



ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL

Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación

**“DISEÑO DE UN CONVERTIDOR DC/DC CON
CONMUTACION FORZADA POR VOLTAJE Y MODULACION”**

TESIS DE GRADO

Previo a la obtención del título de:

INGENIERO EN ELECTRICIDAD

Especialización Electrónico Industrial

Presentada por:

**HÉCTOR LEE PALACIOS
RAÚL MENDOZA MACIAS
JUAN RUIZ MOLINA**

GUAYAQUIL - ECUADOR

AÑO 2004

AGRADECIMIENTO

Al ING. NORMAN CHOOTONG, quien con su valiosa experiencia nos ayudó en la realización de este trabajo.

Al ING. DOUGLAS PLAZA, director de tópicos por la colaboración y confianza depositada en nuestro trabajo.

DEDICATORIA

*A Dios, mi familia, y en especial a mis padres
y abuelos.*

Héctor Lee Palacios

DEDICATORIA

A mis padres,

A mis hermanos

RAUL MENDOZA MACIAS

DEDICATORIA

A Dios

A mis padres

A mi esposa

A mi hijo y

A mis amigos

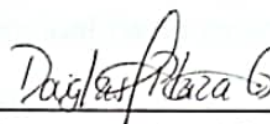
JUAN RUIZ MOLINA

TRIBUNAL DE GRADUACIÓN




Ing. Miguel Yapur

Sub Decano de la FIEC




Ing. Douglas Plaza

Director de Tópico



Ing. Alberto Larco

Miembro Principal



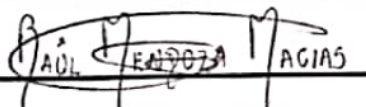
Ing. Holger Cevallos


Miembro Principal

DECLARACION EXPRESA

"La responsabilidad del contenido de este Tópico de Graduación, nos corresponde exclusivamente, y el patrimonio intelectual de la misma a la ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL"

(Reglamento de Graduación de la ESPOL)


Raúl Mendoza Macías


Juan Ruiz Molina


Héctor Lee Palacios

RESUMEN

El proyecto de t3pico tiene como antecedente el de analizar y dise1nar un equipo de pruebas que obtenga una tensi3n continua con ciertas caracter3sticas determinadas a partir de otro nivel de tensi3n que no las posea. Por lo tanto, nuestro estudio empieza con el an3lisis de los convertidores DC/DC existentes, sus caracter3sticas y clasificaciones dependiendo del sentido de la intensidad, tensi3n aplicada en la carga y modo de funcionamiento.

Posteriormente iniciamos el an3lisis de los diferentes tipos de tiristores, pues son estos elementos semiconductores de potencia la base de nuestro equipo de pruebas; adem3s de aquello en el capitulo posterior presentamos un breve detalle de los motores de corriente continua, su circuito equivalente, y la clasificaci3n.

En los cap3tulos posteriores, se presentan los an3lisis para el dise1no y construcci3n de las dos etapas de nuestro equipo, la etapa de fuerza compuesta por los tiristores de potencia en el cual se ha implementado un circuito clase "A", en donde se produce una conmutaci3n forzada por voltaje adem3s de caracterizarse porque ni la corriente ni el voltaje cambian su sentido, es decir solo se trabaja en un solo cuadrante. La etapa de control que esta conformada por elementos de estado s3lido, elementos electr3nicos de baja potencia que nos ayudaran a generar y modular una se1al con un ancho de pulso variable que servir3 para disparar los tiristores de potencia.

Para finalizar nuestro estudio, en los capítulos finales se detallan las diferentes pruebas con sus respectivos resultados experimentales, así como un manual de usuario, la lista de materiales usados, las conclusiones y observaciones que se obtuvieron en la realización de nuestro proyecto de graduación.

INDICE GENERAL

DECLARACION EXPRESA.....	VII
RESUMEN.....	VIII
INDICE GENERAL	X
INDICE DE FIGURAS.....	XIV
CAPITULO 1 INTRODUCCIÓN DE LOS CONVERTIDORES DC/DC.....	1
1.1 GENERALIDADES	1
1.2 FUNDAMENTOS DE LOS CONVERTIDORES DC/DC.....	4
1.2.1 Concepto de un convertidor DC/DC conmutado.....	4
1.2.2 Convertidores DC/DC con carga resistiva.....	4
1.2.3 Convertidores DC/DC con carga inductiva.....	7
1.2.4 Ciclo de Trabajo	10
1.2.5 Modo de funcionamiento de los convertidores DC/DC.....	11
1.3 CLASIFICACIÓN DE LOS CONVERTIDORES DC/DC.....	13
1.3.1 Convertidor clase A	14
1.3.2 Convertidor clase B	15
1.3.3 Convertidor clase C	16
1.3.4 Convertidor clase D.....	18

1.3.5	<i>Convertidor clase E</i>	18
CAPITULO 2 TEORÍA DE LOS TIRISTORES.....		19
2.1	INTRODUCCION	19
2.2	CARACTERISTICAS DE LOS TIRISTORES	19
2.3	MODELO DEL TIRISTOR DE DOS TRANSISTORES	22
2.4	ACTIVACION DEL TIRISTOR	24
2.5	TIPO DE TIRISTORES	26
CAPITULO 3 MOTORES DE CORRIENTE CONTINUA.....		30
3.1	GENERALIDADES	30
3.2	CIRCUITO EQUIVALENTE DE UN MOTOR DC.....	31
3.3	CLASIFICACION DE LOS MOTORES DE CORRIENTE CONTINUA.	33
3.3.1	<i>Motor de Excitación Separada</i>	33
3.3.2	<i>Motor Serie</i>	34
3.3.3	<i>Motor de Iman Permanente</i>	37
3.3.4	<i>Servomotor</i>	38
CAPITULO 4 DISEÑO DE UN CONVERTIDOR DC/DC CONMUTADO POR VOLTAJE Y MODULACION PWM		39
4.1	DESCRIPCION DEL FUNCIONAMIENTO	39
4.2	ANÁLISIS DE LOS TIRISTORES DEL CIRCUITO DE FUERZA.....	41
4.2.1	<i>Conmutacion y Autoconmutacion del tiristor principal T1</i>	42
4.2.2	<i>Conmutacion y Autoconmutacion del tiristor auxiliar T2</i>	43

4.3	PROTECCION DEL SISTEMA	46
4.3.1	<i>Aislamiento entre control y fuerza</i>	46
4.3.2	<i>Proteccion contra dv/dt</i>	47
4.3.3	<i>Proteccion contra sobrecorriente</i>	48
4.3.4	<i>Proteccion contra calor</i>	49
CAPITULO 5 DISEÑO DEL CIRCUITO DE CONTROL.....		50
5.1	DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CIRCUITO	50
5.2	DESCRIPCION DEL FUNCIONAMIENTO	51
5.3	DISEÑO DEL GENERADOR RAMPA	51
5.4	DISEÑO DEL MODULADOR DE ANCHO DE PULSO	56
5.5	DISEÑO DEL CIRCUITO DE MARCHA Y PARADA	57
5.6	DISEÑO DEL CIRCUITO DE DISPARO.....	61
CAPITULO 6 MANUAL DE USUARIO, LISTA DE COMPONENTES,		
PRUEBAS Y RESULTADOS EXPERIMENTALES		65
6.1	MANUAL DE USUARIO	65
6.2	LISTA DE COMPONENTES	68
6.3	PRUEBAS Y RESULTADOS EXPERIMENTALES	69
6.3.1	<i>Relacion entre I de armadura Vs V de armadura</i>	70
6.3.2	<i>Relacion entre Velocidad Vs V de tacometro</i>	70
6.3.3	<i>Relacion entre Velocidad Vs V de armadura</i>	71
6.4	GRAFICAS EXPERIMENTALES.....	72
6.4.1	<i>Graficas de control</i>	72

6.4.2	<i>Graficas de Fuerza</i>	76
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES		80
ANEXOS		82
A.- CIRCUITO IMPRESO DE LA ETAPA DE CONTROL		82
B.- CIRCUITO IMPRESO DE LA FUENTE DC (15V, 5V)		83
C.- GRAFICAS DE SIMULACION CON CADENCE PSD 14.1		84
GLOSARIO DE TERMINOS		87
BIBLIOGRAFIA Y REFERENCIAS		91

