indefinido, con duración de pico de 1 ms a determinada temperatura de la cápsula.

**Corriente de fuga.-** Cuando el potencial del cátodo de un diodo es positivo con respecto al ánodo, se dice que el diodo tiene polarización inversa. Bajo condiciones de polarización inversa, fluye una pequeña corriente inversa ( también conocida como corriente de fuga ).

**Corriente directa en diodos.-** Corriente continua que fluye en un diodo en polarización directa

**Corriente inversa en diodos.-** Corriente de fuga que fluye en un diodo con polarización inversa.

**Capacitancia en el diodo.-** Capacitancia a través del diodo en su estado de polarización directa o inversa.

**Disipación de potencia en el diodo.-** Potencia máxima que se puede disipar en el diodo

**Factor de ruido en el diodo.-** Razón de la potencia de ruido de salida rms del receptor en el que se utiliza el diodo, al de un receptor ideal de la misma ganancia y el mismo ancho de banda.

**Pérdida de conversión en el diodo.-** Potencia perdida en el diodo mezclador, cuando se convierte una señal de RF en otra de frecuencia intermedia (FI).

**Diodo.-** Es un dispositivo semiconductor de dos electrodos que conduce fácilmente la corriente eléctrica en un sentido y muy difícilmente en sentido contrario. Un diodo tiene dos terminales llamadas ánodo y cátodo y esta construido por materiales semiconductores de germanio o de silicio.

**Electrónica de potencia.-** Es aquella que maneja corrientes altas, así como semiconductores, los cuales trabajan en régimen de conmutación.

**Tensión de pico.-** Es la amplitud o valor máximo de la tensión o la corriente.

**Tensión de ruptura.-** Se define como un voltaje máximo absoluto entre dos terminales, que es alcanzado, aunque sea por una vez y con duración de 10 ms o más, el diodo puede destruirse o al menos degradar sus características eléctricas, y es dato del fabricante. En ruptura el voltaje se conserva relativamente constante, en tanto la corriente se eleva con rapidez.

**Tensión de disparo de compuerta.-** Es el voltaje necesario aplicado a la compuerta de un tiristor para que se pueda disparar o activar este.

**Tensión de trabajo.-** La que debe aplicarse a un dispositivo para su funcionamiento correcto.

**Tensión inversa de trabajo.-** Puede ser soportada por una componente en forma continuada sin peligro de calentamiento por avalancha.

**Tensión inversa de pico repetitivo.-** Puede ser soportada por una componente en picos repetidos cada 10 ms por tiempo indefinido.

**Tensión inversa de pico único.-** Es la que puede ser soportada por una sola vez cada 10 minutos o más, con duración de pico de 10 ms.

**Corriente media nominal.-** Es el valor medio de la máxima intensidad de impulsos senoidales de 180° que el diodo puede soportar con la cápsula mantenida a determinada temperatura.

**Corriente de pico único.-** Es el máximo pico de la intensidad aplicable por una vez cada 10 minutos o más, con duración de pico de 10 ms.

**Resistencia térmica.-** Es un régimen estable dado por el fabricante y se encuentra unida a la cápsula del tiristor.

**Región de polarización directa.-** Es la región en donde la corriente del diodo es muy pequeña, si el voltaje del diodo es menor que un valor específico ( ya sea 0.2 o 0.7 V ). El diodo conduce totalmente si el voltaje del diodo es mayor que este valor específico que se conoce como voltaje de umbral.

**Tensión de umbral.-** Es el voltaje en el cual el diodo conduce totalmente.

**Tensión de mantenimiento.-** Se podría definir como la tensión que es aplicada al ánodo, para permitir el paso de la corriente de mantenimiento.

**Tiempo de recuperación inversa.-** Puede definirse como el intervalo de tiempo entre el instante en que la corriente pasa a través del cero, durante el cambio de la conducción directa a la condición de bloqueo inverso y el momento en que la corriente inversa se ha reducido al 20 % de su valor inverso pico. Este tiempo depende de la temperatura de la unión, de la velocidad de abatimiento de la corriente directa y de la misma antes de la conmutación.

**Carga de recuperación inversa.-** Es la cantidad de portadores de carga que fluyen a través del diodo en dirección inversa debido a un cambio de la conducción directa a la condición de bloqueo inverso.

**Tiempo de acondicionamiento (delay time ).-** Es el tiempo que transcurre desde que la corriente de puerta alcanza la mitad de su valor final (50%) hasta que la corriente del ánodo alcanza el 10 % de su valor máximo sobre una carga resistiva.

**Tiempo de subida.-** Es el tiempo necesario para que la corriente de ánodo pase del 10% al 90% de su valor máximo sobre una carga resistiva. ( Se podría considerar el paso de la caída de tensión en el tiristor, del 90 al 10% de su valor inicial ).

**Tensión bloqueable.-** El elemento debe poder bloquear una tensión máxima superior, no sólo al valor de cresta de la red usada sino también a los valores máximos de las sobre tensiones parásitas o de conmutación.

**Voltaje de colector base (emisor abierto).-** Voltaje máximo que se puede aplicar al colector y la base de un transistor con el emisor abierto.

**Voltaje de colector emisor (base en cortocircuito con el emisor.-** Voltaje máximo que se puede aplicar al colector y emisor de un transistor con la base en cortocircuito con el emisor, su valor es del orden de la mitad del voltaje colector base.

**Voltaje de emisor base.-** Voltaje máximo que se puede aplicar al emisor y la base de un transistor con colector abierto.

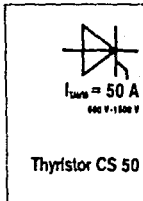
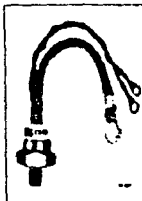
**Voltaje de saturación del colector.-** Voltaje de colector emisor de un transistor en conducción plena; usado como interruptor.

