

# CURSOS INTERNACIONALES



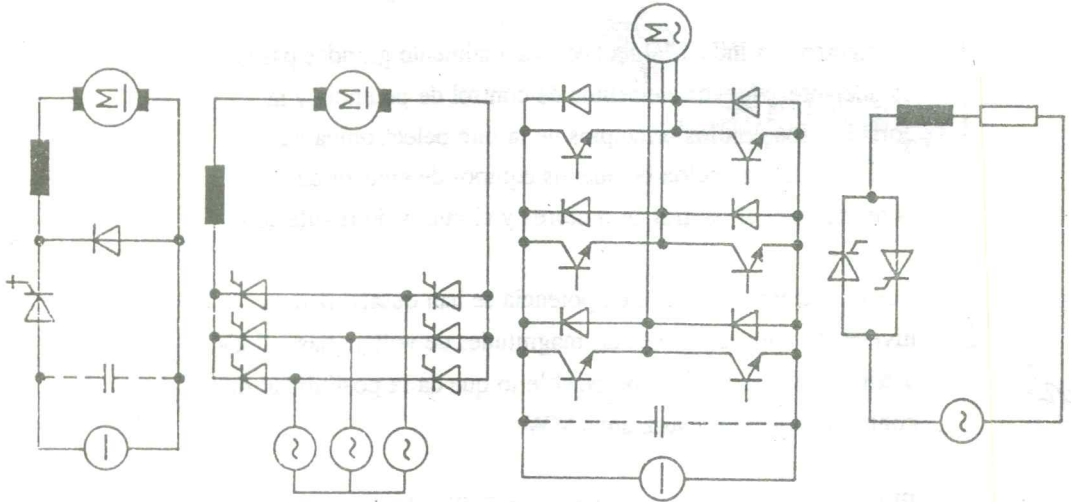
Fundación Alemana  
para el Desarrollo Internacional  
"D.S.E."

## CONTROL DE POTENCIA

### CENTRO INTERNACIONAL COLOMBO ALEMAN

## PRINCIPIOS DE LA ELECTRONICA DE POTENCIA

Clasificación de circuitos

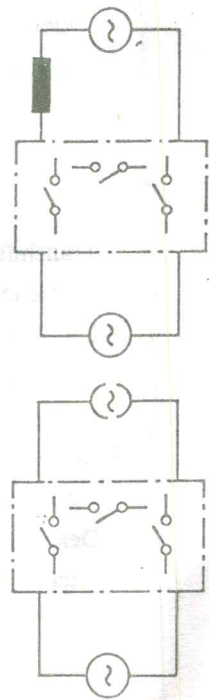
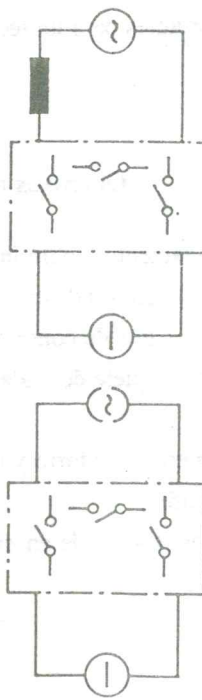
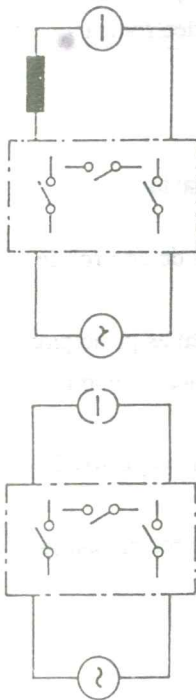
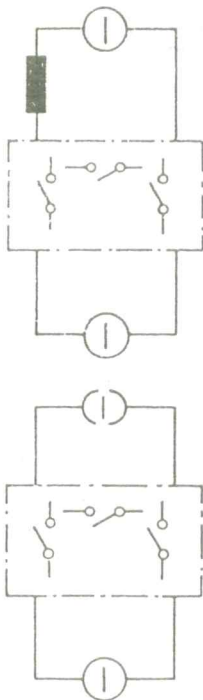


**Convertidor DC - DC**  
 Variación de la potencia

**Convertidor AC - DC**  
 Variación de la potencia

**Convertidor DC - AC**  
 Variación de la potencia  
 Variación de la frecuencia

**Convertidor AC - AC**  
 Variación de la potencia  
 Variación de la frecuencia

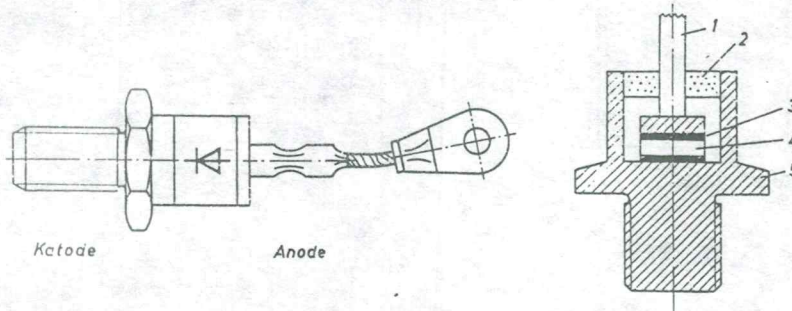


## DIODOS DE POTENCIA

Diodos para el uso en la electrónica de potencia - especialmente para rectificadores - están construidas para tener las siguientes características:

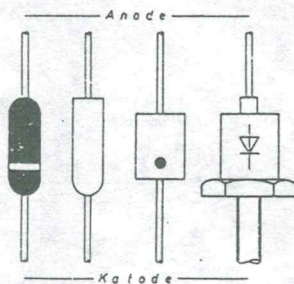
- alta corriente directa (10 - 1000 A)
- alto voltaje inverso (500 - 2000 V)
- bajas frecuencias (50/60 Hz - algunos casos 10kHz)
- fácil disipación del calor

Diodos rectificadores para el uso en la electrónica de potencia tienen una construcción plana para que haya una gran superficie para la conducción de la corriente.



Diodo de potencia

- 1 - CONTACTO ANODO
- 2 - AISLAMIENTO
- 3 - SOLDADURA
- 4 - CELDA CRISTAL
- 5 - CAJA DE COBRE



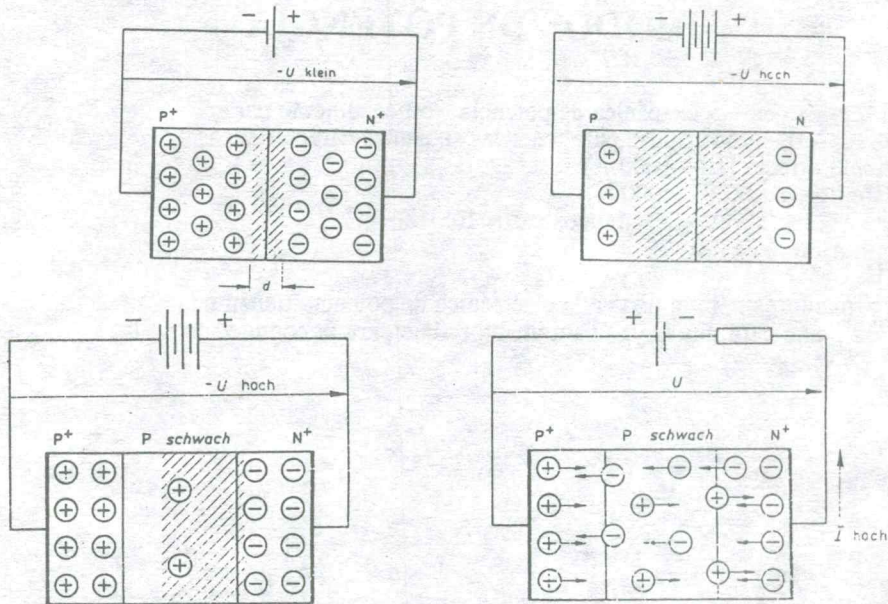
Por su forma constructiva se les dice "Celda rectificadora".

Celdas rectificadoras de silicio son por lo general diodos del tipo Juntura-PSN. La conducción de corrientes altas necesita una gran cantidad de cargas eléctricas en el cristal. Eso se logra con un alto grado de dotación del silicio. A consecuencia de eso se produce una zona de juntura estrecha, lo que no permite el aislamiento de un voltaje alto.

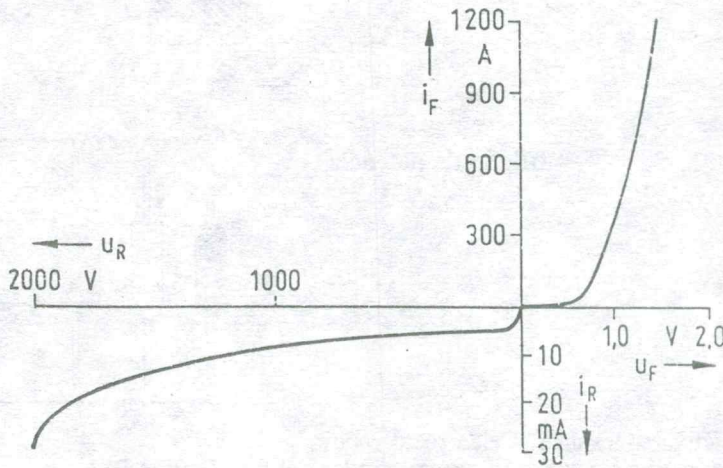
Para lograr un voltaje alto de aislamiento y también la conducción de corrientes altas se agrega a la celda una tercera capa de una dotación débil. Eso son las junturas P - S - N.

Las características de diodos PSN son:

- alta densidad de la corriente (1 A/mm) en el cristal - por lo tanto una caja reducida
- resistente a una temperatura alta en la juntura y gran superficie para la conducción del calor producido.
- alto voltaje inverso hasta 3000 V



Curva y datos característicos



En la polarización directa determina la corriente maxima la potencia discipada y la temperatura en la juntura.

La corriente límite que se indica es el promedio de la corriente que el diodo puede conducir permanentemente según las condiciones de enfriamiento.

$I_{FAVM}$  (F = forward; AV = average; M = maximo)

En la polarización inversa se limita el margen de aplicación por el voltaje maximo de aislamiento. Se indica el voltaje maximo que periodicamente se produce:

$V_{RRM}$  (R = reverse; R = recurrent; M = maximum )

En aplicaciones reales siempre se producen tensiones picos, por lo tanto se calcula que

$$V_{RRM} = 1.5 - 2.5 \hat{u} \text{ (nominal)}$$

### Comportamiento de conmutación

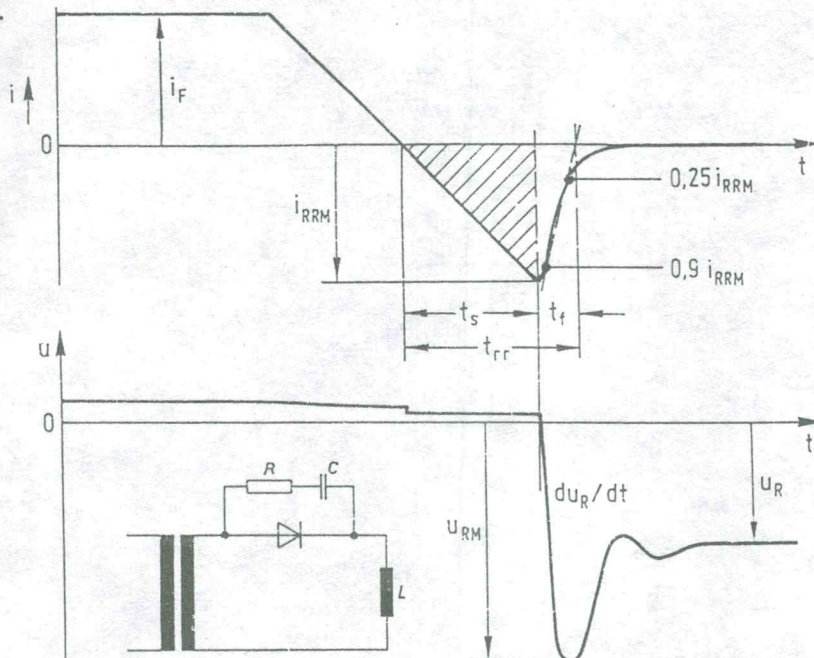
Al momento que la tensión y la corriente en el diodo cambian muy rápido su dirección se produce en el diodo un tiempo de retardo.

Especialmente el cambio del estado de conducción hacia la no-conducción produce problemas.

Eso debido al efecto de almacenamiento de cargas produce una corriente al inverso, que rápidamente se reduce a cero.

Esta variación rápida produce en las cargas inductivas un voltaje alto en el sentido inverso del diodo ( $V_{RM}$ ).

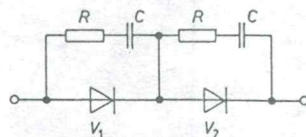
Como consecuencia se necesitan circuitos RC para amortiguar la elevación del voltaje.



Conexiones de diodos (celdas rectificadoras)

### En serie

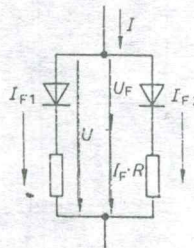
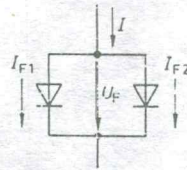
La distribución de la tensión inversa en los diodos en serie depende en primer lugar de su resistencia interna (dinámica) y eso varía mucho de uno a otro diodo. Por lo tanto no hay una distribución igual del voltaje inverso. Los elementos RC en paralelo al diodo producen un divisor de tensión que logra una distribución igual de la tensión inversa en los diodos.



### Conexión en paralelo

La corriente se divide en partes iguales cuando las resistencias internas de los diodos están iguales. Pero cada diodo tiene una resistencia dinámica muy diferente a la otra, por lo tanto no hay una distribución igual. Un diodo puede ser sobrecargado y se malogra.

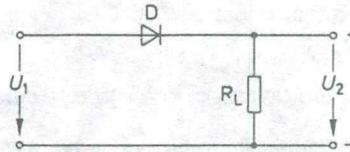
La conexión de resistencias de bajo valor en serie por cada diodo, equilibra la resistencia y las corrientes se dividen en partes iguales. Para corrientes altas sólo se necesitan resistencias de 8 - 10 m Ohm ó sea la resistencia propia de un fusible.



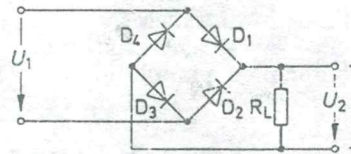
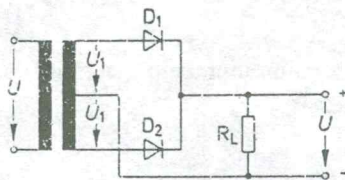
# CIRCUITOS RECTIFICADORES

## Principios

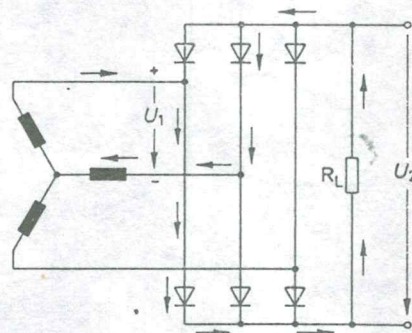
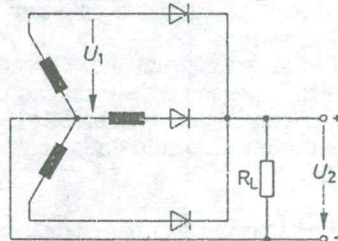
Rectificador monofasico - onda media



Rectificador monofasico - onda completa



Rectificador trifasico - 3 tactos / 6 tactos





### Mediciones en circuitos rectificadores

En un circuito rectificador se encuentran a la vez corrientes continua y corrientes alternas superpuestas. Las corrientes alternas tienen diferentes frecuencias, la onda básica y ondas armónicas.

La medición de estas magnitudes representa una cierta dificultad.

Hay que diferenciar las siguientes denominaciones:

**Valor DC**

====> Valor promedio (average = AV) de la curva rectificadora

**Valor AC efectivo**

====> Es el valor efectivo de todas las ondas AC de la señal

**Valor efectivo**

====> Es el valor efectivo (RMS) de la señal completa incluyendo su valor DC y AC

$$V_{RMS} = \text{SQR}(V_{DC} + V_{AC})$$

**Valor instantáneo**

====> Es el valor que se encuentra en un momento determinado.

**Valor pico o amplitud**

====> Es el valor máximo

Los instrumentos de medición miden con sus características propias.

Por lo general vale lo siguiente:

**Multímetro (digital o analógico)**

Los multímetros miden el valor promedio (AV) de cada magnitud. En el caso de la medición de magnitudes AC se indica el valor promedio de la onda rectificadora que luego es indicado como valor efectivo para una onda senoidal. (RMS) Señales **no senoidal** sean indicado con un **error**.

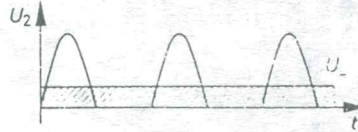
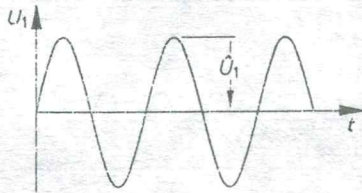
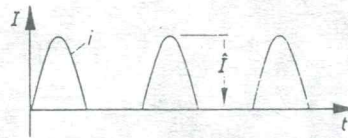
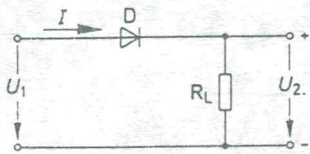
El valor efectivo solo miden instrumentos especiales - los medidores **True RMS** - que son el instrumento de hierro móvil o instrumentos digitales con un convertidor TRMS. Algunos miden el valor efectivo solo de la componente AC otros del valor DC y AC.

Multímetros digitales modernos tienen la posibilidad para captar valores picos.

**Osciloscopio**

Con el osciloscopio es posible medir los valores instantáneos y picos.

**Rectificador de onda media**



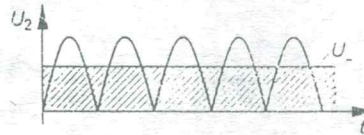
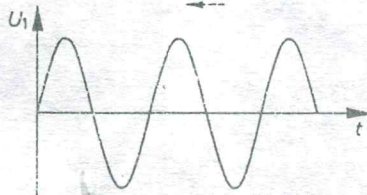
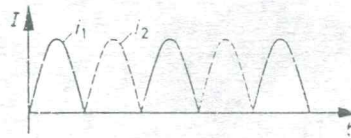
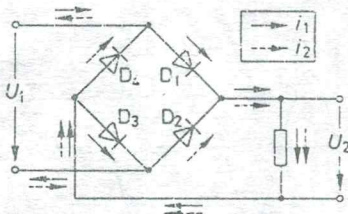
$$U_- = \frac{\hat{U}_2}{\pi}$$

$$U_1 = 2,22 \cdot U_-$$

$$U_- = \frac{\hat{U}_1}{\pi} = \frac{1}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot U_1 = 0,45 U_1$$

$$P_2 = \frac{P_-}{2} = \frac{P_{\text{eff}} \cdot R}{2} = \frac{\hat{i}^2 \cdot R}{2 \cdot 2} = \frac{\hat{i}^2}{4} \cdot R = P_{\text{eff}} \cdot R$$

**Rectificador de onda completa - circuito puente**



$$U_- = 2 \cdot \frac{\hat{U}_2}{\pi}$$

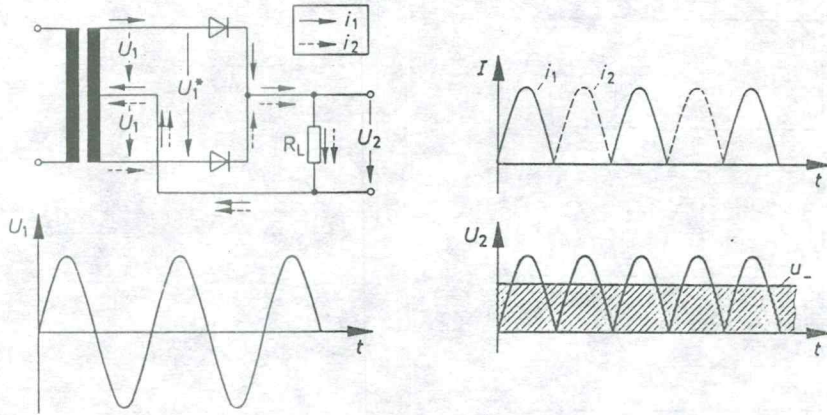
$$U_- = 2 \cdot \frac{\hat{U}_1}{\pi} = \frac{2}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot U_1 = 0,9 \cdot U_1$$

$$U_1 = 1,11 \cdot U_-$$

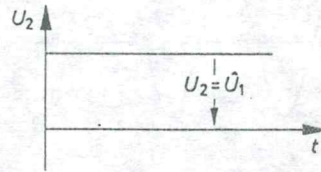
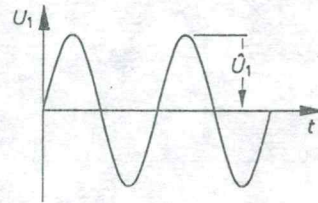
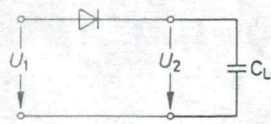
$$U_w \approx 0,485 \cdot U_-$$

$$w = \frac{U_w}{U_-} = 0,485$$

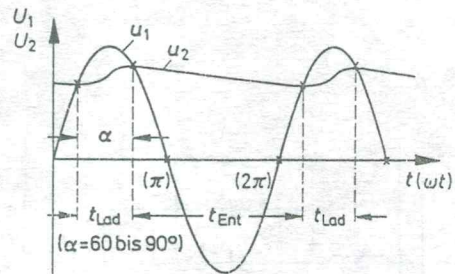
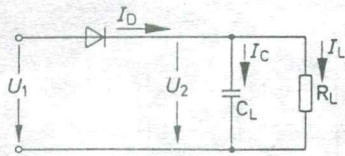
**Rectificador onda completa - transformador punto medio**



**Rectificador con carga capacitiva**



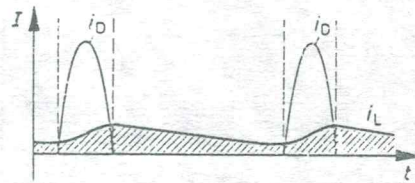
$$U_2 = \hat{U}_1 = U_-$$



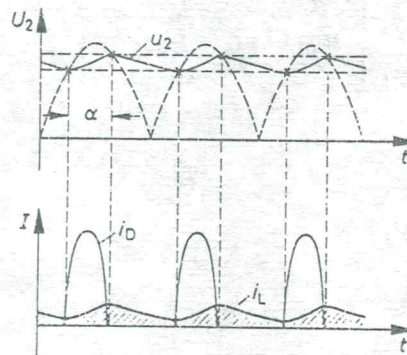
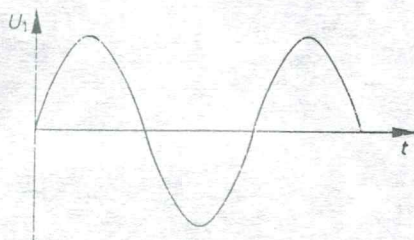
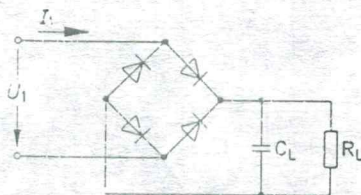
$$U_{-} = \frac{U_1 \cdot \cos \frac{\alpha}{2}}{0,71}$$

$$U_1 \approx 0,9 \cdot U_{-}$$

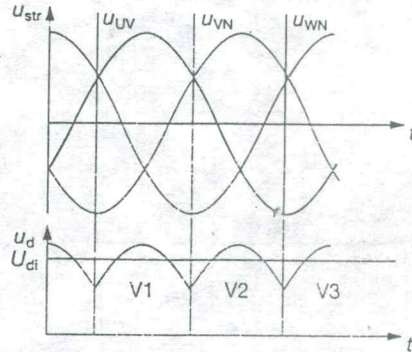
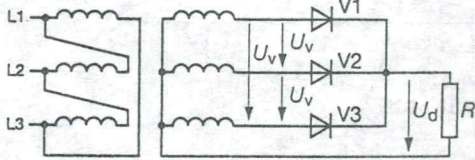
$$I_1 \approx 2,5 \cdot I_{-} = I_D$$



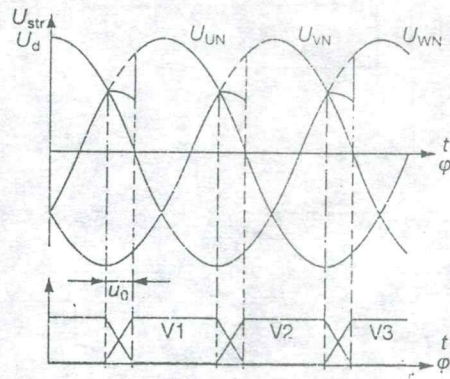
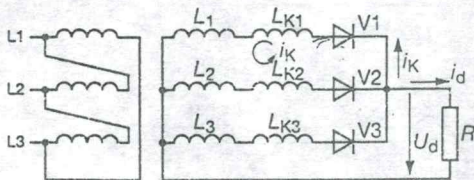
$$U_w \approx \frac{1,5 \cdot I_{-}}{\omega_s \cdot C_L}$$



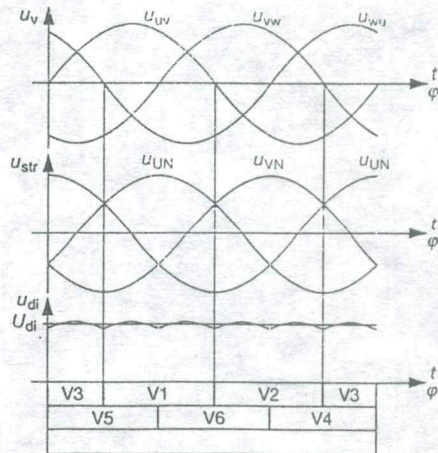
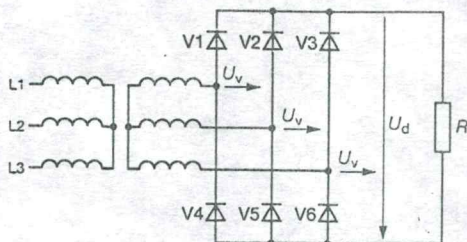
**Rectificador trifasico - 3 pulsos**



Problemática de la conmutación - dos diodos conducen en un momento, lo que procura una corriente entre las bobinas del transformador.



**Rectificador trifasico - 6 pulsos**

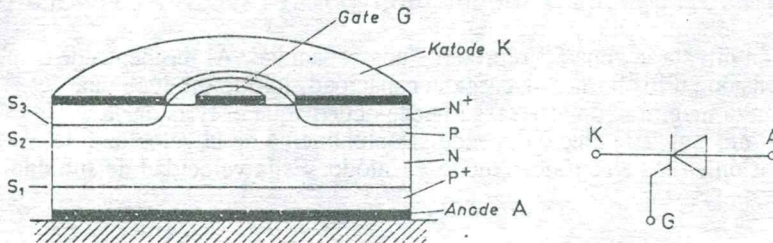


## EL TYRISTOR

La denominación " thyristor " es un nombre general para multiples tipos de celdas semiconductoras controlables para el uso en la electrónica industrial.

### Tyristor - triodo, bloqueo con polarización inversa

Estos elementos son similares a un diodo de potencia tipo PSN con cuatro capas P-N-P-N, que así forman tres junturas PN ( S1, S2 y S3 ) Las zonas exteriores son altamente dotadas. La zona P es contactada y es el anodo. La zona N es el contacto del catodo. La capa P al lado del catodo es conectada y es gate.



### Comportamiento con polarización inversa

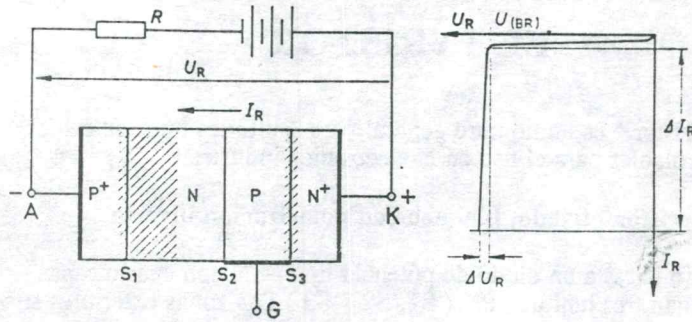
Con la conexión de polarización inversa se amplian las zonas de juntura S1 y S3 y se disminuye la cantidad de portadores de carga eléctrica, sólo hay una corriente mínima de bloqueo.

La mayor tensión inversa se produce en la juntura S1.

Si la tensión aplicada es mayor que la tensión de ruptura se produce el efecto avalancha y la corriente inversa aumenta fuerte, el estado de bloqueo no existe mas.

Existe el peligro de la destrucción del cristal por la alta potencia disipada.

Con polarización inversa el comportamiento de un thyristor-triodo es igual a una celda rectificadora

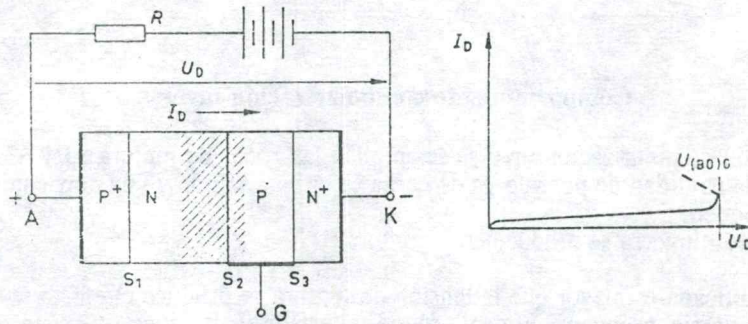


**Comportamiento con polarización directa**

Con polarización directa se amplía la juntura S2. En relación con un diodo el comportamiento de un tioristor es muy diferente. Hasta con alta tensión no hay una conducción de la corriente, y al momento de sobrepasar un determinado nivel de disparo el tioristor conduce. Esta tensión es el voltaje de bloqueo con polarización directa ( $V_D$ ).

Con polarización directa la zona S2 representa una capacidad. Al momento de conectar una tensión en los bornes se carga la capacidad, lo que produce una corriente. Según la magnitud de esta carga puede ocurrir que el tioristor ya conduzca por si mismo. Este efecto depende principalmente de la velocidad de subida de la tensión en los electrodos Anodo y Catodo. Es la velocidad de subidad crítica  $du/dt$  de un tioristor.

==> Un tioristor puede disparar sólo cuando la velocidad de subida del voltaje AC es muy alta.

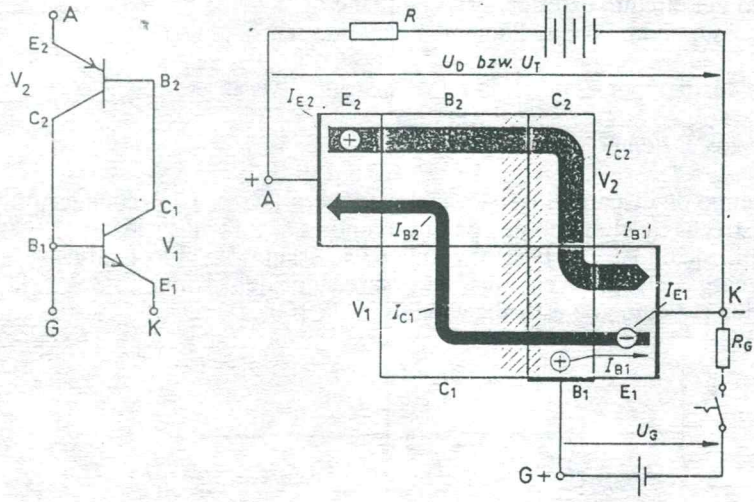


### Conducción controlada

Normalmente se controla el estado de conducción del tyristor por una tensión aplicada en el electrodo GATE.

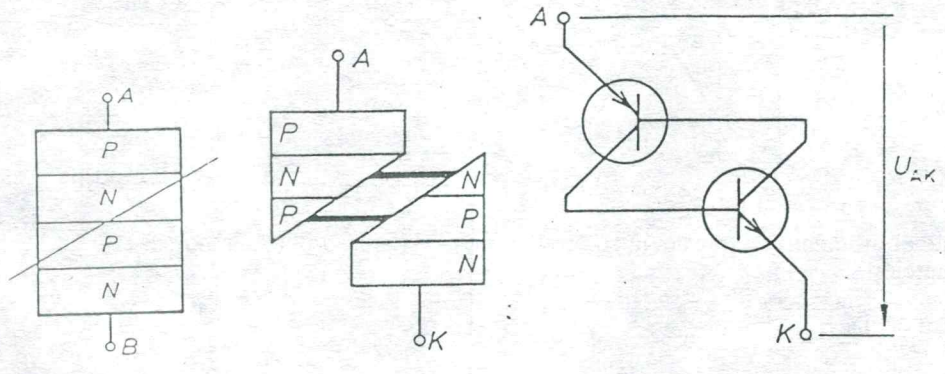
Sólo se necesita aplicar un pulso de voltaje positivo en el GATE para disparar el tyristor en el estado de conducción.

El tyristor mantiene este estado hasta que la alimentación se apaga.



Facilmente se puede entender este comportamiento en el esquema de un circuito compuesto de dos transistores uno es el tipo PNP y el otro NPN. Aplicando en el GATE un pulso de voltaje positivo el transistor V1 está en estado de conducción, lo que da en la base de V2 una corriente. Ahora también el V2 conduce y mantiene la alimentación de la base del V1. Esta situación sólo se puede cambiar cuando se aplica un voltaje negativo en el GATE ó sea la alimentación baja por un determinado nivel.

El proceso de conducción de un Tyristor es un efecto de disparo. Antes del disparo la tensión  $V_{AK}$  es alta, después baja la tensión y el tyristor conduce la corriente. Este estado se mantiene hasta que la corriente se disminuye por debajo del nivel  $I_H$ .



### La transición en el estado de conducción

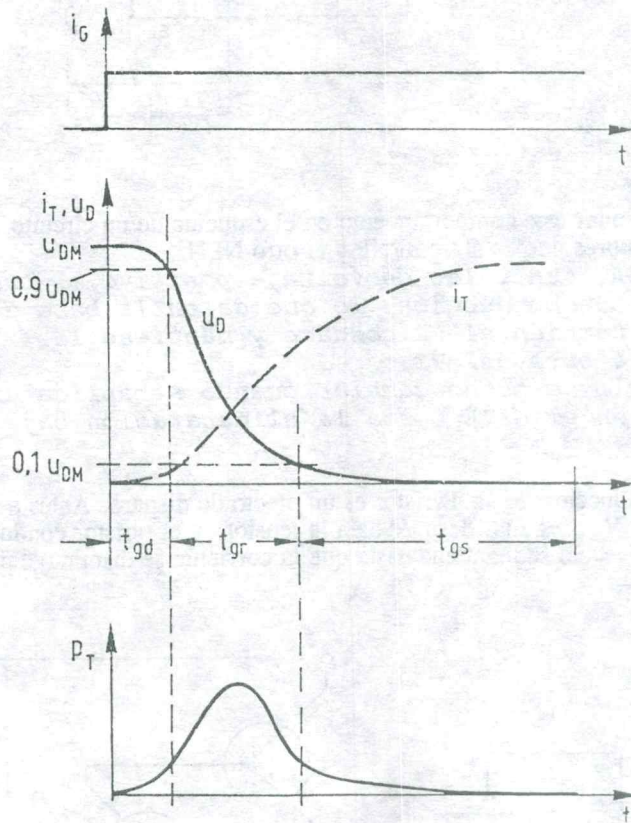
Después del inicio de la corriente en el Gate se demora la acción en el tyristor por el tiempo que necesita la carga eléctrica para pasar por las dos junturas PN. El tiempo que demora la acción hasta que el voltaje entre ánodo y cátodo baja a 90 % es el tiempo de retardo del disparo ( $t_{gd}$ ).

El tiempo que el tyristor necesita hasta que conduce, es el tiempo que pasa hasta que el voltaje Anodo-Cátodo baja a 10%. Este tiempo depende en primer lugar del comportamiento del circuito exterior, especialmente de la velocidad de subida de la corriente  $di/dt$ . Este tiempo puede llamarse tiempo de transición ( $t_{gr}$ ).

La suma de los dos tiempos es el tiempo de disparo del tyristor

$t_{gt} = t_{gd} + t_{gr}$   
En casos concretos el tiempo es de 2-4 s.

Después del tiempo de disparo el tyristor conduce, pero las zonas de conducción están todavía estrechas y el estado de conducción no es seguro, después el tiempo de estabilización  $t_{gs}$  el tyristor mantiene su estado. La velocidad de difusión de las cargas eléctricas en el cristal es alrededor de 0,1 mm/s. Según la forma geométrica el tiempo de estabilización es hasta 100 s.



Durante el momento de transición se produce en el tyristor la potencia de interrupción.

$$p_T = u_D * i_T$$

Esta potencia de disipación se debe limitar a un valor máximo por que ella se produce en el momento de disparo en zonas estrechas y puede por el alto calentamiento destruir el cristal.

Esta potencia máxima depende en primer lugar de la subida de la corriente en el circuito externo, por lo tanto se debe limitar la velocidad de subida  $di/dt$  a un valor crítico que es un dato característico del tyristor.

==> Una alta velocidad de subida de corriente puede destruir el tyristor.

### Apagar un tyristor

Después del disparo el tyristor queda en el estado de conducción hasta que la corriente disminuye a un nivel por debajo del nivel de la corriente  $I_H$  - la corriente de mantención.

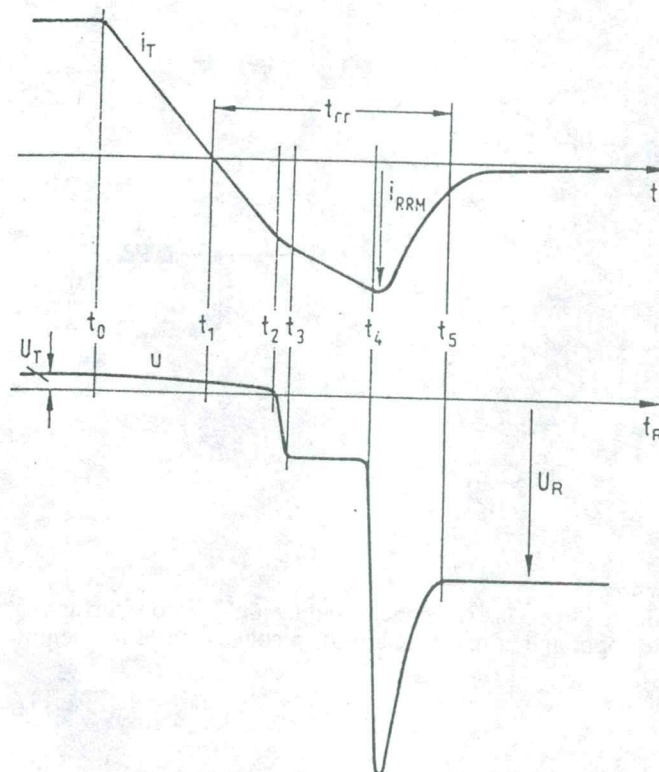
Eso se produce cuando el voltaje DC esta por un momento apagado ó en el caso de corriente alterna en el cambio de la polaridad.

En el cristal se encuentran las cargas electricas y su recombinación demora un determinado tiempo. Por lo tanto hay todavia una conducción - una corriente inversa.

En el momento que las cargas electricas se han ubicado rápido cambia el estado del tyristor y la corriente inversa queda bloqueada.

Esta gran velocidad de reducción de la corriente produce en las inductancias del circuito externo una alta tensión de inducción - el voltaje de bloqueo sube en el tyristor a valores extremos y puede destruirlo.

El mismo efecto ya se ha visto en los diodos de potencia, el efecto se llama efecto de almacenamiento de cargas.



Un circuito RC puede proteger el tyristor.

El tiempo de retardo de bloqueo  $t_{tr}$  es el tiempo mínimo del tyristor para cambiar su estado de conducir a bloquear.

Después el tyristor todavía no está bloqueado en forma segura. Todavía se necesita un tiempo de liberación  $t_q$  para estar en un estado fijo de no conducción. Si regresa el voltaje positivo antes del tiempo de liberación ocurre el riesgo que el tyristor regresa al estado de conducción.

====> Para asegurar el estado de bloqueo hay que esperar un tiempo mínimo de liberación, antes de conectar otra vez un voltaje directo. ( 10 - 100 s )

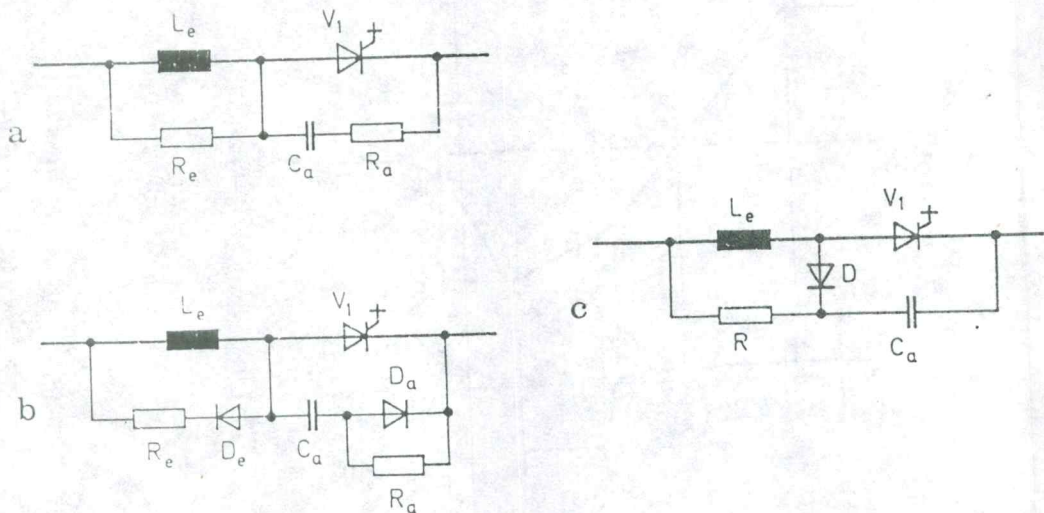
### Conexión de protección

Las valvulas electronicas tienen determinados valores limites que deben ser respetados para no dañar el elemento semiconductor.  
En la práctica se muestra que se necesitan elementos de protección para asegurar los valores limites.

Los circuitos de protección deben:

- limitar la velocidad de subida de la tensión  $du/dt$  y la subida de la corriente  $di/dt$ .
- limitar el voltaje de bloqueo
- reducir la potencia disipada en los elementos

El esquema muestra una conexión típica. Los elementos sirven para reducir la carga en la transición de conducción como también en el momento del bloqueo (ruptura).



- a) muestra el principio  
El inconveniente es que las resistencias reducen el efecto interruptor
- b) Con diodos se logra que la resistencia sólo se conecte en el momento necesario
- c) Circuito optimizado

Para que la capacidad  $C_a$  se cargue muy rápido hay que prever que ella se encuentre muy cerca al tyristor y que la conexión en los cables no tengan una inductancia considerable.

El valor de la capacidad depende de la corriente máxima de apagar y del valor crítico de la velocidad de subida de voltaje  $du/dt$ . Su valor se calcula así:

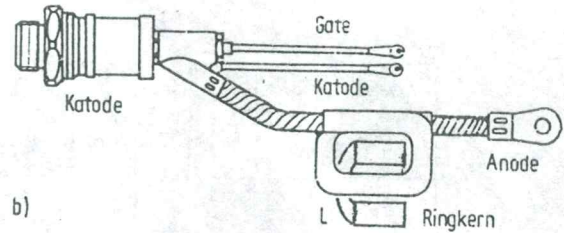
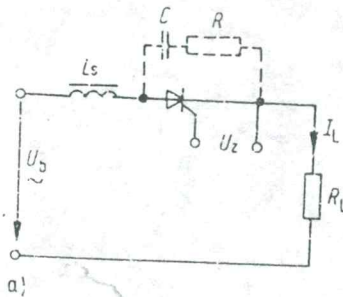
$$C_a \geq I_{TQM} / (du/dt)_{critico}$$

La resistencia  $R_a$  debe descargar la capacidad  $C_a$ . Su valor depende del tiempo mínimo de conducción del tyristor.