INDICE DE FIGURAS

FIGURA 1-1 CONVERTIDORES MÁS USUALES	2
FIGURA 1-2 ESQUEMA DEL CONVERTIDOR DC/DC CONMUTADO	3
FIGURA 1-3 CONVERTIDOR DC/DC CON CARGA RESISTIVA PURA.	5
FIGURA 1-4 CONVERTIDOR DC/DC CON CARGA INDUCTIVA.	8
FIGURA 1-5 A) FORMAS DE ONDA PARA UN CONVERTIDOR CON CARGA INDUCTIVA. B) CIRCUITO EQUIVALENTE PARA CADA UNO DE LOS ESTADOS DEL INTERRUPTOR.	8
FIGURA 1-6 SUSTITUCIÓN DEL INTERRUPTOR S_2 POR UN DIODO.	9
FIGURA 1-7 A) FORMAS DE ONDA EN LA CARGA PARA UN TROCEADOR DE TIEMPO DE CONDUCCIÓN VARIABLE. B) TROCEADOR DE FRECUENCIA VARIABLE. C) TROCEADOR DE FRECUENCIA Y TIEMPO DE CONDUCCIÓN VARIABLE.	12
FIGURA 1-8 CLASIFICACIÓN DE LOS CONVERTIDORES DC/DC EN FUNCIÓN DEL CUADRANTE/S EN EL QUE OPERE.	15
FIGURA 1-9 CLASIFICACIÓN DE LOS CONVERTIDORES.	17
FIGURA 2-1 SÍMBOLO DEL TIRISTOR Y TRES UNIONES PN	20
FIGURA 2-2 A) CIRCUITO TIRISTOR, B) CARACTERÍSTICA V-I	21
FIGURA 2-3 MODELO DE TIRISTOR DE DOS TERMINALES A) ESTRUCTURA BÁSICA, B) CIRCUITO EQUIVALENTE	23

FIGURA 2-4 EFECTOS DE LA CORRIENTE DE COMPUERTA SOBRE EL VOLTAJE DE BLOQUEO DIRECTO.	26
FIGURA 2-5 TIRISTOR DE TRES TERMINALES - SCR	27
FIGURA 3-1 A) MOTOR ELEMENTAL, B) CIRCUITO EQUIVALENTE DEL MOTOR.	32
FIGURA 3-2 SUBCLASES DE LOS MOTORES DE CD	33
FIGURA 3-3 MOTOR DE EXCITACIÓN SEPARADA.	34
FIGURA 3-4 MOTOR SERIE Y CURVAS DE PAR MOTOR	35
FIGURA 3-5 MOTOR SERIE Y CURVAS DE PAR MOTOR	37
FIGURA 4-1 CIRCUITO DE FUERZA DE UN CONVERTIDOR DC/DC CLASE A CONMUTADO POR VOLTAJE	41
FIGURA 4-2 CIRCUITOS EQUIVALENTES	42
FIGURA 4-3 FORMAS DE ONDAS DE UN TROCEADOR CONMUTADO POR VOLTAJE CLASE A	44
FIGURA 4-4 RED DE SNUBBER	47
FIGURA 5-1 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CIRCUITO DE CONTROL.	50
FIGURA 5-2 CIRCUITO GENERADOR DE ONDA DIENTE DE SIERRA	53
FIGURA 5-3 SALIDA DE ONDA DIENTE DE SIERRA Y SALIDA DEL COMPARADOR	54
FIGURA 5-4 CIRCUITO DE MODULACIÓN POR ANCHO DE PULSO PWM	57
FIGURA 5-5 CIRCUITO DE MARCHA Y PARADA	59
FIGURA 5-6 DIAGRAMA DE TIEMPO DEL CIRCUITO DE MARCHA/PARADA.	60

FIGURA 5-7 CIRCUITO DE DISPARO	61
FIGURA 5-8 MULTIVIBRADOR MONOESTABLE 74221	62
FIGURA 5-9 CIRCUITO DE ACOPLAMIENTO	63
FIGURA 6-1 DISTRIBUCIÓN FRONTAL DE EQUIPO DE PRUEBAS.	67
FIGURA 6-2 CORRIENTE DE ARMADURA VS VOLTAJE DE ARMADURA.	70
FIGURA 6-3 VELOCIDAD DEL MOTOR VS VOLTAJE DE TACÓMETRO.	71
FIGURA 6-4 VOLTAJE DE ARMADURA VS VELOCIDAD.	72
FIGURA 6-5 ONDA RAMPA	73
FIGURA 6-6 ONDA RAMPA-VOLTAJE DE COMPARACIÓN	74
FIGURA 6-7 FORMA DE ONDA PWM.	74
FIGURA 6-8 FORMA DE ONDA PWM CON UN NIVEL DE COMPARACIÓN MÁXIMO.	75
FIGURA 6-9 PULSOS DE DISPARO G1 Y G2.	75
FIGURA 6-10 VOLTAJE DE SALIDA VO.	76
FIGURA 6-11 VOLTAJE EN EL CAPACITOR VC.	77
FIGURA 6-12 VOLTAJE ÁNODO-CÁTODOS DEL TIRISTOR T1.	78
FIGURA 6-13 VOLTAJE ÁNODO-CÁTODOS DEL TIRISTOR T2	78
FIGURA 6-14 CORRIENTE EN LA CARGA	79

CAPITULO 1

INTRODUCCIÓN DE LOS CONVERTIDORES DC/DC

1.1 GENERALIDADES

En este capítulo se van a estudiar las diferentes configuraciones básicas de los convertidores DC/DC que operan en uno o varios cuadrantes, así como el cálculo de las tensiones y corrientes máximas a las que se ven sometidos sus dispositivos semiconductores.

El estudio se va a centrar exclusivamente en el análisis de las diferentes etapas de potencia presentes en los convertidores DC/DC, desarrolladas para satisfacer las diversas exigencias de la carga.

Los convertidores son dispositivos electrónicos encargados de transformar la señal suministrada a la entrada en otra de características predeterminadas (Figura 1-1). El concepto de conversión estática de energía constituye un aspecto esencial para cualquier sistema basado en componentes electrónicos, dentro de este concepto, la conversión de corriente continua a corriente continua (DC/DC) es de suma importancia, ya que la gran mayoría de los equipos electrónicos e informáticos, tanto de uso doméstico como industrial, precisan de una alimentación de tensión continua. A menudo ésta debe obtenerse a partir de la red, siendo necesario realizar previamente una conversión AC/DC.

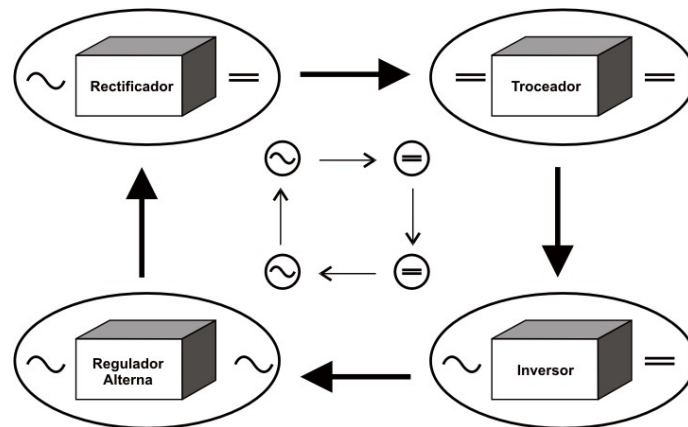


Figura 1-1 Convertidores más usuales

En la actualidad existen dos métodos claramente diferenciados para realizar la conversión DC/DC:

- Los **convertidores lineales** basados en el empleo de un elemento regulador que trabaja en su zona resistiva disipando energía.
- Los **convertidores conmutados**, que se basan en el empleo de elementos semiconductores que trabajan en conmutación (corte/conducción), regulando de esta forma el flujo de potencia hacia la salida del convertidor. Estos dispositivos semiconductores pueden ser, indistintamente, un transistor (BJT, MOSFET, IGBT) o un tiristor o GTO. El empleo de un dispositivo u otro dependerá de las características y necesidades de la aplicación a desarrollar.

En la Figura 1-2 se ha representado el esquema general de un convertidor DC/DC, también llamado **“chopper”** o troceador, en función de la etapa de

potencia, etapa de control, elemento semiconductor utilizado, tipo de acoplamiento, etc.