**BBC**  
BRUNNEN 50718

BRUNNEN BOVEN & COE  
AKTIENGESELLSCHAFT  
MANNHEIM

Gezeichnet von  
Hilberich und Strauch  
D 6840 Langerhansheim Postfach 202  
Telefon (0714) 50311 Telefax (0714) 481772

Druckerei: Druck Nr. D GHS 30611 F



Caractéristiques de montage	Tension de pointe répétitive anode-cathode	Classe	Type	CS 80	-48 pat à cat. 2	800 V
		Classe			-28 pat à cat. 2	800 V
					-10 pat à cat. 2	1000 V
					-11 pat à cat. 2	1100 V
					-12 pat à cat. 2	1200 V
					-13 pat à cat. 2	1300 V
					-14 pat à cat. 2	1400 V
					-18 pat à cat. 2	1800 V
						1800 V
Courant de montage anode ou direct	$I_{M}$	$t_M$	$t_M$	$t_M$	$t_M$	$t_M$
						$\leq 10$ ms
Caractéristiques de l'état passant	Courant de pointe non répété	$I_{PM}$	$t_{PM}$	$t_{PM}$	$t_{PM}$	$t_{PM}$
						$T_{JM} = 40^\circ C, 10$ ms 1200 A
						$T_{JM} = 120^\circ C, 10$ ms 9000 A
						$T_{JM} = 40^\circ C, 1$ ms 2800 A
						$T_{JM} = 120^\circ C, 1$ ms 2200 A
Impulsions de charge	$I_{PM}$	$t_{PM}$	$t_{PM}$	$t_{PM}$	$t_{PM}$	$t_{PM}$
						$T_{JM} = 40^\circ C, 10$ ms 7200 A <sup>1)</sup>
						$T_{JM} = 120^\circ C, 10$ ms 6000 A <sup>1)</sup>
						$T_{JM} = 40^\circ C, 1$ ms 3600 A <sup>1)</sup>
						$T_{JM} = 120^\circ C, 1$ ms 2400 A <sup>1)</sup>
Courant efficace maximum admissible	$I_{RMS}$					120 A
Courant moyen permanent maximum en régime sin 180° et	$I_{TAV}$	$f$	$f$	$f$	$f$	$f$
						$T_{JM} = 80^\circ C$ 80 A
						$T_{JM} = 50^\circ C$ 75 A
						$f = 11$ (S) 30 A
						$f = 20$ (S) 60 A
						$f = 20$ (C) 43 A
						$f = 20$ (F) 70 A
Courant de maintien	$I_H$	$t_H$	$t_H$	$t_H$	$t_H$	$t_H$
						$T_{JM} = 40^\circ C$ 120 mA
						$T_{JM} = 20^\circ C$
Tension directe	$V_D$	$I_D$	$I_D$	$I_D$	$I_D$	$I_D$
						$T_{JM} = 120^\circ C$ 51,50 V
						$T_{JM} = 120^\circ C$
Tension de seuil	$V_{SM}$					1,0 V
Résistance apparente à l'état passant	$r_T$					3,8 mΩ
Caractéristiques de commutation	Tension maximum de jonction	$V_{JM}$	$f$	$f$	$f$	$f$
						$T_{JM} = 80^\circ C$ 8 V
						$T_{JM} = 20^\circ C$
Courant maximum de démarrage à la jonction	$I_{SM}$	$t_{SM}$	$t_{SM}$	$t_{SM}$	$t_{SM}$	$t_{SM}$
						$T_{JM} = 80^\circ C$ 120 mA
						$T_{JM} = 20^\circ C$
Puissance de jonction maximum admissible	$P_{JM}$	$f$	$f$	$f$	$f$	$f$
						$T_{JM} = 120^\circ C$ 20 W
						$t_M = 20$ μs 16 W
						$t_M = 10$ ms 4 W
<sup>1)</sup> voir figure 2						
<sup>2)</sup> voir figure 3						
<sup>3)</sup> voir figure 4						

BBC Thyristor CS 80, 600-1800 V

CS 80 1

TIRISTOR, DISPARO Y BLOQUEO

Caractéristiques dynamiques et temps de commutation	Retard d'émergence à la jonction	$t_{re}$	$I_{SM}$	$f$	$f$	$f$
						$I_{SM} = 0,5 A$ 5,2 μs
						$I_{SM} = 0,5 A$ 0,5 A μs
	Temps de recouvrement valeur typique	$t_{rv}$	$I_{SM}$	$f$	$f$	$f$
						$I_{SM} = 120^\circ C$ 120 μs
						$I_{SM} = 20 A$ μs
	Points critiques de tension	$(dI/dt)_{crit}$	$(dV/dt)_{crit}$	$I_{SM}$	$f$	$f$
						$I_{SM} = 200 V/\mu s$
						$I_{SM} = 800 V/\mu s$
						$I_{SM} = 1000 V/\mu s$
						$I_{SM} = 1500 V/\mu s$
						$I_{SM} = 2000 V/\mu s$
						$I_{SM} = 2500 V/\mu s$
	Points critiques de courant	$(dI/dt)_{crit}$	$I_{SM}$	$f$	$f$	$f$
						$I_{SM} = 0,8 A$ 75 A μs
						$(dI/dt)_{crit} = 0,5 A/\mu s$
Valeurs thermiques	Température de jonction refroidissement	$T_{JM}$				-40 ... +120 °C
	Température de stockage	$T_{JM}$				-40 ... +140 °C
	Température maximum de la jonction	$T_{JM}$				120 °C
	Résistance thermique anode-jonction (anode)	$R_{JA}$				5 016 °C/W
	Résistance thermique de passage (cathode-anode)	$R_{JC}$				0,10 °C/W
	Résistance thermique du radiateur	$R_{JA}$				5 112 1,10 °C/W
						5 11 0,20 °C/W
						5 25 0,10 °C/W
						5 25 0,10 °C/W
Valeurs mécaniques	Poids					0,11 kg
	Poids avec radiateur					1,20 kg
	Coût de montage					1,8 cent
	Résistance aux chocs (fréquence des chocs 80 Hz)					5 ± 0,01 ms <sup>2</sup>
Designation:						
						$T_{JM}$ = température de jonction
						$T_{JM}$ = température à l'anode
						$f$ = non du radiateur utilisé
						(S) = condition de refroidissement naturel
						(C) = condition de refroidissement naturel
						(F) = condition de refroidissement forcé
						vitesse d'air = 5 m/s, $T_{JM} = 20^\circ C$
						$I_{SM}$ = courant direct, valeur instantanée
						$I_D$ = courant direct, valeur maximale
						$t_M$ = durée du courant d'émergence à la jonction
						$t_{re}$ = courant de jonction

TESIS CON  
 FALLA DE ORIGEN

APENDICE: HOJAS DE DATOS DE FABRICANTES.