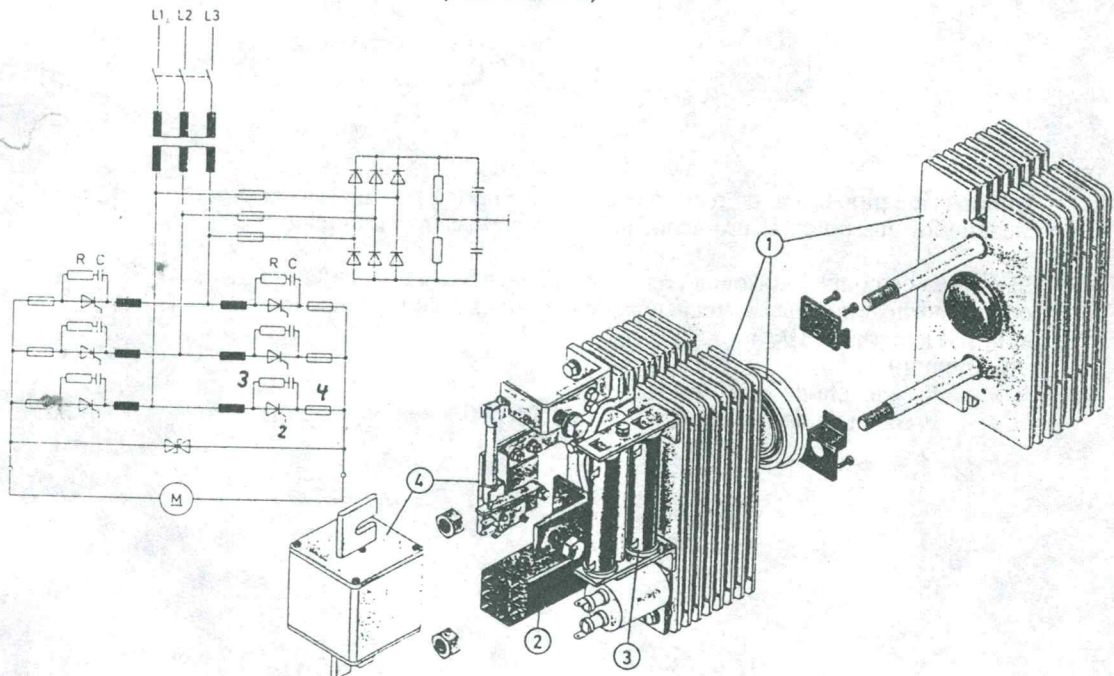
$$R_a \leq t_{min} / 4 C_a$$

El valor de inductividad depende del voltaje máximo y del valor crítico de la subida de la corriente  $di/dt$ .

$$L_e = U_{ks} / (di/dt)_{critico}$$



**Circuito de protección completo para alta potencia y bloque de potencia completo (Marca AEG)**

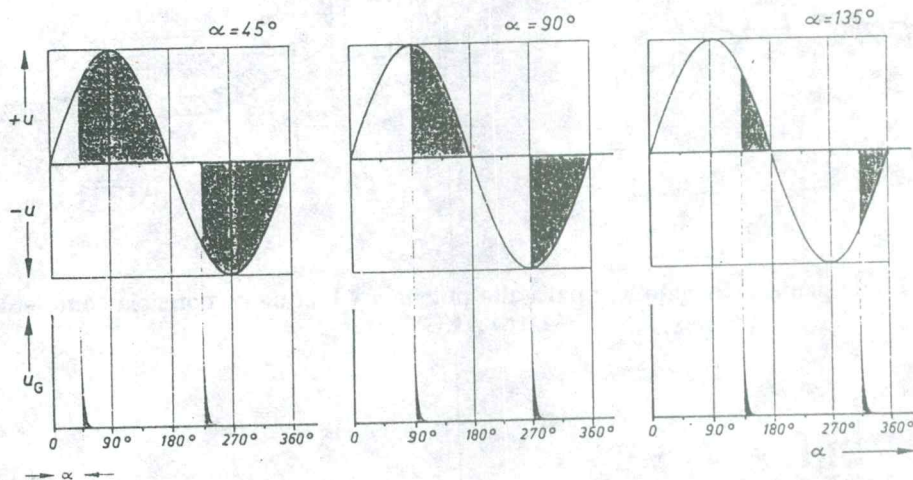
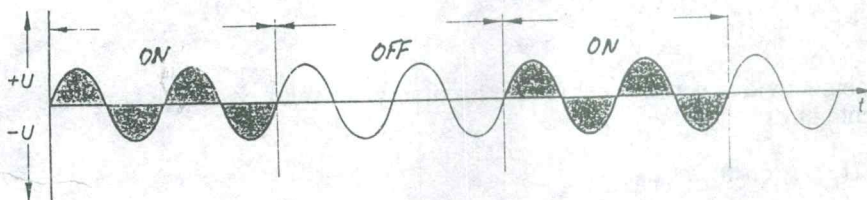


## CONTROL DE POTENCIA DE CORRIENTE ALTERNA

Para poder variar el suministro de energía en un equipo hay dos principios:

**variación de conducción de ondas completas**

**variación de conducción por recorte de ondas**



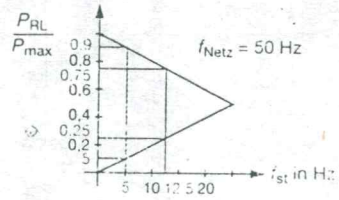
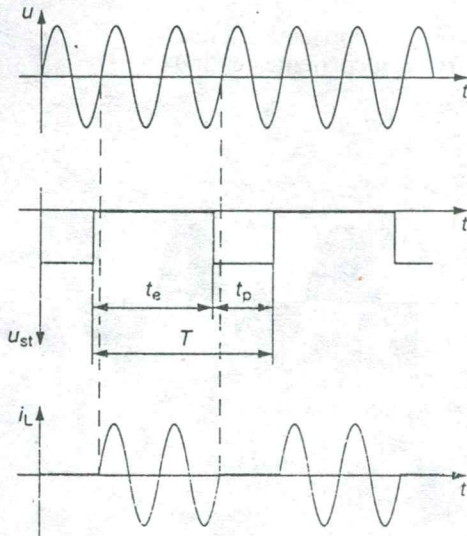
Ambos principios tratan de recortar el flujo de energía por lo tanto se produce en el consumidor una potencia promedio, inferior a la potencia continua (100%).

En el caso de control por onda completa su aplicación se presta en procesos lentos (horno) por que la frecuencia de control es mucho menor que la frecuencia de la red ( $f_c > f_R/100$ )

Ejemplo:

Frecuencia de la red 60 Hz

Frecuencia de control 0,6 Hz o sea 36 periodos por minuto



El promedio de la potencia suministrada se calcula

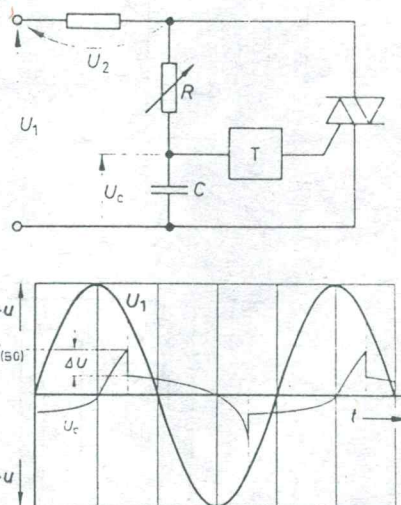
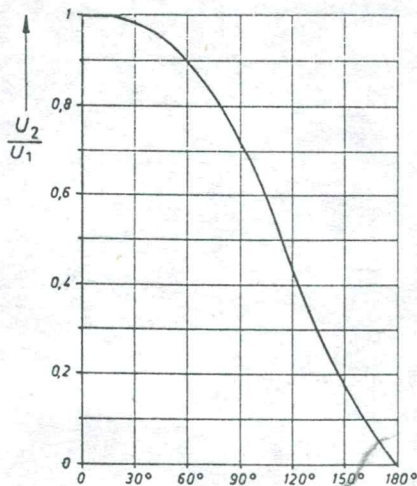
$$\frac{P_{RL}}{P_{max}} = \frac{t_e}{T}$$

La potencia máxima controlable es limitada por el suministrador de la red por que estos procesos producen ondas superpuestas en la red.

El principio recorte de onda produce mas interrupciones y por lo tanto frecuencias altas de superposición ( dos interrupciones por onda = 120 Hz primera onda superpuesta )

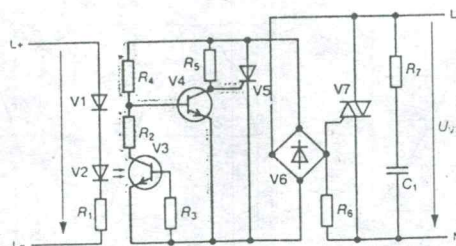
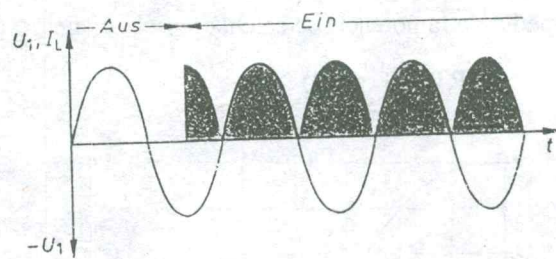
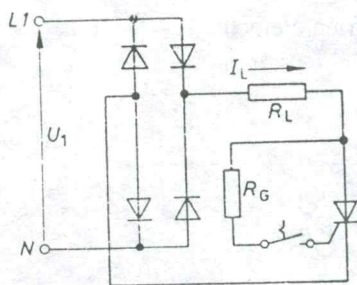
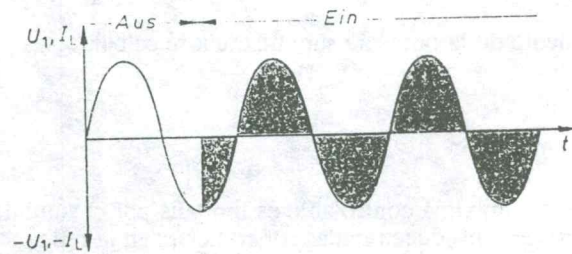
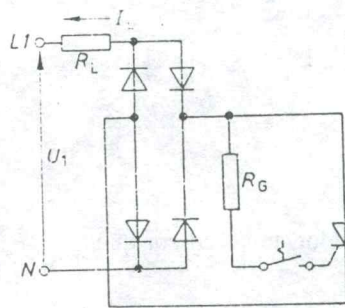
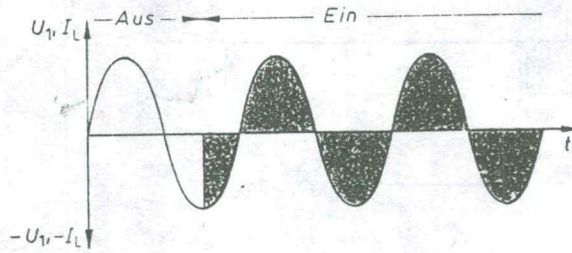
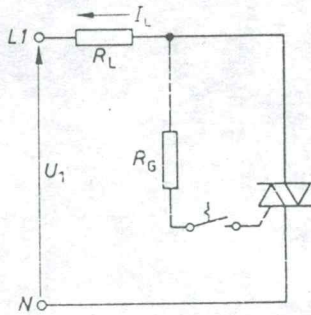
El promedio de la potencia se calcula por el voltaje ( o corriente efectiva)

$$U = \hat{u}/2 * \text{SQRT}(1 + \cos a)$$



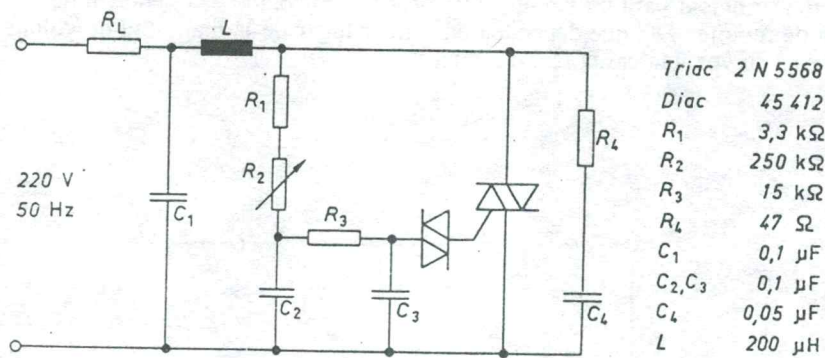
Existen tres principios de conexión:

- control con TRIAC - carga con corriente alterna
- control con un Tyristor y puente rectificador - carga con corriente alterna
- control con un Tyristor y puente rectificador - carga con corriente continua

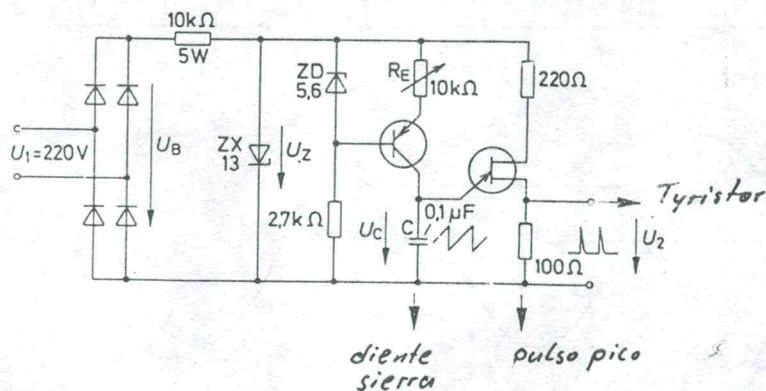
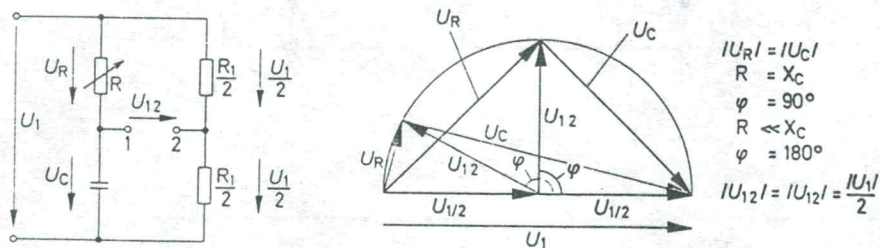


Principio Relé electrónico

Un circuito muy divulgado es el del esquema. Los componentes principales son el Triac y el Diac.  
 RL representa la carga que pueden ser lamparas o motores de baja potencia.  
 El control de desfase del impulso para la compuerta del Triac se hace por el circuito en serie de R1 y R2 con C2.  
 Al momento que el condensador C3 alcanza la tensión umbral del DIAC se descarga C3 via el Gate del Triac. El Triac está conduciendo hasta el siguiente cambio a zero del voltaje de entrada.  
 R4 y C4 protegen el Triac de altas tensiones de inductancias. C1 y L son un filtro para las frecuencias altas producidas por el recorte de fase.



La variación de la fase muestra el principio del circuito puente.  
 El voltaje U12 tiene siempre la misma magnitud y su ángulo de fase puede variarse entre 0° hasta -180°.

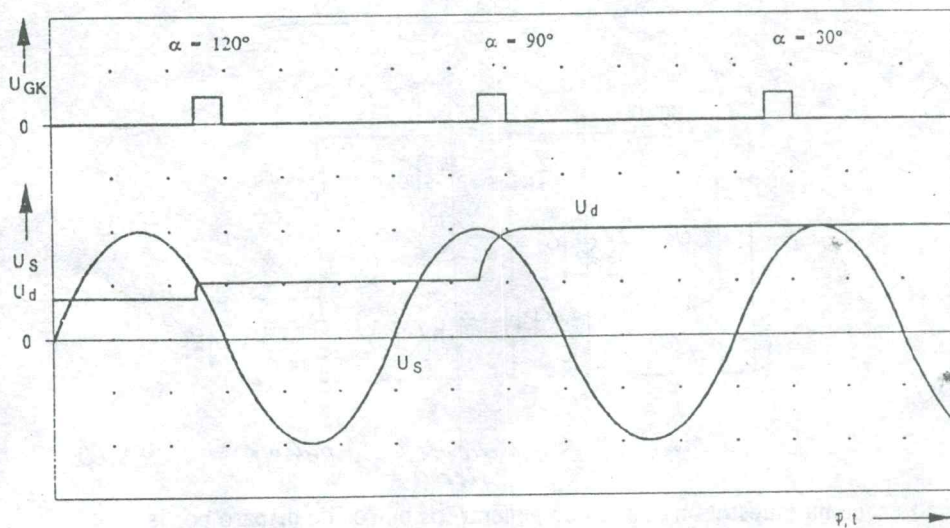
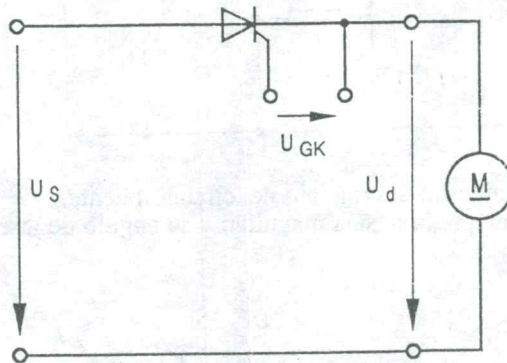


El último esquema muestra un método de generar los pulsos de disparo por la curva diente sierra mediante una corriente constante de carga del C y como elemento de disparo un Transistor tipo UJT.

## RECTIFICADORES CON VALVULAS CONTROLABLES

Un rectificador con tyristor se presta primero para trabajar como valvula de corriente pero también como elemento disparador. Así se puede controlar el flujo de la corriente y como consecuencia el voltaje DC de salida.  
La aplicación principal para un circuito rectificador controlado es el control de revoluciones de motores DC que dependen en primer lugar de la magnitud de voltaje. Un motor es a su vez una carga real e inductiva.

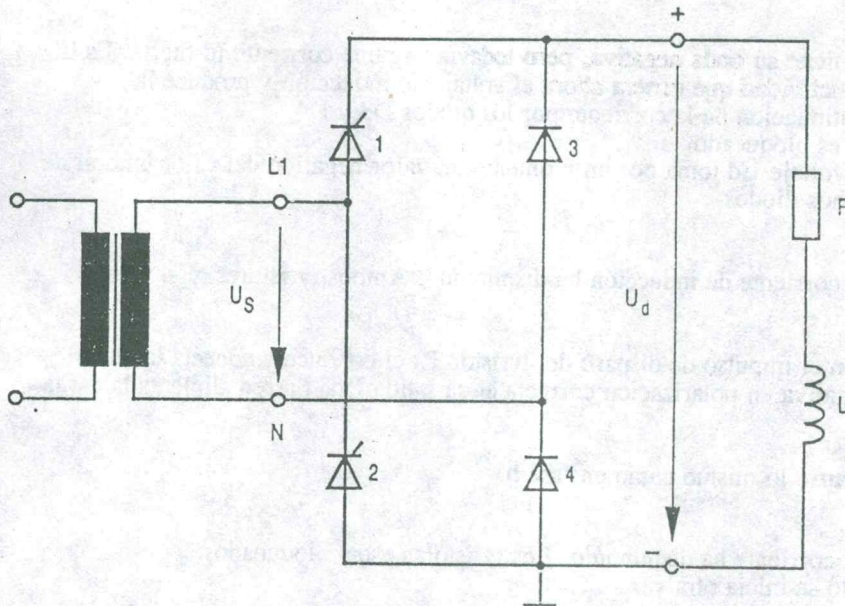
### Principio



### Circuito puente semi-controlado

En el esquema hay dos valvulas controlables, tyristor 1 y 2. Los diodos 3 y 4 son valvulas directas.

Cada un de los tyristores recibe un pulso de disparo independiente, desfasado cada un por  $180^\circ$





El siguiente diagrama muestra el funcionamiento:

La carga es real-inductiva. Entonces hay momentos que la inductividad genera una tensión y entrega una potencia - constituyendo un generador, y en otros momentos un consumidor.

Fase a:

La onda positiva de  $U_s$  hace subir la tensión en T1. En el momento del disparo el tiristor conduce, su voltaje baja y hay una corriente por la carga y el diodo 4 al generador de la red.

La inductividad produce un campo magnético, la resistencia absorbe la potencia.

Fase b:

$U_s$  tiene su onda negativa, pero todavía hay una corriente  $I_d$  fuerte. Es la inductividad que genera ahora el voltaje de inducción y produce la continuación de la corriente por los diodos D3 y D4.

T1 es bloqueado.

El voltaje  $U_d$  toma por un momento un valor negativo del valor umbral de ambos diodos.

Fase c:

La corriente de inducción ha disminuido. Ambos tyristores bloquean.

Fase d:

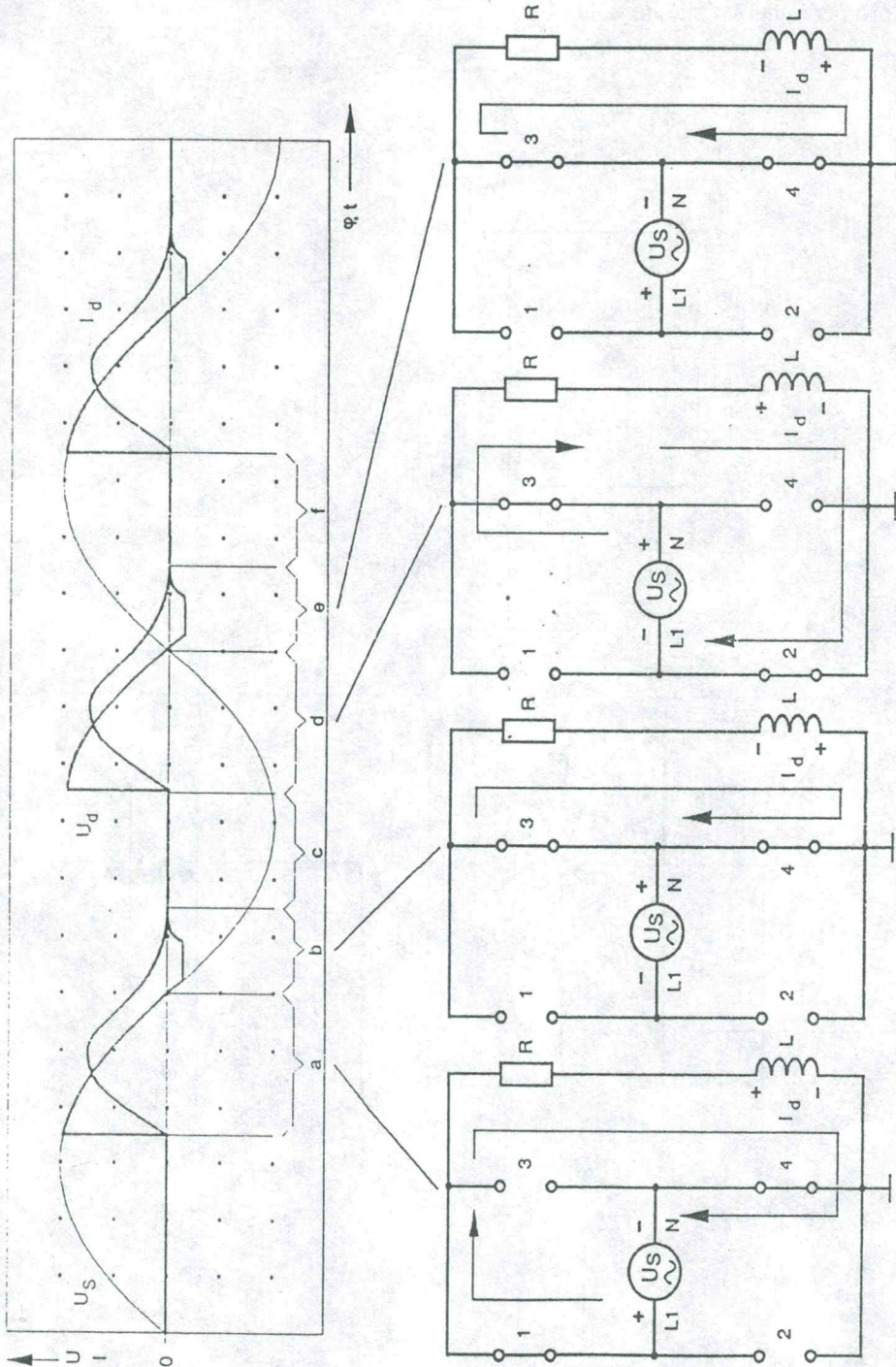
Con el impulso de disparo del tyristor T1 el conduce y conecta la onda negativa en polarización correcta en la salida  $U_d$ . La red alimenta la carga.

Fase e:

Ocurre lo mismo como en fase b.

Fase f:

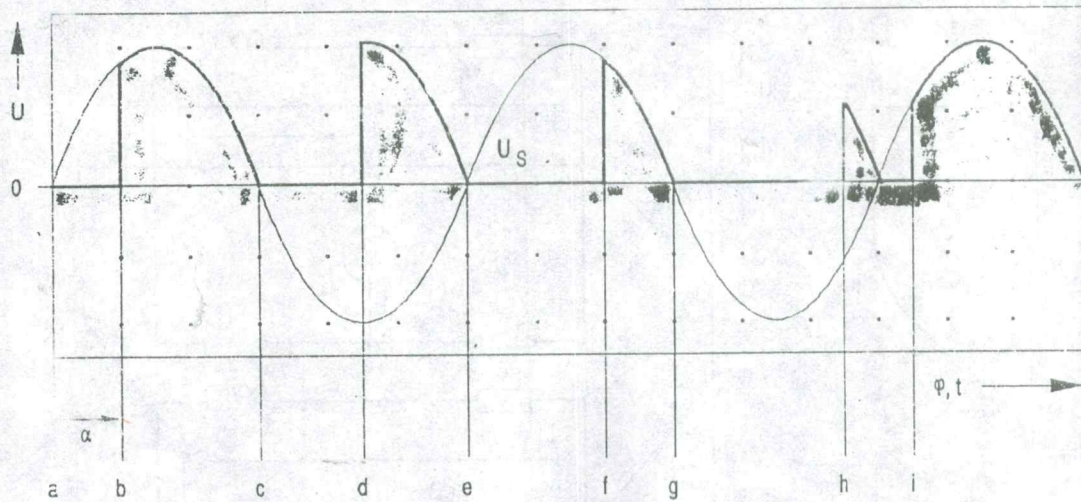
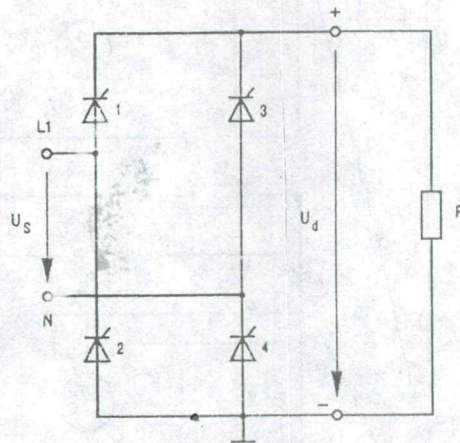
La corriente ha disminuido. Los tyristores están bloqueados.  
El ciclo se inicia otra vez.



### Circuito puente controlado completo

En lugar de diodos se conectan cuatro thyristores. Cada uno puede ser disparado independiente.

El esquema muestra el principio con una carga real. Según el ángulo de recorte varía el promedio del voltaje de salida  $U_d$ .





El comportamiento con una carga inductiva muestra el siguiente esquema.

**Fase a:**

Se dispara el tioristor 1 y 4 con angulo de recorte de  $60^\circ$ . Via los tioristores 1 y 4 se conecta la carga a Us. La corriente comienza a aumentar.

**Fase b:**

Se muestra la situación momentanea. La red es el generador y suministra energía a la carga ohmica y a la inductividad en su campo magnético.

**Fase c:**

El voltaje de la red Us cambia su polaridad. En un circuito con diodos simples las valvulas 1 y 4 bloquean y las 2 y 3 conducen. Con tioristores no es así. El momento de disparo para T2 y T3 viene desfasado por  $60^\circ$ . Ahora es la inductancia con su voltaje de autoinducción que mantiene la corriente en T1 y T4.

**Fase d:**

El diagrama con la indicación de las polaridades muestra que ahora la inductividad suministra una corriente hacia la red en contra de Us. La inductividad es ahora el generador, se suministra energia en la red. T1 y T4 todavía conducen.

**Fase e:**

Ahora viene el pulso de disparo para T2 y T3 - T1 y T4 todavía conducen . Se nota que en este momento los cuatro tioristores se encuentran en estado de conducción. El circuito puente representa para la red un corto-circuito en la parte superior y otro en la parte inferior. Tomando en cuenta la dirección de las corrientes se observa lo siguiente:  
En T1 y T4 hay dos corrientes opuestas  $I_{k1}$  y  $I_d$ .  
La suma de los dos va hacia cero en un momento. Al momento que la corriente baja al nivel umbral minimo el tioristor va al estado de bloqueo. La corriente  $I_d$  traspasa por el otro tioristor. Se dice que la corriente esta conmutando.

Con este efecto de conmutación de la corriente cambia el voltaje Ud - que ya ha tenido un valor negativo - a un valor positivo.

**Fase f:**

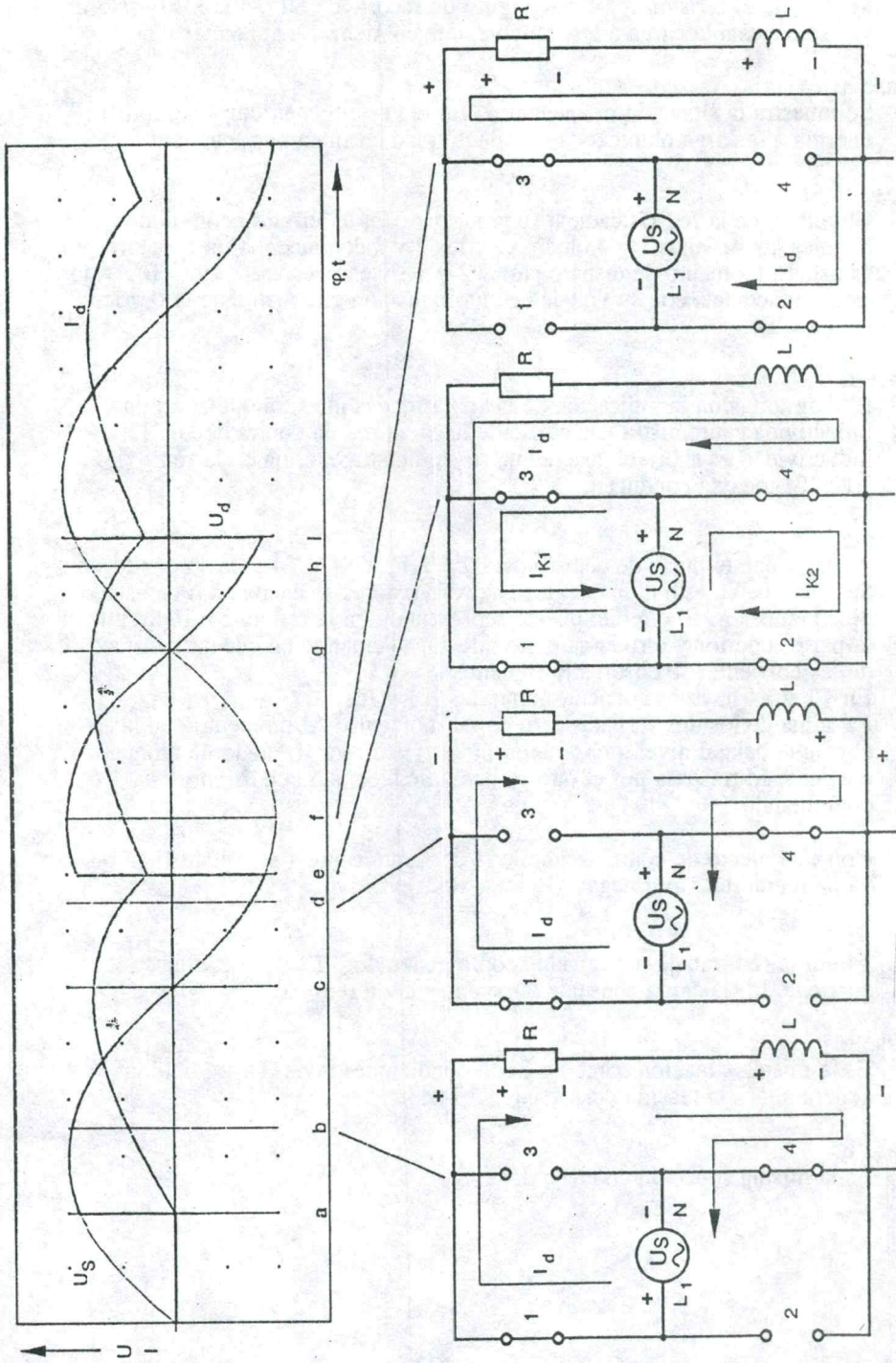
Ahora la red trabaja nuevamente como generador, T2 y T3 conducen la corriente  $I_d$ , la carga consume la potencia de la red.

**Fase g:**

Es la misma situación como en c con condiciones inversas. La bobina genera ahora la tensión para mantener la corriente.

**Fase h:**

Es la misma situación como en d.



## EL TRIAC

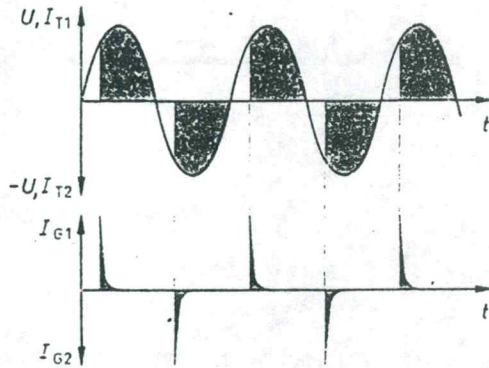
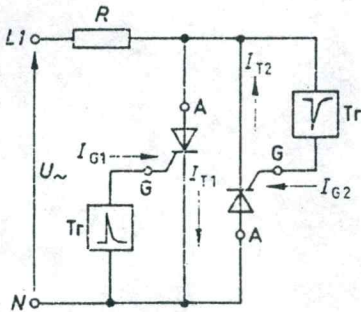
El TRIAC es un tyristor de dos direcciones. En principio son dos tyristores antiparalelos en un solo cristal.

Dos tyristores tendrian entonces dos electrodos Gate - el TRIAC sólo tiene un Gate y puede ser actuado por impulsos positivos y negativos.

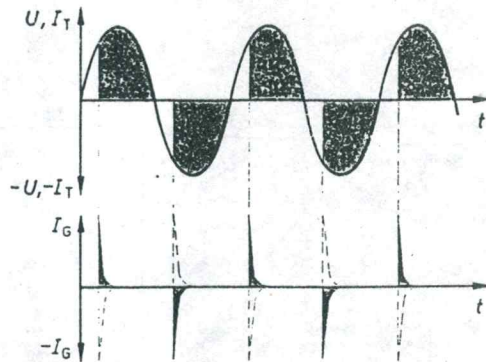
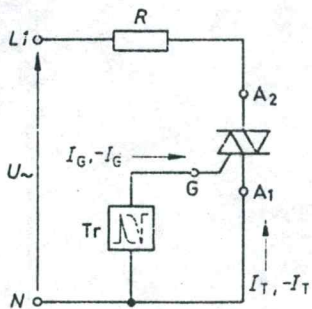
TRIAC = THREE ELECTRODE ALTERNATING CURRENT SEMICONDUCTOR SWITCH

La velocidad de subida del voltaje ( $du/dt$ ) en el TRIAC es muy reducida. Por lo tanto solo se utiliza el Triac para carga ohmica de potencias bajas hasta medianas.

### Comparación un y dos tyristores

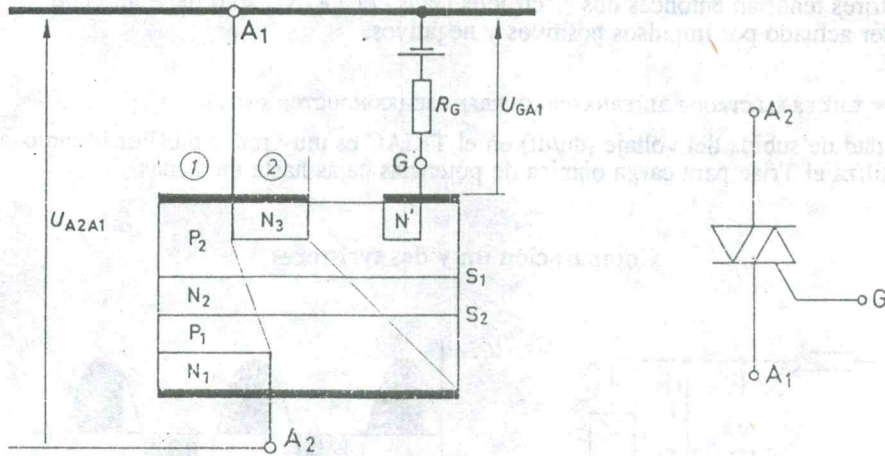


### Circuito con TRIAC

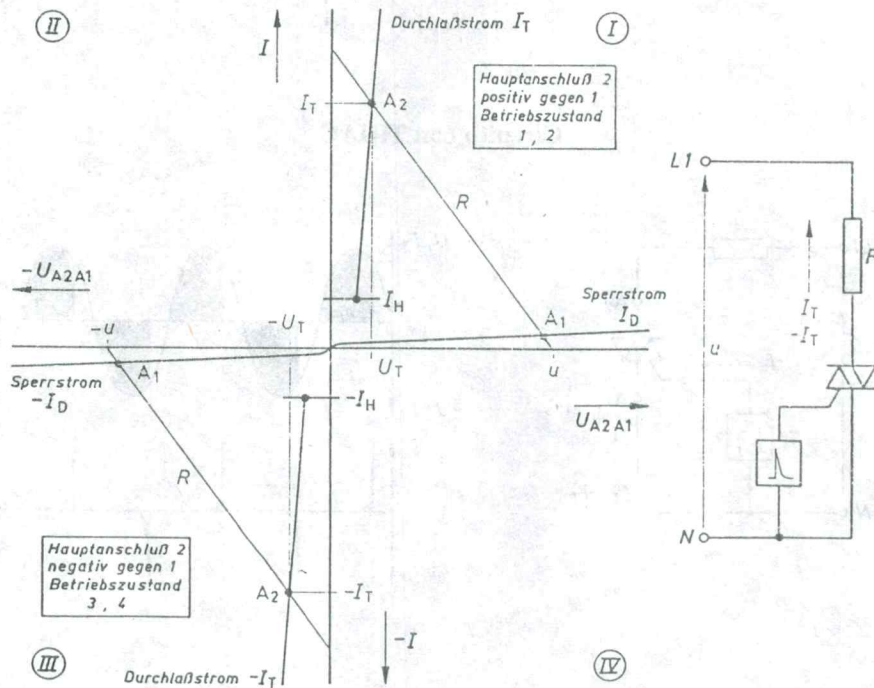


Principio

1 y 2 indican las areas de cada tyristor



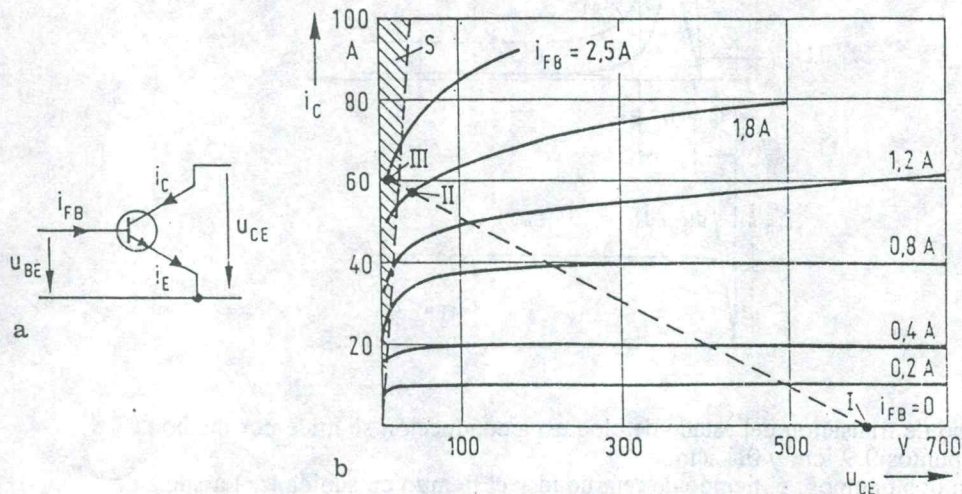
Curva característica



## TRANSISTOR COMO INTERRUPTOR

En la electrónica de potencia se utiliza el transistor bipolar como una válvula controlable en forma de un interruptor electrónico.

Para la electrónica de potencia se han desarrollado transistores bipolares con características muy avanzadas lo que da a estos elementos un amplio campo de aplicaciones. Como transistor bipolar se utiliza generalmente el tipo NPN.



Esta curva característica de un transistor bipolar muestra que para su utilización como interruptor sólo se trabaja con los puntos I y III.

I es el estado apagado.

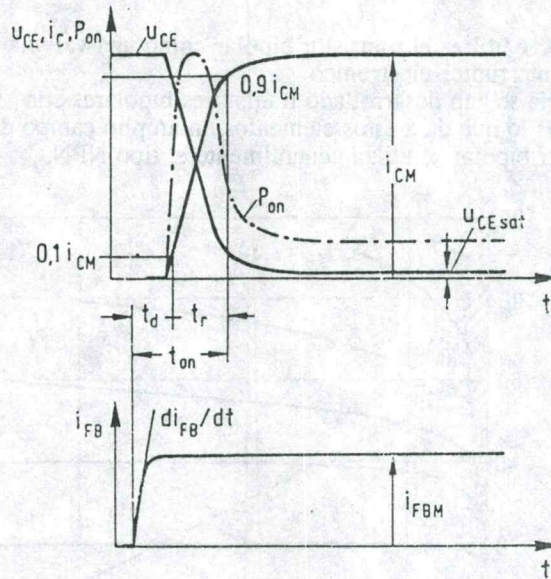
III es el estado de sobresaturación

Para reducir el tiempo de transición también se utiliza el estado II - límite de saturación - con la consecuencia de generar una potencia disipada mayor.

### Los datos críticos y límites de un transistor bipolar son:

- Voltaje máximo de bloqueo entre colector-emisor con base cortocircuitado  $U_{CES}$ .
- Voltaje máximo de bloqueo entre colector-emisor con base abierto  $U_{CEO}$ .
- Corriente máxima permanente en el colector con la temperatura máxima en el cristal  $I_{CAVM}$
- Corriente pulso máxima amplitud con repetición  $I_{CRM}$

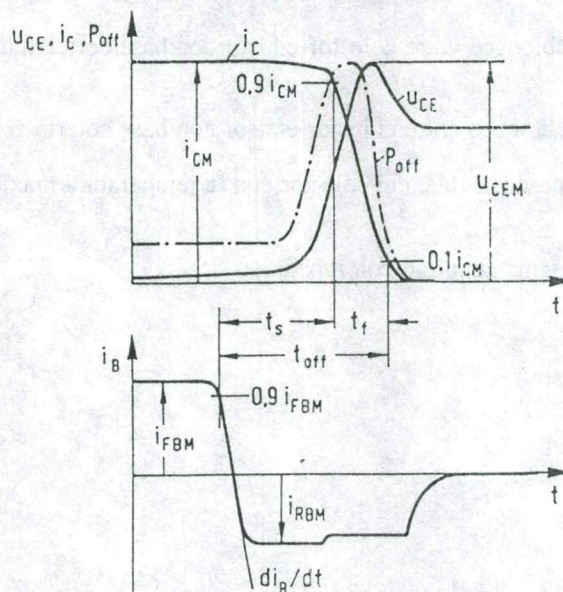
**Encendido con carga ohmica**



El tiempo de transición del estado de bloqueo a conducción se mide por medio de los dos puntos  $0.9 i_{CM}$  y  $0.1 i_{CM}$ . Se notan dos tiempos, el tiempo de retardo  $t_d$  y el tiempo de subida  $t_r$ . La suma de los dos tiempos hace el tiempo de encender  $t_{on}$ .

En el momento de transición se produce en el transistor la potencia  $P_{on} = i_C * u_{CE}$ . El tiempo de encender depende en primer lugar de la corriente en la base  $i_{FB}$  y de su velocidad de subida  $di_{FB}/dt$ . Para que la potencia  $P_{on}$  disipada no sobrepase un determinado máximo hay que limitar la velocidad de subida de la corriente  $i_C$ .

**Apagar con carga ohmica-inductiva**

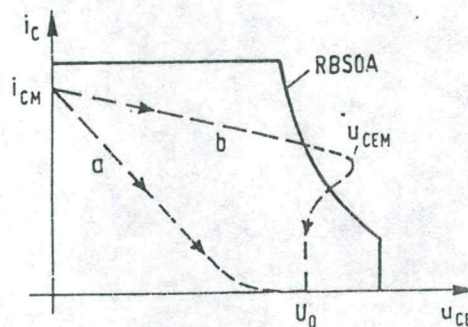
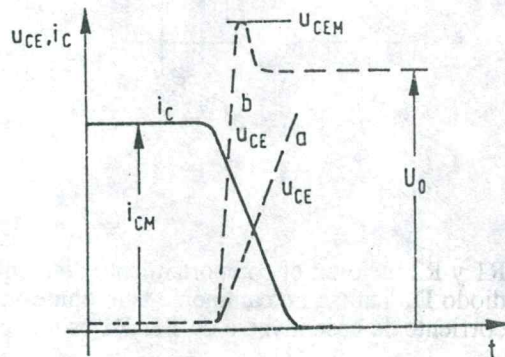
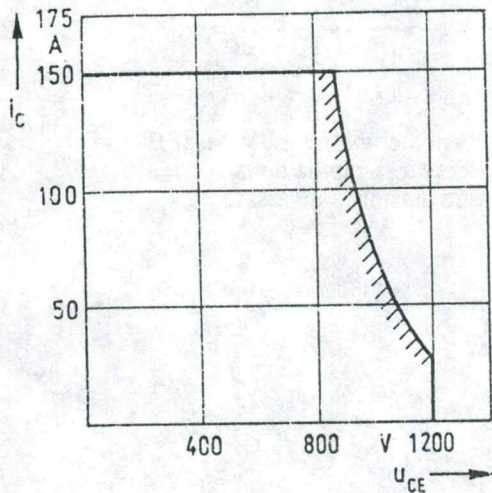


El diagrama muestra que el comportamiento de la corriente de base y del colector determinan los tiempos de almacenamiento  $t_s$  y el tiempo de caída  $t_f$ . La suma de los dos da el tiempo de apagado  $t_{off}$ . El tiempo de apagado puede influenciarse por la corriente negativa en la base. También se produce una potencia disipada en el momento de acción, la potencia  $P_{off}$ . Para que la potencia  $P_{off}$  no sobrepase el nivel permitido hay que limitar la velocidad de subida del voltaje  $U_{CE}$  ( $dU_{CE}/dt$ ).