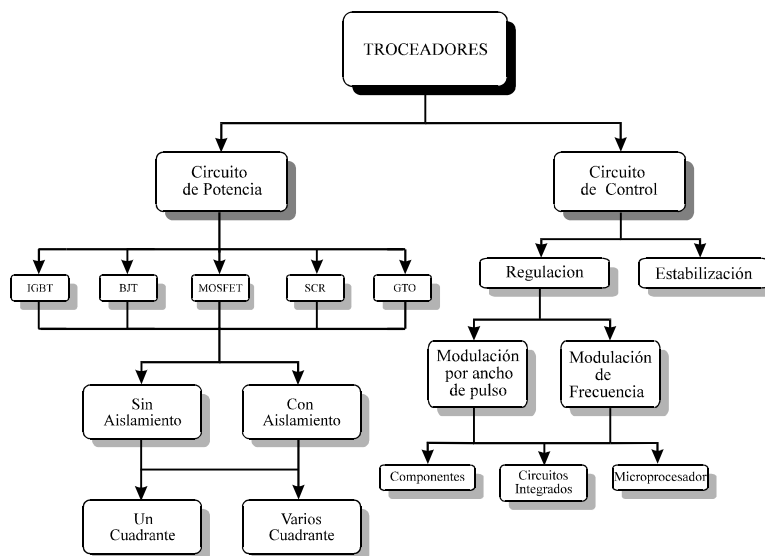


Figura 1-2 Esquema del convertidor DC/DC conmutado

Por otro lado, las aplicaciones de los convertidores DC/DC recaen fundamentalmente sobre dos campos:

- **Fuentes de alimentación conmutadas.** Son fuentes de alimentación en las que el regulador en vez de ser lineal es conmutado, consiguiéndose un importante aumento del rendimiento y una buena respuesta dinámica.
- **Alimentación de motores de corriente continua,** cuya regulación requiere tensiones continuas variables. Las potencias utilizadas en este caso son considerables.

1.2 FUNDAMENTOS DE LOS CONVERTIDORES DC/DC

1.2.1 CONCEPTO DE UN CONVERTIDOR DC/DC CONMUTADO.

Un convertidor DC/DC es un sistema electrónico cuya misión es transformar una corriente continua, en otra de igual carácter pero diferente valor. Se puede encontrar un símil en alterna con los transformadores y su relación de transformación.

En función de la razón existente entre la tensión de entrada en el chopper y la de salida podemos clasificar los convertidores DC/DC, en principio de forma general en:

- **Convertidores reductores:** La tensión que se obtiene a la salida del chopper es inferior a la aplicada en la entrada. En este caso la razón de transformación dada por V_O/V_{in} es menor que la unidad.
- **Convertidores elevadores:** La tensión de salida es mayor que la que existe a la entrada. Por lo que $V_O/V_{in} > 1$.

1.2.2 CONVERTIDORES DC/DC CON CARGA RESISTIVA

Considerar el circuito de la Figura 1-3, conformado exclusivamente por un interruptor y una carga resistiva pura.

El interruptor se abre y se cierra siguiendo una señal de periodo “T” denominada **periodo de convertidor**. El tiempo durante el cual el interruptor está cerrado, y por tanto la carga se encuentra conectada a la fuente primaria de energía, se denominará **tiempo de conducción**, “ T_{ON} ”. Por otro lado el tiempo que el interruptor permanece abierto, dejando aislada la carga, se llamará **tiempo de apagado**, “ T_{OFF} ”. La suma de T_{ON} y T_{OFF} , como se puede apreciar en la figura, da el periodo de convertidor (T).

Cuando el interruptor S está cerrado, $0 < t < T_{ON}$, la tensión de la fuente se refleja en la carga, provocando la circulación de corriente a través de ella. Si por el contrario S está abierto, $T_{ON} < t < T$, el vínculo entre la fuente y carga se rompe, quedando esta última aislada de la primera. Como la carga es resistiva pura, la corriente circulante por la misma, en estas condiciones, se anula completamente.

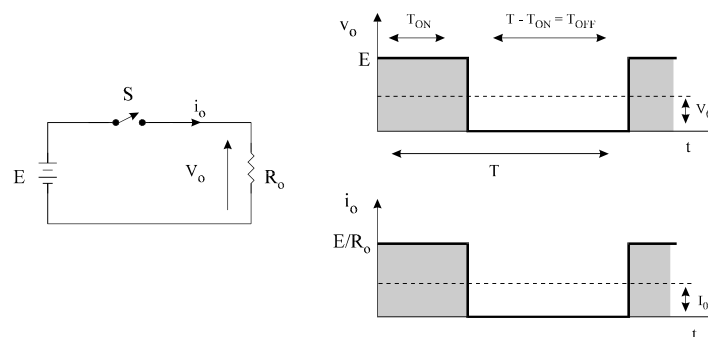


Figura 1-3 Convertidor DC/DC con carga resistiva pura.

La *tensión media* que existe en la carga será:

$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} v_o dt = \frac{T_{ON}}{T} \times E = \delta \times E \quad (1-1)$$

Al cociente entre T_{ON} y T se le denomina *ciclo de trabajo*, δ .

También se puede obtener el *valor eficaz* de la tensión en la carga:

$$V_{RMS} = \sqrt{\left(\frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} v_o^2 dt \right)} = \sqrt{\delta} E \quad (1-2)$$

Partiendo de la tensión media en la carga se puede deducir la *intensidad media* que circula por la misma:

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} = \delta \times \frac{E}{R_o} \quad (1-3)$$

Considerando que todos los elementos que participan en el convertidor son ideales y que no se producen pérdidas en los mismos, se puede decir que la potencia de entrada es la misma que la obtenida a la salida del convertidor. Por tanto:

$$P_E = P_O = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} v_o i_o dt = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} \frac{v_o^2}{R_o} dt = \delta \frac{E^2}{R_o} \quad (1-4)$$

Las conclusiones más destacadas son las siguientes:

- La tensión media en la carga, V_o , es directamente proporcional a la tensión aplicada a la entrada del convertidor.

- Variando T_{ON} se consigue hacer oscilar δ entre 0 y 1, con lo que la señal de salida podrá variar entre 0 y E. De esta manera se podrá controlar el flujo de potencia a la carga. Los valores máximos de tensión y potencia media en la carga serán:

$$V_{O(MAX)} = E \quad (1-5)$$

$$P_{O(MAX)} = \frac{E^2}{R_o} \quad (1-6)$$

1.2.3 CONVERTIDORES DC/DC CON CARGA INDUCTIVA

Hasta ahora se ha considerado que la carga presentaba un carácter totalmente resistivo. Para variar el valor medio de la tensión en bornes de una carga que presente cierto carácter inductivo, se realiza el montaje con interruptores de la figura 1-4. El funcionamiento de ambos interruptores ha de ser complementario, o sea cuando uno se encuentre cerrado el otro permanecerá abierto, y viceversa. De esta forma se le encontrará un camino alternativo a la energía almacenada en la inductancia asociada a la carga, L_o , durante el intervalo de conducción del tiristor. De lo contrario, el elemento conmutador podría sufrir daños irreparables.

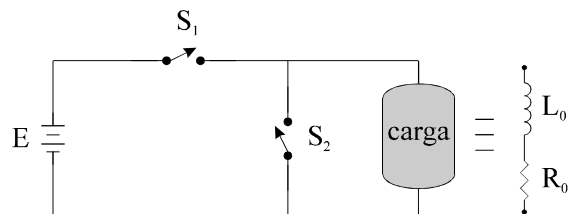
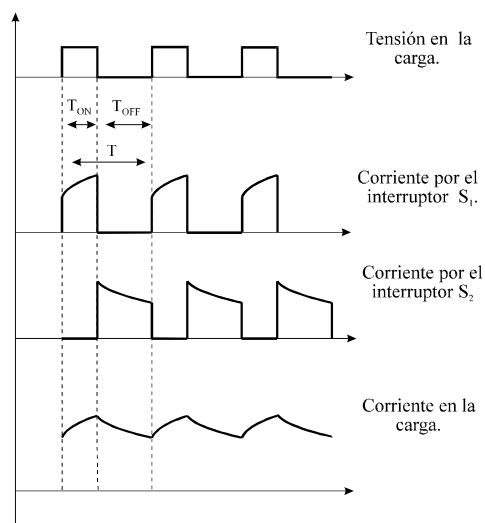
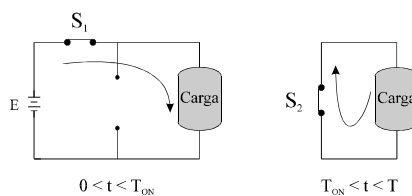


Figura 1-4 Convertidor DC/DC con carga inductiva.



(a) Formas de onda



(b) Circuito Equivalente

Figura 1-5 a) Formas de onda para un convertidor con carga inductiva. b) Circuito equivalente para cada uno de los estados del interruptor.