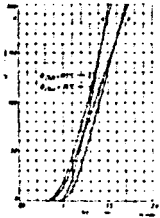


Figura 1 Características de corriente  
Valores instantáneos de corriente  $i_{T1}$  en función de la tensión  $V_{CE}$  en el punto de temperatura  $T_{amb} = 25^\circ C$  y  $I_{T2} = 125^\circ C$

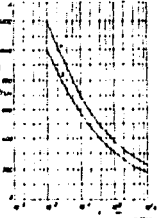


Figura 2 Características de corriente  
Las curvas muestran el valor de  $i_{T1}$  en función del tiempo de almacenamiento  $t_{st}$  y el tiempo de  $t_{st}$  en función de la temperatura  $T_{amb}$  en el punto de  $T_{amb} = 25^\circ C$  y  $T_{amb} = 125^\circ C$   
E: Lee de la carga con corriente limitada, la  $t_{st}$  depende del punto de temperatura del punto de comando  
S: La capacidad de comando del sistema depende de la  $t_{st}$  en función de la temperatura del punto de comando de la figura 17 a 18

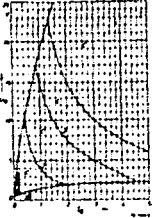


Figura 3 Características de corriente  
Curvas de  $i_{T1}$  en función de la tensión  $V_{CE}$  en el punto de temperatura  $T_{amb} = 25^\circ C$  y  $T_{amb} = 125^\circ C$   
Las características de corriente instantáneas  $i_{T1}$  en función de la tensión  $V_{CE}$  en el punto de temperatura  $T_{amb} = 25^\circ C$  y  $T_{amb} = 125^\circ C$   
E: Lee de la carga con corriente limitada, la  $t_{st}$  depende del punto de temperatura del punto de comando  
S: La capacidad de comando del sistema depende de la  $t_{st}$  en función de la temperatura del punto de comando de la figura 17 a 18

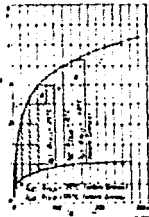


Figura 4 Diagrama de almacenamiento  
Zona A: fase de almacenamiento  
Zona B: almacenamiento  
Zona C: almacenamiento  
 $t_{st}$ : tiempo de almacenamiento  
 $t_{st}$ : tiempo de almacenamiento  
 $t_{st}$ : tiempo de almacenamiento

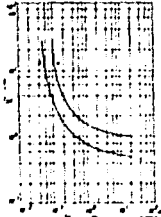


Figura 5 Tiempo de retardo a fallar  
Tiempo de retardo a fallar en función de la corriente de colector  $I_{T2}$  y  $T_{amb} = 25^\circ C$  tiempo de retardo a fallar  $t_{st}$   
E: Características de corriente  
S: Características de corriente

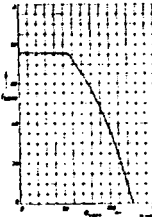


Figura 6 Características de corriente  
Curvas de  $i_{T1}$  en función de la tensión  $V_{CE}$  en el punto de temperatura  $T_{amb} = 25^\circ C$  y  $T_{amb} = 125^\circ C$   
E: Lee de la carga con corriente limitada, la  $t_{st}$  depende del punto de temperatura del punto de comando  
S: La capacidad de comando del sistema depende de la  $t_{st}$  en función de la temperatura del punto de comando de la figura 17 a 18

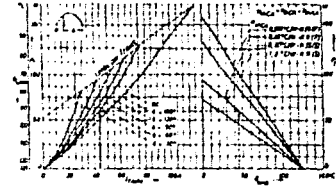


Figura 7 Diagrama de capacidad de carga  
Corriente instantánea

Estas curvas sirven para determinar el valor medio permanente a 100% de  $i_{T1}$  en función de los ángulos de disparo  $\alpha$  en los puntos de temperatura  $T_{amb} = 25^\circ C$  y  $T_{amb} = 125^\circ C$  en el punto de temperatura  $T_{amb} = 25^\circ C$  y  $T_{amb} = 125^\circ C$

Estos datos sirven para determinar el valor medio permanente a 100% de  $i_{T1}$  en función de los ángulos de disparo  $\alpha$  en los puntos de temperatura  $T_{amb} = 25^\circ C$  y  $T_{amb} = 125^\circ C$  en el punto de temperatura  $T_{amb} = 25^\circ C$  y  $T_{amb} = 125^\circ C$

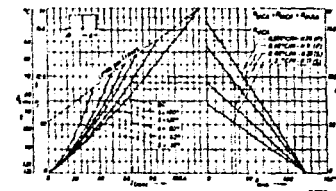


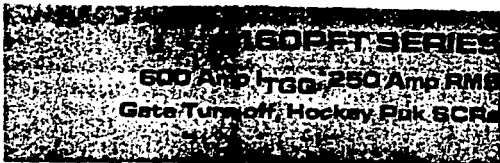
Figura 8 Diagrama de capacidad de carga  
Corriente instantánea

Estas curvas sirven para determinar el valor medio permanente a 100% de  $i_{T1}$  en función de los ángulos de disparo  $\alpha$  en los puntos de temperatura  $T_{amb} = 25^\circ C$  y  $T_{amb} = 125^\circ C$  en el punto de temperatura  $T_{amb} = 25^\circ C$  y  $T_{amb} = 125^\circ C$

Estos datos sirven para determinar el valor medio permanente a 100% de  $i_{T1}$  en función de los ángulos de disparo  $\alpha$  en los puntos de temperatura  $T_{amb} = 25^\circ C$  y  $T_{amb} = 125^\circ C$  en el punto de temperatura  $T_{amb} = 25^\circ C$  y  $T_{amb} = 125^\circ C$

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

INTERNATIONAL RECTIFIER **IR**



Major Ratings and Characteristics

Symbol	160PFT	Units
$I_{TSM}$	600	A
$I_{TSM}$	250	A
$I_{TSM}$	160	A
$I_{TSM}$	70	A
$I_{TSM}$	1000	A
$I_{TSM}$	1400	A
$I_{TSM}$	1700	A
$I_{TSM}$	1800	A
$I_{TSM}$	1900	A
$I_{TSM}$	2000	A
$I_{TSM}$	2100	A
$I_{TSM}$	2200	A
$I_{TSM}$	2300	A
$I_{TSM}$	2400	A
$I_{TSM}$	2500	A
$I_{TSM}$	2600	A
$I_{TSM}$	2700	A
$I_{TSM}$	2800	A
$I_{TSM}$	2900	A
$I_{TSM}$	3000	A
$I_{TSM}$	3100	A
$I_{TSM}$	3200	A
$I_{TSM}$	3300	A
$I_{TSM}$	3400	A
$I_{TSM}$	3500	A
$I_{TSM}$	3600	A
$I_{TSM}$	3700	A
$I_{TSM}$	3800	A
$I_{TSM}$	3900	A
$I_{TSM}$	4000	A
$I_{TSM}$	4100	A
$I_{TSM}$	4200	A
$I_{TSM}$	4300	A
$I_{TSM}$	4400	A
$I_{TSM}$	4500	A
$I_{TSM}$	4600	A
$I_{TSM}$	4700	A
$I_{TSM}$	4800	A
$I_{TSM}$	4900	A
$I_{TSM}$	5000	A
$I_{TSM}$	5100	A
$I_{TSM}$	5200	A
$I_{TSM}$	5300	A
$I_{TSM}$	5400	A
$I_{TSM}$	5500	A
$I_{TSM}$	5600	A
$I_{TSM}$	5700	A
$I_{TSM}$	5800	A
$I_{TSM}$	5900	A
$I_{TSM}$	6000	A

