

UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERÍA
FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA



**ANÁLISIS E INTRODUCCIÓN AL DISEÑO DE UN SISTEMA
DE CONTROL DE VELOCIDAD DE MOTOR DE CORRIENTE
CONTINUA**

INFORME DE SUFICIENCIA

**PARA OPTAR EL TÍTULO PROFESIONAL DE
INGENIERO ELECTRÓNICO**

PRESENTADO POR:

ABRAHAM DAVID ROMERO SOTO

PROMOCIÓN 1975 - II

LIMA – PERÚ

2002

A los hombres y mujeres de la Facultad
que han permitido mantener el espíritu
de progreso y desarrollo de nuestra
Universidad.

**ANÁLISIS E INTRODUCCIÓN AL DISEÑO DE UN
SISTEMA DE CONTROL DE VELOCIDAD DE MOTOR
DE CORRIENTE CONTINUA**

SUMARIO

El siguiente sistema tiene por objeto controlar la velocidad de un motor corriente continua excitado independientemente, controlando el voltaje de armadura.

Se emplean dos circuitos de control y un circuito de potencia.

El Circuito de Control están implementados por diodos ZENER, UJT, SCR, resistencias, condensadores y transformadores.

El Circuito de Potencia empleará un semiconvertidor monofásico, diodo de marcha libre, un motor monofásico DC excitado en forma independiente de 15 Kwatts.

En la parte del diseño del sistema se calculará las magnitudes de los parámetros y se definirá los valores fundamentales de los componentes del circuito.

Utilizaremos las curvas características de los dispositivos para establecer las condiciones de operación de los mismos.

En el análisis del circuito de potencia estudiaremos los motores CD, específicamente motores con excitación independiente, en derivación y serie.

Analizaremos el control de velocidad de los motores controlando el voltaje de armadura; así mismo veremos las características Par – Velocidad de los motores según sus curvas correspondientes. Simularemos la operación del circuito total mediante software (SPICE V7.1) e imprimiremos las curvas de voltaje – corriente y el circuito completo a diseñar.

Finalmente, consideraremos dos formas alternativas de disparo del SCR, las cuales son: a) el disparo empleando Circuitos Operacionales y Timer y b) el disparo empleando microcontroladores.

ÍNDICE

PRÓLOGO	1	
CAPÍTULO I	DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA	5
CAPÍTULO II	ANÁLISIS DE LA ETAPA DE CONTROL	8
2.1.	El SCR: Teoría y Operación.	8
2.1.1.	Formas de onda en el SCR.	12
2.1.2.	Características de puerta del SCR.	15
2.1.3.	Gobierno de Tiristores	17
2.2.	El UJT: Teoría y Operación.	27
2.2.1.	Características Voltaje Corriente del UJT.	30
2.2.2.	Criterios para la selección de R con el objeto de trabajar en zona estable.	35
2.2.3.	Oscilador Básico de Relajación.	39
2.2.4.	El UJT en los circuitos de disparo de los SCR.	40
2.2.5.	Magnitud de los componentes de un circuito de disparo con UJT.	46
2.3.	El Transformador.	56
CAPÍTULO III	ANÁLISIS DE LA ETAPA DE POTENCIA	59
3.1.	Motores CC	59
3.1.1.	Circuito equivalente de un motor CC.	61
3.1.2.	Control de velocidad de motores CC con excitación independiente.	65
3.1.3.	Motores de CC en serie.	70
3.1.4.	Control de velocidad de motores en derivación de CC	76
3.1.5.	Modos de operación.	78
3.2.	Efecto de carga inductiva en el control de ángulo de fase.	81
3.3.	Diodo de marcha Libre	90
3.4.	Los Rectificadores controlados.	92
3.5.	Semiconvertidor monofásico para el motor.	107

CAPÍTULO IV	INTRODUCCIÓN AL DISEÑO DEL SISTEMA	115
4.1.	Diseño del Sistema	115
4.1.1.	Diseño del Circuito de Control	119
4.1.2.	Diseño del Circuito de Potencia.	131
CAPÍTULO V	SIMULACIÓN DEL SISTEMA	138
5.1.	Circuito Completo del Diseño	139
5.2.	Curvas de voltaje del circuito de control 1	140
5.3.	Curvas de voltaje del circuito de control 1 y 2	141
5.4.	Curvas de corriente del circuito de control 1	142
5.5.	Curvas de corriente del circuito de control 1 y 2	143
5.6.	Curvas de voltaje del circuito de potencia	144
5.6.1.	Curvas de voltaje del circuito de potencia	144
5.6.2.	Voltajes del Circuito de Potencia	145
5.6.3.	Curvas de corriente del circuito de potencia	146
5.7.	Formas Alternativas de Circuito de Disparo de Tiristores	147
5.7.1.	Generador de pulsos empleando un microcontrolador	147
5.7.2.	Control de Disparo del SCR	155
CONCLUSIONES		165
ANEXO 1: Propuesta económica		169
ANEXO 2: Código en Spice del Circuito de Control		171
ANEXO 3: Generador de pulsos para el disparo secuencial de los SCR		176
ANEXO 4: Hojas de datos técnicos		182
BIBLIOGRAFÍA		196

PRÓLOGO

En los últimos años el desarrollo de los controles de estado sólido para motores ha progresado a tal punto, que cualquier problema de Control de Potencia puede resolverse mediante su utilización. Los controles de estado sólido pueden manejar motores CA a partir de fuentes de CC.

Los costos de los sistemas de control de estado sólido disminuyen rápidamente mientras su confiabilidad aumenta. La versatilidad y bajo costo de los dispositivos controladores de estado sólido han permitido nuevas aplicaciones de los motores de CA en aquellos trabajos que formalmente se realizaban con motores CC pero, estos también han aumentado su flexibilidad con la aplicación de los dispositivos semiconductores. Entre los más importantes mencionamos el UJT, SCR, TRIAC.

La tendencia es que los sistemas de potencia CA aventajen, cada vez más, a los sistemas CC. Sin embargo los motores de CC aún representan una gran parte de la maquinaria instalada, esto se debe a que los sistemas de potencia de CC aún son comunes en carro, camiones, aviones los cuales utilizan motores CC. Otra utilización para los motores CC son los casos donde se requieren amplias variaciones de velocidad, los cuales obtienen mayor eficiencia cuando se utilizan rectificadores de estado sólido para crear la potencia necesaria.

Aparte de las aplicaciones en vehículos eléctricos en los que los bancos de baterías son una fuente de potencia conveniente, es probable que las fuentes senoidales de CA con voltaje y frecuencia constante (mono o polifásico) sean las más fácilmente disponibles para sistemas accionadores eléctricos. Se pueden emplear simples circuitos rectificadores para convertir dichas fuentes en suministros de CD de voltaje constante con fluctuaciones CD empleando características de operación no muy diferentes de las obtenidas usando una fuente DC pura.

La mayor parte de las instalaciones de rectificación aprovechan la oportunidad de controlar el voltaje medio de salida de CD del convertidor para proporcionar un control de velocidad del motor vía voltaje de armadura.

El método más común de control se designa como “control de fase”, cuando los tiristores de control en serie se “puentean” o “disparan” repetidamente en el mismo instante de cada ciclo de la frecuencia de suministro, pudiéndose ajustarse ese instante con respecto a una referencia definida, por ejemplo, voltaje cero, hacia el positivo de la fase de suministro. Desde el punto de vista operativo, los sistemas de conversión CA/CD que emplean circuitos puente polifásico son más adecuados para este servicio, aunque por otra parte, las configuraciones más simples, como el semiconvertidor monofásico, tienen la ventaja del costo y la complejidad reducidos que pueden superar ciertas desventajas en relación con la flexibilidad y el rendimiento.

Los tiristores usados en los semiconvertidores monofásico operan a frecuencia de línea y se desactivan por frecuencia natural. El tiempo de desactivación es del orden de 50 a 100 useg. Esto es adecuado para aplicaciones a baja velocidad. Se le conoce como tiristores convertidores; dado que un tiristor es básicamente un dispositivo controlado y fabricado de silicio, se las conoce como rectificador controlado de silicio (SCR).

El voltaje en estado activo por lo común varía aproximadamente 1.15 volt. para 600 volt. hasta 2,5 volt para 4000 volt y para un SCR de 5500 amp. a 1200 volt es típicamente 1.25 volt.

Para obtener voltajes de salida controlados se utilizan tiristores de control de fase en vez de diodos. Es posible modificar el voltaje de salida de los rectificadores a tiristores controlando el retraso o ángulo de disparo de los mismos. Un tiristor de control de fase se activa aplicándole un pulso corto a su compuerta y se desactiva debido a la conmutación natural o de línea.

En el caso de una carga altamente inductiva, como el motor, se desactiva mediante el disparo de otro tiristor del semiconductor durante el medio ciclo negativo del voltaje de entrada.

Los rectificadores por fase son sencillos y menos costosos y, en general, sus eficiencia es superior al 95%. dado que estos rectificadores controlados convierten CA en CD se conocen como convertidores CA – CD y se utilizan en forma extensa en aplicaciones industriales.

Un semiconvertidor es un convertidor de un cuadrante y tienen una misma polaridad, el voltaje y la corriente de salida. Para analizar el rendimiento de los semiconvertidores controlados por fase con carga RL, por ejemplo un motor DC, se puede aplicar el método de las Series de Fourier; sin embargo a fin de simplificar el análisis se supone que la inductancia de carga es lo suficientemente alta como para que la corriente de carga se considere continua y tenga una componente ondulatoria despreciable.

En el presente trabajo se utilizará un motor de CD de excitación independiente con el objeto de controlar su velocidad controlando su voltaje de armadura. El motor de excitación independiente se excita por una corriente de campo la cual es independiente de la corriente de armadura.

El motor desarrolla una fuerza contraelectromotriz y un par motor a una velocidad determinada, para equilibrar el par motor de la carga.

La corriente de campo es mucho menor que la corriente de armadura y la velocidad que corresponde al voltaje especificado de la armadura se conoce como velocidad base.

Para una velocidad menor que la velocidad base, las corrientes de campo y armadura se mantienen constantes, variándose el voltaje de armadura para controlar la velocidad. Para velocidades mayores que la velocidad base, el voltaje de armadura se mantiene en el voltaje especificado, variándose la corriente de campo a fin de controlar la velocidad.

CAPÍTULO I

DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA

El presente trabajo tiene por objeto el control de velocidad de un motor DC, con excitación independiente, controlando el voltaje de armadura.

En el sistema se establecen dos tipos de circuitos: los circuitos de control y los circuitos de potencia.

Los circuitos de control tienen en su entrada un transformador de 220/50 volt, la tensión del secundario del transformador es aplicado a los diodos ZENER. los diodos D11 y D21 reciben la tensión desfasada en 180° y sirven para limitar y regular los picos de tensión.

Los condensadores C11 y C12 se cargarán a través de las resistencias respectivas y se descargarán inmediatamente cuando alcancen el voltaje de pico de los UJT, X11 y X21 respectivos.

Los impulsos de salida de los UJT, ocasionados por las descargas de los condensadores, producirán el cebado de los Tiristores T1 y T2, los cuales dejarán pasar la corriente de carga al motor cuya velocidad queremos controlar.

Los impulsos de salida $V(B1)$ de los UJT se aplican directamente a la puerta del SCR a través de transformadores de pulsos a fin de que el valor de $R(B1)$ del UJT sea lo bastante pequeño para evitar que la tensión continua producida por la corriente de interbase I_{B2B1} del UJT, tome un valor superior a tensión máxima de puerta del SCR y no lo cebe adecuadamente.

El Circuito de Potencia recibe la tensión de alimentación de 220 volt, la cual es aplicada a un circuito semiconvertidor. El semiconvertidor produce una rectificación de onda completa, el cual debido a la alta inductancia del motor se considera que produce una corriente de carga continua y libre de componentes ondulatorios. Los tiristores T1 y T2 del semiconvertidor son controlados por fase, disparándolos por la acción de la corriente de puerta en los semiciclos respectivos.

El semiconvertidor opera en un solo cuadrante y el voltaje y corriente de salida tienen la misma polaridad. También posee un mejor factor de potencia debido a la operación del diodo de Marcha Libre (D3) y es de uso común en aplicaciones hasta de 15 Kw donde la operación en un cuadrante es aceptable.

Se instala un diodo de marcha libre (D3) en paralelo con el circuito de armadura. El diodo de marcha libre (D3) impide un corto circuito directo de la fuente pero permite un corto circuito de armadura si el flujo de corriente continúa en el medio ciclo de voltaje de suministro que va a negativo.

La incorporación de D3 permite cesar la conducción al final del medio ciclo positivo de T1 o T2. Con los valores correctos de V1, V3, L el flujo de la corriente de armadura será continuo proporcionando un desarrollo más uniforme al Torque.

En lo que respecta al motor, emplearemos un motor DC con excitación independiente de 15 Kw cuya velocidad la regularemos controlando el voltaje de armadura.

Finalmente se simulará el funcionamiento de valores y corriente del circuito completo con el empleo del software, en este caso el SPICE V7.1 , cuyas curvas de voltaje y corriente serán representadas.

CAPÍTULO II

ANÁLISIS DE LA ETAPA DE CONTROL

2.1. El SCR: Teoría y Operación

Desde 1960, está disponible un dispositivo electrónico, el Silicon Controlled Rectifier (SCR). El SCR es pequeño y relativamente barato, no necesita mantenimiento y su consumo de potencia es muy pequeño. Algunos SCR modernos pueden controlar corrientes del orden de varios cientos de amperios en circuitos que operan a voltajes tan elevados como 1.000 V. Por estas razones, los SCR son muy importantes en el campo del control industrial moderno.

En esta parte del trabajo se pretende:

1. Explicar el funcionamiento de un circuito de control de potencia con SCR para controlar cierta carga.

2. Definir ángulo de disparo y ángulo de conducción y mostrar como afectan el valor promedio de la corriente de carga.
3. Definir algunos de los parámetros eléctricos importantes asociados a los SCR, tales como corriente de disparo de puerta, corriente de mantenimiento, voltaje directo en estado de CONDUCCIÓN, etc. y dar el rango aproximado de valores esperados para dichos parámetros.
4. Calcular aproximadamente la magnitud de la resistencia y de la capacitancia para un circuito de disparo de un SCR.
5. Explicar el funcionamiento y ventajas de los dispositivos de disparo utilizados con los SCR.

Un rectificador controlado de silicio (SCR, silicón controlled rectifier) es un dispositivo de tres terminales utilizados para controlar corrientes relativamente grandes de una carga. La siguiente figura 1 muestra el símbolo esquemático de un SCR, junto con los nombres y letras de identificación de sus terminales.

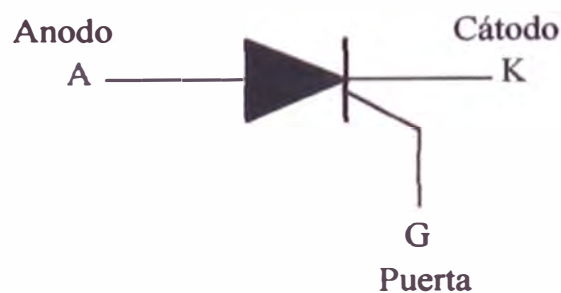


Fig. 1 Símbolo Esquemático de un SCR

Un SCR actúa de una manera muy similar a un interruptor. Cuando está CONDUCIENDO presenta un camino de baja resistencia (casi cero) para el flujo de corriente de ánodo a cátodo; por consiguiente, actúa como un interruptor cerrado. Cuando está BLOQUEADO, no puede fluir corriente de ánodo a cátodo; por consiguiente, actúa como un interruptor abierto. Debido a que es un dispositivo de estado sólido, la conmutación de un SCR es muy rápida.

El valor promedio del voltaje (o corriente) que tiene la carga, puede controlarse colocando un SRC en serie con la carga. Esta disposición se muestra en la siguiente figura 2. En donde la fuente de alimentación es generalmente una fuente AC de 60 Hz, pero puede ser una fuente DC en circuitos especiales.

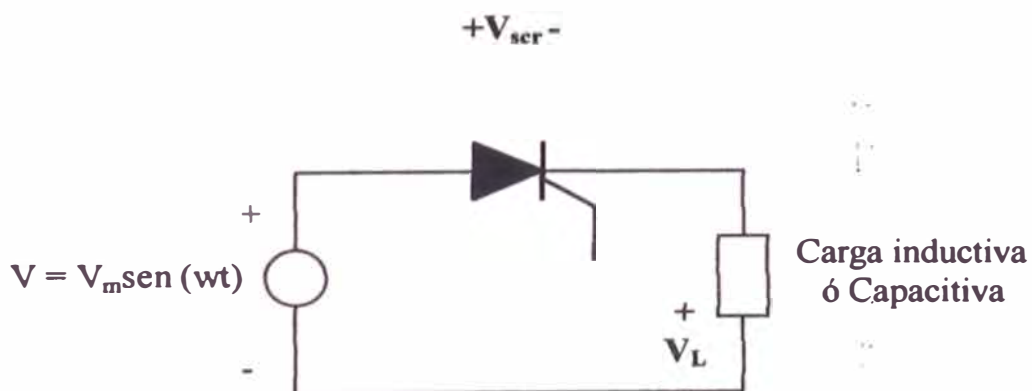


Fig. 2 Circuito SCR en serie con la carga

Si la fuente de alimentación es AC (alterna), el SCR permanece una cierta porción del periodo en el estado de CONDUCCIÓN y el resto del periodo en el estado BLOQUEADO. En una fuente AC de 60 Hz, el periodo es:

$$T = \frac{1}{60} \text{ seg} = 16,67 \text{ mseg}$$

Son estos 16,67 mseg los que deben repartirse entre el estado de CONDUCCIÓN y el estado BLOQUEADO. La cantidad de tiempo que permanece en cada estado se controla **por medio de la puerta**. Más adelante describiremos como se realiza.

Si el SCR permanece en el estado de CONDUCCIÓN durante una pequeña porción del periodo, la magnitud promedio de la corriente por carga es pequeña. Esto es debido a que la corriente puede fluir de la fuente a la carga y a través del SCR solamente durante un tiempo pequeño. Si la señal de puerta se cambia de tal manera que el SCR permanece en CONDUCCIÓN durante una gran porción del periodo, entonces la magnitud promedio de la corriente será grande. Esto es debido a que ahora la corriente puede fluir desde la fuente a la carga y a través del SCR durante un tiempo relativamente grande. En esta forma, la corriente por la carga puede variarse ajustando la magnitud de la porción del periodo en la cual el SCR está en CONDUCCIÓN.

Como su nombre lo sugiere, el SCR es un rectificador, de modo que solamente permite el paso de corriente durante el semiciclo positivo de la fuente AC. El semiciclo positivo es el semiciclo en el cual el ánodo del SCR es más positivo que el cátodo. Esto significa que el SCR de la figura anterior no puede estar en CONDUCCIÓN por más de medio ciclo. Durante el otro medio ciclo, la polaridad de la fuente es negativa, y esta polaridad negativa hace que el SCR quede inversamente polarizado, lo cual impide que circule cualquier corriente hacia la carga.

2.1.1. Formas de Onda en el SCR

Los términos popularmente utilizados para describir como está operando un SCR, son ángulo de disparo y ángulo de conducción. El ángulo de conducción es el número de grados de un ciclo AC durante los cuales el SCR está en CONDUCCIÓN. El ángulo de disparo es el número de grados de un ciclo AC que transcurren antes que el SCR pase al estado de CONDUCCIÓN. Desde luego, estos términos están basados en la noción que el periodo equivale a 360 grados (360°).

La siguiente figura muestra las formas de onda del voltaje en la carga y el SCR del circuito de anterior, para dos ángulos de disparo distintos.

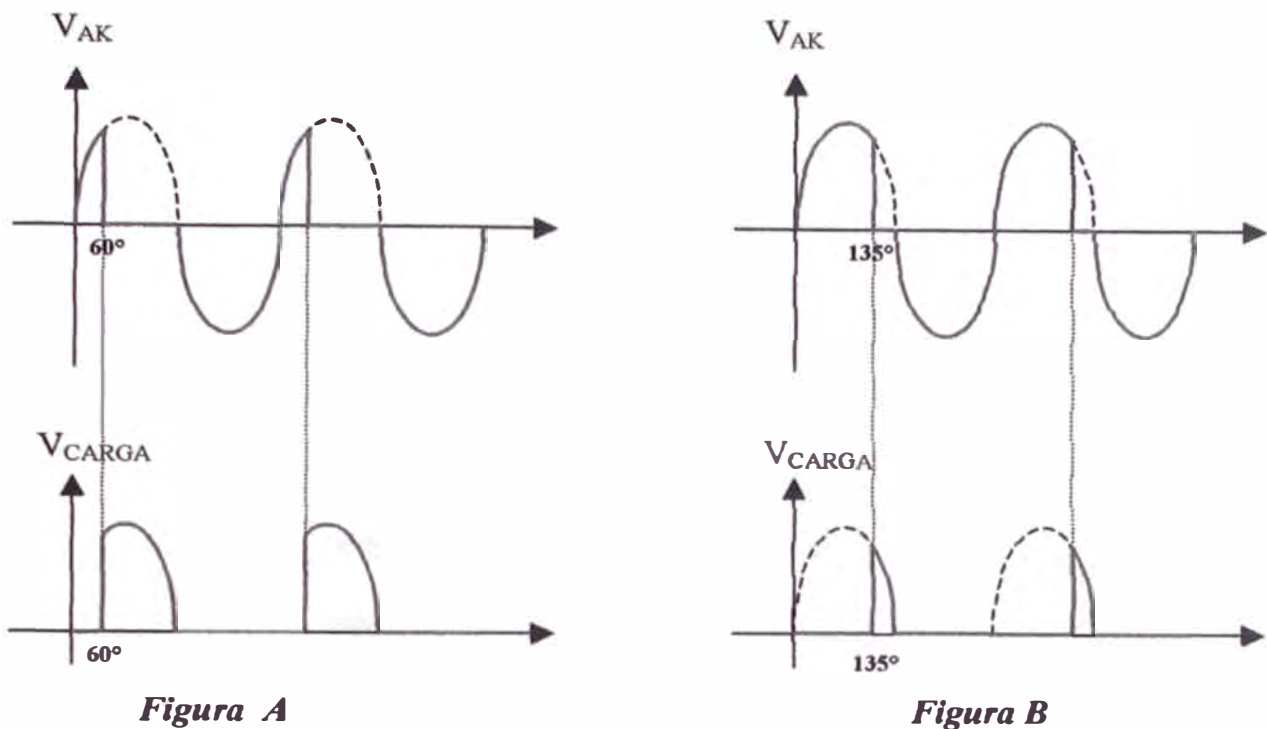


Fig. 3

Interpretemos primero la figura A. Cuando el ciclo de ac comienza su alternancia positiva, el SCR está BLOQUEADO. Por tanto, el voltaje instantáneo a través de sus terminales ánodo y cátodo, es igual al voltaje de la fuente. Esto es justamente lo que sucedería si se colocara un interruptor abierto en lugar del SCR. El SCR está soportando la totalidad del voltaje de la fuente, el voltaje a través de la carga (V_{carga}) es cero durante este tiempo. El extremo izquierdo de las formas de onda de las figuras A y B ilustran este hecho. Más adelante, a la derecha del eje horizontal, la figura A muestra que el voltaje de ánodo a cátodo (V_{AK}) cae a cero después de cerca de un tercio del semiciclo positivo; este es el punto correspondiente a 60° . Cuando V_{AK}

cae a cero; el SCR ha sido “cebado” o ha pasado al estado de CONDUCCIÓN. Por tanto en este caso, el ángulo de disparo es 60° . Durante los próximos 120° el SCR actúa como un interruptor cerrado.

La forma de onda del voltaje de la carga en la figura A muestra que cuando el SCR es cebado, el voltaje de la fuente se aplica a la carga. El voltaje de la carga sigue al voltaje de la fuente por el resto del semiciclo positivo, hasta cuando el SCR se BLOQUEA de nuevo. EL BLOQUEO del SCR ocurre cuando el voltaje de la fuente pasa por cero.

En general, estas formas de onda muestran que antes de cebado el SCR, la totalidad del voltaje de la fuente cae en los terminales del SCR y la carga recibe cero voltaje. Después de cebado el SCR, la totalidad del voltaje de la fuente cae en la carga, y el SCR alcanza cero voltaje. El SCR actúa como un interruptor de acción rápida.

La figura B muestra las mismas formas de onda para un ángulo de disparo diferente. En estas formas de onda, el ángulo de disparo es del orden de 135° y el ángulo de conducción del orden de 45° . La carga recibe el voltaje de la fuente durante un tiempo mucho más corto comparado con el de la figura A. Como resultado, la magnitud del promedio de la corriente resultante es más pequeña.

2.1.2. Características de Puerta del SCR

Un SCR es cebado por la inyección de un pulso de corriente en la puerta. Esta corriente de puerta I_G fluye a través de la unión entre puerta y cátodo y sale del SCR por el terminal de cátodo. La magnitud de la corriente de puerta necesaria para cebar un SCR en particular se simboliza por I_{GT} .

La mayoría de los SCR requieren una corriente de puerta comprendida entre 0.1 y 20 mA para cebarse ($I_{GT} = 0.1$ a 20 mA). Dado que entre puerta y cátodo hay una unión pn estándar, el voltaje entre estos terminales (V_{GK}) será ligeramente mayor que 0.6V. La siguiente figura 4 muestra las condiciones que deben existir en la puerta de un SCR para el cebado.

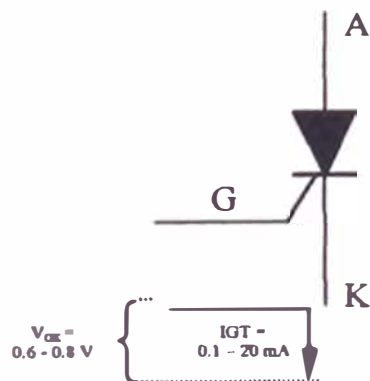


Fig. 4 Circuito de Puerta de un SCR

Una vez cebado el SCR, no es necesario que continúe fluyendo corriente por la puerta. El SCR permanece en CONDUCCIÓN por el tiempo que fluya corriente a través de sus terminales principales, de ánodo a cátodo.

Cuando la corriente de ánodo a cátodo (i_{AK}) caiga por debajo de algún valor mínimo, denominado corriente de mantenimiento, simbolizada por I_H el SCR se BLOQUEARA. Esto generalmente ocurre cuando el voltaje ac de alimentación pasa por cero hacia su zona negativa. Para la mayoría de los SCR de mediana potencia, I_H es del orden de 10 mA

CURVA CARACTERISTICA DEL SCR.

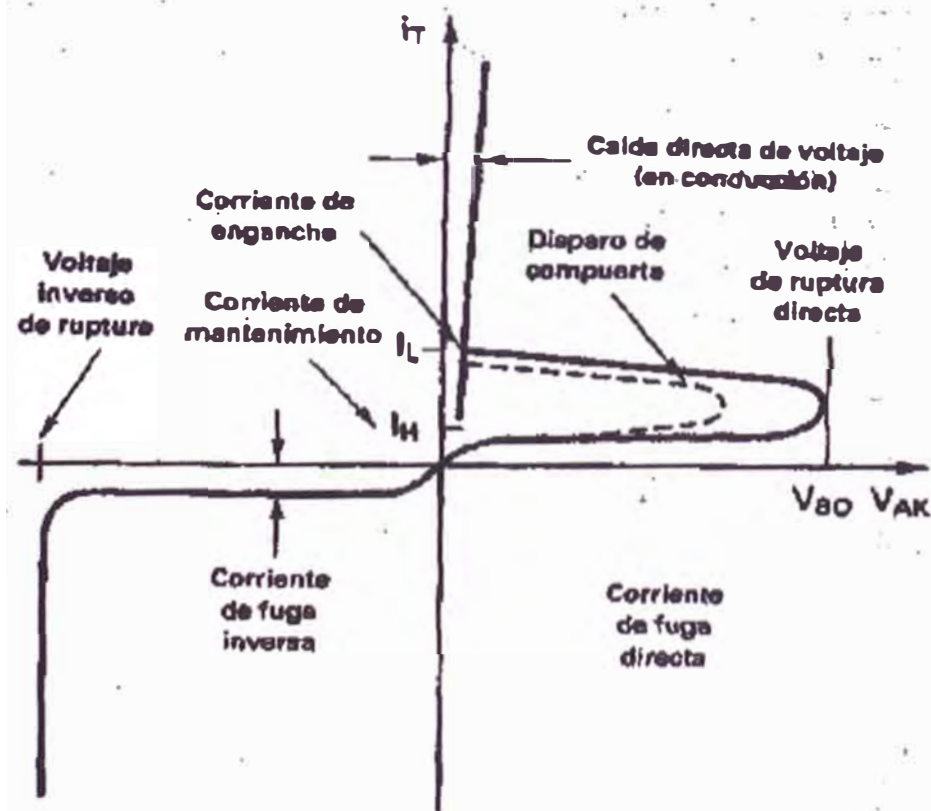


Fig. 5 Características v-i del SCR

2.1.3. Gobierno de Tiristores

Considerando como método para disparar tiristores la aplicación de una señal en la puerta, se consideran tres modalidades:

Disparo en CC

Tiristor de la familia C35 de General Electric (ZN681).

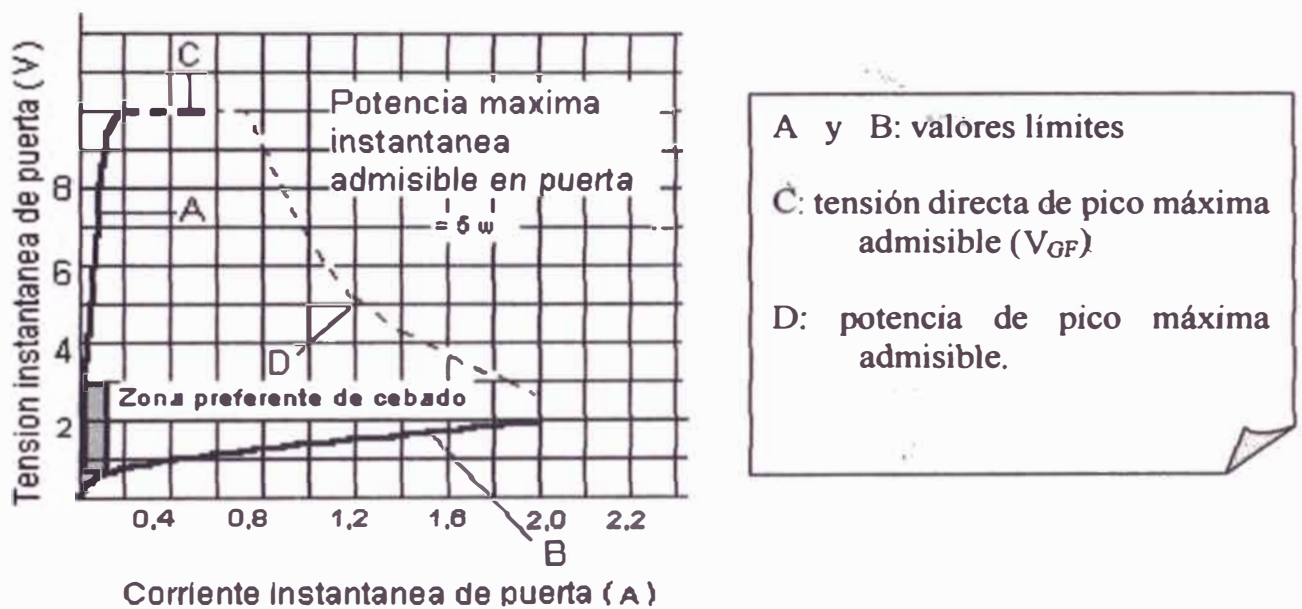


Fig. 6 Curvas características de disparo en c.c. de los tiristores de la familia C 35

Circuito Típico De Disparo

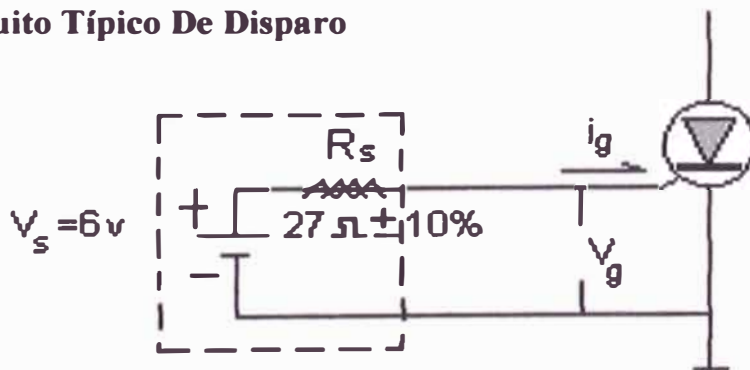


Fig. 7 Circuito Clásico de Disparo

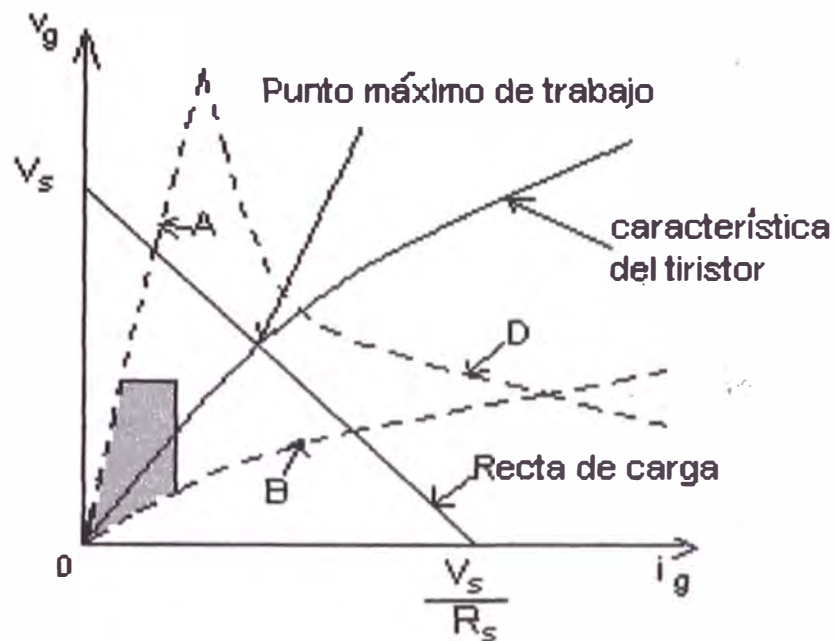


Fig. 8 Determinación del punto de funcionamiento del tiristor en el cebado (característica de puerta)

Recta de carga del Circuito de Disparo.

$$V_s = R_s I_G + V_G$$

$$I_G = 0 \implies V_G = V_s$$

$$V_G = 0 \implies I_G = V_s / R_s$$

La recta de carga del circuito de disparo, debe cortar la característica de puerta en la región marcada "zona preferente de cebado", lo más cerca posible a la curva D.

Ejemplo de Cálculo.

Consideramos el cebado de un Tiristor BTY19 a partir de una tensión

continua $V_s = 6\text{ V}$

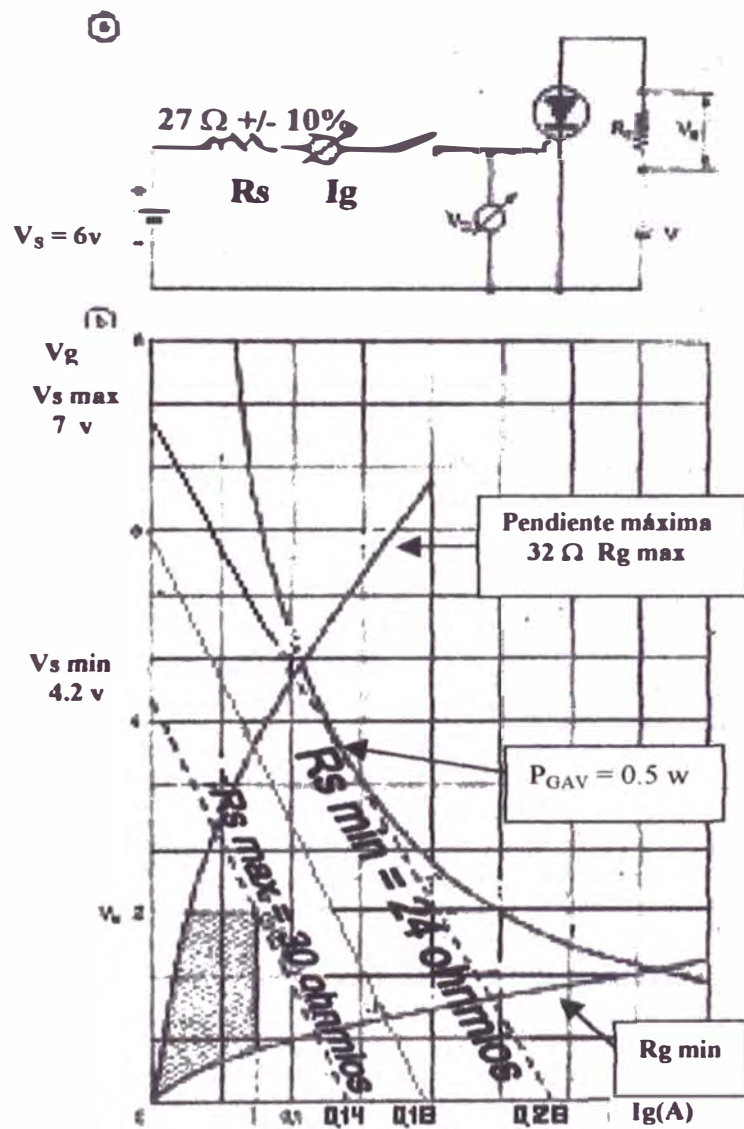


Fig. 9 Circuito de cebado en c.c. (a) y especificaciones máximas y tolerancias (b)

Potencia media máxima de puerta (P_{GAV}) ≤ 0.5 watts.

Valores mínimos tomados de la curva: $V_o = 2$ v, $I_o = 75$ mA.

Ecuación del circuito de puerta:

$$V_S = R_S I_G + V_G$$

Valor mínimo: $V_S \text{ min} = R_{S, \text{MAX}} \cdot I_o + V_O$

$$V_S \text{ min} = (27 + 2.7) 0.075 + 2 = 4.2 \text{ volt.}$$

$$I_G = \frac{V_S \text{ min}}{29.7}$$

$$I_G = 0.14 \text{ A}$$

Potencia máxima disipada en la puerta, accidental y no recurrente, $P_{GFS, \text{max}}$

$$P_{GFS \text{ max}} = \left(\frac{V_S \text{ max}}{R_S \text{ min} + R_G \text{ max}} \right)^2 R_G \text{ max}$$

$$\frac{P_{GFS \text{ max}}}{R_G \text{ max}} = \left(\frac{V_S \text{ max}}{R_S \text{ min} + R_G \text{ max}} \right)^2$$

$$V_S \max = (R_S \min + R_G \max) \sqrt{\frac{P_{GFS} \max}{R_G \max}}$$

Igualando $P_{GFS} \max = P_{GAV}$

$$V_S \max = (24.3 + 32) \sqrt{\frac{0.5}{32}}$$

$$V_S \max = 7 \text{ volt.}$$

Por lo tanto:

$$V_S \max = R_S \min \cdot I_G + V_G$$

$$I_G = 0 \implies V_G = V_S \max$$

$$V_G = 0 \implies I_G = V_S \max / R_S \min = 7 / 24.3$$

$$I_G = 0.28 \text{ A}$$

Por lo tanto la fuente de $V_S = 6 \text{ volt}$ operará garantizadamente en la zona estable.

$V_S = 6$ volt.

$$I_G = V_S / R_G = 6 / 32 = 0.18 \text{ A}$$

Disparo en CA

Considerando el circuito básico figura 10, para el cebado en CA

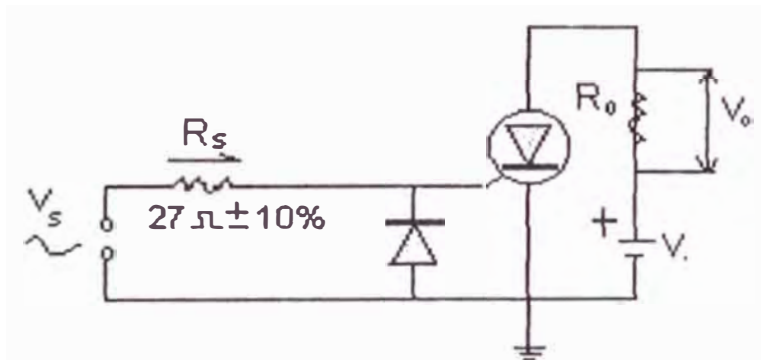


Fig. 10 Circuito básico para cebar en CA

El diodo protege a la puerta SCR de la máxima excursión negativa de la fuente. La potencia máxima de pico accidental no recurrente aplicada directamente a la puerta (P_{GFS}) puede aumentarse a condición de no sobrepasar la potencia media de puerta (P_{GAV}).

El valor de V_s , min es el mismo que el calculado para el disparo en CC.

$$V_{\min} = I_O \cdot R_{S \max} + V_O = 0.075 (27 + 2.7) + 2 = 4.2$$

El valor V_s max viene dado por:

$$P_{GAV \max} = I_{G, \max}^2 R_G = \left(\frac{V_{\text{eficaz, MAX}}}{R_{S, \min} + R_G} \right)^2 R_G$$

Representa la potencia media max disipada en la puerta durante un periodo completo.

Considerando sólo medio ciclo, obtendremos

$$P_{GAV \max} = \frac{1}{2} \left(\frac{\frac{V_s \max}{\sqrt{2}}}{R_s \min + R_G} \right)^2 R_G$$

$$\frac{2P_{GAV \max}}{R_G} = \left(\frac{\frac{V_s \max}{\sqrt{2}}}{R_s \min + R_G} \right)^2$$

$$V_s \max = (R_s \min + R_G) \sqrt{\frac{2P_{GAV \max}}{R_G}} \sqrt{2}$$

$$V_S \max = (24 + 32) \sqrt{\frac{2 \times 0.5}{32}} \sqrt{2}$$

$$V_S \max = 56 \times 0.176 \sqrt{2} \approx 13.89 \text{ volt}$$

$$V_S \text{ eficaz} = 9.85 \text{ volt.}$$

Definiendo la Relación Cíclica Efectiva de Potencia (RCE)

Considerando medio período:

$$RCE = \frac{\text{Potencia media por Período}}{\text{Potencia Pico}} \times 100\%$$

$$RCE = \frac{\frac{1}{2} \left(\frac{\frac{V_S \max}{\sqrt{2}}}{R_S + R_G} \right)^2 R_G}{\left(\frac{V_S \max}{R_S + R_G} \right)^2 R_G} \times 100 = \frac{1}{2} \times \frac{1}{2} \times 100$$

$$RCE = 25\%$$

Comprobamos así que la potencia media por período (con una de las semiondas bloqueadas) es igual a la que se obtendría con impulsos rectangulares de una duración igual a un cuarto de período y de amplitud V_S .

La potencia de pico máxima accidental no recurrente:

$$P_{GFS} \max = \left(\frac{13.89}{R_{S \min} + R_G} \right)^2 \times R_G$$

$$P_{GFS} \max = \left(\frac{13.89}{24 + 32} \right)^2 \times 32 = 1.96 \approx 2 \text{ watt}$$

Vemos que $P_{GFS} \max = 4 P_{GAV}$.

Lo que corresponde a una relación cíclica efectiva (REC) de 25%, sin sobrepasar la potencia media admisible.

Disparo por Impulsos o Trenes de Onda

Cuando se aplican impulsos de una o varias decenas de microsegundos de duración se suele considerar que el disparo se hace en C.C.

El cebado por impulsos permite una potencia de pico superior a la potencia media de puerta admisible.

Es posible reducir a un valor mínimo el retardo entre la señal de puerta y la subida de la corriente de ánodo, lo que permite obtener una sincronización en la potencia disipada.