Los transistores bipolares de potencia tienen un cristal de extensión considerable. La concentración de las cargas eléctricas no es igual y eso produce en algunas áreas una densidad de corriente muy alta, lo que pueda dañar el transistor. En el momento de encender es la velocidad de la corriente  $di/dt$  y en el momento de apagar es la velocidad del voltaje  $du/dt$  que causan los picos de potencia.

PARA ASEGURAR UN FUNCIONAMIENTO SIN RIESGO DE DAÑOS SE HA DETERMINADO EN EL DIAGRAMA  $I_c/U_{CE}$  UN AREA DE OPERACIONES SEGURAS (SAFE OPERATING AREA - SOA). SE HA DEFINIDO UNA AREA DE ENCENDIDO FBSOA Y UN AREA DE APAGADO RBSOA.

El diagrama muestra que según la velocidad de subida de tensión  $du_{CE}/dt$  el punto de trabajo puede salir del área de operaciones seguras.



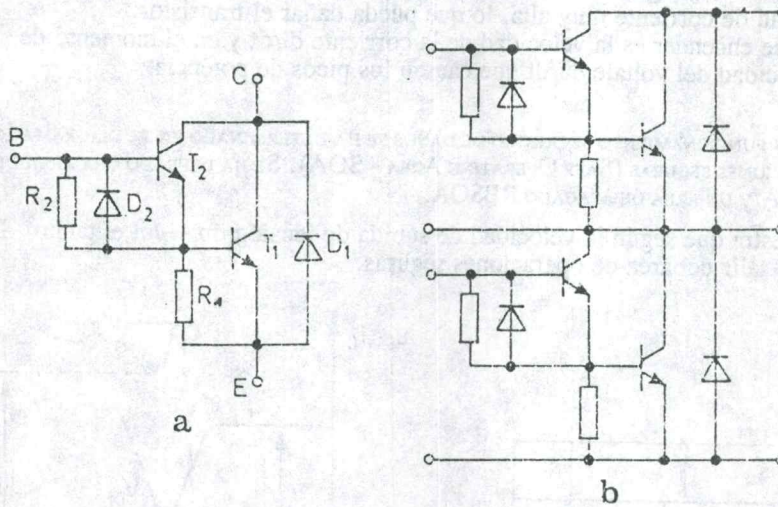
Especialmente la resistencia a saltos de corriente de transistores es muy reducida. La protección de la corriente, de un corto-circuito, con fusibles es insuficiente por ser muy lenta. Los transistores de potencia necesitan limitadores de corriente electrónicos con un tiempo de reacción de unos  $\mu$ s.

### Transistor bipolar multietapas

Los transistores de potencia tienen por lo general un factor de ganancia de corriente  $B$  muy reducido (entre 5 - 10).

Para aumentar el factor de ganancia se utiliza como válvula electrónica la conexión DARLINGTON. El factor de ganancia  $B$  es el producto de los dos ( $B = B_1 * B_2$ )

Así se unen los circuitos en una sola caja integrada y son llamados módulos de transistores.



$R_1$  y  $R_2$  mejoran el comportamiento de bloqueo con corriente inversa en la base. El diodo  $D_2$  realiza un camino de bajo ohmeaje para una descarga rápida de la corriente de base inverso de  $T_1$ .  $D_1$  es una protección de tensiones inversas.

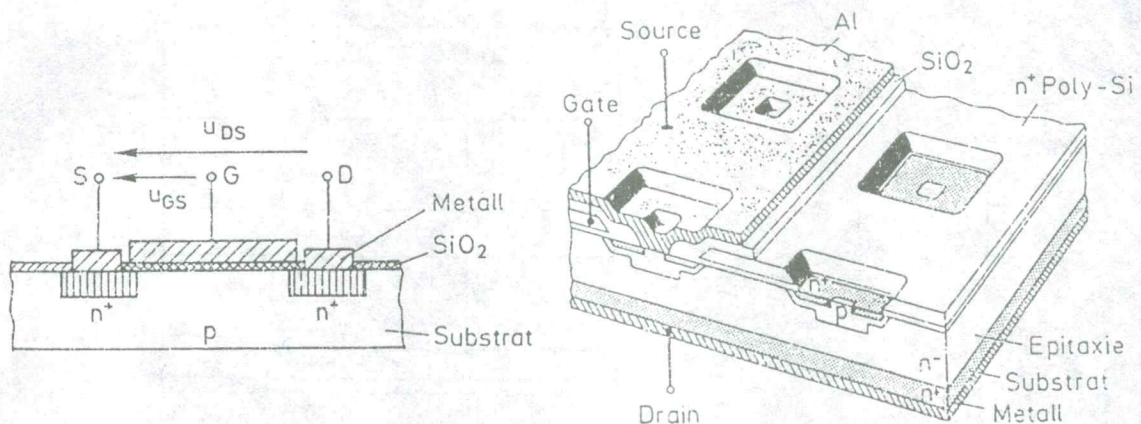
## Transistores MOS-FET

Los transistores MOS-FET tienen características muy adecuadas para ser utilizadas como valvulas electrónicas controlables.

Su nombre viene de su estructura constructiva:

M - ELECTRODO DE COMPUERTA METALICA  
O - CAPA AISLANTE DE OXIDO DE SILICIO  
S - BASE DE CRISTAL DE SILICIO

### Principio constructivo



Una celda MOS-FET no conduce mucha corriente. Por lo tanto en la electrónica de potencia se utilizan celdas conectados en paralelo.

### Principio de funcionamiento

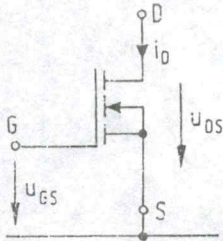
El material de base, sustrato, tiene una dotación positiva (p). Debajo de los electrodos D (Drain) y S (Source) hay una zona de dotación negativa. Entre estos dos electrodos D-S esta el electrodo de compuerta, aislado del cristal por una capa de oxido.

Que sea la polaridad de la tensión D-S siempre hay una union NP con polarización inversa. El transistor se encuentra en el estado de bloqueo.

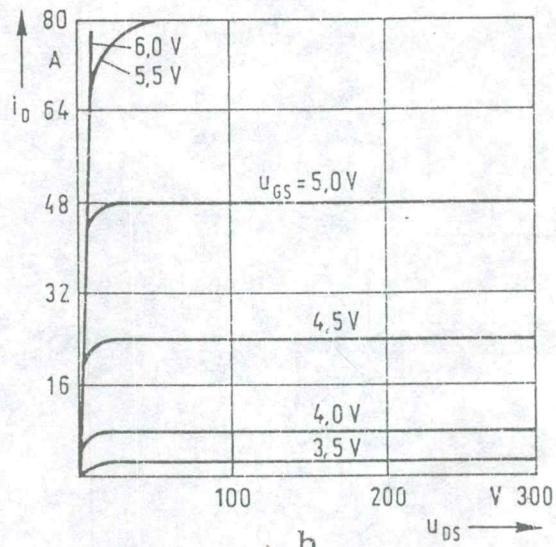
La compuerta G aislada forma con la base una capacidad. Aplicando una tensión positiva entre G-S se produce un campo electrico. La fuerza eléctrica atrae la carga negativa en el sustrato (p). Estas cargas negativas forman ahora un canal de conducción entre Drain y Source - una conducción canal n. El nivel de la tensión influye la conducción de la corriente.

MOS-FET de este tipo son llamados auto-bloqueado

Una de las más importantes características de un MOS-FET es que su tiempo de transición es mucho mas corto que de los transistores bipolares. Pero su resistencia de conducción es menos favorable, por lo tanto su campo de aplicaciones se limita a potencias bajas.



a



b

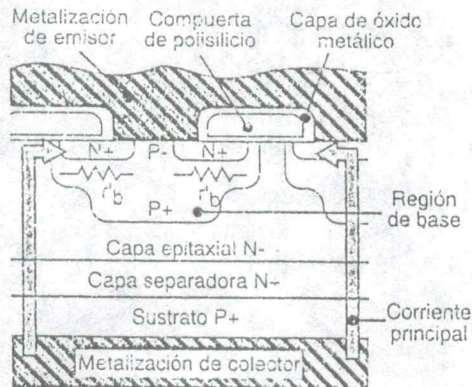
## IGBT - Transistores bipolares de compuerta aislada

(INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR)

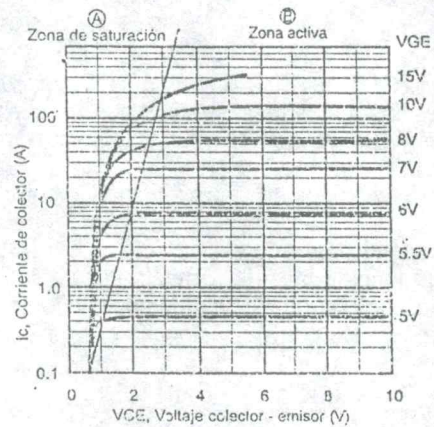
Los transistores bipolares de compuerta aislada son el fruto del avance tecnologico más reciente en el campo de los semiconductores de potencia. Ellos representan la unión de las ventajas de los MOS-FET - compuerta aislada y alta velocidad- con los de transistores bipolares - baja resistencia de conducción, alta corriente. Los IGBT son capaces de conmutar 400A a 1200 V con una pérdida mínima y una alta velocidad. Los IGBT son muy similares en la construcción y operación, a los MOS-FET de potencia.

Los IGBT, al igual que los MOS-FET, son dispositivos de tres terminales controlados por voltaje,

- ofrecen una elevada impedancia de entrada y
- una baja resistencia de salida,
- tienen areas de operaciones seguras (SOA) muy amplias,
- no presentan el fenómeno de avalancha termica,
- toleran razonablemente picos de corriente,
- pueden ser conectados en paralelo para aumentar la capacidad de manejo de corriente,
- tienen una alta ganancia de corriente



Sección transversal



Característica de salida

Los IGBT ofrecen una resistencia de conducción ( $R_{CE} < 10 \text{ m}\Omega$ ). Esto trae como resultado una mayor capacidad de conducción de corriente, una muy baja disipación de calor y un alto factor de amortiguamiento con cargas inductivas como motores, parlantes etc.

Al igual que en un MOS-FET, la resistencia de conducción de un IGBT tiene un coeficiente positivo de temperatura, es decir aumenta a medida que se calienta el dispositivo. Esto contraresta la tendencia de aumento de la corriente de salida con la temperatura y previene el fenómeno de avalancha térmica. Por esta razón, los IGBT pueden soportar muy altas temperaturas sin dañarse.

Todas estas positivas características han contribuido a popularizar los IGBT y hacerlos imprescindibles en muchas aplicaciones. Se asegura, incluso, que la ingeniería moderna de sistema de control y manejo de potencia no sería la misma sin estos dispositivos.

Naturalmente, los IGBT tienen también algunas limitaciones, siendo la más notable su velocidad de conmutación, relativamente más baja que la de un MOS-FET de potencia. Eso limita su uso a bajas y medias frecuencias.

Los IGBT se clasifican de acuerdo a su velocidad en

lentos,  
rápidos y  
ultra-rápidos,

Cada uno está optimizado para operar en un rango de frecuencias específico.

Ejemplo:

El tipo lento IRGBC30S (600V/35A) trabaja de DC hasta 1 kHz.  
Se utiliza en sistemas de potencia ininterrumpida (UPS), circuitos de control de motores, estabilizadores de voltaje.

El tipo rápido IRGBC40F (600V/50A) opera entre 3 kHz a 10 kHz.  
Se utiliza en drives de motores AC/DC y aplicaciones generales.

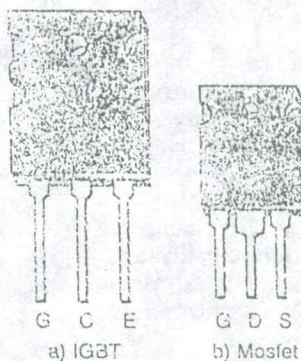
El tipo ultra-rápido IRGPC50U (600V/50A) trabaja en el rango de 10 kHz hasta 100kHz.  
Se utiliza en fuentes conmutadas y aplicaciones generales de modulación de pulsos PWM.

### Estructura y funcionamiento

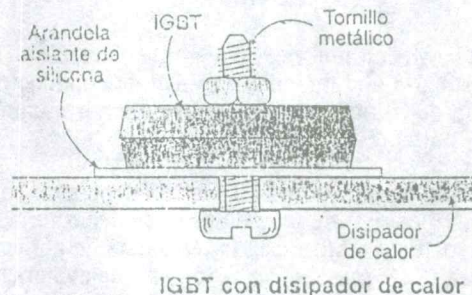
Los IGBT son físicamente muy compactos, aunque más grandes de lo usual. Las presentaciones más comunes son las capsulas TO-3, TO-220 y TO-247. Los IGBT de grande potencia tienen bornes de tornillos.

Los electrodos de conexión son Colector (C), emisor (E) y compuerta o Gate (G).

Desde el punto de vista eléctrico, un IGBT puede considerarse como un componente híbrido formado por un MOS-FET de conductividad modulada y un transistor bipolar de salida conectado en configuración pseudo Darlington. Existen dos configuraciones - el tipo PNP y NPN.



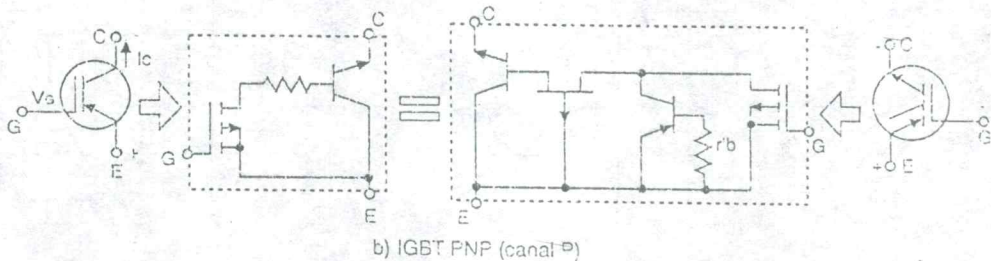
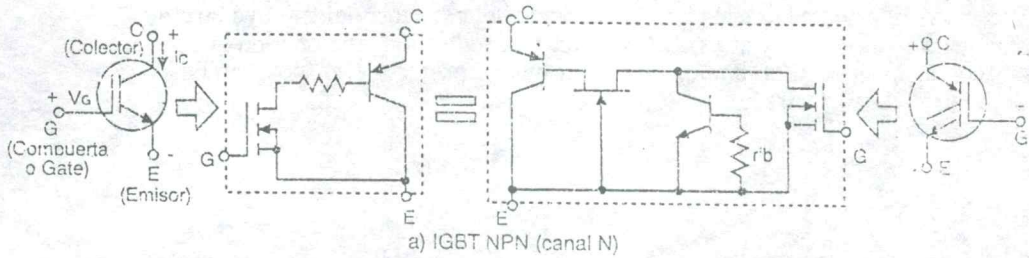
Aspecto físico



IGBT con disipador de calor

El primer tipo es equivalente a un transistor PNP manejado por un MOS-FET de canal N, el otro es un transistor NPN manejado por un MOS-FET de canal P. La mayor parte de los IGBT disponibles son del tipo NPN.

Para comprender cómo opera un IGBT, consideremos el circuito equivalente NPN. En condiciones normales, con un voltaje de compuerta  $V_{GE} = 0$ , entre colector y emisor circula una corriente de fuga ( $I_{CES}$ ) muy débil y el IGBT está esencialmente bloqueado.



Simbología y circuitos equivalentes

A medida que aumenta el voltaje positivo de compuerta, llega el punto en el cual se supera un valor umbral ( $V_{GE(th)}$ ) y el dispositivo entra en conducción, permitiendo la circulación de una corriente del colector ( $I_C$ ).

A partir de entonces, una pequeña variación  $dV_{GE}$  (p.e. 0,5V), provoca una gran variación  $dI_C$  de la corriente de colector (p.e. 10 A).

La relación incremental entre la corriente del colector y el voltaje de compuerta de un IGBT define la

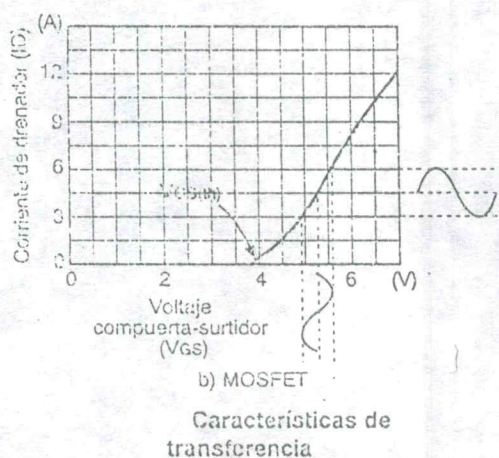
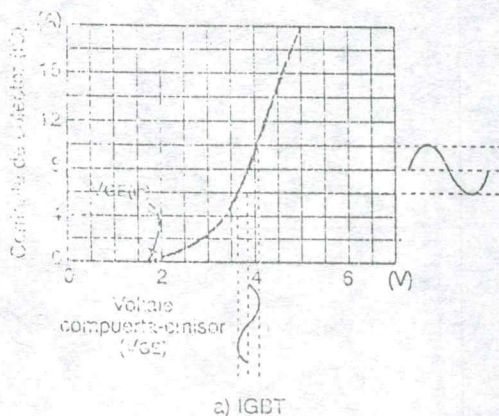
====> TRANSCONDUCTANCIA ( $g_{fe}$ ) en Siemens (S) o 1/Ohm

$$g_{fe} = \frac{dI_C}{dV_{GE}}$$

Por ejemplo:  $dV_{GE} = 0,5 \text{ V}$ ;  $dI_C = 10 \text{ A}$

$g_{fe} = 10 \text{ A} / 0,5 \text{ V} = 20 \text{ A/V}$  o 20 S

La transconductancia aumenta con la corriente del colector y disminuye cuando ésta alcanza valores muy altos. Este efecto, y la reducción adicional de la transconductancia con la temperatura contribuye a proteger el dispositivo en condiciones de cortocircuito.



#### Comparación de las valvulas electrónicas (Sept. 91)

Tipo	Voltaje	Corriente	tiempo de apagado
MOS-FET	1000 V	28 A	0,3 - 0,5 s
IGBT	1200 V	400 A	1 - 4 s
BIP Transistor	1200 V	300 A	15 - 25 s
	550 V	480 A	5 - 10 s
GTO-Tyristor	4500 V	3000 A	10 - 25 s

### Parámetros característicos

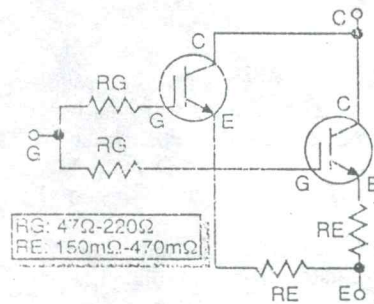
La tabla muestra un ejemplo del IGBT tipo IRGPC50F de Internacional Rectifier - un IGBT rápido de canal N de 600V/70A, rango de operaciones entre 3 kHz a 8 kHz.

TABLA 1. Parámetros importantes (IRGPC50F)

Símbolo	Parámetro (unidades)	Máx.	Tip.	Min.
$I_{c@25^{\circ}C}$	Máxima corriente de colector a 25°C (A)	70	-	-
$I_{c@100^{\circ}C}$	Máxima corriente de colector a 100°C (A)	39	-	-
$I_{CM}$	Máxima corriente pulsante de colector (A)	280	-	-
$V_{CE}$	Máximo voltaje entre colector y emisor (V)	600	-	-
$V_{GE}$	Máximo voltaje entre compuerta y emisor (V)	±20	-	-
$P_b@25^{\circ}C$	Máxima disipación de potencia a 25°C (W)	200	-	-
$P_b@100^{\circ}C$	Máxima disipación de potencia a 100°C (W)	70	-	-
$BV_{CES}$	Voltaje de ruptura colector-emisor (V)	600	-	-
$V_{CE(sat}@70A}$	Voltaje de saturación colector-emisor (V)	-	2.0	-
$V_{GE(th)}$	Voltaje umbral de compuerta (V)	3.0	-	5.5
$g_{fe}@39A}$	Trasconductancia directa (S)	21	-	39
$t_{on}$	Tiempo de encendido (ns)	-	24	-
$t_r$	Tiempo de subida (ns)	-	50	-
$t_{off}$	Tiempo de apagado (ns)	-	-	540
$t_f$	Tiempo de bajada (ns)	-	-	300
$E_{sw}$	Pérdidas totales de conmutación (mJ)	-	6.0	10
$C_{in}@1MHz}$	Capacitancia de entrada (pF)	-	3000	-
$C_{out}@1MHz}$	Capacitancia de salida (pF)	-	340	-
$C_{res}@1MHz}$	Capacitancia de transferencia inversa (pF)	-	40	-

### Conexión en paralelo

Dos o más IGBT pueden conectarse en paralelo para aumentar la capacidad de manejo de corriente y por lo tanto la potencia de salida.



Conexión en paralelo

Las resistencias de compuerta  $R_g$  se utilizan para prevenir auto-oscilaciones y minimizar el riesgo de enclavamiento (latching) dinámico. Su valor puede estar entre 47 Ohm y 220 Ohm.

La resistencia de emisor  $R_e$  es opcional. Algunos fabricantes recomiendan utilizar una resistencia entre la compuerta y el emisor de cada IGBT ( $R_{GE}$ ) para descargar la capacitancia de entrada y mejorar los tiempos de apagado.

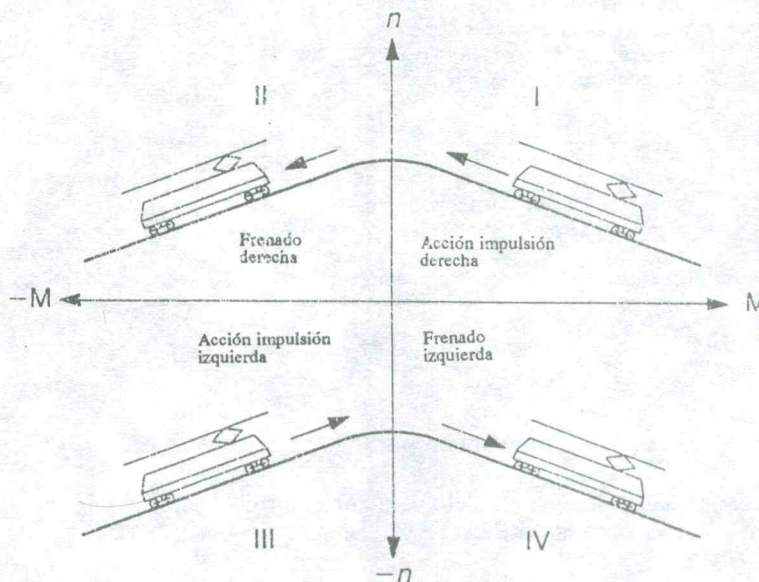
## CONTROL DE MOTORES DC

Los motores de corriente continua tienen la característica que se pueden controlar fácilmente movimientos y fuerzas

Con la polaridad del voltaje de suministro cambia el sentido de revolución de derecha a izquierda.

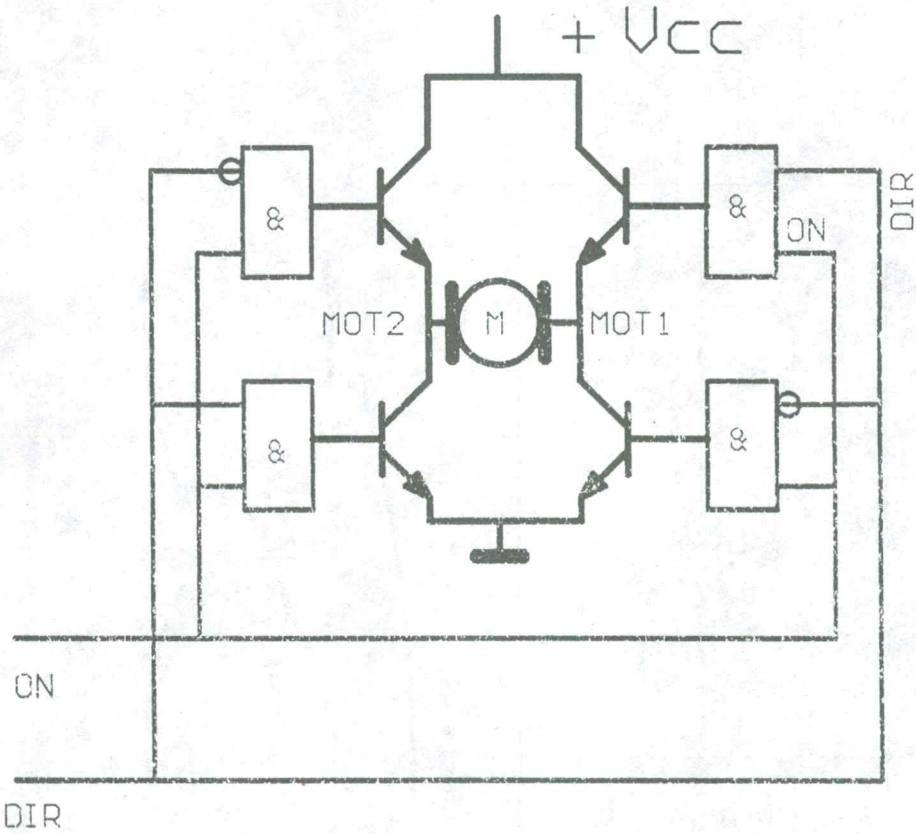
Con la magnitud del voltaje se determina la velocidad del motor y el par de giro depende de la magnitud de la corriente.

Indicando en un diagrama en un eje el par de giro y en el otro el número de revoluciones se forma un diagrama de cuatro cuadrantes:



- Cuadrante I ==> Acción motor con sentido de revoluciones derechas  
el par de giro es positivo; las revoluciones son positivas  
( $+1 * +1 = +1$ ) la potencia de la red es absorbida
- Cuadrante II ==> Acción frenada o generador con el sentido de revoluciones  
hacia la derecha  
el par de giro es negativo; las revoluciones son positivas  
( $-1 * +1 = -1$ ) posible suministro de energía hacia la red.
- Cuadrante III ==> Acción motor con sentido de revoluciones izquierda  
el par de giro es negativo; las revoluciones son negativas;  
( $-1 * -1 = +1$ ) potencia de la red es absorbida.
- Cuadrante IV ==> Acción frenado o generador con el sentido de  
revoluciones hacia la izquierda  
el par de giro es positivo; las revoluciones son negativas  
( $-1 * +1 = -1$ ) posible suministro de energía hacia la red.

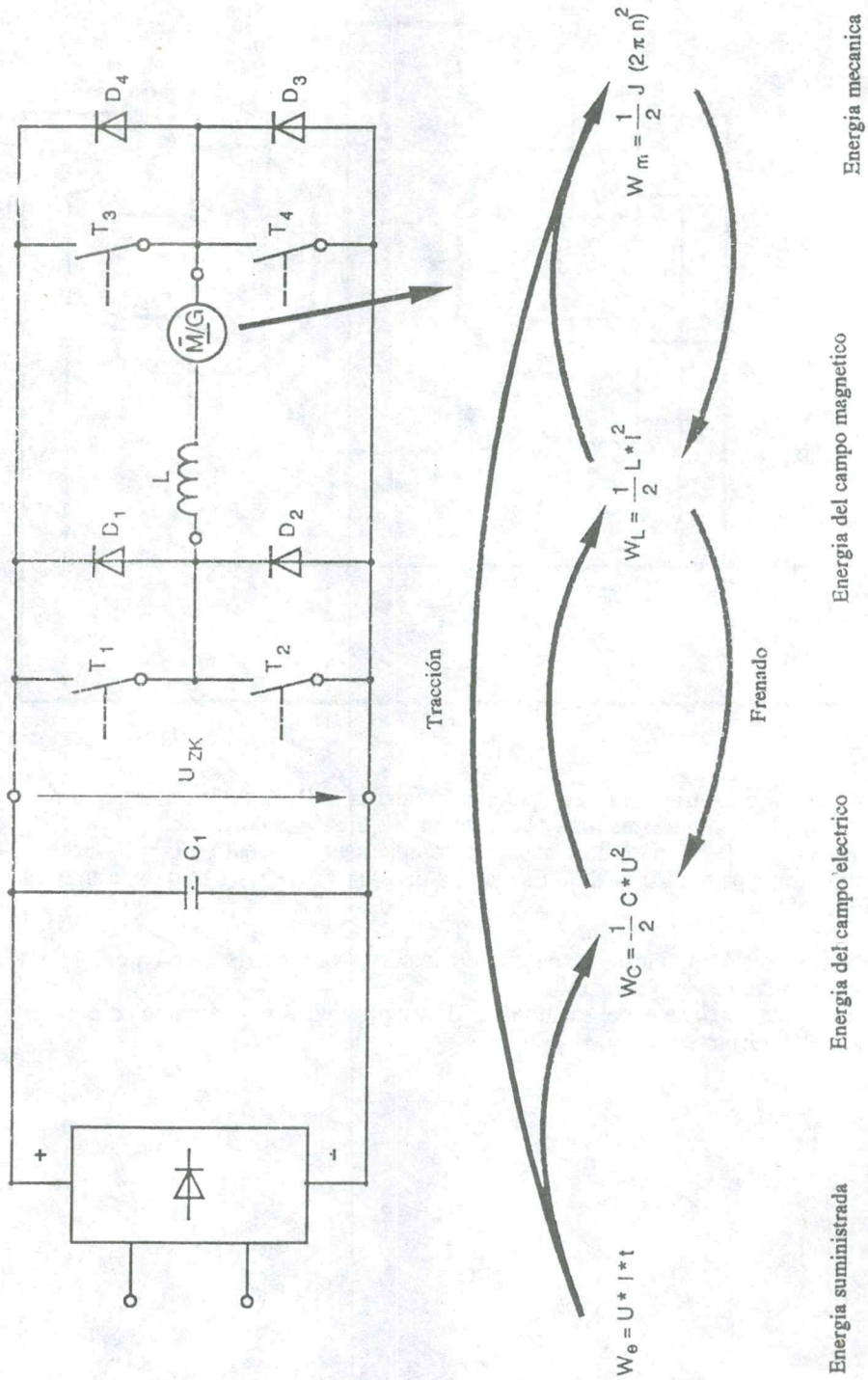
Principio del circuito puente para el control de motores DC



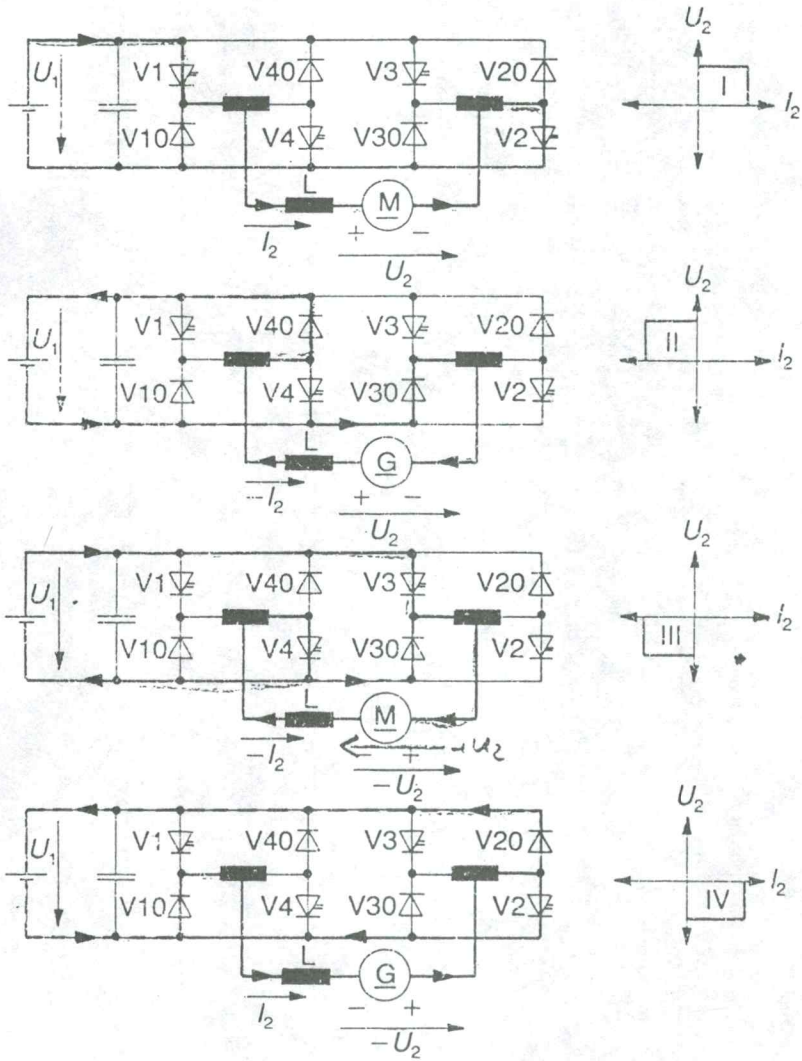
En éste circuito los transistores de potencia tienen la función de un interruptor electrónico. Las compuertas lógicas controlan el flujo de la corriente. La señal  $ON = 1$ , da pase libre hacia las compuertas. La señal  $DIR = 0$ , acciona a los transistores para abrir el flujo de marcha derecha y  $DIR = 1$  es para la marcha izquierda.

Con la modulación de pulsos de encendido se puede variar la tensión en el motor y así su velocidad de revoluciones. El flujo de las corrientes y el estado de cada valvula según el cuadrante en acción muestra el siguiente esquema:

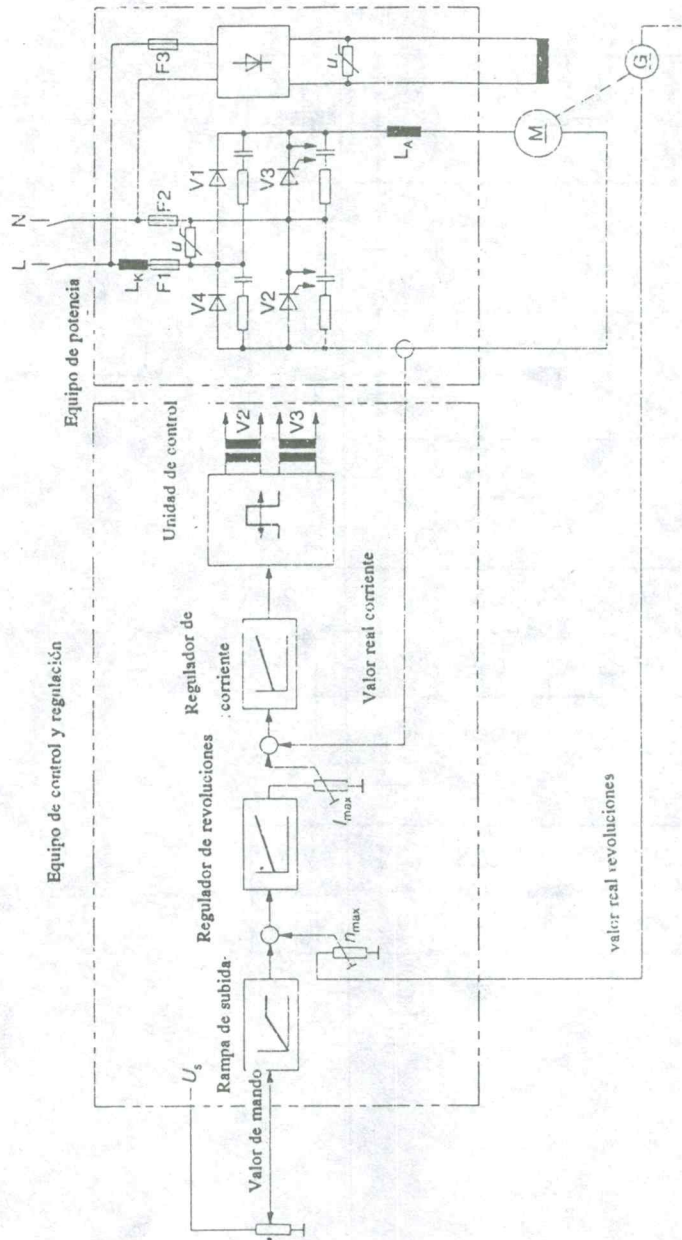
Flujo de energía por acciones de cuatro cuadrantes



### Acción de circuito puente controlado



### Equipo completo de control de motores DC



## FLUJO DE ENERGIA INTERMITENTE - UN PRINCIPIO PARA LA VARIACION DE MAGNITUDES

Por medio de las valvulas electronicas controlables es posible interrumpir el flujo de la corriente hasta con una alta frecuencia de 100 kHz.

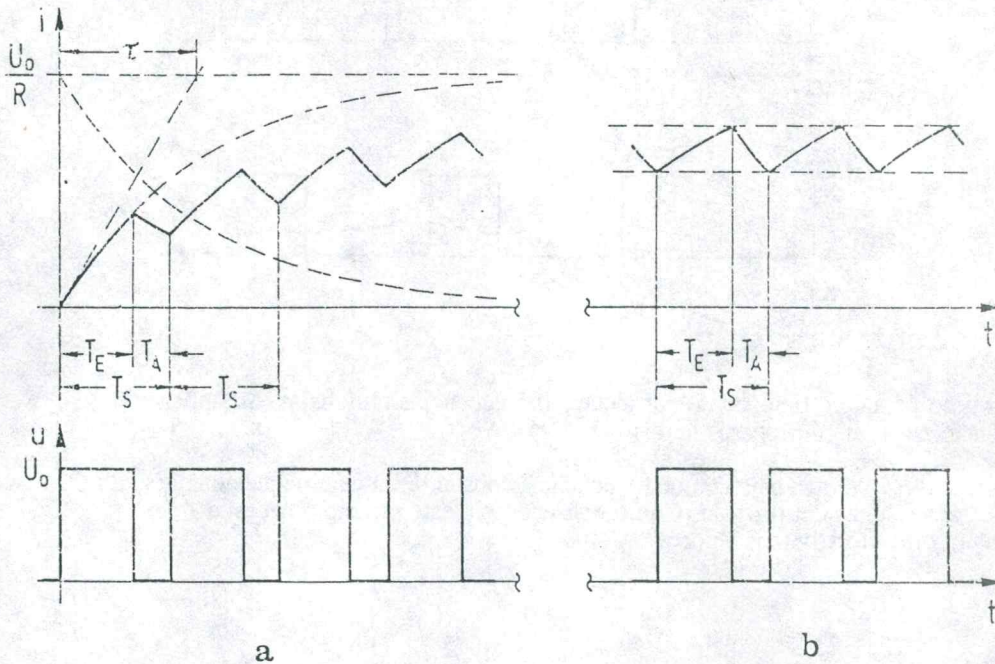
La acción rapida de conducir e interrumpir en una valvula electrónica moderna produce poca perdida de potencia.

El principio de acción intermitente periódica sobre un proceso con inercia (inductancia) logra establecer un valor promedio.

$$U_{AV} = U_0 * T_E / T_S$$

Entonces la relación entre pulso y duración del período corresponde directamente al valor promedio.

$$U_{AV} = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} u(t) dt$$

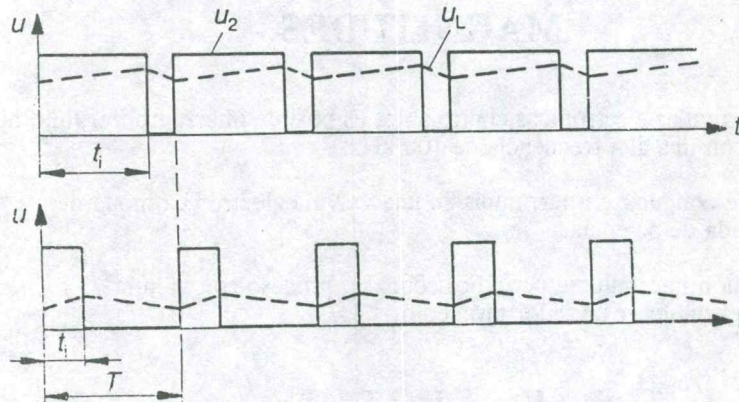


**A) Inicio - sin energia en el proceso**

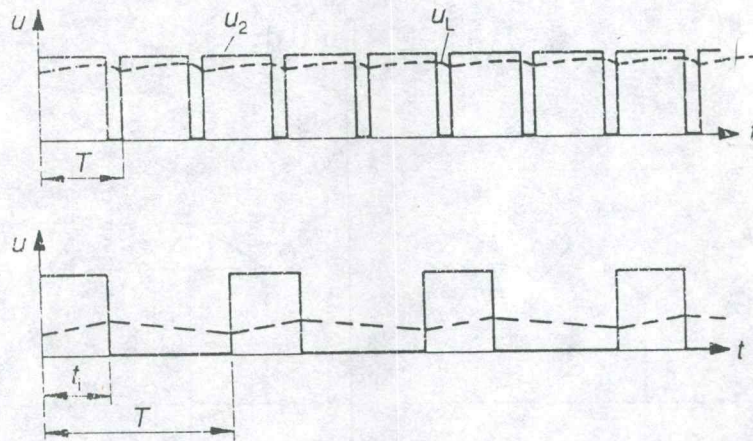
**B) Estado establecido**

Existen dos modos de variar el valor promedio:

===> A través del control del ancho de pulso con el periodo de oscilación constante. (PWM = Pulse Width Modulation)



===> o a través del control de la duración del período de oscilación con la duración del pulso constante.



El último principio tiene como consecuencia frecuencias muy bajas. Su aplicación entonces se limita a procesos lentos.

El principio PWM trabaja con una frecuencia constante, la cual puede adaptarse a las características del proceso. Como consecuencia este principio necesita interruptores electronicos veloces.

### Principio de un circuito PWM

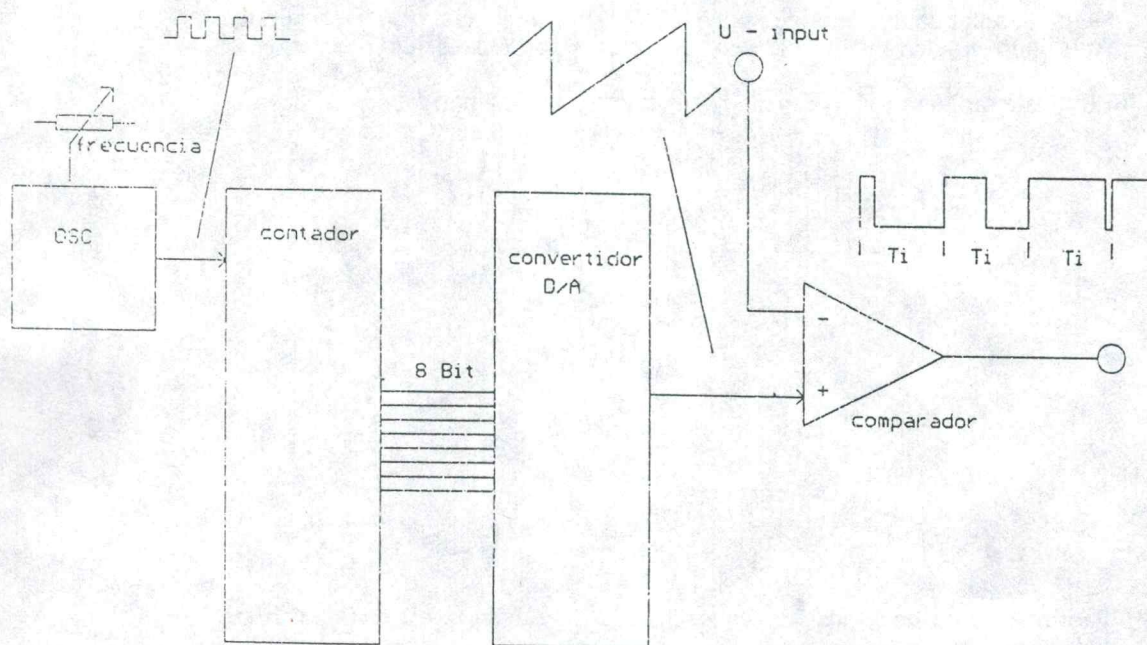
El oscilador genera una señal de pulsos de alta frecuencia. El contador cuenta los pulsos en forma continua, lo que da en la salida de 8 Bit un estado diferente con cada pulso.

No---Estado  
 0---0000 0000  
 1---0000 0001  
 2---0000 0010  
 ...

En el caso de 8 Bit hay 256 pulsos necesario para un ciclo. La salida del contador manda a un convertidor DA. En la salida se produce ahora una tensión escalera.

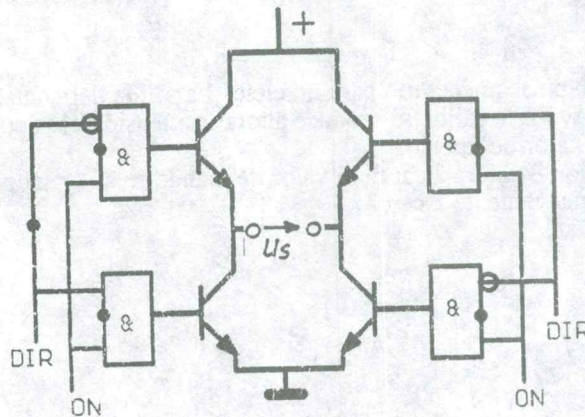
Esta sea comparada con el valor de mando.