Description/Features

The 160PFT Series of GTO gate turn-off thyristors is designed for power control applications such as in motor-drive power supplies (MPS), variable speed motor drives, etc. Since they can be turned off by a negative current pulse to the gate thyristors in the 160PFT series allow reductions in motor drive systems, capacitor and inductor values compared to conventional thyristors that require fully commutating circuits.

- 160A average current
- 600A control rate on state current
- Maximum turn-off time of 8  $\mu$ sec
- Critical di/dt of 1000V/ $\mu$ sec
- Available with maximum repetitive peak off state voltage (V<sub>RRM</sub>) to 1750V
- Suitable for 50-150 KW applications

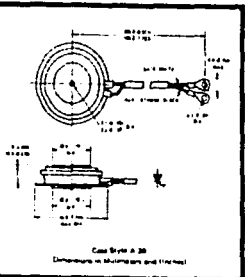


Ilustración de catálogo de un GTO admórtico.

160PFT Series

VOLTAGE RATINGS (Applied gate voltage -2V or more negative gate voltage.)

Part Number	VRRM - Max. Repetitive Peak Reverse Voltage (V)	VDRM - Max. Repetitive Peak Off State Voltage (V)	VDSM - Max. Non Repetitive Peak Off State Voltage (V) (t <sub>g</sub> < 5 ms)	I <sub>DM</sub> - Max. Peak Off State Current (mA)
	T <sub>J</sub> = 100°C to 125°C	T <sub>J</sub> = 10°C to 125°C	T <sub>J</sub> = 25°C to 125°C	
160PFT100	250	1000	1200	50
160PFT120	200	1200	1400	50

V<sub>DRM</sub> = rated V<sub>DRM</sub> T<sub>J</sub> = 125°C

ELECTRICAL SPECIFICATIONS

Symbol	160PFT	Units	Conditions
$I_{TSM}$	250	A	Nominal RMS on state current
$I_{TSM}$	160	A	Max. average on state current
$I_{TGO}$	500	A	Max. turn-off gate current
$I_{TSM}$	1570	A	Max. peak on state non-repetitive surge current
$I_{TSM}$	1550	A	Max. peak on state non-repetitive surge current
$I_{TSM}$	1400	A	Max. peak on state non-repetitive surge current
$I_{TSM}$	1800	A	Max. peak on state non-repetitive surge current
$I_{TSM}$	1000	A	Max. peak on state non-repetitive surge current
$I_{TSM}$	14500	A	Max. peak on state non-repetitive surge current
$I_{TSM}$	16000	A	Max. peak on state non-repetitive surge current
$I_{TSM}$	3.84	V	Max. peak on state voltage
<b>BLOCKING</b>			
$V_{RRM}$	1000	V	Max. peak on state voltage
<b>SWITCHING</b>			
$t_{off}$	5	$\mu$ s	Max. turn-off time

① V<sub>g</sub> is the voltage to be which appears on the system L in state voltage trace during turn off time.  
 ② I<sub>DM</sub> = forced turn-off gate current.  
 ③ I<sub>DM</sub> = on state current, applied I<sub>DM</sub> = maximum negative gate current during turn-off time.  
 ④ I<sub>DM</sub> is measured from instant at which I<sub>DM</sub> = 1A to instant at which I<sub>DM</sub> = 500A with reverse load.

**TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN**

160PFT Series

ELECTRICAL SPECIFICATIONS (Continued)

		160PFT	Units	Conditions
<b>SWITCHING (Continued)</b>				
$t_{on}$	Max. gate turn-on time (1)	8	ns	$T_j = 125^\circ\text{C}$ , $I_g = 600\text{A}$ , $d_{gate} = 50\text{A}/\mu\text{s}$ , $V_{GD} = 5$
$t_f$	Max. fall time (2)	0.8	ns	$T_j = 125^\circ\text{C}$ , $I_g = 600\text{A}$ , $V_{GD} = 5$
<b>TRIGGERING</b>				
$V_{GEM}$	Max. peak forward gate power (3)	1000	W	$t_p \leq 5\mu\text{s}$
$V_{GEM(AV)}$	Max. average forward gate power (3)	10	W	
$V_{GEMR}$	Max. peak reverse gate power (4)	2000	W	$t_p \leq 5\mu\text{s}$
$V_{GEMR(AV)}$	Max. average reverse gate power (4)	20	W	
$I_{GM}$	Max. peak gate drive current (5)	100	A	$t_p \leq 100\mu\text{s}$
$I_{GM}$	Max. peak negative gate current (5)	50	mA	$T_j = 125^\circ\text{C}$ , $V_{GM} = \text{rated}$ , $V_{GD} = 5\text{V}$ , $R_{th(j-c)}$
$V_{GM}$	Max. peak positive gate voltage (5)	40	V	
$V_{GM}$	Max. peak negative gate voltage (5)	18	V	SR 1000ms
$I_{GT}$	Max. required DC gate current to trigger (6)	6	A	$T_j = 10^\circ\text{C}$ Max. required gate trigger current (in voltage) is the lowest value which will operate under the following conditions: $I_g = 50\text{A}$
$V_{GT}$	Max. required DC gate voltage to trigger (6)	4	V	$T_j = 25^\circ\text{C}$
$V_{GT}$	Max. required DC gate voltage to trigger (6)	1.5	V	$T_j = 10^\circ\text{C}$ Max. required gate trigger voltage (in voltage) is the lowest value which will operate under the following conditions: $I_g = 50\text{A}$
		1.0	V	$T_j = 25^\circ\text{C}$