Criterios para obtener resultados óptimos con el disparo por pulsos:

- El circuito de puerta debe activarse directamente, en preferencia, con un generador de corriente.
- La corriente de mando debe ser mayor que la corriente mínima de puerta (I_{GT}), entre 3 y 5 I_{GT} el tiempo de subida debe ser lo más corto posible, de 0.1 a 1 mseg.
- La duración del impulso debe ser tal que la corriente de mando permanezca por encima de I_T en tanto no se alcance la corriente de enganche anódica (I_L) Conviene reservar un margen de seguridad, obligatoriamente importante en el caso de los circuitos con carga inductiva. Ya que la corriente en el elemento inductivo persiste algún tiempo después de la vuelta a cero del primer semi-ciclo de tensión en la que se produjo el cebado.

Puede suceder que esa corriente no se anule hasta después de iniciado el semi-ciclo negativo aplicado al tiristor, permaneciendo este cebado y bloqueándose luego.

A fin de evitar esta situación se conecta un diodo de marcha libre (D_M) en paralelo con la carga inductiva, el cual corta la conducción del tiristor cuando concluye el semi-ciclo positivo.

Es necesario aislar el generador de impulsos aplicados a la puerta del tiristor y a la etapa de potencia del circuito para lo cual se utiliza un transformador de impulsos con relación 1:1

2.2. El UJT: Teoría y Operación

El transistor monojuntura (UJT, unijunction transistor) es un dispositivo de conmutación del tipo ruptura. Sus características lo hacen muy útil en muchos circuitos industriales, incluyendo temporizadores, osciladores, generadores de onda, y más importante aún, en circuitos de control de puerta para SCR y Triacs. En esta parte se introducirán su teoría y características de operación y algunos ejemplos de cómo pueden utilizarse en tales circuitos.

En esta parte del trabajo se trata de:

- Interpretar la curva característica voltaje corriente de un UJT e identificar el voltaje de pico, la corriente de pico, el voltaje de valle, y la corriente de valle.

- Explicar el problema del enganche del UJT, porque ocurre y como resolverlo.

El UJT es un dispositivo de tres terminales, los cuales se denominan emisor, base 1, y base 2. La figura a continuación muestra el símbolo esquemático y la localización de los terminales. No es buena idea tratar de relacionar mentalmente los nombres de los terminales del UJT con los de un transistor bipolar. Desde el punto de vista del funcionamiento, no hay similitud entre el emisor de un UJT y el emisor de un transistor bipolar. Lo mismo sucede con los terminales de base del UJT y con los del transistor bipolar.

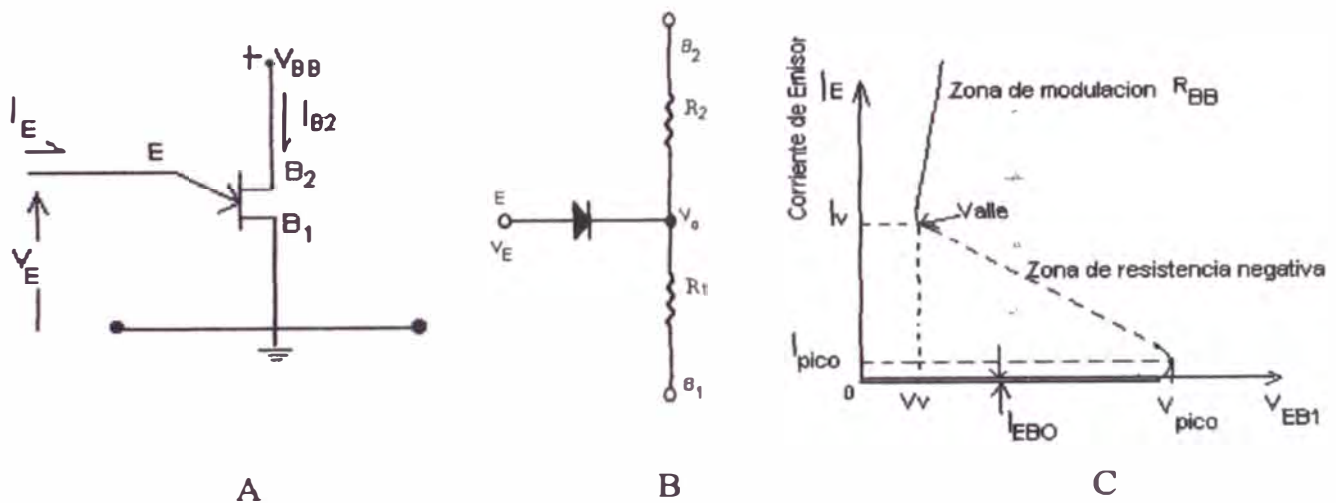


Fig 11 Polarización del UJT (A), Esquema Equivalente (B) y Curva Característica (C)

En realidad, los nombres de los terminales obedecen a su funcionamiento interno, el cual considera la acción de los portadores de carga, pero el funcionamiento interno del dispositivo no es de importancia para nosotros.

En pocas palabras, el UJT funciona como sigue. Refiérase a la figura anterior.

- a. Cuando el voltaje entre emisor y base 1, V_{EB1} , es menor que un cierto valor denominado voltaje de pico, V_p , el UJT está CORTADO, y no puede fluir corriente de E a B1 ($I_E = 0$).
- b. Cuando V_{EB1} sobrepasa a V_p en una pequeña cantidad, el UJT se dispara o CONDUCE. Cuando esto sucede, el circuito E a B1 es prácticamente un cortocircuito, y la corriente fluye instantáneamente de un terminal a otro. En la mayoría de los circuitos con UJT, el pulso de corriente de E a B1 es de corta duración, y el UJT rápidamente regresa al estado de CORTE.

Para la siguiente figura 12, una fuente DC externa aplicada entre B2 y B1 siendo B2 el terminal mas positivo. Como se indica, el voltaje entre los terminales de base se simboliza por V_{B2B1} . Para un voltaje de 0,6V. Este porcentaje fijo se denomina la relación intrínseca entre contactos, o simplemente la relación entre contactos, del UJT y se simboliza por n.

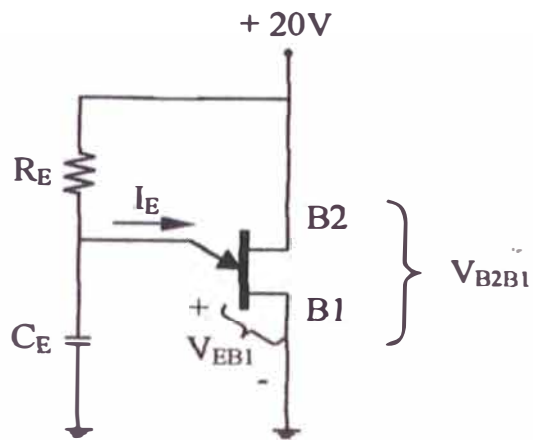


Fig. 12 Circuito básico de montaje del UJT

Por tanto, el voltaje de pico de un UJT puede escribirse como:

$$V_p = nV_{B2B1} + 0.6 \text{ V} \dots\dots(1)$$

Donde los 0.6 V corresponden a la caída de voltaje en sentido directo de la unión pn de silicio que existe entre emisor y base 1.

2.2.1. Curvas Características Voltaje-Corriente del UJT

Hay una cierta resistencia interna que existe entre los terminales de base B2 y B1. Esta resistencia es del orden de 5 a 10 k Ω en la mayoría de los UJT y se representa en la siguiente fig. 13 por r_{BB} . En la estructura física de un UJT, el terminal de emisor toca el cuerpo del UJT en un sitio entre el terminal B2 y el terminal B1. Por consiguiente, se forma un divisor de

voltaje, dado que r_{BB} queda dividido en dos partes, r_{B2} y r_{B1} . Esta construcción se muestra en el circuito equivalente de la figura 13. el diodo en esta figura indica que el emisor es material tipo p, mientras que el cuerpo del UJT es material tipo n. Por tanto entre el terminal de emisor y el cuerpo del UJT se forma una unión pn.

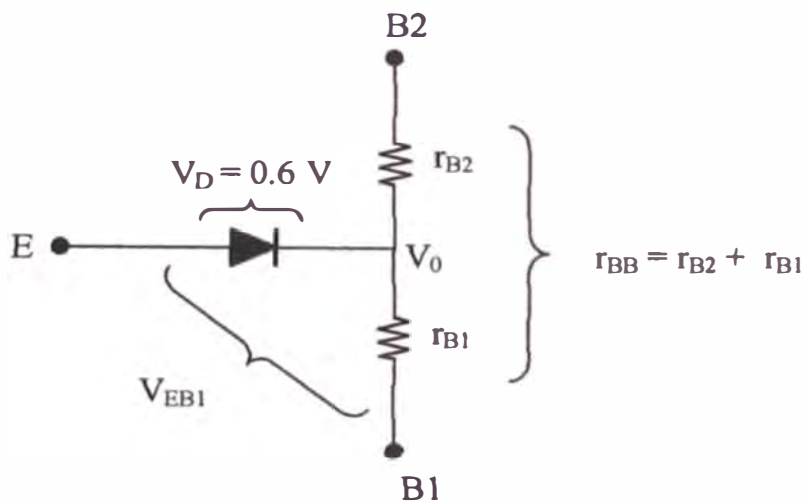


Fig 13

Cuando la tensión de emisor $V_E < V_0$, el diodo tiene polarización inversa, por lo que sólo circula una corriente muy débil de fuga, I_{EB0}

Cuando $V_E > V_0$ el diodo tiene polarización directa y circula una corriente I_E que inyecta portadores minoritarios en la r_{B1} , disminuyendo su valor; la tensión V_0 también disminuye y si V_E es constante, I_E aumenta lo que contribuye a disminuir aun más r_{B1}

El fenómeno es acumulativo y se produce en cuanto I_E supera el valor de la corriente de pico (I_P). La corriente, I_E está limitada por r_{B1} que es entonces de algunos ohms.

η se denomina Relación Intrínseca, su valor varía según los tipos UJT entre 0.45 y 0.82.

El voltaje total aplicado, V_{B2B1} está dividido entre las dos resistencias internas r_{B2} y r_{B1} . La porción de voltaje que aparece a través de r_{B1} está dada por:

$$V_{RB1} = \frac{r_{B1}}{r_{B1} + r_{B2}} V_{B2B1} \dots\dots\dots(2)$$

La cual es simplemente la ecuación de un divisor de voltaje en serie, aplicada al circuito de la figura 13.

Para disparar el UJT, el voltaje de E a B1 debe ser lo suficiente para polarizar directamente el diodo en la figura 13 y entregar una pequeña corriente al terminal de emisor. El voltaje V_{EB1} necesario para realizar esto, debe ser igual

a la suma del voltaje directo en el diodo, mas la caída de voltaje a través de r_{B1} ó:

$$V_{EB1} = V_D + \frac{r_{B1}}{r_{B1} + r_{B2}} V_{B2B1} \dots\dots\dots(3)$$

para poder disparar el UJT. Comparando esta expresión con la ecuación (1), se encuentra que la relación entre contactos no es otra cosa que la relación r_{B1} con la totalidad de la resistencia interna ó:

$$\eta = \frac{r_{B1}}{r_{B1} + r_{B2}} = \frac{r_{B1}}{r_{BB}} \dots\dots\dots(4)$$

La resistencia interna total, r_{BB} , se denomina **resistencia interbase**.

El mecanismo por el cual el UJT se dispara, se muestra en el siguiente gráfico. Cuando el voltaje de emisor a base 1 alcanza el voltaje de pico V_p y comienza a fluir una pequeña corriente, el UJT cae bruscamente a un pequeño voltaje entre los terminales de emisor y base 1. este pequeño voltaje se denomina voltaje de valle y se simboliza por V_v .

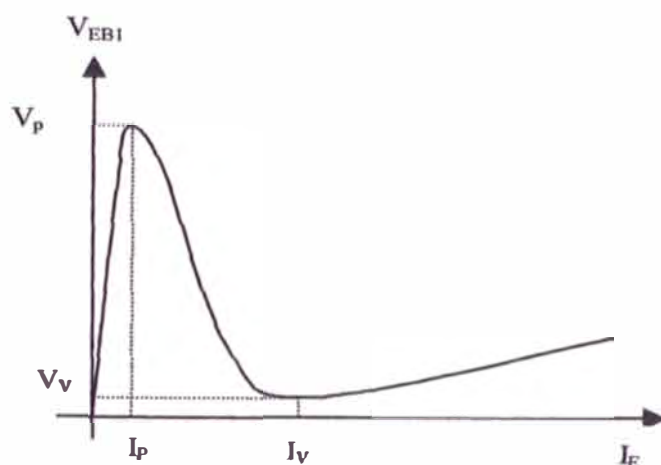


Fig. 14 Curva característica del UJT

Esta caída brusca ocurre debido al drástico crecimiento del número de portadores de carga disponibles en la región de B1 cuando la corriente de emisor comienza a fluir hacia el cuerpo del dispositivo. Visto de fuera, aparece como si r_{B1} cayese casi a cero ohmios en un tiempo muy pequeño.

Es conveniente pensar en r_{B1} como una resistencia cuyo valor varía drásticamente, desde su valor original en estado de CORTE a un valor cercano a cero ohmios. El valor de resistencia r_{B2} por el contrario, permanece fijo en su valor original de estado de C R. Cuando r_{B1} cae a un valor cercano a cero ohmios, el circuito emisor a base 1 permite que un condensador externo vacíe su carga a través del dispositivo. Dado que r_{B2} mantiene su valor original de alta resistencia durante este periodo, no se

produce una corriente instantánea grande proveniente de fuente y de B2 hacia B1.

El condensador se descarga rápidamente hasta el punto donde ya no puede entregar el mínimo de corriente requerida para mantener el UJT en CONDUCCIÓN. Esta corriente mínima requerida se denomina corriente de valle y está simbolizada por I_V como se muestra en la Figura 14.

Cuando la corriente de emisor a base 1 cae por debajo de la corriente de valle, el UJT regresa al estado de CORTE y R_{B1} vuelve a su valor inicial.. Una vez esté nuevamente en CORTE, no fluye corriente de E hacia B1 y V_{EB1} nuevamente comienza a aumentar hasta V_p para disparar el UJT por segunda vez.

2.2.2. Criterios para la selección de R con el objeto de trabajar en la Zona Astable

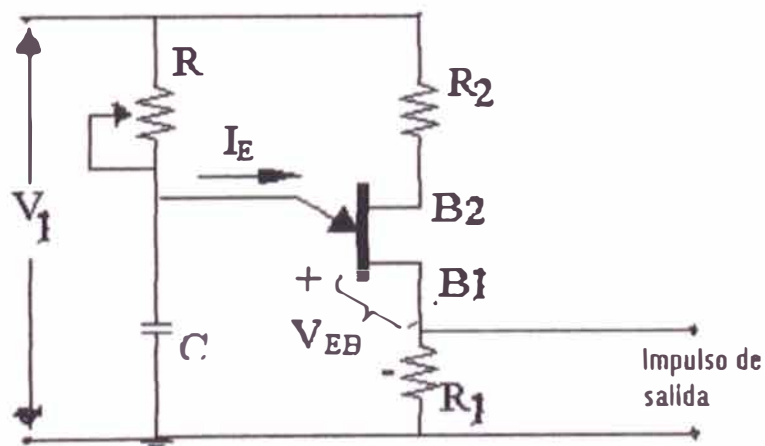
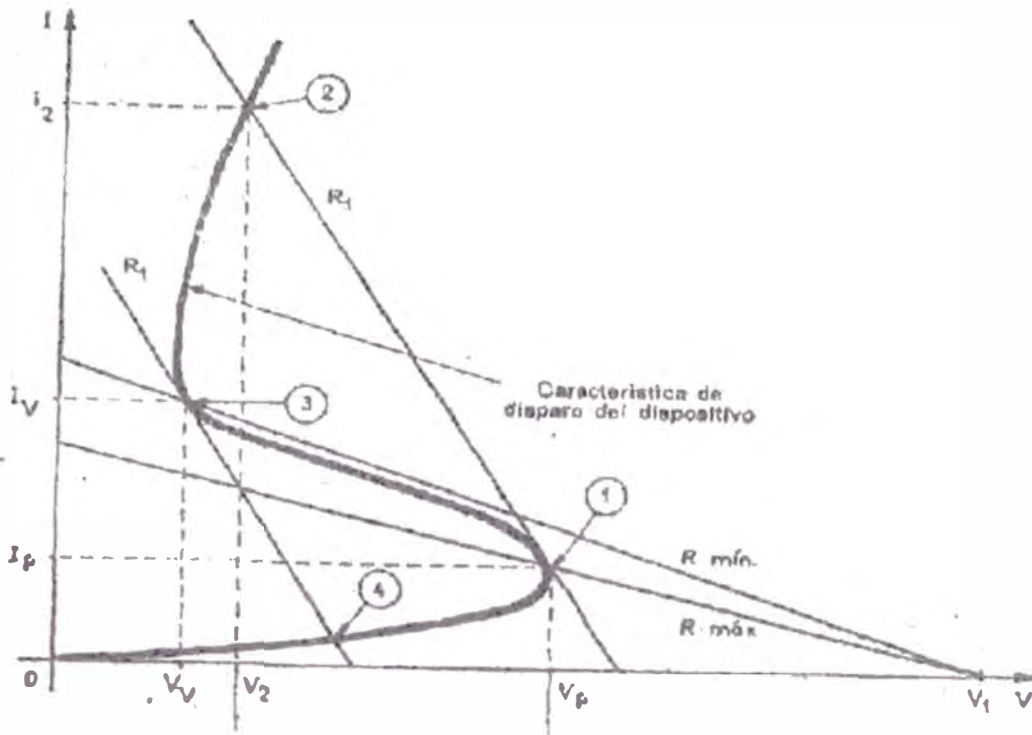


Fig. 15

Circuito de Relajación UJT



Característica de Disparo del Circuito de Relajación del UJT

Fig. 16

En el circuito de relajación mostrado se aprovechará el fenómeno de resistencia negativa.

i aumentamos R al valor máximo (R_{MAX}) que mantiene las oscilaciones, su recta de carga corta a la curva característica del UJT en el punto , en el cual la pendiente de la resistencia negativa es igual a la de la recta de carga de R_1 .

$$V_1 = I_E R + V_{EB1} + I_E R_1 \quad , \quad V_{EB1} = V_P \quad , \quad R \gg R_1$$

$$(V_1 - V_P) / I_P = R_{MAX} \quad , \quad R_1 = (V_P - V_2) / (I_P - I_2) < 0 \text{ (pendiente)}$$

Cuando se alcanza el punto de disparo 1 el punto de trabajo se desplaza a 2 descargando el condensador un pulso de corriente I_P produciendo un pulso de tensión V_P en R_1 (en el que se incluye la impedancia presentada por la puerta del tiristor). La descarga del condensador lleva de nuevo al punto de trabajo de 2 a 3 donde la pendiente de la resistencia negativa es otra vez tangente a la recta de carga R_1 .

El punto de trabajo pasa entonces de 3 a 4 y el condensador vuelve a cargarse a través de R y la oscilación prosigue.

Para el caso $R = R_{\min}$ que permite las oscilaciones, su nueva recta de carga corta la curva característica en el punto 3,. $R_{\min} = (V_1 - V_v) / I_v$.

Todo valor inferior a R_{\min} tiende a dejar al UJT en conducción en un punto de funcionamiento estable entre 2 y 3 (región de saturación). Por el contrario si $R > R_{\max}$ el UJT queda en un punto de funcionamiento estable situado entre 1 y el origen

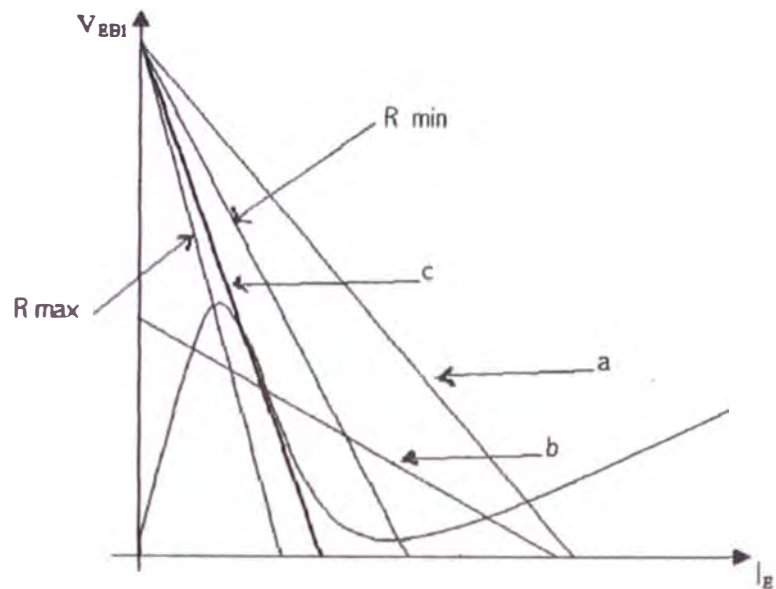


Fig. 17 Rectas de Carga del Circuito de Relajación UJT

Las rectas de carga a y b no producen oscilaciones; la recta c produce oscilación al estar polarizada en la zona correcta (zona de resistencia negativa).

Cuando se tiene valores diferente en orden de magnitud se acostumbra a calcular la Media Geométrica, por lo que obtenemos $R = \sqrt{R_{min} \times R_{max}}$, este valor permite trabajar al UJT en la zona de oscilación.

2.2.3. Oscilador Básico de Relajación

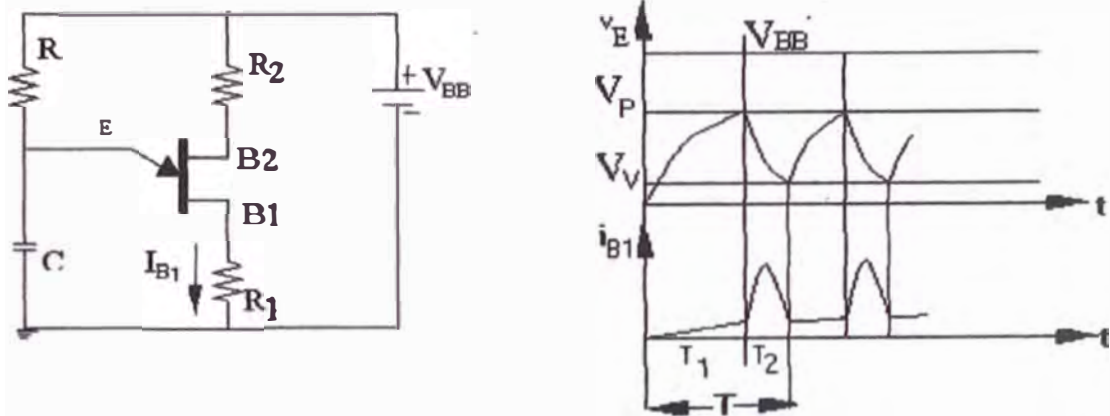


Fig. 18 Circuito básico de relajación y curvas de voltaje - corriente

Para proceso de carga $\tau = RC$ y descarga $\tau = R_1 C$

$$T_1 + T_2 = T, \quad T_1 \gg T_2, \quad T \cong T_1$$

$$v_c = V_{BB} - (V_{BB} - V_v) e^{-\frac{t}{RC}}$$

Si $t = T$, $v_o = V_P$

$$V_P = V_{BB} - (V_{BB} - V_V) e^{-\frac{T}{RC}}$$

$$T = \frac{1}{f} = RC \ln \left(\frac{V_{BB} - V_V}{V_{BB} - V_P} \right)$$

$$V_P = n V_{BB} + V_D,$$

V_D caída de tensión en el diodo emisor cuando por el pasa I_p .

$$V_D \cong 0.6 \text{ v a } 25 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$V_P \cong n V_{BB} \quad , \quad V_V \cong 0$$

$$T = RC \ln \frac{1}{1-n}$$

Por consideración de estabilidad térmica y evitar una avalancha térmica se podría usar la siguiente fórmula empírica:

$$R_2 = \frac{0.7 R_{BB}}{n V_{BB}} + \left(\frac{1-n}{n} \right) R_1$$

R_2 típico de $100 \text{ } \Omega$ ó más

$10 \text{ } \Omega \leq R_1 \leq 100 \text{ } \Omega$, sirve para que $i_E < I_{E \text{ max}}$

valores típicos para: $3 \text{ K } \Omega < R < 3 \text{ M } \Omega$ y $10\text{v} < V_{BB} < 35\text{v}$

2.2.4. El UJT en circuitos de disparo de los SCR

El UJT es casi el dispositivo ideal para el disparo de los SCR. . La mayoría de los principios de disparo del UJT discutidos en este trabajo en asociación con los SCR, se aplican igualmente bien a los triacs.

Básicamente en esta parte se pretende:

- plicar el funcionamiento de un circuito de disparo sincronizado con la línea, que utilizan un UJT para el cebado de un SCR, y calcular los valores apropiados de los componentes de tiempo y de estabilización.
- Con la teoría explicada, se realizara el diseño del circuito de control.

Compatibilidad entre los UJT y SCR

Hay varias razones para la compatibilidad entre los UJT y los SCR:

- a. El UJT produce una salida tipo pulso, la cual es excelente para efectuar con seguridad el paso a CONDUCCIÓN de un SCR.
- b. El punto de disparo del UJT es prácticamente estable en un amplio rango de temperatura.
- c. Los circuitos de disparo con UJT se facilitan para el control realimentado.

Circuito de disparo con UJT (sincronizado) para un SCRr.

El método clásico para disparar un SCR con un transistor monojuntura, se muestra en la figura 19. En este circuito, el diodo ZENER DZ1 recorta la

forma de onda de V_s al voltaje ZENER (generalmente del orden de 20 V para positivo de la línea ac). Durante el semiciclo negativo, DZ1 está directamente polarizado y mantiene a V_Z cercano a 0 V. La forma de onda de V_Z se muestra en la figura 20 - a.

Una vez se ha estabilizado V_Z lo cual ocurre prontamente cuando la línea ac cruza por cero hacia positivo, C_E comienza a cargarse a través de R_E . Cuando C_E alcanza el valor de pico del UJT, el UJT se dispara, produciendo un pulso de voltaje a través de R_1 . Este pulso ceba al SCR; de este modo hace que fluya corriente por la carga durante el resto del semiciclo positivo. Las formas de onda de V_{R1} y V_{carga} se muestran en las figuras 20-b y 20-c respectivamente.

Este circuito proporciona una sincronización automática entre el pulso de disparo del UJT y la polaridad del SCR, es decir, cada vez que el UJT entregue un pulso, hay garantía de que el SCR se encuentra con el voltaje de ánodo a cátodo en la polaridad correcta, para que pase al estado de CONDUCCIÓN. Un oscilador de relajación simple y alimentado con una fuente dc, no proporciona dicha sincronización; los pulsos del UJT tienen la misma probabilidad de ocurrencia tanto para el semiciclo negativo como para el positivo. Desde luego, los pulsos que ocurran durante el semiciclo negativo, serán inútiles.

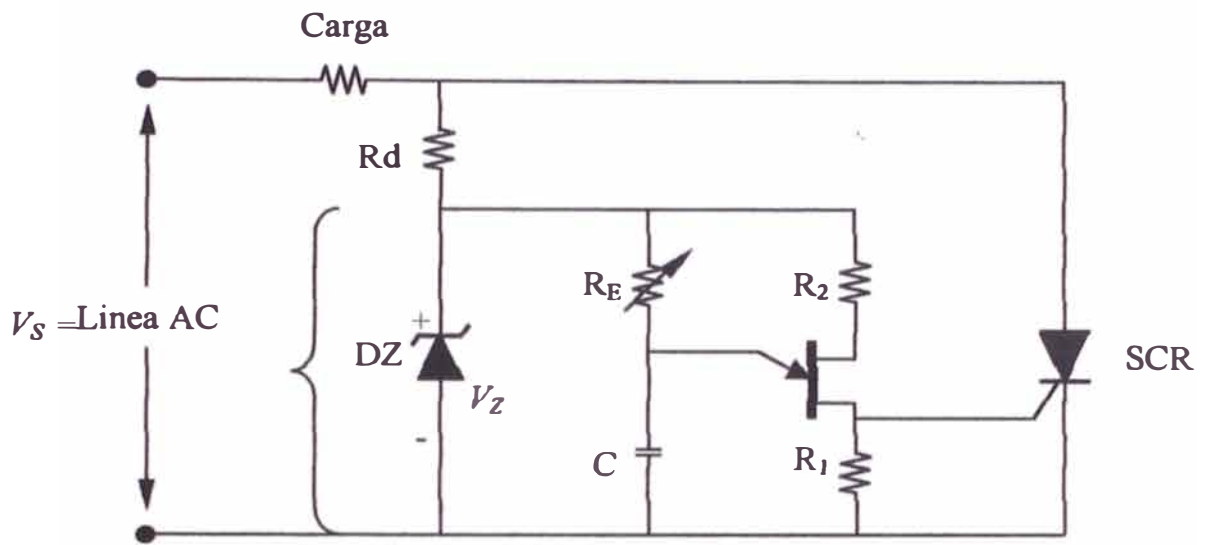


Fig. 19 Circuito Clásico de Disparo de SCR con UJT

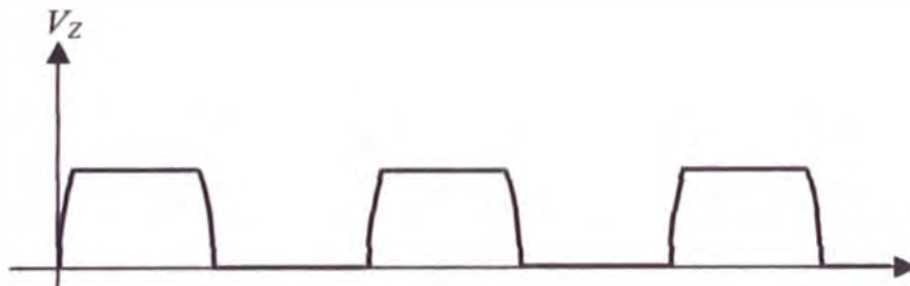


Fig. 20 - a Onda de Voltaje de Diodo Zener

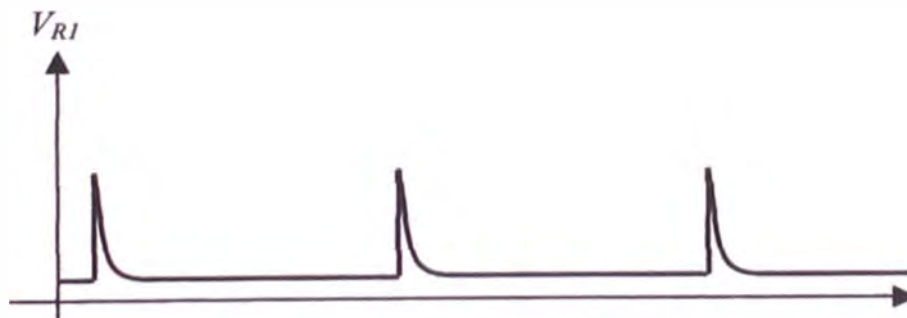


Fig. 20 - b

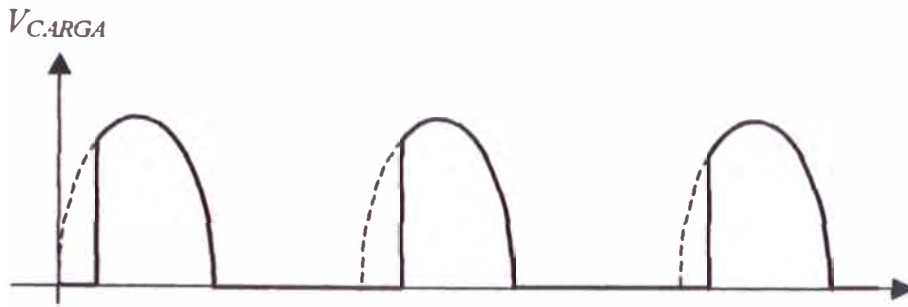


Fig. 20 - c

La potencia en la carga se controla por medio del potenciómetro R_E . Cuando R_E es baja, C_E se carga rápidamente, lo cual produce un disparo temprano del UJT y de hecho del SCR. Cuando R_E es grande, C_E se carga mas lentamente, lo cual produce un disparo retardado y de hecho un bajo promedio de corriente de carga.

Sincronización Del UJT

En el circuito se indica una forma de sincronizar el circuito de disparo del UJT a partir de la red.

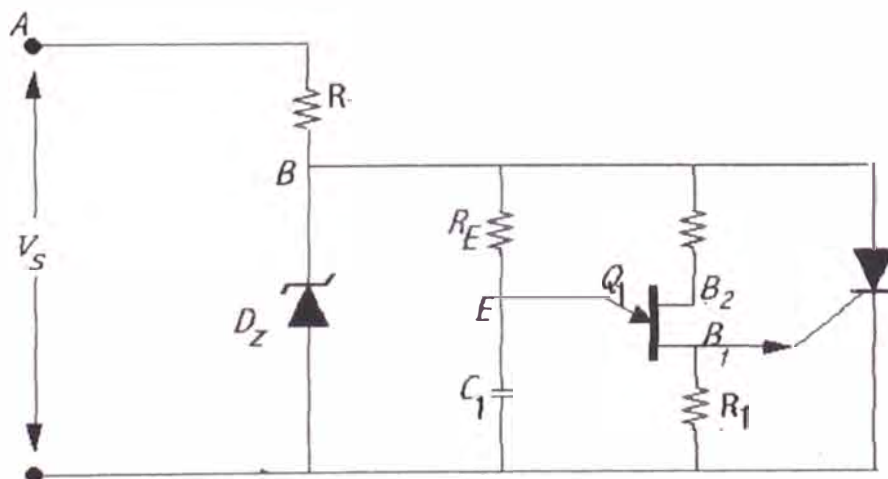


Fig. 21 - a

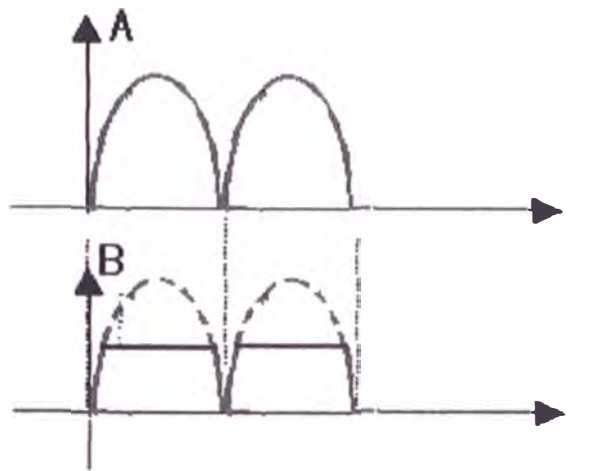


Fig. 21 – b Voltaje de Entrada (A) , Voltaje en el diodo Zener (B)

En la entrada se utiliza una tensión rectificad de onda completa. El diodo ZENER D_Z sirve para limitar y regular los picos de tensión.

Al término de cada semi-onda la Base 2 de Q_1 cae a cero, dando lugar a $V_{B2B1} = 0$ y $V_0 = 0$

Esquema léctrico de UJT:

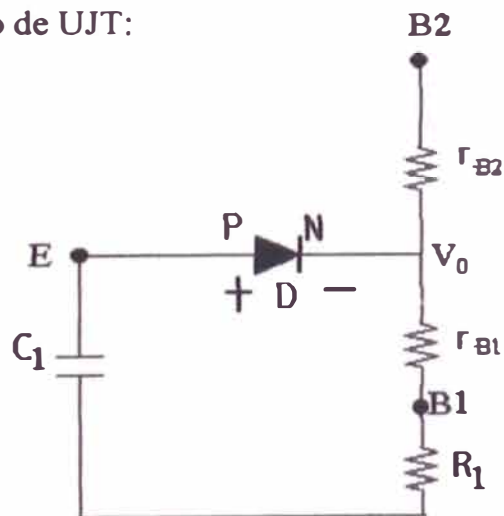


Fig. 22 squema léctrico de UJT

El diodo D estará polarizado directamente y el voltaje en C_1 descargará inmediatamente provocando el disparo de Q_1 .

El condensador C_1 estará pues descargado al empezar cada semiciclo y el circuito estará sincronizado por la tensión en la red.

En el circuito se obtiene un impulso de salida al final de cada semi-onda, lo que produce el cebado del tiristor que deja pasar la corriente de carga. El tiempo de carga de C_1 será el correspondiente a medio ciclo ($T = 8.33 \text{ ms}$)

El impulso de salida V_{B1} del cto se aplica directamente a la puerta del SCR a través de un transformador de pulsos, a fin de que el valor de R_1 sea la bastante pequeña para evitar que la tensión continua producida por la corriente de interbase I_{B2B1} tome un valor superior a la tensión máxima de puerta del SCR y no cebé adecuadamente el tiristor a la temperatura de unión máxima a la que éste debe funcionar

2.2.5. MAGNITUD DE LOS COMPONENTES DE UN CIRCUITO DE DISPARO CON UJT

En el circuito de la figura 19, se debe tener especial cuidado en selección de R_1 . El valor de R_1 debe mantenerse tan bajo como sea posible y a la vez que

sea capaz de generar un pulso de voltaje suficiente para cebar realmente al SCR. hay dos razones para esto:

- a. Aún después de disparado el UJT, hay flujo de corriente a través R_1 , debido a la conexión entre el cuerpo del UJT y V_s . Esta corriente fácilmente puede alcanzar varios miliamperios dado que la resistencia de CORTE del UJT, R_{BB} , es solamente del orden de 10 k Ω . Esto se muestra por la ecuación siguiente:

$$I_{R1} = \frac{V_z}{R_2 + R_{BB} + R_1} = \frac{20 V}{10 k\Omega} = 2 mA$$

En este cálculo, R_1 y R_2 se han despreciado, dado que siempre son pequeñas comparadas con R_{BB} . Debido a esta corriente no despreciable R_1 debe mantenerse en un valor bajo, para que el voltaje en sus terminales, el cual se aplica a la puerta del SCR, sea también bajo. De otra forma el SCR puede cebarse inadvertidamente.

Con un valor pequeño de R_1 , hay menos posibilidad que un pulso ruido pueda cebar falsamente al SCR. Las fuentes externas de ruido (la armadura de motores dc, soldadores, cajas de control, etc.), crean señales de ruido indeseables, las cuales pueden hacer que suceda esto. Las resistencias de valor pequeño son menos propensas a captar señales de ruidos que las de

gran valor. Específicamente, cuando R_1 se mantiene en valores bajos, hay menos posibilidad que una señal de ruido que aparezca en ella pueda disparar el SCR.

Un método para seleccionar los componentes de la figura 19 se presentará enseguida. Asumamos que el UJT es del tipo 2N4947, el cual tiene las características típicas siguientes a una tensión de alimentación de 20 V:

$$r_{BB} = 6k, \quad I_V = 4 \text{ mA}$$

$$n = 0.60, \quad V_V = 3v$$

$$I_p = 2 \text{ uA}$$

Si DZ1 tiene un voltaje de ruptura ZENER de 20V, entonces la corriente a través de R_1 antes del disparo está dada por:

$$I_{R1} = \frac{20V}{R_2 + r_{BB} + R_1}$$

Nuevamente despreciando R_2 y R_1 dado que son pequeñas comparadas con r_{BB} , la corriente vale aproximadamente:

$$I_{R1} = \frac{20V}{r_{BB}} = \frac{20V}{6K\Omega} = 3,3 \text{ mA}$$

Dado que la mayoría de los SCR se ceban a un V_{GK} del orden de 0.7 a 1.0 V, es por tanto razonable hacer que V_{RI} no sea mayor que 0,3 V mientras el UJT está esperando la señal de disparo. Esto nos da un margen de ruido del orden de 0.4V (0,7V – 0,3V), el cual es generalmente adecuado. Por lo tanto:

$$R_I = \frac{V_{RI}}{I_{RI}} = \frac{0.3V}{3.3 \text{ mA}} = 100\Omega$$

Además, R_E debe ser lo suficientemente pequeña para permitir la circulación de la corriente necesaria, I_p hacia el emisor para disparar el UJT. También R_E debe ser lo suficientemente grande para impedir que el UJT quede enganchado; es decir, R_E no debe permitir que por el emisor circule una corriente igual o mayor a la corriente de valle, I_v después que C_E se haya descargado. Si una corriente igual a I_v continúa fluyendo, el UJT no regresará al estado de CORTE y se dice que está enganchado.

Como el UJT no debe estar habilitado para drenar una corriente de emisor a través de una R_E cualquiera, R_E debe ser lo suficientemente grande para impedir el paso de una corriente igual ó mayor a I_v (ver su gráfica característica). La ecuación que permite calcular este valor mínimo de R_E es:

$$R_{E \min} = \frac{V_Z - V_V}{I_v}$$

Luego:

$$R_{E \min} = \frac{20V - 3V}{4 \text{ mA}} = 4.25 \text{ k}\Omega$$

Lo cual significa que R_E debe ser mayor que $4,25 \text{ k}\Omega$ para garantizar el CORTE del UJT.

Es necesario hacer notar en el circuito de la figura 19, que el enganche del UJT no puede durar más allá de un semiciclo, puesto que V_Z desaparece cuando la línea ac se invierte. Sin embargo, aun un enganche durante medio ciclo es indeseable debido a que podría resultar en una corriente de puerta hacia el SCR en forma continua durante la totalidad del ángulo de conducción. Este efecto hace que se incremente la disipación de potencia de la puerta y podría producir daño de la puerta del SCR por acción térmica.

Siguiendo, encontramos que V_p está dado por:

$$V_p = nV_{B2B1} + V_D = (0.60)(20V) + 0.6V = 12.6V,$$

Donde V_{B2B1} ha sido tomado como 20 V, lo cual es correcto debido a los valores de R_2 y R_1 .

Nue amente, otra limitación es necesaria R_E no debe ser demasiado grande porque debe entregar una cierta corriente mínima de la fuente al emisor para que el UJT se dispare una vez se alcance el valor de V_p . Dado que esta corriente se debe llegar al emisor a través de R_E , el valor de R_E debe ser lo suficientemente pequeño para permitir el paso de la corriente mínima necesaria. Esta corriente mínima se denomina **punto de corriente de pico** ó simplemente **“Corriente de Pico”** simbolizada por I_p y es del orden de algunos microamperios para la mayoría de los UJT. Por tanto, la ecuación que da el máximo valor permitido de R_E se obtiene aplicando la ley de Ohm al circuito del Emisor y se obtiene:

$$R_{E \max} = \frac{V_z - V_p}{I_p}$$

$$R_{E \max} = \frac{20V - 12,6V}{2\mu A} = 3,7M\Omega$$

Lo cual significa que R_E debe ser menor que 3,7 M Ω para poder que entregue suficiente corriente al emisor para el disparo del UJT.

El valor de R_E puede calcularse promediando $R_{E \min}$ y $R_{E \max}$, este valor de hecho es adecuado, tendríamos entonces:

$$R_E = \frac{4.25k + 3.7M}{2} = 1.85M$$

Sin embargo, en situaciones en las cuales se desea encontrar el valor óptimo entre dos valores que difieren en varios órdenes de magnitud, se acostumbra a tomar la media geométrica, en lugar del promedio (la media aritmética).

Haciendo esto tenemos:

$$R_E = \sqrt{R_{E \min} \times R_{E \max}} = \sqrt{4.25 \times 10^3 \times 3.7 \times 10^6}$$

$$R_E = 125k\Omega$$

El potenciómetro de valor estándar más cercano es $100k\Omega$, de modo que:

$$R_E = 100k$$

Para calcular el valor correcto de C_E , se admite que cuando toda resistencia variable esté en el circuito, el tiempo de carga para alcanzar V_P será casi igual a la mitad del periodo de la línea ac (tiempo de un semiciclo). Esto nos permitirá un amplio rango de ajuste en el ángulo de disparo.

Para el tiempo de carga del condensador se asume que el condensador alcanza el valor de V_P cuando: $t_{carga} = R_E C_E$

Esto significa que se esta asumiendo, que el tiempo de carga (para alcanzar el V_P) se da cuando en el circuito RC, formado por R_E y C_E , el voltaje del condensador se carga a un 63 % de la totalidad del voltaje aplicado, luego como el disparo y el corte son **muy rápidos** (debido a que $R_E \gg R_1$) comparados con el tiempo de carga, el periodo estará dado por el periodo del voltaje (en este caso la del diodo zener).