En el momento que la tensión escalera alcanza el valor de mando se apaga el pulso hasta que el contador llega nuevamente a cero.



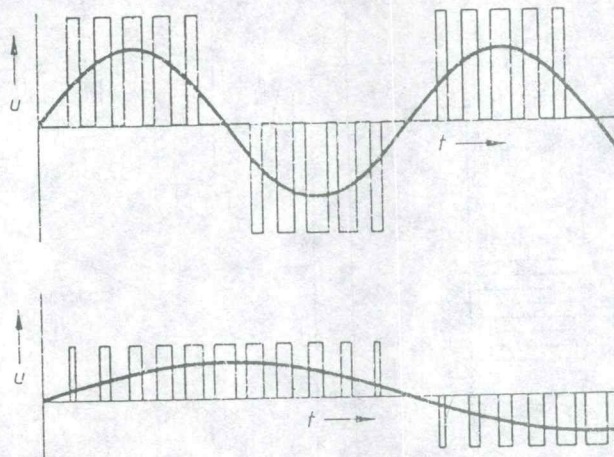
## GENERAR SEÑALES SENOIDAL CON PWM

Para obtener una onda senoidal se necesita un circuito con interruptores electronicos que estan capaces entregar valores positivos como negativos. El circuito puente con 4 transistores es el elemento para el control del flujo de la corriente.



Según la señal de dirección se obtiene en la salida un voltaje positivo o negativo. Aplicando en la entrada ON la señal de tectos se controla el flujo de energía.

El voltaje promedio  $U_{AV}$  depende de la relación pulso / periodo.



Para reconstruir una onda senoidal se necesitan multiples tectos con diferentes pulsos para una onda completa.

En el caso que se quiere construir una onda completa ( $360^\circ$ ) con 36 tectos se obtiene cada  $10^\circ$  un tacto.

En otra forma dicho, la frecuencia de tectos es 36 veces mayor que la frecuencia de la señal que se quiere formar.



Mas pulsos por periodo se hace, mas se acerca la curva de valores promedios a la curva senoidal correcta.

$$f_s = f_T / n$$

Para una función del seno la relación pulso / periodo corresponde al seno del angulo wt.

$$t_i / T_T = \sin(wt) = \sin(2\pi \cdot f_s \cdot t) = \sin(360^\circ \cdot t / T_S)$$

Entonces el voltaje promedio es:

$$U_{AV} = U_{max} \cdot t_i / T_T$$

$$U_{AV} = U_{max} \cdot \sin(wt)$$

Si todavia se requiere variar la amplitud de la señal generado hay que multiplicar el valor promedio con el factor de amplitud como un valor contante.

$$A = \hat{u} / U_{max}$$

$$U_{AV} = U_{max} \cdot A \cdot \sin(wt)$$

La realización de un control de modulación PWM se hace muy fácil por microcontroladores. Ellos disponen de un contador especial de función comparación.

El contador recibe los tactos de la frecuencia intermitente. En un registro se encuentra la tabla de valores para cada paso de la curva senoidal.

Un comparador digital compara el estado del contador con el valor del registro.

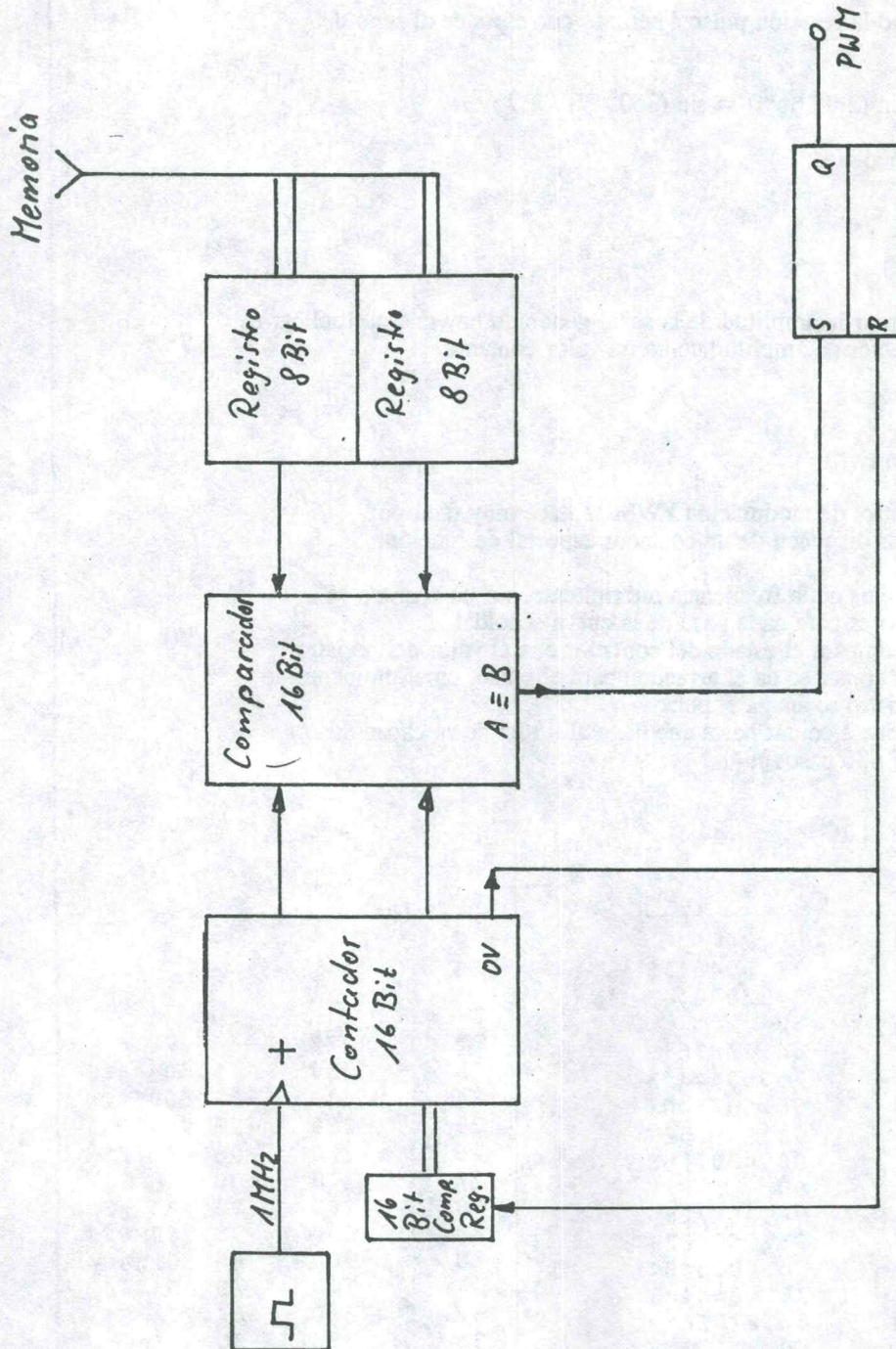
Al momento de iniciar a contar se da el arranque para el pulso, en el momento de alcanzar el valor del registro se apaga el pulso.

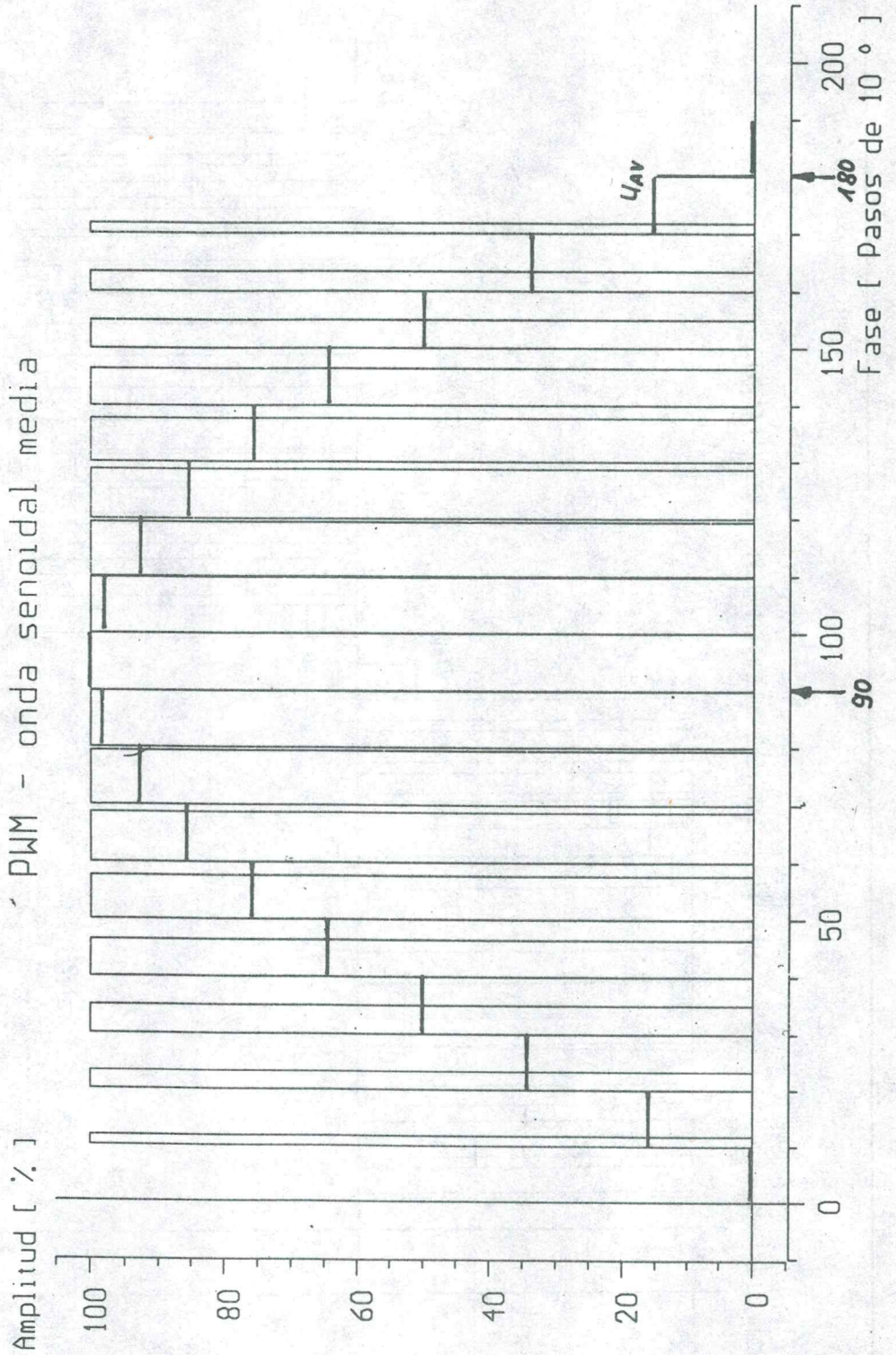
Luego el contador continua a contar hasta que llega al limite de su capacidad ( contador de 16 Bit = 65 536 pasos ).

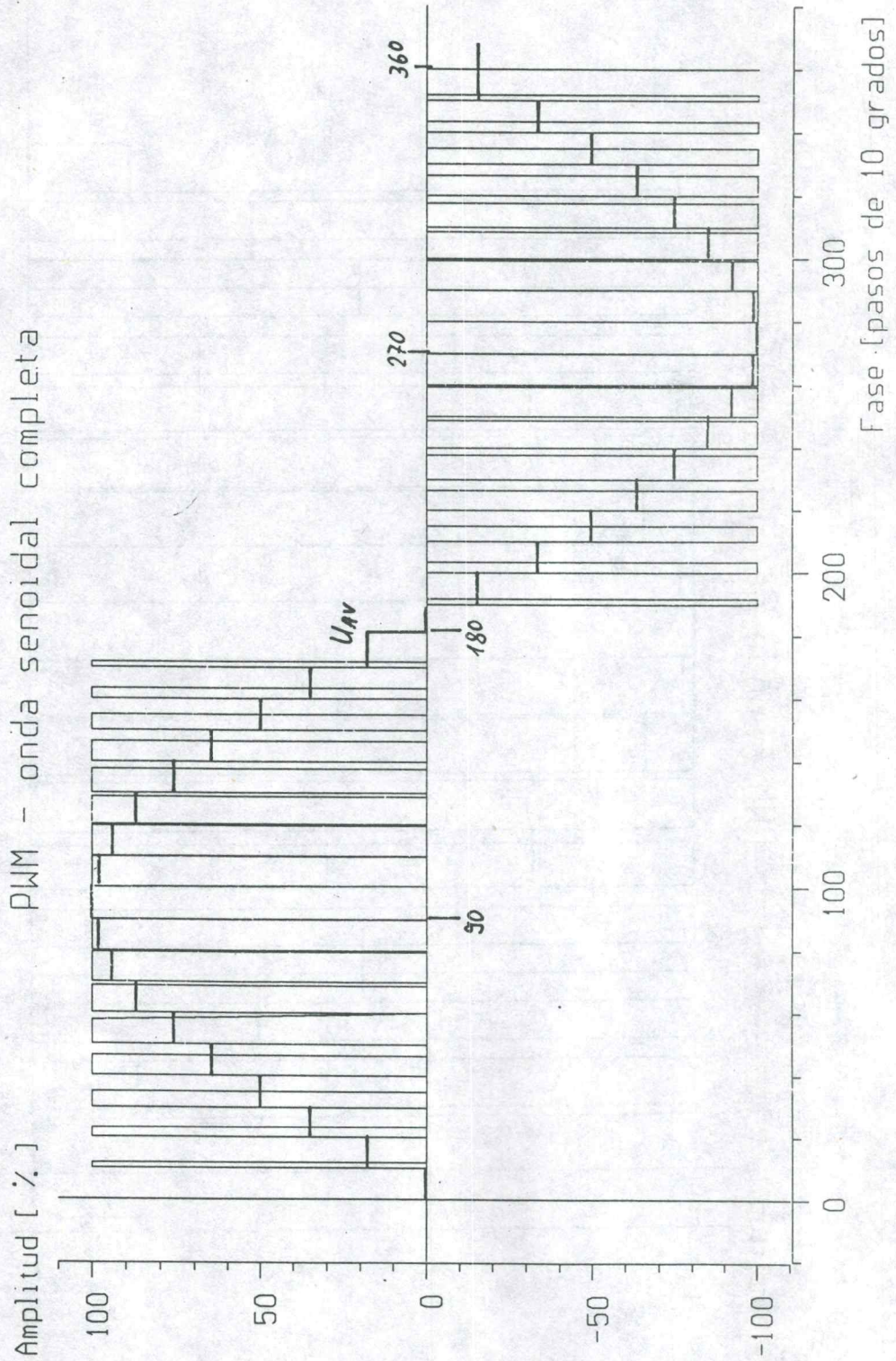
$$y(x) = 100 \cdot \text{sin}(x)$$

1fd. Nr.!	x	y			
0 !	0	0			
1 !	10	17.3648178			
2 !	20	34.2020143			
3 !	30	50	21 !	210	-50
4 !	40	64.278761	22 !	220	-64.278761
5 !	50	76.6044443	23 !	230	-76.6044443
6 !	60	86.6025404	24 !	240	-86.6025404
7 !	70	93.9692621	25 !	250	-93.9692621
8 !	80	98.4807753	26 !	260	-98.4807753
9 !	90	100	27 !	270	-100
10 !	100	98.4807753	28 !	280	-98.4807753
11 !	110	93.9692621	29 !	290	-93.9692621
12 !	120	86.6025404	30 !	300	-86.6025404
13 !	130	76.6044443	31 !	310	-76.6044443
14 !	140	64.278761	32 !	320	-64.278761
15 !	150	50	33 !	330	-50
16 !	160	34.2020143	34 !	340	-34.2020143
17 !	170	17.3648178	35 !	350	-17.3648178
18 !	180	0	36 !	360	0.
19 !	190	-17.3648178			
20 !	200	-34.2020143			

Esquema para el control PWM con microcontrolador

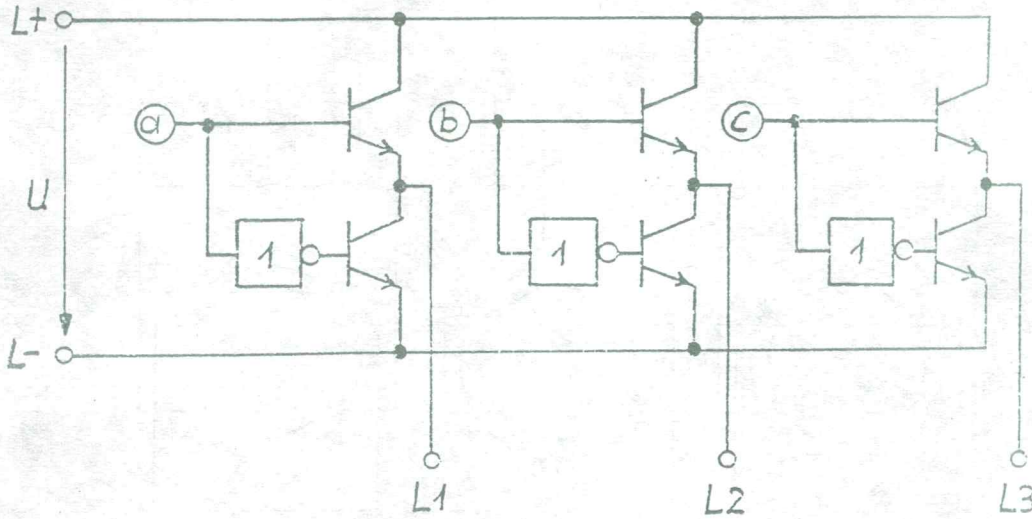






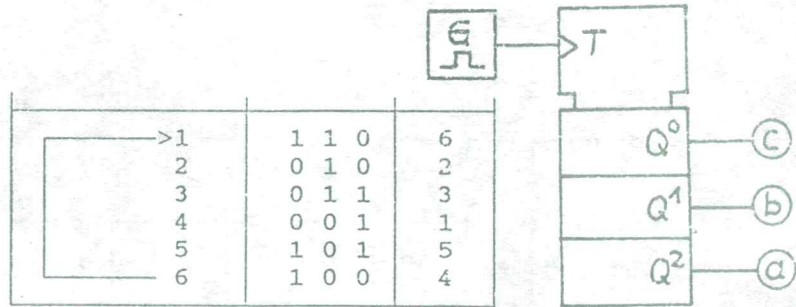
Generación de una tensión trifásica

Principio:

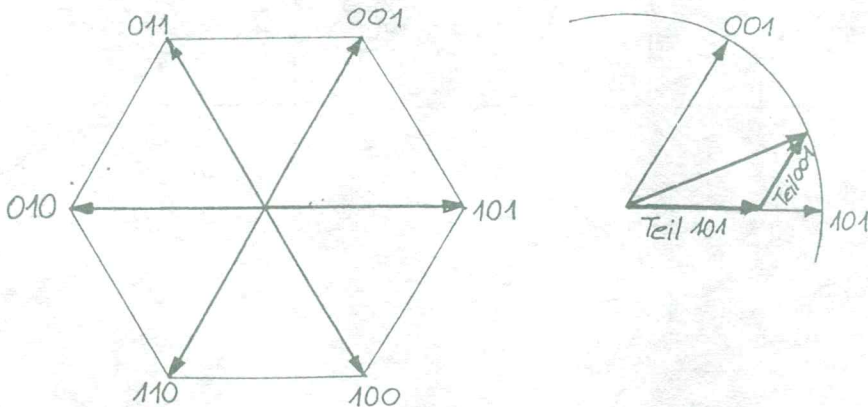


En la tabla de valores se muestra que de los 8 valores posibles solamente hay 6 reales.

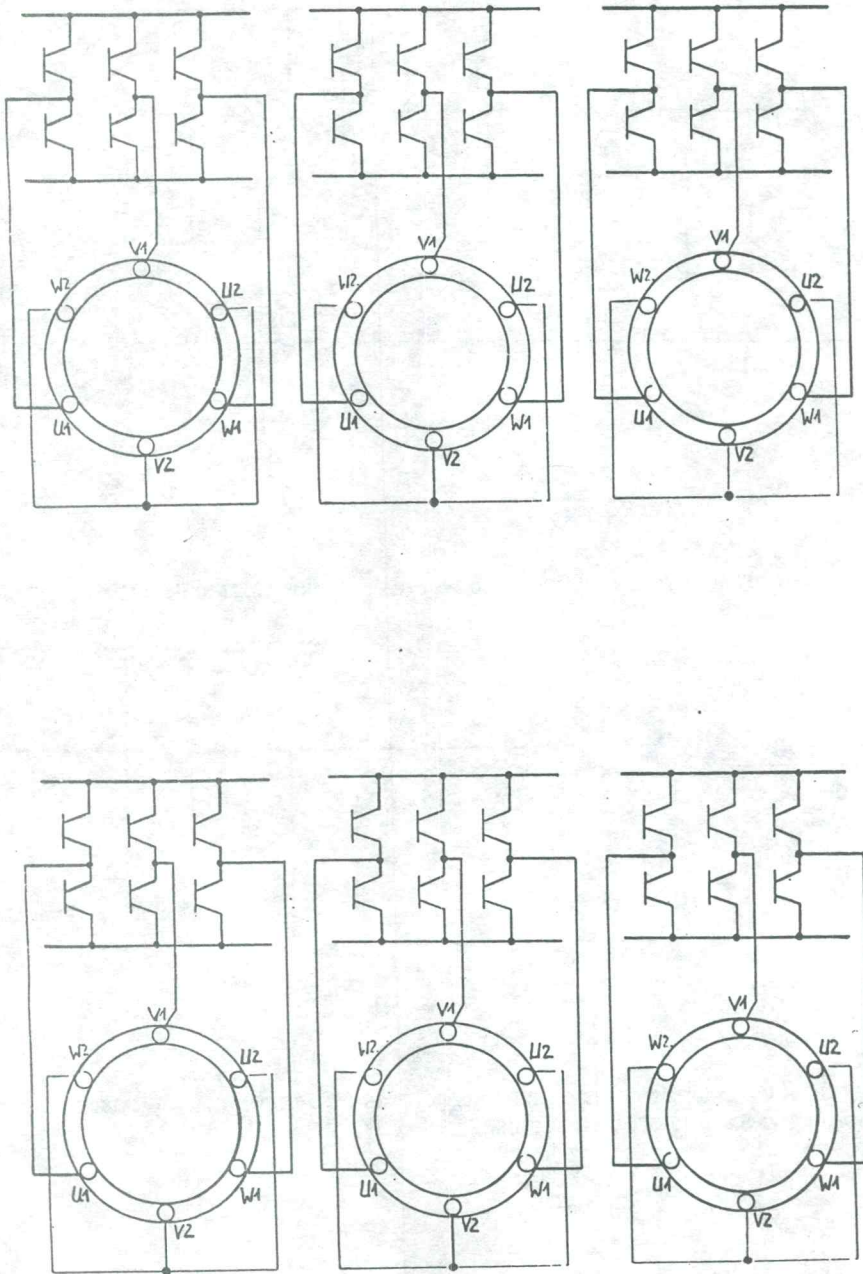
Nr.	a	b	c
0	0	0	0
1	0	0	1
2	0	1	0
3	0	1	1
4	1	0	0
5	1	0	1
6	1	1	0
7	1	1	1



Así se logra ahora conectar una corriente en las bobinas de un motor que produce un campo magnético giratorio. (6 ángulos)



En el siguiente esquema hay indicar el flujo de la corriente con los 6 diferentes estados y el campo magnetico resultante.



## CONVERTIDOR DE FRECUENCIA

Un convertidor de frecuencia convierte la energía de corriente DC en energía de corriente AC con una frecuencia variable.  
Aplicando el principio PWM con un circuito puente con interruptores electrónicos se puede realizar una fuente AC monofásica como también una fuente trifásica.

Según la modulación de los pulsos se logra  
variar la frecuencia  
- secuencia de pulsos más rápido o lento  
variar la amplitud  
- ancho de pulso aumentar o disminuir

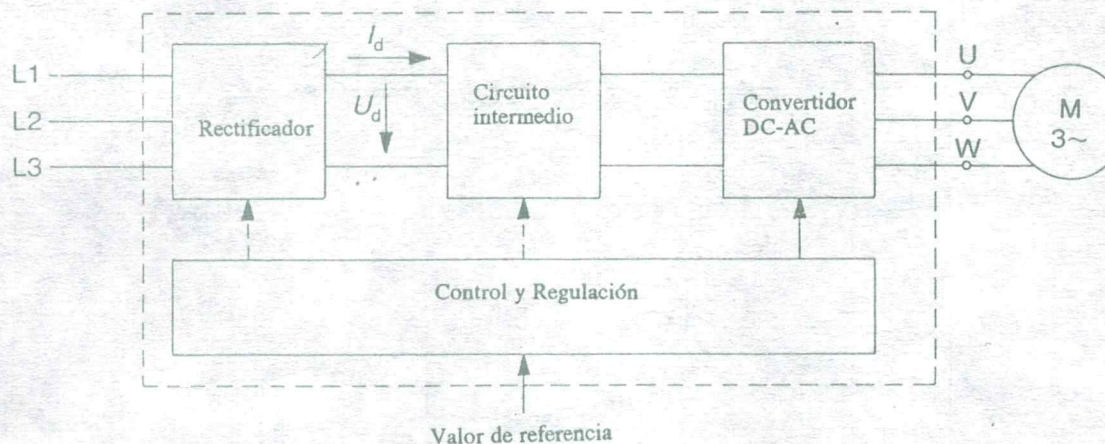
Este principio se aplica para poder controlar la fuerza y la velocidad de motores trifásicos.

Se realizan sistemas con una frecuencia de pulsos hasta 10 kHz con transistores de potencia (2 kHz con tiristores). Así se logra controlar revoluciones de motores hasta 20 000 1/min.

Estos circuitos convertidores se hace hasta una potencia de 5 000 kVA.

Muy conveniente están los convertidores de baja y mediana potencia (1 kVA hasta 10kVA). Con la electrónica industrial moderna existen equipos de un tamaño muy reducido para poder controlar esta potencia de motores con poca pérdida de potencia en los circuitos de control.

Esquema de un convertidor de frecuencia AC - AC  
con circuito intermedio.



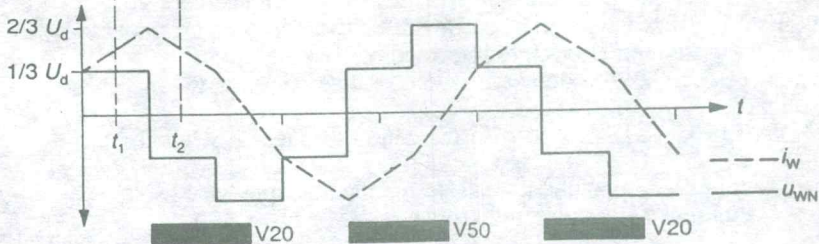
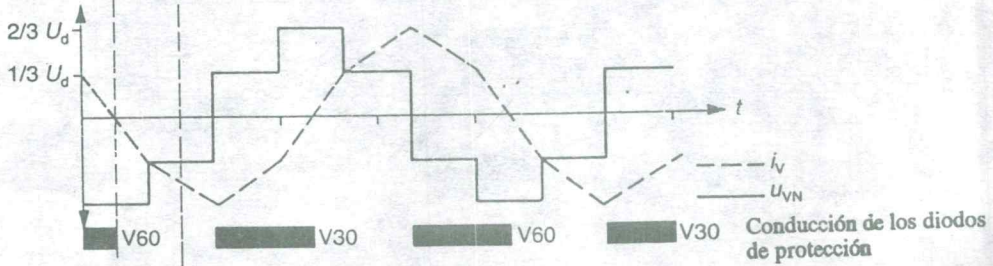
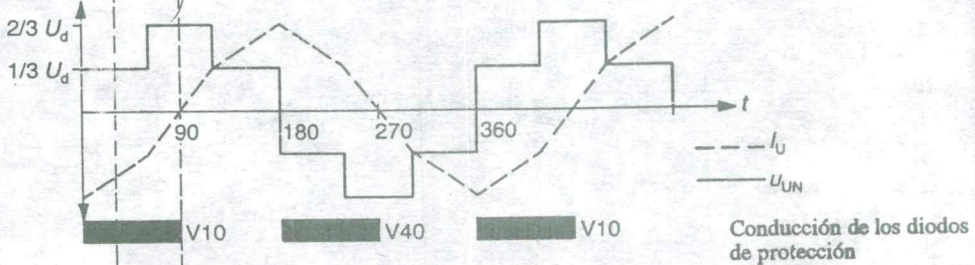
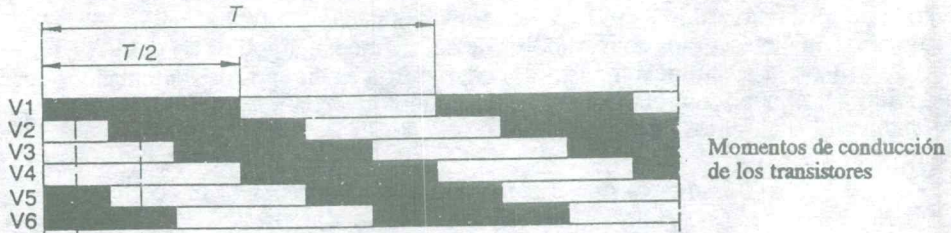
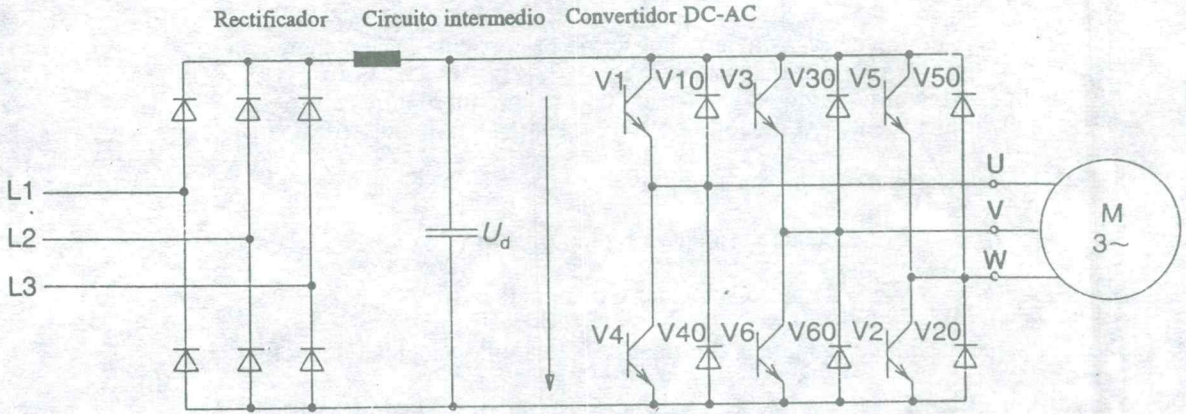
El rectificador puede ser - según potencia - un rectificador monofásico como también trifásico. Este rectificador también puede ser controlado para así poder controlar el nivel de la tensión en el circuito intermedio.

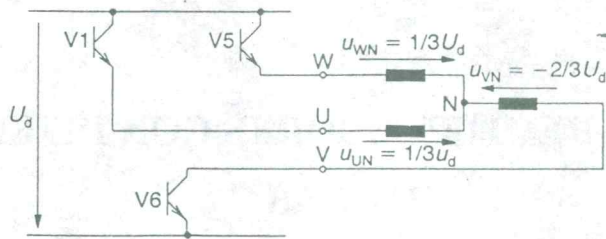
El circuito intermedio es un almacén de energía de corriente continua ( condensador o bobina ).

El convertidor DC-AC produce la tensión trifásica con la frecuencia y la amplitud variable.

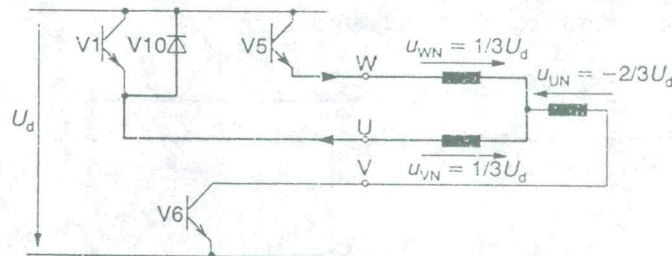
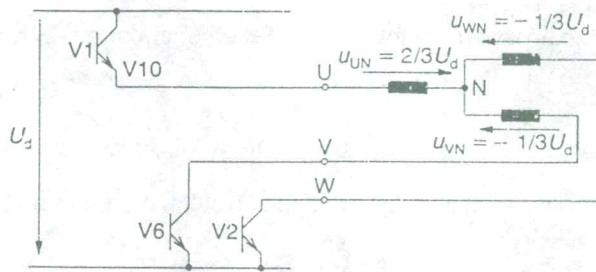
Todo este circuito es controlado por una unidad de regulación, que hace la comparación entre los valores reales y de referencia.

Circuito convertidor de frecuencia con circuito intermedio de voltaje. ( Parte de control de potencia )





Relación de tensiones en el momento t1



#### Características del convertidor AC-AC con circuito intermedio de voltaje

- el factor de rendimiento con la potencia nominal es 94 - 98 %
- existe una oferta de equipos desde 1 kVA hasta 10 MVA.
- se pueden utilizar motores trifasicos normalizados
- conexión de motores en paralelo es posible
- los equipos producen muy pocas ondas armonicas en la red
- el factor de potencia efectiva es casi 1
- realimentación de energia hacia la red no es posible

#### Aplicaciones típicas

- \* Ventiladores en sistemas de aire acondicionado
- \* bombas de agua
- \* bombas de dosificación, compresores, mezcladores
- \* cinta transportadora
- \* torno, fresadora
- \* maquina imprenta, maquina de industria de textiles

LABORATORIO A

## CIRCUITOS RECTIFICADORES CON DIFERENTES CARGAS

### Objetivo:

Se quiere investigar los diferentes circuitos rectificadores con carga ohmica, inductiva y capacitiva. Especialmente se deben medir las diferentes magnitudes en el circuito y la reacción de los diodos.

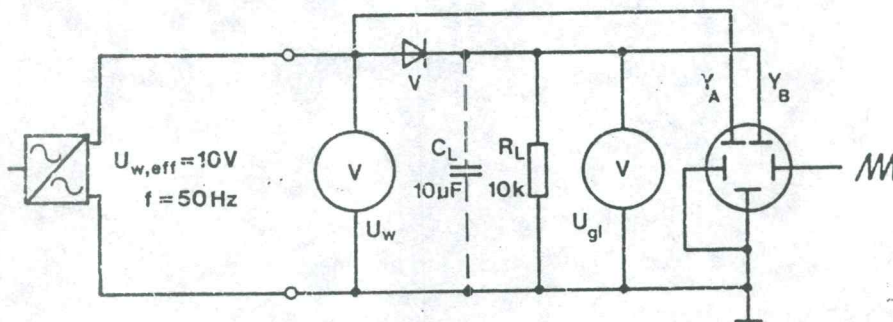
### Problemática

En un circuito rectificador existen a la vez tensiones DC y AC superpuestas y ondas armónicas. Los diferentes instrumentos de medición dan diferentes resultados. En esta unidad se trata a valorizar los resultados.

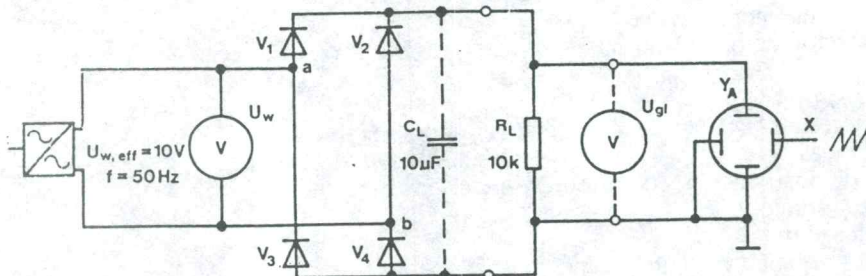
### Tarea:

Medición del rectificador onda media.  
¿ Cual es el comportamiento con diferentes cargas ?

A)



B)



LABORATORIO B

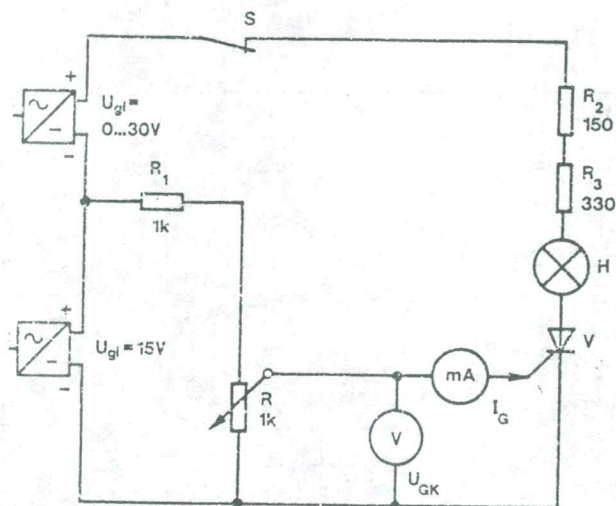
## EL TYRISTOR - INTERRUPTOR ELECTRONICO

### Objetivo:

Se quiere investigar el comportamiento de un tyristor.  
Especialmente interesa como dependen las magnitudes una de otra.  
¿ Cual es el modo de encender y apagar ?

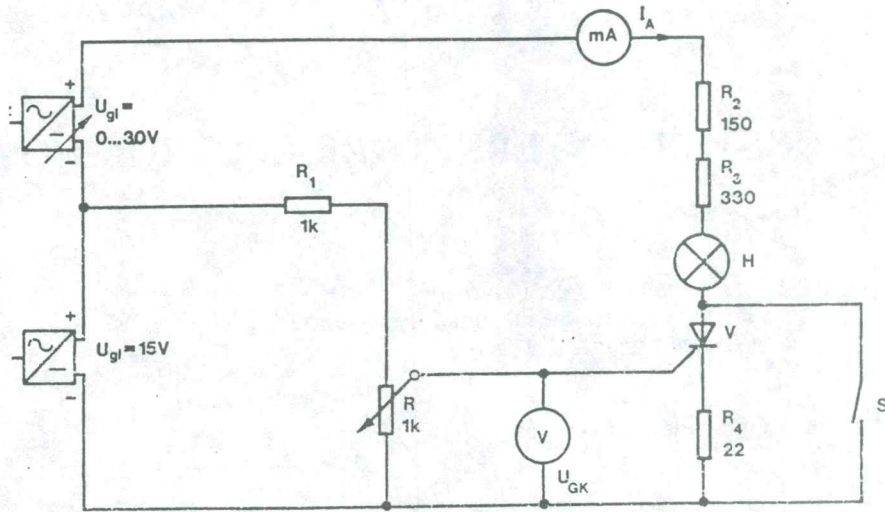
### Circuito:

#### A) Medición de las magnitudes del tyristor

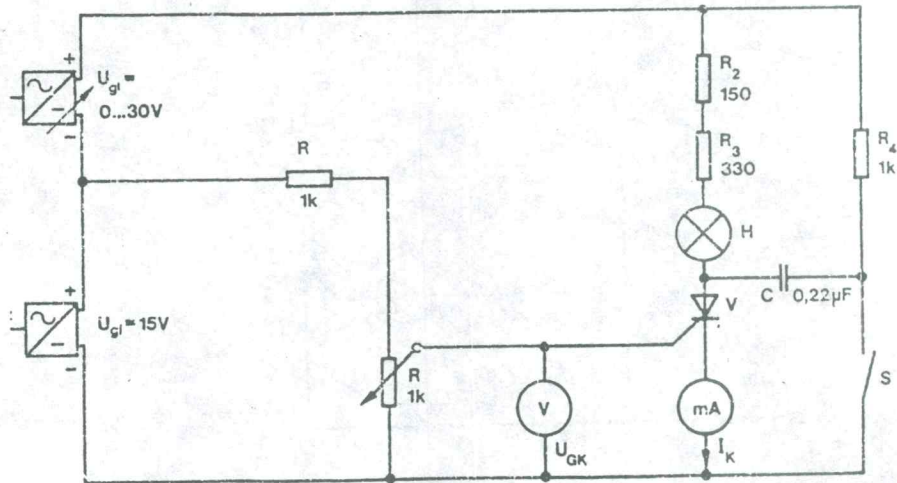


B) Encender y apagar un tyristor

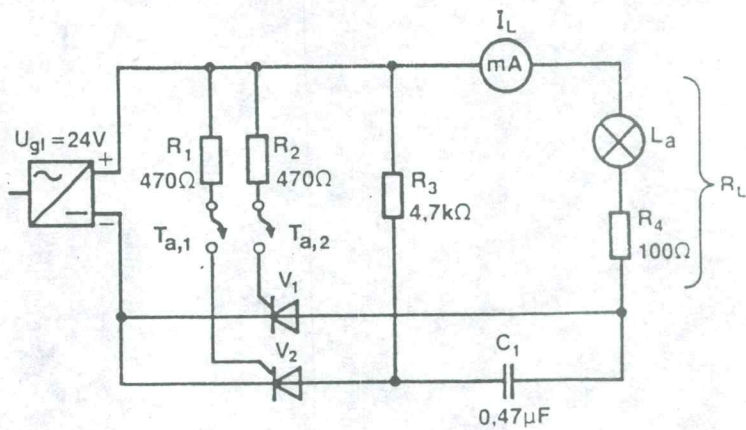
1.



2.

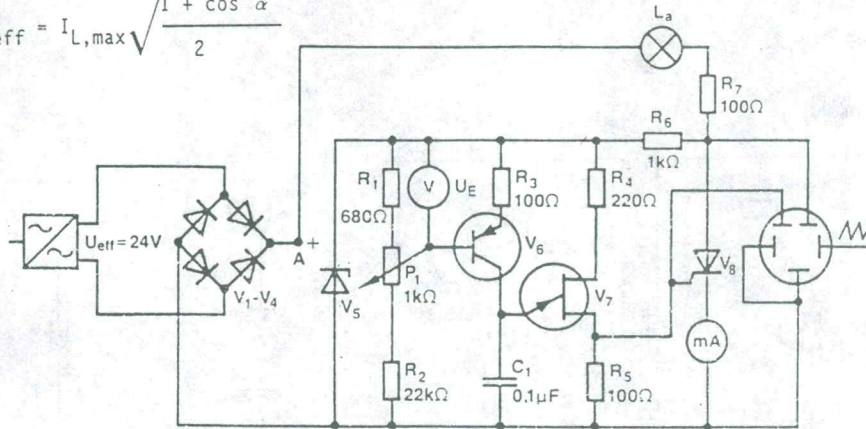


3.