THERMAL MECHANICAL SPECIFICATIONS

$T_j$	Operating junction temperature range	-10 to 125	$^\circ\text{C}$	
$T_{stg}$	Storage temperature range	40 to 125	$^\circ\text{C}$	
$R_{th(j-c)}$	Max. internal thermal resistance junction to case	0.075	$\text{in}^2/\text{F}^\circ\text{C}$	DC operation (double pulse) choice mounting force = 490N (110 lbf)
$R_{th(j-s)}$	Thermal resistance case to sink	0.015	$\text{in}^2/\text{C}^\circ\text{W}$	One piece piece to one heat sink surface. (Mounting surface smooth, flat and greaseless)
$F$	Mounting force	4900 to 6900 (1100 to 1525)	lb force	
$A$	Anchor hole diameter	128 (6.6)	mil	
	Case Style	IR A 30		

- (1)  $t_{on}$  is measured from instant at which  $V_{GE} = 12\text{V}$  to instant at which  $I_g = 50\text{A}$  with resistive load
- (2)  $t_f$  is measured from instant at which  $I_g = 50\text{A}$  to instant at which  $I_g = 60\text{A}$  with resistive load
- (3) Forward gate power is provided by positive gate current. Reverse gate power is provided by the pull-up network.

160PFT Series

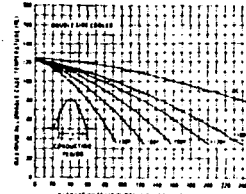


Fig. 1 - Maximum Allowable Case Temperature Vs. On-State Current (Sinusoidal Current Waveform)

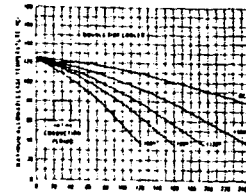


Fig. 2 - Maximum Allowable Case Temperature Vs. On-State Current (Rectangular Current Waveform)

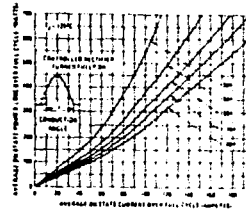


Fig. 3 - Maximum Low Level On-State Power Loss Vs. Current (Sinusoidal Current Waveform)

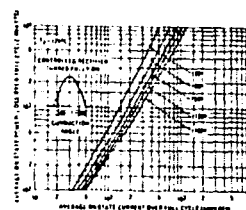


Fig. 4 - Maximum High Level On-State Power Loss Vs. Current (Sinusoidal Current Waveform)

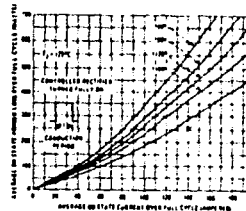


Fig. 5 - Maximum Low Level On-State Power Loss Vs. Current (Rectangular Current Waveform)

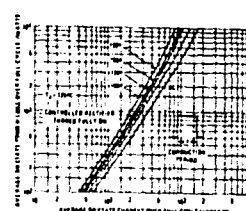


Fig. 6 - Maximum High Level On-State Power Loss Vs. Current (Rectangular Current Waveform)

TESIS CON  
 FALLA DE ORIGEN



160PFT Series

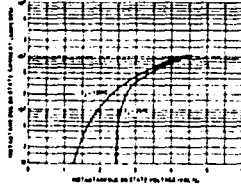


Fig. 7 - Maximum On-State Voltage Vs. On-State Current

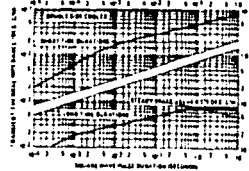


Fig. 8 - Maximum Transient Thermal Impedance Junction-to-Case Vt Pulse Duration

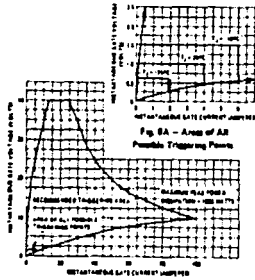


Fig. 9 - Gate Triggering Characteristics

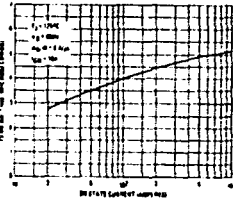


Fig. 10 - Turn-On Time Vs. On-State Current

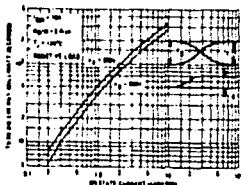


Fig. 11 - Maximum Turn-Off Energy Per Pulse Vs. On-State Current

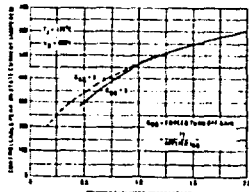


Fig. 12 - Maximum Commutable Peak On-State Current Vs. Switching Capacitor

160PFT Series

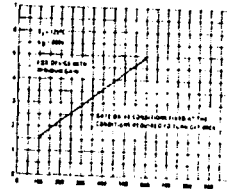


Fig. 13 - Inherent Turn-Off Gate Vs. Instantaneous On-State Current

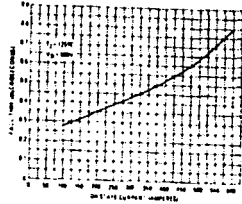


Fig. 14 - Maximum Fall Time Vs. On-State Current

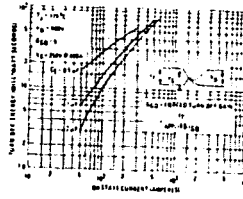


Fig. 15 - Maximum Turn-Off Energy Per Pulse Vs. On-State Current ( $V_D = 600V$ )

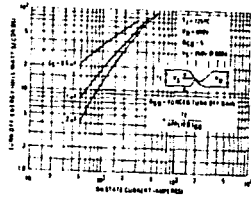


Fig. 16 - Maximum Turn-Off Energy Per Pulse Vs. On-State Current ( $V_D = 800V$ )

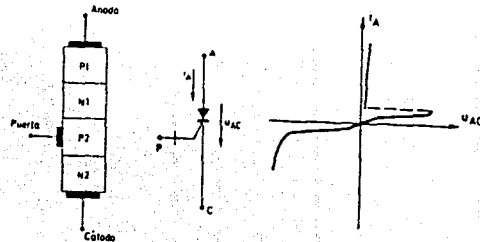


FIGURA 3.7.—GTO: estructura básica, símbolo y características  $u_{AC} - I_a$  de la variante «simétrica».