Luego, como el tiempo de carga del condensador es del orden de 8 mseg (debido a la frecuencia de 60 Hz de la fuente), aplicando la formula anterior.

$$R_{E \text{ TOTAL}} C_E = 8 \times 10^{-3}$$

ó,

$$C_E = \frac{8 * 10^{-3}}{100 * 10^3} = 0.08 \mu F$$

El valor estándar más cercano es $C_E = 0.068 \mu F$

R_2 es difícil de calcular y generalmente se determina experimentalmente o con ayuda de gráficas. Para la mayoría de los UJT, la mejor estabilidad con temperatura se consigue con un valor de R_2 comprendido entre 100 Ω y 3k.

Las hojas de características detalladas que proporciona el fabricante, contienen gráficos los cuales ayudan al usuario a escoger R_2 para una respuesta deseada con la temperatura. En la mayoría de los casos, se consigue buena estabilidad cuando $R_2 = 1k$.

Una manera para determinar el valor de DZ1 y R_d sigue. Asumamos que DZ1 es un diodo zener de no más de 1 W. Esta es una condición razonable dado que las características de regulación del zener tienden a inclinarse a grandes márgenes de potencia, y su costo aumenta considerablemente.

Si DZ1 puede disipar una potencia promedio de 1 W, puede disipar casi 2W durante el semiciclo positivo, porque la potencia disipada durante el semiciclo negativo es despreciable, debido a la pequeña caída de voltaje cuando el diodo se polariza directamente ($P = VI$). Por tanto, la corriente promedio permitida por el zener durante el semiciclo positivo será:

$$I = \frac{P_{\text{semi}+}}{V_z} = \frac{2W}{20V} = 100 \text{ mA}$$

R_d debe seleccionarse de tal manera que deje pasar más de 100 mA en promedio durante el semiciclo positivo. En una aproximación aceptable, el

voltaje promedio a través de R_d durante el semiciclo positivo será de 100V, porque:

$$V_{linea} - V_z = 120V - 20V = 100V$$

por tanto,

$$R_d = \frac{100V}{100 mA} = 1k$$

Naturalmente, R_d debe escogerse de mayor valor, para así obtener un margen de seguridad. Si un margen de seguridad en la disipación de potencia de 2 a 1 se considera aceptable, esto nos lleva a hacer una elección:

$$R_d = 2,2k\Omega$$

El rango de potencia de R_d puede determinarse asumiendo una caída de 100 Vrms a través de la resistencia.

$$P_{Rd} = \frac{V^2}{R_d} = \frac{(100)^2}{2.2k} = 4.5W$$

Esto nos lleva a seleccionar una resistencia de 5W, que es el valor estándar mas cercano por encima de 4.5W. desde luego, todos estos cálculos son aproximados y deberán probarse experimentalmente ó por medio de simulaciones.

2.3 Transformador (Ideal)

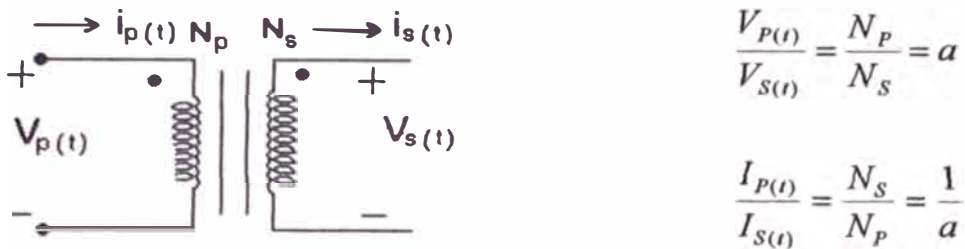


Fig. 23 Esquema Eléctrico del Transformador

Convención del punto:

1. Si el voltaje primario es positivo en el extremo punteado con respecto al extremo no punteado del mismo arrollamiento, entonces el voltaje secundario también será positivo en el extremo punteado. Las polaridades de los voltajes son las mismas con respecto a los puntos de cada lado del núcleo.
2. Si la corriente primaria del transformador penetra en el extremo punteado del arrollamiento primario, la corriente secundaria sale por el extremo punteado del respectivo arrollamiento.

Potencia Activa: (P)

$$P_{ent} = V_P I_P \cos \theta_P$$

$$P_{sal} = V_S I_S \cos \theta_S \quad \Rightarrow \quad \theta_P = \theta_S = \theta$$

El primario y secundario tienen el mismo factor de potencia.

$$\frac{V_P}{V_S} = a \Rightarrow V_S = \frac{V_P}{a}$$

$$\frac{I_P}{I_S} = \frac{1}{a} \Rightarrow I_S = a I_P$$

$$P_{SAL} = \frac{V_P}{a} \cdot a I_P \cos \theta$$

$$P_{SAL} = V_P I_P \cos \theta = P_{ent}$$

Potencia Reactiva: (Q) y Aparente(S)

$$Q_{ent} = V_P I_P \sen \theta = V_S I_S \sen \theta = Q_{SAL}$$

$$S_{ent} = V_P I_P = V_S I_S = S_{SAL}$$

“La relación de espiras del transformador ideal afecta las magnitudes de los voltajes y corriente, pero no sus ángulos”

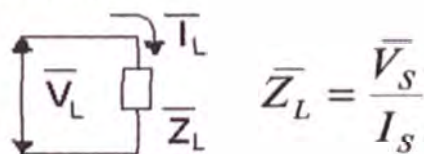
Transformación de Impedancias

Fig. 24

Una propiedad del transformador “es que modifica los niveles de voltaje y de corriente también cambia la relación entre voltaje y corriente, y por lo tanto, la impedancia aparente de un elemento”.

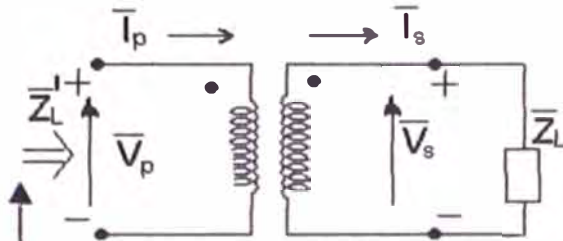


Fig. 25 Circuito para determinar características del transformdor

$$\bar{Z}_L = \frac{\bar{V}_S}{\bar{I}_S} \quad \bar{Z}_L^1 = \frac{\bar{V}_P}{\bar{I}_P} \quad \bar{V}_P = a \bar{V}_S$$

Impedancia aparente del cto. $\bar{I}_P = \frac{\bar{I}_S}{a}$

Por lo tanto
$$\bar{Z}_L^1 = \frac{a \bar{V}_S}{\frac{\bar{I}_S}{a}} = a^2 \frac{\bar{V}_S}{\bar{I}_S}$$

$$\bar{Z}_L^1 = a^2 \bar{Z}_L$$

En el caso de un transformado de impulsos con relación

$$a = \frac{n_p}{n_s} = 1 \quad \text{tendremos } \bar{Z}_L^1 = \bar{Z}_L, \quad \bar{Z}_L^1 \angle \ominus = \bar{Z}_L \angle \ominus$$

Luego: $Z_L^1 = Z_L$ (módulos), también se cumplirá:

$$\frac{V_p}{V_s} = a = 1 \Rightarrow V_p = V_s \quad \frac{I_p}{I_s} = \frac{1}{a} = 1 \Rightarrow I_p = I_s$$

CAPÍTULO III

ANÁLISIS DE LA ETAPA DE POTENCIA

3.1 Motores de CD

Los motores de corriente directa (CD) tienen características variables y su uso es extenso en los propulsores de velocidad variable. Los motores de CD proporcionan un alto par motor de arranque y también permiten obtener control de la velocidad en un amplio rango. Los métodos de control de la velocidad, por lo general son más simples y menos costosos que los de los propulsores de CA.

Los motores de CD juegan un papel significativo en las propulsiones industriales modernas. Tanto los motores de CD excitados en serie como los de excitación independiente se utilizan normalmente en propulsores de velocidad variable, aunque tradicionalmente los motores en serie se han utilizado para aplicaciones de tracción. Debido a los conmutadores, los

motores de cd no son adecuados para las aplicaciones de muy alta velocidad y requieren más mantenimiento que los motores de CA. Con los recientes adelantos en la conversión de energía, las técnicas de control y las microcomputadoras, las propulsiones motoras de ca se vuelven cada vez más competitivas en relación con las propulsiones motoras de cd. Aunque la tendencia futura mira hacia las propulsiones de ca, las propulsiones de CD se utilizan actualmente en muchas industrias. Tal vez pasen una cuantas décadas antes de que las propulsiones de cd sean totalmente reemplazadas por las propulsiones de ca.

Los rectificadores controlados proporcionan un voltaje de salida de cd variable a partir de un voltaje fijo de ca, en tanto que los pulsadores pueden entregar un voltaje de cd continuamente variable, los rectificadores controlados y los pulsadores de cd causaron una revolución en el equipo moderno del control industrial y en las propulsiones de velocidad variable, con niveles de potencia que van desde fracciones de caballos de fuerza hasta varios megavatios. Por lo general, los rectificadores controlados se utilizan para controlar la velocidad de los motores de cd.

3.1.1. Circuito Equivalente de un motor CC

Bajo condiciones de Régimen permanente, el circuito equivalente de un motor CC con excitación independiente:

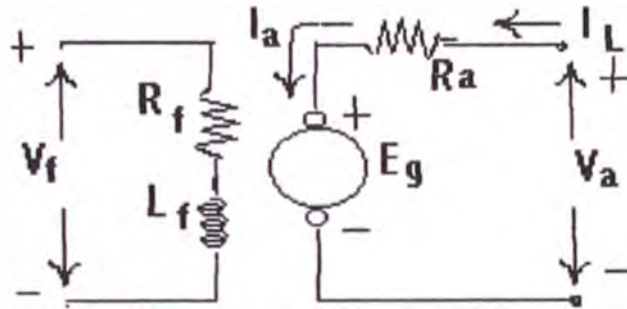


Fig. 26

$$V_a = E_g + I_a R_a$$

$$I_f = V_f / R_f \quad , \quad I_L = I_a$$

El voltaje inducido: $E_g = K_v I_f \omega$

y par producido por el motor $T_m = K_T I_f I_a$

Circuito Equivalente de un motor en derivación de CC

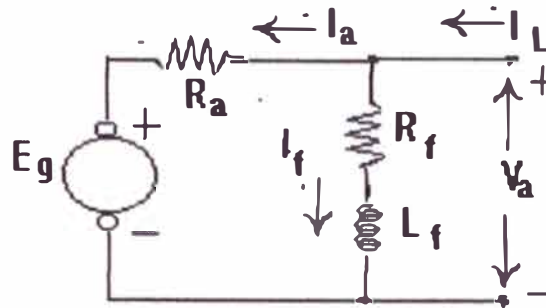


Fig. 27

$$V_a = E_g + I_a R_a$$

$$I_f = V_a / R_f \quad , \quad I_L = I_a + I_f$$

Cuando se asume la fuente de alimentación de Voltaje constante, no hay diferencia práctica en el comportamiento de estas dos máquinas.

Para un motor, las cantidades de salida, las cuales representan la característica terminal. son el par en el eje y la velocidad.

para el motor en derivación:

$$V_a = E_g + I_a R_a$$

$$V_a = K_v I_f W + I_a R_a$$

$$W = \frac{V_a - I_a R_a}{K_v I_f} \quad , \quad I_a = \frac{T_m}{K_T I_f}$$

$$W = \frac{V_a}{K_v I_f} - \left(\frac{T_m}{K_T I_f} \right) \frac{R_a}{K_v I_f} \quad , \quad K_T = K_v = K$$

$$W = \frac{V_a}{K_v I_f} - \frac{T_m R_a}{(K_v I_f)^2}$$

Esta ecuación es una línea recta con pendiente negativa obteniendo la característica resultante Par – Velocidad del motor, como se observa en la figura 28:

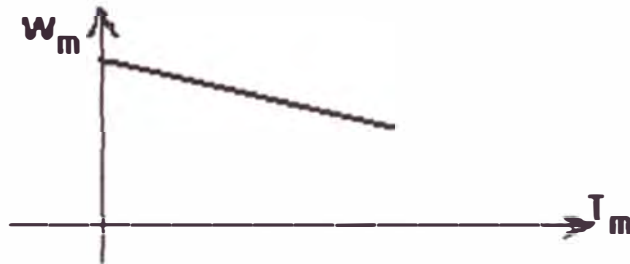


Fig. 28 Característica par – velocidad de un motor de CC en derivación

Es importante señalar que V_a , I_f , R_a permanecen constantes con la variación de la carga e indicar que la potencia desarrollada por el motor es:

$$P_m = E_g I_a = T_m W$$

La curva de magnetización de un motor típico de CC mostrada es una curva de E_g Vs I_f , para velocidad constante,

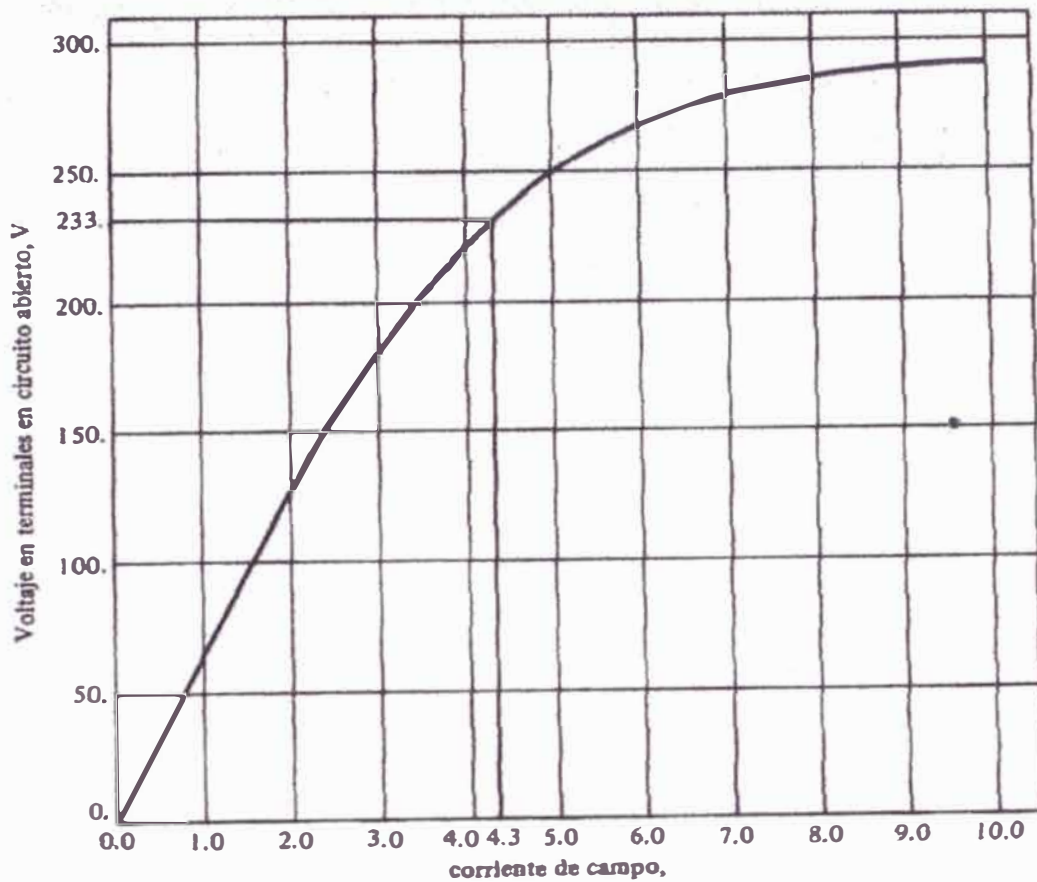


Fig. 29 Curva de Magnetización de un motor típico CC a velocidad constante

Puesto que la velocidad de un motor de CC real varía es necesario corregirla por la diferencia de velocidad cuando se está usando la curva de magnetización.

Fórmula de corrección :

$$\frac{E_g}{E_{g0}} = \frac{n}{n_0}$$

E_g voltaje generado a una velocidad n y

E_{g0} voltaje generado a la velocidad de referencia n_0 de la curva de magnetización

3.1.2. Control de Velocidad de los Motores de CD con Excitación Independiente

El circuito equivalente de un motor de cd de excitación independiente ó separada se muestra a continuación.

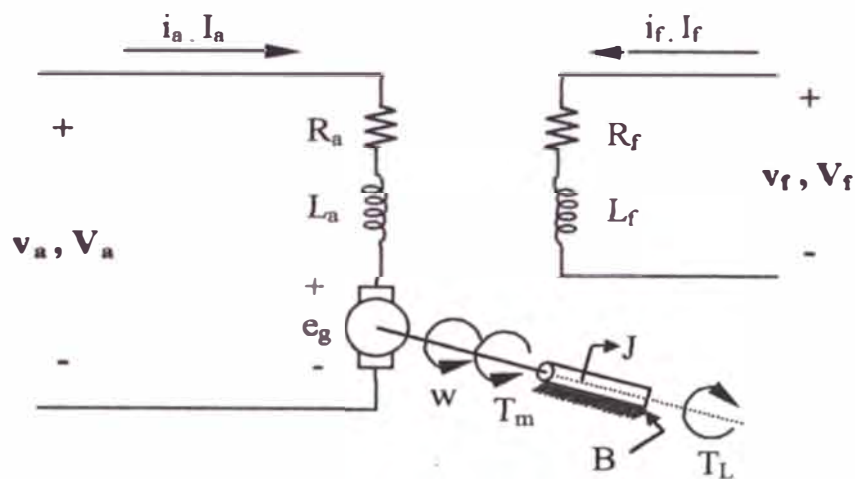


Fig. 30

Cuando un motor de excitación independiente es excitado mediante una corriente del campo i_f y en el circuito de la armadura fluye una corriente de la armadura i_a , el motor desarrolla una fuerza contraelectromotriz y un par motor a una velocidad determinada, para equilibrar el par motor de la carga. La corriente del campo i_f de un motor de excitación separada es independiente de la corriente de la armadura i_a , por lo que cualquier modificación en la corriente de la armadura no tiene efecto sobre la corriente del campo. La corriente del campo, por lo general, es mucho menor que la corriente de la armadura.

Las ecuaciones que describen las características de un motor de excitación independiente pueden determinarse a partir de la figura anterior. El voltaje instantáneo del campo v_f se describe como

$$v_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt}$$

El voltaje instantáneo de la armadura se puede determinar a partir de

$$v_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e_g$$

La fuerza contraelectromotriz del motor, que también se conoce como voltaje de velocidad, se expresa como

$$e_g = K_v \omega i_f$$

El par desarrollado por el motor es $T_m = k_T i_f i_a$

El par motor desarrollado deberá ser igual al par motor de la carga:

$$T_m = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega + T_L$$

donde:

$\dot{\omega}$ = velocidad del motor, rad/s

B = constante de la fricción viscosa, N-m/rad/s

K_v = constante de voltaje, V/A rad/s

$K_T = K_v =$ constante del par motor

$L_a =$ inductancia del circuito de armadura H

$L_f =$ inductancia del circuito del campo H

$R_a =$ resistencia del circuito de la armadura Ω

$R_f =$ resistencia del circuito del campo, Ω

$T_L =$ par motor de la carga N.m

Bajo condiciones de regímenes permanente, las derivadas de tiempo de estas ecuaciones son cero y las cantidades promedio son:

$$V_f = R_f I_f \quad \dots\dots(1)$$

$$E_g = K_v \omega I_f \quad \dots\dots(2)$$

$$\begin{aligned} V_a &= R_a I_a + E_g \quad \dots\dots(3) \\ &= R_a I_a + k_v \omega I_f \end{aligned}$$

$$T_m = k_t I_f I_a \quad \dots\dots(4)$$

$$= B \omega + T_L \quad \dots\dots(5)$$

La potencia desarrollada es:

$$P_m = T_m \omega \quad \dots\dots(6)$$

La relación la corriente del campo I_f y la fuerza contraelectromotriz E_g no es lineal debido a la saturación magnética. La relación, que se muestra en la figura 31 se conoce como **característica magnéticas del motor**.

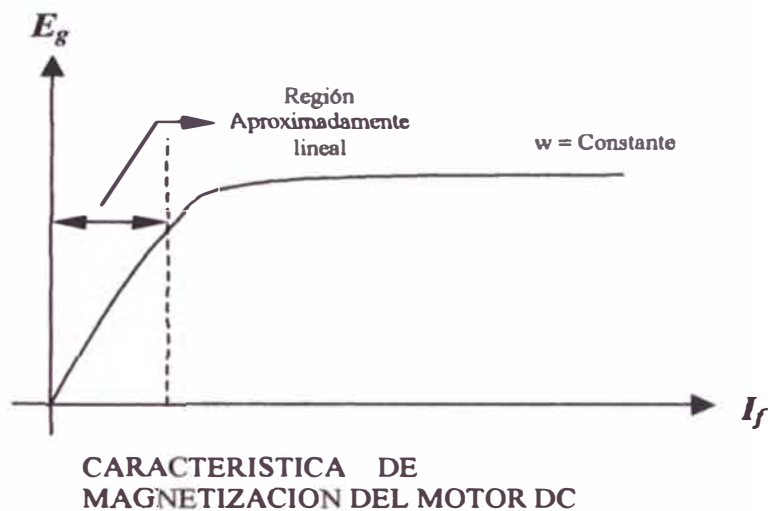


Fig. 31

A partir de la ecuación (3), la velocidad del motor de excitación separada se puede determinar:

$$w = \frac{V_a - R_a I_a}{k_v I_f} = \frac{V_a - R_a I_a}{k_v V_f / R_f} \quad \dots\dots(7)$$

Podemos observar de la ecuación (7) que la velocidad del motor puede variar mediante:

1. El control del voltaje de la armadura V_a que se conoce como control de voltaje.

2. El control de la corriente del campo I_f , conocido como control del campo.
3. La demanda del par motor, que corresponde a una corriente de armadura, I_a para una corriente fija del campo I_f .

La velocidad que corresponde al voltaje especificado de la armadura, a la corriente especifica del campo y a la corriente de la armadura, es conocida como **velocidad base**.

En la practica, para una velocidad menor que la velocidad base, la corriente de la armadura y la corriente del campo se mantienen **constantes**, para hacer frente a la demanda del par motor, a fin de controlar la velocidad se varía el voltaje de la armadura V_a . Para velocidades mayores que la velocidad base, el voltaje de la armadura se mantiene en el voltaje especificado a fin de controlar la velocidad se varía la corriente del campo. Sin embargo, la potencia desarrollada por el motor (= par motor x velocidad) se conserva constante. La figura 32 muestra las características del par motor, la potencia, la corriente de la armadura y la corriente del campo en función de la velocidad.

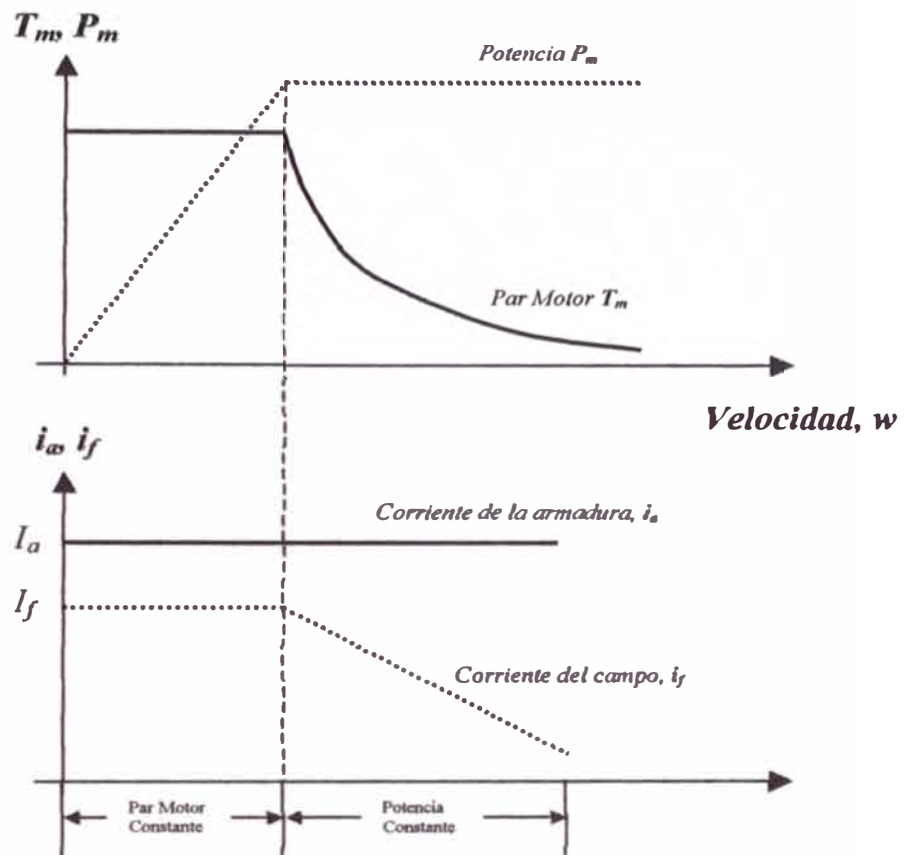


Fig. 32

3.1.3. Motor de CC en Serie

El campo de un motor de CD se puede conectar en serie con el circuito de la armadura, tal y como se muestra en la figura 33

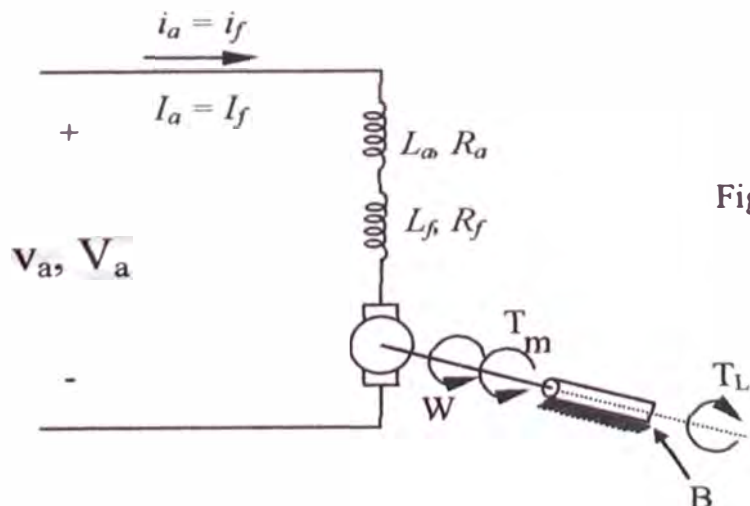


Fig. 33

Este tipo de motor se conoce como un motor serie. El circuito del campo se diseña de tal forma que pueda conducir la corriente de la armadura. Las cantidades promedios en régimen permanente son:

$$E_g = k_v \omega I_f \quad \dots\dots(8)$$

$$V_a = (R_a + R_f) I_a + E_g \quad \dots\dots(9)$$

$$= (R_a + R_f) I_a + k_v \omega I_f$$

$$T_m = k_t I_a I_f = \quad BW + T_L \quad \dots\dots(10)$$

A partir de la ecuación (9) se puede determinar la velocidad de un motor en serie:

$$\omega = \frac{V_a - (R_a + R_f) I_a}{k_v I_a} \quad , \quad I_f = I_a \quad \dots\dots(11)$$

La velocidad puede variarse controlando:

a El voltaje de la armadura, V_a .

b La corriente de la armadura, que es una medida de la demanda del par motor.

La ecuación (10) indica que un motor serie puede proporcionar un par motor alto, especialmente en el arranque; por esta razón los motores serie son comúnmente utilizados en aplicaciones de tracción.

Para una velocidad hasta la velocidad base, el voltaje de la armadura se iría manteniendo constante el par motor. Una vez aplicado el voltaje de especificación de la armadura, la relación velocidad par motor sigue la característica natural del motor, y la potencia (= par motor x velocidad) se conserva constante. Conforme la demanda de par motor se reduce, aumenta la velocidad.

A una carga muy baja, la velocidad puede resultar muy alta por lo que no es aconsejable operar sin carga un motor serie de cd. La figura 34 muestra las características de los motores serie.

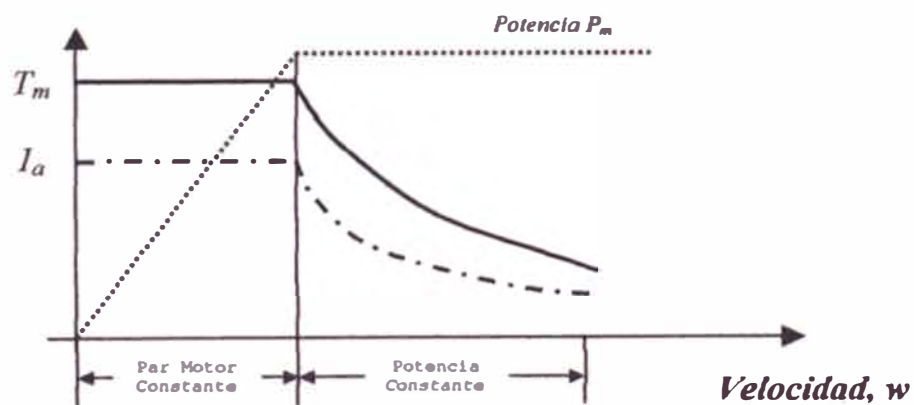


Fig. 34

En el motor serie el flujo (θ) es directamente proporcional a la corriente de armadura (I_a), al menos hasta alcanzar la saturación:

$$\theta = c I_a, \quad c : \text{constante de proporcionalidad}$$

$$T_m = K_T I_a^2 \dots\dots\dots(12)$$

Un motor serie da más par por amperio que cualquier otro motor CC, por esto se utiliza en aplicaciones que requieren pares muy altos, como motores de arranque en carros, motores de elevadores y motores de tracción en locomotoras.

Si:

$$V_a = E_g + (R_a + R_f) I_a \quad \dots\dots(13)$$

$$I_a = \sqrt{\frac{T_m}{K_T}}, \quad E_g = K_v W I_a$$

$$V_a = K_v W I_a + (R_a + R_f) I_a$$

$$V_a = K_v W \sqrt{\frac{T_m}{K_T}} + (R_a + R_f) \sqrt{\frac{T_m}{K_T}} \quad \dots\dots(14)$$

$$W = \frac{V_a}{\left(\frac{K_v}{\sqrt{K_T}} \right) \sqrt{T_m}} - \frac{R_a + R_f}{K_v} \quad \dots(15)$$

Obsérvese que para un motor serie no saturado la velocidad del motor varía con el inverso de la raíz cuadrada del par, como se observa en la figura 35 para una velocidad mayor a la velocidad base.

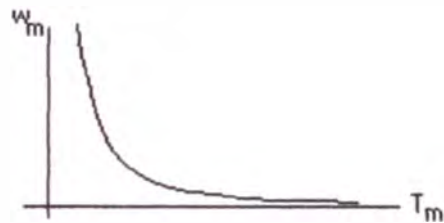


Fig. 35

Característica par – velocidad de un motor serie de CC

De la ecuación 15 puede verse una desventaja del motor serie, cuando el par en este motor va a cero, su velocidad va a infinito; es decir si no se conecta otra carga al motor este puede girar lo suficientemente rápido para dañarse a sí mismo.

Un motor en serie NUNCA puede estar completamente descargado

La única forma eficiente para cambiar la velocidad de un motor serie de CC es cambiar el voltaje terminal del motor (V_a), si este se aumenta, el primer término de la ecuación 15 se incrementa, resultando una velocidad más alta para cualquier par dado.

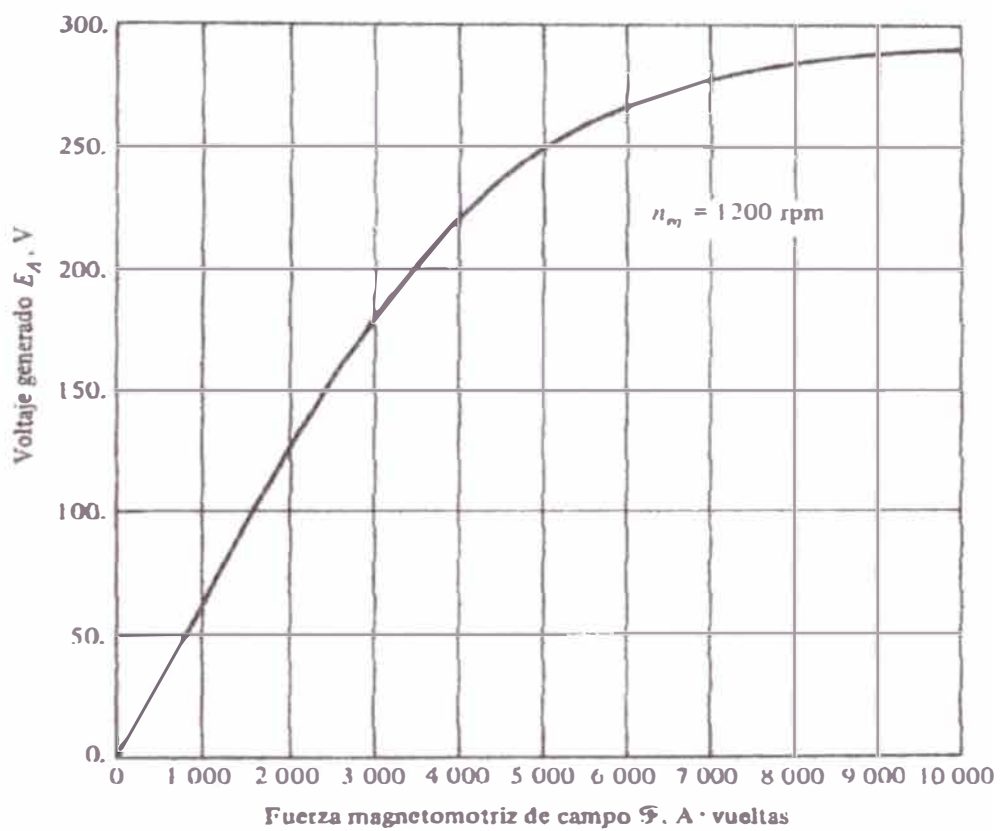


Fig. 36

Curva de magnetización de motor serie

3.1.4. Control de Velocidad en los Motores en Derivación de CC

El control de velocidad que involucre cambio en el voltaje de armadura sin cambiar el voltaje aplicado al campo, necesita la siguiente conexión a fin de que el motor se excite independientemente.

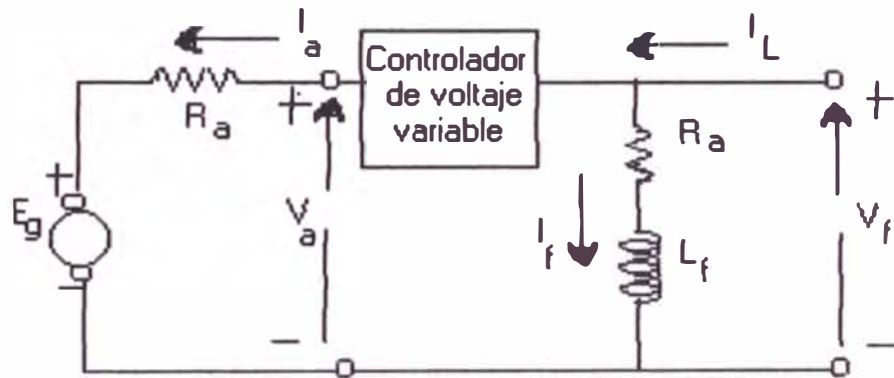


Fig. 37 Control del voltaje de armadura de un motor de CC en derivación

$$I_a = (V_a - E_g) / R_a \quad , \text{ aumenta cuando } V_a \text{ crece}$$

$$T_m = K_T I_f I_a \quad , \text{ aumenta cuando } I_a \text{ crece,}$$

Por lo tanto $T_{MOTOR} > T_{CARGA}$ y la velocidad del motor (W) aumenta.

$$E_g = K_v I_f W \quad , \text{ aumenta cuando } W \text{ aumenta}$$

$$I_a = (V_a - E_g) / R_a \quad , \text{ disminuye cuando } E_g \text{ aumenta.}$$

$T_m = K_T I_f I_a$, disminuye cuando I_a disminuye

Por lo tanto: $T_m = T_{carga}$ a una velocidad más alta.

La siguiente figura muestra el efecto del control de velocidad por voltaje de armadura sobre las características par velocidad de un motor en derivación.

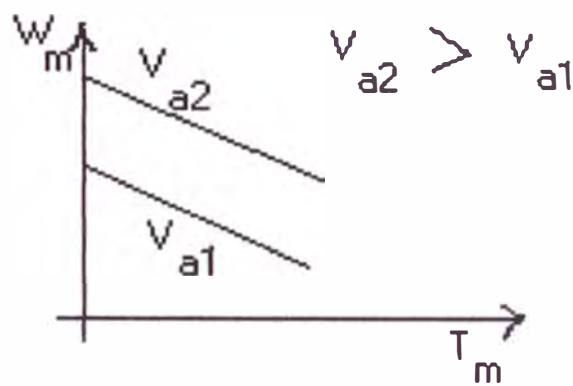


Fig. 38

Existen otros dos métodos de control de la velocidad de motores en derivación de CC, el de cambiar la resistencia de campo R_f y por consiguiente el flujo de campo (uso común); y el de insertar una resistencia en serie con el circuito de la armadura (uso menos frecuente).

Los dos últimos métodos no los desarrollaremos por no ser parte del presente trabajo; sin embargo presentaremos los diagramas del par y potencia máxima como una función de la velocidad para un motor en derivación bajo control del voltaje de armadura y de la resistencia de campo.

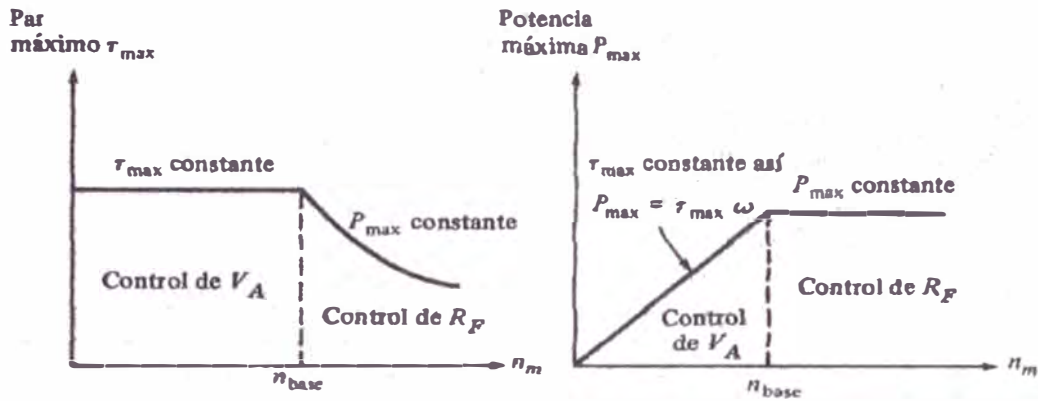


Fig. 39 Diagramas del Par y Potencia máxima de un motor en derivación

3.1.5. Modos de Operación

En las aplicaciones de velocidad variable, un motor de cd puede operarse en uno o más modos; como motor, como freno regenerativo, como freno dinámico, como freno invirtiendo rotación y en cuatro cuadrantes.

Como motor.

La fuerza contraelectromotriz E_g es menor que el voltaje de alimentación V_a , además, tanto la corriente de la armadura como la del campo son positivas. El motor desarrolla un par motor para cumplir con la demanda de la carga.

Frenado regenerativo.

Aquí, el motor actúa como un generador y desarrolla un voltaje inducido E_g . E_g debe ser mayor que el voltaje de alimentación V_a . La corriente de la armadura es negativa, pero la corriente del campo es positiva. La energía cinética del motor es devuelta a la alimentación. Un motor serie es por lo general conectado en forma de generador autoexcitado. Para la autoexcitación, es necesario que la corriente del campo ayude al flujo residual. Esto se obtiene normalmente mediante la inversión de las terminales de la armadura o las terminales del campo.

Frenado dinámico.

Su configuración es similares a la del frenado regenerativo, excepto porque el voltaje de alimentación V_a es reemplazado por una resistencia de frenado R_v . La energía cinética del motor se disipa en R_v .

Frenado invirtiendo rotación.

Aquí, los terminales de la armadura se invierten durante la operación. El voltaje de la alimentación V_a y el voltaje inductivo E_g actúan en la misma

dirección. La corriente de la armadura se invierte, y produce por lo tanto un par motor de frenado. La corriente del campo es positiva. En el caso de un motor serie, deberán invertirse las terminales de la armadura o las del campo, pero no ambas.

Cuatro cuadrantes.

Es cuando el motor tiene una configuración tal que le permite funcionar en cualquiera de las 4 condiciones anteriores.

3.2. Efecto de carga inductiva en el control del Angulo de Fase

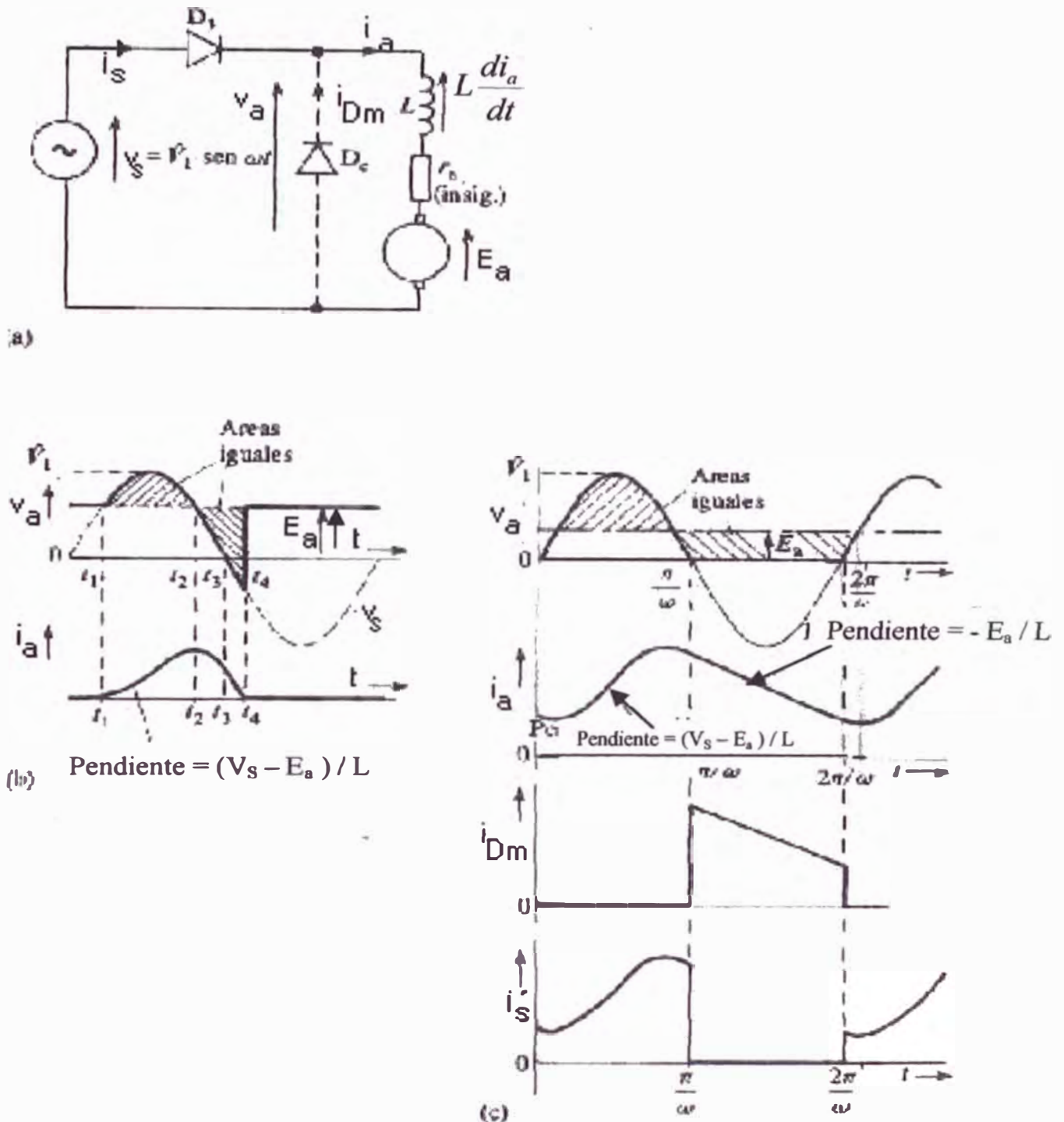


Fig. 40 a) Circuito básico sin conexión del diodo de marcha libre (D_M)
 b) Onda de voltaje y corriente sin conectar (D_M)
 c) Onda de voltaje y corriente con (D_M) conectado

Entre t_1 y t_4 la corriente fluye por el circuito en serie, en otro momento $v_a = E_a$

Cuando : $0 \leq t < t_1$, $E_a > V_s$, D_1 no conduce y $v_a = E_a$

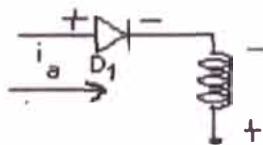
$$t > t_4 \quad , \quad E_a > v_s \implies V_a = E_a$$

Cuando : $t_1 < t < t_2$, $v_s > E_a$ y D_1 conduce.