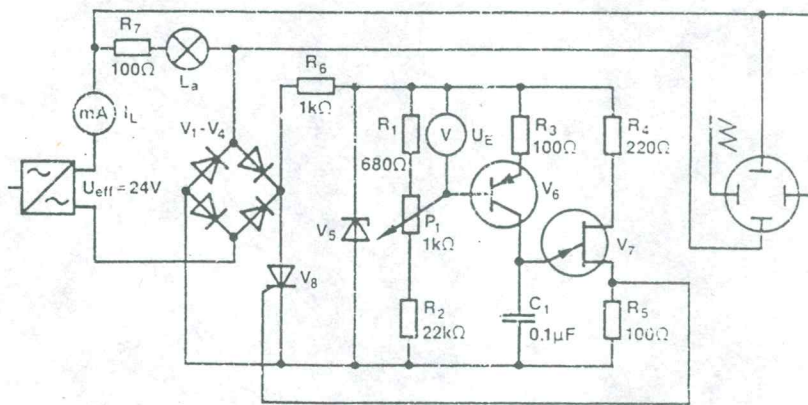


C) Variación de la potencia con el principio recorte de fase con efecto de rectificación

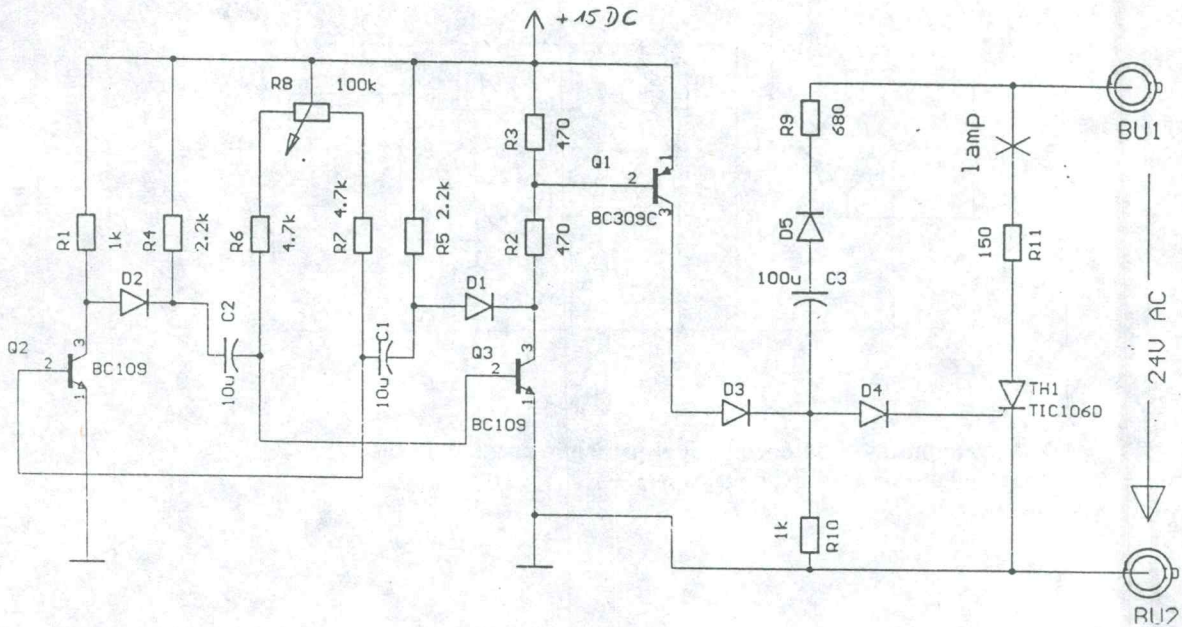
$$I_{L,eff} = I_{L,max} \sqrt{\frac{1 + \cos \alpha}{2}}$$



D) Variación de la potencia con el principio recorte de fase sin efecto de rectificación



**E) Variación de la potencia con el principio paquete de ondas - con detección de la transición zero**



LABORATORIO C

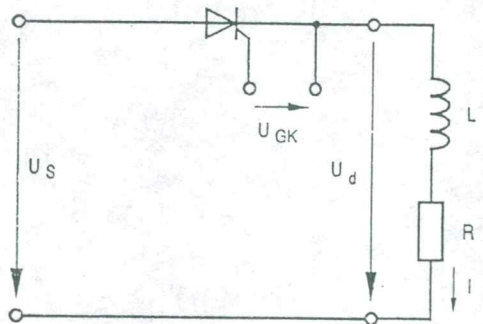
## RECTIFICADOR CONTROLADO

Objetivo:

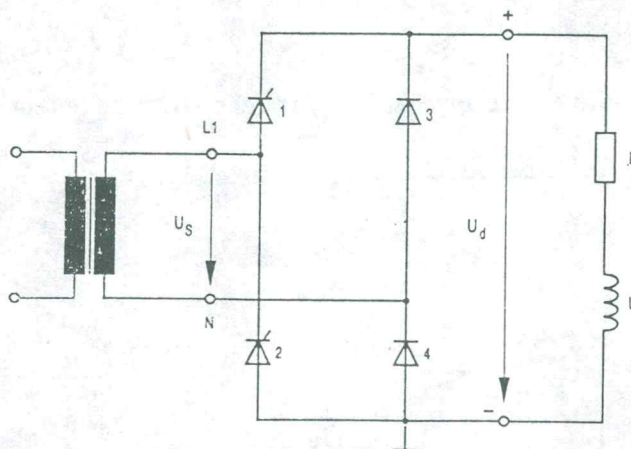
Hay que investigar el comportamiento de las magnitudes de salida de un rectificador controlado.

¿ Cómo depende el voltaje DC en la salida del ángulo de corte ?

**A) Rectificador de onda media**



**B) Rectificador de onda completa**



LABORATORIO D

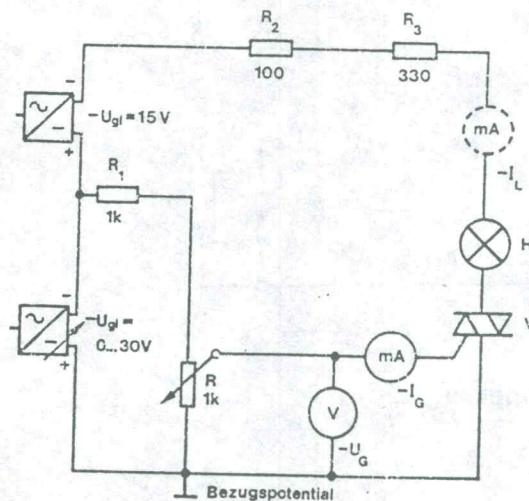
## CONTROL DE POTENCIA CON TRIAC

### Objetivo:

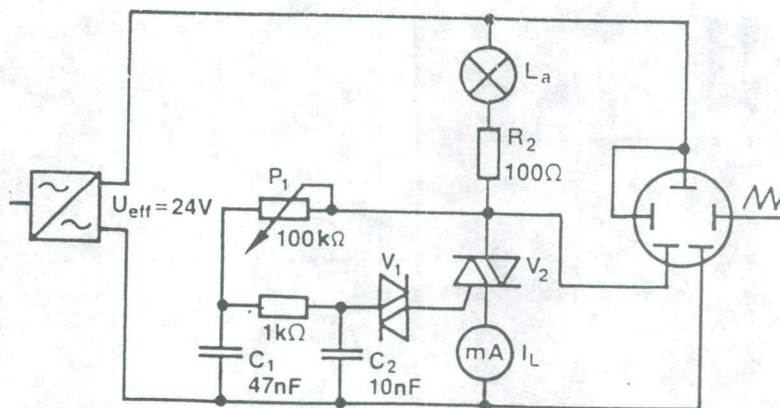
El elemento Triac hay que investigar en su comportamiento como interruptor electrónico.

Hay que realizar circuitos de aplicación para el control de potencia - el relé electrónico.

### A) Medición del Triac



### B) Realización de un circuito con recorte de fase para el control de potencia



### C) Medición del proyecto "Relé electrónico" con PWM

LABORATORIO E

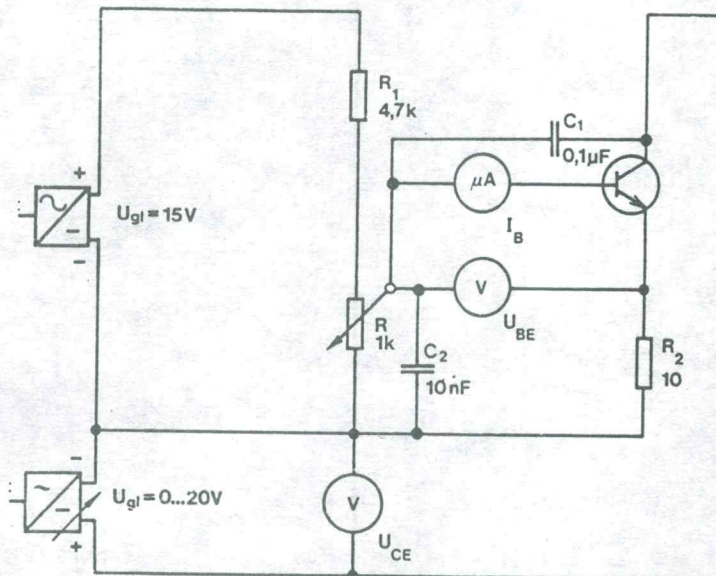
## COMPARACION DE TRANSISTORES DE POTENCIA - BIPOLAR, MOSFET, IGBT

**Objetivo:**

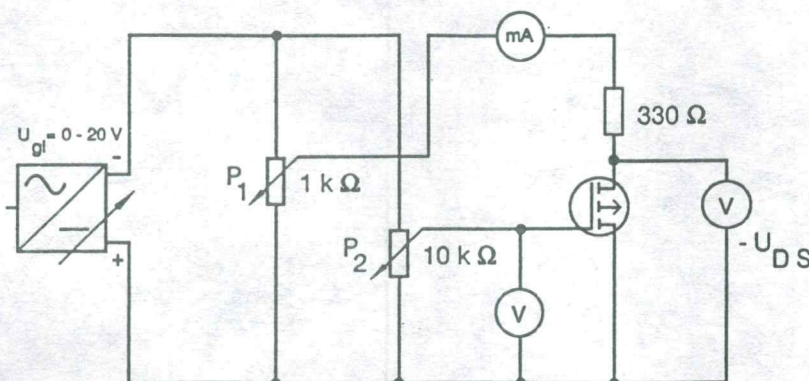
Por medio de las mediciones de las características de los diferentes dispositivos de electrónica se les debe comparar.

Se debe medir la relación entre magnitudes de entrada y salida en forma estática. El otro elemento es la medición de las características en el momento de transición y el tiempo de respuesta con diferentes cargas.

**A) Circuito de medición para el transistor bipolar**



**B) Circuito de medición para el transistor MOSFET y IGBT**





LABORATORIO F

## CONTROL DE POTENCIA DC CON TRANSISTORES

### Objetivo:

Se debe realizar un circuito transistor como interruptor para controlar el flujo de la corriente en un consumidor y así poder variar la potencia suministrada. Por medio de la señal del modulador del ancho de pulsos (PWM) se actúa al transistor.

¿ Cómo se puede variar la potencia en el proceso ?

¿ Cómo hay que mandar el transistor para que la potencia disipada en el transistor sea lo mínimo ?

¿ Cómo grande es la potencia en el transistor ?

71



PRINCIPIOS DE ELECTRONICA INDUSTRIAL PARA EL  
CONTROL DE POTENCIA

*Seminario de capacitación*

FUNDACION ALEMANA PARA EL DESARROLLO INTERNACIONAL  
SENA - BARRANQUILLA COLOMBIA



LABORATORIO G

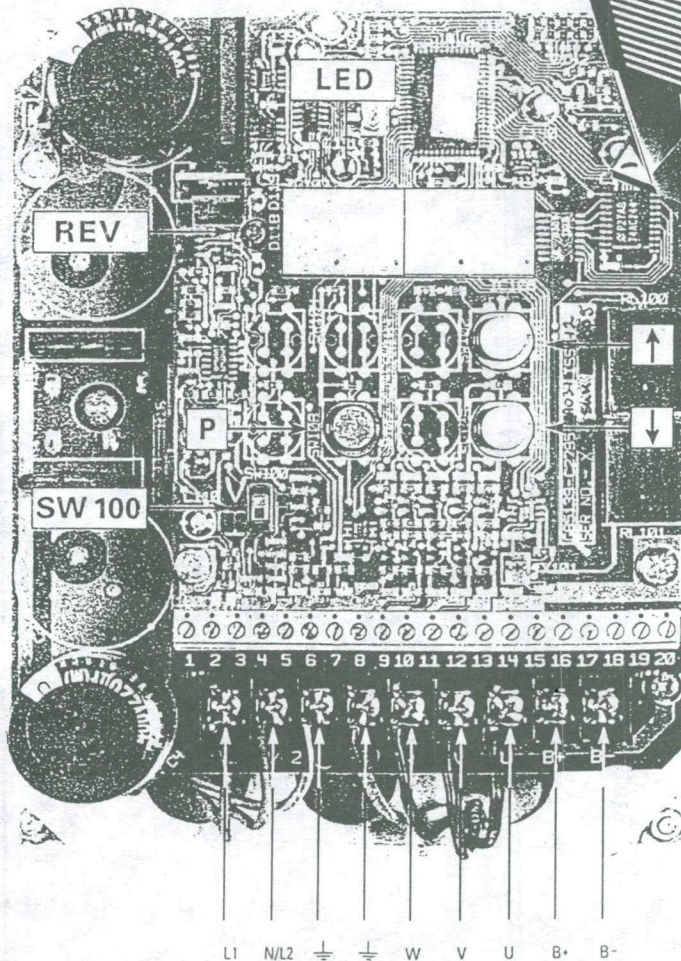
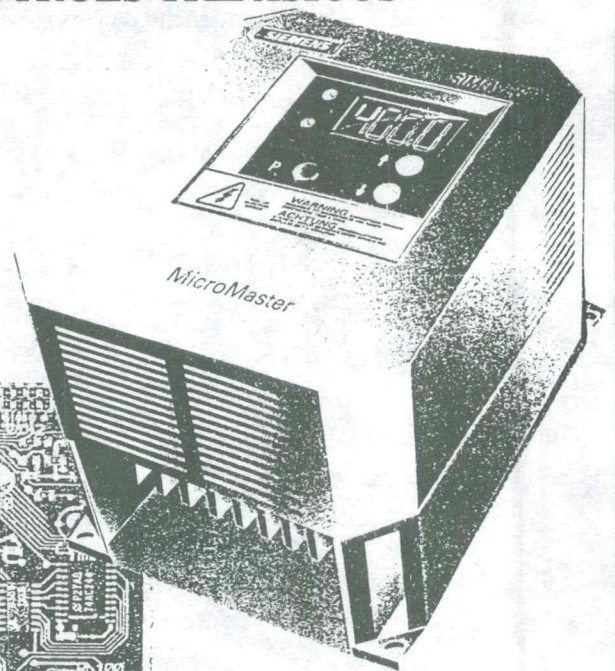
## CONTROL DE MOTORES DC CON ACCION 4Q

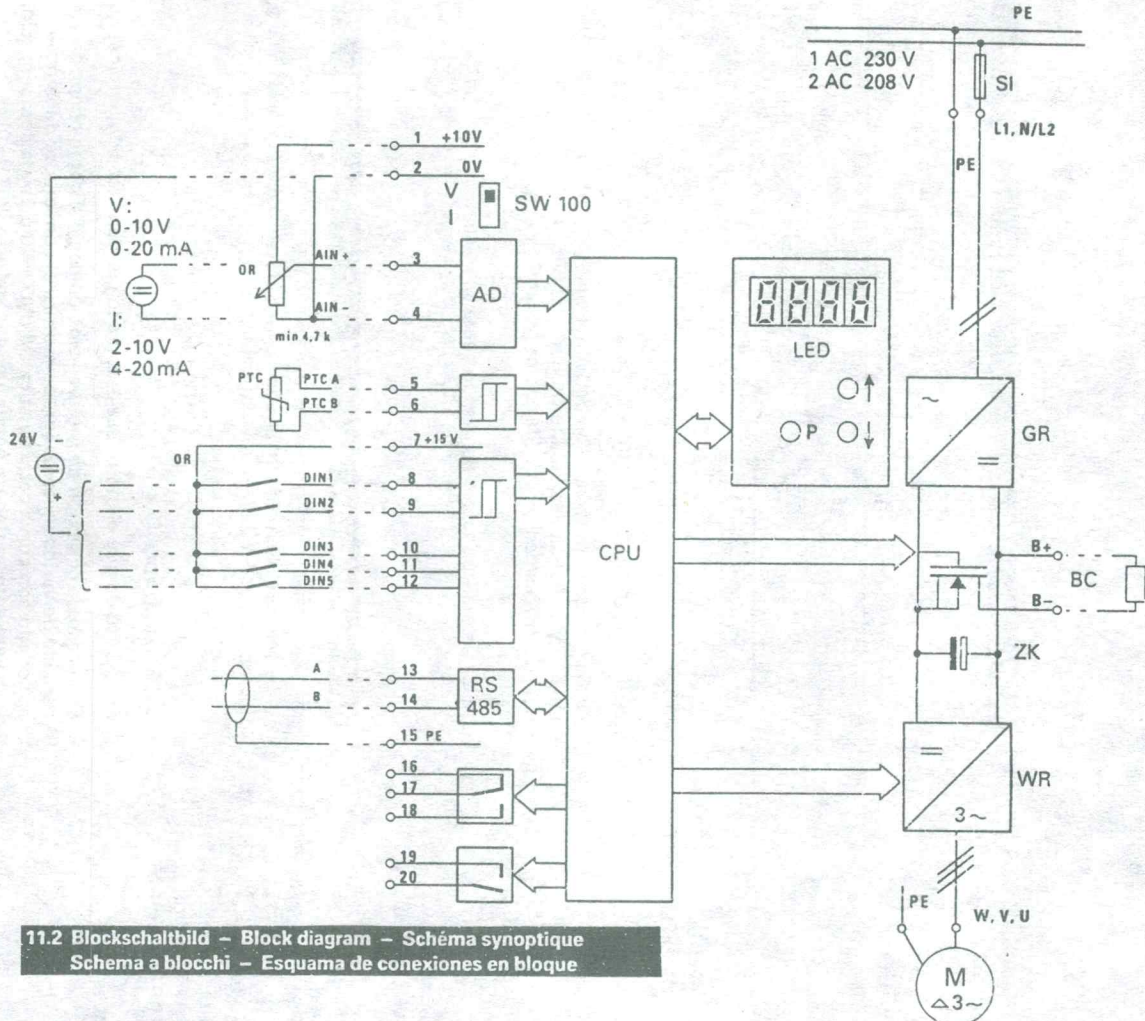
### Objetivo

El modulo puente de potencia sirve para el control de motores DC.  
Investiga el comportamiento con la variación del las diferentes magnitudes del  
modulador PMW - frecuencia, ancho de pulsos-

LABORATORIO H

# PUESTA EN MARCHA DE UN EQUIPO CONVERTIDOR AC-AC - CONTROL DE MOTORES TRIFASICOS -





11.2 Blockschaltbild - Block diagram - Schéma synoptique  
 Schema a blocchi - Esquema de conexiones en bloque

- |  |  |
|--|--|
| <p><b>PBE</b> = parametrierbarer Binär-Eingang<br/>         programmable binary input<br/>         Entrée binaire paramétrable<br/>         ingresso binario parametrizzabile<br/>         entrada binaria parametrizable</p> <p><b>PTC</b> = positiver Temperatur-Koeffizient<br/>         positive temperature coefficient<br/>         Résistance à coefficient positif de température<br/>         Resistenza a coefficiente positivo di temperatura<br/>         coeficiente de temperatura positivo</p> <p><b>PBA</b> = parametrierbarer Binär-Ausgang<br/>         programmable binary output<br/>         Sortie binaire paramétrable<br/>         uscita binaria parametrizzabile<br/>         salida binaria parametrizable</p> <p><b>RS 485</b> = serielle Schnittstelle<br/>         serial interface<br/>         Interface série<br/>         interfaccia seriale<br/>         interfase en serie</p> <p><b>AD</b> = analog-digital Wandler<br/>         analogue-digital converter<br/>         Convertisseur analogique-numérique<br/>         convertitore analogico/digitale<br/>         transductor análogo-digital</p> <p><b>CPU</b> = central processing unit (Zentraleinheit)<br/>         central processing unit<br/>         Unité Centrale de Traitement<br/>         unità centrale<br/>         unidad central de procesos</p> <p><b>LED</b> = Anzeige<br/>         display<br/>         Diode d'affichage<br/>         display a diodi luminescenti<br/>         diodo indicador</p> | <p><b>↑↓</b> = Höher-Tiefer-Tasten<br/>         up-down buttons<br/>         Touches de Montée-Descente<br/>         tasti di incremento/decremento<br/>         teclas de Aumento/Disminución</p> <p><b>GR</b> = Gleichrichter<br/>         rectifier<br/>         Redresseur<br/>         raddrizzatore<br/>         rectificador</p> <p><b>BC</b> = Brems Chopper<br/>         brake chopper<br/>         Fréquence de hachage (freinage)<br/>         chopper di frenatura<br/>         Chopper del freno</p> <p><b>ZK</b> = Zwischenkreis Kondensator<br/>         dc-link capacitor<br/>         Condensateur de circuit intermédiaire<br/>         circuito intermedio del condensatore<br/>         condensador de circuito intermedio</p> <p><b>WR</b> = Wechselrichter<br/>         inverter<br/>         Onduleur<br/>         invertitore<br/>         ondulador</p> <p><b>M</b> = Motor<br/>         motor<br/>         Moteur<br/>         motore<br/>         motor</p> <p><b>SI</b> = Sicherung<br/>         fuse<br/>         Fusible<br/>         fusibile</p> |
|--|--|

### 2.1 Descripción del producto y del funcionamiento

El MicroMaster es un convertidor con circuito de tensión intermedio para motores trifásicos de velocidad variable, pudiendo controlar motores trifásicos de 250 a 750 W.

El control tiene lugar a través de un microprocesador integrado. Gracias a un proceso de impulsos especial, con frecuencia de impulsos regulable, se consigue una marcha extremadamente silenciosa del motor. La autorrefrigeración por aire asegura una elevada seguridad funcional del aparato.

Mediante diversas funciones protectoras se puede conseguir una protección total del convertidor y del motor.

Mediante la introducción de valores paramétricos especiales a través del teclado se puede adaptar el funcionamiento del MicroMaster a casi todas las condiciones de trabajo que puedan presentarse. Con la ayuda del microordenador desarrollado para la electrónica de potencia se pueden realizar adaptaciones de velocidad especiales, tiempos de aceleración especiales, paradas definidas y muchas otras operaciones.

La compensación de carga, que tiene lugar automáticamente a través de la regulación de corriente, se encarga de la autoadaptación del proceso (FCC). El acelerador parametrizable permite el arranque y retardo definidos del motor con limitación regulable del tirón.

El amplificador, que puede ser, opcionalmente, de libre programación ó automático, garantiza un arranque seguro del motor, siendo posible regular la velocidad con graduación de precisión.

El freno incorporado de corriente continua asegura una parada rápida y definida. El variador de freno integrado, junto con la resistencia de freno opcional, permite impulsar y frenar en ambos sentidos de giro (régimen Q 4) y puede emplearse para un momento de frenado repentino.

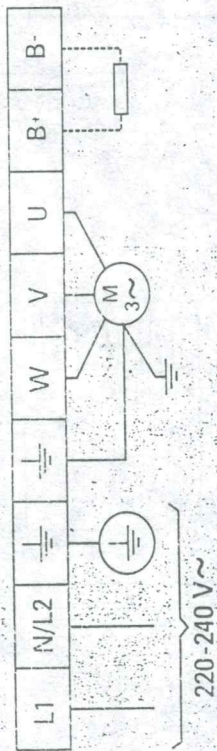
Mediante las entradas binarias, cinco parametrizables, son posibles otras adaptaciones. La interfase en serie, apta para líneas de datos bus, permite una conexión rápida a redes de datos y la conexión conjunta de hasta 31 aparatos MicroMaster. El aparato dispone de dos salidas de relé para avisos de averías y del sistema.

En la última página interior se encuentra un esquema de bloques del MicroMaster con sus posibles sistemas periféricos.

Los siguientes elementos se ofrecen opcionalmente:

1. Resistencia de freno
2. Filtro antiparasitario
3. Programa operativo para ordenador personal

### 3 Montaje e instalación



#### CUIDADO

Los cables de mando se deberán tender separados de la alimentación de tensión y de los cables del motor. Bajo ningún concepto se deberán conducir juntos a través de un canal de cables general.

Utilice para el conductor de mando cable apantallado.

### 3.3. Conexión del motor

Al convertidor MicroMaster pueden conectarse motores asíncronos y sincrónicos, conectados individualmente o en paralelo como grupos motrices.



#### CUIDADO

Asegúrese de que el motor sea apropiado para una tensión nominal de 220 V. En el caso de conexión de motores sincrónicos, así como conexión en paralelo de varios motores (grupo motriz), el convertidor deberá ser accionado con curva característica U/f (P077 = 0 ó 2) y la compensación de resbalamiento se deberá poner fuera de servicio (P071 = 0).

## 5 Puesta en marcha para usos estándar

### Modalidad de funcionamiento

Una vez recibida la orden de marcha, la salida se desbloquea y el motor acelera hasta alcanzar la frecuencia preseleccionada (P005), pudiendo ser modificada con las teclas de Aumento/Disminución (↑/↓). Según viene de fábrica, la frecuencia es de 0.0 Hz, es decir, el motor no marchará. Para hacerlo marchar, se tiene que haber preajustado un valor nominal a través del botón de aumento ó de P005.

### Modalidad de parada

La parada puede tener lugar de diversas formas:

- Descenso a 0.0 Hz (la reducción del valor nominal a 0.0 con la tecla ↓ produce una parada lenta y controlada del motor).
- Retirada de la orden de marcha, lo cual produce un retardamiento en la curva de retroceso del acelerador (véase figura, página 133) (véanse explicaciones de los valores de régimen P002 y P003).
- Régimen OFF 2, lo cual produce una desconexión inmediata con marcha por inercia del motor (véase la tabla 2, página 143).
- Régimen OFF 3, lo cual produce un frenado rápido (véase la tabla 2, página 143).
- Frenado de corriente continua hasta el 250%, lo cual produce una parada de golpe (v. P073).

### 5.2 Caso de que el motor no arranque

Caso de no ponerse en marcha el motor después de la orden de arranque, compruebe si hay un valor nominal de la frecuencia ó si se han introducido correctamente los datos del motor en los parámetros P081 a P085 (el acceso a dichos parámetros hay que abrirlo antes mediante la respectiva regulación del P009; véase página 135). Compruebe la regulación del valor nominal de la frecuencia en el número de parámetro P005.

Las regulaciones de los parámetros significan:

P081  
P082  
P083  
P084

En este parámetro están los datos de valores nominales. Deberá tomarse de la placa de características del motor.

P085 = 0

Significa que el valor nominal digital se halla en 0.

El aumento del valor nominal se efectuará modificando P005 ó ajustando las teclas de Aumento/Disminución en la modalidad de valores del P000.

P006 = 0  
Significa que el valor nominal digital se utiliza como valor nominal.

Si no se puede conseguir ninguna función más por haber desajustado inadvertidamente diversos parámetros, será conveniente hacer una carga original del MicroMaster. Con tal fin, es necesario el ajuste P944 = 1 y pulsar la tecla F. Seguidamente, se deberán controlar los datos del motor de P081 a P085, introduciéndolos de nuevo si fuere necesario.

### 3.4 Funciones de los bornes de conexión

Los siguientes datos los encontrará, como esquema de conexiones, en la cara interior de la tapa del MicroMaster y en la cubierta plegada del presente manual de instrucciones.

Bornes de mando	Designación	Valor	Función	Notas
1	P 10 +	+ 10 V	Alimen. corriente	≤ 3 mA
2	0V	0 V	Alimen. corriente	Masa
3	AIN +	0-10V/0-20mA	Entrada análoga	Conexión +
		2-10V/4-20mA		
4	AIN -		Entrada análoga	Pot. de referencia
5	PTC A		Sonda conductor frío motor	
6	PTC B		Sonda conductor frío motor	
7	P 15 +	+ 15 V	Alimen. corriente	≤ 20 mA
8	DIN 1		entrada digital 1	13 - 33 V
9	DIN 2		entrada digital 2	13 - 33 V
10	DIN 3		entrada digital 3	13 - 33 V
11	DIN 4		entrada digital 4	13 - 33 V
12	DIN 5		entrada digital 5	13 - 33 V
13	A		Interfase RS 485 A	Conexión A
14	B		Interfase RS 485 B	Conexión B
15	PE		Puesta a tierra	
16	RL 1A		Relé 1	Contacto de apertura
17	RL 1B		Relé 1	Contacto de cierre
18	RL 1C		Relé 1	Conexión común
19	RL 2B		Relé 2	Contacto de cierre
20	RL 2C		Relé 2	Conexión común

### Bornes de potencia

Bornes de potencia	Función
L1	Borne de conexión a la red
N/L2	Borne de conexión a la red
	Puesta a tierra
	Puesta a tierra
W	Borne de conexión al motor
V	Borne de conexión al motor
U	Borne de conexión al motor
B+	Resistencia del freno
B-	Resistencia del freno

**4 Panel de mandos y posibilidades de ajuste**



**PRECAUCION Y NOTAS**

Antes de poner en marcha el aparato, hay que cerrar la tapa de plástico del aparato

Después de parar el aparato, hay que esperar siempre 5 minutos para que se descarguen los condensadores y poder retirar entonces la tapa.

El valor nominal digital de la frecuencia ha sido ajustado en fábrica, por razones de seguridad, a 0,0 Hz. De esa forma, se evita el que se produzca un arranque involuntario del motor durante la primera puesta en marcha, lo cual podría ser causa de incidentes descontrolados. Por tal razón, para hacer arrancar el aparato, hay que introducir el valor nominal de la frecuencia a través del parámetro P000 = indicación 000.0 con la ayuda de las teclas de Aumento o ajustarlo mediante el parámetro P005.

Todos los ajustes deberán ser realizados exclusivamente por personal cualificado y teniendo muy en cuenta las advertencias de seguridad y precaución.

En el panel de mandos del MicroMaster se pueden ajustar todos los valores de régimen (parámetros) necesarios con tres teclas. Dichos parámetros son indicados en el visualizador de diodos (LED) de cuatro lugares. El sentido de marcha del motor lo indica un diodo amarillo. El interruptor SW 100 sirve para la conmutación de la entrada análoga entre la señal de corriente y de tensión, y no se puede acceder a él más que después de retirar la tapa. (Véase ilustración en la cubierta plegada).

- P** ⊕ = **Commutador** entre número y valor del parámetro  
Indicación P000 a P944 = Número del parámetro  
Indicación 0000 a 9999 = Valor del parámetro
- ↑ ○ = **Tecla para ajustar** números y valores de parámetros más altos
- ↓ ○ = **Tecla para ajustar** números y valores de parámetros más bajos

**Visualizador de 4 lugares** = P000 → P944 y 0000 → 9999  
= Indicación del sentido de marcha del motor  
diodo amarillo encendido = **marcha a izquierda**  
diodo apagado = **marcha a derecha**

**Interruptor SW 100** = **Commutador** para entrada análoga (Parámetros P021/P022)  
Posición V = **entrada de tensión**  
Posición I = **entrada de corriente**

**Puesta en marcha para usos estándar**

**NOTA**

En el MicroMaster, la mayoría de los valores son visualizados con 4 cifras, mientras que en la tabla se indican como en la práctica junto con la unidad de medida.

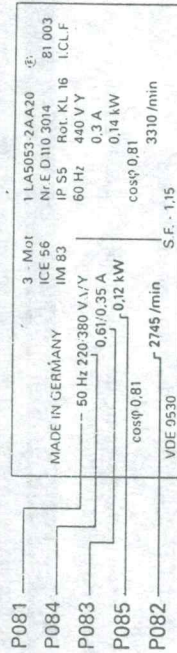
Ejemplo: En la tabla 50.0 Hz = 050.0 en el visualizador.

El valor de parámetro que se haya ajustado en cada caso queda memorizado automáticamente en la memoria interna.

Si se ha elegido en el parámetro P000 la frecuencia de salida como indicación del régimen (P001=1), será indicado cada 1,5 s aprox. el valor nominal existente siempre que esté parado el motor.

El aparato se parametriza en fábrica, para usos estándar, sobre la base de motores normalizados Siemens de 4 polos. Si se utiliza otro tipo de motores, se deberán introducir en la memoria interna, de acuerdo con los números de parámetros P081 a P085, los datos de potencia indicados en la placa de características del motor empleado (Acceso a este parámetro mediante P009).

Ejemplo: Ilustración de una placa de características de un motor con todos los datos marcados con P081 a P085.



**NOTA**

Asegúrese de que el motor son esté preparado para una tensión nominal de 220 V, o sea, conectado en triángulo en el caso presente.

Los demás parámetros vienen fijados de fábrica. La regulación de fábrica se puede reestablecer a través del parámetro P944. (Para el modo de proceder a tal efecto, véase el punto "Explicación de los valores de régimen").

**5.1 Control y manejo**

**Conexión**

El aparato no se conecta mediante un interruptor especial de la red, sino mediante la tensión aplicada de la red, efectuando entonces una autocombinación de funciones. Si es detectado algún error, será indicado en el visualizador..

**Modalidad de listo para funcionar**

El aparato espera, con la salida bloqueada, a recibir la orden de marcha a través del borne 8 (a derecha) o el borne 9 (a izquierda). Las funciones de mando prefijadas para las entradas binarias las encontrará en los parámetros P051 a P055 "Selección de funciones de mando" (P051 a P055).

**Puesta en marcha para usos estándar**

**6 Puesta en marcha para usos estándar**

**5.3 Ajustes posibles en régimen estándar**

**1. Modificación de la fuente de valor nominal**

En el parámetro P006 se determina la fuente del MicroMaster. Al ser suministrado, la fuente de valor nominal se halla en valor nominal digital. Existen tres posibilidades:

- P006 = 0 Valor nominal digital en estado de suministro
- P006 = 1 Valor nominal analógico a través de los bornes 3 y 4 (véase esquema de conexiones)

**P006 = 2 Frecuencia fija a través de las entradas binarias (bornes 10, 11 y 12). Se pueden activar diversos valores nominales fijos, según el borne que sea activado:**

Borne 10	=	20 Hz
Borne 11	=	10 Hz
Borne 12	=	5 Hz
Borne 10 + 11	=	30 Hz
Borne 10 + 12	=	25 Hz
Borne 11 + 12	=	15 Hz
Borne 10 + 11 + 12	=	35 Hz

También se pueden parametrizar otras frecuencias fijas (véase "Usos especiales")

**2. Ajuste en el acelerador (transmisor de aceleración)**

En el acelerador se pueden regular por separado el tiempo de aceleración (P002), el tiempo de retroceso (P003) y la centración (P004).

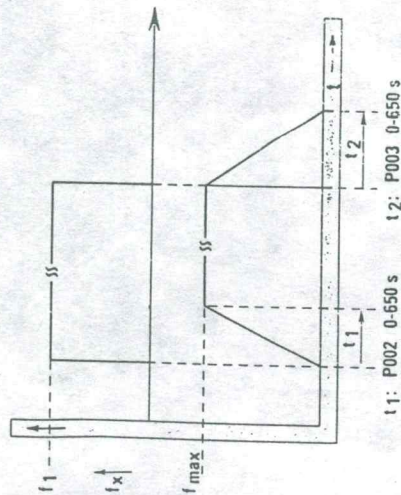


Figura: Aceleración y retroceso

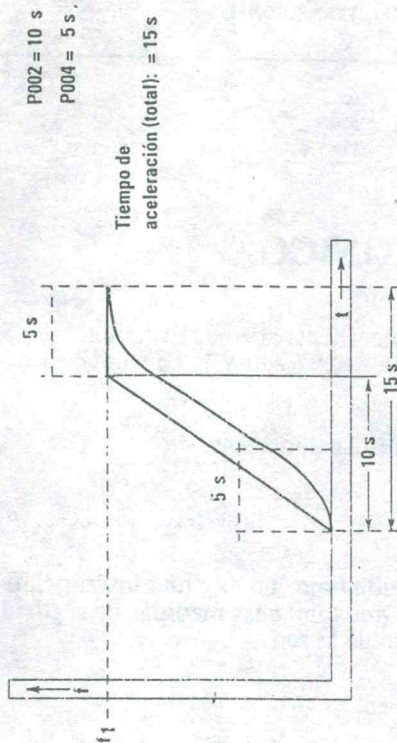


Figura: Centricidad

**3. Modificación de las indicaciones de régimen**

En el estado en que es suministrado el aparato, en el parámetro P000 se visualiza la frecuencia de salida del MicroMaster, existiendo la posibilidad de hacer visualizar otros datos de régimen opcionales:

Selección de indicaciones: 0 = Frecuencia de salida (como es suministrado)

- 1 = Valor nominal de la frecuencia
- 2 = Corriente del motor en amperios
- 3 = Tensión del circuito intermedio en V
- 4 = Par de giro del motor en porcentaje

**Puesta en marcha para usos especiales**



**PRECAUCION**

Antes de poner en marcha el aparato, hay que cerrar la tapa de plástico del aparato

Después de parar el aparato, hay que esperar siempre 5 minutos para que se descarguen los condensadores y poder retirar entonces la tapa.

A través del teclado se pueden modificar y fijar parámetros para adaptarse a las propiedades deseadas del motor, como, p. ej., tiempos de marcha por inercia, valores mínimos y máximos de frecuencia, etc

PROYECTO I

## " RELE ELECTRONICO "

El relé electrónico es un interruptor de potencia para la corriente alterna. El circuito es apto para encender y apagar una carga hasta 2000 W ( 8 A / 240 V ). La parte de control es totalmente aislado de la parte de potencia.

Un detector de transición cero del voltaje de carga controla el momento de encender o apagar con el voltaje en cero.

### ¡ Cuidado !

En el estado apagado existe todavía una corriente baja, no hay una interrupción completa tal como un interruptor mecánico. Hay que tomar las medidas de seguridad por no estar desconectado de la red.

Con una señal de control se controla el estado del relé.

### Descripción del circuito

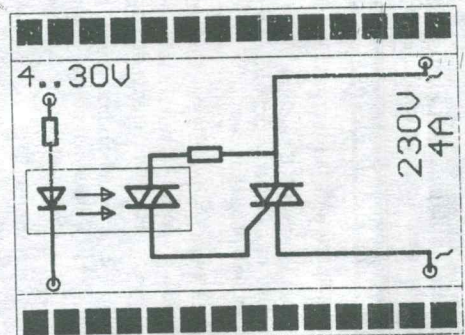
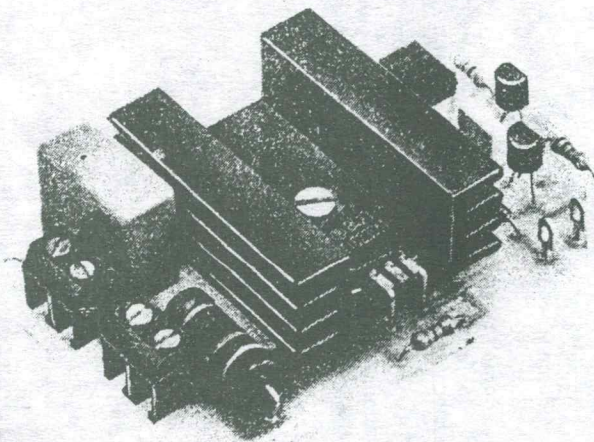
Elemento principal es un circuito integrado que contiene un opto-coplador que actúa sobre un triac fotosensible. Además el circuito contiene el detector de transición cero.

El opto-coplador puede aislar tensiones hasta 7500 V.

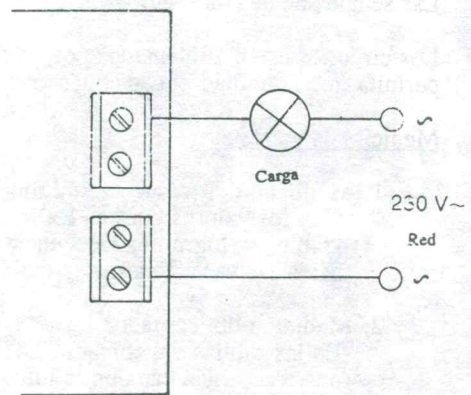
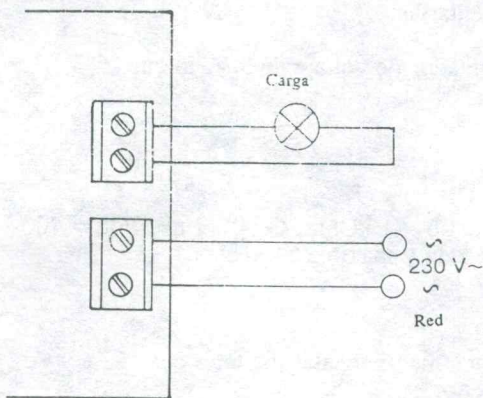
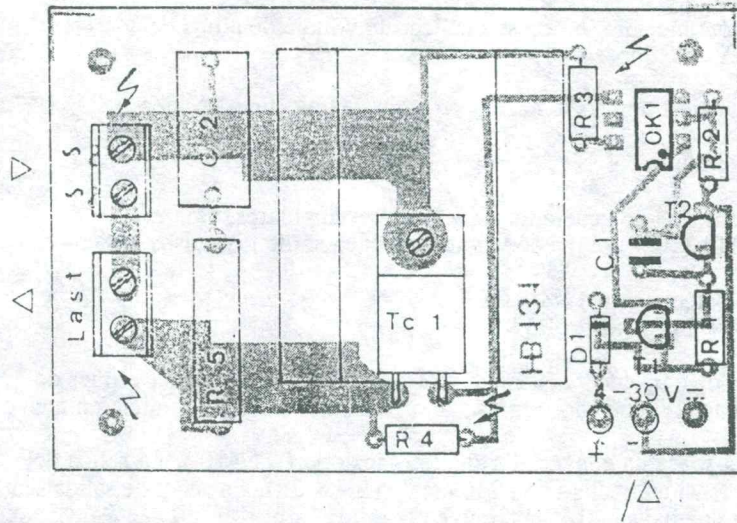
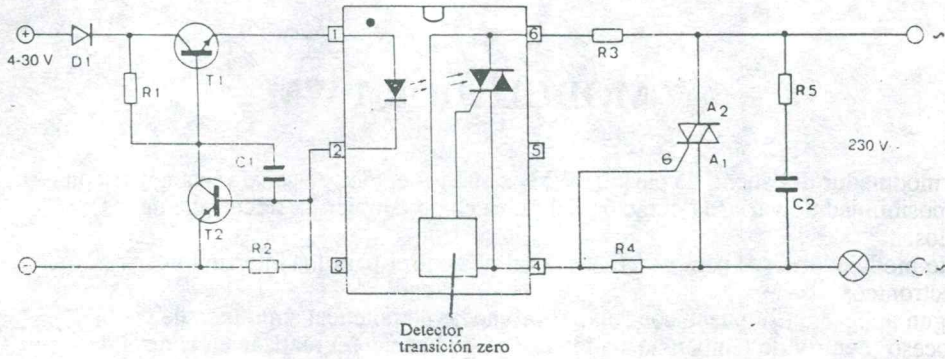
En la entrada se han puesto dos transistores que forman un circuito de fuente de corriente constante. Así se pueden conectar tensiones de control que varían entre 4 hasta 30 V. La corriente en el LED es siempre constante. El diodo en la entrada sirve para proteger daños por conexiones falsas.

Elemento principal en la salida es el triac de potencia que está montado sobre disipador de calor.

R5 y C2 sirven para la protección del Triac y para filtrar ondas armónicas.



Optocoplador



## PROYECTO II

# MODULADOR PWM

El modulador del ancho de pulso (PWM) es un generador de señal rectangular con la posibilidad de variar la duración del pulso como también la frecuencia de los pulsos.

Este modulador sirve para generar la señal de control para los interruptores electrónicos.

Según aplicación se puede controlar el promedio de potencia suministrada en un proceso (control de temperatura o intensidad de luz etc.) o realizar un control de velocidades de motores (DC).

El modulo es autónomo solo se necesita aplicar un voltaje de alimentación ( unipolar ) de 15 V máximo.

La conversión voltaje - tiempo se hace por medio de una curva escalera.

### Descripción del circuito

Con el IC 555 se forma un generador de señales rectangulares. Con el potenciómetro POT1 (100k) se puede variar la frecuencia de los pulsos básicos generados.

La frecuencia se calcula  $f = 1,44 / (R_a + 2R_b) * C$   
 $R_b = R_4 + Pot ; R_a = R_5$

El circuito contador ( IC 4040 ) cuenta en forma continua los pulsos. Después de llegar al último paso, el contador regresa automáticamente a zero y inicia un nuevo ciclo.

El contador actúa sobre un convertidor digital - analógico ( ZN428 ). La salida del DAC forma una tensión escalera con 256 escalones ( 8 Bit). La señal de salida sea amplificada para que haya 10 V máximo en la salida.

El comparador ( LM339 ) está comparando el voltaje de entrada con la tensión escalera del DAC. El actúa con la salida en tensión alta cuando el nivel del DAC sobrepasa el nivel del mando, aplicado por el borne IN (0..10V).

El siguiente amplificador invierte la señal de salida.

Las señales de la salida out1 y out2 son complementarias.

Los circuitos están alimentados por un propio regulador de voltaje de 5 V, lo que permita que la unidad puede conectarse a 15 V.

### Mediciones y ajustes

#### 1. Medición del frecuencia mínima y máxima

Con los valores puestos  $R_a = 10 \text{ KOHM}$ ,  $R_b = 1 \text{ kOhm}$ ,  $C = 2,2 \text{ nF}$ ,  $Pot = 100 \text{ kOhm}$ , se logra una frecuencia mínima 3 kHz y máxima 54 kHz.  
Mida las variaciones.

#### 2. Medición del contador

En las salidas del contador Q0-Q7 se deben medir señales digitales con una frecuencia cada una la mitad del anterior.

3. Medición del Convertidor DA

Primero se mide el voltaje de referencia, que debe tener 2,5 V. En la salida analoga se debe medir un voltaje de forma escalera. Mida la frecuencia de salida y el voltaje minimo y maximo.