La operación de este convertidor básico para cargas inductivas es el que sigue, y queda reflejado en las formas de onda de la figura 1-5.

- Etapa 1: S_1 cerrado y S_2 abierto, $0 < t < T_{ON}$: La tensión E de la fuente se aplica a la carga con lo que la intensidad crece exponencialmente.
- Etapa 2: S_1 abierto y S_2 cerrado, $T_{ON} < t < T$: La carga queda cortocircuitada y aislada de la fuente de energía. El cierre de S_2 y la naturaleza inductiva de la carga hace que la intensidad de la corriente decrezca exponencialmente y no bruscamente, como era el caso de una carga resistiva pura.

En la práctica, para realizar el convertidor estático equivalente al de la figura 1-5 se sustituye el interruptor S_2 por un diodo, D , denominado diodo de circulación libre (freewheeling diode) o diodo de paso, tal y como se refleja en la Figura 1-6. Durante la primera etapa S_1 está cerrado, mientras que el diodo D no conduce ya que se encuentra polarizado inversamente, reflejándose la tensión de la fuente en la carga. Por otro lado, a lo largo de la segunda etapa ($T_{ON} < t < T$) S_1 se abre mientras que el diodo D queda polarizado directamente, con lo que la energía previamente almacenada en la inductancia encuentra un camino de escape a través de este último.

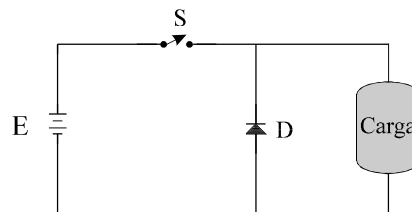


Figura 1-6 Sustitución del interruptor S_2 por un diodo.

Si la relación L_O/R_O es muy superior al T_{OFF} del convertidor, la corriente que circula por la carga, $i_o(t)$, presentará un carácter prácticamente continuo, a diferencia del caso anterior (carga resistiva pura) en la que la corriente en la carga era del tipo pulsante.

1.2.4 CICLO DE TRABAJO

Se define como la fracción del periodo de un convertidor en el cual la carga es alimentada.

$$\delta = \frac{T_{ON}}{T}$$

La señal que aparece a la salida de un convertidor depende únicamente del ciclo de trabajo y del valor de la fuente de alimentación. Como esta última generalmente se mantendrá constante, disponemos de la variación del ciclo de trabajo como único medio posible de modificar la señal de salida.

Se presentan tres formas diferentes de modificar el ciclo de trabajo, y por tanto la tensión de salida.

- Variando el tiempo de conducción T_{ON} , al mismo tiempo que se mantiene T fijo. Llamado también *Modulación por Ancho de Pulso* (PWM) ya que la frecuencia de la señal del convertidor se mantiene constante mientras que no ocurre así con el ancho del pulso que define el tiempo de conducción del convertidor.

- Variando T y conservando T_{ON} constante. Denominado *Modulación de Frecuencia* ya que es la frecuencia del convertidor la que varía. El inconveniente más destacado de este método de control se encuentra en la generación indeseada de armónicos a frecuencias impredecibles, por lo que el diseño del consiguiente filtro se revestirá de una complejidad en algunos casos excesiva.
- Modificando ambos.

1.2.5 MODO DE FUNCIONAMIENTO DE LOS CONVERTIDORES DC/DC

A la vista de lo anterior se podrá establecer una nueva clasificación de los convertidores DC/DC en función del modo de funcionamiento que presenten para regular la tensión de salida:

- **Convertidores de tiempo de conducción variable.** La variación de la tensión en la carga se obtiene mediante la regulación del tiempo de cierre del interruptor. Como se indica en la ecuación (1-1).

$$V_o = \delta E = \frac{T_{ON}}{T} E = \frac{E}{T} T_{ON}$$

Observemos en la Figura 1-7(a), que la tensión media en la carga será mayor en el caso 2 que en el 1.

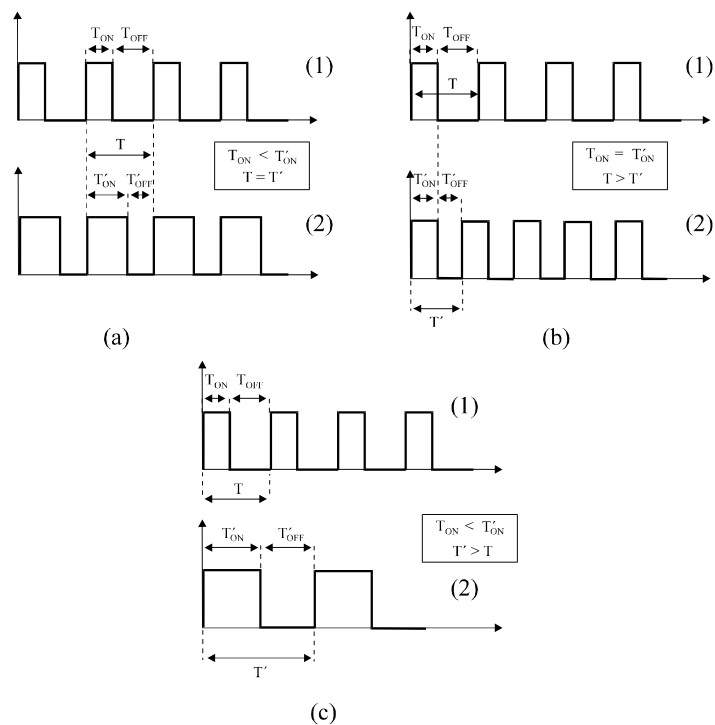


Figura 1-7 a) Formas de onda en la carga para un troceador de tiempo de conducción variable. b) Troceador de frecuencia variable. c) Troceador de frecuencia y tiempo de conducción variable.

- **Convertidores de frecuencia variable.** La variación de la tensión en la carga se obtiene mediante la regulación de la frecuencia del convertidor, permaneciendo el intervalo de conducción, T_{ON} , constante.

$$V_o = \delta \times E = E \times T_{ON} \times f \quad (1-7)$$

Las formas de onda en la carga serían las representadas en la figura 1-7(b). También en este caso, la tensión media en la carga será mayor en el caso 2 que en el 1.

- **Convertidores de frecuencia y tiempo de conducción variables.** En estos circuitos, la variación de la tensión en la carga se obtiene mediante la regulación de la frecuencia y el intervalo de conducción, por lo que el único parámetro constante en la ecuación (1-1) sería la tensión de alimentación. Figura 1-7(c).

1.3 CLASIFICACIÓN DE LOS CONVERTIDORES DC/DC

Dependiendo del sentido de la intensidad y la tensión aplicada en la carga los convertidores se pueden clasificar en cinco clases bien diferenciadas.

- Convertidor clase A.
- Convertidor clase B.
- Convertidor clase C.
- Convertidor clase D.
- Convertidor clase E.

Los dos primeros convertidores, clase A y clase B, se caracterizan porque el sentido que presentan tanto la tensión como la intensidad en la carga es invariable (operación en un solo cuadrante). Mientras, los convertidores clase C y D, como se puede observar en la figura 1-8, tienen su área de trabajo

configurada por dos cuadrantes, con lo que un parámetro de los mismos, bien puede ser la intensidad como la tensión en la carga, puede adoptar diferente sentido. Por último, en el convertidor clase E la tensión y la intensidad pueden presentar cualquier combinación posible, pudiendo trabajar este convertidor en cualquiera de los 4 cuadrantes.

1.3.1 CONVERTIDOR CLASE A

La corriente circulante por la carga es positiva, o lo que es lo mismo, fluye hacia la carga. Lo mismo ocurre con la tensión en la misma. Es un convertidor que trabaja en un solo y único cuadrante, con lo que ni la tensión ni la intensidad pueden modificar su sentido.

Un convertidor que verifica este modo de operación es el que se recoge en la Figura 1-8(a). Donde V puede representar la fuerza contraelectromotriz de un motor DC.

Cuando el interruptor se cierra, la fuente de tensión E se conecta a la carga, el diodo D queda polarizado inversamente. La intensidad crece exponencialmente mientras circula a través de R , L y V . Por otro lado, cuando el interruptor se abre, la carga queda totalmente aislada de la fuente primaria de energía, la intensidad tiende a decrecer y en la bobina se induce una f.e.m. negativa que provoca que el diodo D entre en conducción, actuando como un diodo de paso libre.