Se nota la naturaleza discontinua de i_a el voltaje de armadura v_a se define por el voltaje de suministro de AC (v_s), entre instantes t_1 y t_4 cuando la corriente fluye por el circuito en serie; en otros momentos $v_a = E_a$

Si $W = \text{cte}$ y se aumenta la carga mecánica de la máquina, la velocidad W cae debido a que $T_{\text{carga}} > T_{\text{motor}}$. $E_a = kW\phi$ disminuirá, $i_a = (v_a - E_a) / r_a$ aumentara y $v_L = V_s \sin Wt - E_a$ estará expuesta un período más largo, el consiguiente pulso i_a contribuirá a un pulso mayor y más extendido del T_{motor} ; i_a iniciada en t_1 ($v_s = E_a$) continúa hasta que i_a alcanza su valor pico positivo en t_2 cuando de nuevo $v_s = E_a$, en ese trayecto $V_L = L (d i_a / d t) > 0$ y la energía almacenada en L es $(1/2) i_a^2 \text{ max.}$

Para $t > t_2$, i_a decrece $v_L = L d i_a / d t < 0$, v_L invierte su polaridad para mantener conduciendo a D_1 :



La bobina mantiene el flujo de corriente hasta que la energía almacenada llegue a cero, suministrando de esta manera energía para la conversión electromecánica permitiendo el flujo de potencia desde la fuente de AC mientras $v_a > 0$ ($t_2 > t > t_4$). Esto se debe a la fuente cuando $v_a < 0$ ($t_3 < t < t_4$). Esto se debe a que el inductor ideal no disipa la energía eléctrica que se le suministra sino almacena energía en la forma de un campo magnético.

Cuando $t_1 < t < t_2$ el área bajo la curva $v_s - E_a$ equivale a $v_L = L di_a / dt$ trazada respecto al tiempo entre los límites t_1 y t_2 que corresponden a los valores cero y máximo de i_a . El área es igual al enlace del flujo máximo desarrollado en L , como en seguida cae a cero la energía almacenada, la reducción a cero del enlace de flujo viene dado por la curva bajo $E_a - v_s$ en el tiempo entre $t = t_2$ y $t = t_4$

Puede forzarse el pulso de corriente a perdurar más tiempo para que no caiga a cero, aumentando el valor medio de la corriente de armadura y en consecuencia T_{MOTOR} ($T_M = K_T I_f I_a$), instalando un diodo de marcha libre (D_M) en paralelo con el circuito de armadura.

La polaridad del diodo D_M impide un corto circuito directo a la fuente, pero permite el cortocircuito de armadura si el flujo de corriente continúa en el medio ciclo de voltaje de suministro que va a negativo.

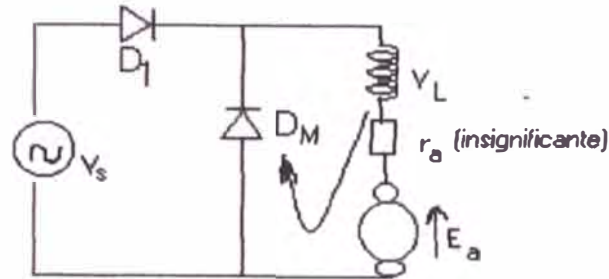


Fig. 41

$$V_{Dm} = v_L + i_a r_a + E_a = 0$$

$$V_L = - i_a r_a - E_a$$

$$L \, di_a / dt = - i_a r_a - E_a \cong -E_a$$

$$- (L \, di_a / dt) = E_a \quad , \quad v_L \text{ invierte su polaridad.}$$

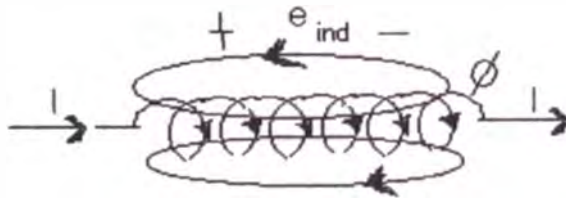
Con \hat{V}_1 , E_a , L correctos el flujo de i_a será continuo proporcionando un desarrollo más uniforme al torque. La incorporación de D_M permite a D_1 cesar la conducción al final del medio ciclo positivo. D_M mantiene el cátodo de D_1 cerca al potencial de no conducción mientras i_a circula por D_M . D_M permite a D_1 “conmutar” o apagar su corriente proveniente de la fuente cuando ésta aplica una polaridad inversa a D_1 .

El diodo de marcha libre (D_M) se describe como un diodo de conmutación.

Cuando $t = \pi / \omega$ se cierra el circuito e i_{Dm} conduce por D_M manteniendo i_a ; cuando $\pi / \omega < t < 2 \pi / \omega$ D_1 no conduce y D_M mantiene al cátodo de D_1 sin conducir.

Por la naturaleza de la inductancia la corriente en una carga inductiva no puede cambiarse instantáneamente, esto significa que la corriente en la carga no crecerá inmediatamente al encender el SCR y tampoco dejará de circular exactamente al final del semiciclo. Esto se debe al principio conocido como la Ley de Lenz.

ley de lenz



N: número de vueltas

Fig. 42

Si la corriente que pasa en la bobina aumenta en magnitud, se incrementa también el flujo que enlaza a la bobina $\Rightarrow e_{ind} = N \, d\phi / dt$ para la bobina se desarrolla una fem inducida a lo largo de la misma, debido al cambio de corriente a través del devanado. La polaridad de esa fem inducida tiende a establecer una corriente en la bobina, que produce un flujo original, principio

conocido como Ley de Lenz. “un efecto inducido es siempre de índole tal que se opone a la causa que lo produce”.

$$L = N \frac{d\phi}{di}$$

N número de vueltas

ϕ flujo en webers

i corriente que pasa por la bobina de amperes.

Si :

$$e_L = N \frac{d\phi}{dt} = N \frac{di}{dt} \cdot \frac{d\phi}{di} = \left(N \frac{d\phi}{di} \right) \frac{di}{dt} = L \frac{di}{dt} \text{ volt}$$

La tensión inducida en la bobina se opone a la fem que la produjo, llamándose fuerza contraelectromotriz a veces se indica $V_{f_{cem}} = -L \frac{di}{dt}$

La inductancia de una red es una medida de cuánto se opondrá a un cambio en la corriente de la red.

Una carga fuertemente inductiva puede causar dos problemas serios en un controlador de ángulo fase:

1. Cuando el SCR se pone en conducción la inductancia puede hacer que la corriente crezca en forma demasiado lenta y no alcance el valor de mantenimiento (I_H) antes que desaparezca la corriente de compuerta, por lo tanto el SCR no se mantendrá en conducción, porque su corriente es menor que I_H .

2. Si la corriente, después del final de un ciclo dado, continúa lo suficientemente grande, antes de llegar a I_H , el voltaje aplicado en el siguiente ciclo podría ser lo suficientemente alto para mantener la corriente circulante y el SCR nunca dejaría de conducir.

La solución a 1 es usar un circuito especial para suministrar al SCR un pulso de corriente de puerta más grande, el cual suministrara la cantidad de tiempo suficiente para que la corriente a través del SCR crezca por encima de I_H , permitiendo al elemento mantenerse en conducción por el resto del ciclo.

La solución a 2, como hemos visto D_M no conduce durante la circulación normal de corriente, pero al final de un semi-ciclo la corriente en la carga inductiva procurará mantenerse circulando en la misma dirección en que estaba fluyendo, Sobre la carga inductiva aparecerá un voltaje con la polaridad requerida para mantener fluyendo la corriente a través de D_M (polarizándolo directamente) y este suministrará un camino para descargar la corriente de carga.

De esta manera el SCR puede apagarse sin necesidad que la corriente del inductor caiga instantáneamente a cero.

Finalmente:

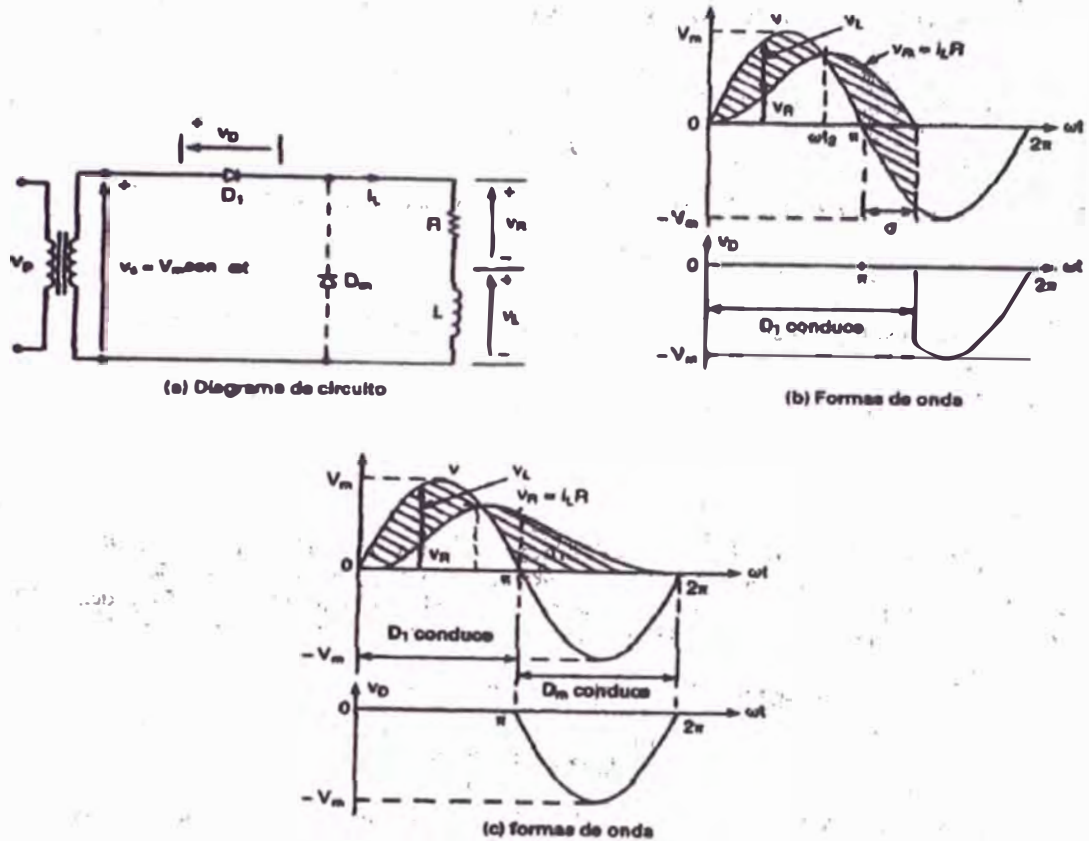


Fig. 43 Rectificador de media onda con carga inductiva

$$V_{cd} = \frac{V_m}{2\pi} \int_0^{\pi+\sigma} \text{sen}(\omega t) d\omega t$$

$$V_{cd} = \frac{V_m}{2\pi} [-\cos \omega t]_0^{\pi+\sigma}$$

$$V_{cd} = \frac{V_m}{2\pi} [1 - \cos(\pi + \sigma)]$$

El voltaje V_L (promedio) del inductor = 0

Corriente de carga promedio $I_{DC} = V_{DC} / R$

Es posible aumentar V_{cd} (y la corriente) haciendo $\sigma = 0$, añadiendo D_M . El efecto de D_M es evitar que aparezca un voltaje negativo a través de la carga inductiva y como resultado aumente la energía electromagnética almacenada.

En $t = t_1 = \pi / \omega$ la corriente proveniente de D_1 se transfiere a D_M , proceso conocido como conmutación de diodo.

Dependiendo de la constante de tiempo, la corriente i_a con una carga resistiva puede resultar discontinua, pero con una carga muy inductiva la continuidad de la corriente de carga dependerá de su constante de tiempo ($\tau = L / R$). Para los valores de L mayores la constante de tiempo es más grande y la carga de la corriente en la bobina es más lenta y menos abrupta.

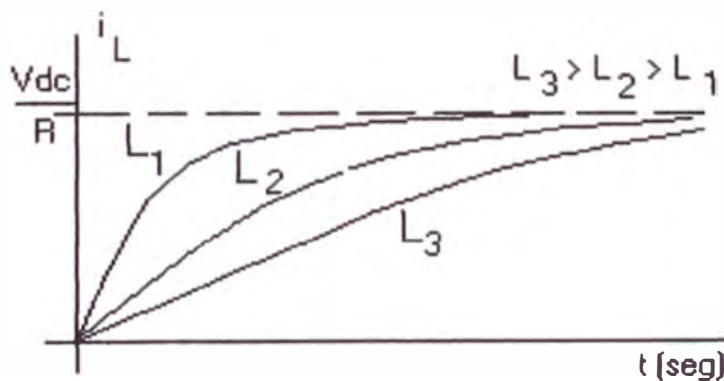


Fig. 44

3.3 Diodo de Marcha Libre

Si el interruptor s_1 de la figura 45 - a se cierra durante el tiempo $t = t_1$, se establece una corriente a través de la carga; si entonces se abre el interruptor, se debe encontrar una trayectoria para la corriente de la carga inductiva. Esto se efectúa normalmente conectando un diodo D_m tal como aparece en la figura, este diodo usualmente se llama diodo de marcha libre. La operación del circuito se puede dividir en dos modos. El modo 1 empieza cuando el interruptor se cierra en $t = 0$, y el modo 2 empieza cuando se abre el interruptor. Los circuitos equivalentes para cada uno de los modos aparecen en la figura b. i_1 e i_2 se definen como los valores instantáneos correspondientes a los modos 1 y 2 respectivamente t_1 y t_2 son las duraciones correspondientes de dichos modos.

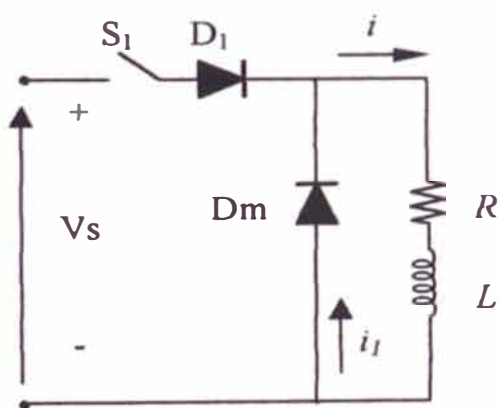
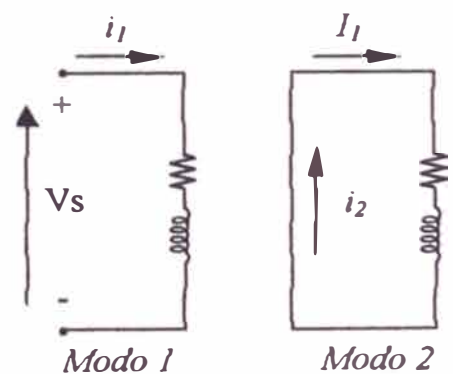


Diagrama de Circuito

Figura a



Circuitos Equivalentes

Figura b

Fig. 45

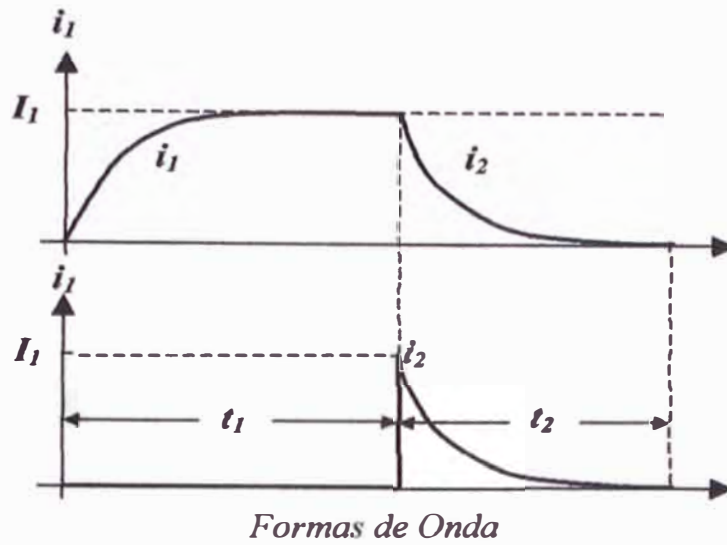


Fig. 46

Modo 1. Durante este modo, la corriente del diodo i_1 está dado por:

$$i_{1(t)} = \frac{V_s}{R} (1 - e^{-tR/L})$$

Cuando el interruptor se abre en $t = t_1$ (al final de este modo), la corriente de dicho momento se convierte en:

$$i_1 = i_{1(t=t_1)} = \frac{V_s}{R} (1 - e^{-t_1 R/L})$$

Si el tiempo t_1 es lo suficientemente largo, corriente al valor de régimen permanente, una corriente $I_s = V_s / R$ fluye a través de la carga.

Modo 2. Este modo empieza cuando se abre el interruptor y la corriente de carga empieza a fluir a través del diodo de marcha libre D_M . Si redefinimos el origen del tiempo al principio de este modo, la corriente a través del diodo de marcha libre se encuentra a partir de:

$$0 = L \frac{di_2}{dt} + Ri_2$$

Con la condición inicial $i_{2(t=0)} = I_1$. La solución correspondiente a la ecuación anterior da la corriente libre $i_f = i_2$ como:

$$i_{2(t)} = I_1 e^{-tR/L}$$

Esta corriente decae en forma exponencial hasta cero en el momento $t = t_2$ siempre y cuando $t_2 \gg L/R$. Las formas de onda de las corrientes aparecen en la figura 46.

3.4. Los Rectificadores Controlados

Como se sabe, los diodos rectificadores sólo suministran un voltaje de salida fijo. Para obtener voltajes de salida controlados, se utilizan tiristores de

control de fase en vez de diodos. Es posible modificar el voltaje de salida de los rectificadores a tiristores controlando el retraso o ángulo de disparo de los mismos. Un tiristor de control de fase se activa aplicándole un pulso corto a su compuerta y se desactiva debido a la conmutación natural o de línea; en el caso de una carga altamente inductiva, se desactiva mediante el disparo de otro tiristor del rectificador durante el medio ciclo negativo del voltaje de entrada.

Estos rectificadores controlados por fase son sencillos y menos costosos, y en general, su eficiencia es superior al 95%. Dado que estos rectificadores controlados convierten ca en cd, se conocen también como convertidores ca – cd, y se utilizan en forma extensa en aplicaciones industriales, especialmente en propulsores de velocidad variable, con potencias desde fraccionarias hasta niveles de megawatts.

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

- 1 - Convertidores monofásicos
- 2 - Convertidores trifásicos.

Cada tipo se puede subdividir en:

- 1 - Semiconvertidor.
- 2 - Convertidor completo.
- 3 - Convertidor dual.

Un **semiconvertidor** es un convertidor de un cuadrante, y tiene una misma polaridad de voltaje y de corriente de salida.

Un **convertidor completo** es un convertidor de dos cuadrantes, la polaridad de su voltaje de salida puede ser positiva o negativa. Sin embargo, la corriente de salida del convertidor completo sólo tiene una polaridad.

Un **convertidor dual** puede operar en cuatro cuadrantes, y tanto su voltaje como su corriente de salida pueden ser positivo o negativos. En algunas aplicaciones, los convertidores se conectan en serie, a fin de que operen a voltajes más altos y para mejorar el factor de potencia de entrada.

Para analizar el rendimiento de los convertidores controlados por fase con carga RL se puede aplicar el método de las series de Fourier, similar al de los rectificadores con diodos. Sin embargo, a fin de simplificar el análisis, se

puede suponer que la inductancia de carga es lo suficientemente alta como para que la corriente de carga se considere continua y tenga una componente ondulatoria despreciable.

Para el diseño del circuito de potencia, se utilizará un **semiconvertidor monofásico**, cuyas características generales se desarrollaran a continuación.

Semiconvertidores Monofásicos

La disposición del circuito de un semiconvertidor monofásico aparece en la figura 47 con una carga altamente inductiva.

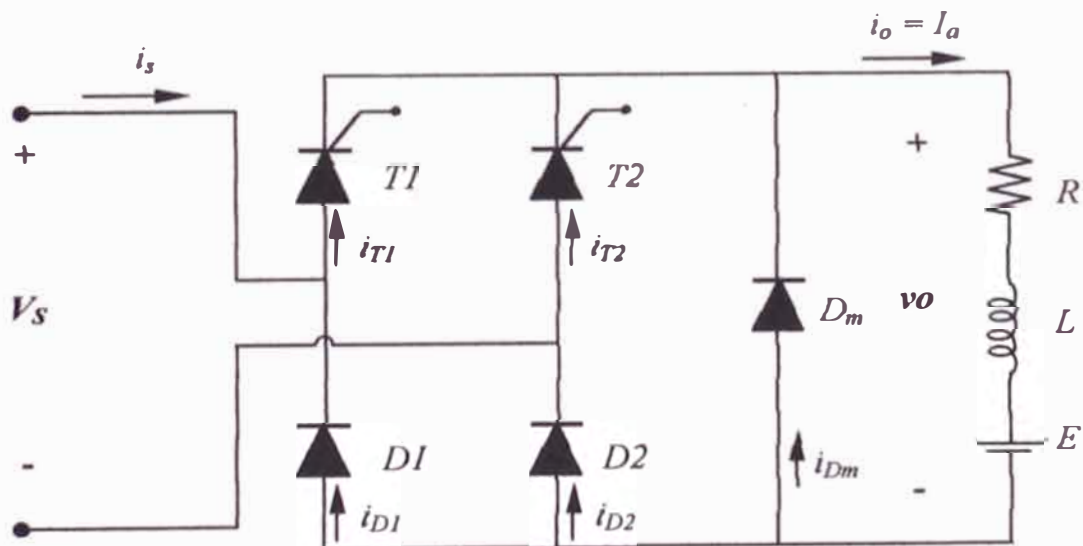
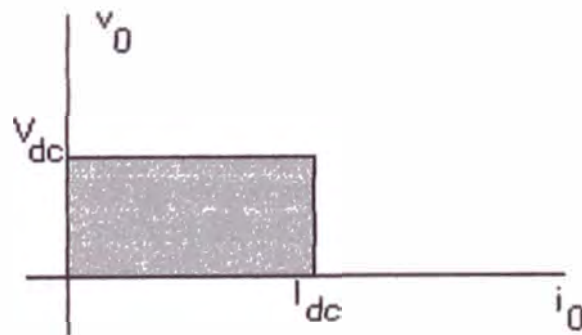


Fig. 47

Para la simplificación del análisis, la corriente de carga se supone continua y libre de componentes ondulatorias. Durante el medio ciclo positivo, el tiristor T_1 tiene polarización directa. Cuando el tiristor T_1 se dispara en $\omega t = \alpha$, la carga se conecta a la alimentación de entrada a través de T_1 y D_2 durante el periodo $\alpha \leq \omega t \leq \pi$. Durante el periodo $\pi \leq \omega t \leq (\pi + \alpha)$, el voltaje de entrada es negativo y el diodo de marcha libre D_m tiene polarización directa. D_m conduce para proporcionar la continuidad de corriente de la carga inductiva. La corriente de carga se transfiere de T_1 y D_2 a D_m y el tiristor T_1 así como el diodo D_2 se desactivan. Durante el medio ciclo negativo del voltaje de entrada, el tiristor T_2 queda con polarización directa y el disparo del tiristor T_2 en $\omega t = \pi + \alpha$ invierte la polaridad de D_m . El diodo D_m se desactiva y la carga se conecta a la alimentación a través de T_2 y D_1 .



Cuadrante de funcionamiento
(funciona como motor)

Fig. 48

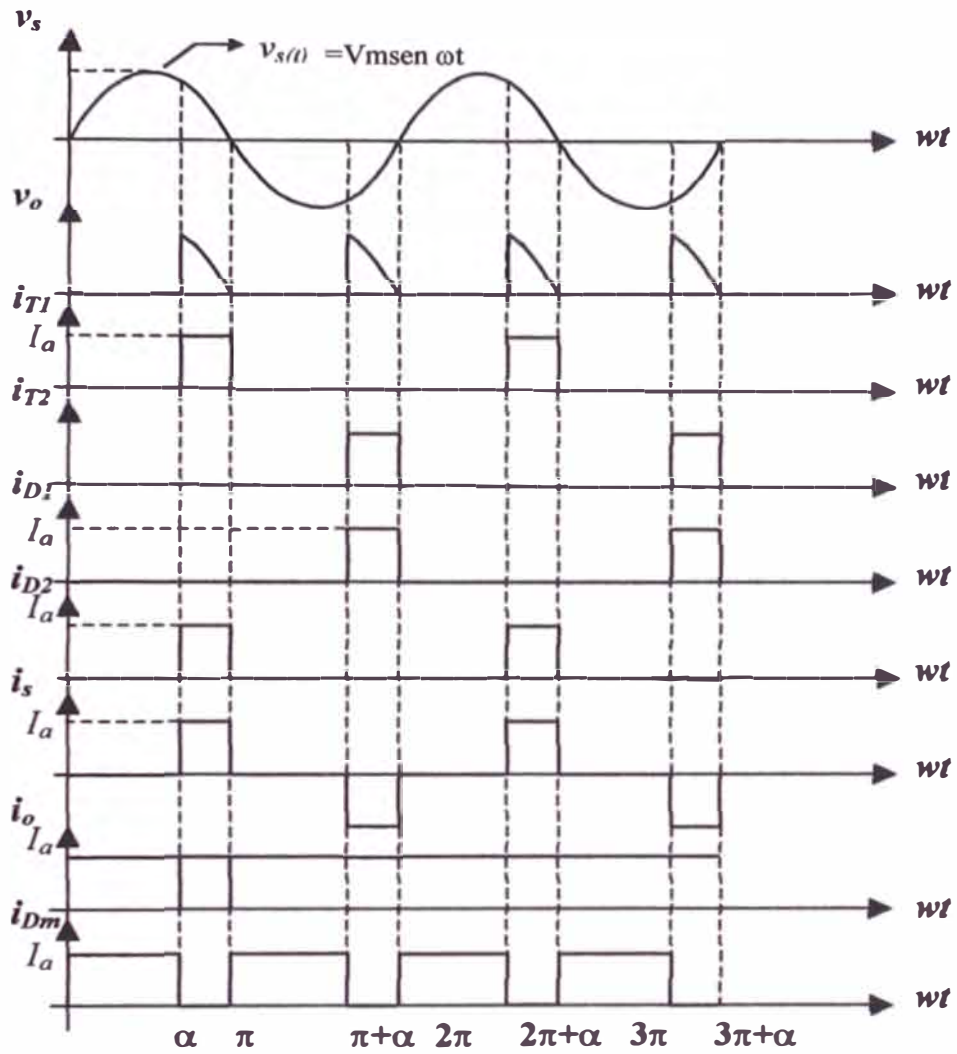


Fig. 49 Formas de Onda
del Semiconvertidor

La figura 48 muestra la región del convertidor, donde tanto el voltaje como la corriente de salida tienen polaridad positiva. La figura 49 muestra las formas de ondas para el voltaje de entrada, el voltaje de salida, la corriente de entrada y la corriente a través de T_1 , T_2 , D_1 y D_2 . Este convertidor tiene un mejor factor de potencia, debido a la operación del diodo de marcha libre y es de uso común en aplicaciones hasta de 15 kW, donde la operación en un cuadrante es todavía aceptable

El voltaje promedio de salida se puede encontrar a partir de

$$V_{dc} = \frac{1}{T} \int_0^T v d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\alpha} v d(\omega t) + \int_{\alpha}^{\pi} v d(\omega t) + \int_{\pi}^{\pi+\alpha} v d(\omega t) + \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} v d(\omega t) \right]$$

$$V_{dc} = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi} V_m \sin(\omega t) d(\omega t) + \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} (-V_m) \sin(\omega t) d(\omega t) \right]$$

$$V_{dc} = \frac{1}{2\pi} \left[- \int_{\alpha}^{\pi} (-V_m) \sin(\omega t) d(\omega t) + \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} (-V_m) \sin(\omega t) d(\omega t) \right]$$

$$V_{dc} = \frac{V_m}{2\pi} \left[- \int_{\alpha}^{\pi} d \cos(\omega t) + \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} d \cos(\omega t) \right]$$

$$V_{dc} = \frac{V_m}{2\pi} [- \cos \pi + \cos \alpha + \cos 2\pi - \cos(\pi + \alpha)]$$

$$V_{dc} = \frac{V_m}{2\pi} [1 + \cos \alpha + 1 + \cos \alpha]$$

$$V_{dc} = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha) \quad \dots(1)$$

y V_{cd} puede modificarse o variar, desde $2V_m/\pi$ hasta 0 al variar α desde 0 hasta π . El voltaje promedio máximo de salida es $V_{dm} = 2V_m/\pi$ y el voltaje promedio de salida normalizado es:

$$V_n = \frac{V_{cd}}{V_{dm}} = 0.5 [1 + \cos \alpha] \quad \dots(2)$$

el voltaje de salida rms se determina a partir de

$$\begin{aligned} V_{rms} &= \left[\frac{1}{T} \int_0^T v^2 d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} \\ &= \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m^2 \text{sen}^2(\omega t) d(\omega t) + \frac{1}{2\pi} \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} V_m^2 \text{sen}^2(\omega t) d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} \end{aligned}$$

Desarrollando primera integral:

$$\begin{aligned} &\Rightarrow \int_{\alpha}^{\pi} \text{sen}^2(\omega t) d(\omega t) \\ &= \int_{\alpha}^{\pi} \frac{1}{2} (1 - \cos(2\omega t)) d(\omega t) \\ &= \int_{\alpha}^{\pi} \frac{d(\omega t)}{2} - \frac{1}{2} \int_{\alpha}^{\pi} \cos(2\omega t) d(\omega t) \quad ; \quad d(\text{sen } 2\omega t) = 2 \cos(2\omega t) d(\omega t) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{\pi - \alpha}{2} - \frac{1}{2 \times 2} \int_{\alpha}^{\pi} 2 \cos(2\omega t) d(\omega t) = \frac{\pi - \alpha}{2} - \frac{1}{4} \int_{\alpha}^{\pi} d(\text{sen } 2\omega t) \\
&= \frac{\pi - \alpha}{2} - \frac{1}{4} [\text{sen } 2\omega t]_{\alpha}^{\pi} = \frac{\pi - \alpha}{2} - \frac{1}{4} [\text{sen } 2\pi - \text{sen } 2\alpha] \\
&= \frac{\pi - \alpha}{2} + \frac{1}{4} \text{sen } 2\alpha
\end{aligned}$$

Desarrollando la segunda integral:

$$\begin{aligned}
\Rightarrow \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} \text{sen}^2(\omega t) d(\omega t) &= \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} \frac{1}{2} (1 - \cos(2\omega t)) d(\omega t) \\
&= \frac{2\pi - \pi - \alpha}{2} - \frac{1}{2 \times 2} \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} 2 \cos(2\omega t) d(\omega t) \\
&= \frac{\pi - \alpha}{2} - \frac{1}{4} \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} d(\text{sen } 2\omega t) = \frac{\pi - \alpha}{2} - \frac{1}{4} [\text{sen } 2\omega t]_{\pi+\alpha}^{2\pi} \\
&= \frac{\pi - \alpha}{2} - \frac{1}{4} (\text{sen } 4\pi - \text{sen } 2(\pi + \alpha)) \\
&= \frac{\pi - \alpha}{2} + \frac{1}{4} \text{sen } 2(\pi + \alpha) \\
&= \frac{\pi - \alpha}{2} + \frac{1}{4} \text{sen } 2\alpha
\end{aligned}$$

$$V_{rms} = \left[\frac{Vm^2}{2} \left(\frac{\pi - \alpha}{2} + \frac{1}{4} \text{sen}2\alpha \right) + \frac{V_m^2}{2\pi} \left(\frac{\pi - \alpha}{2} + \frac{1}{4} \text{sen}2\alpha \right) \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$V_{rms} = \left[\frac{Vm^2}{2\pi} \left((\pi - \alpha) + \frac{\text{sen}2\alpha}{4} \right) \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$V_{rms} = \frac{Vm}{\sqrt{2}} \left[\frac{1}{\pi} \left((\pi - \alpha) + \frac{\text{sen} 2\alpha}{2} \right) \right]^{\frac{1}{2}} \dots\dots\dots (3)$$

Ejemplo Aplicativo:

En el semiconvertidor de la figura 47 la corriente de carga I_o se puede suponer continua y su contenido de componentes ondulatorias despreciable. La relación de vueltas del transformador es la unidad

Expresar la corriente de entrada en una serie de Fourier; luego determinar el factor armónico de la corriente de entrada HF, el factor de desplazamiento DF, y el factor de potencia de entrada PF.

Solución:

La forma de onda para la corriente de entrada aparece en la figura 49 y la corriente de entrada instantánea se puede expresar con una serie de Fourier de la forma.

$$i_s(t) = I_{dc} + \sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} (a_n \cos nwt + b_n \text{sen}nwt) \dots\dots\dots(4)$$

$$I_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_s(t) d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} I_a d(\omega t) - \frac{1}{2\pi} \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} I_a d(\omega t)$$

$$I_{dc} = 0$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_s(t) \cos n\omega t * d(\omega t)$$

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

$$a_n = \frac{I_a}{\pi n} \left[\int_{\alpha}^{\pi} d(\sin(n\omega t)) - \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} d(\sin(n\omega t)) \right]$$

$$a_n = \frac{I_a}{\pi n} [\sin(n\pi) - \sin(n\alpha) - \sin(2\pi n) + \sin[n(\pi + \alpha)]]$$

a) para n impar $\Rightarrow n=1,3,5,\dots$

$$a_n = \frac{-2I_a}{n\pi} \sin(n\alpha)$$

b) para n par $\Rightarrow n=2,4,6,\dots$

$$a_n = 0$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_s(t) \operatorname{sen}(n\omega t) d(\omega t)$$

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

$$b_n = -\frac{I_a}{\pi n} \left[\int_{\alpha}^{\pi} d(\cos(n\omega t)) \right] + \frac{I_a}{\pi n} \left[\int_{\pi+\alpha}^{2\pi} d(\cos(n\omega t)) \right]$$

$$b_n = -\frac{I_a}{\pi n} [\cos(n\pi) - \cos(n\alpha)] + \frac{I_a}{\pi n} [\cos(n2\pi) - \cos(n\pi) \cos(n\alpha)]$$

c) para Π impar $\implies n = 1, 3, 5, \dots$

$$b_n = \frac{2I_a}{n\pi} (1 + \cos n\alpha)$$

d) para Π par $\implies n = 2, 4, 6, \dots$

$$b_n = 0$$

Dado que $I_{dc} = 0$, la ecuación puede escribirse como:

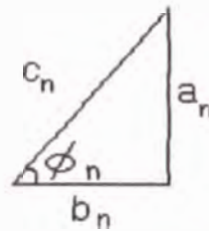
$$i_{s(t)} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \operatorname{sen}(n\omega t)) \dots\dots(5)$$

Efectuando las siguientes transformaciones:

$$a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t) = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \left(\frac{a_n \cos(n\omega t)}{\sqrt{a_n^2 + b_n^2}} + \frac{b_n \sin(n\omega t)}{\sqrt{a_n^2 + b_n^2}} \right)$$

Representando el triángulo rectángulo:

$$c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$



$$\begin{aligned} a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t) &= \sqrt{a_n^2 + b_n^2} (\sin(\phi_n) \cos(n\omega t) + \cos(\phi_n) \sin(n\omega t)) \\ &= \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \sin(n\omega t + \phi_n) \end{aligned}$$

Por lo tanto

$$\begin{aligned} i_s(t) &= \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \left(\sqrt{a_n^2 + b_n^2} \sin(n\omega t + \phi_n) \right) \\ &= \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} I_{n,\max} \sin(n\omega t + \phi_n) \quad \dots\dots(6) \end{aligned}$$

$$I_{n,\max} = \left[a_n^2 + b_n^2 \right]^{\frac{1}{2}} = \left[\left(\frac{-2I_a}{n\pi} \right)^2 \sin^2 n\alpha + \left(\frac{2I_a}{n\pi} \right)^2 (1 + \cos n\alpha)^2 \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$I_{n,\max} = \left(\frac{2I_a}{n\pi} \right) \left[\sin^2 n\alpha + 1 + 2 \cos n\alpha + \cos^2 n\alpha \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{2I_a}{n\pi} [2 + 2 \cos n\alpha]^{\frac{1}{2}} \\
&= \frac{2I_a \sqrt{2}}{n\pi} \left[1 + 2 \cos^2 \frac{n\alpha}{2} - 1 \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{2I_a \sqrt{2}}{n\pi} [1 + \cos n\alpha]^{\frac{1}{2}} \\
&= \frac{2\sqrt{2}I_a}{n\pi} * \sqrt{2} \cos \frac{n\alpha}{2} \\
I_{n,\max} &= \frac{4I_a}{n\pi} \cos \frac{n\alpha}{2} \quad \text{.....(7)}
\end{aligned}$$

El valor RMS de la componente armónica de orden n de la corriente de entrada será:

$$\begin{aligned}
I_{sn} &= \frac{I_{n,\max}}{\sqrt{2}} = \frac{4I_a}{\sqrt{2}n\pi} \cos \frac{n\alpha}{2} \\
I_{sn} &= \frac{2\sqrt{2}I_a}{n\pi} \cos \frac{n\alpha}{2} \quad \text{.....(8)}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\operatorname{tg} \phi_n &= \frac{a_n}{b_n} = \frac{-\frac{2I_a}{n\pi} \operatorname{sen}(n\alpha)}{\frac{2I_a}{n\pi} (1 + \cos n\alpha)} = -\frac{\operatorname{sen}(n\alpha)}{1 + \cos(n\alpha)} \\
\operatorname{tg} \phi_n &= \frac{-2\operatorname{sen}\left(\frac{n\alpha}{2}\right) \cos\left(\frac{n\alpha}{2}\right)}{1 + 2\cos^2\left(\frac{n\alpha}{2}\right) - 1} = -\frac{\operatorname{sen} \frac{n\alpha}{2}}{\cos \frac{n\alpha}{2}} = \operatorname{tg}\left(-\frac{n\alpha}{2}\right)
\end{aligned}$$

Por lo tanto:

$$\phi_n = -\frac{n\alpha}{2} \dots\dots(9)$$

Entonces

$$i_{s(t)} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4I_a}{n\pi} \cos \frac{n\alpha}{2} \operatorname{sen} \left(n\omega t - \frac{n\alpha}{2} \right) \dots\dots(10)$$

El valor RMS de la corriente fundamental es:

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

La corriente de entrada RMS se puede calcular como:

$$I_s = \left(\sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} I_{sn} \right)^{\frac{1}{2}}$$

I_s se puede obtener directamente de:

$$I_s = \left(\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} I_a^2 d(\omega t) \right)^{\frac{1}{2}} = I_a \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} \right)^{\frac{1}{2}}$$

Para el Factor Armónico (HF) se cumple:

$$HF = \left(\left(\frac{I_s}{I_{s1}} \right)^2 - 1 \right)^{\frac{1}{2}}$$

Reemplazando valores tenemos:

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

El Factor de Desplazamiento (DF) se halla como:

$$DF = \cos \phi_1 = \cos\left(-\frac{\alpha}{2}\right)$$

ϕ_1 = ángulo de desplazamiento o ángulo entre las componentes fundamentales del voltaje y corriente.

Para el Factor de Potencia (PF):

$$PF = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos \phi_1 = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos\left(-\frac{\alpha}{2}\right) = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)$$

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

De las ecuaciones anteriores se deduce que, los parámetros de rendimiento del convertidor dependen del ángulo de retraso α . (ángulo de disparo).

3.5 Semiconvertidor Monofásico para el Motor

Según se explicó en la sección correspondiente al diodo de marcha libre, el semiconvertidor monofásico es un tipo de rectificador controlado, por lo que,

para nuestro diseño del circuito de potencia, se utilizara un **semiconvertidor monofásico** que alimentara el circuito de armadura, controlando su voltaje, tal como se muestra en la figura siguiente:

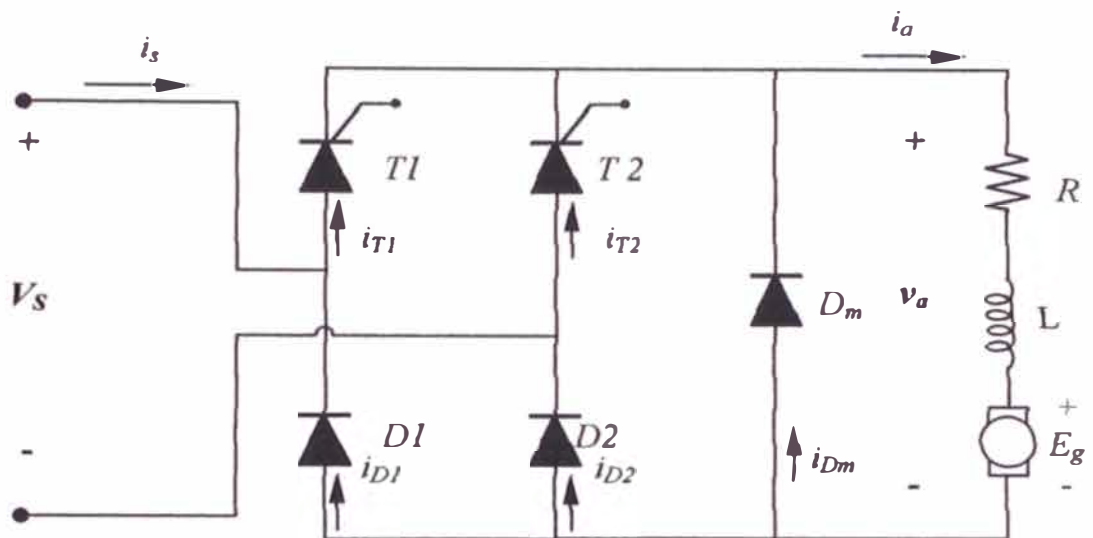


Fig. 50

Como se sabe, en la práctica, la inductancia del motor tiene un valor finito. La corriente de carga depende de los valores de la resistencia de carga R y de la inductancia de carga L . La operación del convertidor se puede dividir en dos modos: modo 1 y modo 2.

Modo 1. Este modo es válido para $0 \leq \omega t \leq \alpha$, durante el cual conduce el diodo de marcha libre D_m . la corriente de carga i_{L1} durante el modo 1 queda descrita por:

$$V_{Dm} = L \frac{di_{L1}}{dt} + Ri_{L1} + E = 0 \quad \dots\dots(1)$$

la misma que, con la condición inicial $i_{L1}(\omega t = 0) = I_{L0}$ en el estado de régimen permanente, da

$$i_{L1} = I_{L0} e^{-(R/L)t} - \frac{E}{R} (1 - e^{-(R/L)t}) \quad \text{para } i_{L1} \geq 0 \quad \dots\dots(2)$$

al final de este modo en $\omega t = \alpha$, la corriente de carga se convierte en I_{L1} , es

decir: $t = \alpha / \omega$, $i_{L1} = I_{L1}$

$$I_{L1} = i_{L1}(\omega t = \alpha) = I_{L0} e^{-(R/L)(\alpha/\omega)} - \frac{E}{R} [1 - e^{-(R/L)(\alpha/\omega)}] \quad \dots\dots(3)$$

para $I_{L1} \geq 0$

Modo 2. Este modo es válido para $\alpha \leq \omega t \leq \pi$, donde el tiristor T_1 conduce.