4. Ajuste de la salida

Con el OP U3A se amplifica la señal de 2,5 V a 10V. La amplitud se ajusta con el potenciómetro 10 kOhm

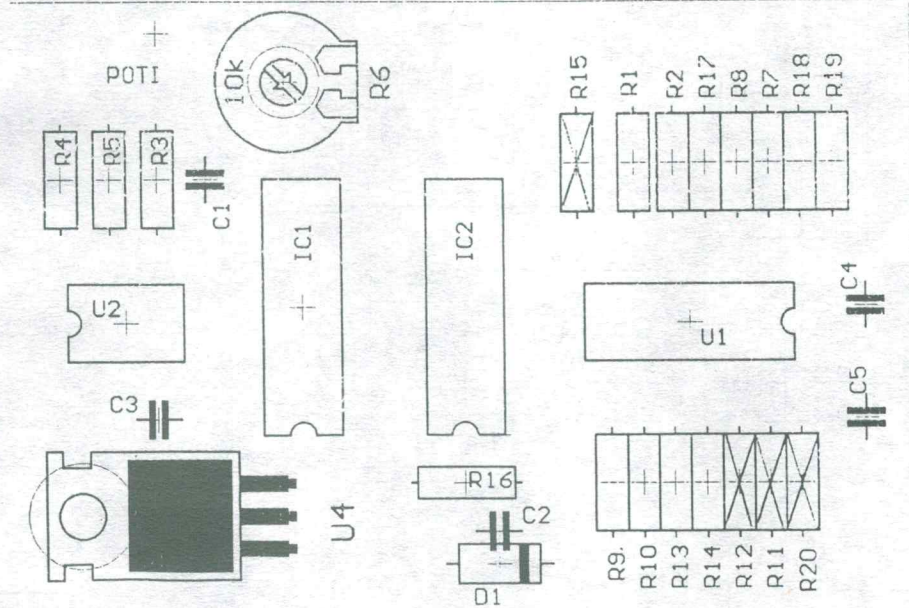
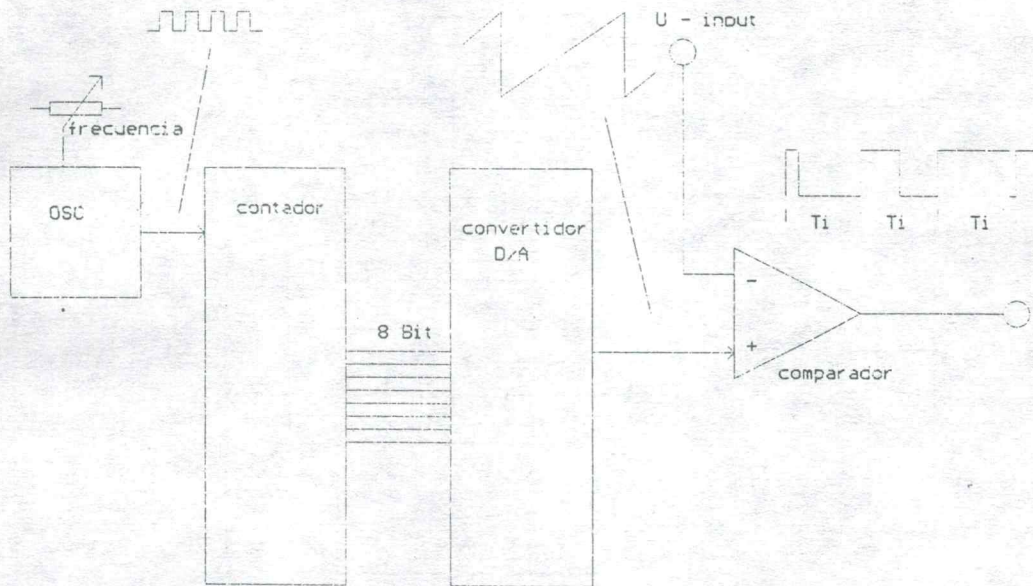
5. Salidas

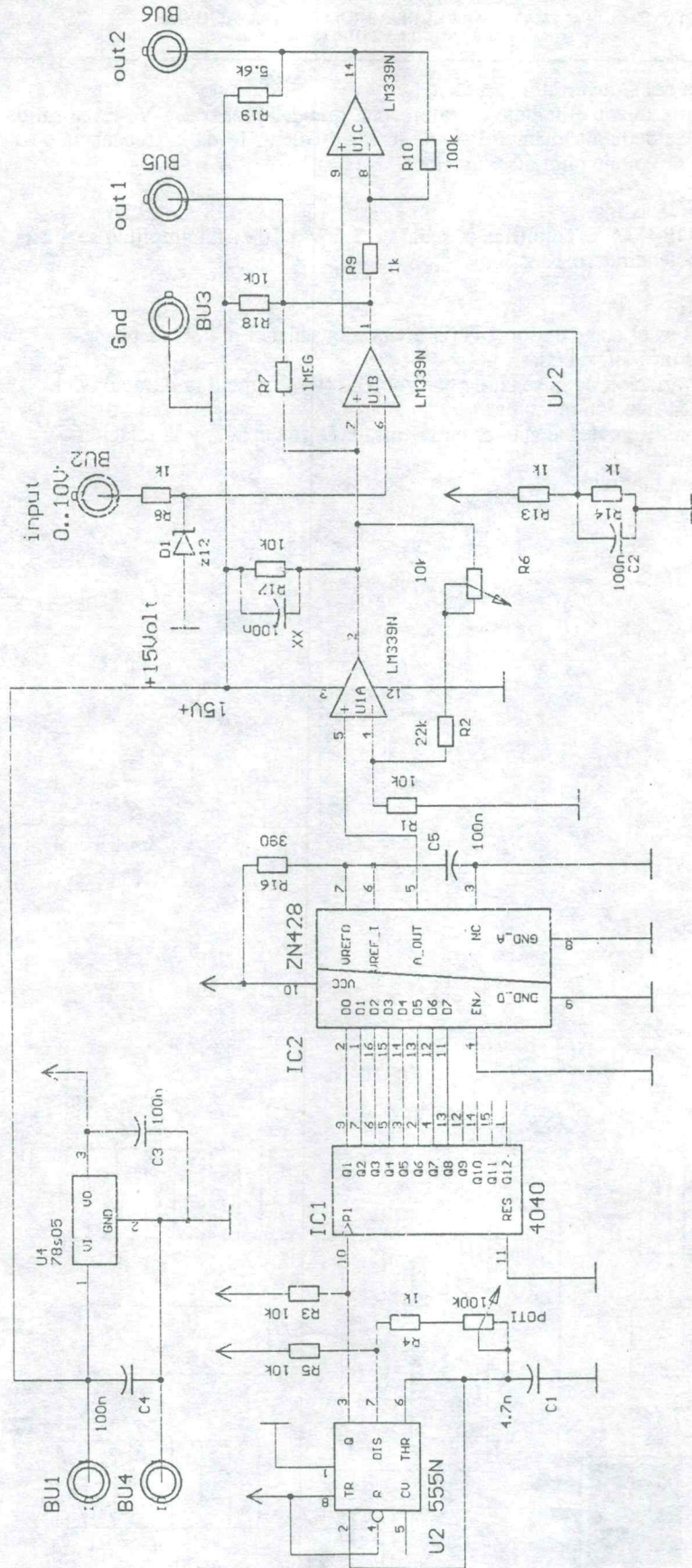
OP U3B es el comparador y U3D invierte la señal. En U3C se puede conectar un LED de control.

Con la variación de la señal de control (0 ..10V) cambia la duración del Pulso o la relación pulso pausa.

Mida con diferentes tensiones en la entrada la frecuencia y la relación pulso/pausa.

Diseña un diagrama.





PROYECTO III

## CIRCUITO PUENTE CONTROLADO

El circuito puente controlado permite conectar un voltaje positivo o negativo en un consumidor. Principalmente se puede controlar la marcha de un motor DC.

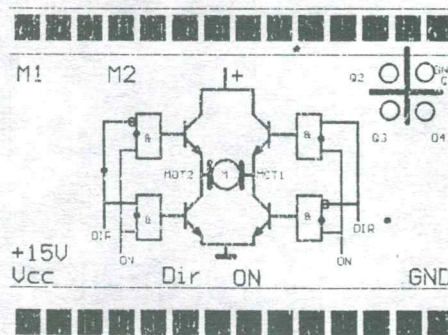
Elemento principal es un integrado monolitico de potencia, especialmente diseñado para el control de motores de pasos.

El circuito puente completo consiste en 4 transistores interruptores que controlan el flujo de la corriente. Con el principio de conexión intermitente es posible variar el voltaje y la potencia promedio del consumidor.

Existen 4 LED para poder indicar el estado del puente en el diagrama de cuatro cuadrantes.

El circuito esta hecho para una corriente maxima de 3 A y un voltaje maximo de 50 V.

Este circuito integrado puede controlarse directamente con señales del nivel TTL.



### Descripción del circuito

Existen dos señales de entrada para el control del circuito, ON/OFF y DIR. OFF bloquea el puente, cada transistor esta bloqueado.

Con DIR se cambia la dirección del flujo de la corriente en la carga del puente.

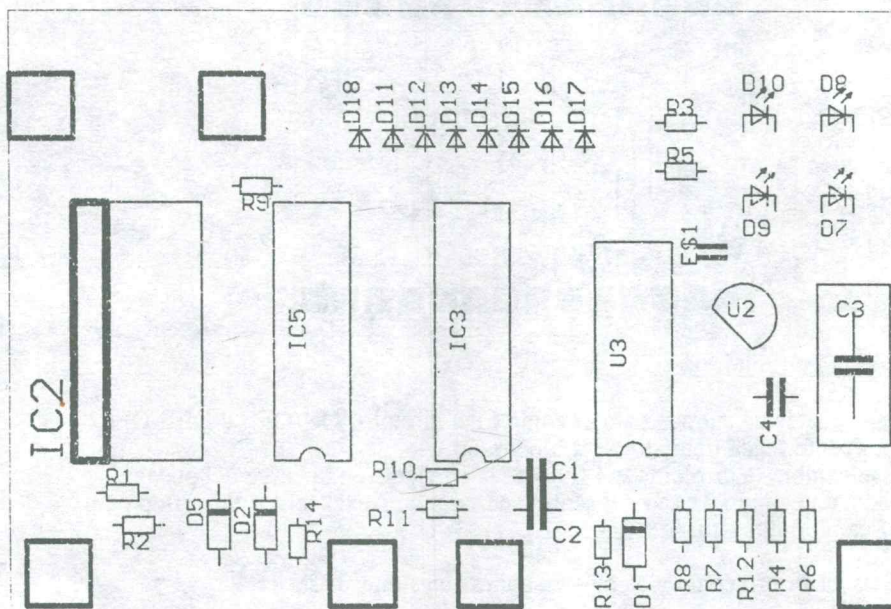
Para impedir un cambio brusco del sentido en un motor existen dos monoflop para retrasar el cambio del giro.

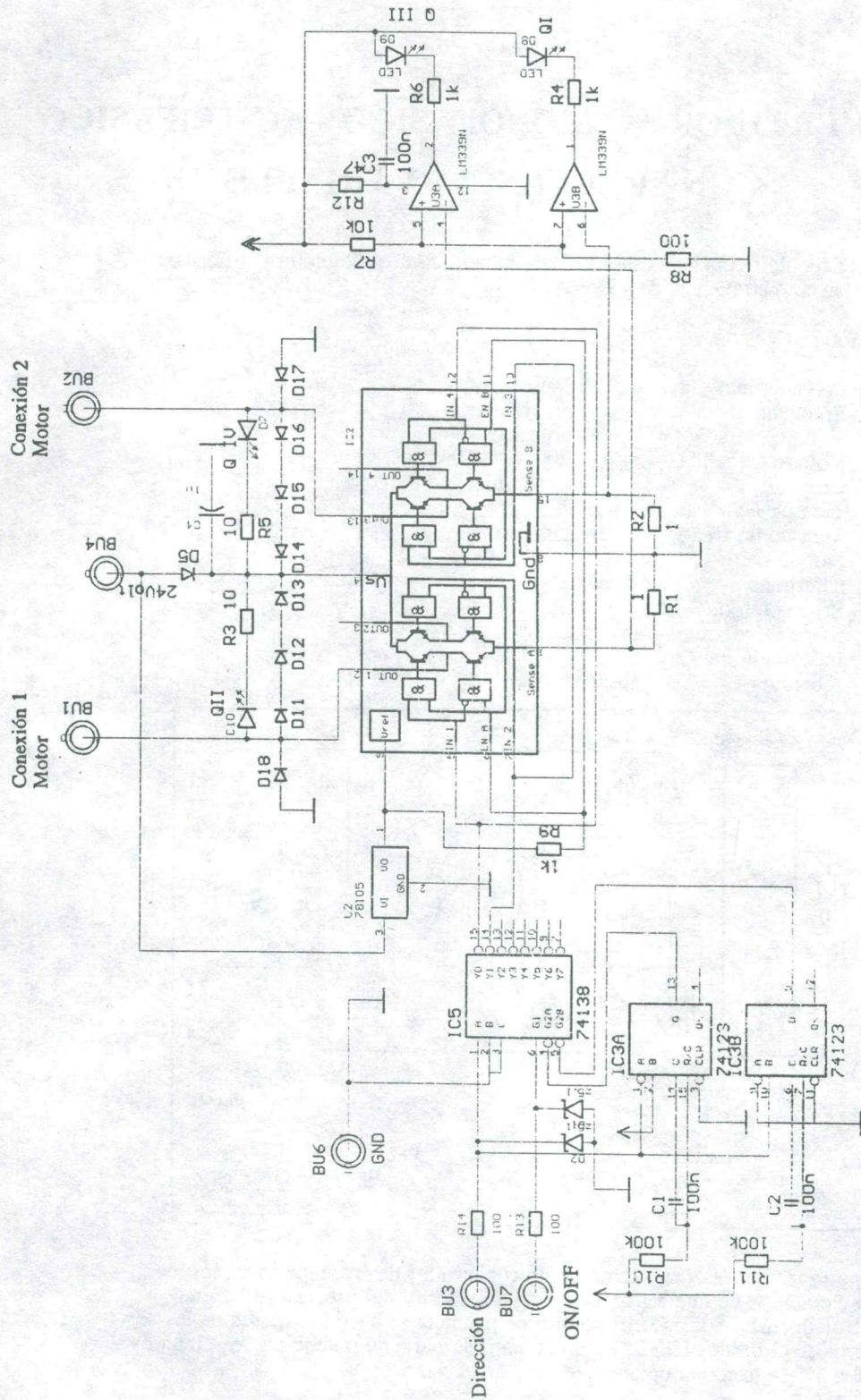
Las entradas estan protegido y se pueden aplicar tensiones hasta 15 V.

Elemento principal es el integrado monolitico del circuito puente de potencia. Hay dos puentes iguales A y B. En esta caso se utiliza de cada puente solo un lado con el fin de poder indicar el flujo de la corriente en cada un. En el borne SENSE se ha conectado una resistencia baja para producir una caída de tensión que luego es amplificado para mandar un LED indicador.

### Mediciones

1. Control visual
2. Conexión con la fuente de alimentación y verificación de que no hay cortocircuito.
3. Señal ON/OFF poner "1" - Con DIR la salida Y0 y Y1 cambian su estado viceversa.
4. Conectar el modulador de pulso con una frecuencia de 1 Hz en el borne DIR. El FlipFlop monoestable debe encenderse por el tiempo  $T_i$  ( $T_i = 0,7 * R_{10} * C_1$ )
5. En lugar del motor se conecta una resistencia de 20 Ohm ( o bombilla paralelo). En el borne ON/OFF se conecta el modulador PWM y se mide la potencia en la resistencia disipada. En los shunts R1 y R2 se puede medir la corriente por medio de la caída de tensión.
6. En lugar de la resistencia se conecta un motor DC. Se puede controlar el sentido de giro y su velocidad.





Conexión 2 Motor

Conexión 1 Motor

Dirección

ON/OFF

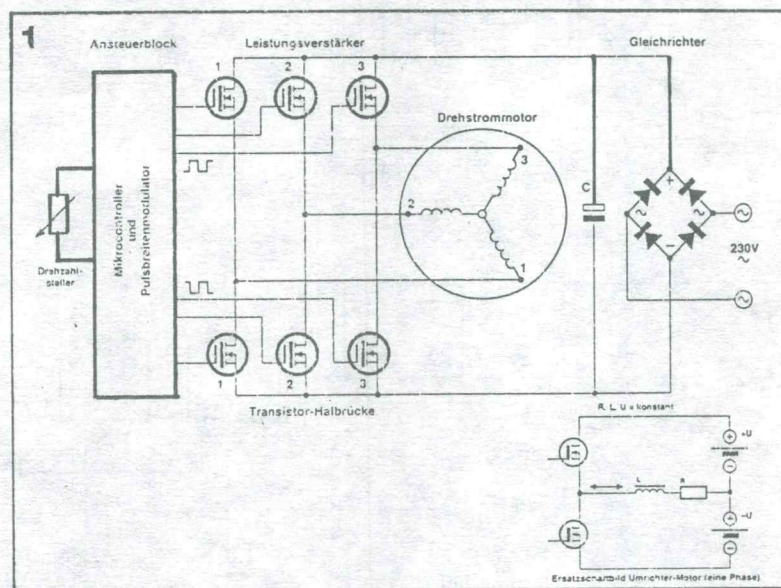
## PROYECTO IV

## CONVERTIDOR AC-MONOFASICO - AC-TRIFASICO CON FRECUENCIA VARIABLE

Este convertidor de frecuencia está diseñado para el control de motores trifasicos asincronos hasta una potencia de 735 VA.

**Datos característicos:**

Fase	3
Potencia max.	735 VA
Frecuencia	0 .. 50 Hz
Voltaje entrada	230 V - monofasico
Voltaje de salida	0 .. 200 V - trifasico
Giro	izquierda / derecha
Tiempo de arranque	ajustable
Tiempo de freno	ajustable
Parada de emergencia	existe
Protección de sobre calentamiento	existe
Indicación de sobrecarga	existe



Este equipo representa la realización de un convertidor de frecuencia con los mas modernos elementos de la electronica actual. El control del proceso realiza un microcontrolador MC 80C535. El control de potencia se hace por medio de los interruptores electronicos IGBT. La unión entre la parte de potencia y los circuitos de control a 5V se hace via optocopladores.

### Reconstrucción de una onda senoidal con PWM

La curva senoidal de la corriente de salida se obtiene por medio de la modulación del ancho de pulsos ( PWM ).

El hecho que este equipo funciona unicamente con un sistema digital le hace en su comportamiento muy estable, economico y da un amplio rango de regulación.

El esquema de bloque muestra la existencia de un circuito intermedio de DC, el condensador C. El puente con los 6 IGBT-transistores controla la salida y genera la tensión trifasica con una amplitud y frecuencia variable.

Una curva senoidal se divide en multiples segmentos iguales. Cada segmento representa un punto de nivel en la curva senoidal, lo que da una determinada relación pulso/pausa. Mas pulsos existen, mas se acerca la curva real a la curva senoidal.

El microcontrolador trabaja con una frecuencia fija y alta (1MHz). Para obtener una frecuencia variable en la salida se construye la curva con mas o menos tactos por segmento. Para una frecuencia baja se repite Z-veces el impulso.

La frecuencia de salida depende de la relación:

$$f_s = f_T / (S*Z*6)$$

$f_s$  - frecuencia de salida

$f_T$  - frecuencia de tactos

$S$  - numero de segmentos por periodo

$Z$  - numero de pulsos por segmento repetido

6 - factor fijo - la cantidad de segmentos necesita ser multiples de 6 para obtener en las tres salidas un desfase de 120°

Los valores de la relación pulso / pausa para los diferentes modos de trabajo del motor se han puesto en tablas almacenado en el ROM.

Así se puede garantizar que la tensión de salida baja con la frecuencia y la corriente en las bobinas no sobrepasa el nivel permitido. También se logra que el par del motor se mantiene igual con revoluciones bajas.

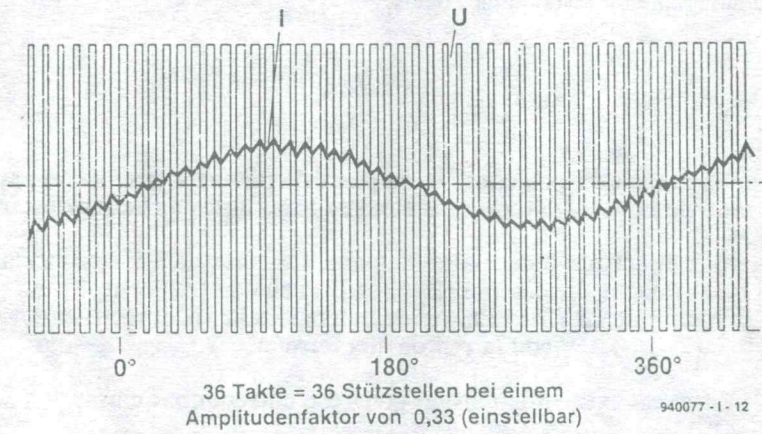
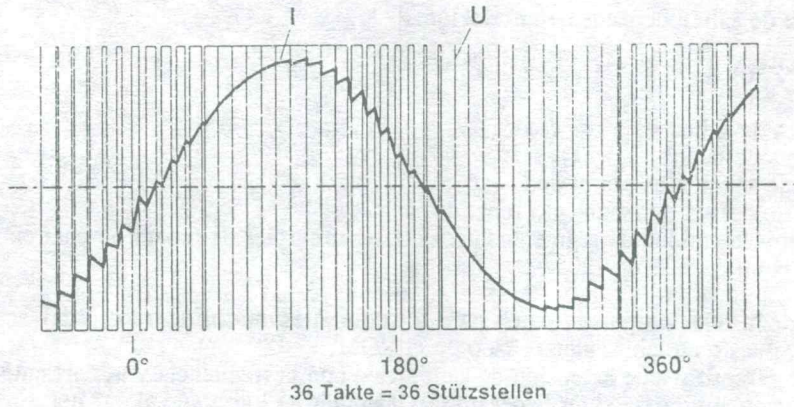
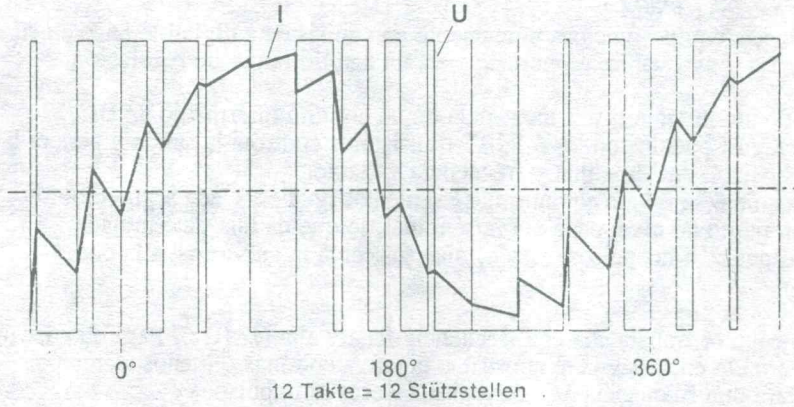
### ¡ Precaución !

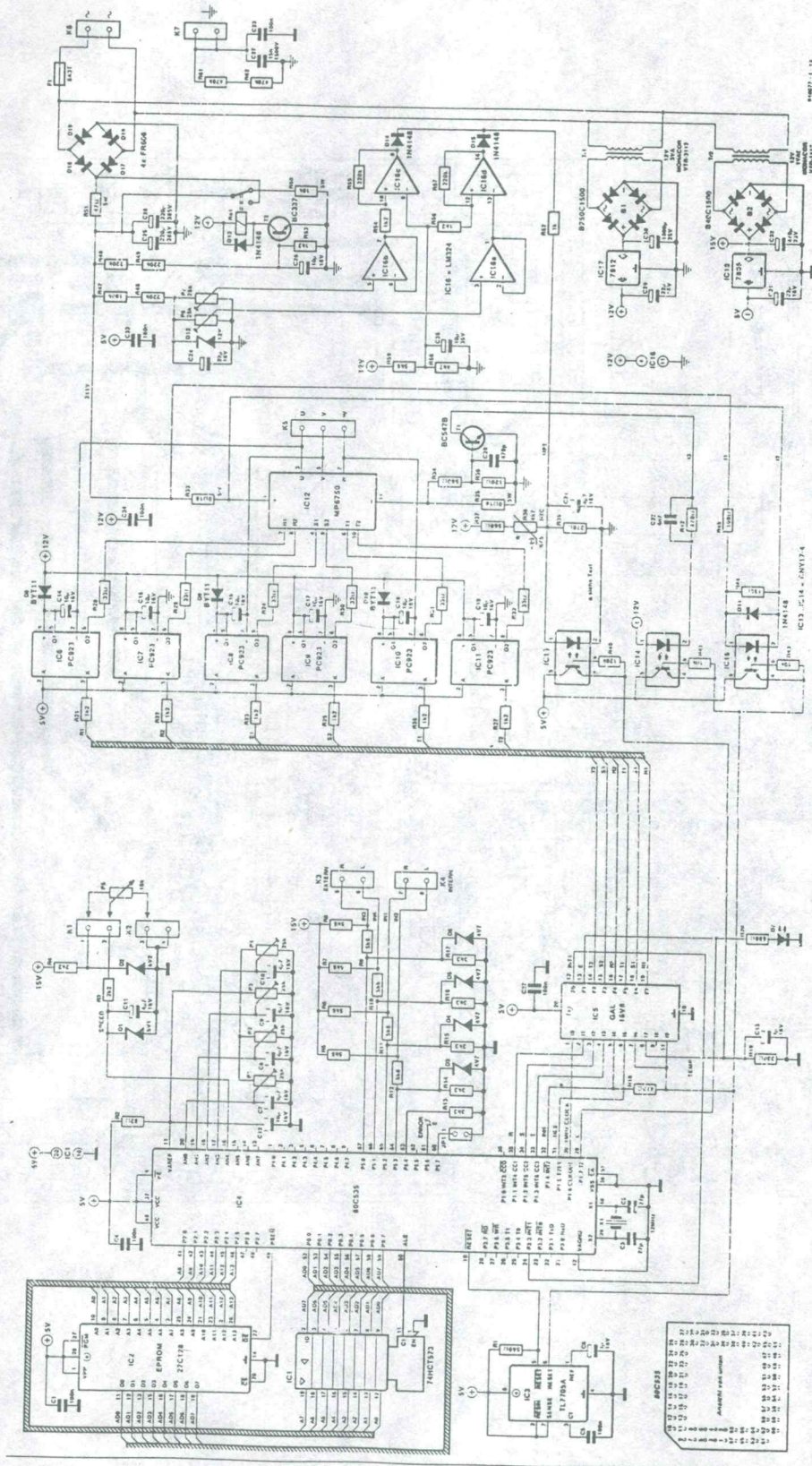
**En el equipo hay tensiones peligrosas en la parte de potencia también cuando se ha desconectado de la red. No toca a los condensadores antes de haber descargado.**

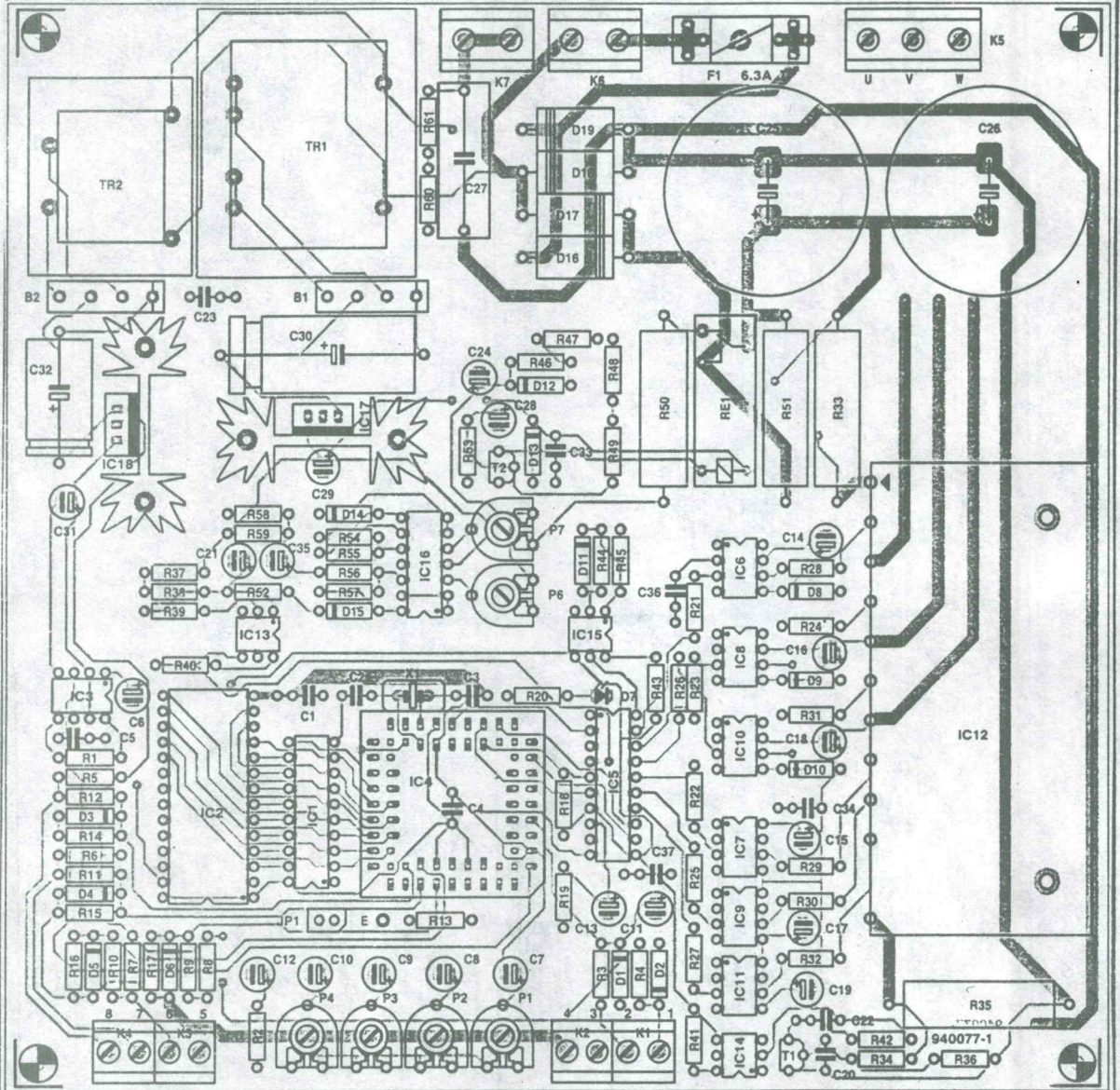
También hay dos diferentes potenciales de masa. La masa de 5 V es conectado con el potencial de la línea de protección (PEN). ( Un cable entre borne 4 y K2 y K7 ). La masa de la fuente de 12 V de la parte de potencia esta via el rectificador conectado con la red de alta tensión.

**Entonces existe una tensión peligroso entre ambas masas.**

2







**Stückliste**
**Widerstände:**

R1, R34, R37 = 560 Ω  
 R2 = 82 Ω  
 R3, R4 = 2k2  
 R5...R12, R59 = 5k6  
 R13...R17 = 3k3  
 R18 = 470 Ω  
 R19 = 330 Ω  
 R = 680 Ω  
 R<sub>1</sub>...R23, R25...R27, R53, R54, R56 = 1k2  
 R24, R28...R32 = 33 Ω  
 R33, R35 = 0Ω18/5 W  
 R36 = 120 Ω  
 R38 = 4K7 NTC K45 (mit Gewindeanschluß oder mit Schrauböse)  
 R39 = 270 Ω  
 R40 = 120 k  
 R41 = 10 k  
 R42 = 470 Ω  
 R43 = 10 k  
 R44 = 180 Ω  
 R45 = 100 Ω  
 R46, R48, R49, R55, R57 = 220 k  
 R47 = 180 k  
 R50 = 10 k/5 W  
 R51 = 47 Ω/5 W  
 R52 = 1 k  
 R58 = 4k7  
 R60, R61 = 470 k  
 P1...P4, P6, P7 = 25 k Trimpoti  
 P5 = 10 k linear

**Kondensatoren:**

C1, C5, C23, C33, C34, C36, C37 = 100 n  
 C2, C3 = 27 p

C4 = 100 n (auf der Platinenunterseite)  
 C6, C13 = 1 μ/16 V  
 C7...C11, C21 = 4μ7/16 V stehend  
 C12, C14...C19, C24, C28, C35 = 10 μ/16 V stehend  
 C20 = 470 p  
 C22 = 4n7  
 C25, C26 = 220 μ/385 V stehend  
 C27 = 15 n/1500 V  
 C29, C31 = 22 μ/16 V stehend  
 C30 = 1000 μ/25 V  
 C32 = 470 μ/25 V

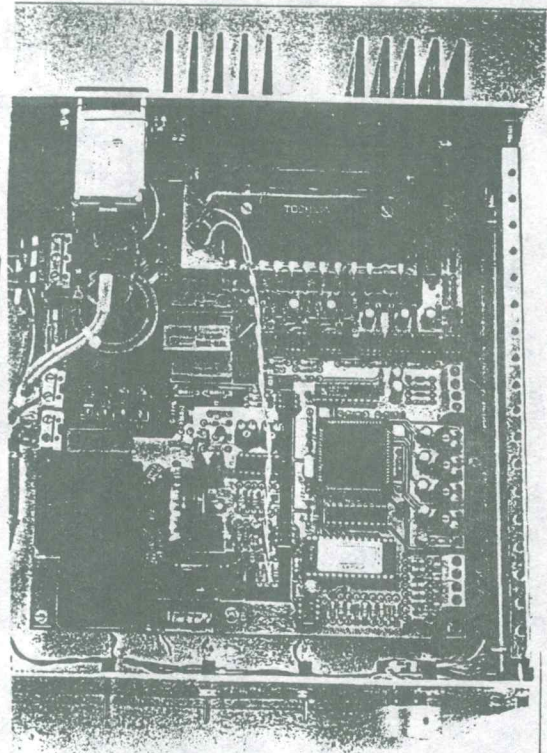
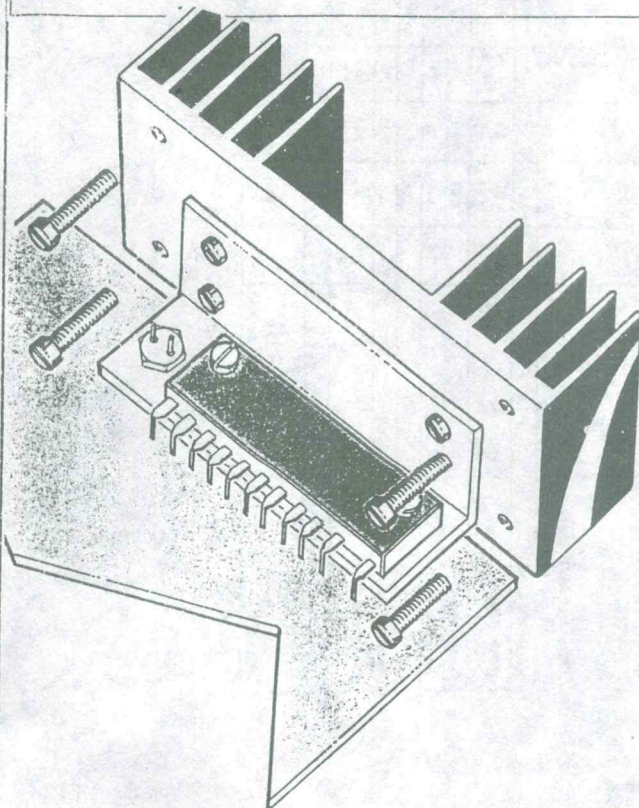
**Halbleiter:**

D1 = Z-Diode 5,1 V/400 mW  
 D2 = Z-Diode 6,2 V/400 mW  
 D3...D6 = Z-Diode 4,7 V/400 mW  
 D7 = LED  
 D8...D10 = BYT11 (1000 V/150 ns) (SGS) oder BYV36E (Philips)  
 D11, D13...D15 = 1N4148  
 D12 = Z-Diode 12 V/400 mW  
 D16...D19 = FR606 (5 A/500 V)  
 B1 = B250C1500  
 B2 = B40C1500  
 T1 = BC547B  
 T2 = BC337  
 IC1 = 74HCT573  
 IC2 = 27C128 (EPS 946640-2)  
 IC3 = TL7705A CP (Texas Instruments)  
 IC4 = 80C535 (Siemens)  
 IC5 = GAL 16V8 (programmiert)  
 IC6...IC11 = PC923 (Sharp)  
 IC12 = MP6750 (Toshiba)  
 IC13...IC15 = CNY17-4 (Siemens)

IC16 = LM324  
 IC17 = 7812  
 IC18 = 7805

**Außerdem:**

JP1 = 2-poliger Jumper  
 K1...K4 = 2-polige Platinenlusterklemme, RM5  
 K5 = 3-polige Platinenlusterklemme, RM7,5  
 K6, K7 = 2-polige Platinenlusterklemme, RM7,5  
 X1 = Quarz 12-MHz  
 F1 = Sicherung 6,3 A träge mit Sicherungehalter  
 Re1 = 12-V-Relais 1-um (z.B. Siemens V23057 B2 A201)  
 Tr1 = Netztrafo, sek. 12 V/3 VA (z.B. Monacor VTR-3112, Velleman 1120038M oder Block VR-3112)  
 Tr2 = Netztrafo, sek. 12 V/1,5 VA (z.B. Monacor VTR-1112, Velleman 1120018M oder Block VR-1112)  
 1 Netzschalter mit Signallampe (>3 A)  
 2 Kühlkörper SK104 (37,5 mm hoch) für IC17 und IC18  
 1 Kühlkörper für IC12 (SK68, Höhe 75 mm, oder SWP40, Länge 100 mm und SK04, Höhe 75 mm)  
 1 Gehäuse (z.B. Telet LC1050)  
 1 Netzeingangsbuchse mit EMI-Filter (> 3 A)  
 1 CEE-Anbaudose nach DIN 49462/63, VDE 0623, CEE 17 oder ICE 309  
 1 Paket 940077-C, bestehend aus Platine, programmierem GAL und EPROM





## LM555/LM555C Timer

### General Description

The LM555 is a highly stable device for generating accurate time delays or oscillation. Additional terminals are provided for triggering or resetting if desired. In the time delay mode of operation, the time is precisely controlled by one external resistor and capacitor. For astable operation as an oscillator, the free running frequency and duty cycle are accurately controlled with two external resistors and one capacitor. The circuit may be triggered and reset on falling waveforms, and the output circuit can source or sink up to 200 mA or drive TTL circuits.

- Adjustable duty cycle
- Output can source or sink 200 mA
- Output and supply TTL compatible
- Temperature stability better than 0.005% per °C
- Normally on and normally off output

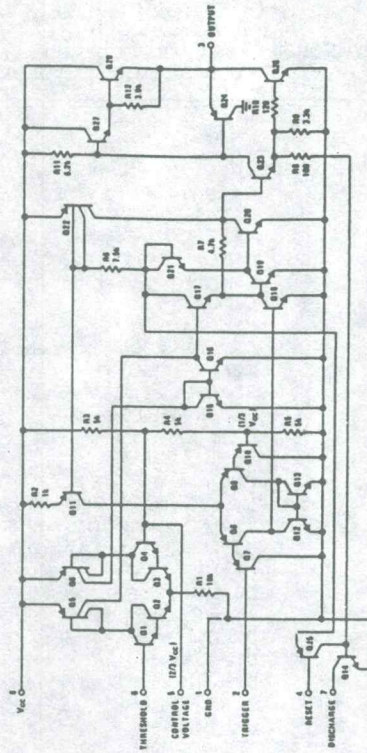
### Applications

- Precision timing
- Pulse generation
- Sequential timing
- Time delay generation
- Pulse width modulation
- Pulse position modulation
- Linear ramp generator

### Features

- Direct replacement for SE555/NE555
- Timing from microseconds through hours
- Operates in both astable and monostable modes

### Schematic Diagram



TL047851-1

LM555/LM555C

### Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage	+18V
Power Dissipation (Note 1)	760 mW
LM555H, LM555CH	1180 mW
Operating Temperature Ranges	0°C to +70°C
LM555C	-55°C to +125°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Soldering Information	280°C
Dual-In-Line Package	215°C
Small Outline Package	220°C
Vapor Phase (60 Seconds)	
Infrared (15 Seconds)	

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

### Electrical Characteristics (TA = 25°C, VCC = +5V to +15V, unless otherwise specified)

Parameter	Conditions	Limits			Units	
		LM555	LM555C	LM555C		
		Min	Max	Typ	Max	
Supply Voltage	VCC = 5V, RL = ∞	4.5	18	4.5	16	V
Supply Current	VCC = 15V, RL = ∞ (Low State) (Note 2)	3	5	3	6	mA
		10	12	10	15	mA
Timing Error, Monostable Initial Accuracy	RA = 1k to 100kΩ, C = 0.1 μF (Note 3)	0.5		1		%
Drift with Temperature		30		50		ppm/°C
Accuracy over Temperature		1.5		1.5		%
Drift with Supply		0.05		0.1		%/V
Timing Error, Astable Initial Accuracy	RA, RB = 1k to 100kΩ, C = 0.1 μF (Note 3)	1.5		2.25		%
Drift with Temperature		90		150		ppm/°C
Accuracy over Temperature		2.5		3.0		%
Drift with Supply		0.15		0.30		%/V
Threshold Voltage		0.667		0.667		x VCC
Trigger Voltage	VCC = 15V	4.8	5.2	5		V
	VCC = 5V	1.45	1.9	1.67		V
Trigger Current		0.01	0.5	0.5	0.9	μA
Reset Current		0.4	1	0.4	1	mA
Reset Voltage		0.1	0.4	0.1	0.4	mV
Threshold Current	(Note 4)	0.1	0.25	0.1	0.25	μA
Control Voltage Level	VCC = 15V	9.6	10.4	9	11	V
	VCC = 5V	2.9	3.8	2.6	3.33	V
Pin 7 Leakage Output High		1	100	1	100	nA
Pin 7 Sat (Note 5) Output Low	VCC = 15V, I <sub>T</sub> = 15 mA	~150	100	160	200	mV
Output Low	VCC = 4.5V, I <sub>T</sub> = 4.5 mA	70		80		mV

### Electrical Characteristics $T_A = 25^\circ\text{C}$ , $V_{CC} = +5\text{V}$ to $+15\text{V}$ (unless otherwise specified) (Continued)

Parameter	Conditions	LM555		LM555C		Units
		Min	Max	Min	Max	
Output Voltage Drop (Low)	$V_{CC} = 15\text{V}$	0.1	0.15	0.1	0.25	V
	$I_{\text{SINK}} = 10\text{mA}$	0.4	0.5	0.4	0.75	V
	$I_{\text{SINK}} = 50\text{mA}$	2	2.2	2	2.5	V
	$I_{\text{SINK}} = 100\text{mA}$	2.5		2.5		V
	$V_{CC} = 5\text{V}$	0.1	0.25	0.25	0.35	V
Output Voltage Drop (High)	$I_{\text{SOURCE}} = 200\text{mA}$ , $V_{CC} = 15\text{V}$	12.5	12.5	12.5	12.5	V
	$I_{\text{SOURCE}} = 100\text{mA}$ , $V_{CC} = 15\text{V}$	13	13.3	13.3	13.3	V
	$V_{CC} = 5\text{V}$	3	3.3	3.3	3.3	V
Rise Time of Output		100	100	100	100	ns
Fall Time of Output		100	100	100	100	ns

Note 1: For operating at elevated temperatures the device must be derated above  $25^\circ\text{C}$  based on a  $+150^\circ\text{C}$  maximum junction temperature and a thermal resistance of  $184^\circ\text{C/W}$  (TO-5),  $108^\circ\text{C/W}$  (DIP) and  $170^\circ\text{C/W}$  (SO-8) junction to ambient.

Note 2: Supply current when output high typically 1 mA less at  $V_{CC} = 5\text{V}$ .

Note 3: Tested at  $V_{CC} = 5\text{V}$  and  $V_{CC} = 15\text{V}$ .

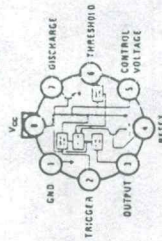
Note 4: This will determine the maximum value of  $R_A$  +  $R_B$  for 15V operation. The maximum total ( $R_A$  +  $R_B$ ) is 20 M $\Omega$ .

Note 5: No protection against excessive pin 7 current is necessary providing the package dissipation rating will not be exceeded.

Note 6: Refer to RELT555X drawing of military LM555H and LM555J versions for specifications.

### Connection Diagrams

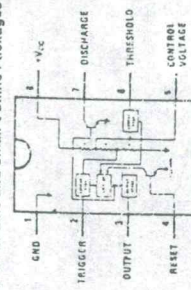
Metal Can Package



Top View

Order Number LM555H or LM555CH  
See NS Package Number H08C

Dual-In-Line and Small Outlining Packages



Top View

Order Number LM555J, LM555CJ,  
LM555CM or LM555CN  
See NS Package Number J08A, M05A or N08C

### Applications Information

#### MONOSTABLE OPERATION

In this mode of operation, the timer functions as a one-shot (Figure 1). The external capacitor is initially held discharged by a resistor inside the timer. Upon application of a negative trigger pulse of less than  $1/3 V_{CC}$  to pin 2, the flip flop is set, which both releases the short circuit across the capacitor and drives the output high.

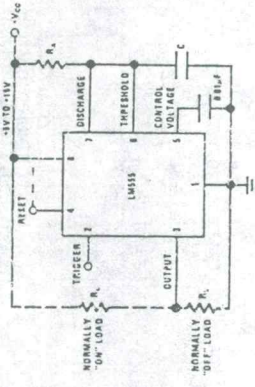


FIGURE 1. Monostable

The voltage across the capacitor then increases exponentially for a period of  $t = 1.1 R_A C$ , at the end of which time the voltage equals  $2/3 V_{CC}$ . The comparator then resets the flip-flop which in turn discharges the capacitor and drives the output to its low state. Figure 2 shows the waveforms generated in this mode of operation. Since the charge and the threshold level of the comparator are both directly proportional to supply voltage, the timing interval is independent of supply.

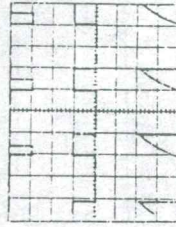


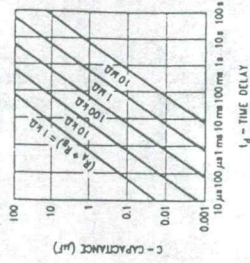
FIGURE 2. Monostable Waveform  
 $V_{CC} = 2\text{V}$   
 Top Trace: Input 5V/10V  
 Middle Trace: Output: 5V/5V  
 $R_A = 8.1\text{M}\Omega$   
 $C = 0.05\text{ }\mu\text{F}$

During the timing cycle when the output is high, the further application of a trigger pulse will not affect the circuit so long as the trigger input is returned high at least 10  $\mu\text{s}$  before the end of the timing interval. However, the circuit can be reset during this time by the application of a negative pulse to the reset terminal (pin 4). The output will then remain in the low state until a trigger pulse is again applied.