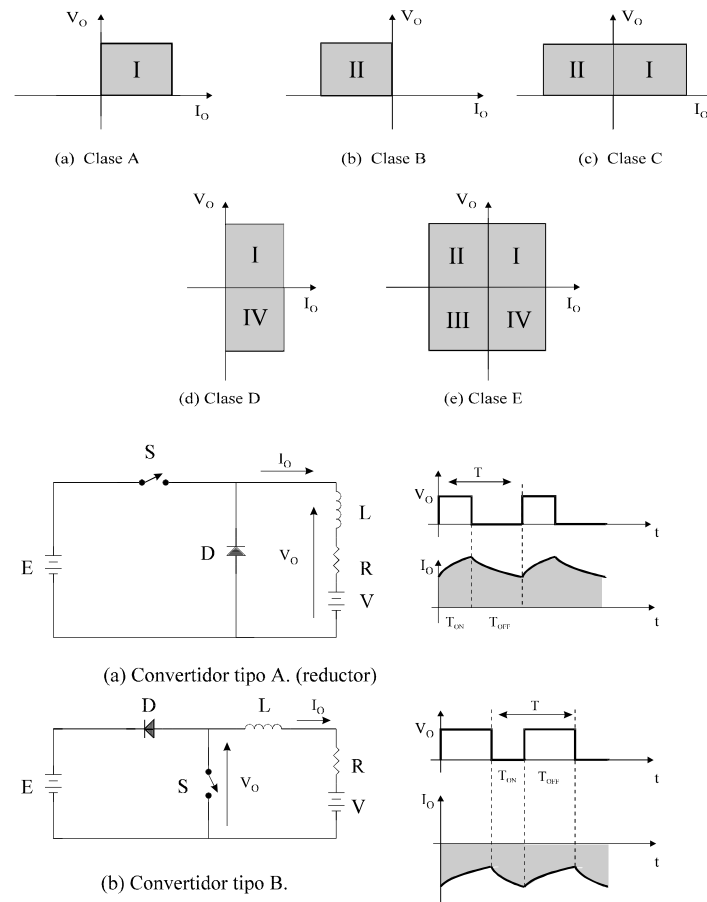


Figura 1-8 Clasificación de los convertidores DC/DC en función del cuadrante/s en el que opere.

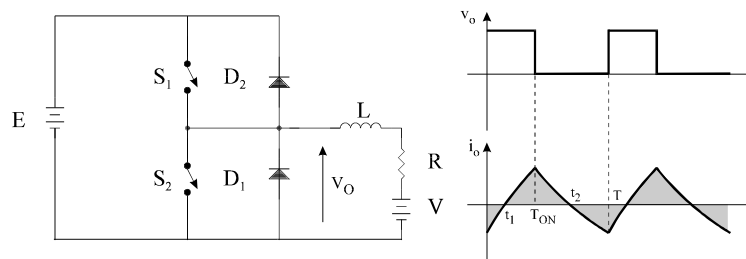
1.3.2 CONVERTIDOR CLASE B

Opera exclusivamente en el segundo cuadrante. Por tanto, la tensión en la carga sigue positiva, mientras que la intensidad que circula por la carga es negativa. En otras palabras, se puede decir que la intensidad escapa de la carga y fluye hacia la fuente primaria de tensión. Es por ello que este convertidor recibe también el apelativo de convertidor regenerativo.

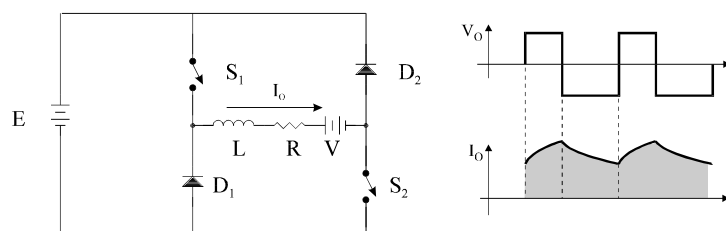
Un convertidor de este tipo es el que se ofrece en la figura 1-8(b). Cuando el interruptor S se cierra, la tensión V_O se hace cero, quedando el diodo polarizado inversamente. Al mismo tiempo, la batería V, provocará la circulación de corriente a través de R-L-S, almacenando energía en la bobina. Cuando se produce la apertura del interruptor, la aparición de una fuerza electromotriz en la bobina se sumará a V. Si $V_O > E$, el diodo quedará polarizado directamente, permitiendo la circulación de corriente hacia la fuente.

1.3.3 CONVERTIDOR CLASE C

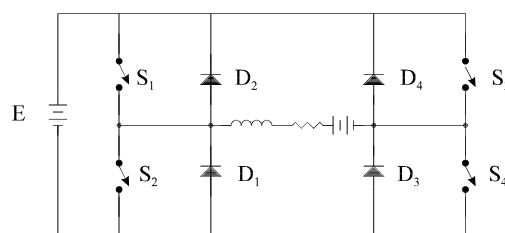
Puede operar tanto en el primer como el segundo cuadrante. Por tanto, la tensión en la carga sólo puede ser positiva, mientras que la intensidad podrá adoptar tanto valores positivos como negativos. Es por ello que también se le puede denominar chopper de dos cuadrantes.



(c) Convertidor tipo C



(d) Convertidor tipo D



(e) Convertidor tipo E

Figura 1-9 Clasificación de los convertidores.

Este convertidor se obtiene a partir de la combinación de un chopper clase A con otro clase B, tal y como se puede observar en la figura 1-9(c). S1 y D1 constituyen un convertidor clase A. Por otro lado S2 y D2 configuran un convertidor clase B. Si se acciona S1 funcionará en el primer cuadrante (intensidad positiva). Por el contrario, si manteniendo S1 abierto se abre y se cierra S2 funcionará como un convertidor regenerativo. Se debe asegurar que no

se produzca el disparo simultáneo de los dos interruptores, ya que de lo contrario la fuente primaria de alimentación se cortocircuitaría.

1.3.4 CONVERTIDOR CLASE D

Este convertidor también opera en dos cuadrantes, figura 1-9(d), en el primer y cuarto cuadrante. La intensidad en la carga permanece siempre positiva, mientras que la tensión en la carga es positiva cuando pasan a conducción los interruptores S_1 y S_2 . Por el contrario cuando se bloquean estos dos, la fuerza electromotriz inducida en L hace que el voltaje total en la carga sea negativo, polarizándose los diodos y provocando que la corriente circule hacia la fuente E .

1.3.5 CONVERTIDOR CLASE E

Si se quiere funcionar en los cuatro cuadrantes con el mismo convertidor, o lo que es lo mismo, disponer de cualquier combinación posible de tensión-intensidad en la carga se deberá recurrir al convertidor indicado en la figura 1-9(e).

CAPITULO 2

TEORÍA DE LOS TIRISTORES

2.1 INTRODUCCION

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

2.2 CARACTERISTICAS DE LOS TIRISTORES

Un Tiristor es dispositivo semiconductor de cuatro capas de estructura pnpn con tres uniones pn tiene tres terminales: ánodo cátodo y compuerta. La Figura 2-1 muestra el símbolo del tiristor y una sección recta de tres uniones pn.

Los tiristores se fabrican por difusión. Cuando el voltaje del ánodo se hace positivo con respecto al cátodo, las uniones J1 y J3 tienen polarización directa o positiva. La unión J2 tiene polarización inversa, y solo fluirá una pequeña corriente de fuga del ánodo al cátodo. Se dice entonces que el tiristor está

en condición de bloqueo directo o en estado desactivado llamándose a la corriente fuga corriente de estado inactivo I_D . Si el voltaje ánodo a cátodo V_{AK} se incrementa a un valor lo suficientemente grande la unión J2 polarizada inversamente entrará en ruptura. Esto se conoce como ruptura por avalanche y el voltaje correspondiente se llama voltaje de ruptura directa V_{BO} . Dado que las uniones J1 y J3 ya tienen polarización directa, habrá un movimiento libre de portadores a través de las tres uniones que provocará una gran corriente directa del ánodo. Se dice entonces que el dispositivo está en estado de conducción o activado.