Si $v_s = \sqrt{2} V_s \text{ sen}(\omega t)$ es el voltaje de entrada, la corriente de carga i_{L2} durante el modo 2 se puede encontrar mediante:

$$L \frac{di_{L2}}{dt} + Ri_{L2} + E = \sqrt{2} V_s \text{ sen}(\omega t) \quad \dots\dots(4)$$

cuya solución es de la forma:

$$i_{L2} = \frac{\sqrt{2} V_s}{Z} \text{sen}(\omega t - \theta) + A_1 e^{-(R/L)t} - \frac{E}{R} \quad \text{para } i_{L2} \geq 0$$

donde la impedancia de la carga $Z = [R^2 + (\omega L)^2]^{1/2}$ y el ángulo de la impedancia de la carga $\theta = \tan^{-1}(\omega L / R)$.

La constante A_1 , se puede determinar a partir de la condición inicial:

en $\omega t = \alpha$, $i_{L2} = I_{L1}$, se encuentra :

$$I_{L1} = \frac{Vm}{Z} \text{sen}(\alpha - \theta) + A_1 e^{-\frac{R\alpha}{L\omega}} - \frac{E}{R}$$

$$I_{L1} + \frac{E}{R} - \frac{Vm}{Z} \text{sen}(\alpha - \theta) = A_1 e^{-\frac{R\alpha}{L\omega}}$$

$$A_1 = \left[I_{L1} + \frac{E}{R} - \frac{Vm}{Z} \text{sen}(\alpha - \theta) \right] e^{\frac{R\alpha}{L\omega}}$$

La sustitución de A_1 da como resultado:

$$i_{L2} = \frac{\sqrt{2} v_s}{z} \text{sen}(\alpha t - \theta) - \frac{E}{R} + \left[I_{L1} + \frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2} V_s}{Z} \text{sen}(\alpha - \theta) \right] e^{(R/L)(\alpha/\omega - t)} \dots (5)$$

para $i_{L2} \geq 0$

Al final del modo 2 en la condición de régimen permanente: $i_{L2}(\omega t = \pi) = I_{L0}$.

Al aplicar esta condición a la ecuación (2) y resolviendo en función de I_{L0} .

Obtenemos

$$I_{L0} = \frac{Vm}{Z} \operatorname{sen}(\pi - \theta) + \left[I_{L0} e^{\frac{R\alpha}{L\omega}} - \frac{E}{R} \left(1 - e^{\frac{R\alpha}{L\omega}} \right) + \frac{E}{R} - \frac{Vm}{Z} \operatorname{sen}(\alpha - \theta) \right] e^{\frac{R}{L} \left(\frac{\alpha - \pi}{\omega} \right)} - \frac{E}{R}$$

$$I_{L0} = \frac{Vm}{Z} \operatorname{sen}(\pi - \theta) + i_{L0} e^{\frac{R\alpha}{L\omega}} e^{\frac{R}{L} \left(\frac{\alpha - \pi}{\omega} \right)} - \frac{E}{R} \left(1 - e^{\frac{R\alpha}{L\omega}} \right) e^{\frac{R}{L} \left(\frac{\alpha - \pi}{\omega} \right)} +$$

$$+ \frac{E}{R} e^{\frac{R}{L} \left(\frac{\alpha - \pi}{\omega} \right)} - \frac{Vm}{Z} \operatorname{sen}(\alpha - \theta) e^{\frac{R}{L} \left(\frac{\alpha - \pi}{\omega} \right)} - \frac{E}{R}$$

$$I_{L0} = \frac{Vm}{Z} \operatorname{sen}(\pi - \theta) + i_{L0} e^{\frac{R\alpha}{L\omega} + \frac{R\alpha}{L\omega} + \frac{R\pi}{L\omega}} + \frac{E}{R} e^{\frac{R\alpha}{L\omega} + \frac{R\alpha}{L\omega} + \frac{R\pi}{L\omega}} + e^{\frac{R}{L} \left(\frac{\alpha - \pi}{\omega} \right)} +$$

$$- \frac{Vm}{Z} \operatorname{sen}(\alpha - \theta) e^{\frac{R}{L} \left(\frac{\alpha - \pi}{\omega} \right)} - \frac{E}{R}$$

$$I_{L0} \left(1 - e^{\frac{R\pi}{L\omega}} \right) = \frac{Vm}{Z} \operatorname{sen}(\pi - \theta) - \frac{Vm}{Z} \operatorname{sen}(\alpha - \theta) e^{\frac{R}{L} \left(\frac{\alpha - \pi}{\omega} \right)} + \frac{E}{R} e^{\frac{R\pi}{L\omega}} - \frac{E}{R}$$

$$I_{L0} \left(1 - e^{\frac{R\pi}{L\omega}} \right) = \frac{Vm}{Z} \left[\operatorname{sen}(\pi - \theta) - \operatorname{sen}(\alpha - \theta) e^{\frac{R}{L} \left(\frac{\alpha - \pi}{\omega} \right)} \right] - \frac{E}{R} \left(1 - e^{\frac{R\pi}{L\omega}} \right)$$

$$I_{L0} = \frac{\frac{Vm}{Z} \left[\text{sen}(\pi - \theta) - \text{sen}(\alpha - \theta) e^{\frac{R(\alpha - \pi)}{L\omega}} \right]}{\left(1 - e^{\frac{R\pi}{L\omega}} \right)} - \frac{E \left(1 - e^{\frac{R\pi}{L\omega}} \right)}{R \left(1 - e^{\frac{R\pi}{L\omega}} \right)}$$

$$I_{L0} = \frac{Vm \left(\text{sen}(\pi - \theta) - \text{sen}(\alpha - \theta) e^{\frac{R(\alpha - \pi)}{L\omega}} \right)}{Z \left(1 - e^{\frac{R\pi}{L\omega}} \right)} - \frac{E}{R} \dots (6)$$

para $I_{L0} \geq 0$ y $\theta \leq \alpha \leq \pi$

La corriente rms de un tiristor se puede determinar a partir de la ecuación (5)

como

$$I_R = \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} i_{L2}^2 d(\omega t) \right]^{1/2}$$

La corriente promedio de un tiristor también se puede determinar de la ecuación (5) como

$$I_A = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} i_{L2} d(\omega t)$$

La corriente de salida rms puede encontrarse de las ecuaciones (2) y (5) como

$$I_{rms} = \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{\alpha} i_{L1}^2 d(\omega t) + \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} i_{L2}^2 d(\omega t) \right]^{1/2}$$

La corriente de salida promedio se puede encontrar de las ecuaciones (2) y (5) como

$$I_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\alpha} i_{L1} d(\omega t) + \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} i_{L2} d(\omega t)$$

Si se analiza la figura 50 de las secciones dedicadas al diodo de marcha libre y los rectificadores controlados, vemos que el semiconvertidor monofásico es el mismo ya que para cierto voltaje fijo de excitación (continuo y constante) de campo del motor de dc, la fuerza contraelectromotriz será continua y constante por lo que el comportamiento de ambos circuitos será exactamente igual.

este circuito es un propulsor de un cuadrante, como se muestra en la figura 48 y técnicamente está limitado a aplicaciones hasta de 10 kW.

Para el calculo de los parámetros eléctricos, se puede usar todas las ecuaciones de la sección correspondiente al diodo de marcha libre. Para obtener un resultado aproximado (que es el caso cuando la inductancia es grande); sin embargo, si se desea obtener una solución exacta, debe utilizarse

las ecuaciones de la sección referida al semiconvertidor monofásico, ya que su calculo es exacto pero no considera el fenómeno transitorio.

Cabe resaltar que el calculo del **voltaje de armadura** depende directamente del ángulo de disparo del circuito de control.

Finalmente, todo lo resumido en este trabajo es necesario para el diseño del **circuito de control de velocidad completo por medio del voltaje de armadura.**

CAPÍTULO IV

INTRODUCCIÓN AL DISEÑO DEL SISTEMA

4.1 Diseño del Sistema

Existen muchos tipos de circuitos de potencia para controlar un motor DC por medio de su voltaje de armadura, sin embargo, para este trabajo, se diseñara con un “Semiconvetidor monofásico de onda completa”.

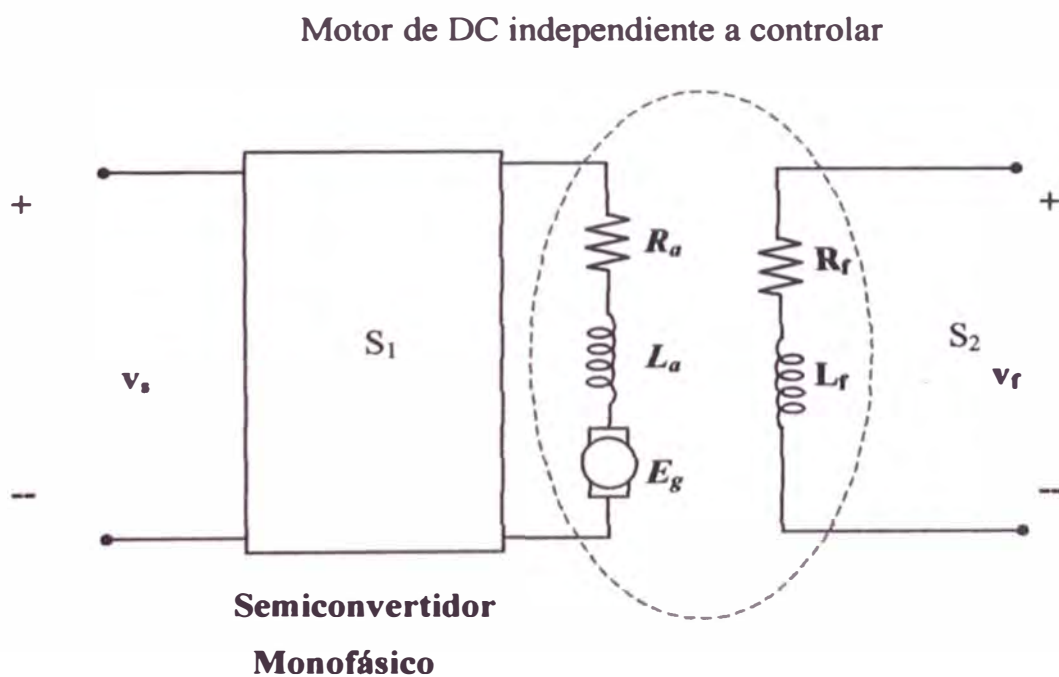


Fig. 51. Circuito de potencia para controlar un motor DC por armadura.

Control de Motor.- El control se desarrollara por medio del “control del voltaje de armadura”, utilizando para ello el ángulo de disparo de los SCR.

El diseño del circuito completo será para “motores DC independiente” hasta 10 kW de potencia, debido a las características de los dispositivos a utilizar y cuestiones técnicas explicadas en los capítulos anteriores de este trabajo.

Definiciones

S1 = Semiconvertidor 1ϕ para la armadura

S2 = Semiconvertidor 1ϕ para la excitación

v_a = Tensión de Armadura (Valor a controlar)

E_g, R_a, L_a = Parámetros de la armadura

R_F, L_F = Parámetros de la excitación (ó campo)

v_f = Voltaje de campo

Las ventajas **más importantes** del uso del SCR son:

- Es pequeño y relativamente barato.
- No necesita mantenimiento.
- El consumo de potencia es muy pequeño.
- El tiempo de respuesta es relativamente rápido para estas aplicaciones.

Circuito completo a diseñar

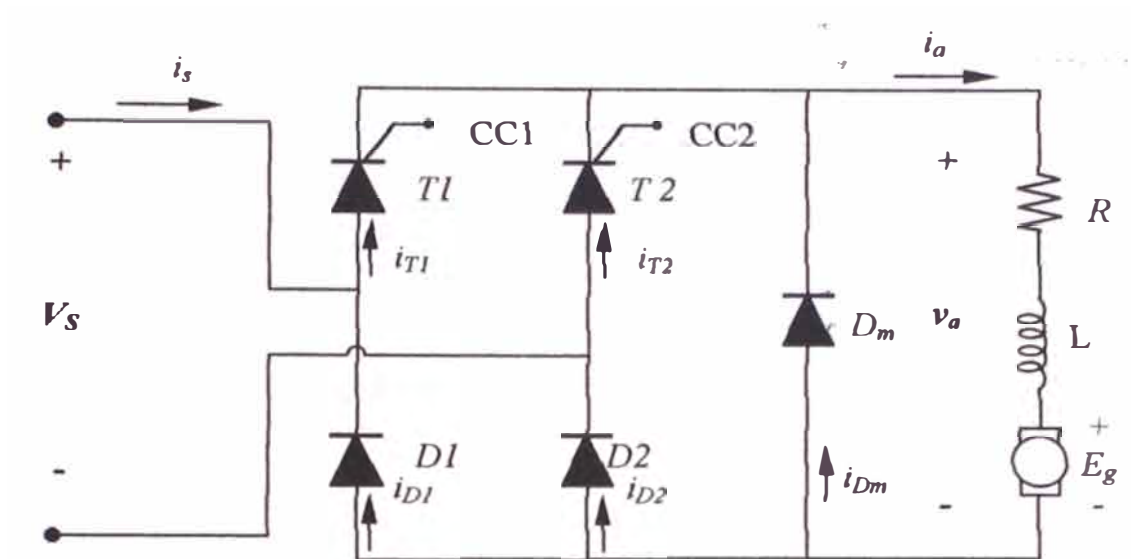


Fig. 52

D_m = Es un diodo de marcha libre, el cual nos asegura darle un camino cerrado a la corriente i_a , cuando T1 y D2 se abren debido al voltaje inverso entre sus bornes.

CC1 = Circuito de control 1 a diseñar.

CC2 = Circuito de control 2 a diseñar.

Como nos piden controlar la velocidad del motor DC por medio de su voltaje v_a , solo nos interesa considerar este circuito para el diseño ya que se supone que el circuito de campo generará una corriente de campo I_f que controlará el voltaje E_g dado por la expresión:

$$E_g = K_v \omega I_f$$

Sin embargo, es posible diseñar otro circuito (S2) tal que pueda controlar la corriente i_f , y por tanto alimentar con tensión ac.

Proceso de control de la Velocidad

El proceso de control de velocidad es el siguiente:

- S1 rectifica la tensión " v_s " de entrada para obtener la tensión rectificadora de " v_a ".
- CC1 y CC2 logran variar v_a por medio de los ángulos de disparo que hacen funcionar los SCR.
- El circuito de control CC1 pone en funcionamiento a T1 y D2 y el diodo " D_M " logra desactivarlos cuando el voltaje de v_s pasa un valor positivo a negativo .
- Una vez que v_s es negativo, D_m se cierra para provocar la continuidad del flujo de corriente de i_a .
- Cuando CC2 realiza el otro disparo, T2 y D1 entran en funcionamiento cambiando el recorrido de la corriente de armadura (i_a).
- Nuevamente, al pasar v_s de valor negativo a positivo, el diodo D_M se cierra hasta el próximo disparo que será realizado por CC1.
- El proceso continua así periódicamente.

En resumen:

- Se logra controlar la velocidad del motor DC, por medio del voltaje de armadura V_a , cuya forma de onda depende solo de T1, T2, D1, D2 y el ángulo de disparo a realizar.

4.1.1. Diseño del Circuito de Control

Se implementará el circuito de control con un UJT y un SCR debido a la compatibilidad entre ambos ya que:

- El UJT produce una salida tipo pulso, el cual es excelente para efectuar con seguridad el paso a conducción de un SCR sin que se exceda la capacidad de disipación de potencia de la puerta del SCR.
- El punto de disparo del UJT es prácticamente estable en un amplio rango de temperatura. Este hecho anula la inestabilidad en temperatura de los SCR.
- Los circuitos de disparo con UJT se facilitan para el control realimentado.

Circuito a Diseñar:

De las secciones anteriores estudiadas tenemos el siguiente circuito de disparo típico:

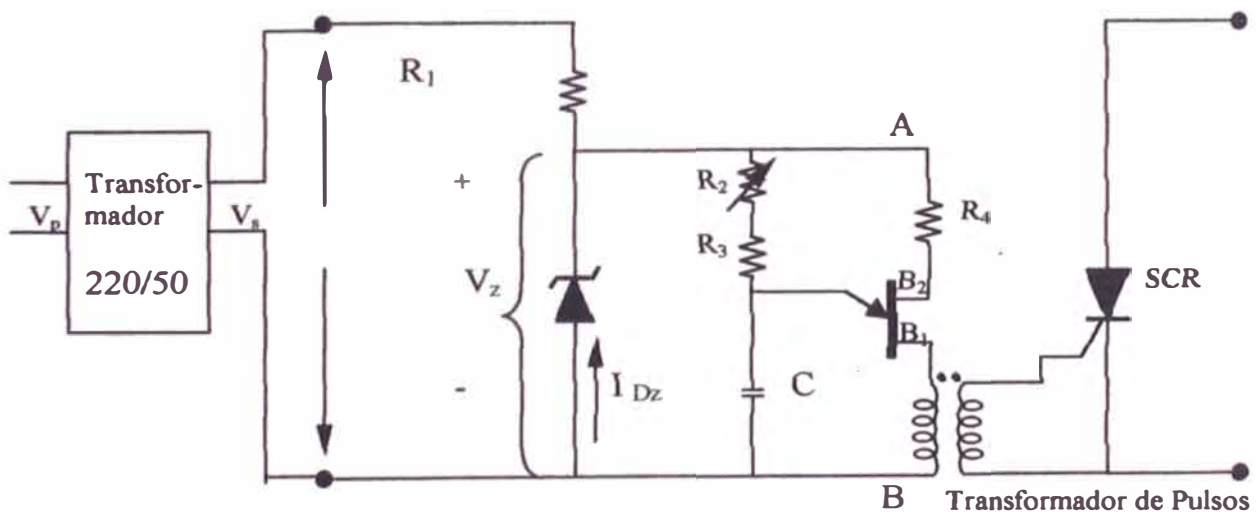


Fig. 53. Circuito de disparo típico del SCR

Es importante señalar que este circuito es muy apropiado cuando se desea utilizar alimentación en AC para el disparo de los SCR (No se necesita tener alimentación DC para el funcionamiento de este circuito, lo cual es una gran ventaja).

Proceso de Funcionamiento:

- El diodo Zener D_Z recorta la toma de onda de V_S al voltaje especificado por el Zener durante el semiciclo positivo del voltaje ac (V_{ac}).
- Durante el semiciclo negativo, D_Z esta directamente polarizado y mantiene a V_Z cercano a cero.
- Una vez que se ha estabilizado el voltaje V_Z , el capacitor C empieza a cargarse a través de R_1 , R_2 y R_3 .
- Cuando el capacitor "C" alcanza el valor pico de UJT (V_p) el UJT se dispara produciendo un pulso de voltaje a través del transformador de pulsos. Este pulso ceba al SCR y de este modo fluye corriente entre el ánodo y el cátodo del SCR (sí es que en ese momento esta polarizado directamente) durante el resto del semiciclo positivo.
- Este circuito proporciona una sincronización automática entre el pulso de disparo del UJT y la polaridad del SCR.

Más adelante se mostrara gráficamente como el disparo esta sincronizado con la polarización directa del SCR, es decir, que cuando se realiza el disparo, el SCR empieza a funcionar.

Calculo de los valores de los elementos del Circuito de Control

Convenientemente, se usará los siguientes dispositivos.

(2N2646)	(1N4744)	(2N3873)
UJT	Zener	SCR
$n = 0.7$	$V_Z = 15 \text{ Volt.}$	600 VRM 35 A
$r_{BB} = 12 \text{ k}\Omega$	$P_Z = 1 \text{ watt. aprox.}$	$I_{Or} = 40\text{mA}$
$I_p = 1\mu\text{A}$		$V_{oT\text{m}\acute{a}\text{x}} = 2\text{v}$
$I_v = 20\text{mA}$		$I_{\text{surge}} = 35 \text{ A}$
$V_v = 1.5$		

R_2 = Potenciómetro que hay que variar para controlar el ángulo de disparo.

R_1 = Sirve para limitar la tensión de V_Z en caso de que el potenciómetro se ponga a cero ohmios accidentalmente.

C = Condensador.

D_Z = Diodo Zener para estabilizar el voltaje.

De los datos del zener vemos que:

$$P_Z = \text{Perdida promedio del diodo} = 1 \text{ W.}$$

Pero como esta especificación se trata de una onda senoidal (valores negativos y positivos), entonces en realidad la potencia que consume el diodo ZENER es $P_{ZENER} = 2 \text{ W}$

Luego, en el circuito vemos que:

$$I_{DZ} = \frac{2w}{15V} = 133 \text{ mA}$$

Cuyo valor representa la corriente máxima que debe pasar por el Zener.

Calculo de R_1

Analizando, vemos que con el máximo valor de corriente que pasa por el diodo zener, considerando $V_s = 50 \text{ Vrms}$, obtenemos:

$$R_1 = \frac{|50\sqrt{2} - 15|V}{133 \text{ mA}} = 0.41 \text{ k}\Omega$$

Asumiendo como valor de protección el doble del valor obtenido, a fin de no malograr el diodo ZENER, obtenemos $R_1 \cong 0.82 \text{ K}$.

Por lo tanto podemos considerar para nuestro diseño el valor comercial:

$$R1 = 1 \text{ k}\Omega$$

Calculo de R4:

Analizando, la onda que se forma en el diodo zener es (Prácticamente se forma una onda cuadrada):



Fig. 54. Onda de voltaje en D_Z .

Evaluando el circuito cuando existe 15 voltios tenemos:

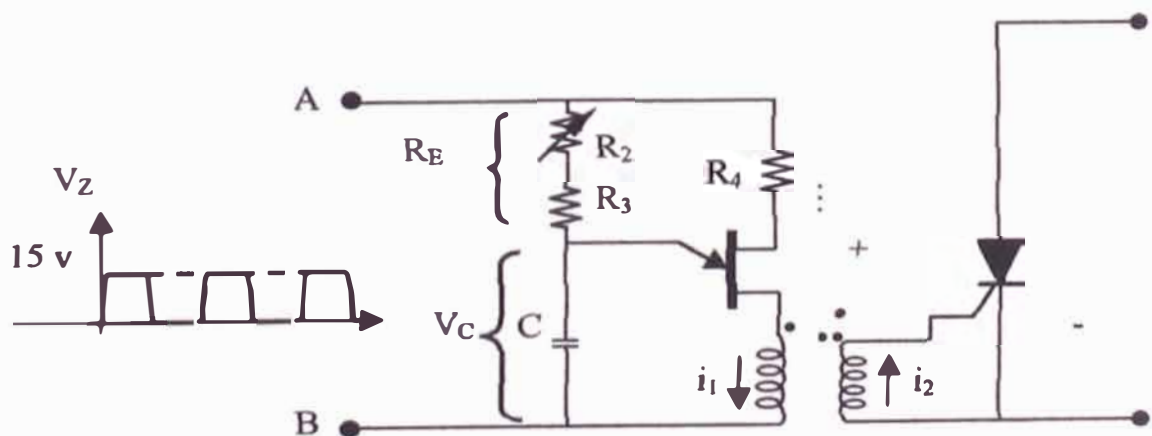


Fig. 55. Circuito de control aplicándole V_Z .

$$R_E = R_2 + R_3$$

De los datos del SCR, este se disparara cuando (la relación del transformador es de 1 a 1):

$$i_1 = i_2 = i_{GK} = 40 \text{ mA}$$

Cuando entre los puntos A y B existe una tensión de 15 V y además el UJT no se dispara, se tendrá que el máximo valor de i_1 es:

$$i_1 = \frac{15 \text{ V}}{R_4 + 12 \text{ k}\Omega}$$

Luego, para que no se dispare el SCR cuando $V_Z = 15 \text{ V}$ se tiene que cumplir que:

$$i_1 = \frac{15 \text{ V}}{R_4 + 12 \text{ k}\Omega} \leq 40 \text{ mA} \quad \rightarrow \quad R_4 \geq -11.62 \text{ k}\Omega$$

Este resultado indica que cualquier valor de R_4 es verdadero y cumple la condición del circuito por lo tanto podemos asumir que :

$R_4 = 0 \text{ k}\Omega$

Calculo de C:

Consideraremos que $R_E = R_2 + R_3$

Tal como se estudió anteriormente, los valores limites de R_E son (de acuerdo a su gráfica):

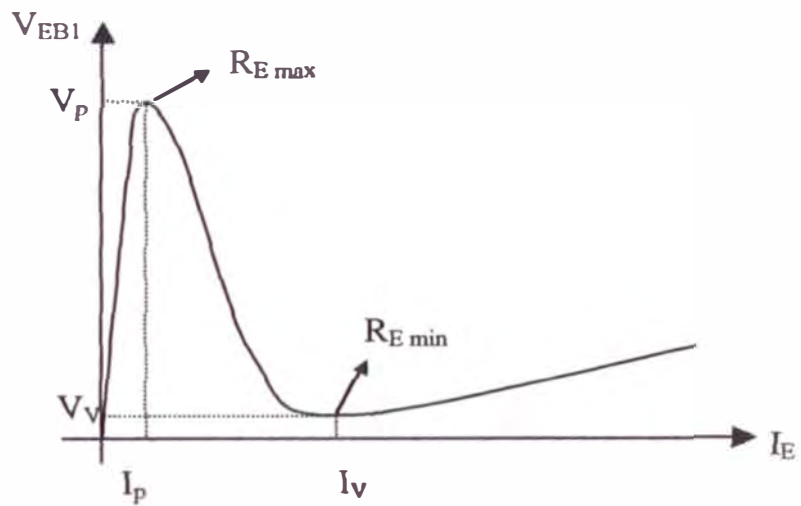


Fig. 56

$$R_{E \min} = \frac{V_Z - V_V}{I_V} \quad \text{y} \quad R_{E \max} = \frac{V_Z - V_P}{I_P}$$

(V_P = Voltaje de disparo)

$$V_P = \eta V_{B1B2} + 0.6 \quad \rightarrow \quad V_P = (0.7 \times 15 + 0.6)$$

$$V_P = 11.1 \text{ Volt.}$$

Luego con los datos del UJT y de las formulas Para R_E obtenemos:

$$R_{E_{max}} = \frac{V_Z - V_p}{I_p} = \frac{[15 - 11,1] V}{1 \mu A}$$

$$R_{E_{min}} = \frac{V_Z - V_V}{I_V} = \frac{[15 - 1,5] V}{20 mA}$$

Entonces:

$$R_{E_{max}} = 3,9 M\Omega$$

$$R_{E_{min}} = 0,675 k\Omega$$

Por lo tanto:

$$0,675 k\Omega \leq R_E \leq 3,9 M\Omega$$

Calculando el R_E optimo para obtener el C óptimo tenemos:

$$R_{E_{optimo}} = \sqrt{R_{E_{max}} \cdot R_{E_{min}}} = \sqrt{[3,9 \times 10^3 \times 0,675]} k\Omega$$

$$R_{E_{optimo}} = 51.30 k\Omega$$

Como se desea obtener el C optimo, entonces consideramos que el condensador se carga cuando el tiempo transcurrido es igual al valor de la constante de tiempo (τ) es decir:

$$\tau = R_E \cdot C$$

Donde R_E es el valor optimo (51.30 k Ω)

Además, como en medio ciclo:

$$t = 8,33 \text{ mseg,}$$

entonces

$$8,333 \text{ mseg} = 51.30 \text{ k}\Omega \times C$$

$$\therefore C = 0.16 \mu\text{F}$$

Comercialmente escogemos:

$$C = 0.22 \mu\text{F}$$

Cálculo del Angulo de Disparo

Del circuito:

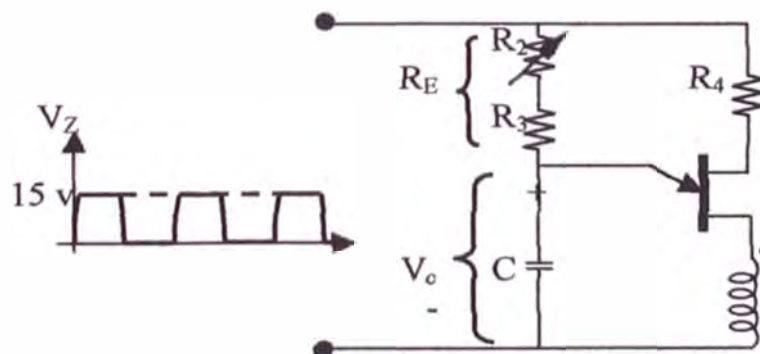


Fig. 57

Cuando V_C no alcanza el valor de V_P , el circuito anterior equivale a (suponiendo que entre bornes se tiene $V_Z = 15\text{ V}$):

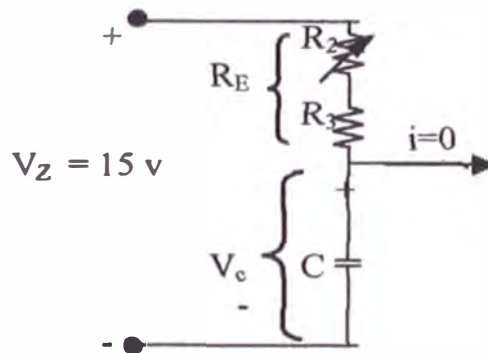


Fig. 58

donde el valor V_C esta dado por:

$$V_C(t) = A + B e^{-\frac{t}{R_E C}}$$

Evaluando en $t=0$ y en $t=\infty$, tenemos:

$$V_C(t=0) = A + B = 0$$

$$V_C(t=\infty) = A = 15 \rightarrow B = -15$$

De donde:

$$\boxed{V_C(t) = 15 (1 - e^{-\frac{t}{R_E C}})}$$

Ecuación del voltaje cada vez que empieza a cargarse

Luego si:

t_d = Tiempo de disparo

α = ángulo de disparo



$$\alpha = \omega t_d \rightarrow t_d = \alpha / \omega$$

Y como el ángulo de disparo se da cuando: $V_{C(\alpha)} = V_P = 11.1 \text{ V}$

Entonces:

$$V_{C(\alpha)} = 11.1 = 15 \left(1 - e^{-\frac{\alpha}{R_E (0.22 \mu F) \times 377}} \right)$$

Resolviendo:

$$-1,34 = - \frac{\alpha}{R_E \times 0.22 \times 10^{-6} \times 377}$$

$$\alpha = 0,111 R_E$$

R_E en $k\Omega$

α en radianes

Como queremos $\alpha_{\max} = \pi$ entonces:

$$0,111 R_{E\max} = \alpha_{\max} = \pi$$

$$R_{E\max} \approx 28.8 \text{ k}\Omega$$

Cálculo de R_3

Como R_E toma el valor mínimo de $0.675 \text{ k}\Omega$ y $R_E = R_2 + R_3$, fijamos el valor de R_3 como:

$$R_3 = 0.7 \text{ k}\Omega$$

y asumimos que R_2 es el potenciómetro que se varia para ajustar el ángulo de disparo entre los valores $0 \leq R_2 \leq 27.6 \text{ k}$

Finalmente el circuito de control diseñado es:

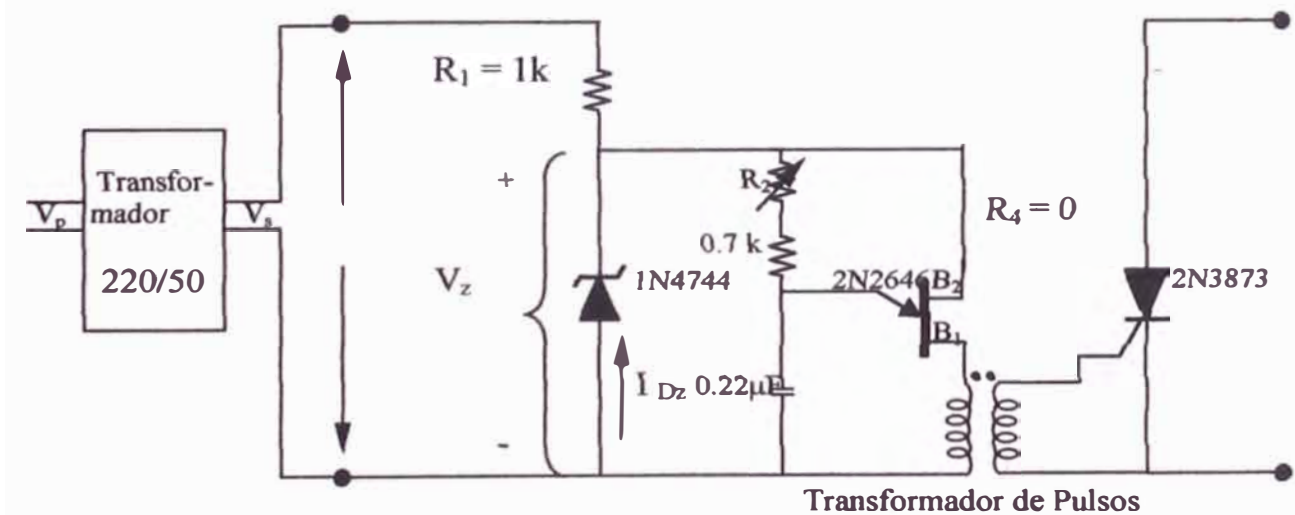


Fig. 59. Circuito completo de control.

4.1.2 Diseño del Circuito de Potencia

Fórmulas Usadas por el Motor DC

E_g = Fuerza contraelectromotriz que trata de equilibrar el par motor de la carga.

La corriente I_f por lo general es mucho menor que I_a .

$$E_G = K_v W I_f$$

$$T_m = K_t I_f I_a$$

K_v y K_t = Constantes propicias del motor.

T_m = Par motor que trata de equilibrar el par motor de la carga

Estado Estable

$$V_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt}$$

Estado Estacionario

(Cantidades Promedio)

$$V_{f_{DC}} = R_f i_{f_{DC}} \quad \dots\dots(1)$$

$$V_a = R_a i_a + L_a \frac{dia}{dt} + E_g$$

$$V_{a_{DC}} = R_a i_a DC + E_{g_{DC}} \quad \dots\dots(2)$$

- Aunque en realidad los componentes ondulatorios van a existir, se considerara que es pequeña en estado estacionario y son validas las ecuaciones anteriores.

De (1) y (2):

$$\omega_{DC} = \frac{V_{aDC} - R a i_{DC} a}{k_v i_{fDC}} \rightarrow \text{En valores promedio}$$

Esta ecuación nos muestra claramente que variando V_a , podemos controlar la velocidad del motor DC.

La ecuación completa considerando las componentes ondulatorias es

$$\omega = \frac{V_a - R a i_a - L a \frac{d i_a}{dt}}{k_v i_f}$$

El circuito a diseñar es el siguiente

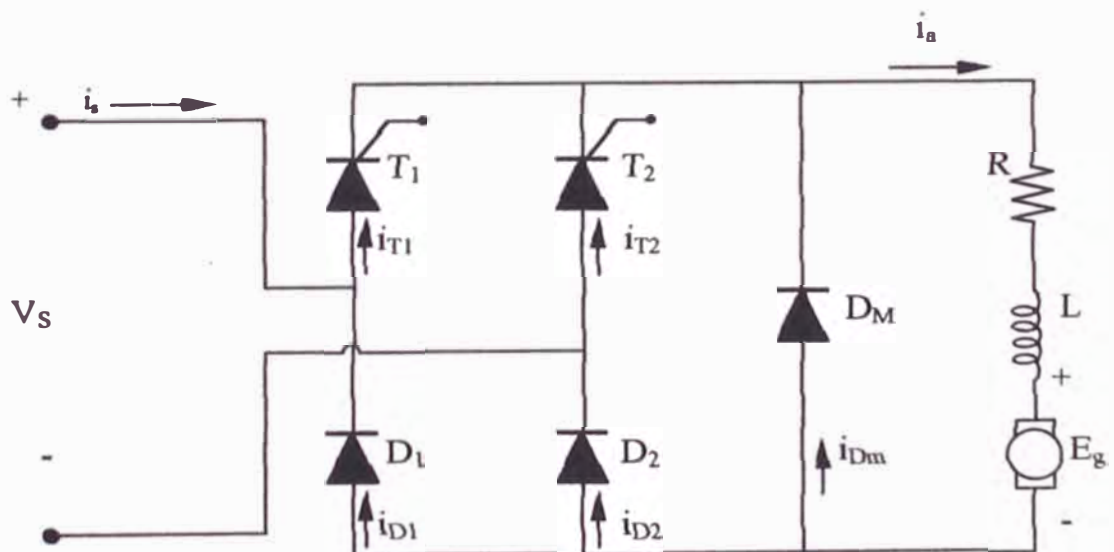


Fig. 60. Circuito de Diseño.

Las características de este circuito se estudiaron en la sección anterior.

Donde las ondas a formarse para los voltajes para un ángulo de disparo mayor que 90° pero menor que 180° es:

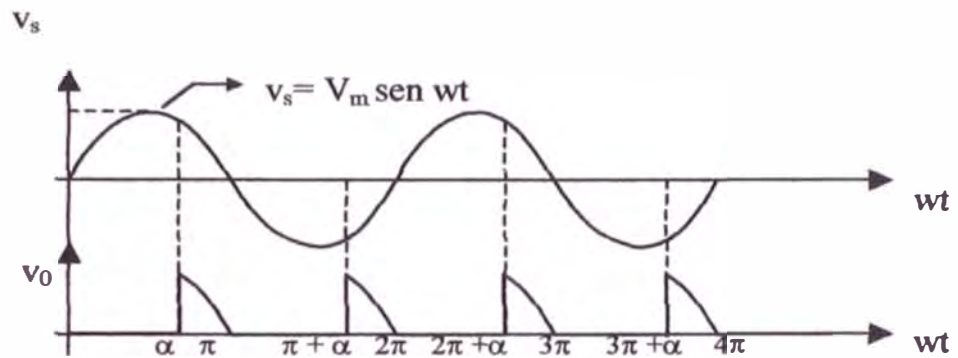


Fig. 61. Onda de voltaje para un ángulo de disparo.

Analizando vemos que existen 2 modos de operaci n:

- 1- Cuando el diodo D_{m1} , conduce.
- 2- Cuando el diodo D_{m1} no conduce

Tal como se estudio en la sección anterior (Semiconvertidor Monofasico) vemos que se trata del mismo circuito por lo que, para el calculo de v_a e i_a , se usaran las ecuaciones desarrolladas en esa sección.

Cálculo de i_a

Se tiene:

$$i_a = I_{01} e^{-\frac{R_a}{L_a} t} - \frac{E_g}{R_a} \left(1 - e^{-\frac{R_a}{L_a} t} \right) \quad 0 \leq \omega t < \alpha, i_a \geq 0$$

$$i_a = \frac{V_m}{Z} \operatorname{sen}(\omega t - \theta) - \frac{E_g}{R_a} + \left[I_{a1} + \frac{E_g}{R_a} - \frac{V_m}{Z} \operatorname{sen}(\alpha - \theta) \right] e^{\frac{R}{L} \left(\frac{\alpha}{\omega} - 1 \right)}$$

$$\alpha \leq \omega t \leq \pi$$

$$i_a \geq 0$$

Donde:

$$Z = [R_a^2 + (\omega L_a)^2]^{1/2}$$

$$\theta = \operatorname{Arctg} \left(\frac{\omega L_a}{R_a} \right)$$

$$I_{01} = \frac{V_m \operatorname{sen}(\pi - \theta) - \operatorname{sen}(\alpha - \theta) e^{\frac{R_a}{L_a} \left(\frac{\alpha - \pi}{\omega} \right)}}{1 - e^{-\frac{R}{L_a} \left(\frac{\pi}{\omega} \right)}} - \frac{E_g}{R_a} \quad \begin{array}{l} I_{01} \geq 0 \\ 0 \leq \alpha \leq \pi \end{array}$$

$$I_{a1} = I_{01} e^{-\frac{R_a}{L_a} \left(\frac{\alpha}{\omega} \right)} - \frac{E_g}{R_a} \left(1 - e^{-\frac{R_a}{L_a} \left(\frac{\alpha}{\omega} \right)} \right) \quad , \quad I_{a1} \geq 0$$

Cálculo del Voltaje Promedio

De la figura (Periodo = π)

$$v_a = 0 \quad \dots\dots 0 \leq \omega t \leq \alpha$$

$$v_a = V_m \text{ sen } \omega t \quad \dots\dots \alpha \leq \omega t \leq \pi$$

Hallando el voltaje DC de v_a (V_a) tenemos

$$V_a = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} v_a d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\alpha} 0 d(\omega t) + \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m \text{ sen } (\omega t) d(\omega t)$$

$$V_a = -\frac{V_m}{\pi} [(\cos(\omega t))] \Big|_{\alpha t = \alpha}^{\alpha t = \pi} = -\frac{V_m}{\pi} (\cos \pi - \cos \alpha)$$

$$V_a = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha)$$

Análisis en DC de todo el Circuito

Se realizara este análisis porque nos interesa el comportamiento del motor en DC.

En DC tenemos el siguiente circuito: (Por el principio de superposición)

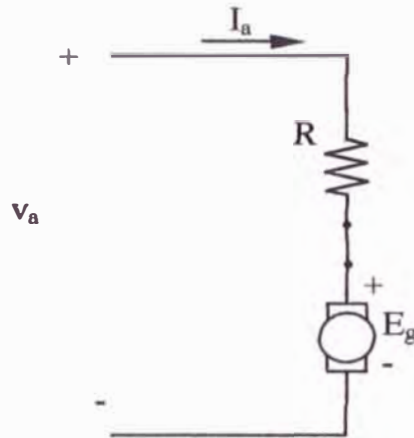


Fig. 62

Donde:

V_a = Componente DC del voltaje v_a .

I_a = Componente DC de la corriente i_a .

E_g = Fuerza contraelectromotriz para una corriente específica de campo I_f .

K_v = Constante propia del motor DC.