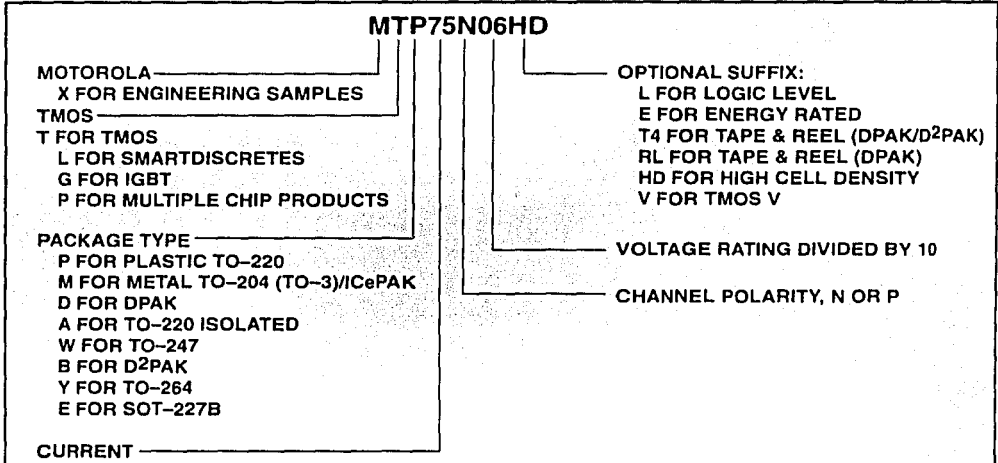
TESIS CON  
 FALTA DE ORIGEN



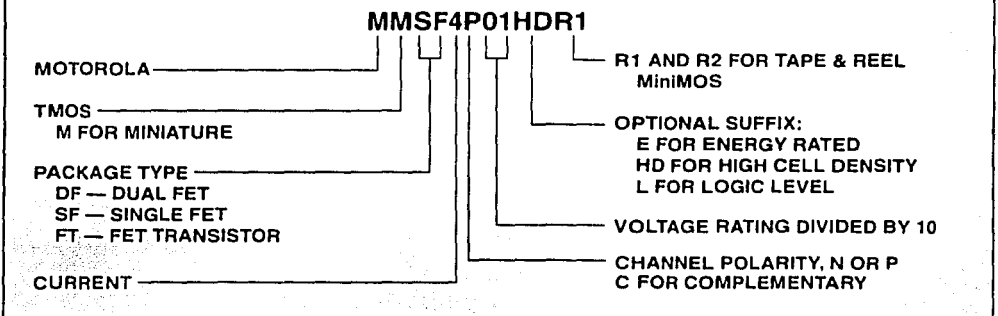
# TMOS Power MOSFETs

## TMOS Power MOSFETs Numbering System

Wherever possible, Motorola has used the following numbering systems for TMOS power MOSFET products.

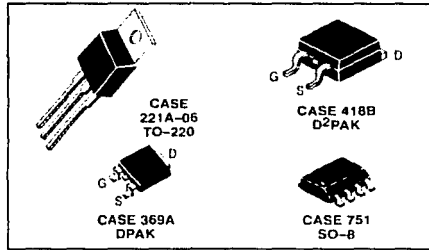


## SO-8 (MiniMOS) and SOT-223 Power MOSFETs





## HDTMOS Power MOSFETs N and P-Channel



HDTMOS Technology is a design technique that reduces the on-resistance contribution in virtually every portion of the power FET. The aggressive six million cells per square inch design is easily manufactured using wafer fabrication techniques that Motorola has used for several years to manufacture highly successful 8-bit microcontrollers.

HDTMOS devices are designed for use in low voltage, high speed switching applications where power efficiency is important. Typical applications are dc-dc converters and power management in portable and battery powered products such as computers, printers, cellular and cordless phones. They can also be used for low voltage motor controls in mass storage products such as disk drives and tape drives.

### High Power

V(BR)DSS (V)	RDS(on) @ VGS			ID (A)	Motorola Part Number	Package Type
	10 V (ms)	5 V (ms)	2.7 V (ms)			
60	45	—	—	20	MTD20N06HDL <sup>(4)</sup>	DPAK
	—	45	—	20	MTD20N06HDL <sup>(4)</sup>	DPAK
	—	150	—	15	MTD20P06HDL <sup>(4)</sup>	DPAK
	10	—	—	75	MTB75N06HDL <sup>(4)</sup>	D <sup>2</sup> PAK
	14	—	—	60	MTB60N06HDL <sup>(4)</sup>	D <sup>2</sup> PAK
	10	—	—	75	MTP75N06HD	TO-220
50	9.50	—	—	75	MTP75N05HD	TO-220
	9.50	—	—	75	MTB75N05HD <sup>(4)</sup>	D <sup>2</sup> PAK
30	—	35	—	20	MTD20N03HDL <sup>(4)</sup>	DPAK
	—	99	—	19	MTD20P03HDL <sup>(4)</sup>	DPAK
	6.0	7.0	—	75	MTB75N03HDL <sup>(4)</sup>	D <sup>2</sup> PAK
	—	30	—	50	MTB50P03HDL <sup>(4)</sup>	D <sup>2</sup> PAK
	6.0	7.0	—	75	MTP75N03HDL	TO-220
—	—	30	—	50	MTP50P03HDL	TO-220

### SOIC

V(BR)DSS (V)	RDS(on) @ VGS			ID (A)	Motorola Part Number(5)	Package Type
	10 V (ms)	4.5 V (ms)	2.7 V (ms)			
50	300	500	—	1.0	MMDF1N05E	SO-8
30	40	50	—	5.0	MMSF5N03HD	SO-8
	60	75	—	2.8	MMDF3N03HD	SO-8
	200	300	—	2.0	MMDF2P03HD	SO-8
	70/200 <sup>(11)</sup>	90/300 <sup>(11)</sup>	—	2.0	MMDF2C03HD	SO-8
20	45	50	—	5.0	MMSF5N02HD	SO-8
	75	95	—	3.0	MMSF3P02HD	SO-8
	90	100	—	3.0	MMDF3N02HD	SO-8
	250	400	—	2.0	MMDF2P02E	SO-8
	100	200	—	2.0	MMDF2N02E	SO-8
	100/200 <sup>(11)</sup>	200/350 <sup>(11)</sup>	—	2.0	MMDF2C02E	SO-8
12	—	—	45	6.0	MMSF6N01HD	SO-8
	—	80	90	4.0	MMSF4P01HD	SO-8
	—	—	100	4.0	MMDF4N01HD	SO-8
	—	180	220	2.0	MMDF2P01HD	SO-8
	—	—	100/200 <sup>(11)</sup>	2.0	MMDF2C01HD	SO-8

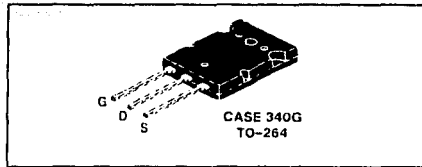
<sup>(4)</sup> Available in tape and reel — add T4 suffix to part number

<sup>(5)</sup> Available in tape and reel only — R1 suffix = 500/reel, R2 suffix = 2500/reel

<sup>(11)</sup> N-Channel P-Channel HPS(on)

Devices listed in bold, italic are Motorola preferred devices.