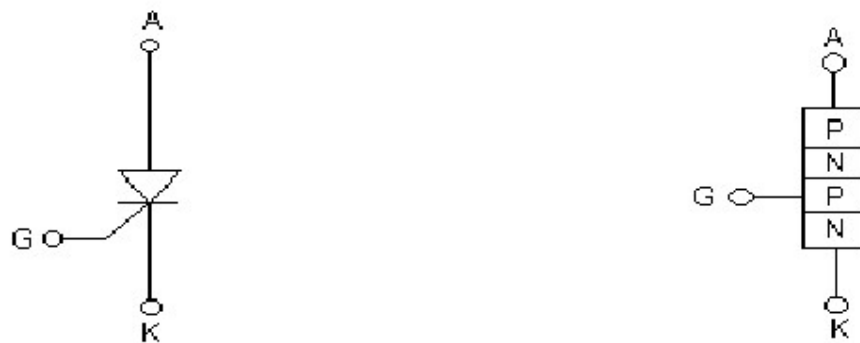


Figura 2-1 Símbolo del tiristor y tres uniones pn

La caída de voltaje se deberá a la caída ohmica de las cuatro capas y será pequeña, por lo común $0.7V$. En el estado activo, la corriente del ánodo está limitada por una impedancia o una resistencia externa, R_L , tal y como se muestra en la figura 2-2(a). La corriente del ánodo debe ser mayor que un valor conocido como corriente de enganche I_L , a fin de mantener la cantidad requerida de flujo de portadores a través de la unión; de lo contrario, al redu-

irse el voltaje del ánodo al cátodo, el dispositivo regresará a la condición de bloqueo. La corriente de enganche, I_L , es la corriente del ánodo mínima requerida para mantener el tiristor en estado de conducción inmediatamente después de que ha sido activado y se ha retirado la señal de la compuerta. En la Figura. 2-2(b) aparece una gráfica característica v-i común de un tiristor.

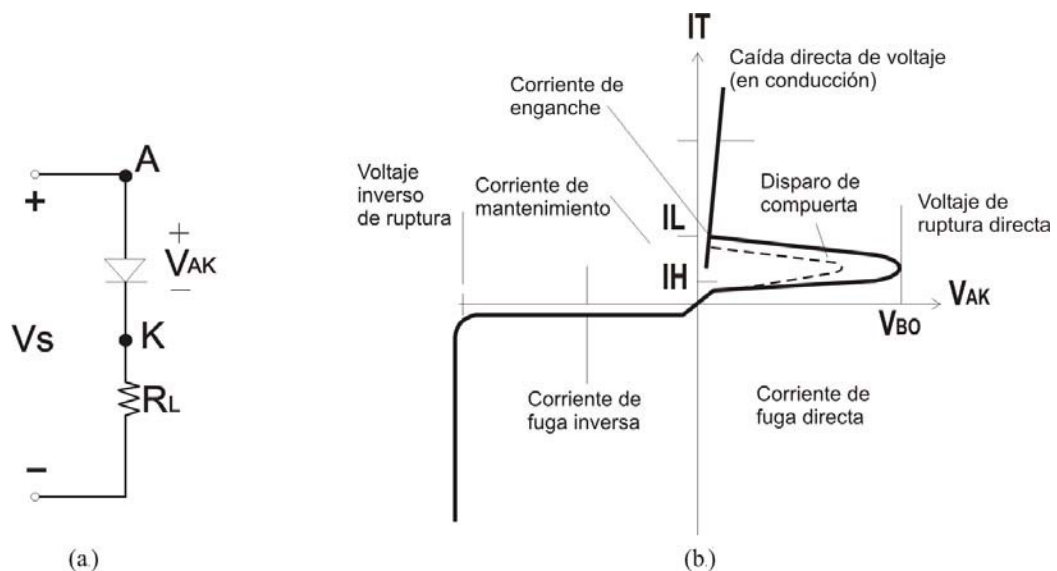


Figura 2-2 a) Circuito Tiristor, b) Característica v-i

Una vez que el tiristor es activado, se comporta como un diodo en conducción y ya no hay control sobre el dispositivo. El tiristor seguirá conduciendo, porque en la unión J2 no existe una capa de agotamiento de vida a movimientos libres de portadores. Sin embargo si se reduce la corriente directa del ánodo por debajo de un nivel conocido como corriente de mantenimiento I_H , se genera una región de agotamiento alrededor de la unión J2 debida al número reducido de portadores. La corriente de mantenimiento es del orden

de los miliamperios y es menor que la corriente de enganche, $I_L > I_H$. La corriente de mantenimiento I_H es la corriente del ánodo mínima para mantener el tiristor en estado de régimen permanente. La corriente de mantenimiento es menor que la corriente de enganche. Cuando el voltaje del cátodo es positivo con respecto al del ánodo, la unión J2 tiene polarización directa, pero las uniones J1 y J3 tienen polarización inversa. Esto es similar a dos diodos conectados en serie con un voltaje inverso a través de ellos. El tiristor estará en estado de bloqueo inverso y una corriente de fuga inversa, conocida como corriente de fuga inversa I_R , fluirá a través del dispositivo.

2.3 MODELO DEL TIRISTOR DE DOS TRANSISTORES

La acción regenerativa o de enganche debido a la retroalimentación directa se puede demostrar mediante un modelo de tiristor de dos transistores. Un tiristor se puede considerar como dos transistores complementarios, un transistor PNP, Q_1 , y un transistor NPN, Q_2 , tal y como se demuestra en la figura 2-3.

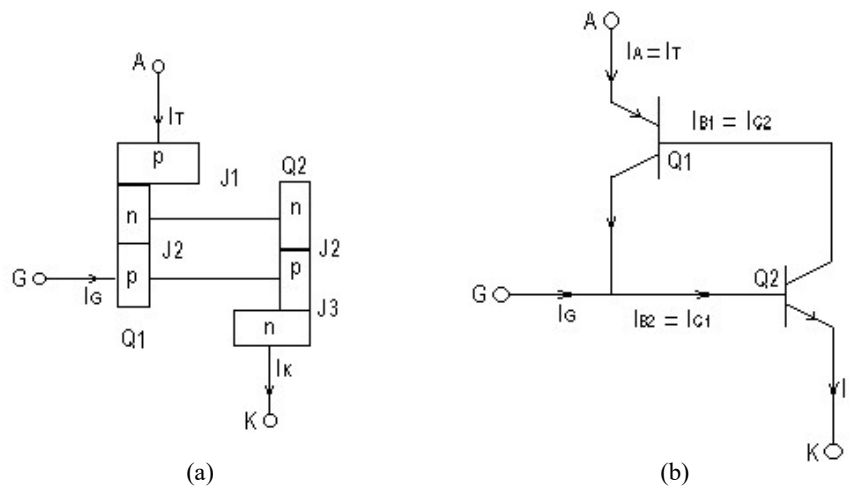


Figura 2-3 Modelo de tiristor de dos terminales a) Estructura básica, b) Circuito equivalente

La corriente del colector I_C de un tiristor se relaciona, en general, con la corriente del emisor I_E y la corriente de fuga de la unión colector-base I_{CBO} , como:

$$I_C = I_E + I_{CBO} \quad (2-1)$$

La ganancia de corriente de base común se define como: $\alpha = I_C / I_E$.

Para el transistor Q1 la corriente del emisor es la corriente del ánodo I_A , y la corriente del colector I_{C1} se puede determinar a partir de la ecuación (2-1):

$$I_{C1} = \alpha_1 I_A + I_{CBO1} \quad (2-2)$$

Donde α_1 es la ganancia de corriente e I_{CBO1} es la corriente de fuga para Q1. En forma similar para el transistor Q2, la corriente del colector I_{C2} es:

$$I_{C2} = \alpha_2 I_K + I_{CBO2} \quad (2-3)$$

Donde α_2 es la ganancia de corriente e I_{CBO2} es la corriente de fuga correspondiente a Q2. Al combinar I_{C1} e I_{C2} , obtenemos:

$$I_A = I_{C1} + I_{C2} \quad (2-4)$$

Pero para una corriente de compuerta igual a I_G , $I_K = I_A + I_G$ resolviendo la ecuación anterior en función de I_A obtenemos:

$$I_A = \frac{\alpha_2 I_G + I_{CBO1} + I_{CBO2}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (2-5)$$

2.4 ACTIVACION DEL TIRISTOR

Un tiristor se activa incrementando la corriente del ánodo. Esto se puede llevar a cabo mediante una de las siguientes formas.

TERMICA.- Si la temperatura de un tiristor es alta habrá un aumento en el número de pares electrón-hueco, lo que aumentará las corrientes de fuga. Este aumento en las corrientes hará que α_1 y α_2 aumenten. Debido a la acción regenerativa ($\alpha_1 + \alpha_2$) puede tender a la unidad y el tiristor pudiera activarse. Este tipo de activación puede causar una fuga térmica que por lo general se evita

LUZ.- Si se permite que la luz llegue a las uniones de un tiristor, aumentarán los pares electrón-hueco pudiéndose activar el tiristor. La activación de tiristores por luz se logra permitiendo que esta llegue a los discos de silicio.