Luego del circuito:

$$V_a = V_{Ra} + E_g$$

$$\frac{V_m}{\pi} (1 + \cos\alpha) = R_a I_a + k_v \omega I_f$$

Reemplazando el valor del ángulo de disparo (α):

$$\frac{V_M}{\pi} (1 + \cos(0.111R_E)) = R_a I_a + k_v W I_f$$

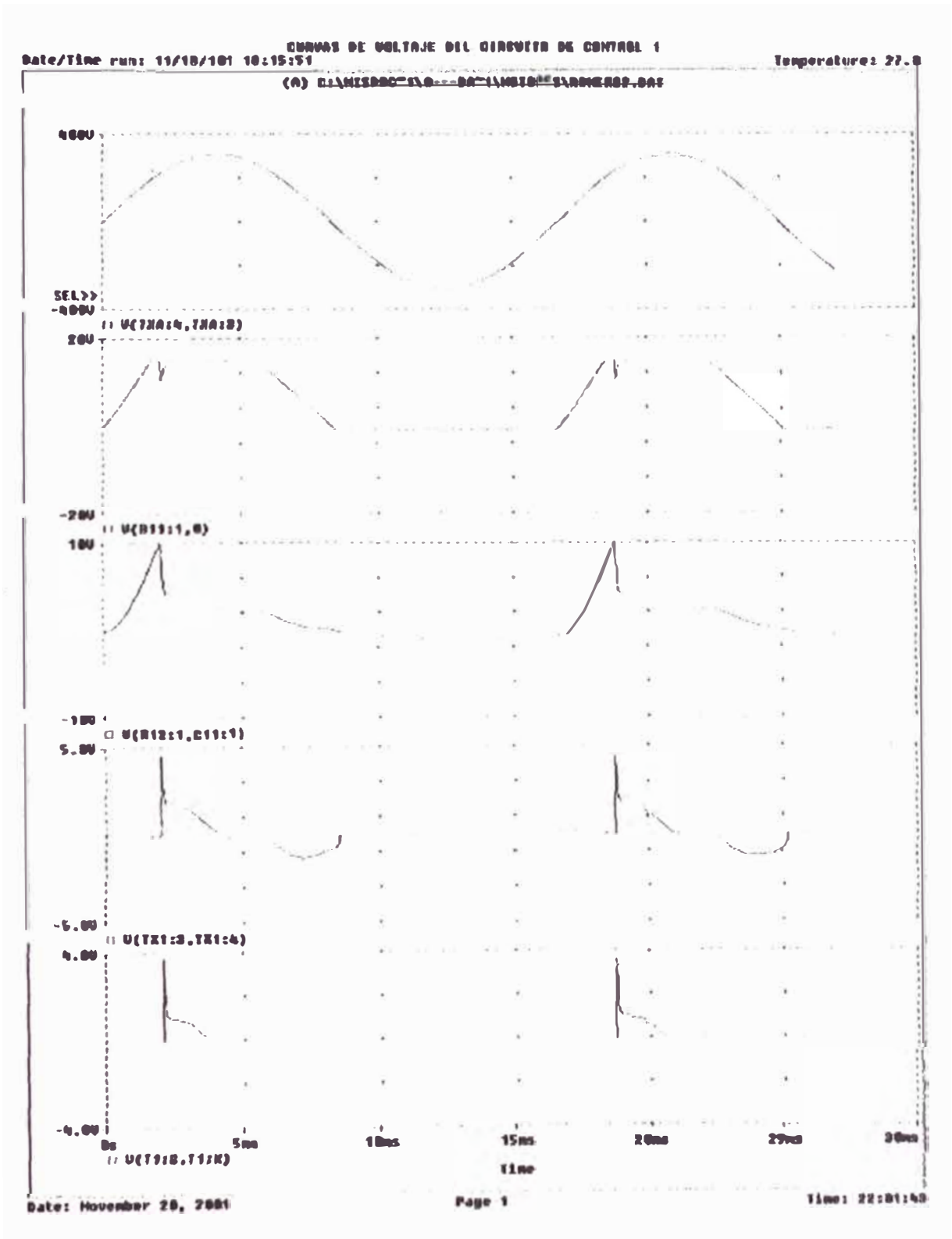
De donde la velocidad del motor en función de la variación del Potenciómetro

es:

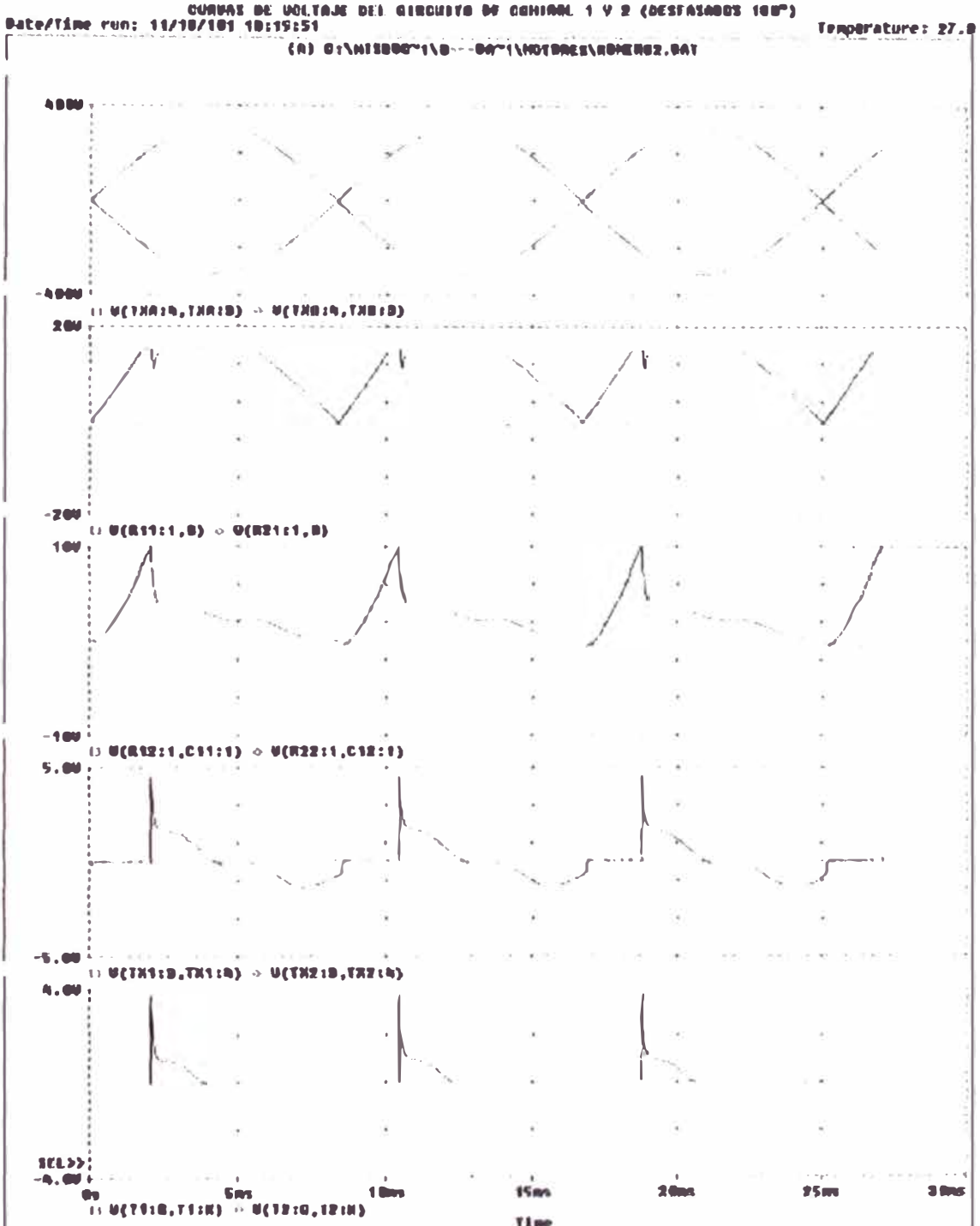
$$W = \frac{\frac{V_M}{\pi} (1 + \cos(0.111R_E)) - R_a I_a}{K_v I_f}$$

CAPÍTULO V
SIMULACIÓN DEL SISTEMA

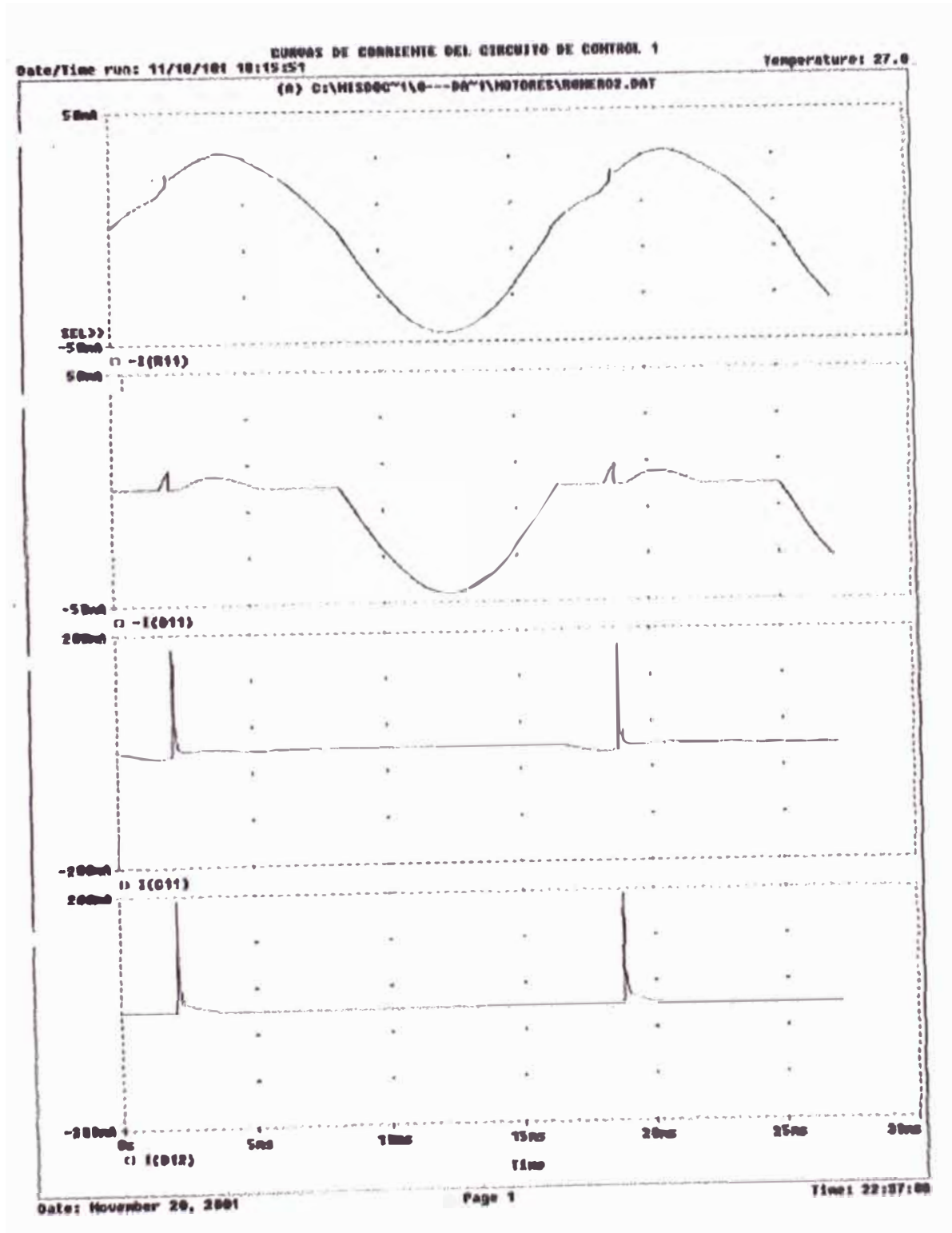
5.2. Curva de voltaje del Circuito de Control 1



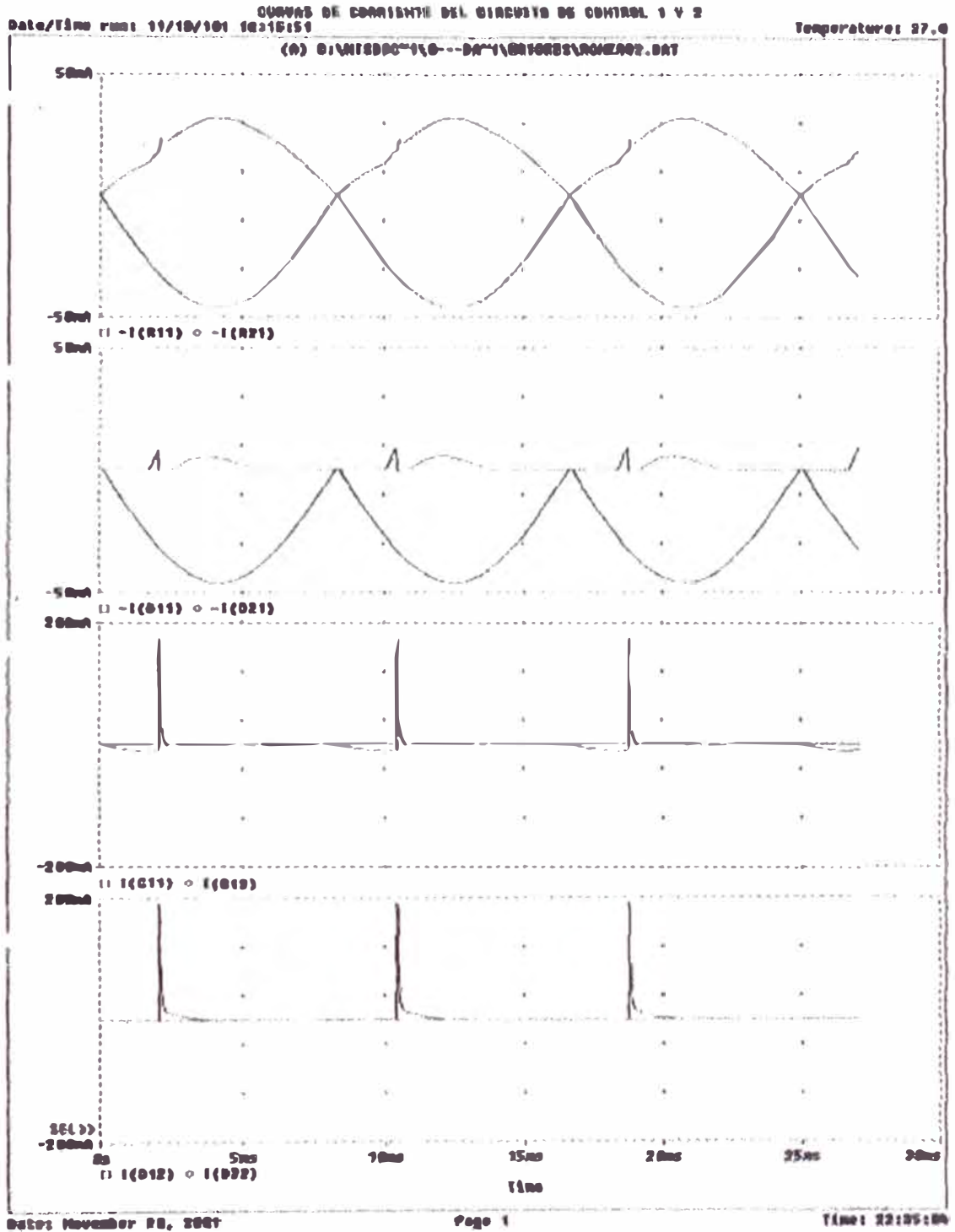
5.3. Curva de voltaje del Circuito de Control 1 y 2



5.4. Curva de corriente del Circuito de Control 1

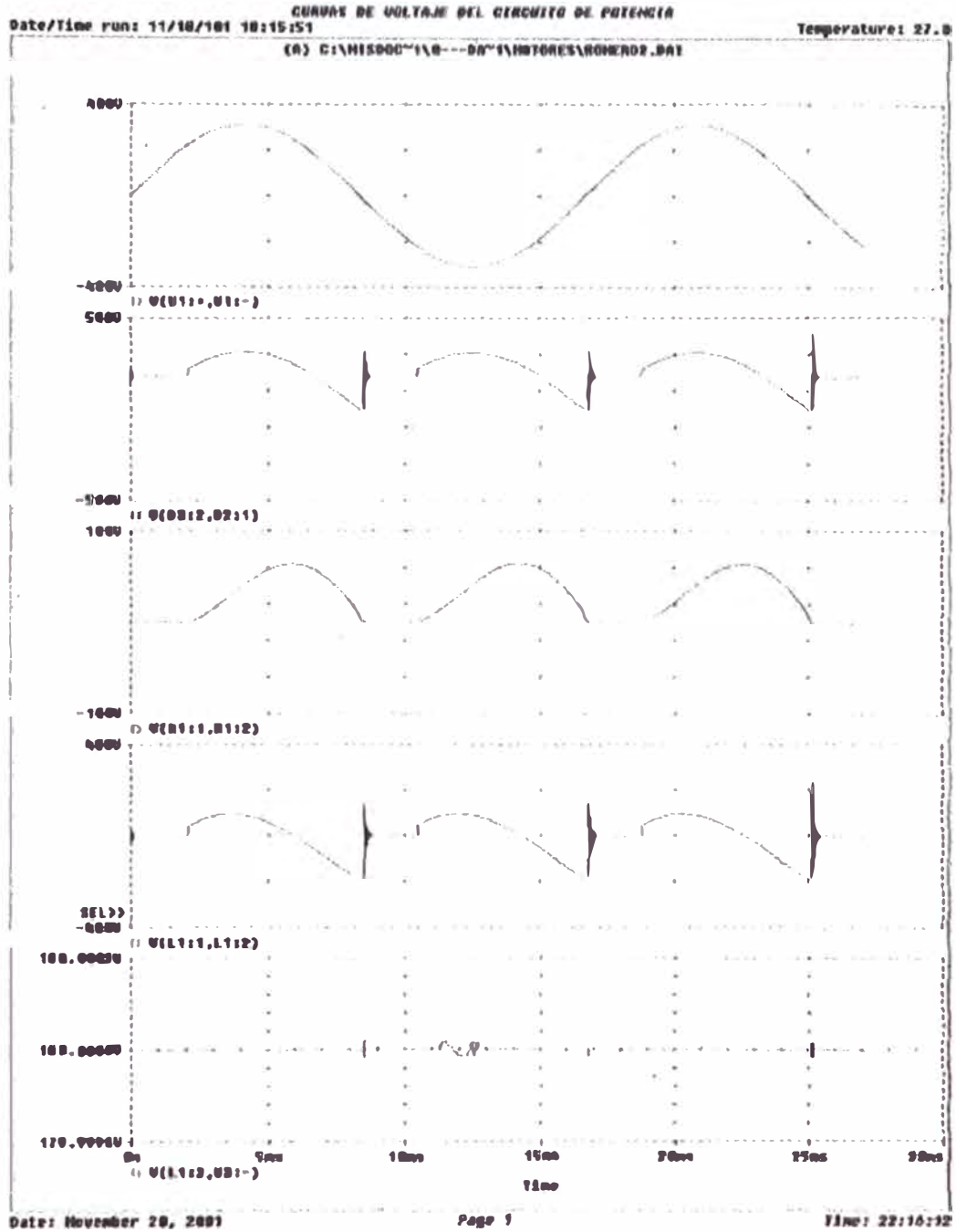


5.5. Curva de corriente del Circuito de Control 1 y 2

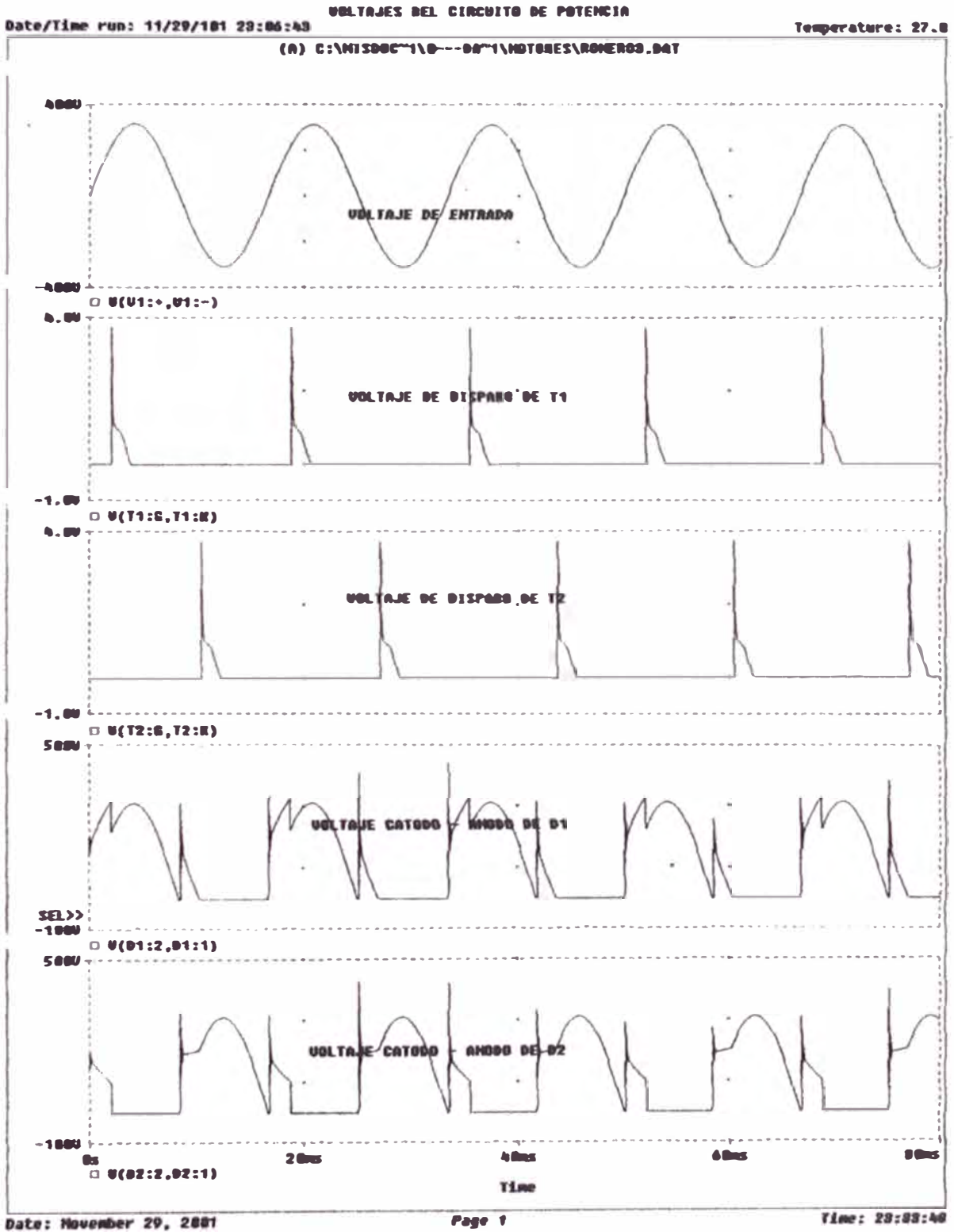


5.6. Curvas del Circuito de Potencia

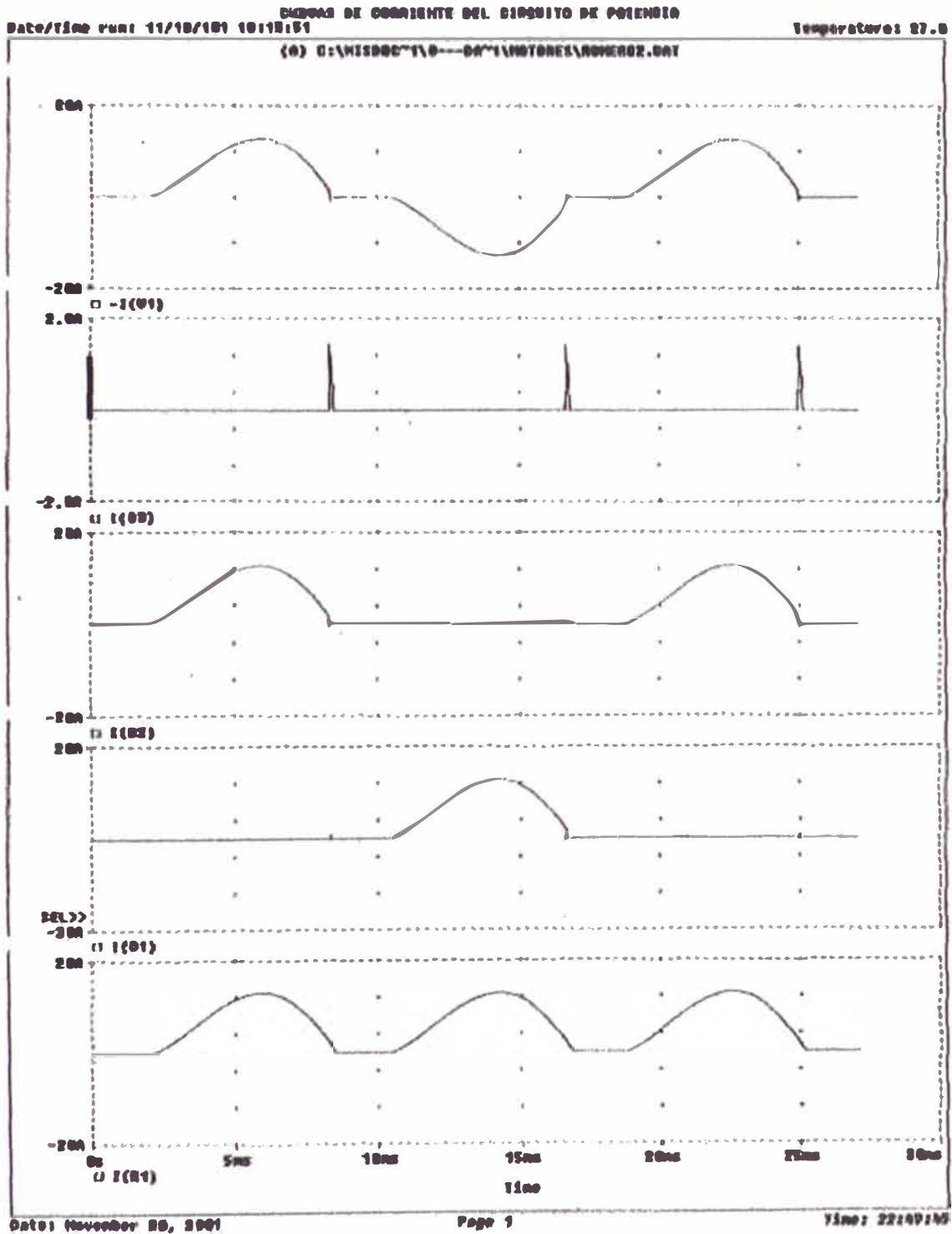
5.6.1. Curvas de voltaje del Circuito de Potencia



5.6.2. Voltaje del Circuito de Potencia



5.6.3. Curvas de corriente del Circuito de Potencia



5.7. Formas Alternativas de Circuito de Disparo de Tiristores

5.7.1. Generador de pulsos empleando un microcontrolador

En los inversores el circuito de potencia está sujeto a un alto voltaje por lo general mayor de 100 volt. y el circuito de puerta o gate se mantiene a un voltaje bajo, típicamente 12 a 30 volt.

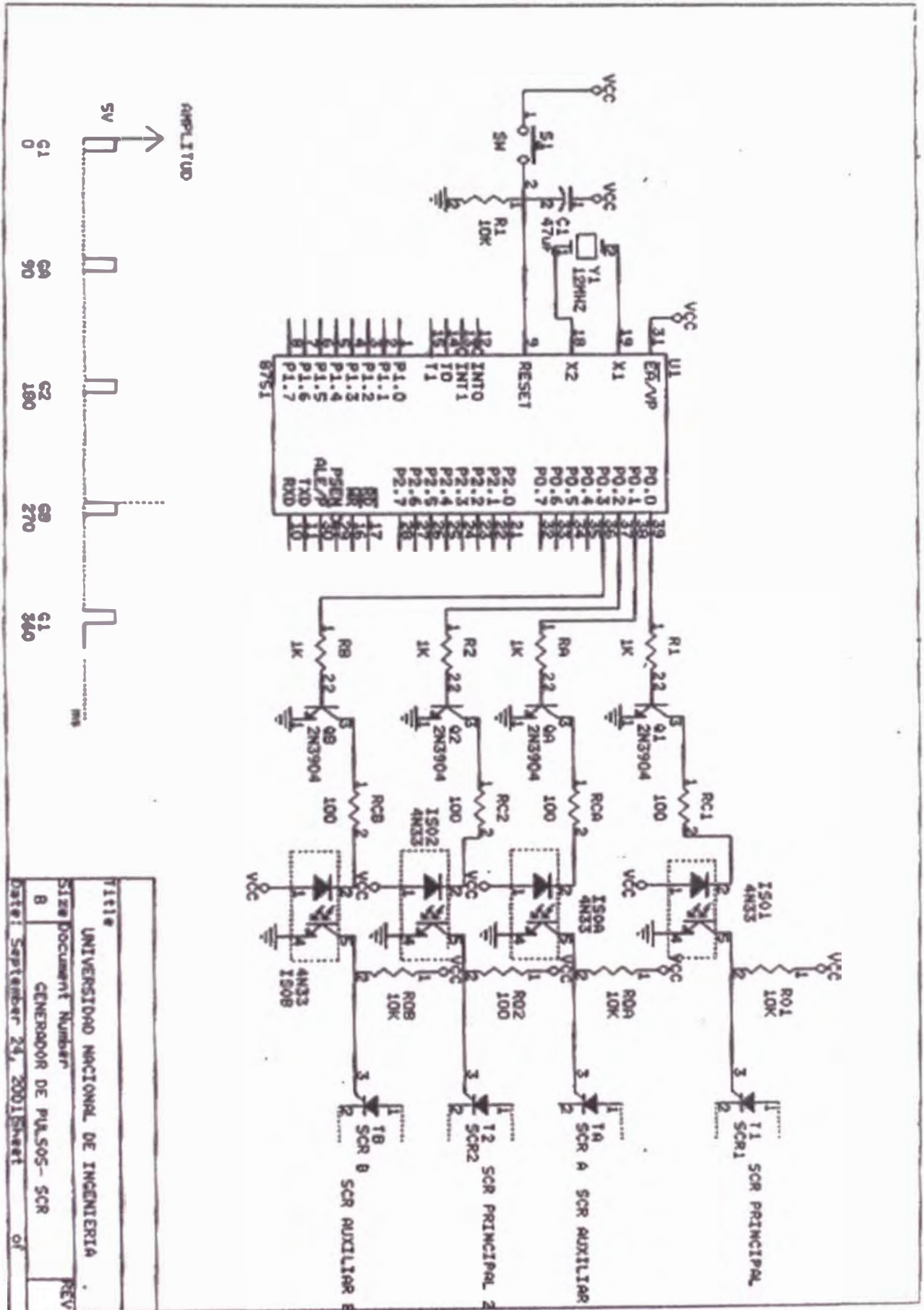
Se requiere de un circuito aislante entre el circuito generador de pulsos de puerta. El acoplamiento se puede llevar a cabo mediante transformadores de pulso o acopladores ópticos. El acoplador óptico puede ser un foto transistor, como se muestra en la figura(A).

Un pequeño pulso a la entrada del óptocoplador activa el diodo emisor de luz infrarrojo (LED), esto activa el fototransistor y dispara el Tiristor de potencia T.

Este Tipo de aislamiento requiere de una fuente de alimentación de energía separada V_{CC}

5.7.1.1 Diagrama del circuito generador de pulsos

Fig. A



5.7.1.2. Procedimiento de generación de pulsos

En el circuito de la Fig. A (Plano-Esquema) se muestra el plano completo del generador de pulsos.

Se dispone de un microcontrolador de la familia INTEL- 8751 para generar los pulsos de acuerdo a sus características y a la secuencia para disparar los SCR de potencia o principales.

Denominaremos:

SCR principales T1,T2 (120 amperios)

SCR auxiliares TA,TB (20 amperios)

Fototransistor 4N33

Transistores de baja potencia para activar los fototransistores 2N3904

Voltaje del optocoplador $V_{CC} = 12\text{volt}$

Los tiristores auxiliares TA y TB generarán impulsos para bloquear a los tiristores principales.

En un instante inicial " t_0 " se requiere iniciar el bloqueo de T1 mediante el disparo de TA para luego disparar T2 y originar el siguiente semiperíodo.

La rama del circuito conformado por los tiristores T1,T2 direccionan la corriente y la tensión a la carga, los tiristores son disparados alternativamente a intervalos de 180° para generar la onda de salida.

Los circuitos de disparo se utilizan para activar, por ejemplo, un circuito inversor de bloqueo forzado, el cual da una tensión de salida independiente de la tabla.

Una de las labores más habituales en los programas de control de dispositivos suele ser determinar los intervalos concretos de tiempo y recibe el nombre de temporizador (Timer) el elemento encargado de realizar esta función. También suele ser frecuente contar los pulsos que se producen en el exterior del sistema, el elemento destinado a este fin se denomina contador (counter).

El microcontrolador 8751 tiene dos Timers , el T0 y el T1 que pueden ser configurado para que operen como temporizadores o como contadores.

La temporización se produce contando los ciclos maquina hasta sobrepasar un valor prefijado. Así se puede considerar que funciona como un contador de ciclo maquina, de tal forma que, como a cada ciclo maquina le corresponde 12 periodos de reloj, la razón de contaje es 1/12 de la frecuencia del oscilador.

En la función de contador, el registro es incrementado en respuesta a la transición del alto nivel de tensión a nivel bajo (flanco descendente) de la

señal externa aplicada al pin 14 para el contador T0, al pin 15 para T1. El contador se incrementa cuando la muestra señala un nivel alto de la señal de entrada en un ciclo y un nivel bajo en el ciclo siguiente. Puesto que se necesita dos ciclos máquina para reconocer la transición del flanco descendente, la máxima razón de contaje es $1/24$ de la frecuencia del oscilador.

La función temporizador o contador se selecciona por el bit de control C/T perteneciente al registro TMOD. El registro TMOD no es direccionable bit a bit.

Estos Timer/Contadores tienen cuatro modos de funcionamiento que se seleccionan mediante los pares de bit (M0, M1) en el registro TMOD.

Característica de los pulsos:

Voltaje $V1=0v$

Voltaje $V2=5v$

Ancho del pulso = 100 microseg.

Retardo de pulsos que nos permite obtener las secuencias; que será de la siguiente forma:

T1 retardo $td=0$

TA retardo $td=T/4$ $T=16,666.66$ mseg.

T2 retardo $td= T/2$

TB retardo $td= 3T/2$

5.7.1.3. Características del microcontrolador de 8 bits (8751-INTEL) °

CPU o microprocesador de 8 bits (Información que puede enviar o recibir instrucciones que puede realizar).

Memoria RAM 256 bytes

Memoria ROM de 4 Kbytes

Timer/Counter de 16 bits : Timer 0 y Timer 1

Comunicación Serial

Puerto Paralelo 4 : P0, P1, P2, P3 donde :

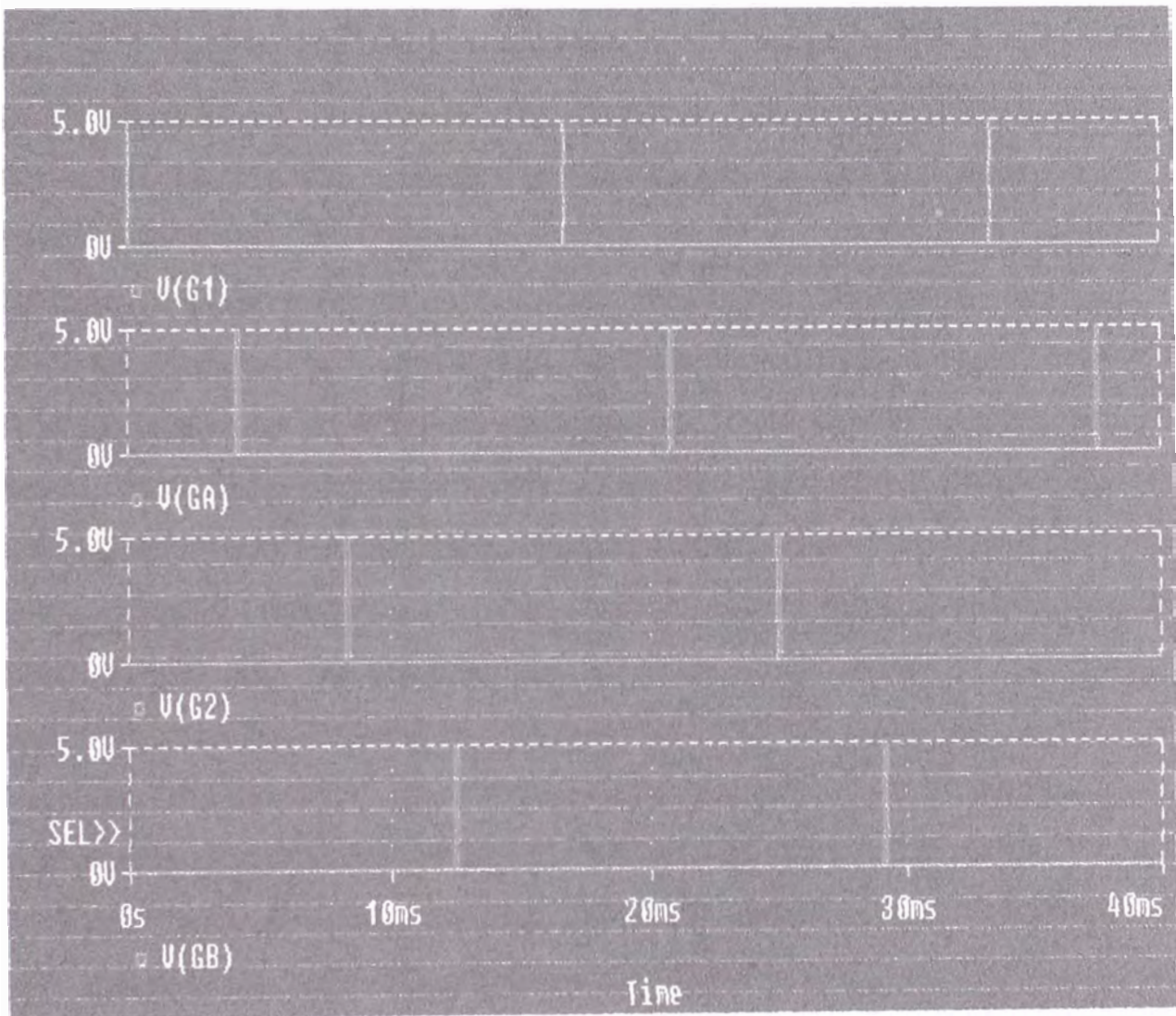
P0: Datos (Instrucciones), direcciones para habilitar ROM, RAM e Interfaces

P2: Direcciones para habilitar ROM , RAM e Interfaces.

Los pulsos en este caso se obtienen a través del puerto P0; el microcontrolador utilizado es el 8751-INTEL que dispone de memoria de programa interno de 4Kbytes disponible para el usuario.

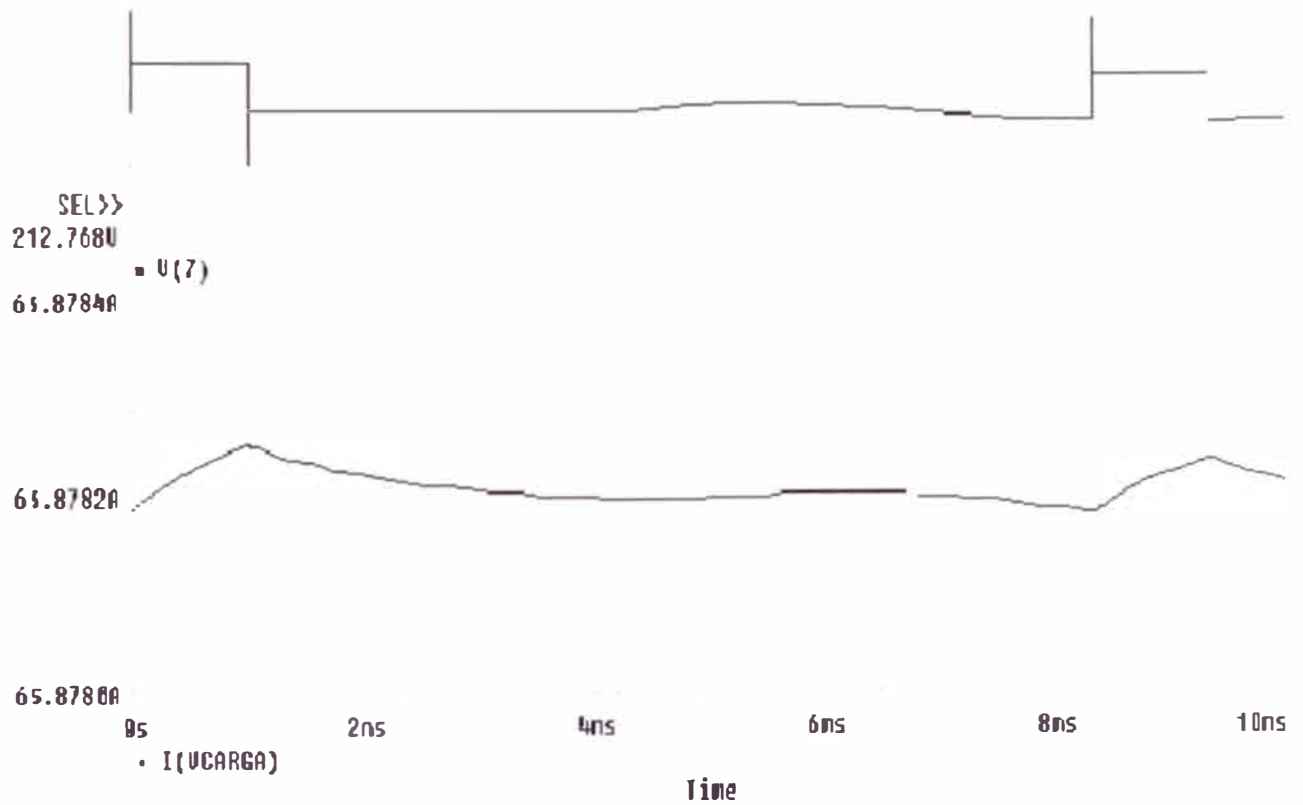
5.7.1.4. Curvas características del circuito

5.7.1.4.1. FORMAS DE ONDA DE LOS PULSOS GENERADOS PARA DISPARAR LOS SCR



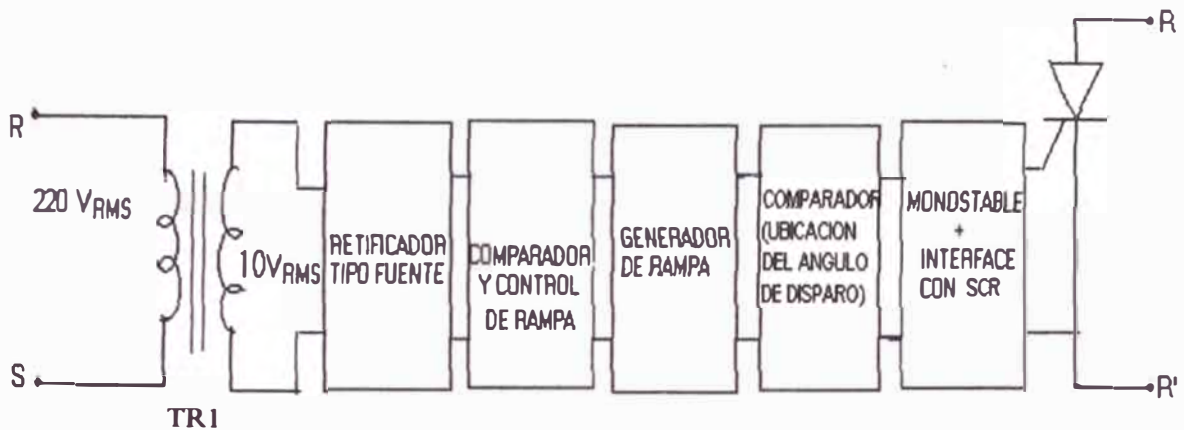
5.7.1.4.2 FORMAS DE ONDA Y TENSIÓN DE CORRIENTE EN LA CARGA

212.7720



5.7.2. CONTROL DE DISPARO DEL SCR

5.7.2.1. Diagrama de bloques del control de disparos del SCR



5.7.2.2. Funcionamiento de circuito de control de disparos del SCR

Los circuitos integrados utilizan tensiones de trabajo de +/- 15 voltios. El transformador TR1, rectificador y comparador adecuan la señal alterna a valores de pequeña señal de tipo pulso que sincroniza al switch del generador rampa. El transformador disminuye el error de cruce por cero del rectificador.

En el LM741 el pin de entrada inverso esta a una tensión positiva relativamente pequeña que origina los pulsos sincronizantes del generador rampa al disminuir la onda de línea rectificada por debajo de esta pequeña tensión, el nivel de dicha tensión se ajusta experimentalmente para descargar el condensador del generador rampa.

El generador rampa controla pulsos de disparo en el rango de trabajo de 0° a 120°.

El generador esta constituido por la fuente de corriente constante que carga al condensador y el switch de descarga de dicho condensador.

El transistor utilizado como fuente y switch es el 2N414 (Q2) y BC107 (Q1). El transistor BC107 actua en corte y saturación.

Tensión en un condensador cargado linealmente:

$$V=(I/C) t$$

Datos de diseño: $T = 8.3$ msec

$$V=10 \text{ volt (voltaje max. en C)}$$

$$C=10 \text{ uF.}$$

Por lo tanto $I=12$ mA. (Corriente de colector de la fuente de corriente)

El transistor debe permanecer en la zona activa durante el proceso de carga del condensador

En Q2, consideramos $V_{CE, \text{ min}}=2\text{volt}$ y $V_{CC} =15.\text{volt}$, $V_C=10 \text{ volt}$.

$$R_8=3V/12mA = 0.250 \text{ k } \Omega$$

Para obtener $I =12$ mA se tienen los siguientes valores:

$$R_6 = 1K \qquad R_7 = 3K$$

El potenciómetro R_3 sirve para uniformizar las rampas de los Circuitos de Control .(Control de disparo del SCR).