When the reset function is not in use, it is recommended that it be connected to  $V_{CC}$  to avoid any possibility of false triggering.

Figure 3 is a nomograph for easy determination of  $R_A$  values for various time delays.

NOTE: In monostable operation, the trigger should be driven high before the end of timing cycle.

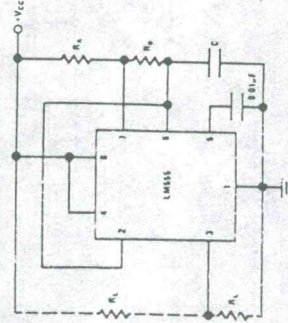


TLH7851-7

FIGURE 3. Time Delay

#### ASTABLE OPERATION

If the circuit is connected as shown in Figure 4 (pins 2 and 6 connected) it will trigger itself and free run as a multivibrator. The external capacitor charges through  $R_A$  +  $R_B$  and discharges through  $R_B$ . Thus the duty cycle may be precisely set by the ratio of these two resistors.



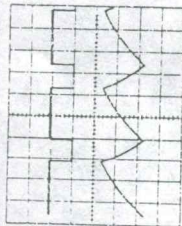
TLH7851-8

FIGURE 4. Astable

In this mode of operation, the capacitor charges and discharges between  $1/3 V_{CC}$  and  $2/3 V_{CC}$ . As in the triggered mode, the charge and discharge times, and therefore the frequency are independent of the supply voltage.

Applications Information (Continued)

Figure 5 shows the waveforms generated in this mode of operation.



TLH/7851-6  
 VCC = 5V  
 TIME = 20 μs/DIV  
 RA = 3.9 kΩ  
 RB = 3 kΩ  
 C = 0.01 μF

FIGURE 5. Astable Waveforms

The charge time (output high) is given by:

$$t_1 = 0.693 (R_A + R_B) C$$

$$\text{And the discharge time (output low) by: } t_2 = 0.693 (R_B) C$$

Thus the total period is:

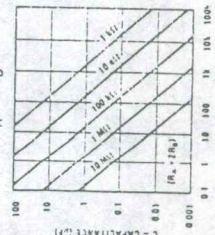
$$T = t_1 + t_2 = 0.693 (R_A + 2R_B) C$$

The frequency of oscillation is:

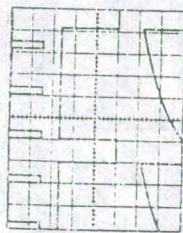
$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B) C}$$

Figure 6 may be used for quick determination of these RC values.

The duty cycle is:  $D = \frac{R_B}{R_A + 2R_B}$



TLH/7851-10  
 FREQUENCY DIVIDER  
 The monostable circuit of Figure 1 can be used as a frequency divider by adjusting the length of the timing cycle. Figure 7 shows the waveforms generated in a divide by three circuit.

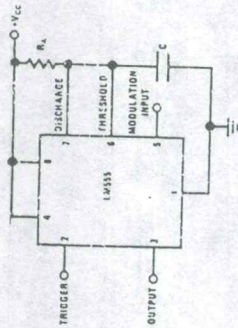


TLH/7851-11  
 VCC = 5V  
 Top Trace: Input 4V/DIV  
 TIME = 50 μs/DIV  
 Middle Trace: Output 2V/DIV  
 RA = 0.1 kΩ  
 Bottom Trace: Capacitor 2V/DIV  
 C = 0.01 μF

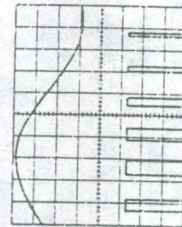
FIGURE 7. Frequency Divider

PULSE WIDTH MODULATOR

When the timer is connected in the monostable mode and triggered with a continuous pulse train, the output pulse width can be modulated by a signal applied to pin 5. Figure 8 shows the circuit, and in Figure 9 are some waveform examples.



TLH/7851-12  
 FIGURE 8. Pulse Width Modulator



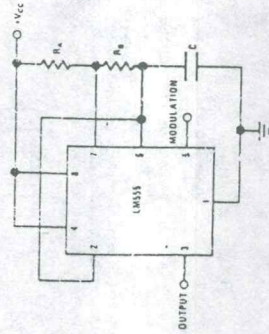
TLH/7851-13  
 VCC = 5V  
 Top Trace: Modulation 1V/DIV  
 TIME = 0.2 ms/DIV  
 Bottom Trace: Output Voltage 2V/DIV  
 RA = 9.1 kΩ  
 C = 0.01 μF

FIGURE 9. Pulse Width Modulator

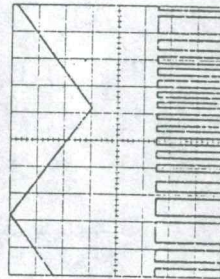
PULSE POSITION MODULATOR

This application uses the timer connected for stable operation, as in Figure 10, with a modulating signal again applied to the control voltage terminal. The pulse position varies with the modulating signal, since the threshold voltage and hence the time delay is varied. Figure 11 shows the waveforms generated for a linear ramp.

Applications Information (Continued)



TLH/7851-14  
 FIGURE 10. Pulse Position Modulator

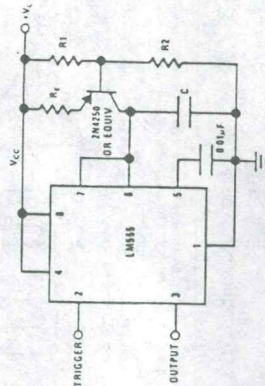


TLH/7851-15  
 VCC = 5V  
 Top Trace: Modulation Input 1V/DIV  
 TIME = 0.1 ms/DIV  
 Bottom Trace: Output 2V/DIV  
 RA = 3.3 kΩ  
 RB = 3 kΩ  
 C = 0.01 μF

FIGURE 11. Pulse Position Modulator

LINEAR RAMP

When the pullup resistor, RA, in the monostable circuit is replaced by a constant current source, a linear ramp is generated. Figure 12 shows a circuit configuration that will perform this function.

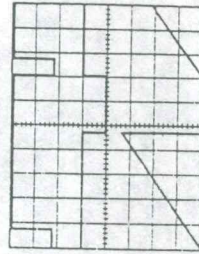


TLH/7851-16  
 FIGURE 12

Figure 13 shows waveforms generated by the linear ramp. The time interval is given by:

$$T = \frac{2/3 V_{CC} R_E (R_1 + R_2) C}{R_1 V_{CC} - V_{BE} (R_1 + R_2)}$$

$V_{BE} \approx 0.6V$



TLH/7851-17  
 VCC = 5V  
 Top Trace: Input 3V/DIV  
 TIME = 20 μs/DIV  
 Middle Trace: Output 5V/DIV  
 RE = 47 kΩ  
 Bottom Trace: Capacitor Voltage 1V/DIV  
 R1 = 100 kΩ  
 R2 = 2.7 kΩ  
 C = 0.01 μF

FIGURE 13. Linear Ramp

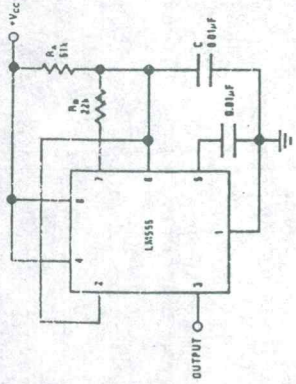
50% DUTY CYCLE OSCILLATOR

For a 50% duty cycle, the resistors RA and RB may be connected as in Figure 14. The time period for the out-

**Applications Information (Continued)**  
 pin 1) is the same as previous,  $t_1 = 0.693 R_A C$ . For the output low it is  $t_2 =$

$$\left[ \frac{R_A R_B}{R_A + R_B} \right] C \ln \left[ \frac{R_B + 2R_A}{2R_B - R_A} \right]$$

thus the frequency of oscillation is  $f = \frac{1}{t_1 + t_2}$



TLUH7451-16  
**FIGURE 14. 50% Duty Cycle Oscillator**

Note that this circuit will not oscillate if  $R_B$  is greater than  $1/2 R_A$ , because the junction of  $R_A$  and  $R_B$  cannot bring pin 2 down to  $1/3 V_{CC}$  and trigger the lower comparator.

**ADDITIONAL INFORMATION**

- Adequate power supply bypassing is necessary to protect associated circuitry. Minimum recommendation is 0.1  $\mu$ F in parallel with 1  $\mu$ F electrolytic.
- Lower comparator storage time can be as long as 10  $\mu$ s when pin 2 is driven fully to ground for triggering. This limits the monostable pulse width to 10  $\mu$ s minimum.
- Delay time reset to output is 0.47  $\mu$ s typical. Minimum reset pulse width must be 0.3  $\mu$ s, typical.
- Pin 7 current switches within 30 ns of the output (pin 3) voltage.



## LM139/239/339, LM139A/239A/339A, LM2901, LM3302 Low Power Low Offset Voltage Quad Comparators

### General Description

The LM139 series consists of four independent precision offset comparators with an offset voltage specification as low as 2 mV max for all four comparators. These were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage. These comparators also have a unique characteristic in that the input common-mode voltage range includes ground, even though operated from a single power supply voltage.

Application areas include limit comparators, simple analog-to-digital converters; pulse, squarewave and time delay generators; wide range VCO; MOS clock timers; multivibrators and high voltage digital logic gates. The LM139 series was designed to directly interface with TTL and CMOS. When operated from both plus and minus power supplies, they will directly interface with MOS logic—where the low power drain of the LM339 is a distinct advantage over standard comparators.

### Advantages

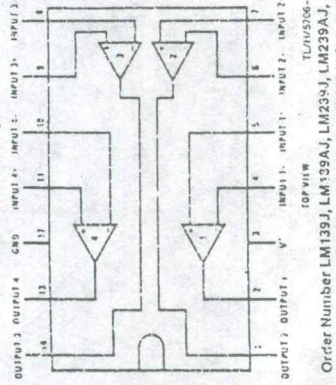
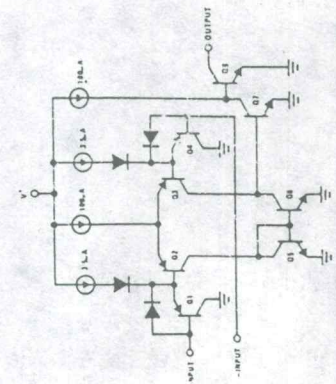
- High precision comparators
- Reduced  $V_{OS}$  drift over temperature

- Eliminates need for dual supplies
- Allows sensing near GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation

### Features

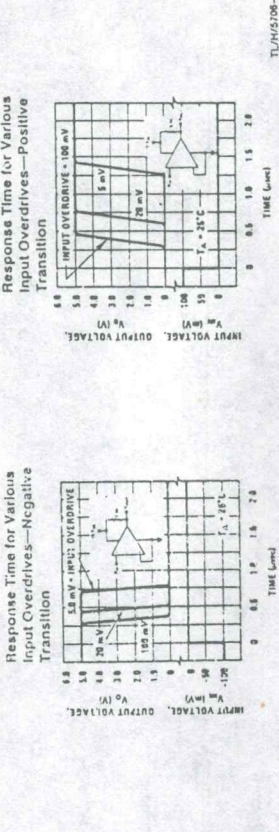
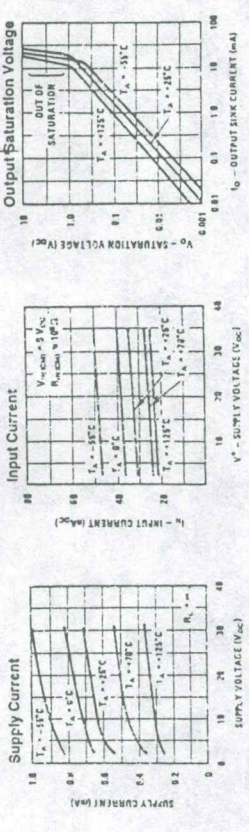
- Wide single supply voltage range of dual supplies: 2 V<sub>CC</sub> to 36 V<sub>CC</sub> or  $\pm 18$  V<sub>CC</sub> for LM139 series, LM2901, LM139A series, LM2901, LM3302
- Very low supply current drain (0.8 mA) — independent of supply voltage (2 mW/comparator at +5 V<sub>CC</sub>) or  $\pm 1$  V<sub>CC</sub> in  $\pm 14$  V<sub>CC</sub>
- Low input biasing current: 25 nA
- Low input offset current:  $\pm 5$  nA
- Low input offset voltage:  $\pm 3$  mV
- Input common-mode voltage range includes GND
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Low output saturation voltage: 250 mV at 4 mA
- Output voltage compatible with TTL, DTL, ECL, MOS and CMOS logic systems

### Schematic and Connection Diagrams

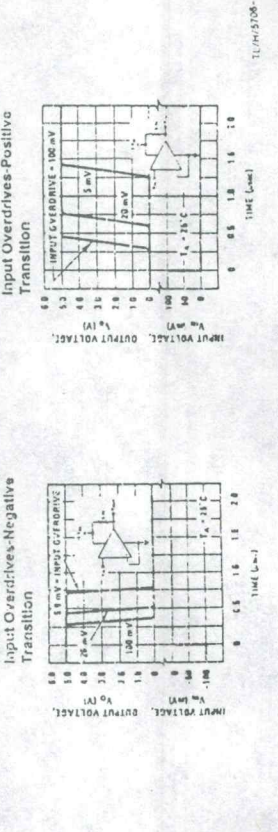
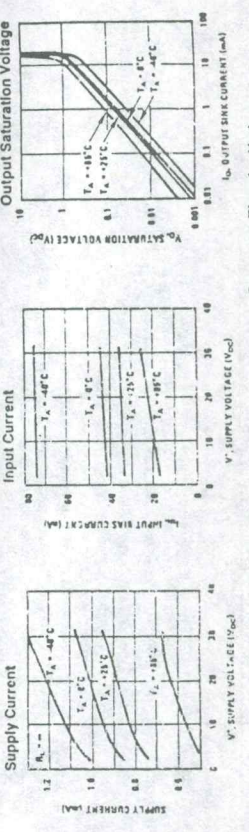


Order Number LM139J, LM139AJ, LM239J, LM239AJ, LM339J, LM339AJ, LM2901J or LM3302J  
See NS Package Number J14A  
Order Number LM339AM, LM339AM or LM2901M  
See NS Package Number M14A  
Order Number LM339N, LM339AN, LM2901N or LM3302N  
See NS Package Number H14A

### Typical Performance Characteristics LM139/LM239/LM339, LM139A/LM239A/LM339A, LM2901, LM3302



### Typical Performance Characteristics LM2901



### Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.(Note 10)

	LM139/LM239/LM339 LM139A/LM239A/LM339A		LM3302	LM139/LM239/LM339 LM139A/LM239A/LM339A		LM3302
	LM2901			LM2901		
Supply Voltage, V <sup>+</sup>	36 V <sub>DC</sub> or ±18 V <sub>DC</sub>		28 V <sub>DC</sub> or ±14 V <sub>DC</sub>	Operating Temperature Range		-40°C to +85°C
Differential Input Voltage (Note 8)	36 V <sub>DC</sub>		28 V <sub>DC</sub>	LM339/LM339A		0°C to +70°C
Input Voltage	-0.3 V <sub>DC</sub> to +36 V <sub>DC</sub>		-0.3 V <sub>DC</sub> to +28 V <sub>DC</sub>	LM239/LM239A		-25°C to +85°C
Power Dissipation (Note 1)	Molded DIP		1050 mW	LM2901		-40°C to +85°C
	Cavity DIP		1190 mW	LM139/LM139A		-55°C to +125°C
	Small Outline Package		760 mW	Soldering Information		
				Dual-In-Line Package		
Output Short-Circuit to GND, (Note 2)	Continuous		Continuous	Soldering (10 seconds)		260°C
				Small Outline Package		260°C
Input Current (V <sub>IN</sub> < -0.3 V <sub>DC</sub> ), (Note 3)	50 mA		50 mA	Vapor Phase (60 seconds)		215°C
				Infrared (15 seconds)		220°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C		-65°C to +150°C	See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.		
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	260°C		260°C	ESD rating to be determined.		

### Electrical Characteristics (V<sup>+</sup> = 5 V<sub>DC</sub>, T<sub>A</sub> = 25°C, unless otherwise stated)

Parameter	Conditions	LM139A		LM239A, LM339A		LM139		LM239, LM339		LM2901		LM3302		Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage (Note 9)		±1.0	±2.0	±1.0	±2.0	±2.0	±5.0	±2.0	±5.0	±3	±20	±3	±20	mV <sub>DC</sub>
Input Bias Current	I <sub>IN(+)</sub> or I <sub>IN(-)</sub> with Output in Linear Range, (Note 5), V <sub>CM</sub> = 0V	25	100	25	250	25	100	25	250	25	250	25	500	nA <sub>DC</sub>
Input Offset Current	I <sub>IN(+)</sub> - I <sub>IN(-)</sub> , V <sub>CM</sub> = 0V	±3.0	±25	±5.0	±50	±3.0	±25	±5.0	±50	±5	±50	±3	±100	nA <sub>DC</sub>
Input Common-Mode Voltage Range (Note 6)	V <sup>+</sup> = 36 V <sub>DC</sub> (LM3302, V <sup>+</sup> = 28 V <sub>DC</sub> )	0	V <sup>+</sup> - 1.5	0	V <sup>+</sup> - 1.5	0	V <sup>+</sup> - 1.5	0	V <sup>+</sup> - 1.5	0	V <sup>+</sup> - 1.5	0	V <sup>+</sup> - 1.5	V <sub>DC</sub>
Supply Current	R <sub>L</sub> = ∞ on all Comparators, R <sub>L</sub> = ∞, V <sup>+</sup> = 36V, (LM3302, V <sup>+</sup> = 28 V <sub>DC</sub> )	0.8	2.0	0.8	2.0	0.8	2.0	0.8	2.0	0.8	2.0	0.8	2.0	mA <sub>DC</sub>
Voltage Gain	R <sub>L</sub> ≥ 15 kΩ, V <sup>+</sup> = 15 V <sub>DC</sub>	50	200	50	200	50	200	50	200	25	100	2	30	V/m
	V <sub>O</sub> = 1 V <sub>DC</sub> to 11 V <sub>DC</sub>													
Large Signal Response Time	V <sub>IN</sub> = TTL Logic Swing, V <sub>REF</sub> = 1.4 V <sub>DC</sub> , V <sub>RL</sub> = 5 V <sub>DC</sub> , R <sub>L</sub> = 5.1 kΩ,	300		300		300		300		300		300		ns
Response Time	V <sub>RL</sub> = 5 V <sub>DC</sub> , R <sub>L</sub> = 5.1 kΩ, (Note 7)	1.3		1.3		1.3		1.3		1.3		1.3		μs
Output Sink Current	V <sub>IN(-)</sub> = 1 V <sub>DC</sub> , V <sub>IN(+)</sub> = 0, V <sub>O</sub> ≥ 1.5 V <sub>DC</sub>	6.0	16	6.0	16	6.0	15	6.0	16	6.0	16	6.0	16	mA <sub>DC</sub>

### Electrical Characteristics (V<sup>+</sup> = 5 V<sub>DC</sub>, T<sub>A</sub> = 25°C, unless otherwise stated) (Continued)

Parameter	Conditions	LM139A			LM239A, LM339A			LM139			LM239, LM339			LM2901			LM3302			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Saturation Voltage	V <sub>IN(-)</sub> = 1 V <sub>DC</sub> , V <sub>IN(+)</sub> = 0, I <sub>SINK</sub> ≤ 4 mA	250	400		250	400		250	400		250	400		250	400		250	500		mV <sub>DC</sub>
Output Leakage Current	V <sub>IN(+)</sub> = 1 V <sub>DC</sub> , V <sub>IN(-)</sub> = 0, V <sub>O</sub> = 5 V <sub>DC</sub>	0.1			0.1			0.1			0.1			0.1			0.1			nA <sub>DC</sub>

### Electrical Characteristics (V<sup>+</sup> = 5.0 V<sub>DC</sub>, Note 4)

Parameter	Conditions	LM139A			LM239A, LM339A			LM139			LM239, LM339			LM2901			LM3302			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage (Note 9)		±4.0			±4.0			±9.0			±9.0			±9	±15				±40	mV <sub>DC</sub>
Input Offset Current	I <sub>IN(+)</sub> - I <sub>IN(-)</sub> , V <sub>CM</sub> = 0V	±100			±150			±100			±150			±50	±200				±300	nA <sub>DC</sub>
Input Bias Current	I <sub>IN(+)</sub> or I <sub>IN(-)</sub> with Output in Linear Range, V <sub>CM</sub> = 0V (Note 5)	300			400			300			400			200	500				1000	nA <sub>DC</sub>
Input Common-Mode Voltage Range (Note 6)	V <sup>+</sup> = 30 V <sub>DC</sub> (LM3302, V <sup>+</sup> = 28 V <sub>DC</sub> )	0	V <sup>+</sup> - 2.0		0	V <sup>+</sup> - 2.0		0	V <sup>+</sup> - 2.0		V <sup>+</sup> - 2.0			0	V <sup>+</sup> - 2.0			0	V <sup>+</sup> - 2.0	V <sub>DC</sub>
Saturation Voltage	V <sub>IN(-)</sub> = 1 V <sub>DC</sub> , V <sub>IN(+)</sub> = 0, I <sub>SINK</sub> ≤ 4 mA				700			700			700			400	700				700	mV <sub>DC</sub>
Output Leakage Current	V <sub>IN(+)</sub> = 1 V <sub>DC</sub> , V <sub>IN(-)</sub> = 0, V <sub>O</sub> = 30 V <sub>DC</sub> (LM3302, V <sub>O</sub> = 28 V <sub>DC</sub> )				1.0			1.0			1.0			1.0					1.0	μA <sub>DC</sub>
Differential Input Voltage	Keep all V <sub>IN</sub> 's ≥ 0 V <sub>DC</sub> (or V <sup>-</sup> , if used), (Note 8)				36			36			36			36					28	V <sub>DC</sub>

Note 1: For operating at high temperatures, the LM339/LM339A, LM2901, LM3302 must be derated based on a 125°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 80°C/W which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still air ambient. The LM239 and LM139 must be derated based on a 150°C maximum junction temperature. The low bias dissipation and the "ON-OFF" characteristic of the outputs keeps the chip dissipation very small (P<sub>D</sub> ≤ 100 mW), provided the output transistors are allowed to saturate.

Note 2: Short circuits from the output to V<sup>+</sup> can cause excessive heating and eventual destruction. When considering short circuits to ground, the maximum output current is approximately 20 mA, independent of the magnitude of V<sup>+</sup>. Note 3: This input current will only exist when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistors becoming forward biased and thereby acting as input diode clamps. In addition to this diode action, there is also lateral NPN parasitic transistor action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltages of the comparators to go to the V<sup>+</sup> voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration that an input is driven negative. This is not destructive and normal output states will re-establish when the input voltage, which was negative, again returns to a value greater than -0.3 V<sub>DC</sub> (at 25°C).

Note 4: These specifications are limited to -55°C ≤ T<sub>A</sub> ≤ +125°C, for the LM139/LM139A. With the LM239/LM239A, all temperature specifications are limited to -25°C ≤ T<sub>A</sub> ≤ +85°C, the LM339/LM339A temperature specifications are limited to 0°C ≤ T<sub>A</sub> ≤ +70°C, and the LM2901, LM3302 temperature range is -40°C ≤ T<sub>A</sub> ≤ +85°C.

Note 5: The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the reference or input lines.

Note 6: The input common-mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V. The upper end of the common-mode voltage range is V<sup>+</sup> - 1.5V at 25°C, but either or both inputs can go to +30 V<sub>DC</sub> without damage (25V for LM3302), independent of the magnitude of V<sup>+</sup>.

Note 7: The response time specified is a 100 mV input step with 5 mV overdrive. For larger overdrive signals 300 ns can be obtained, see typical performance characteristics section.

Note 8: Positive excursions of input voltage may exceed the power supply level. As long as the other voltage remains within the common-mode range, the comparator will provide a proper output state. The low input voltage state must not be less than -0.3 V<sub>DC</sub> (or 0.3 V<sub>DC</sub> below the magnitude of the negative power supply, if used) (at 25°C).

Note 9: At output-switch point, V<sub>O</sub> = 1.4 V<sub>DC</sub>, R<sub>S</sub> = 0Ω with V<sup>+</sup> from 5 V<sub>DC</sub> to 30 V<sub>DC</sub> and over the full input common-mode range (0 V<sub>DC</sub> to V<sup>+</sup> - 1.5 V<sub>DC</sub>), at 25°C. For LM3302, V<sup>+</sup> from 5 V<sub>DC</sub> to 28 V<sub>DC</sub>.

### Application Hints

The LM139 series are high gain, wide bandwidth devices which, like most comparators, can easily oscillate if the output lead is inductively allowed to capacitively couple to the inputs via stray capacitance. This shows up only during the output voltage transition intervals as the comparator changes states. Power supply bypassing is not required to solve this problem. Standard PC board layout is helpful as it reduces stray input-output coupling. Reducing this input resistors to < 10 k $\Omega$  reduces the feedback signal levels and finally, adding even a small amount (1 to 10 mV) of positive feedback (hysteresis) causes such a rapid transition that oscillations due to stray feedback are not possible. Simply socketing the IC and attaching resistors to the pins will cause input-output oscillations during the small transition intervals unless hysteresis is used. If the input signal is a pulse waveform, with relatively fast rise and fall times, hysteresis is not required.

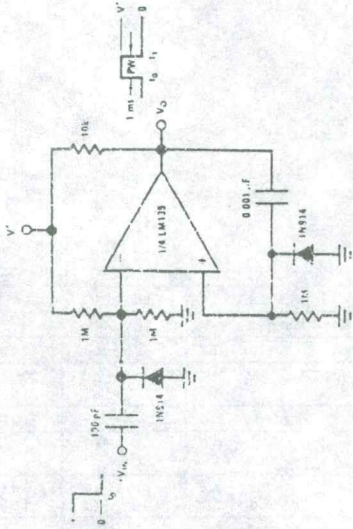
All pins of any unused comparators should be grounded. The bias network of the LM139 series establishes a drain current which is independent of the magnitude of the power supply voltage over the range of from 2 V<sub>DC</sub> to 30 V<sub>DC</sub>. It is usually unnecessary to use a bypass capacitor across the power supply line.

The differential input voltage may be larger than V<sup>+</sup> without damaging the device. Protection should be provided to prevent the input voltages from going negative more than -0.3 V<sub>DC</sub> (at 25°C). An input clamp diode can be used as shown in the applications section.

The output of the LM139 series is the uncommitted collector of a ground-emitter NPN output transistor. Many collectors can be tied together to provide an output OR'ing function. An output pull-up resistor can be connected to any available power supply voltage within the permitted supply voltage range and there is no restriction on this voltage due to the magnitude of the voltage which is applied to the V<sup>+</sup> terminal of the LM139A package. The output can also be used as a simple SPST switch to ground (which a pull-up resistor is not used). The amount of current which the output device can sink is limited by the drive available (which is independent of V<sup>+</sup>) and the  $\beta$  of this device. When the maximum current limit is reached (approximately 15 mA), the output transistor will come out of saturation and the output voltage will rise very rapidly. The output saturation voltage is limited by the approximately 60 $\Omega$  R<sub>SAT</sub> of the output transistor. The low offset voltage of the output transistor (1 mV) allows the output to clamp essentially to ground level for small load currents.

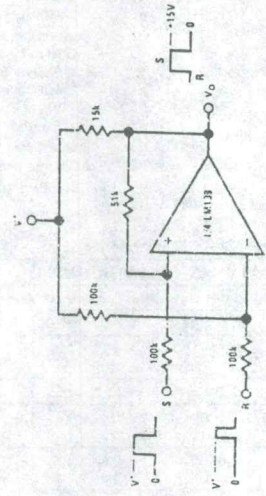
### Typical Applications (V<sup>+</sup> = 15 V<sub>DC</sub>) (Continued)

One-Shot Multivibrator



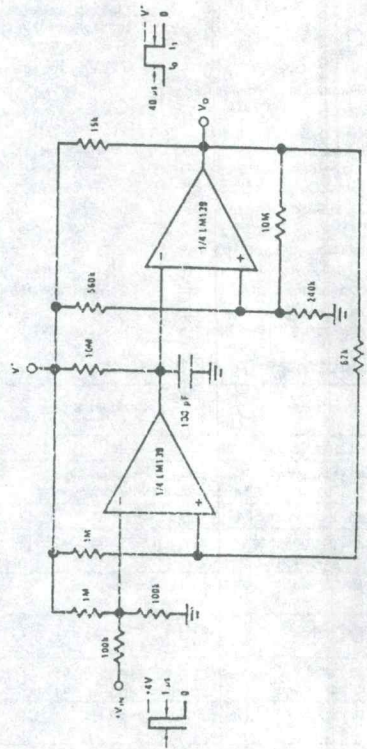
TL/H/5706-10

Bi-Stable Multivibrator



TL/H/5706-11

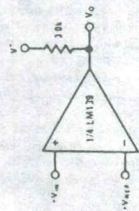
One-Shot Multivibrator with Input Lock Out



TL/H/5706-12

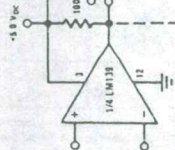
### Typical Applications (V<sup>+</sup> = 5.0 V<sub>DC</sub>)

Basic Comparator



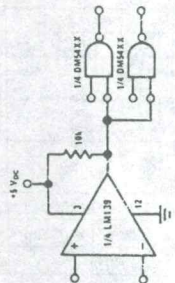
TL/H/5706-3

Driving CMOS



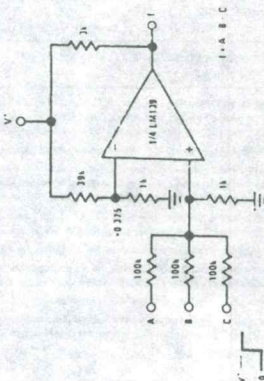
TL/H/5706-4

Driving TTL



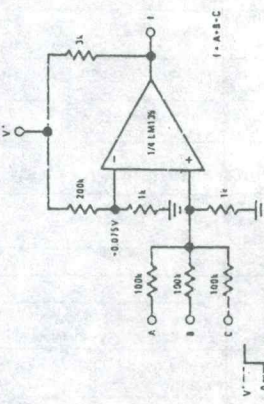
TL/H/5706-5

AND Gate



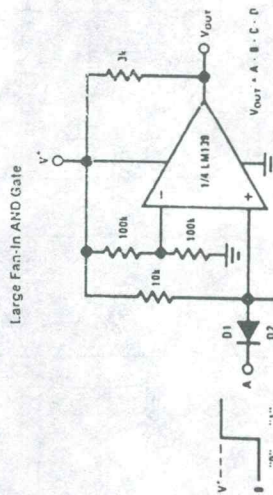
TL/H/5706-6

OR Gate



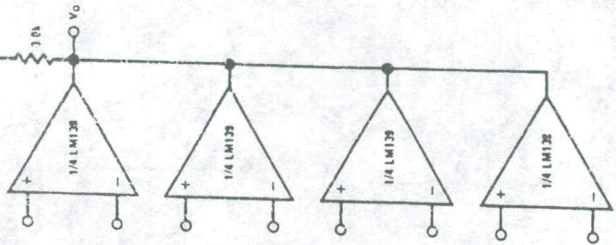
TL/H/5706-9

Typical Applications ( $V^+ = 15 V_{CC}$ ) (Continued)



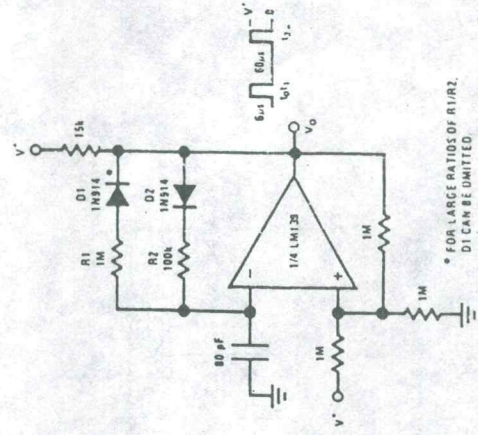
TLH/5208-13

ORing the Outputs



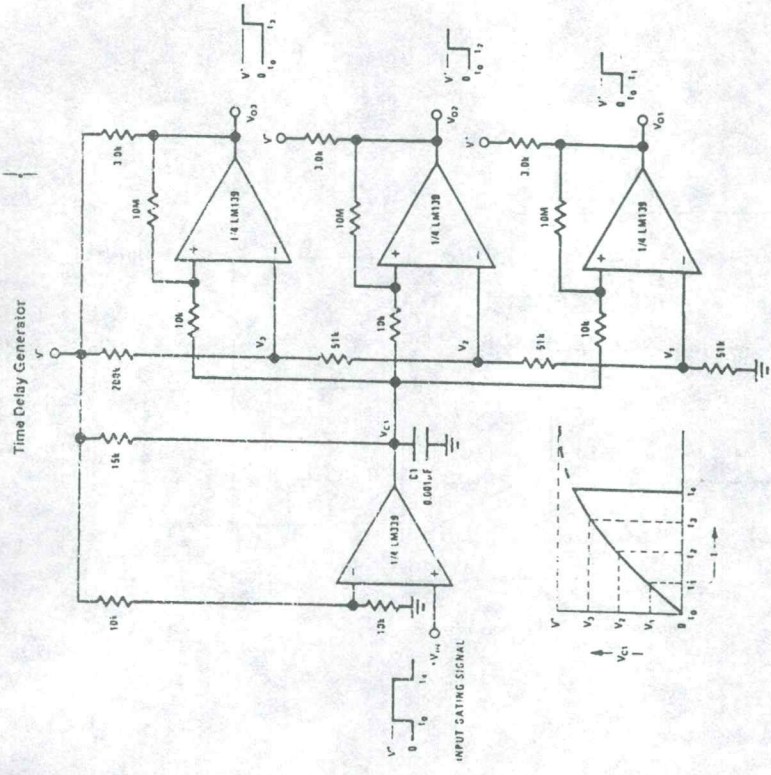
TLH/5208-15

Pulse Generator



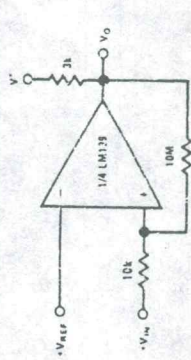
TLH/5208-17

Typical Applications ( $V^+ = 15 V_{CC}$ ) (Continued)



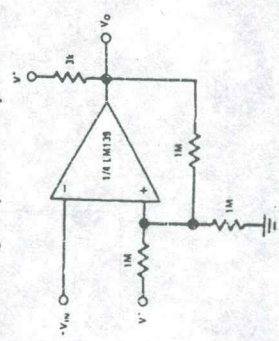
TLH/5206-14

Non-inverting Comparator with Hysteresis



TLH/5208-18

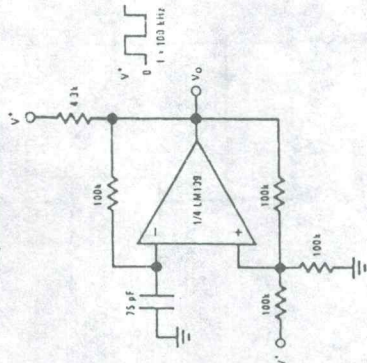
Inverting Comparator with Hysteresis



TLH/5206-19

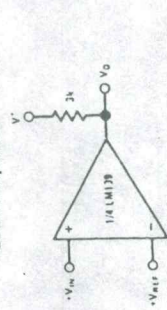
Typical Applications ( $V_T = 15 V_{DD}$ ) (Continued)

Squarewave Oscillator



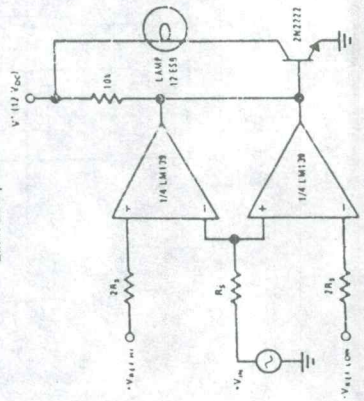
TUM5706-16

Basic Comparator



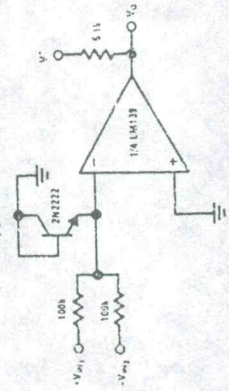
TUM5706-21

Limit Comparator



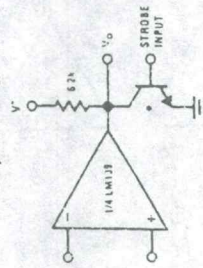
TUM5706-24

Comparing Input Voltages of Opposite Polarity



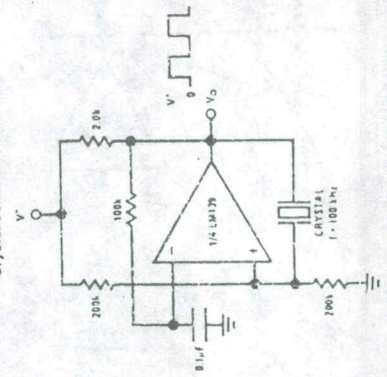
TUM5706-20

Output Strobing



TUM5706-22

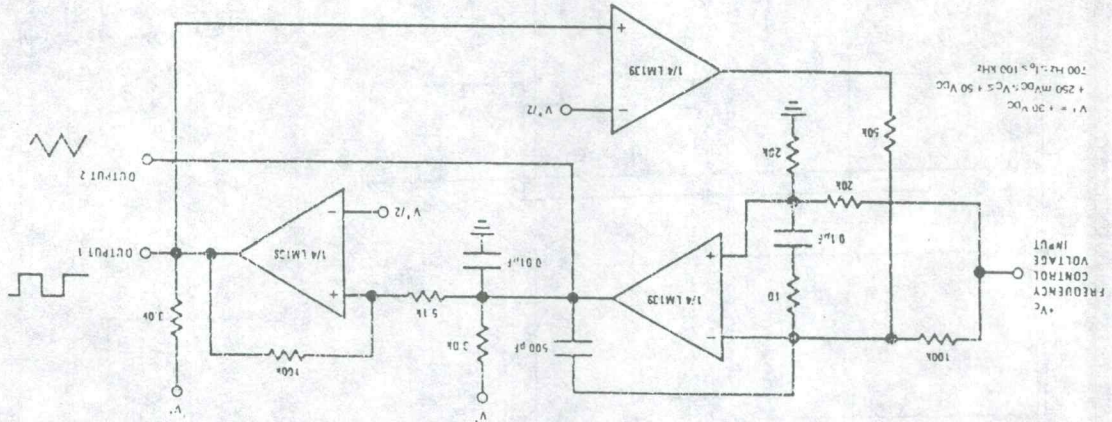
Crystal Controlled Oscillator



TUM5706-23

Typical Applications ( $V_T = 15 V_{DD}$ ) (Continued)

Two-Decade High-Frequency VCO



TUM5706-25



# ZN428E-8/J-8

## APPLICATIONS

### 1) Unipolar D to A Converter

The nominal output range of the ZN428 is 0 to  $V_{REF}$  through a 4 k $\Omega$  resistance. Other output ranges can readily be obtained by using an external amplifier.

The general scheme (Fig. 6) is suitable for amplifiers with input bias currents less than 1.5  $\mu$ A. The resulting full scale range is given by

$$V_{OUT} FS = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_{REF IN} = G \cdot V_{REF IN}$$

The impedance at the inverting input is  $R_1 // R_2$  and for low drift with temperature this parallel combination should be equal to the ladder resistance (4 k $\Omega$ ). The required nominal values of  $R_1$  and  $R_2$  are given by  $R_1 = 4G$  k $\Omega$  and  $R_2 = 4G/(G-1)$  k $\Omega$ .

Using these relationships a table of nominal resistance values for  $R_1$  and  $R_2$  can be constructed for  $V_{REF IN} = 2.5$  volts.

Output Range	G	$R_1$	$R_2$
+5V	2	8k $\Omega$	8k $\Omega$
+10V	4	16k $\Omega$	6.33k $\Omega$

For gain setting  $R_1$  is adjusted about its nominal value. Practical circuit realisations (including amplifier stabilising components) for +5V and +10V output ranges are given in Fig. 7. Settling time for a major transition is 1.5  $\mu$ s typical.

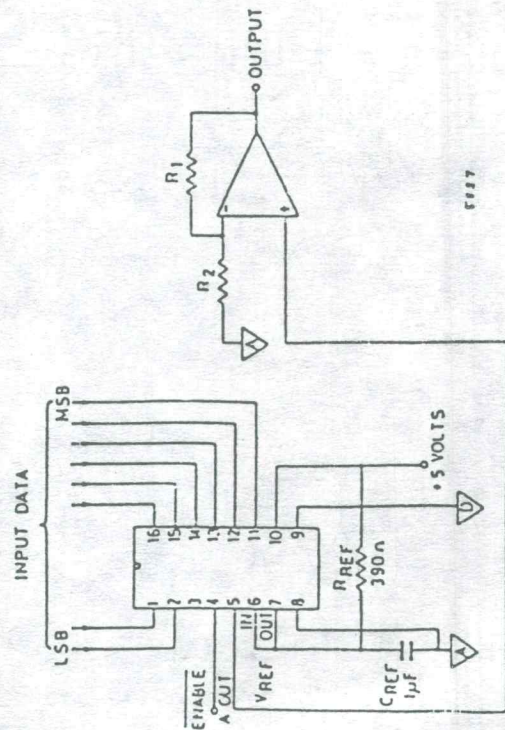


Fig. 6. Unipolar operation - Buffer Circuit



ZN428E-8  
ZN428J-8

## 8 Bit Latched Input Monolithic D to A Converter

### FEATURES

- Contains DAC with data latch and on-chip reference.
- Guaranteed monotonic over the full operating temperature range
- Single -1.5V supply ● Microprocessor compatible
- TTL and 5V CMOS compatible
- 800 ns settling time ● Complementary to ZN427 A to D Series
- ZN428E-8 Commercial temperature range 0°C to +70°C
- ZN428J-8 Military temperature range -55°C to +125°C

### GENERAL DESCRIPTION

The ZN428 is a Monolithic 8 bit D to A converter with input latches to facilitate updating from a data bus. The latch is transparent when Enable is LOW and the data is held when Enable is taken HIGH. The ZN428 also contains a 2.5 volt reference the use of which is pin optional to retain flexibility. An external fixed or varying reference may therefore be substituted.

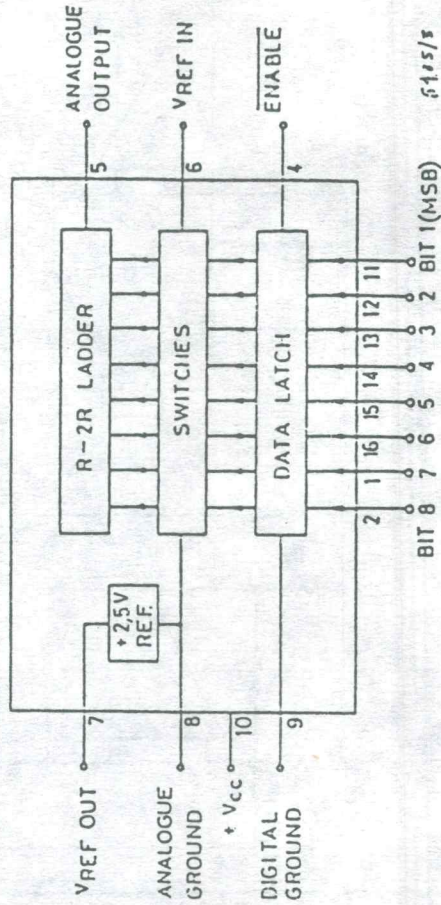


Fig. 1 SYSTEM DIAGRAM



# LINEAR INTEGRATED CIRCUITS



## ADVANCE DATA

- DUAL FULL-BRIDGE DRIVER**
- POWER SUPPLY VOLTAGE UP TO 46V
  - TOTAL DC CURRENT UP TO 4A
  - LOW SATURATION VOLTAGE
  - OVERTEMPERATURE PROTECTION
  - LOGICAL "0" INPUT VOLTAGE UP TO 1.5V (HIGH NOISE IMMUNITY)

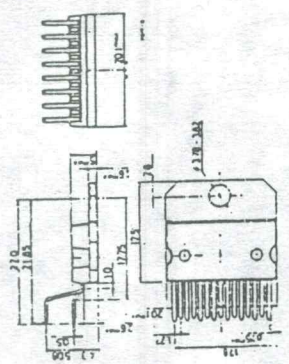
The L298 is an integrated monolithic circuit in a 15-lead Multiwatt<sup>®</sup> package. It is a high voltage, high current dual full-bridge driver designed to accept standard TTL logic levels and drive inductive loads such as relays, solenoids, DC and stepping motors. Two inhibit inputs are provided to disable the device independently of the input signals. The emitters of the lower transistors of each bridge are connected together and the corresponding external terminal can be used for the connection of an external sensing resistor. An additional supply input is provided so that the logic works at a lower voltage.