ALTO VOLTAJE.- Si el voltaje directo ánodo a cátodo es mayor que el voltaje de ruptura directo V_{BO} , fluirá una corriente de fuga suficiente para iniciar una activación regenerativa. Este tipo de activación puede resultar destructiva por lo que se debe evitar.

dv/dt.- Si la velocidad de elevación del voltaje ánodo-cátodo es alta, la corriente de carga de las uniones capacitivas puede ser suficiente para activar el tiristor. Un valor alto de corriente de carga puede dañar el tiristor por lo que el dispositivo debe protegerse contra dv/dt altos. Los fabricantes especifican el dv/dt máximo permisible de los tiristores.

CORRIENTE DE COMPUERTA. Si un tiristor está polarizado directamente, la inyección de una corriente de compuerta al aplicar un voltaje positivo de compuerta entre la compuerta y las terminales del cátodo activará al tiristor. Conforme aumenta la corriente de compuerta, se reduce el voltaje de bloqueo directo, tal y como aparece en la figura 2-4.

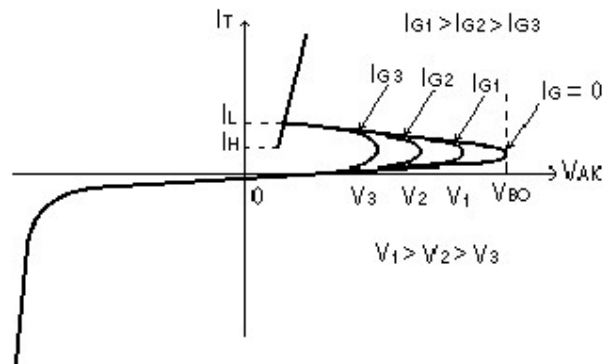


Figura 2-4 Efectos de la corriente de compuerta sobre el voltaje de bloqueo directo.

2.5 TIPO DE TIRISTORES

Como se lo mencionó anteriormente, los tiristores se fabrican casi exclusivamente por difusión. La corriente del ánodo requiere de un tiempo finito para propagarse por toda el área de la unión. Para controlar el di/dt , el tiempo de activación y el tiempo de desactivación, los fabricantes utilizan varias estructuras de compuerta.

Dependiendo de la construcción física y del comportamiento de activación y desactivación, en general los tiristores pueden clasificarse en nueve categorías:

1. Tiristores de control de fase (SCR).
2. Tiristores de conmutación rápida (SCR).
3. Tiristores de desactivación por compuerta (GTO).
4. Tiristores de triodo bidireccional (TRIAC).

5. Tiristores de conducción inversa (RTC).
6. Tiristores de inducción estática (SITH).
7. Rectificadores controlados por silicio activados por luz (LASCR)
8. Tiristores controlados por FET (FET-CTH)
9. Tiristores controlados por MOS (MCT)

El miembro más importante de la familia de los tiristores es el tiristor de tres terminales, conocido también como el rectificador controlado de silicio o SCR. Este dispositivo lo desarrolló la General Electric en 1958 y lo denominó SCR. El nombre de tiristor lo adoptó posteriormente la Comisión Electrotécnica Internacional (CEI). La figura 2-5 muestra el símbolo de un tiristor de tres terminales o SCR.



Figura 2-5 Tiristor de tres terminales - SCR

Tal como su nombre lo sugiere, el SCR es un rectificador controlado o diodo. Su característica voltaje-corriente, con la compuerta de entrada en circuito abierto, es la misma que la del diodo PNP.

Lo que hace al SCR especialmente útil para el control de motores en sus aplicaciones es que el voltaje de ruptura o de encendido puede ajustarse por medio de una corriente que fluye hacia su compuerta de entrada. Cuanto

mayor sea la corriente de la compuerta, tanto menor se vuelve V_{BO} . Si se escoge un SCR de tal manera que su voltaje de ruptura, sin señal de compuerta, sea mayor que el mayor voltaje en el circuito, entonces, solamente puede activarse mediante la aplicación de una corriente a la compuerta. Una vez activado, el dispositivo permanece así hasta que su corriente caiga por debajo de I_H . Además, una vez que se dispare el SCR, su corriente de compuerta puede retirarse, sin que afecte su estado activo. En este estado, la caída de voltaje directo a través del SCR es cerca de 1.2 a 1.5 veces mayor que la caída de voltaje a través de un diodo directo-oblicuo común.

Los tiristores de tres terminales o SCR son, sin lugar a dudas, los dispositivos de uso más común en los circuitos de control de potencia. Se utilizan ampliamente para cambiar o rectificar aplicaciones y actualmente se encuentran en clasificaciones que van desde unos pocos amperios hasta un máximo de 3,000 A.

Un SCR:

- a) Se activa cuando el voltaje V_D que lo alimenta excede V_{BO}
- b) Tiene un voltaje de ruptura V_{BO} , cuyo nivel se controla por la cantidad de corriente i_G , presente en el SCR.
- c) Se desactiva cuando la corriente i_D que fluye por él cae por debajo de I_H

- d) Detiene todo flujo de corriente en dirección inversa, hasta que se supere el voltaje máximo inverso.

CAPITULO 3

MOTORES DE CORRIENTE CONTINUA

3.1 GENERALIDADES

Este capitulo tiene por objeto presentar brevemente las características del motor de cd como medio de producción de par electromagnético.

En resumen para la acción de motor se afirma que:

1. El par electromagnético que se desarrolla, produce o ayuda a la rotación.
2. El voltaje que se genera en los conductores portadores de corriente, llamado fuerza contraelectromotriz, se opone a la corriente de armadura (Ley de Lenz).
3. Se puede expresar la fuerza contraelectromotriz mediante la ecuación:

$$E_c = V_a - I_a \cdot R_a \quad (3.1)$$

El cual es menor que el voltaje aplicado que origina el flujo de la corriente de armadura ***I_a***.

Se puede reformular la ecuación 3.1 en términos de la corriente ***I_a*** de armadura para determinado voltaje y carga aplicados:

$$I_a = \frac{V_a - E_c}{R_a} \quad (3.2)$$

También se conoce que los factores que determinan la magnitud y que se necesitan para producir fuerza electromagnética en un conductor dado de armadura portador de corriente (fuerza ortogonal a B e I) se puede expresar mediante la ley de Biot-Savart:

$$F = B \cdot I \cdot l (\text{Newtons}) \quad (3.3)$$

Finalmente, se puede determinar la dirección de la fuerza electromagnética desarrollada por este conductor portador de corriente en un campo magnético dado mediante la ley de la mano izquierda.

3.2 CIRCUITO EQUIVALENTE DE UN MOTOR DC

Un motor DC esta compuesto de 2 elementos principales, el estator y el rotor. Ambos elementos pueden ser reducidos a un circuito eléctrico común en base a la ley eléctrica de kirchhoff que establece que la sumatoria de los voltajes debe de ser igual a la intensidad de corriente por la resistencia total existente.

La figura 3-1(b) muestra un ejemplo de lo que seria un circuito eléctrico equivalente para un motor de imán permanente cuyo campo es constante.

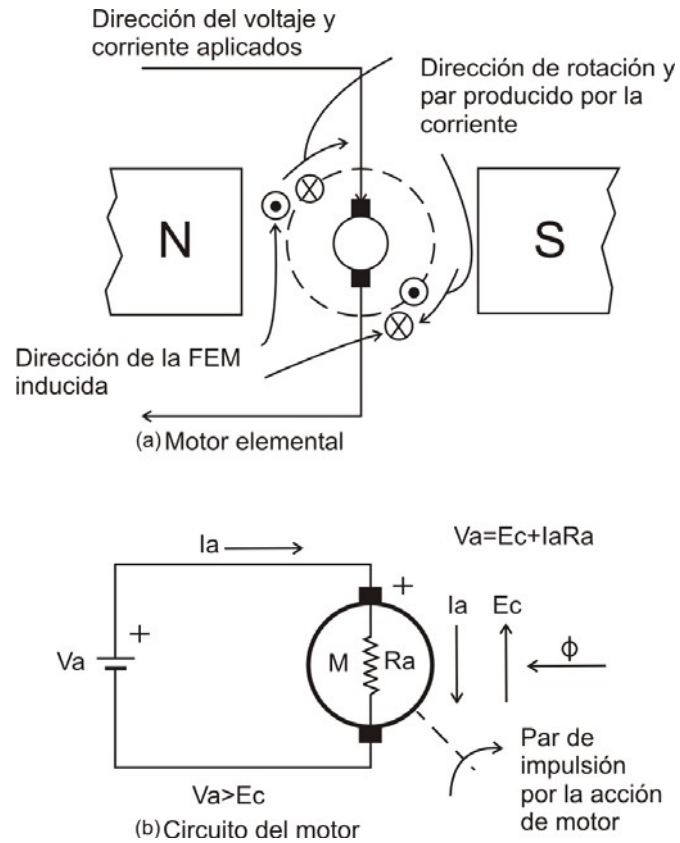


Figura 3-1 a) Motor elemental, b) Circuito equivalente del motor.