El comparador ubica la posición del pulso de disparo. La salida de este comparador, conforma un pulso de disparo apropiado, el cual es aplicado a un monostable 556 con ancho de pulso 400 μseg , $R_{10} = 0.4 \text{ K}\Omega$ y $C_2 = 1 \mu\text{F}$

El Timer 556 es disparado por los flancos negativos de la salida del comparador.

Se utiliza el transformador T1 (1:1) como aislamiento entre el circuito de control de baja señal y el circuito de potencia.

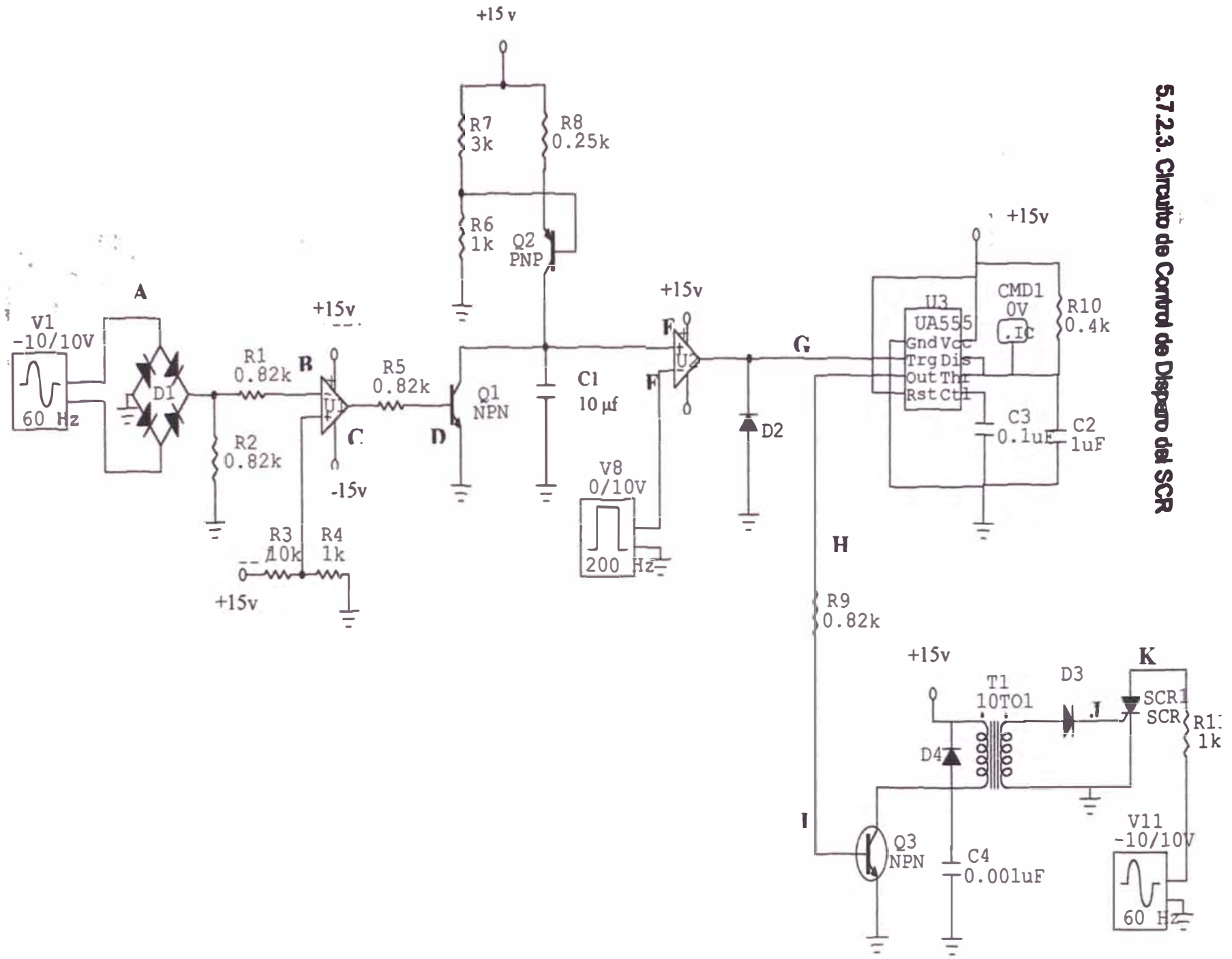
El transistor Q3 conmuta el devanado primario de T1 con la fuente de alimentación. El diodo D4 protege a Q3 de sobre voltaje en Colector Emisor, D3 rectifica la salida del secundario del transformador para no dañar del SCR.

La corriente de base de Q3 es :

$$I_B = 10 \text{ vol} - 0.7\text{v} / 820\Omega = 11.3 \text{ mA}$$

Lo cual es suficiente para excitar a T1.

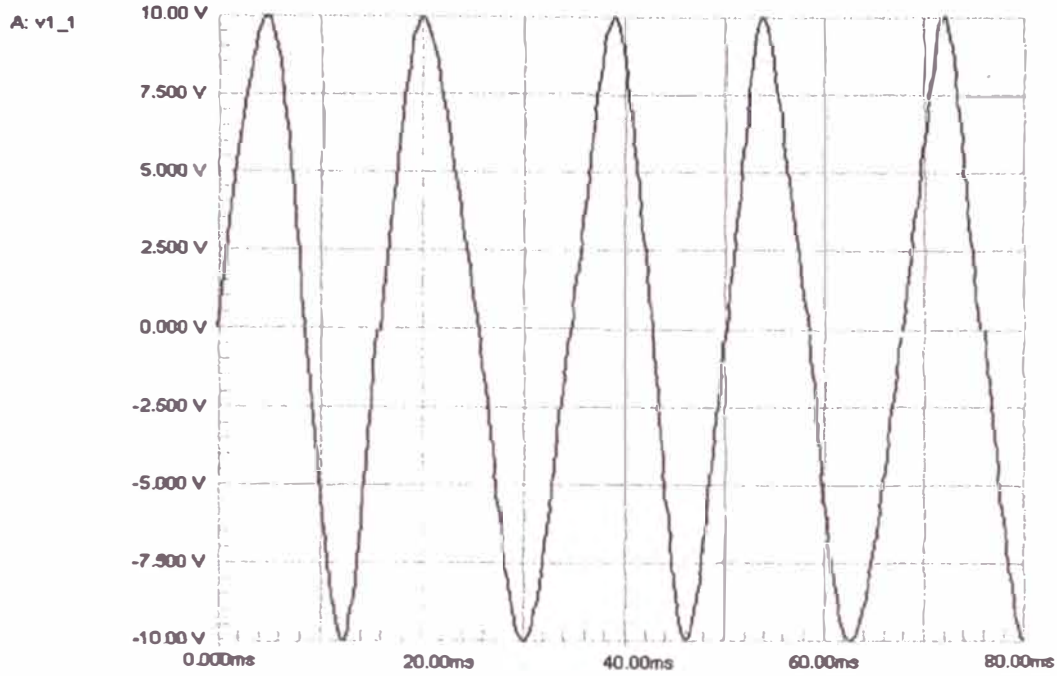
El circuito de potencia está compuesto por el SCR, la carga respectiva y la fuente de voltaje AC.



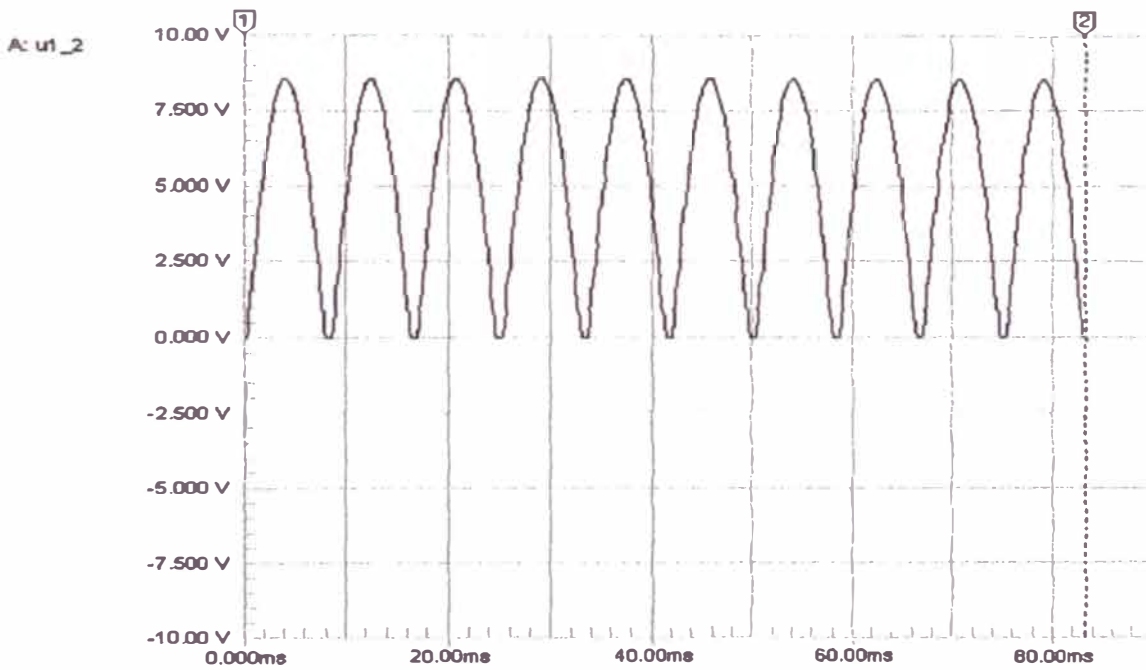
5.7.2.3. Circuito de Control de Control de Disparo del SCR

SIMULACION DE CURVAS DE VOLTAJES

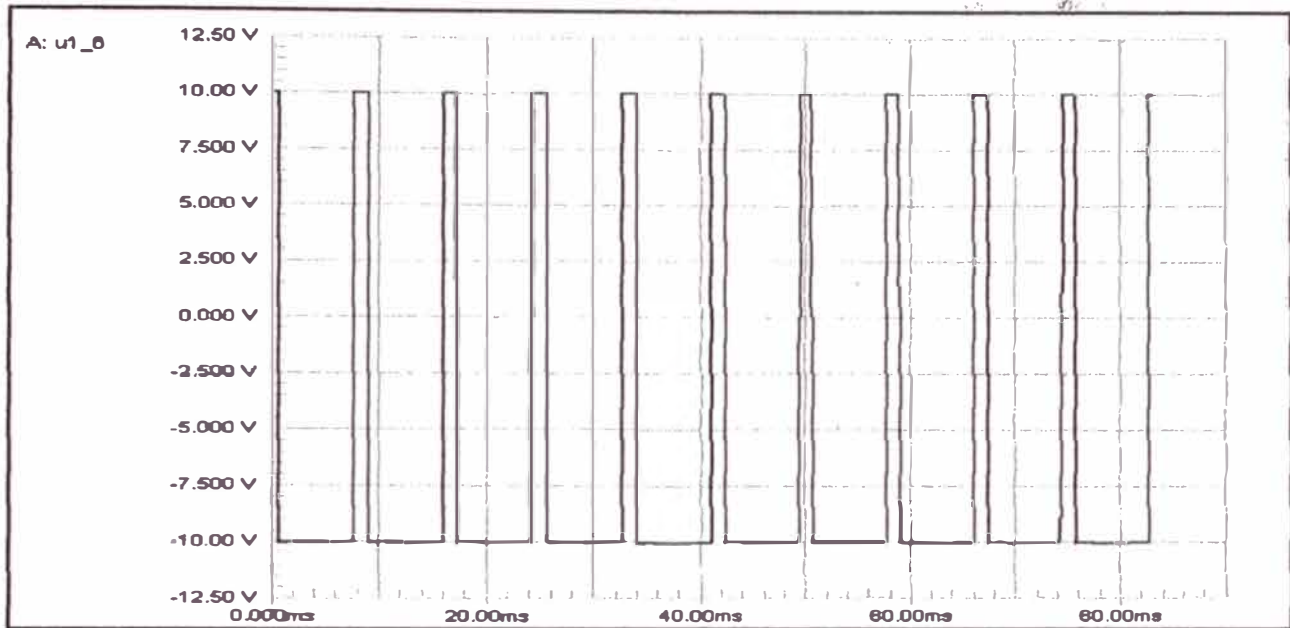
NODO A



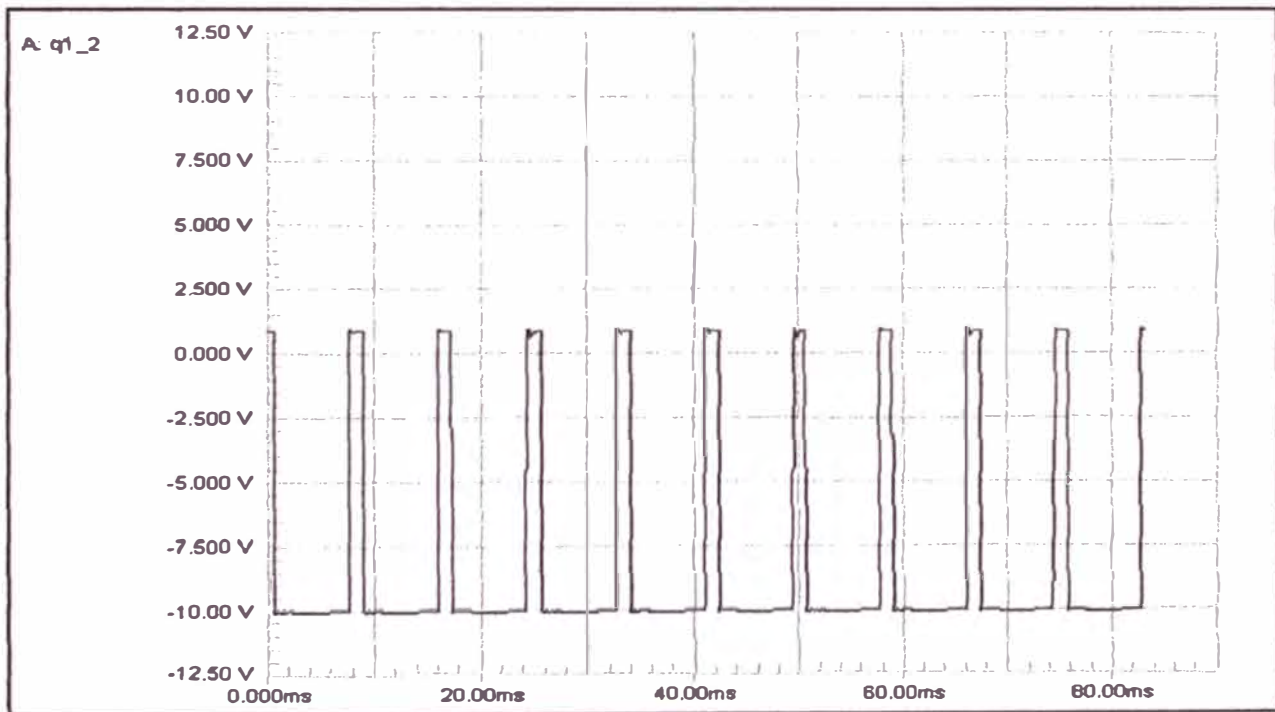
NODO B



NODO C

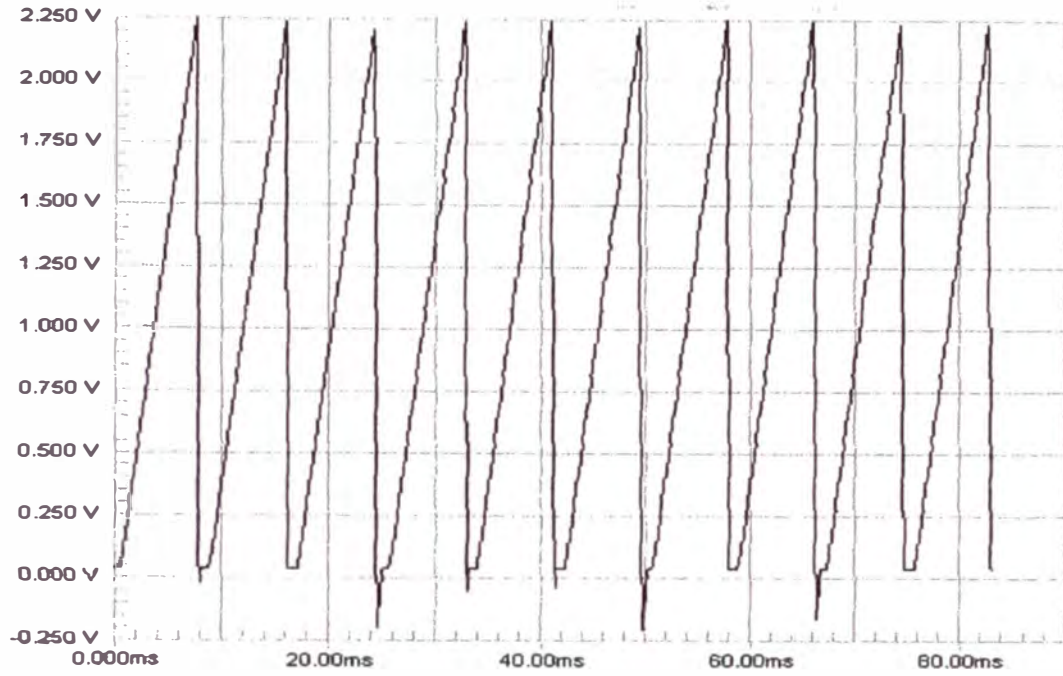


NODO D

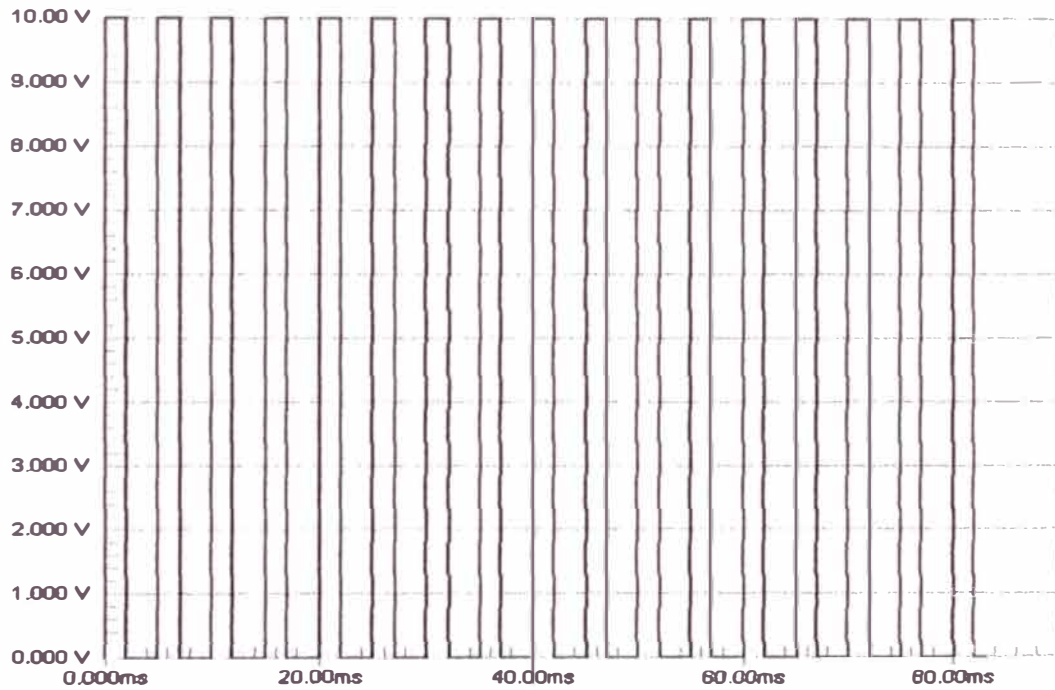


NODO E

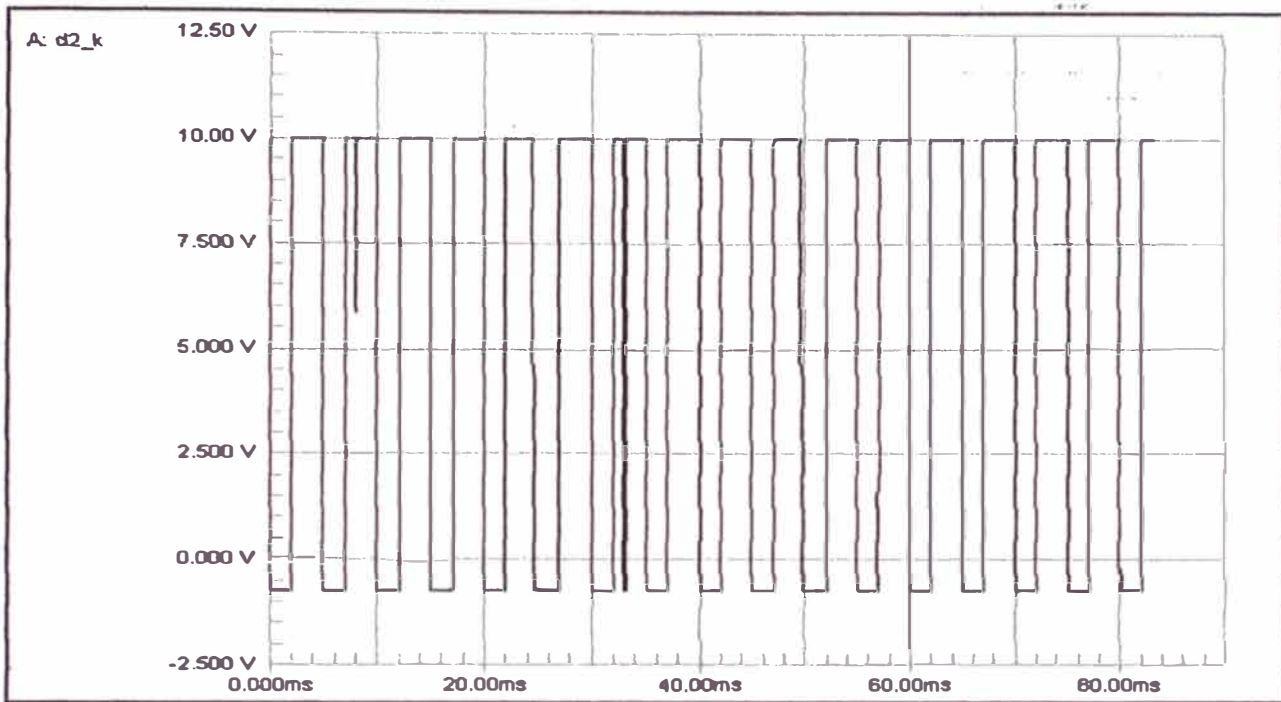
A: u2_3

**NODO F**

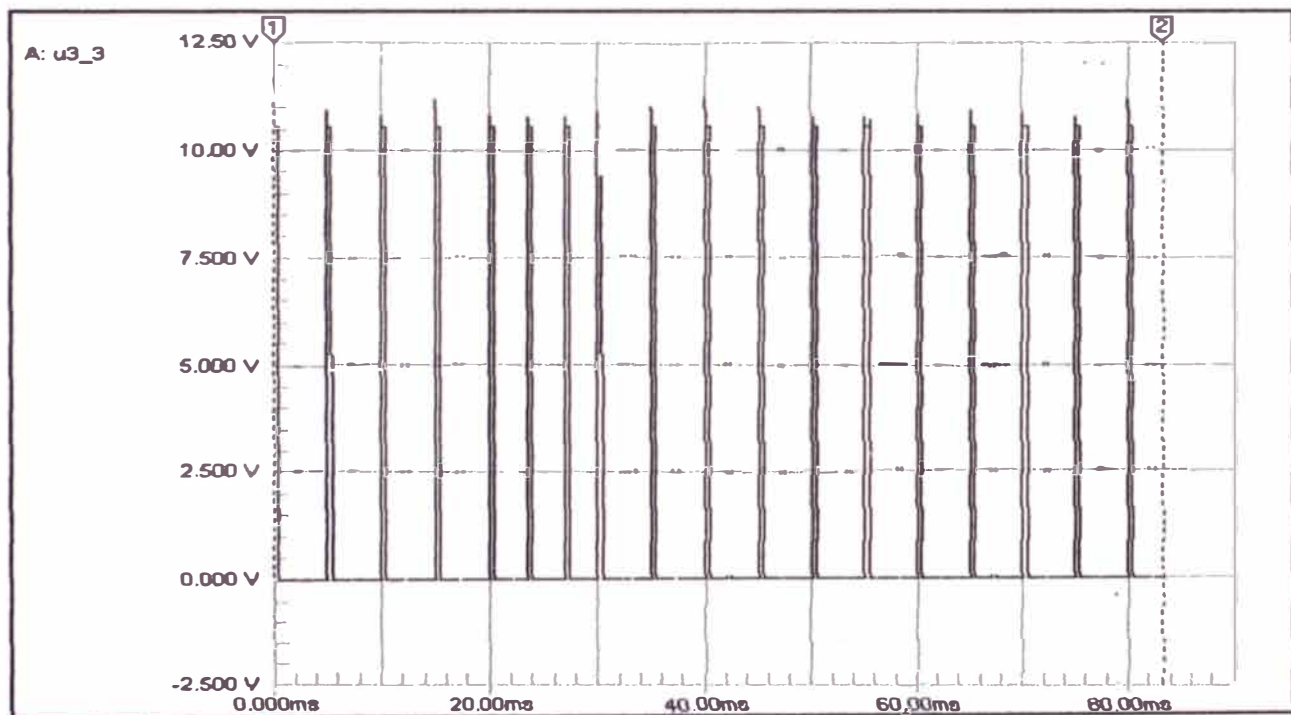
A: v8_1



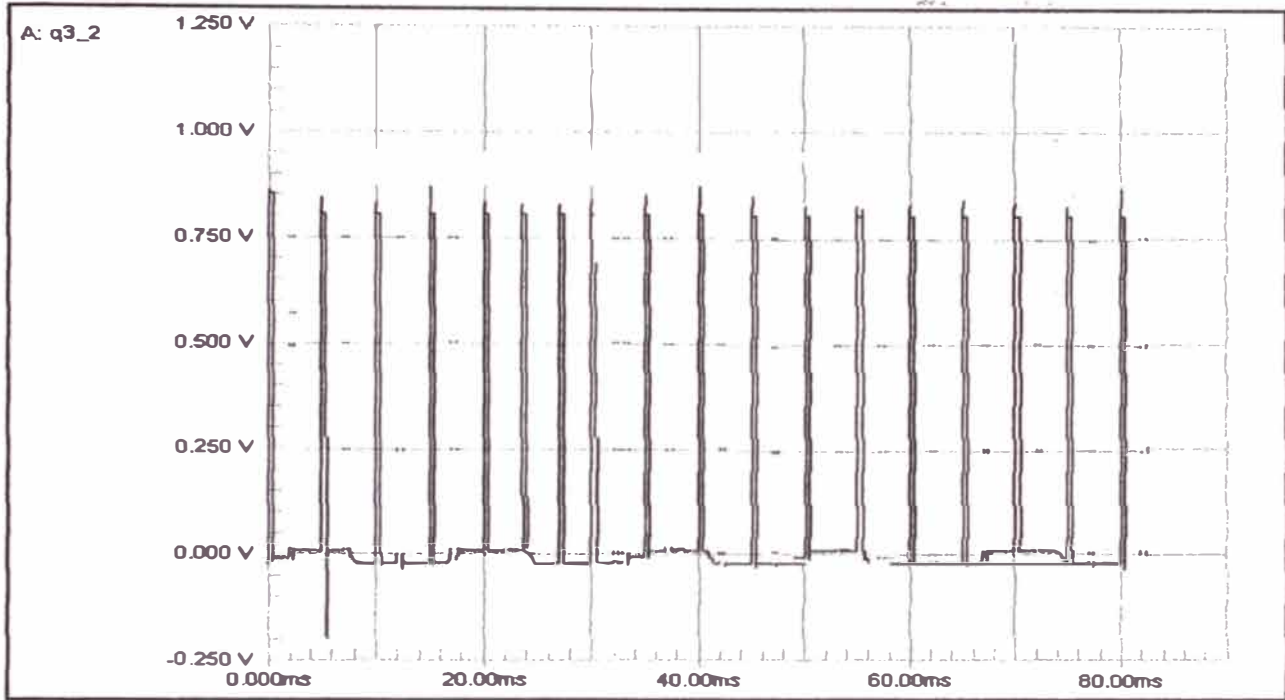
NODO G



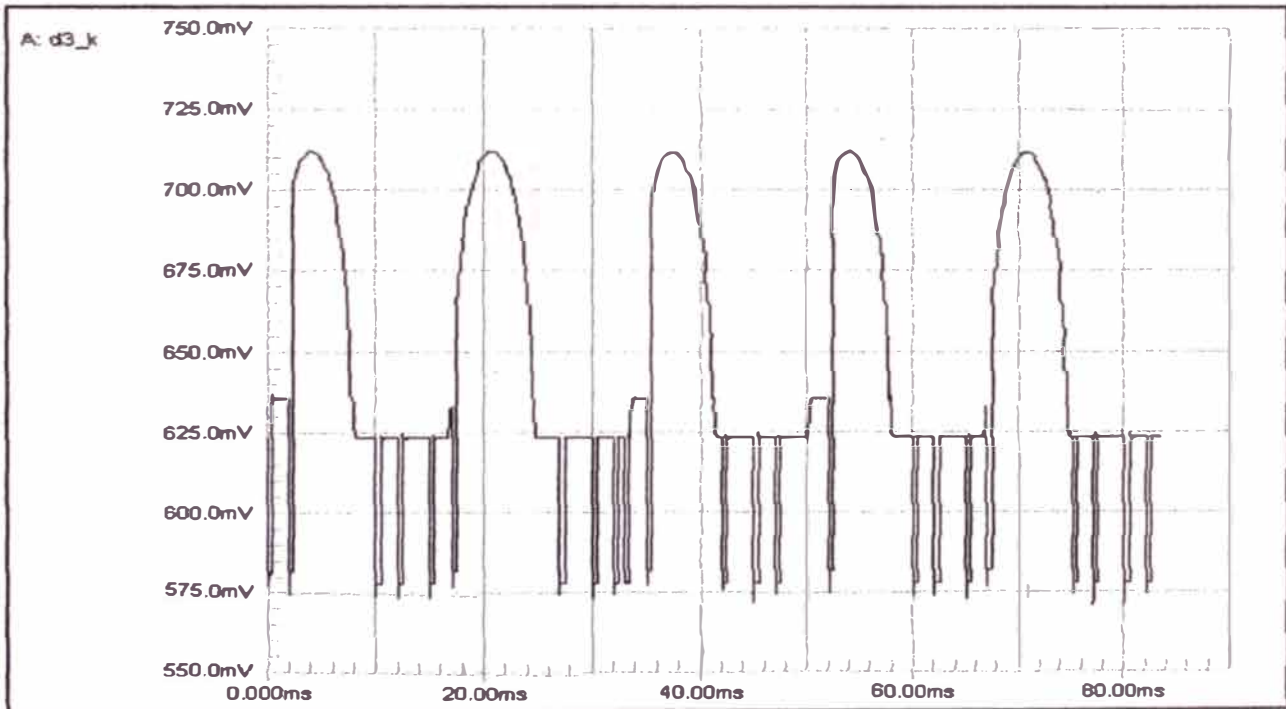
NODO H



NODO I

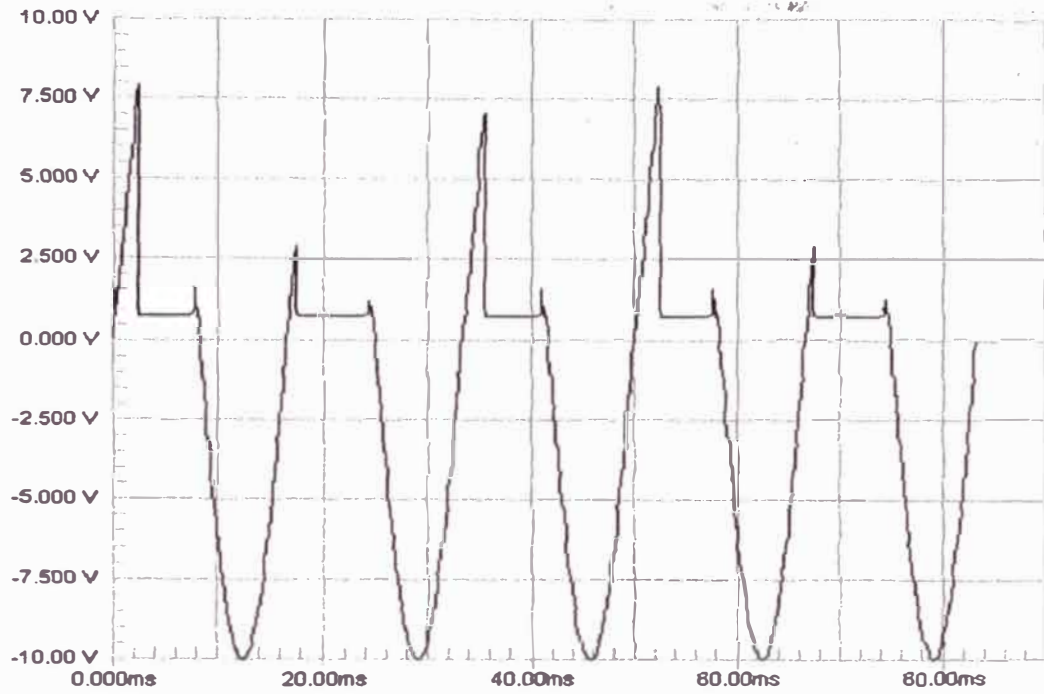


NODO J



NODO K

A: scr1_1



CONCLUSIONES

1. Las condiciones para establecer un circuito de disparo con el UJT son bastante económicos y no muy rigurosos.

Los convertidores monofásicos completos ofrecen mejor rendimiento que los semiconvertidores monofásicos pero a expensas de mayor complejidad y costos más elevados de los componentes.
2. Para evitar problemas con el cebado del SCR generalmente se opta por un valor pequeño de R_{B1} , inferior a los 100Ω , para evitar que la tensión continua producida por la corriente de interbase tome un valor superior a la tensión máxima de puerta que no debe al SCR y una temperatura de unión máxima superior a la que puede soportar el tiristor.
3. Es recomendable utilizar un transformador de pulsos para acoplar adecuadamente V_{B1} del UJT y V_{GATE} del SCR, utilizando un transformador de relación 1 : 1, a fin de obtener un valor óptimo de disparo del SCR y una muy pequeña resistencia en el terminal B1 del UJT.

4. Lo destacable del circuito es que empleando valores reales el circuito responde correctamente a la simulación, efectuado con el software SPICE V7.1, manteniendo similitud con los valores obtenidos en el análisis teórico; lo cual puede observarse en las curvas de voltaje y corriente obtenidas.

5. Existe un total sincronismo entre los circuitos de control 1 y 2, desfasados 180° y también entre el circuito de potencia con las de control. Los condensadores C11 y C12 están descargados al empezar cada semiperíodo por lo que los circuitos se sincronizarán con la tensión de la red, produciéndose un impulso de salida en cada semiperíodo, lo que cebará al tiristor correctamente.

6. A pesar de la naturaleza discontinua de la corriente de armadura puede forzarse a perdurar más tiempo, aumentando así el valor promedio y el torque correspondiente del motor, instalando un Diodo de marcha Libre en paralelo con el circuito de armadura puede forzársele a perdurar más tiempo, aumentando así el valor promedio y el torque correspondiente del motor, instalando in Diodo de Marcha Libre en paralelo con el circuito de armadura. Con valores adecuados V_{entrada} , E_g , L el flujo de corriente de armadura será continuo proporcionando un desarrollo más uniforme al torque del motor.

El SCR se conmutará naturalmente al final de cada medio ciclo positivo del voltaje de suministro aun la corriente no haya caído previamente a cero.

7. En los convertidores monofásicos completos los tiristores T_3 , T_4 tienen los cátodos a diferentes potenciales, lo que exige circuitos de disparo más complejos que el restante par de tiristores T_1 y T_2 con conexiones comunes al cátodo.

En el semiconvertidor monofásico los tiristores T_3 , T_4 son reemplazados por los diodos D_1 y D_2 los cuales no ofrecen mayor complejidad para su conducción. He aquí una diferencia importante a favor del semiconvertidor monofásico.

8. Los períodos de conducción del tiristor en el semiconvertidor se extiende sobre todo un medio ciclo de la frecuencia de suministro, lo que es una desventaja desde el punto de vista de la conmutación. Sin embargo la instalación de un diodo conmutador (marcha libre) específico desviaré la corriente de cada par tiristor / diodo al principio de cada medio ciclo del voltaje de la fuente, permitiendo que el tiristor regrese al estado de bloqueo, antes de lo que ocurriría en caso contrario, reduciendo así las dificultades prácticas al conmutar secuencialmente la corriente continua de armadura de un tiristor a otro.

9. Concluimos que la velocidad del motor en función de la variación del potenciómetro es:

$$W = \frac{\frac{V_M}{\pi} (1 + \cos(0.111R_E)) - R_a I_{DC}}{K_v I_f}$$

Donde: $R_E = R_{12} + R_{13}$ ò $R_E = R_{22} + R_{23}$

A N E X O 1

Propuesta económica

PROPUESTA ECONOMICA

	CANTIDAD	DISPOSITIVO	TIPO	COSTO (Nuevos Soles)
*	02	UJT	2N2646	9.00
*	02	Diodo ZENER	1N4744	2.00
*	02	SCR	2N3873	14.00
*	01	Diodo	D1N5406	3.00
*	02	Diodo	D1N4004	6.00
*	01	Resistencia	1 K Ω , 10 watts	10.00
*	01	Resistencia	0.7 K Ω , ½ watt	1.00
*	01	Potenciómetro Lineal	25 K Ω , 10 watts	60.00
*	01	Transformador 1 ϕ	220/50 volt, 300 watts	180.00
*	02	Condensador	0.22 μ F, 25 volt	4.00
*	01	Motor DC	10 Kwatt, 220 volt	2000.00
*		Cables, conectores y adicionales		20.00
*		Chasis y estructura		30.00
		COSTO TOTAL APROXIMADO:		2340.00

A N E X O 2

Código en Spice del Circuito de Control

**CODIGO EN SPICE DEL CIRCUITO DE CONTROL PARA REGULAR LA VELOCIDAD
DEL MOTOR DE CORRIENTE CONTINUA**

**** 11/29/101 23:06:43 **** PSpice 6.0 (Jan 1994) **** ID# 55894 ****

**** CIRCUIT DESCRIPTION

• Schematics Version 6.0 - January 1994
• Thu Nov 29 23:06:37 19:1

** Analysis setup **
.tran 20ns 80ms 0 0.5ms UIC

• From [SCHEMATICS NETLIST] section of msim.ini:
.lib nom.lib

.INC "ROMERO3.net"

**** INCLUDING ROMERO3.net ****

• Schematics Netlist •

```
R_R13 $N_0002 $N_0001 0.62k TC=30
R_R12 $N_0003 $N_0002 0.01k TC=30
X_X11 $N_0001 $N_0004 $N_0005 2N2646
C_C11 0 $N_0003 1.5uF IC=0
V_V11 $N_0006 0 DC 0 AC 0
+SIN 0 312 60 0 0 0
K_TX1 L1_TX1 L2_TX1 1
L1_TX1 $N_0005 0 0.1
L2_TX1 $N_0007 $N_0008 0.1
R_R14 $N_0004 $N_0003 0.01 TC=30
R_R11 $N_0001 $N_0009 1000 TC=30
R_R1 $N_0008 $N_0010 5 TC=25
L_L1 $N_0010 $N_0011 20mH IC=0
V_V1 $N_0012 0 DC 0 AC 0
+SIN 0 312 60 0 0 0
V_V3 $N_0011 $N_0013 DC 180 AC 0
D_D1 $N_0013 $N_0012 D1N4004
D_D2 $N_0013 0 D1N4004
R_R23 $N_0015 $N_0014 0.62k TC=30
R_R22 $N_0016 $N_0015 0.01k TC=30
X_X21 $N_0014 $N_0017 $N_0018 2N2646
C_C12 0 $N_0016 1.5uF IC=0
K_TX2 L1_TX2 L2_TX2 1
L1_TX2 $N_0018 0 0.1
L2_TX2 $N_0019 $N_0008 0.1
R_R24 $N_0017 $N_0016 0.01 TC=30
R_R21 $N_0014 $N_0020 1000 TC=30
D_D11 ● $N_0001 D1N4744
D_D21 0 $N_0014 D1N4744
X_T1 $N_0012 $N_0021 $N_0008 2N3873
X_T2 0 $N_0022 $N_0008 2N3873
D_D3 $N_0013 $N_0008 D1N5406
D_D22 $N_0019 $N_0022 D1N4004
D_D12 $N_0007 $N_0021 D1N4004
K_TXA L1_TXA L2_TXA 1
L1_TXA ● $N_0009 0.0005
L2_TXA $N_0023 $N_0006 0.022
K_TXB L1_TXB L2_TXB 1
L1_TXB 0 $N_0020 0.0005
L2_TXB $N_0006 $N_0024 0.022
R_R10 $N_0023 0 0.0001
R_R20 $N_0024 0 0.0001
```

**** RESUMING ROMERO3.CIR ****

.INC "ROMERO3.als"

**** INCLUDING ROMERO3.als ****

• Schematics Aliases •

.ALIASES

R_R13 R13(1=\$N_0002 2=\$N_0001)
R_R12 R12(1=\$N_0003 2=\$N_0002)
X_X11 X11(B2=\$N_0001 E=\$N_0004 B1=\$N_0005)
C_C11 C11(1=0 2=\$N_0003)
V_V11 V11(+=\$N_0006 -=0)
K_TX1 TX1()
L1_TX1 TX1(1=\$N_0005 2=0)
L2_TX1 TX1(3=\$N_0007 4=\$N_0008)
R_R14 R14(1=\$N_0004 2=\$N_0003)
R_R11 R11(1=\$N_0001 2=\$N_0009)
R_R1 R1(1=\$N_0008 2=\$N_0010)
L_L1 L1(1=\$N_0010 2=\$N_0011)
V_V1 V1(+=\$N_0012 -=0)
V_V3 V3(+=\$N_0011 -=N_0013)
D_D1 D1(1=\$N_0013 2=\$N_0012)
D_D2 D2(1=\$N_0013 2=0)
R_R23 R23(1=\$N_0015 2=\$N_0014)
R_R22 R22(1=\$N_0016 2=\$N_0015)
X_X21 X21(B2=\$N_0014 E=\$N_0017 B1=\$N_0018)
C_C12 C12(1=0 2=\$N_0016)
K_TX2 TX2()
L1_TX2 TX2(1=\$N_0018 2=0)
L2_TX2 TX2(3=\$N_0019 4=\$N_0008)
R_R24 R24(1=\$N_0017 2=\$N_0016)
R_R21 R21(1=\$N_0014 2=\$N_0020)
D_D11 D11(1=0 2=\$N_0001)
D_D21 D21(1=0 2=\$N_0014)
X_T1 T1(A=\$N_0012 G=\$N_0021 K=\$N_0008)
X_T2 T2(A=0 G=\$N_0022 K=\$N_0008)
D_D3 D3(1=\$N_0013 2=\$N_0008)
D_D22 D22(1=\$N_0019 2=\$N_0022)
D_D12 D12(1=\$N_0007 2=\$N_0021)
K_TXA TXA()
L1_TXA TXA(1=0 2=\$N_0009)
L2_TXA TXA(3=\$N_0023 4=\$N_0006)
K_TXB TXB()
L1_TXB TXB(1=0 2=\$N_0020)
L2_TXB TXB(3=\$N_0006 4=\$N_0024)
R_R10 R10(1=\$N_0023 2=0)
R_R20 R20(1=\$N_0024 2=0)
.ENDALIASES

**** RESUMING ROMERO3.CIR ****

.probe

.END

**** 11/29/101 23:06:43 **** PSpice 6.0 (Jan 1994) **** ID# 55894 ****

**** Diode MODEL PARAMETERS

.....
D1N4744 D1N5406 D1N4004 D1N4001
IS 3.142000E-15 11.500000E-15 14.110000E-09 14.110000E-09
N 1.984 1.984
ISR 1.973000E-09 40.530000E-06
IKF 3.87 94.81 94.81
BV 15 600 75
IBV .14467 10.000000E-06 10.000000E-06
NBV 1.093
IBVL 100.000000E-06
NBVL 1.2722
RS 3.544 8.254000E-03 .03389 .03389
TT 5.700000E-06 5.700000E-06
CJO 72.500000E-12 130.400000E-12 25.890000E-12 25.890000E-12
VJ .75 .75 .3245 .3245
M .3282 .3758 .44 .44
TBV1 1.433300E-03

X_T1.X1.Dgk X_T1.X1.Dseries X_T1.X1.Delay X_T1.X1.Dkarev
IS 100.000000E-18 10.000000E-15 1.000000E-12 100.000000E-12
RS 5 .01 .01
CJO 50.000000E-12 5.000000E-12 5.000000E-12

X_T1.X1.Dakfwd X_T1.X1.Dbreak X_T2.X1.Dgk X_T2.X1.Dseries
IS 40.000000E-12 10.000000E-15 100.000000E-18 10.000000E-15
BV 660
IBV 100.000000E-09
RS .5 5
CJO 5.000000E-12 5.000000E-12 50.000000E-12

X_T2.X1.Delay X_T2.X1.Dkarev X_T2.X1.Dakfwd X_T2.X1.Dbreak
IS 1.000000E-12 100.000000E-12 40.000000E-12 10.000000E-15
BV 660
IBV 100.000000E-09
RS .01 .01 .5
CJO 5.000000E-12 5.000000E-12 5.000000E-12 5.000000E-12

X_X11.x1.x1.x1.x1.dio
IS 128.100000E-12
RS 1

X_X21.x1.x1.x1.x1.dio
IS 128.100000E-12
RS 1

**** 11/29/10 23:06:43 **** PSpice 6.0 (Jan 1994) **** ID# 55894 ****

* C:\MISDOC~1\0-DA-1\MOTORES\ROMERO3.SCH

**** Voltage Controlled Switch MODEL PARAMETERS

.....