N-Channel (continued)



N-Channel

TO-264 High Power Products (formerly TO-3PBL)

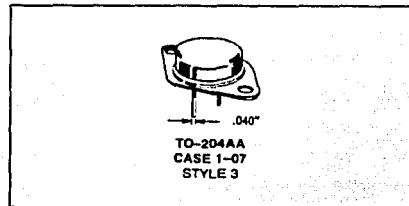
The TO-264 package is the newest addition to the Motorola portfolio of high power packages. This package is capable of a power dissipation of 300 Watts and it achieves a low on-resistance with a single die. Lead spacing is compatible to the TO-247 package.

Table 8. TO-264 High Power Products — N-Channel

V <sub>(BR)DSS</sub> (Volts) Min	R <sub>DS(on)</sub> (Ohms) Max	Q	I <sub>D</sub> (Amps)	Device	I <sub>D</sub> (cont) Amps	P <sub>D</sub> <sup>(1)</sup> (Watts) Max
1000	1.30		5	MTY10N100E	10	300
600	0.50		12.5	MTY25N60E	25	
500	0.14		15	MTY30N50E	30	
200	0.028		27.5	MTY55N20E	55	
100	0.01		50	MTY100N10E	100	

<sup>(1)</sup> T<sub>C</sub> = 25°C

N-Channel (continued)



N-Channel

TO-204AA (TO-3)  
Metal Packages

Table 9. TO-204AA — N-Channel

V <sub>(BR)DSS</sub> (Volts) Min	R <sub>DS(on)</sub> (Ohms) Max	Q	I <sub>D</sub> (Amps)	Device	I <sub>D</sub> (cont) Amps	P <sub>D</sub> <sup>(1)</sup> (Watts) Max
800	1.50		3	BUZ84A	6	125
500	0.40		3.5	IRF450	13	150
400	0.30		7.5	MTM15N40E	15	250
200	0.40		5	IRF230	9	75
	0.18		10	IRF240	18	125
	0.085		16	IRF250	30	
100	0.16		8	IRF130	14	75
	0.085		15	IRF140	27	100
	0.055		20	IRF150	40	

<sup>(1)</sup> T<sub>C</sub> = 25°C

P-Channel (continued)



P-Channel

TO-247 Isolated Mounting Hole

The Motorola portfolio of TO-247 devices has new on-resistance specifications on many industry standard devices with  $R_{DS(on)}$  reductions up to 25%.

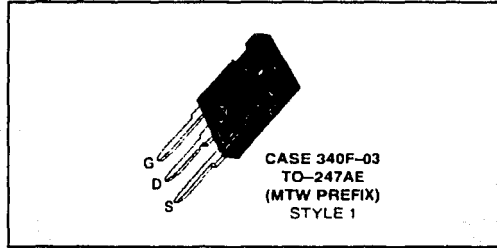
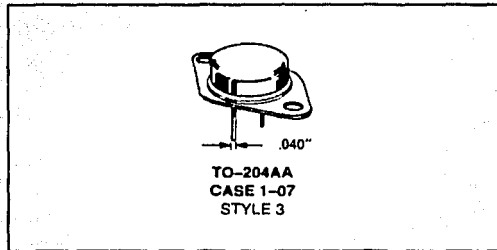


Table 7. TO-247 Isolated Mounting Hole — P-Channel

$V_{(BR)DSS}$ (Volts) Min	$R_{DS(on)}$ (Ohms) Max	$I_D$ (Amps)	Device	$I_D$ (cont) Amps	$P_D^{(1)}$ (Watts) Max
200	0.50	7	MTW14P20	14	208
100	0.15	10	MTW20P10	20	180

<sup>(1)</sup>  $T_C = 25^\circ C$



TO-204AA (TO-3)  
Metal Packages

Table 8. TO-204AA — P-Channel





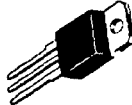





$V_{(BR)DSS}$ (Volts) Min	$R_{DS(on)}$ (Ohms) Max	$I_D$ (Amps)	Device	$I_D$ (cont) Amps	$P_D^{(1)}$ (Watts) Max
100	0.30	6	MTM12P10	12	75

<sup>(1)</sup>  $T_C = 25^\circ C$

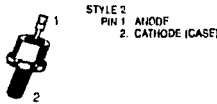
# Bipolar Power Transistors

## Selection by Package

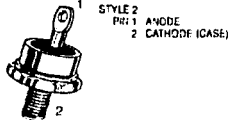
TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

Package	IC Range (Amps)	VCE Range (Volts)	Pd (Watts)	Page #	
	TO-204AA (TO-3) CASE 1-07	4-30	40-1500	90-250	5.3-32
	TO-204AE CASE 197A	50-80	60-1000	150-300	5.3-32
	DPAK CASE 369	0.5-10	40-400	12.5-20	5.3-31
	DPAK CASE 369A	0.5-10	40-400	12.5-20	5.3-31
	TO-218 TYPE CASE 340D	5.0-25	60-1500	80-150	5.3-26
	TO-220AB CASE 221A-06	0.5-15	30-1800	30-125	5.3-23
	ISOLATED TO-220 TYPE CASE 221D	1-12	80-450	20-45	5.3-22
	TO-225AA (TO-126 TYPE) CASE 77	0.3-5.0	25-400	12.5-40	5.3-29
	TO-247 TYPE CASE 340F	10-30	400-1500	125-180	5.3-28
	TO-264 CASE 340G	15-16	200-250	250	5.3-29

Case 56  
(DO-203AA)



Case 257  
(DO-203AB)



Case 11-03  
(TO-204AA)

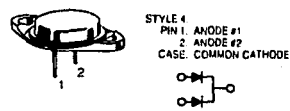


Table 9. TO-204AA (formerly TO-3), DO-203AA and DO-203AB (formerly DO-4 and DO-5)  
Schottky Rectifier Metal Packages