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

$V_{cc}$	50	V
$V_{cc}$	7	V
$V_{in}$ , $V_{inb}$	-0.3 to 7	V
$I_o$	3	A
	2.5	A
	2	A
	-1 to 2.3	V
$V_{ams}$	25	W
$P_{tot}$	-40 to 150	°C
$T_{stg}$ , $T_j$		

ORDERING NUMBER: L298

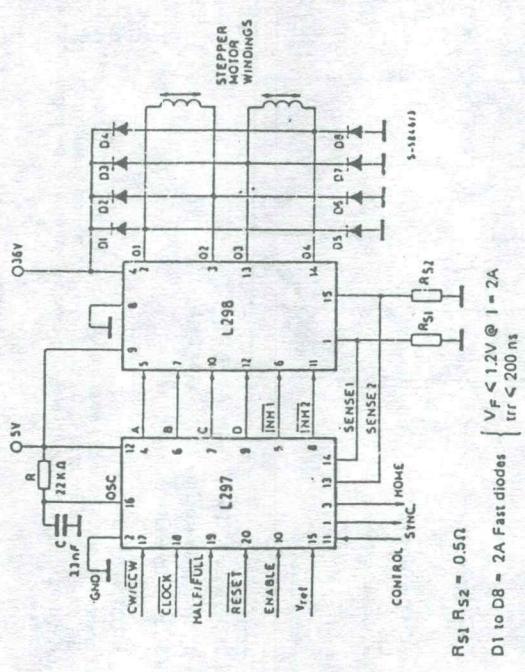
### MECHANICAL DATA



## APPLICATION INFORMATION

Two phase bipolar stepper motor control circuit  
This circuit drives bipolar stepper motors with winding currents up to 2A. The diodes are fast 2A types.

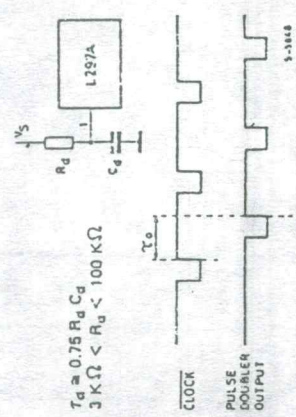
Fig. 2



$R_{S1} R_{S2} = 0.5\Omega$

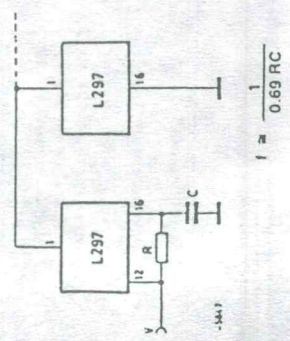
$D1 \text{ to } D8 = 2A \text{ Fast diodes}$   
 $V_F < 1.2V @ I = 2A$   
 $t_{rr} < 200 \text{ ns}$

Fig. 4 - Pulse doubler (L297A)



$T_d = 0.75 R_d C_d$   
 $3 K\Omega < R_d < 100 K\Omega$

Fig. 3 - Synchronising L297s

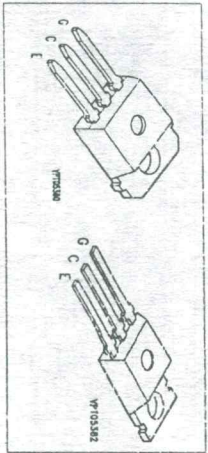


$T = 0.69 RC$

IGBT Transistors

BUP 200  
BUP 300

- N channel
- MOS input (voltage-controlled)
- Low forward voltage drop
- High switching speed
- Very low tail current
- Low temperature sensitivity
- Avalanche-rated
- Latch-up-free
- Suitable free wheeling diode on request



Type	$V_{CE}$	$I_C$	Package <sup>1)</sup>	Ordering Code
BUP 200	1200 V	3.5 A	TO-220 AB	C67078-A4400-A2
BUP 300	1200 V	3.5 A	TO-218 AA	C67078-A4203-A2

Maximum Ratings

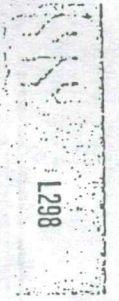
Parameter	Symbol	Values	Unit
Continuous collector current, $T_C = 25^\circ\text{C}$ $T_C = 90^\circ\text{C}$	$I_C$	3.5 2.5	A
Pulsed collector current, $T_C = 90^\circ\text{C}$	$I_{C\text{ pul}}$	5	A
Repetitive avalanche current, $T_{\text{max}} = 150^\circ\text{C}$	$I_{AV}$	0.3	A
Avalanche energy, single pulse $I_C = 1.5\text{ A}$ , $V_{CE} = 24\text{ V}$ , $R_{thC} = 25^\circ\text{C/W}$	$E_{AS}$	2	mJ
Collector-emitter voltage	$V_{CE}$	1200	V
Gate-emitter voltage	$V_{GE}$	1.20	V
Power dissipation, $T_C = 25^\circ\text{C}$	$P_{tot}$	50	W
Operating and storage temperature range	$T_j, T_{stg}$	-55 ... +150	°C

Thermal resistance	$R_{thJC}$	Values	Unit
DIN humidity category, DIN 40 040	-	5.25	K/W
IEC climatic category, DIN IEC 68-1	-	E	-
IGBT - Insulated Gate Bipolar Transistor	-	55/150/56	-

1) See chapter Package Outlines.

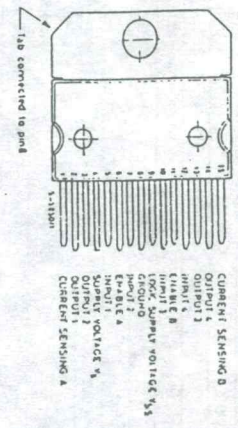
Electrical Characteristics  
at  $T_C = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Values			Unit
		min.	typ.	max.	
<b>Static characteristics</b>					
Collector-emitter breakdown voltage $V_{CE} = 0\text{ V}$ , $I_C = 0.5\text{ mA}$	$V_{(BR)CES}$	1200	-	-	V
Gate threshold voltage $V_{GE} = V_{CE}$ , $I_C = 0.1\text{ mA}$	$V_{GE(th)}$	4.5	5.5	6.5	V
Zero gate voltage collector current $V_{CE} = 1000\text{ V}$ , $V_{GE} = 0\text{ V}$	$I_{CES}$	-	1	25	$\mu\text{A}$
Gate-emitter leakage current $V_{CE} = 20\text{ V}$ , $V_{GE} = 0\text{ V}$	$I_{GES}$	-	0.1	100	nA
Collector-emitter saturation voltage $V_{CE} = 15\text{ V}$ , $I_C = 1.5\text{ A}$	$V_{CE(sat)}$	-	2.8	3.3	V
$T_j = 25^\circ\text{C}$		-	3.8	4.3	
$T_j = 125^\circ\text{C}$		-	4.0	4.5	
<b>Dynamic characteristics</b>					
Forward transconductance $V_{CE} = 20\text{ V}$ , $I_C = 1.5\text{ A}$	$g_{fs}$	-	0.6	-	S
Input capacitance $V_{CE} = 25\text{ V}$ , $V_{GE} = 0\text{ V}$ , $f = 1\text{ MHz}$	$C_{in}$	-	225	-	pf
Output capacitance $V_{CE} = 25\text{ V}$ , $V_{GE} = 0\text{ V}$ , $f = 1\text{ MHz}$	$C_{out}$	-	25	-	pf
Reverse transfer capacitance $V_{CE} = 25\text{ V}$ , $V_{GE} = 0\text{ V}$ , $f = 1\text{ MHz}$	$C_{tr}$	-	13	-	pf

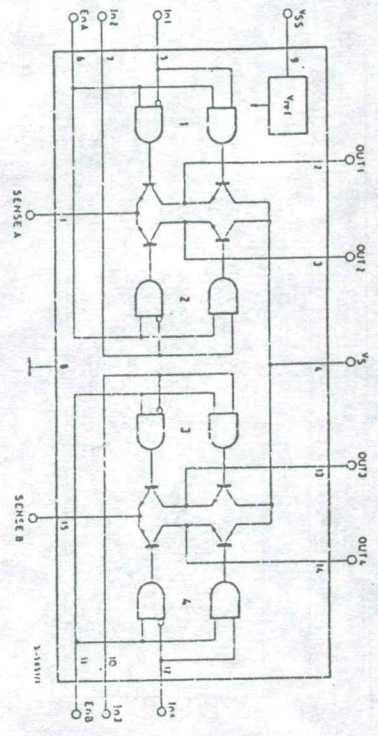


L298

CONNECTION DIAGRAM  
(top view)



BLOCK DIAGRAM



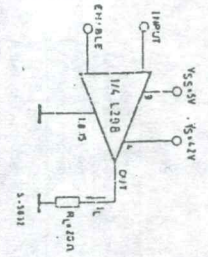
THERMAL DATA

$R_{\theta j-c}$  Thermal resistance junction-case max. 3 °C/W



L298

Fig. 1 - Switching times test circuits



Note: For INPUT chopper, set EN = H

Fig. 1a - Source Current Delay Times vs. Input or Enable Chopper.

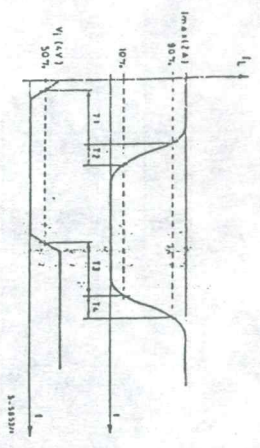
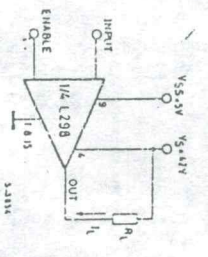
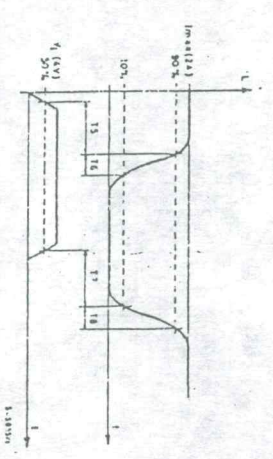


Fig. 2 - Switching times test circuits



Note: For INPUT chopper, set EN = H

Fig. 2a - Sink Current Delay Times vs. Input or Enable Chopper.



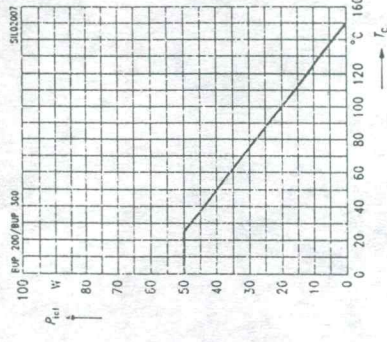
Switching Characteristics  
 at  $T_j = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified.

Parameter	Symbol	Values		Unit
		min.	typ. max.	
<b>Resistive load</b>				
Turn-on delay time $V_{CC} = 600\text{ V}, V_{DE} = 15\text{ V}, I_C = 1.5\text{ A}$ $R_g(\text{opt}) = 3.3\ \Omega, R_g(\text{opt}) = 3.3\ \Omega, T_j = 125^\circ\text{C}$	$t_{d(\text{on})}$	—	15	ns
Rise time $V_{CC} = 600\text{ V}, V_{DE} = 15\text{ V}, I_C = 1.5\text{ A}$ $R_g(\text{opt}) = 3.3\ \Omega, R_g(\text{opt}) = 3.3\ \Omega, T_j = 125^\circ\text{C}$	$t_r$	—	100	—
Turn-off delay time $V_{CC} = 600\text{ V}, V_{DE} = 15\text{ V}, I_C = 1.5\text{ A}$ $R_g(\text{opt}) = 3.3\ \Omega, R_g(\text{opt}) = 3.3\ \Omega, T_j = 125^\circ\text{C}$	$t_{d(\text{off})}$	—	120	—
Fall time $V_{CC} = 600\text{ V}, V_{DE} = 15\text{ V}, I_C = 1.5\text{ A}$ $R_g(\text{opt}) = 3.3\ \Omega, R_g(\text{opt}) = 3.3\ \Omega, T_j = 125^\circ\text{C}$	$t_f$	—	150	—

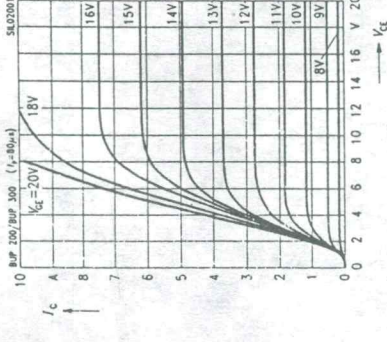
**Inductive load**

Turn-off delay time $V_{CC} = 600\text{ V}, V_{DE} = 15\text{ V}, I_C = 1.5\text{ A}$ $R_g(\text{opt}) = 3.3\ \Omega, R_g(\text{opt}) = 3.3\ \Omega, T_j = 125^\circ\text{C}$	$t_{d(\text{off})}$	90	120	150	ns
Fall time $V_{CC} = 600\text{ V}, V_{DE} = 15\text{ V}, I_C = 1.5\text{ A}$ $R_g(\text{opt}) = 3.3\ \Omega, R_g(\text{opt}) = 3.3\ \Omega, T_j = 125^\circ\text{C}$	$t_f$	15	20	30	—
Turn-off loss ( $E_{\text{off}} = E_{\text{off}1} + E_{\text{off}2}$ ) $V_{CC} = 600\text{ V}, V_{DE} = 15\text{ V}, I_C = 1.5\text{ A}$ $R_g(\text{opt}) = 3.3\ \Omega, R_g(\text{opt}) = 3.3\ \Omega, T_j = 125^\circ\text{C}$	$E_{\text{off}1}$ $E_{\text{off}2}$	—	0.09	0.1	mWs

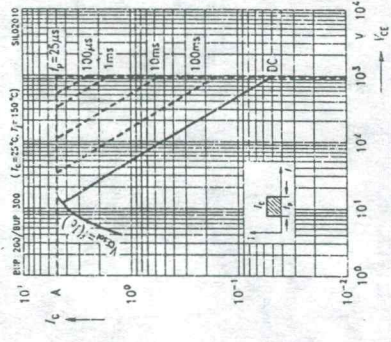
Characteristics at  $T_j = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified.  
 Power dissipation  
 $P_{\text{tot}} = f(T_c)$



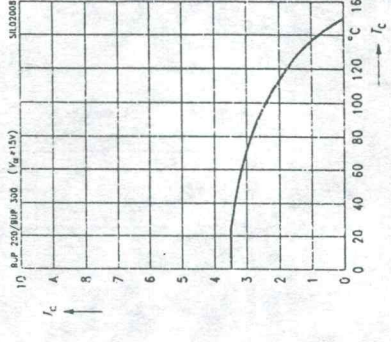
Typ. output characteristics  
 $I_C = f(V_{CE})$   
 parameter:  $t_p = 80\ \mu\text{s}$



Safe operating area  
 $I_C = f(V_{CE})$   
 parameter:  $T_c = 25^\circ\text{C}, T_j = 150^\circ\text{C}$



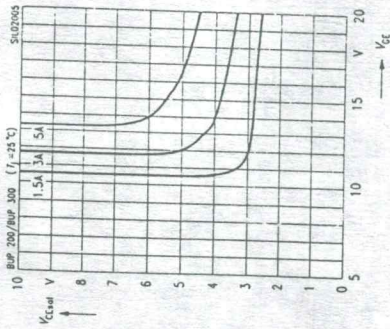
Collector current  
 $I_C = f(T_c)$   
 parameter:  $V_{DE} \geq 15\text{ V}$



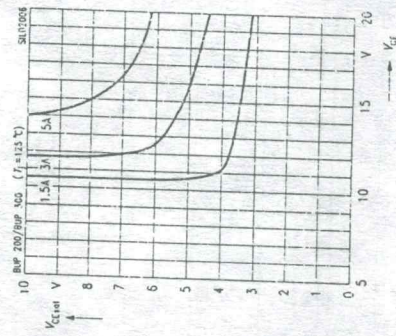
SIEMENS

BUP 200  
BUP 300

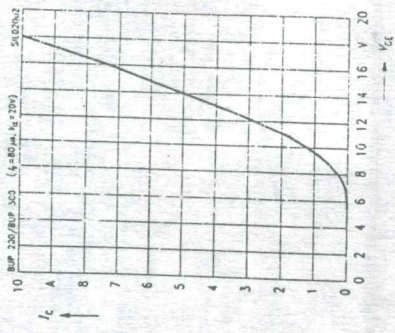
Typ. saturation characteristics  
 $V_{CE(sat)} = f(V_{GE})$   
parameter:  $T_j = 25^\circ\text{C}$



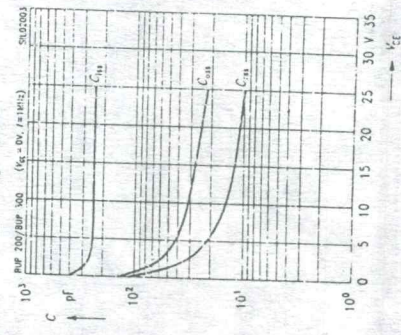
Typ. saturation characteristics  
 $V_{CE(sat)} = f(V_{GE})$   
parameter:  $T_j = 125^\circ\text{C}$



Typ. transfer characteristics  
 $I_C = f(V_{GE})$   
parameter:  $I_B = 80 \mu\text{s}$ ,  $V_{CE} = 20\text{V}$



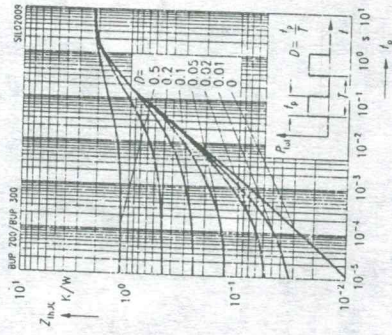
Typ. capacitances  
 $C = f(V_{CE})$ ,  $V_{GE} = 0\text{V}$ ,  $f = 1\text{MHz}$



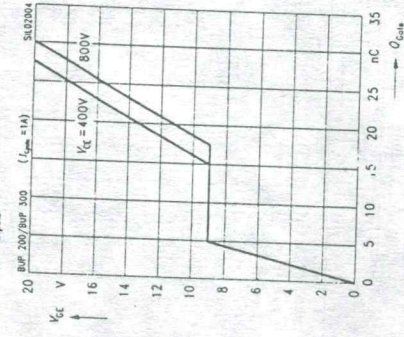
SIEMENS

BUP 200  
BUP 300

Transient thermal impedance  
 $Z_{th,jc} = f(t_p)$   
parameter:  $D = t_p / T$



Typ. gate charge  
 $Q_{GE} = f(Q_{GE})$   
parameter:  $I_{C,puls} = 1\text{A}$



BUZ 74  
BUZ 74 A

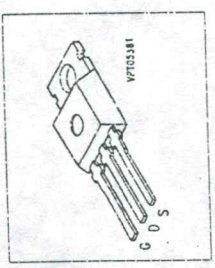
SIEMENS

SIEMENS

SIPMOS® Power Transistors

- N channel
- Enhancement mode
- Avalanche-rated

BUZ 74  
BUZ 74 A



Type	$V_{GS}$	$I_D$	$T_C$	$R_{DS(on)}$	Package <sup>1)</sup>	Ordering Code
BUZ 74	500 V	2.4 A	30 °C	3.0 Ω	TO-220 AB	C67078-S1314-A2
BUZ 74 A	500 V	2.1 A	27 °C	4.0 Ω	TO-220 AB	C67078-S1314-A3

Maximum Ratings

Parameter	Symbol	BUZ		Unit
		74	74 A	
Continuous drain current	$I_D$	2.4	2.1	A
Pulsed drain current	$I_{D,puls}$	9.5	8.5	
Avalanche current, limited by $T_{j,max}$	$I_{AV}$	2.4		
Avalanche energy, periodic limited by $T_{j,max}$	$E_{AS}$	S <sub>1</sub>	180	mJ
Avalanche energy, single pulse	$E_{AS}$			
$I_D = 2.4$ A, $V_{GS} = 50$ V, $R_{GS} = 25$ Ω				
$L = 56.3$ mH, $T_C = 25$ °C				
Gate-source voltage	$V_{GS}$		± 20	V
Power dissipation, $T_C = 25$ °C	$P_{tot}$		40	W
Operating and storage temperature range	$T_C, T_{stg}$		-55 ... + 150	°C
Thermal resistance, chip-case	$R_{th,jc}$		≤ 3.1	K/W
DIN humidity category, DIN 40 040			E	
IEC climatic category, DIN IEC 68-1			55:150/56	

<sup>1)</sup> See chapter Package Outlines

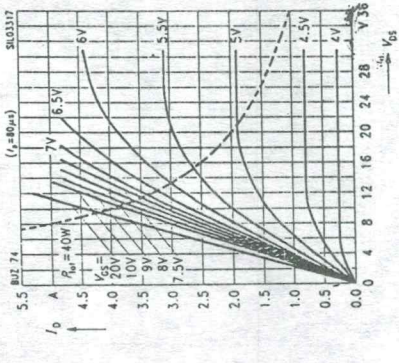
Electrical Characteristics at  $T_C = 25$  °C, unless otherwise specified.

Parameter	Symbol	Values		Unit
		min.	max.	
<b>Static characteristics</b>				
Drain-source breakdown voltage	$V_{(BR)DSS}$	500	-	V
$V_{GS} = 0$ V, $I_D = 0.25$ mA				
Gate threshold voltage	$V_{GS(th)}$	2.1	3.0	4.0
$V_{GS} = V_{GS}, I_D = 1$ mA				
Zero gate voltage drain current	$I_{DSS}$	-	0.1	1.0
$V_{GS} = 500$ V, $V_{DS} = 0$ V			10	100
$T_C = 25$ °C			10	100
Gate-source leakage current	$I_{GSS}$	-	2.5	3.0
$V_{GS} = 20$ V, $V_{DS} = 0$ V			3.5	4.0
Drain-source on-resistance	$R_{DS(on)}$	-	-	Ω
$V_{GS} = 10$ V, $I_D = 1.5$ A				

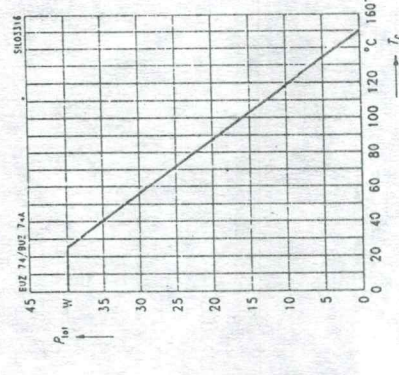
Dynamic characteristics

Parameter	Symbol	min.	typ.	max.	Unit
Forward transconductance	$g_{fs}$	18	21	-	S
$V_{GS} \geq 2 \times I_D \times R_{DS(on)max}, I_D = 1.5$ A					
Input capacitance	$C_{iss}$	-	450	675	pF
$V_{GS} = 1$ V, $V_{DS} = 25$ V, $f = 1$ MHz					
Output capacitance	$C_{oss}$	-	50	75	
$V_{GS} = 0$ V, $V_{DS} = 25$ V, $f = 1$ MHz					
Reverse transfer capacitance	$C_{riss}$	-	20	30	
$V_{GS} = 0$ V, $V_{DS} = 25$ V, $f = 1$ MHz					
Turn-on time $t_{on} (t_{on} = t_{d(on)} + t_r)$	$t_{on}$	-	8	12	ns
$V_{GS} = 30$ V, $V_{DS} = 10$ V, $I_C = 2.1$ A, $R_{GS} = 50$ Ω			40	60	
Turn-off time $t_{off} (t_{off} = t_{d(off)} + t_f)$	$t_{off}$	-	50	65	
$V_{GS} = 30$ V, $V_{DS} = 10$ V, $I_C = 2.1$ A, $R_{GS} = 50$ Ω			30	40	

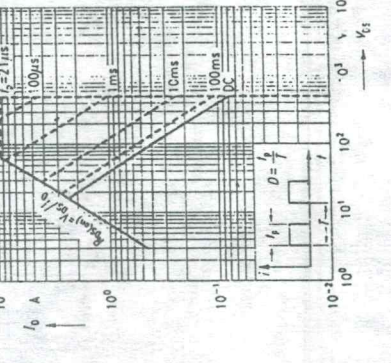
Characteristics at  $T_j = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified.  
 Typ. output characteristics  
 $I_D = f(V_{DS})$   
 parameter:  $t_p = 80 \mu\text{s}$



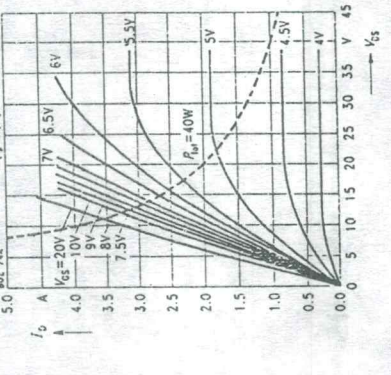
Characteristics at  $T_j = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified.  
 Total power dissipation  
 $P_{tot} = f(T_C)$



Safe operating area  
 $I_D = f(V_{DS})$   
 parameter:  $D = 0.01, T_C = 25^\circ\text{C}$



Typ. output characteristics  
 $I_D = f(V_{DS})$   
 parameter:  $t_p = 80 \mu\text{s}$

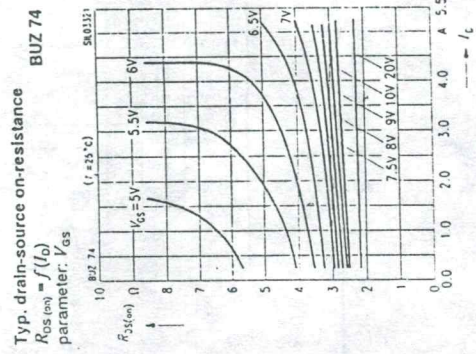
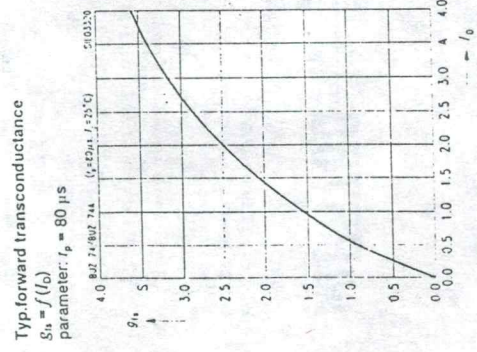
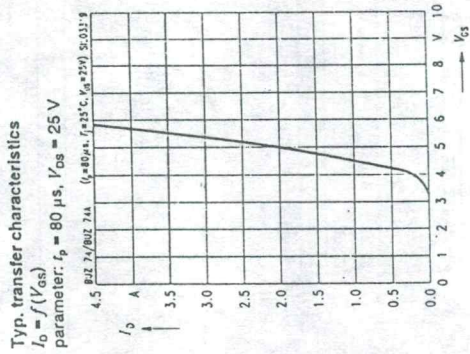
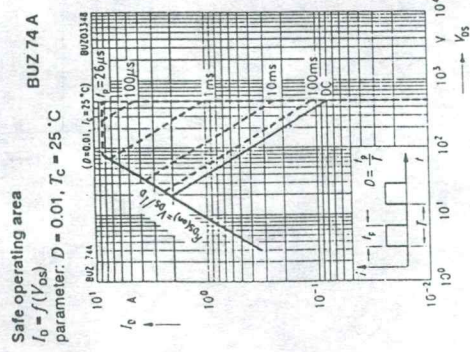


Parameter	Symbol	Values		Unit
		min.	typ. max.	
Reverse diode Continuous reverse drain current $T_C = 25^\circ\text{C}$ BUZ 74 BUZ 74 A	$I_S$	-	-	A
		-	2.4 2.1	
Pulsed reverse drain current $T_C = 25^\circ\text{C}$ BUZ 74 BUZ 74 A	$I_{SM}$	-	-	
		-	9.5 8.5	
Diode forward on-voltage $I_S = 4.8\text{A}, V_{GS} = 0\text{V}$ Reverse recovery time $V_R = 100\text{V}, I_F = I_S, di_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$ Reverse recovery charge $V_R = 100\text{V}, I_F = I_S, di_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	$V_{SD}$	-	1.0	V
		-	300	ns
	$t_r$	-	2.5	$\mu\text{C}$

111

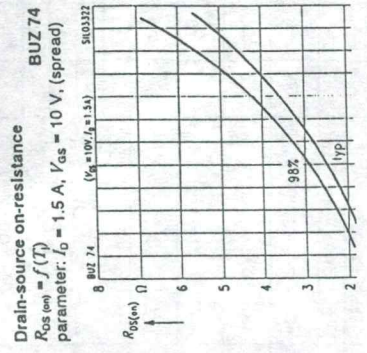
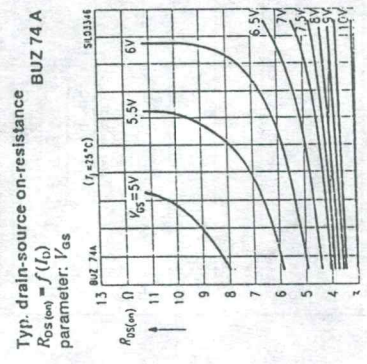
**SIEMENS**

BUZ 74  
BUZ 74 A



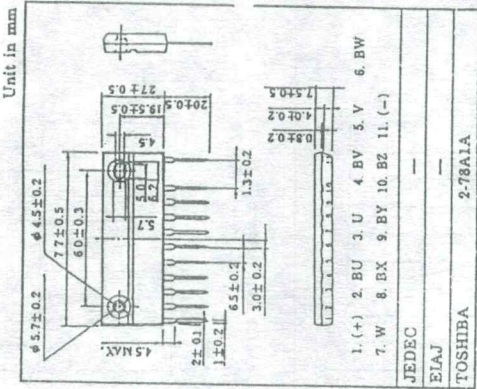
**SIEMENS**

BUZ 74  
BUZ 74 A



SILICON N - CHANNEL IGBT

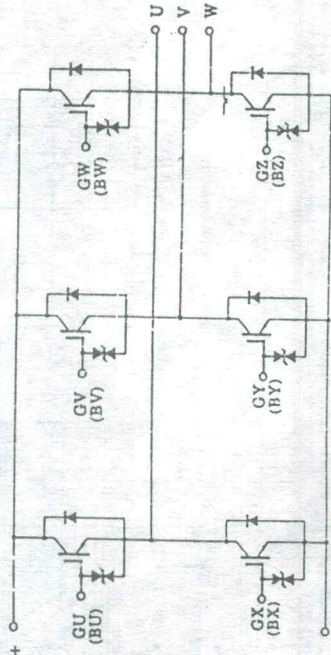
MP6750



HIGH POWER SWITCHING APPLICATIONS.  
MOTOR CONTROL APPLICATIONS.

- The Electrodes are Isolated from Case.
- 6 IGBTs are Built Into 1 Package.
- Enhancement-Mode
- Low Saturation Voltage  
:  $V_{CE(sat)} = 4.0V$  (Max.) ( $I_C = 15A$ )
- High Speed :  $\psi = 0.35\mu s$  (Max.) ( $I_C = 15A$ )  
 $t_{rr} = 0.15\mu s$  (Max.) ( $I_F = 15A$ )

EQUIVALENT CIRCUIT.



MAXIMUM RATINGS ( $T_a = 25^\circ C$ )

CHARACTERISTIC	SYMBOL	RATING	UNIT
Collector-Emitter Voltage	$V_{CES}$	600	V
Gate-Emitter Voltage	$V_{GES}$	$\pm 20$	V
Collector Current	DC	15	A
	Ims	30	A
	DC	15	A
Forward Current	Ims	30	A
	IFM	30	A
Collector Power Dissipation ( $T_c = 25^\circ C$ )	PC	55	W
Junction Temperature	$T_j$	150	$^\circ C$
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-40~125	$^\circ C$
Isolation Voltage	$V_{isol}$	2500 (AC 1 minute)	V
Screw Torque	—	1.5	N·m

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_a = 25^\circ C$ )

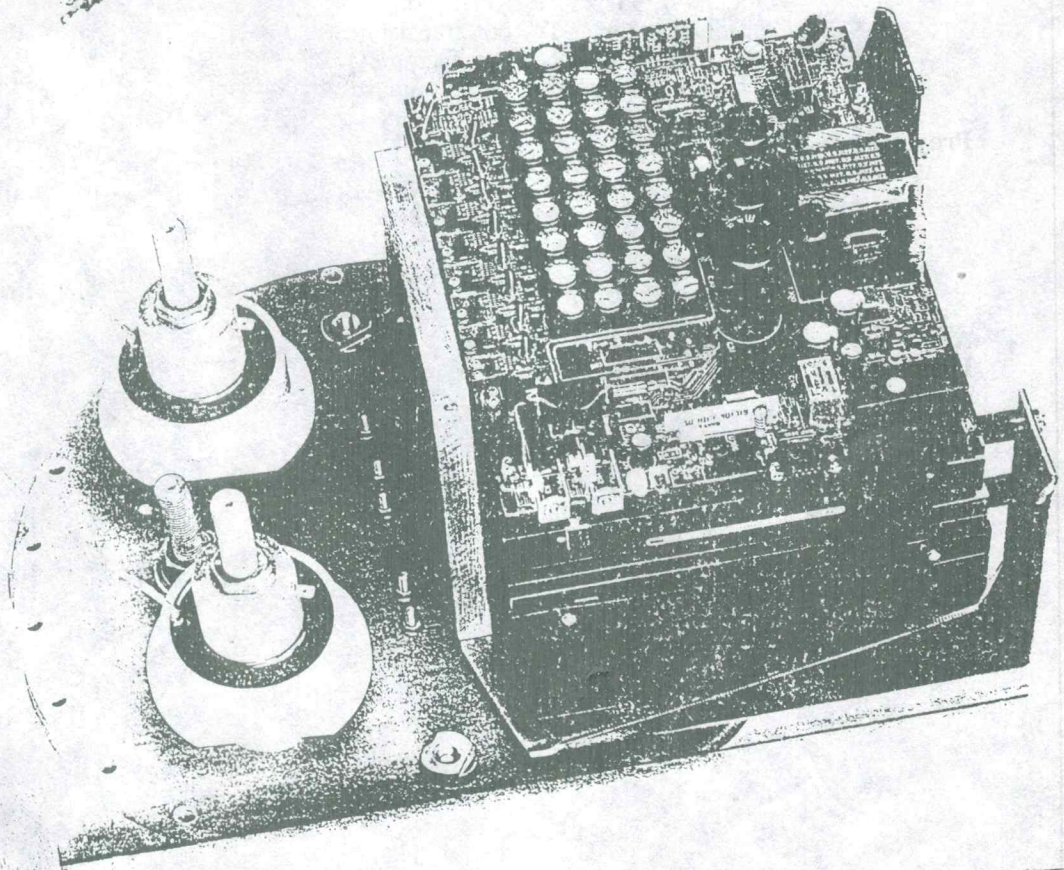
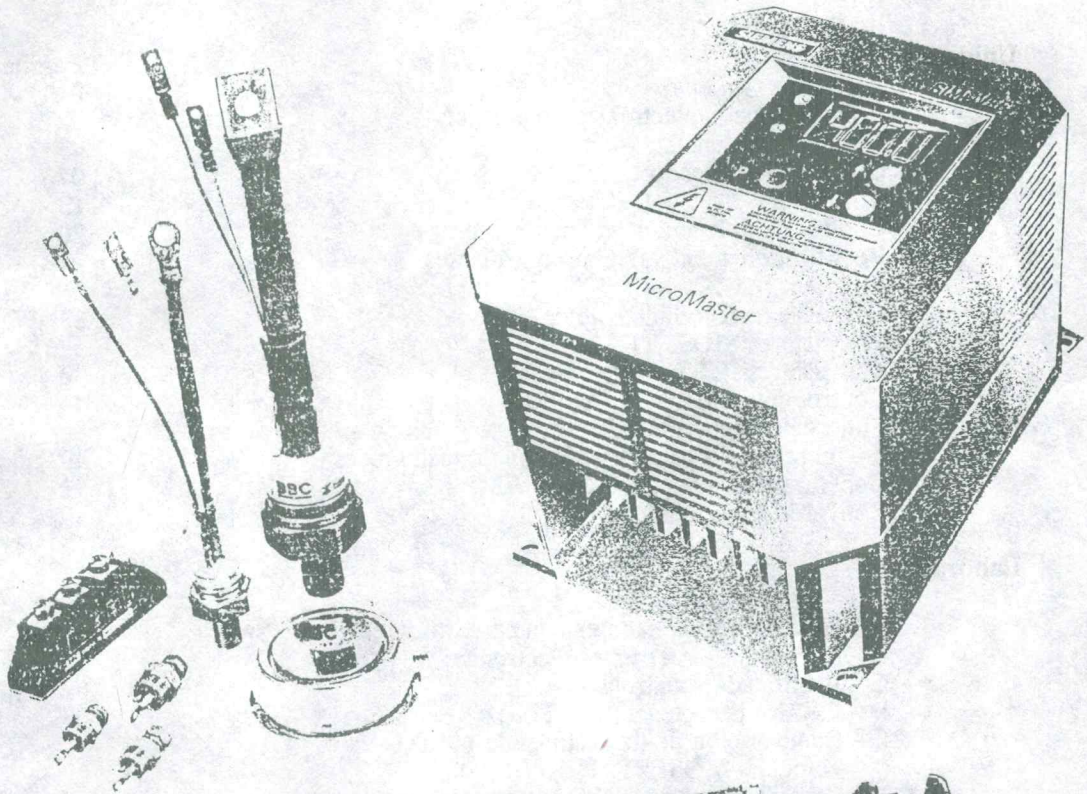
CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CONDITION	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Gate Leakage Current	$I_{GES}$	$V_{GE} = \pm 20V, V_{CE} = 0$	—	—	$\pm 20$	$\mu A$
Collector Cut-off Current	$I_{CES}$	$V_{CE} = 600V, V_{GE} = 0$	—	—	1.0	mA
Collector-Emitter Breakdown Voltage	$V_{(BR)CES}$	$I_C = 10mA, V_{GE} = 0$	600	—	—	V
Gate-Emitter Cut-off Voltage	$V_{GE(off)}$	$I_C = 15mA, V_{CE} = 5V$	3.0	—	6.0	V
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	$I_C = 15A, V_{GE} = 15V$	—	3.0	4.0	V
Input Capacitance	$C_{ies}$	$V_{CE} = 10V, V_{GE} = 0, f = 1MHz$	—	1000	—	pF
Switching Time	Rise Time		—	0.3	0.6	—
	Turn-on Time		—	0.4	0.8	$\mu s$
	Fall Time		—	0.2	0.35	$\mu s$
	Turn-off Time		—	0.5	1.0	$\mu s$
Forward Voltage	$V_F$	$I_F = 15A, V_{GE} = 0$	—	1.7	2.5	V
Reverse Recovery Time	$t_{rr}$	$I_F = 15A, V_{GE} = -10V, di/dt = 50A/\mu s$	—	0.08	0.15	$\mu s$
Thermal Resistance	$R_{th(j-c)}$	Transistor	—	—	2.27	$^\circ C/W$
	$R_{th(j-e)}$	Diode	—	—	3.09	$^\circ C/W$



PRINCIPIOS DE ELECTRONICA INDUSTRIAL PARA EL CONTROL DE POTENCIA

*Seminario de capacitación*

FUNDACION ALEMANA PARA EL DESARROLLO INTERNACIONAL  
SENA - BARRANQUILLA COLOMBIA

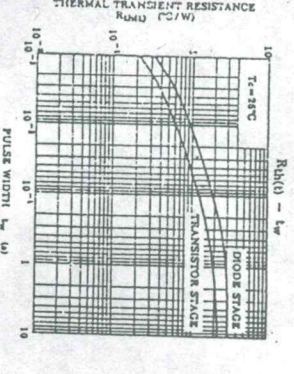
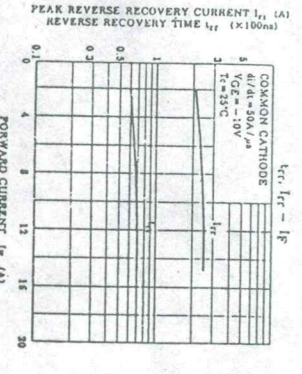
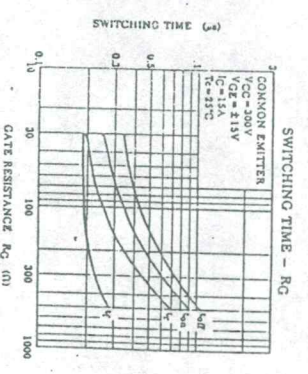
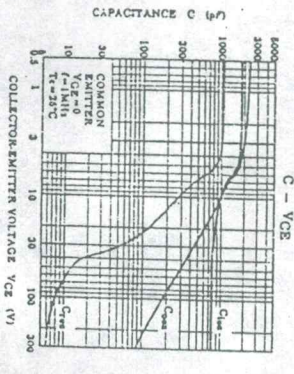
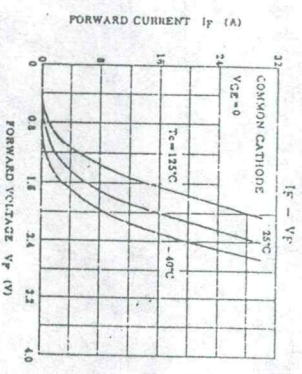
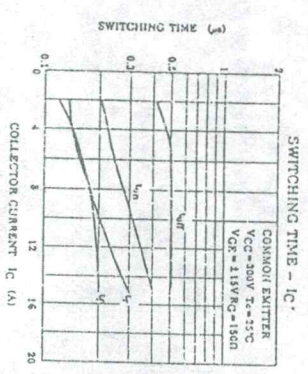
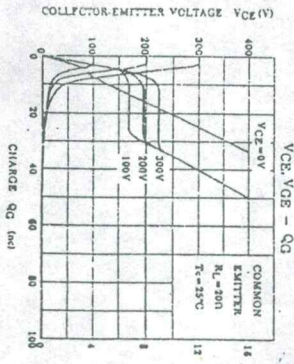
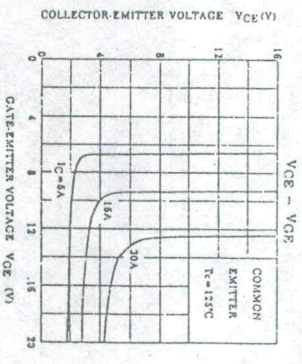
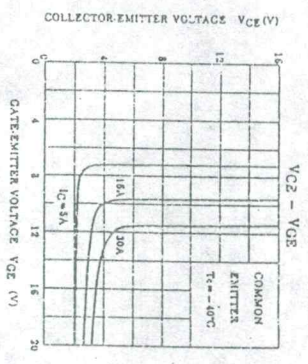
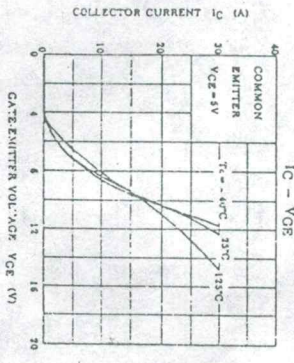
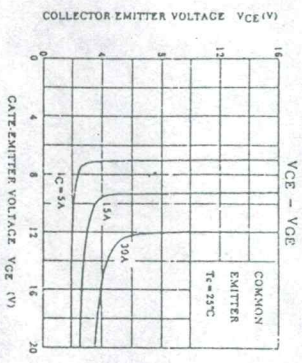
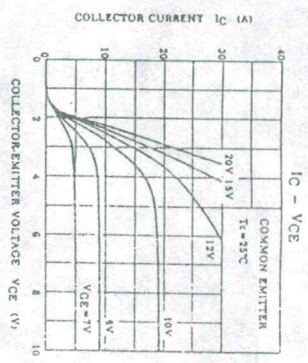




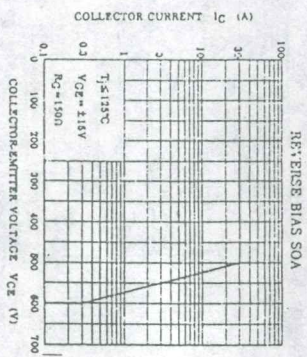
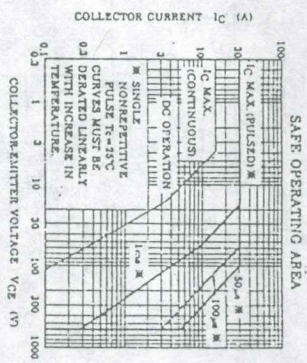
## INDICE

<b>Unidades de teoria</b>	<b>Pagina</b>
Prefacio - Objetivos	01
Principios de la electrónica de potencia	02
Diodos de potencia	03
Circuitos rectificadores	07
El thyristor	13
Control de potencia de corriente alterna	20
Rectificadores con valvulas controlables	24
El Triac	31
El transistor como interruptor	33
Transistores MOSFET	37
Transistores IGBT	39
Control de motores DC	44
Flujo de energia intermitente	
- un principio para la variación de magnitudes	49
Generar señales senoidal con PWM	52
Convertidor de frecuencia	59
<b>Laboratorio</b>	
A - Circuitos rectificadores con cargas diferentes	62
B - El thyristor - interruptor electronico	63
C - Rectificador controlado	67
D - Control de potencia con Triac	68
E - Comparación de transistores de potencia	
- bipolar, MOSFET, IGBT	69
F - Control de potencia DC con transistores	70
G - Control de motores DC con acción 4Q	71
H - Puesta en marcha de un equipo industrial	72
<b>Proyectos</b>	
I - "Relé electrónico"	78
II - Modulador PWM	80
III - Circuito puente controlado	83
IV - Convertidor AC- monofasico / AC - trifasico	86
<b>Anexo</b>	
<b>Fichas de datos de componentes</b>	
Timer LM555	92
Comparador LM139	96
Convertidor DA - 8 Bit ZN428E-8/J-8	102
Puente de potencia L298	104
Transistor IGBT BUP200	106
Transistor SIPMOS BUZ74	109
Puente trifasico de potencia MP6750	112

M3



MP6750



144



*"Formamos la Gente  
que quiere Colombia"*