	X_T1.X1.Vswitch	X_T2.X1.Vswitch
RON	.011594	.011594
ROFF	46.153850E+06	46.153850E+06
VON	5	5
VOFF	1.5	1.5

JOB CONCLUDED

TOTAL JOB TIME 167.40

A N E X O 3

**Generador de pulsos para el disparo
secuencial de los SCR**

PROGRAMA

Las instrucciones del programa se realiza en ASSEMBLER para el MICROCONTROLADOR 8751-INTEL y se realiza de acuerdo a los pasos indicados en la secuencia:

PROGRAMA PRINCIPAL

ORG 0000h

Jmp inicio

ORG 002bh

Inicio: MOV TMOD, # 01h
 MOV P0, # 00h

Paso: MOV P0, #01h ; pulso T1 (activación SCR 1)
 CALL DELAY 1
 MOV P0, #00h
 CALL DELAY 2
 SETB P0.1 ; pulso TA (activación SCRA)
 CALL DELAY 1
 CLR P0.1
 CALL DELAY 2
 SETB P0.2 ; pulso T2 (activación SCR2)
 CALL DELAY 1
 CLR P0.2
 CALL DELAY 2
 SETB P4.3 ; pulso TB (activación SCRB)
 CALL DELAY 1
 CLR P0.3
 CALL DELAY 2
 IMP PASO ; repetir el ciclo e ir a dirección paso
 END

SUBROUTINA DELAY 1 (ancho de pulso)

; CARGAR REGISTROS DE CONTAJE DE TIMER 0

MOV TH0, # 0FFh

MOV TL0, # 9Ch

; ARRANCAR LA CUENTA DEL TIMER 0

MOV TCON, # 10h

; CHEQUEAR LA CUENTA

paso 1: MOV A, TCON

ANL A, # 40

JZ paso 1

; retorno

RET

SUBROUTINA DELAY 2 (retardo de pulsos)

; CARGAR REGISTROS DE CONTAJE

MOV TH0, # 0B9h

MOV TL0, # 0EFh

; ARRANCAR CUENTA DE TIMER 0

MOV TCON, # 10h

; CHEQUEAR SI LLEGA MÁXIMA CUENTA

paso 2: MOV A, TCON

ANL A, # 40

JZ paso 2

; retorno

RET

SUBROUTINA DE RETARDO DE ANCHO DE PULSO DELAY (1)

Esta subrutina nos permite determinar el tiempo en que el pulso esta en alto (uno) para realizar el proceso es necesario cargar los registros de contase con 100 μ s; que es el pulso adecuado para disparar el SCR en forma eficiente.

Los dos registros de contase del timer 0 en modo 0 (temporizador de 16 bits) es:

TH0 = registro de 8 bits (contase) -byte alto

TL0 = registro de 8 bits (contase) -byte bajo

En nuestro caso:

TH0 = 0FFh

TL0 = 9Ch

Son estos valores que hay que cargar para realizar la temporización del ancho de caso pulso.

PASOS DE LA SUBROUTINA DELAY (1)

Paso 1.- Cargar los registros de contase timer 0

TH0 = 0FFh y TL0 = 9Ch

Paso 2.- Arrancar la cuenta de contase (el timer)

Paso 3.- Chequear si la cuenta es máxima

Paso 4.- Retornar si es máxima cuenta

SUBROUTINA DE RETARDO DE CADA PULSO ES LLAMADO DELAY (DOS)

Esta subrutina nos permite determinar el retardo de cada pulso de disparo de los CSR a esta subrutina se le denomina DELAY, aquí es necesario considerar el tiempo retardo y cargar en los registros de contase el valor correspondiente es:

TH0 = 0B9h

TL0 = 0EFh

Son estos valores calculados para realizar el retardo de cada pulso.

PASOS DE LA SUBROUTINA DELAY 2

- (1) Cargar los registros de contase con los valores calculados para realizar la temporización.
- (2) Poner en funcionamiento el timer 0
- (3) Chequear constantemente si llego a la máxima cuenta.
- (4) Si llego a la máxima cuenta retornar desde lo llamo.
- (5) Retorno.

SECUENCIA DEL ALGORITMO PARA GENERAR LOS PULSOS EN LOS PINES DEL PUERTO P0 DEL MICROCONTROLADOR

- Paso 1: Configurar el timer 0 como temporizador en modo 0, 16 bits
- Paso 2: Poner a uno el pin P0.0
- Paso 3: Llamar a subrutina DELAY (1)
- Paso 4: Poner a 0 el pin P0.0
- Paso 5: Llamar a subrutina DELAY (2)
- Paso 6: Poner a uno el pin P0.1
- Paso 7: Llamar a subrutina DELAY (1)
- Paso 8: Poner a 0 el pin P0.1
- Paso 9: Llamar a subrutina DELAY (2)
- Paso 10: Poner a uno el pin P0.2
- Paso 11: Llamar a subrutina DELAY (1)
- Paso 12: Poner a cero el pin P0.2
- Paso 13: Llamar a subrutina DELAY (2)
- Paso 14: Poner a uno el pin P0.3
- Paso 15: Llamar a subrutina DELAY (1)
- Paso 16: Poner a cero el pin P0.3
- Paso 17: Llamar a subrutina DELAY (2)
- Paso 18: Saltar a paso 2 para repetir las secuencias constantemente.

A N E X O 4

Hojas de datos técnicos

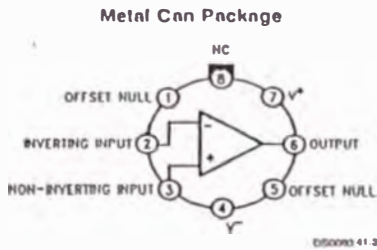
LM741 Operational Amplifier

General Description

The LM741 series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. They are direct, plug-in replacements for the 709C, LM201, MC1439 and 748 in most applications. The amplifiers offer many features which make their application nearly foolproof: overload protection on the input and output, no latch-up when the common mode range is exceeded, as well as freedom from oscillations.

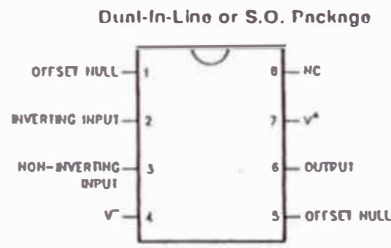
The LM741C is identical to the LM741/LM741A except that the LM741C has their performance guaranteed over a 0°C to +70°C temperature range, instead of -55°C to +125°C.

Connection Diagrams

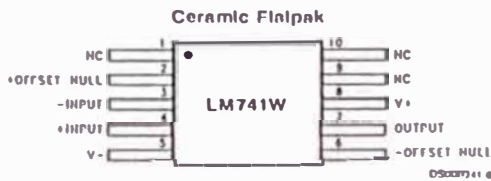


Note 1: LM741H is available per JM38510/10101

Order Number LM741H, LM741H/883 (Note 1),
LM741AH/883 or LM741CH
See NS Package Number H08C



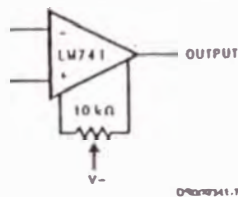
Order Number LM741J, LM741J/883, LM741CN
See NS Package Number J08A, M08A or N08E



Order Number LM741W/883
See NS Package Number W10A

Typical Application

Offset Nulling Circuit



Absolute Maximum Ratings (Note 2)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.
(Note 7)

	LM741A	LM741	LM741C
Supply Voltage	±22V	±22V	±18V
Power Dissipation (Note 3)	500 mW	500 mW	500 mW
Differential Input Voltage	±30V	±30V	±30V
Input Voltage (Note 4)	±15V	±15V	±15V
Output Short Circuit Duration	Continuous	Continuous	Continuous
Operating Temperature Range	-55°C to +125°C	-55°C to +125°C	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Junction Temperature	150°C	150°C	100°C
Soldering Information			
N-Package (10 seconds)	260°C	260°C	260°C
J- or H-Package (10 seconds)	300°C	300°C	300°C
M-Package			
Vapor Phase (60 seconds)	215°C	215°C	215°C
Infrared (15 seconds)	215°C	215°C	215°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.			
ESD Tolerance (Note 8)	400V	400V	400V

Electrical Characteristics (Note 5)

Parameter	Conditions	LM741A			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$										
	$R_B \leq 10\text{ k}\Omega$					1.0	5.0		2.0	6.0	mV
	$R_B \leq 50\Omega$		0.8	3.0							mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$										
Average Input Offset Voltage Drift	$R_B \leq 50\Omega$			4.0							mV
	$R_B \leq 10\text{ k}\Omega$						6.0			7.5	mV
Average Input Offset Voltage Drift				15							$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Voltage Adjustment Range	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_R = \pm 20\text{V}$	±10				±15			±15		mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		3.0	30		20	200		20	200	nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			70		85	500			300	nA
Average Input Offset Current Drift				0.5							$\text{nA}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		30	80		80	500		80	500	nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			0.210			1.5			0.8	μA
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_B = \pm 20\text{V}$	1.0	6.0		0.3	2.0		0.3	2.0		M Ω
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}, V_B = \pm 20\text{V}$	0.5									M Ω
Input Voltage Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$							±12	±13		V
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$				±12	±13					V

Electrical Characteristics (Note 5) (Continued)

Parameter	Conditions	LM741A			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ $V_R = \pm 20\text{V}$, $V_O = \pm 15\text{V}$ $V_B = \pm 15\text{V}$, $V_O = \pm 10\text{V}$	50			50	200		20	200		V/mV V/mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$, $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$, $V_R = \pm 20\text{V}$, $V_O = \pm 15\text{V}$ $V_B = \pm 15\text{V}$, $V_O = \pm 10\text{V}$	32			25			15			V/mV V/mV V/mV
	$V_B = \pm 5\text{V}$, $V_O = \pm 2\text{V}$	10									
Output Voltage Swing	$V_B = \pm 20\text{V}$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	± 18									V V
	$V_B = \pm 15\text{V}$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$				± 12 ± 10	± 14 ± 13		± 12 ± 10	± 14 ± 13		V V
	$T_A = 25^\circ\text{C}$	10	25	35		25			25		mA mA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$	10		40							
Common-Mode Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $R_B \leq 10\text{ k}\Omega$, $V_{CM} = \pm 12\text{V}$ $R_B \leq 50\Omega$, $V_{CM} = \pm 12\text{V}$	80	95		70	90		70	90		dB dB
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$, $V_B = \pm 20\text{V}$ to $V_B = \pm 5\text{V}$ $R_R \leq 50\Omega$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	88	98		77	96		77	96		dB dB
Transient Response Rise Time Overshoot	$T_A = 25^\circ\text{C}$, Unity Gain		0.25 8.0	0.8 20		0.3 5			0.3 5		μs %
	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.437	1.5								MHz
Slew Rate	$T_A = 25^\circ\text{C}$, Unity Gain	0.3	0.7			0.5			0.5		V/ μs
Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$					1.7	2.8		1.7	2.8	mA
Power Consumption	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_B = \pm 20\text{V}$ $V_B = \pm 15\text{V}$		80	150							mW mW
	$V_B = \pm 20\text{V}$ $T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$			185 135							mW mW
	$V_B = \pm 15\text{V}$ $T_A = T_{AMP1}$ $T_A = T_{AMAX}$					60 45	100 75				mW mW

Note 2: "Absolute Maximum Ratings" indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits.

Electrical Characteristics (Note 5) (Continued)

Note 3: For operation at elevated temperatures, these devices must be derated based on thermal resistance, and T_J max. (listed under "Absolute Maximum Ratings"). $T_J = T_A + (\theta_{JA} P_D)$.

Thermal Resistance	CerDip (J)	DIP (H)	1108 (11)	SO-8 (M)
θ_{JA} (Junction to Ambient)	100°C/W	100°C/W	170°C/W	105°C/W
θ_{JC} (Junction to Case)	N/A	N/A	25°C/W	N/A

Note 4: For supply voltages less than $\pm 15V$, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

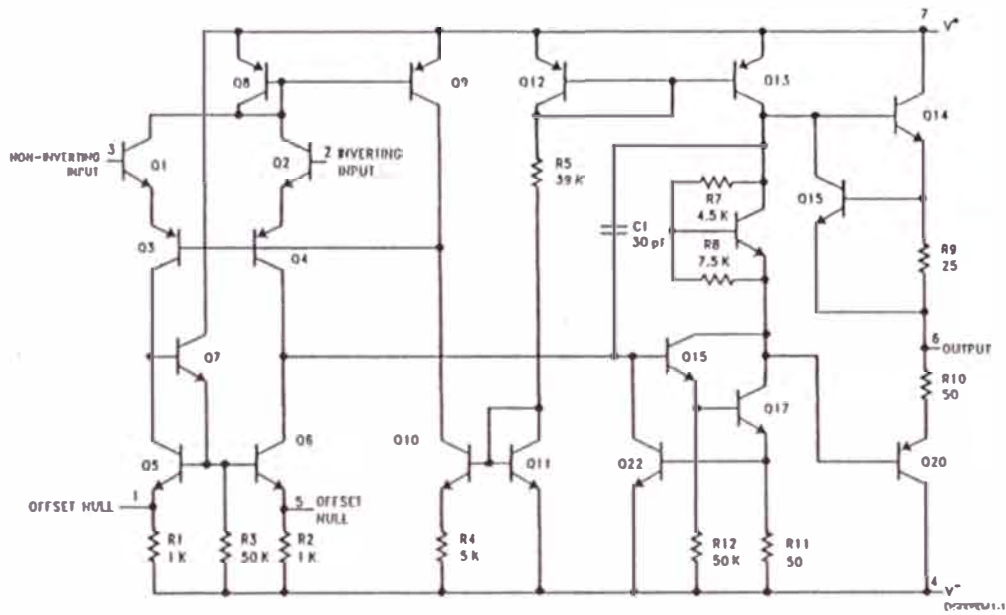
Note 5: Unless otherwise specified, these specifications apply for $V_R = \pm 15V$, $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$ (LM741/LM741A). For the LM741C/LM741E, these specifications are limited to $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$.

Note 6: Calculated value from: BW (MHz) = $0.35 / \pi \times T_{rise}$ (ns).

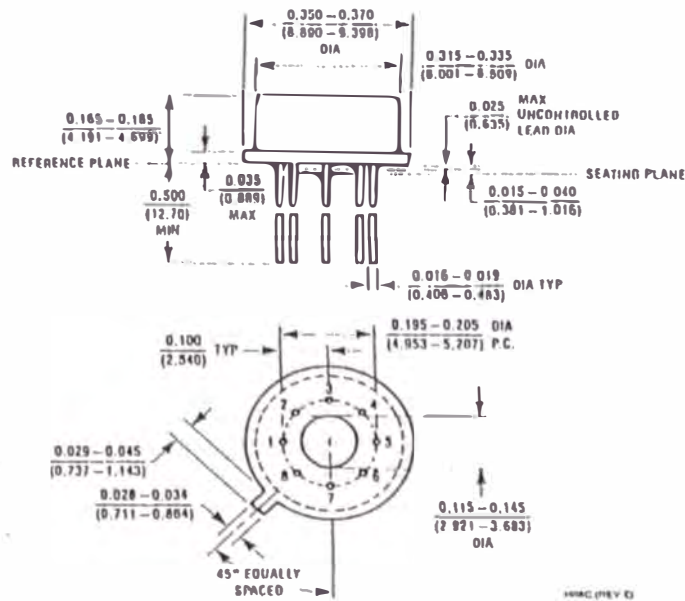
Note 7: For military specifications see PETS741X for LM741 and PETS741AX for LM741A.

Note 8: Human body model, 1.5 k Ω in series with 100 pF.

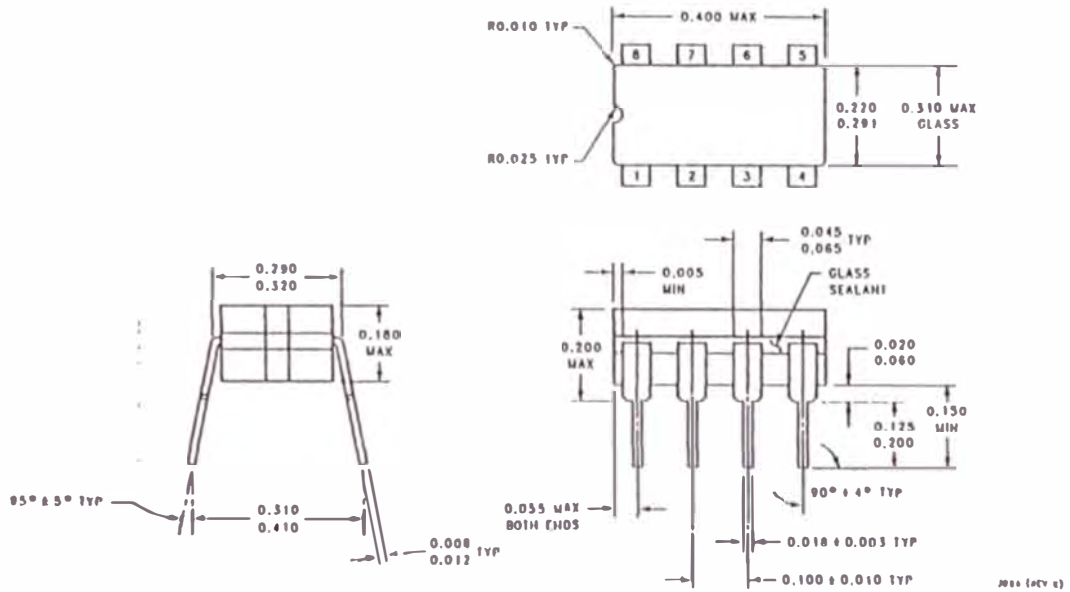
Schematic Diagram



Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted

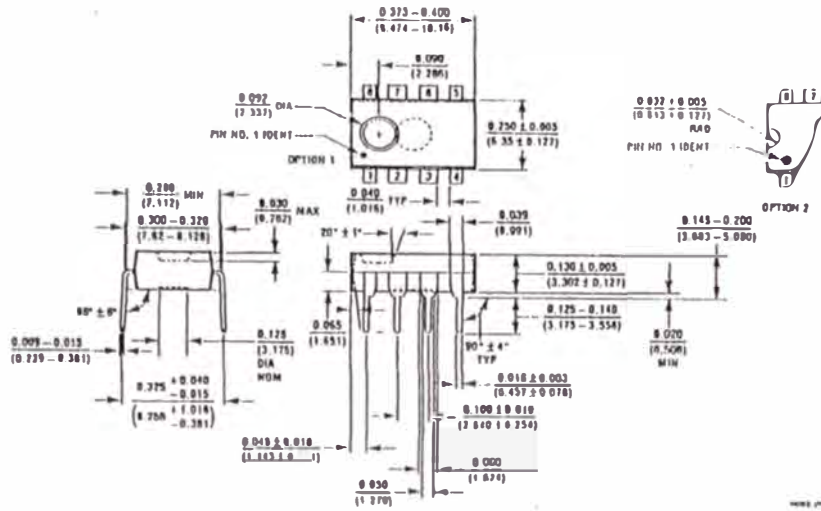


Metal Can Package (H)
 Order Number LM741H, LM741H/803, LM741A1/803, LM741A1I-MIL or LM741CIH
 NS Package Number H08C

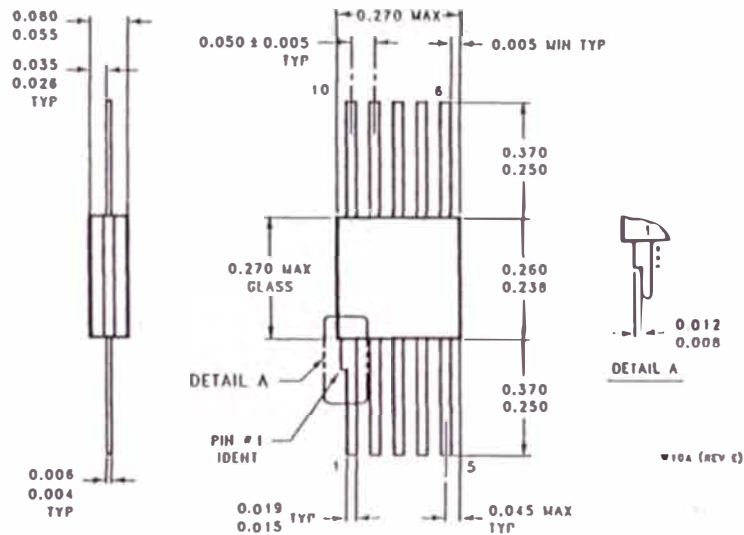


Ceramic Dual-In-Line Package (J)
 Order Number LM741J/803
 NS Package Number J00A

Physical Dimensions Inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



Dual-In-Line Package (N)
Order Number LM741CN
NS Package Number N08E



10-Lead Ceramic Flatpack (W)
Order Number LM741W/883, LM741WG-MPR or LM741WG/883
NS Package Number W10A

LM556 Dual Timer

General Description

The LM556 Dual timing circuit is a highly stable controller capable of producing accurate time delays or oscillation. The 556 is a dual 555. Timing is provided by an external resistor and capacitor for each timing function. The two timers operate independently of each other sharing only V_{CC} and ground. The circuits may be triggered and reset on falling waveforms. The output structures may sink or source 200mA.

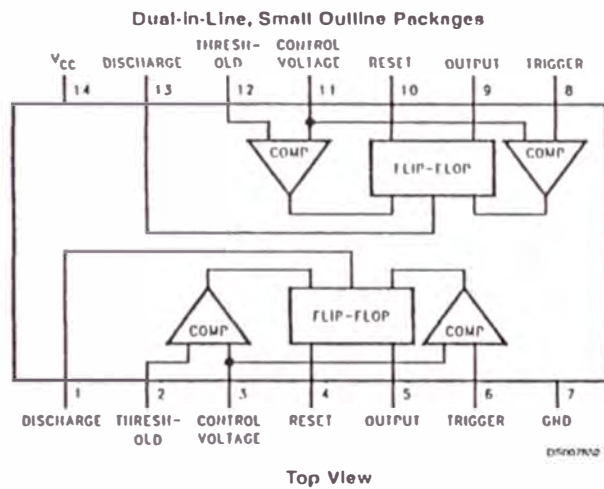
Features

- Direct replacement for SE556/NE556
- Timing from microseconds through hours
- Operates in both astable and monostable modes
- Replaces two 555 timers
- Adjustable duty cycle
- Output can source or sink 200mA
- 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

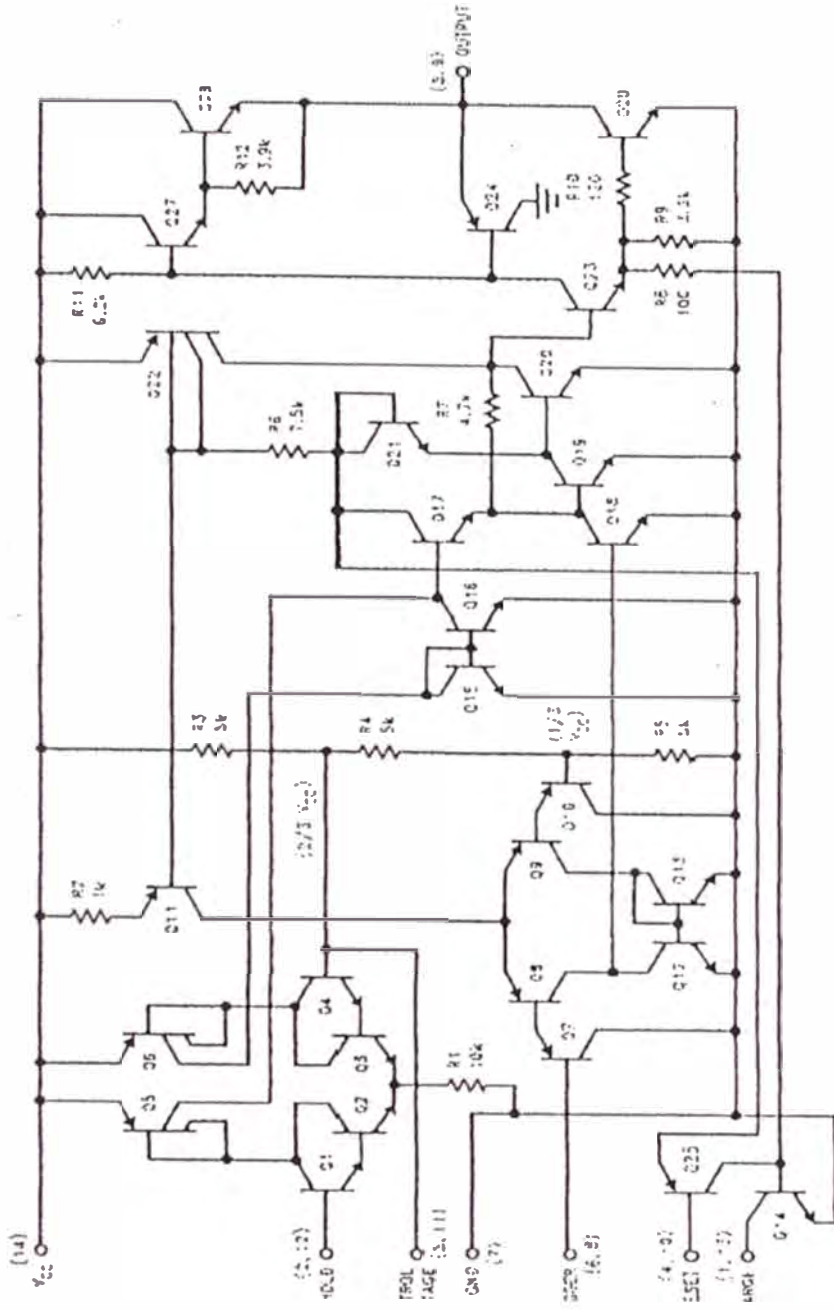
Connection Diagram



Ordering Information

Package	Part Number	Package Marking	Media Transport	NSC Drawing
14-Pin SOIC	LM556CM	LM556CM	Reels	M14A
	LM556CMX	LM556CM	2.5k Units Tape and Reel	
14-Pin MDIP	LM556CN	LM556CN	Reels	N14a

Schematic Diagram



09/02/2024

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

Supply Voltage	+10V
Power Dissipation (Note 2)	
LM556CM	410 mW
LM556CN	1620 mW
Operating Temperature Ranges	
LM556C	0°C to +70°C

Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Soldering Information	
Dual-In-Line Package	
Soldering (10 Seconds)	260°C
Small Outline Packages	
Vapor Phase (60 Seconds)	215°C
Infrared (15 Seconds)	220°C

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

Electrical Characteristics

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

Parameter	Conditions	Limits			Units
		LM556C			
		Min	Typ	Max	
Supply Voltage		4.5		16	V
Supply Current (Each Timer Section)	$V_{CC} = 5\text{V}$, $R_L = \infty$ $V_{CC} = 15\text{V}$, $R_L = \infty$ (Low State) (Note 3)		3 10	6 14	mA
Timing Error, Monostable			0.75		%
Initial Accuracy	$R_A = 1\text{k}$ to $100\text{k}\Omega$, $C = 0.1\mu\text{F}$, (Note 4)		50		ppm/°C
Accuracy over Temperature			1.5		%
Drift with Supply			0.1		%/V
Timing Error, Astable			2.25		%
Initial Accuracy	$R_A, R_B = 1\text{k}$ to $100\text{k}\Omega$, $C = 0.1\mu\text{F}$, (Note 4)		150		ppm/°C
Accuracy over Temperature			3.0		%
Drift with Supply			0.30		%/V
Trigger Voltage	$V_{CC} = 15\text{V}$	4.5	5	5.5	V
	$V_{CC} = 5\text{V}$	1.25	1.67	2.0	V
Trigger Current			0.2	1.0	μA
Reset Voltage		0.4	0.5	1	V
Reset Current			0.1	0.6	mA
Threshold Current	$V_{TH} = V\text{-Control}$ (Note 6) $V_{TH} = 11.2\text{V}$		0.03	0.1	μA
				250	nA
Control Voltage Level and Threshold Voltage	$V_{CC} = 15\text{V}$	9	10	11	V
	$V_{CC} = 5\text{V}$	2.6	3.33	4	V
Pin 1, 13 Leakage Output High			1	100	nA
Pin 1, 13 Sat	(Note 7)				
Output Low	$V_{CC} = 15\text{V}$, $I = 15\text{mA}$		180	300	mV
Output Low	$V_{CC} = 4.5\text{V}$, $I = 4.5\text{mA}$		80	200	mV
Output Voltage Drop (Low)	$V_{CC} = 15\text{V}$				
	$I_{BINK} = 10\text{mA}$		0.1	0.25	V
	$I_{BINK} = 50\text{mA}$		0.4	0.75	V
	$I_{BINK} = 100\text{mA}$		2	2.75	V
	$I_{BINK} = 200\text{mA}$		2.5		V
	$V_{CC} = 5\text{V}$				
	$I_{BINK} = 0\text{mA}$				V
	$I_{BINK} = 5\text{mA}$		0.25	0.35	V

Electrical Characteristics (Continued)

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

Parameter	Conditions	Limits			Units
		LM556C			
		Min	Typ	Max	
Output Voltage Drop (High)	$I_{\text{SOURCE}} = 200\text{mA}$, $V_{CC} = 15\text{V}$ $I_{\text{SOURCE}} = 100\text{mA}$, $V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$		12.5		V
		12.75	13.3		V
		2.75	3.3		V
Rise Time of Output			100		ns
Fall Time of Output			100		ns
Matching Characteristics	(Note B)				
Initial Timing Accuracy			0.1	2.0	%
Timing Drift with Temperature			± 10		ppm/ $^\circ\text{C}$
Drift with Supply Voltage			0.2	0.5	%/V

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur.

Note 2: For operation at elevated temperatures the device must be derated based on a $+150^\circ\text{C}$ maximum junction temperature and a thermal resistance of 77°C/W (Plastic Dip), and 110°C/W (SO-14 Narrow).

Note 3: Supply current when output high typically 1mA less at $V_{CC} = 5\text{V}$.

Note 4: Tested at $V_{CC} = 5\text{V}$ and $V_{CC} = 15\text{V}$.

Note 5: As input voltage lowers, timing is inhibited and then the output goes low.

Note 6: This will determine the maximum value of $P_A + P_B$ for 15V operation. The maximum total ($P_A + P_B$) is 20 mW.

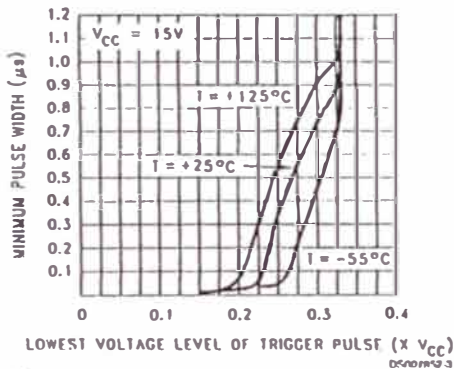
Note 7: No protection against excessive pin 1, 13 current is necessary providing the package dissipation rating will not be exceeded.

Note 8: Matching characteristics refer to the difference between performance characteristics of each timer section.

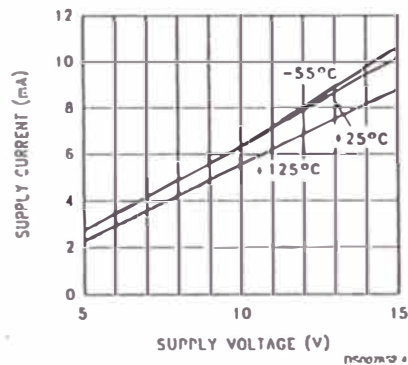
Note 9: Refer to NE1S556X drawing of military LM556J variations.

Typical Performance Characteristics

Minimum Pulse Width Required for Triggering

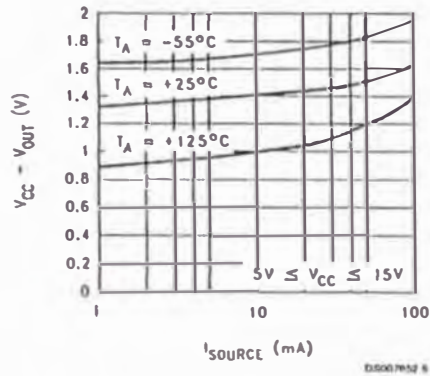


Supply Current vs. Supply Voltage (Each Section)

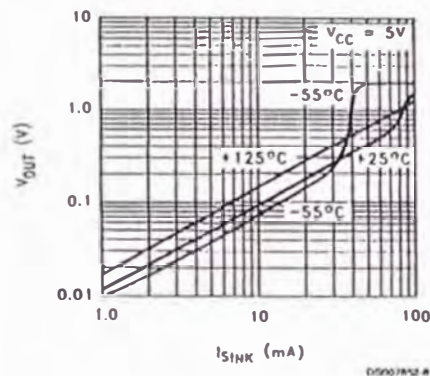


Typical Performance Characteristics (Continued)

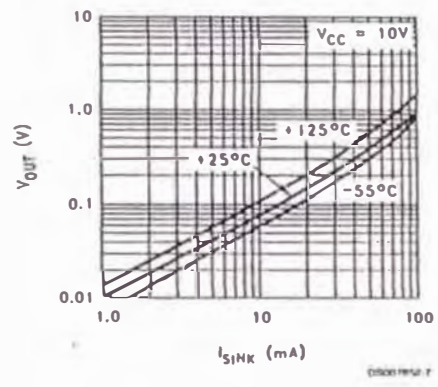
High Output Voltage vs. Output Source Current



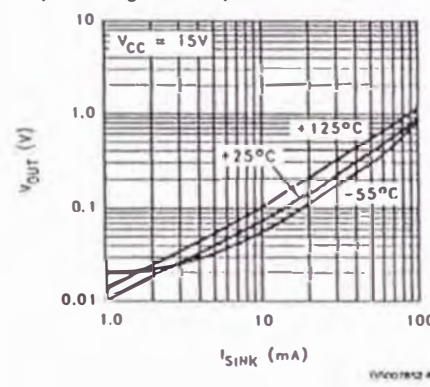
Low Output Voltage vs. Output Sink Current



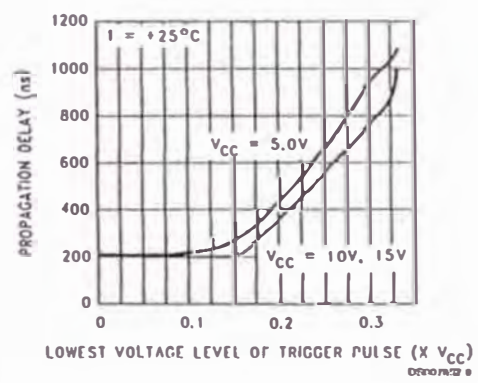
Low Output Voltage vs. Output Sink Current



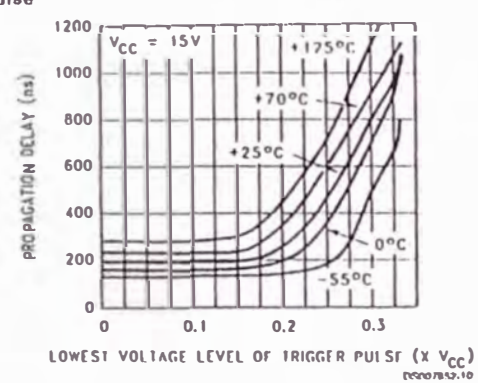
Low Output Voltage vs. Output Sink Current



Output Propagation Delay vs. Voltage Level of Trigger Pulse

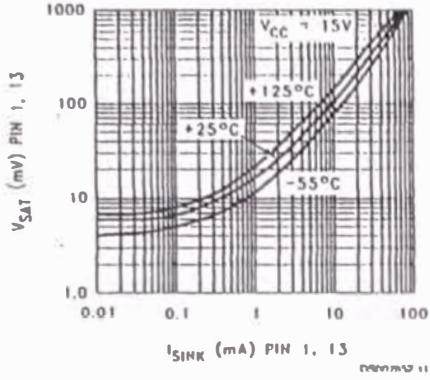


Output Propagation Delay vs. Voltage Level of Trigger Pulse

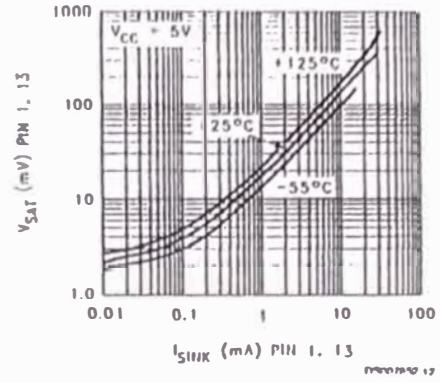


Typical Performance Characteristics (Continued)

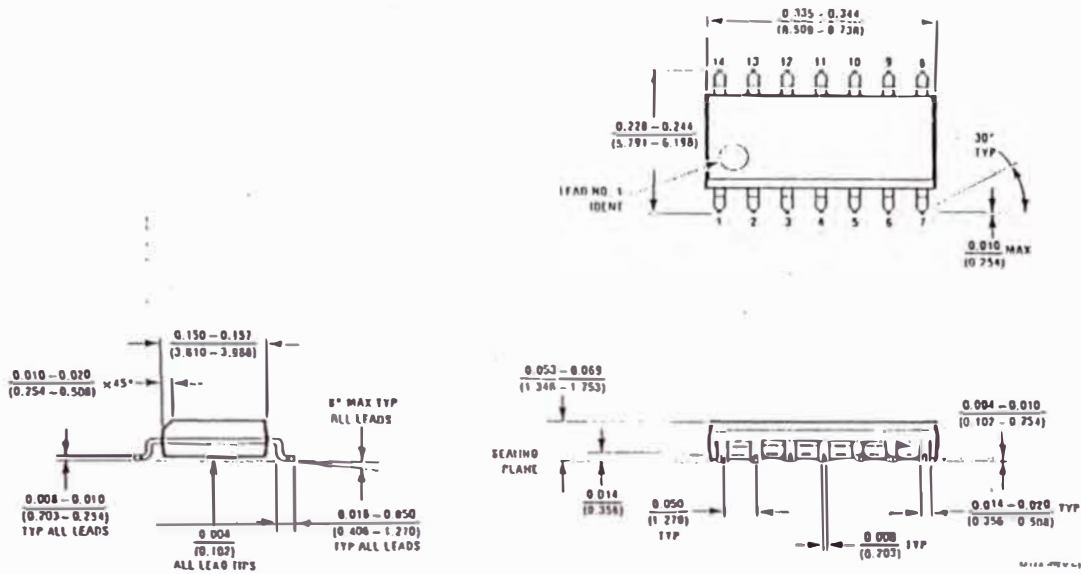
Discharge Transistor (Pin 1, 13) Voltage vs. Sink Current



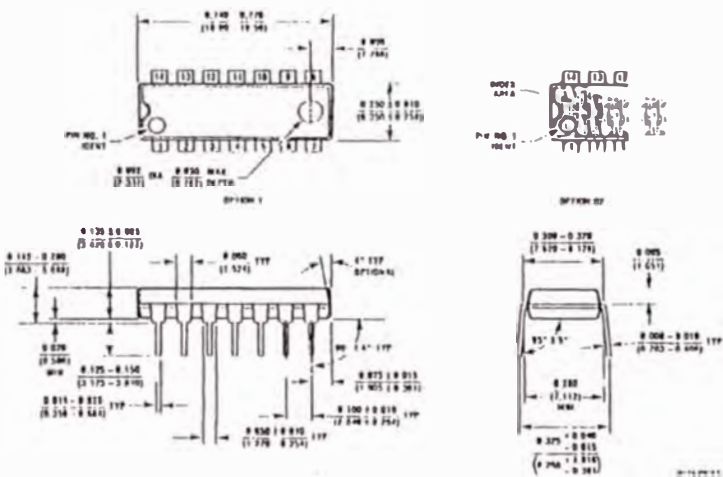
Discharge Transistor (Pin 1, 13) Voltage vs. Sink Current



Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted



Small Outline Package (M)
NS Package Number M14A



14-Lead (0.118" Wide) Molded Mini Small Outline Package
NS Package Number N14A

BIBLIOGRAFÍA

TIRISTORES Y TRIACS

Henry LILEN

EDICIONES MARCOMBO, 1973

MÁQUINAS ELÉCTRICAS

Stephen J. CHAPMAN

EDICIONES McGRAW – HILL, 1992

MÁQUINAS ELÉCTRICAS Y SISTEMAS ACCIONADORES

C. B. GRAY

EDICIONES ALFAOMEGA, 1993

ELECTRÓNICA DE POTENCIA

Muhammed H. RASHID

EDICIONES PRENTICE HALL, 1993

ANÁLISIS INTRODUCTORIO DE CIRCUITOS

Robert L. BOYLESTAD

EDITORIAL McGRAW – HILL, 1995

ELECTRÓNICA DE POTENCIA

RECTIFICADORES TRIFÁSICOS Y CIRCUITOS DE DISPARO

Juan F. TISZA C.

UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERÍA, 2001

PRINCIPIOS DE ELECTRÓNICA

Albert Paul MALVINO

EDITORIAL McGRAW – HILL, 1994

INTRODUCCIÓN A LOS MICROCONTROLADORES

José Adolfo GONZALEZ VAZQUEZ

EDITORIAL McGRAW – HILL, 1994

**DISEÑO DE UN ARRANCADOR A ESTADO SÓLIDO
PARA MOTORES DE INDUCCIÓN**

Alberto GELDRES SALAMANCA

UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERÍA, 1985

WWW.NATIONAL.COM

LM556 Dual Timer / LM741 Operational Amplifier

WWW.INTEL.COM

Intel 8751 Microcontroller

HTTP://Profesionales.iies/Teleco/Urugallo/ampoper.htm

Amplificador operacional

WWW.CIRCUITOSHP.HPG.IG.COM.BR/TUTORIAIS/CINCO.HTM

555 Timer IC Tutorial