VRRM (Volts)	I <sub>O</sub> (Amperes)	I <sub>O</sub> Rating Condition	Device	Max V <sub>F</sub> @ I <sub>F</sub> T <sub>C</sub> = 25°C (Volts)	I <sub>FSM</sub> (Amperes)	T <sub>J</sub> Max (°C)	Case
20	15	T <sub>C</sub> = 85°C (V <sub>R</sub> = 4 V)	1N5826	0.44 @ 15 A	500	125	56
30	15	T <sub>C</sub> = 85°C (V <sub>R</sub> = 6 V)	1N5827	0.47 @ 15 A	500	125	56
40	15	T <sub>C</sub> = 85°C (V <sub>R</sub> = 8 V)	1N5828	0.50 @ 15 A	500	125	56
20	25	T <sub>C</sub> = 85°C (V <sub>R</sub> = 4 V)	1N5829	0.44 @ 25 A	800	125	56
30	25	T <sub>C</sub> = 85°C (V <sub>R</sub> = 6 V)	1N5830	0.46 @ 25 A	800	125	56
40	25	T <sub>C</sub> = 85°C (V <sub>R</sub> = 8 V)	1N5831	0.48 @ 25 A	800	125	56
30	25	T <sub>C</sub> = 70°C	1N6095	0.86 @ 78.5 A T <sub>C</sub> = 70°C	400	125	56
40	25	T <sub>C</sub> = 70°C	1N6096	0.86 @ 78.5 A T <sub>C</sub> = 70°C	400	125	56
45	30	T <sub>C</sub> = 105°C	SD41	0.55 @ 78.5 A T <sub>C</sub> = 125°C	600	150	56
45	35	T <sub>C</sub> = 110°C	MBR3545	0.63 @ 35 A	600	150	56
20	40	T <sub>C</sub> = 75°C (V <sub>R</sub> = 4 V)	1N5832	0.052 @ 40 A	800	125	257
30	40	T <sub>C</sub> = 75°C (V <sub>R</sub> = 6 V)	1N5833	0.55 @ 40 A	800	125	257
40	40	T <sub>C</sub> = 75°C (V <sub>R</sub> = 8 V)	1N5834	0.59 @ 40 A	800	125	257
30	50	T <sub>C</sub> = 70°C	1N6097	0.86 @ 157 A T <sub>C</sub> = 70°C	800	125	257
40	50	T <sub>C</sub> = 70°C	1N6098	0.86 @ 157 A T <sub>C</sub> = 70°C	800	125	257
30	60	T <sub>C</sub> = 120°C	MBR6030L	0.42 @ 30 A 0.48 @ 60 A	1000	150	257
45	60	T <sub>C</sub> = 90°C	SD51	0.70 @ 60 A	800	150	257
45	60	T <sub>C</sub> = 100°C	MBR6045	0.70 @ 60 A	800	150	257
45	65	T <sub>C</sub> = 120°C	MBR6545	0.78 @ 65 A	800	175	257
45	75	T <sub>C</sub> = 90°C	MBR7545	0.60 @ 60 A T <sub>C</sub> = 125°C	1000	150	257
45	80	T <sub>C</sub> = 120°C	MBR8045	0.72 @ 80 A	1000	175	257
15	30	T <sub>C</sub> = 105°C	MBR3045CT	0.76 @ 30 A	400	150	11-03
45	30	T <sub>C</sub> = 105°C	SD241	0.60 @ 20 A T <sub>C</sub> = 125°C	400	150	11-03

## **BIBLIOGRAFIA.**

**ELECTRONICA DE POTENCIA, SEGUNDA EDICION.**  
**MUHAMMAD H. RASHID**  
**PRENTICE HALL. 1996**

**DICCIONARIO ENCICLOPEDICO DE TERMINOS DE ELECTRONICA A NIVEL INGENIERIA**  
**MC GRAW HILL**  
**QUINTA EDICION. 1990**

**LIBRO NEGRO**  
**TRIPP LITE, POWER PROTECTION**  
**SCO WORD. 1994**

**POWER ELECTRONICS**  
**MOHAN, UNDELAND Y ROBBINS**  
**JOHN WILEY AND SONS, INC. 1989**

**POWER ELECTRONICS, DEVICES, DRIVERS AND APPLICATIONS**  
**WILLIAMS, B. W.**  
**HALSTED PRESS. 1987**

**AN INTRODUCTION TO THYRISTORS AND THEIR APPLICATIONS**  
**RAMAMOORTY M.**  
**MACMILLAN PUBLISHERS. 1985**  
**TERCERA EDICION.**

**POWER ENGINEERING USING THIRYSTOR, VOL. 1**  
**ROSE, M.J.**  
**MULLARD LTD. 1980**  
**SEGUNDA EDICION.**

**PRINCIPLES OF SOLID-STATE POWER CONVERSION.**  
**TARTER, R.E.**  
**HOWARD W. SAMS & COMPANY, PUBLISHERS, INC. 1985**

**FUENTES DE PODER PARA T.V. A COLOR**  
**DEPARTAMENTO DE ELECTRONICA SONY**  
**SONY. 1995.**

**POWER SUPPLY FOR PRINTERS HANDBOOK ML 395**  
**OKIDATA. 1980**

**MANUAL DE SERVICIO KENWOOD**  
**LABORATORIO DE INGENIERIA KENWOOD. 1995**

**MANUAL DE SERVICIO ASAJI**  
**LABVORATORIO DE INGEIERIA ASAJI. 1994.**

**MANUAL DE SERVICIO SONELCO.**  
**LABORATORIO DE INGENIERIA SONELCO.**  
**AREA ELECTRONICA DE POTENCIA. 1995**

**MANUAL DE SERVICIO HALMART LZf-2**  
**PARA LA ETAPA DE POTENCIA DEL HORNO CENTORR**  
**LABORATORIO DE INGENIERIA DE ELECTRONICA DE POTENCIA. 1985**



**MANUAL DE SERVICIO HONEYWELL  
LABORATORIO DE SISTEMA DE CONTROL. 1995**

**MANUAL DE DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES  
MOTOROLA. 1995  
TERCERA EDICION**

**MANUAL DE DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES ECG  
PHILIPS. 1998**

**APUNTES DE LOS CURSOS DE:DISPOSITIVOS ELECTRONICOS, AMPLIFICACION DE  
SEÑALES, ELECTRONICA DE POTENCIA Y TEMAS SELECTOS DE ELECTRONICA.  
IMPARTIDOS POR EL ING. ELEAZAR PINEDA  
DE LA CARRERA DE ING MECANICA ELECTRICA (AREA ELECTRONICA).  
ENEP ARAGON.**