En este caso, el voltaje V_a (Voltaje de armadura), es igual a la fuerza contra-electromotriz (E_c) mas la corriente de armadura (I_a) por la Resistencia de armadura (R_a).

3.3 CLASIFICACION DE LOS MOTORES DE CORRIENTE CONTINUA

Un motor de corriente continua, obtiene sus corrientes de excitación y de inducido de una fuente externa de potencia. La figura 3-2, muestra las diferentes subclases que puede tener un motor de corriente directa.

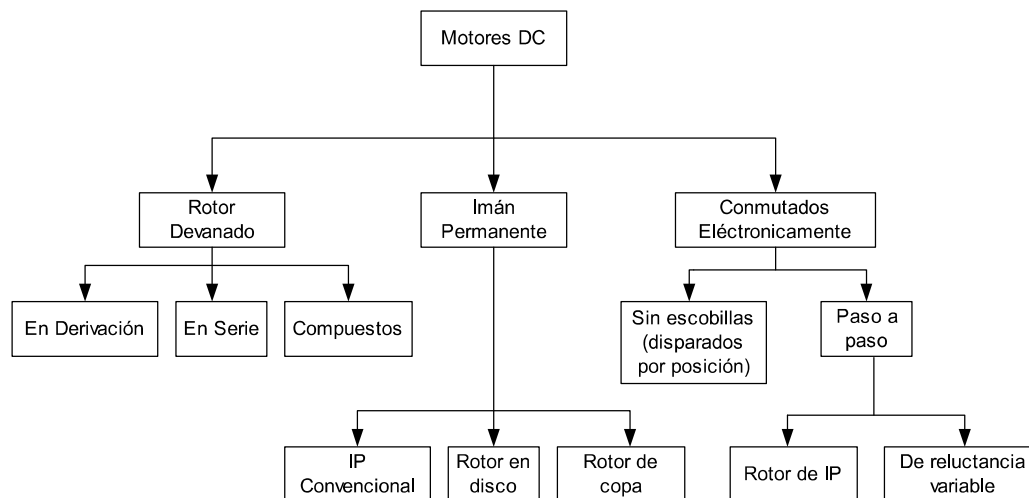


Figura 3-2 Subclases de los motores de cd

3.3.1 MOTOR DE EXCITACIÓN SEPARADA

En el motor de excitación separada el campo es energizado separadamente para producir un flujo de campo estable ϕ . La figura 3-3, muestra la conexión de las terminales del inducido.

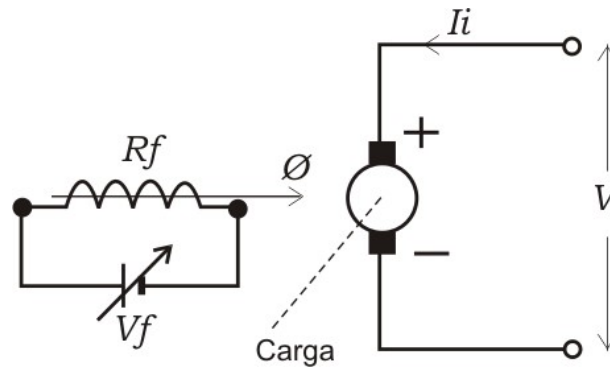


Figura 3-3 Motor de excitación Separada.

Reduciendo, de la figura se obtiene que:

$$V = I_i \cdot R_i + 2\Delta V + E_c \quad (3.4)$$

Siendo E_c la fuerza contra electromotriz.

3.3.2 MOTOR SERIE

En este tipo de motores, las corrientes de armadura y del campo en serie son las mismas, si se omiten los efectos de un divisor, y el flujo producido por el campo en serie, ϕ , siempre es proporcional a la corriente I_a de armadura. Por tanto, la ecuación básica del par para el funcionamiento de un motor serie resulta: $T = K'' I_a^2$.

Mientras el núcleo del campo esté sin saturar, es decir, en la parte lineal de su curva de magnetización, la relación entre el par y la corriente de carga del motor serie es al cuadrado de I_a , como se muestra en la figura 3-4. Se debe notar que el par del motor serie a cargas muy ligeras (pequeños valores de

la) es menor que el del motor derivación, porque desarrolla menos flujo. Sin embargo, para la misma corriente de armadura a plena carga, su par es mayor, lo que constata al comparar las dos curvas que aparecen en la figura 3-4

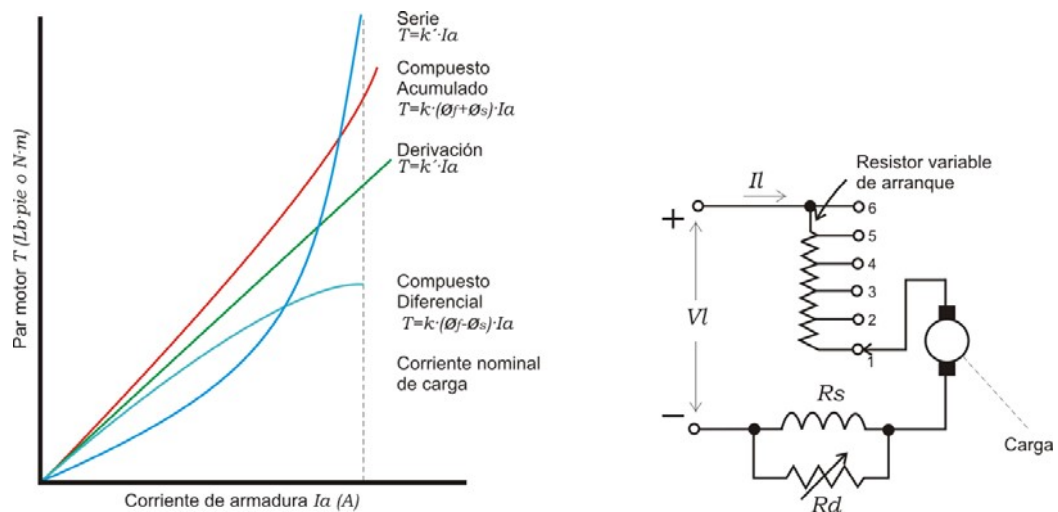


Figura 3-4 Motor Serie y curvas de par motor

La ecuación básica de la velocidad, modificada para el circuito del motor serie es:

$$\omega = \frac{V_a - I_a(R_a + R_s)}{k \cdot \Phi} \quad (3.5)$$

Siendo V_a el voltaje aplicado a las terminales del motor. Como el flujo en el entrehierro producido por el campo en serie es proporcional sólo a la corriente de armadura, se puede decir que la velocidad es:

$$\omega = k' \frac{V_a - I_a(R_a + R_s)}{I_a} \quad (3.6)$$

La ecuación 3.6 nos da una indicación de la curva característica velocidad-carga de un motor serie. Si se aplica una carga mecánica relativamente pequeña al eje de la armadura de un motor serie, la corriente de armadura es pequeña, haciendo grande el numerador de la fracción de la ecuación 3.6 y pequeño a su denominador, el resultado será una velocidad anormalmente alta. Por tanto, en vacío, con poca corriente en la armadura y flujo en el campo, la velocidad es demasiado alta. Por esta razón los motores serie siempre se trabajan acoplados o engranados con una carga como en las grúas, plataformas o servicios de arrastre de cd (ferrocarril). Sin embargo cuando aumenta la carga, el numerador de la fracción de la ecuación 3.6 decrece con mayor rapidez de la que aumenta el denominador. El numerador disminuye de acuerdo a un producto de I_a , en comparación con el denominador, que aumenta directamente con I_a . La velocidad disminuye rápidamente como se muestra en la figura 3-5. La línea discontinua representa la parte de la curva característica que corresponde a carga ligera, en la que no se hacen trabajar los motores serie.

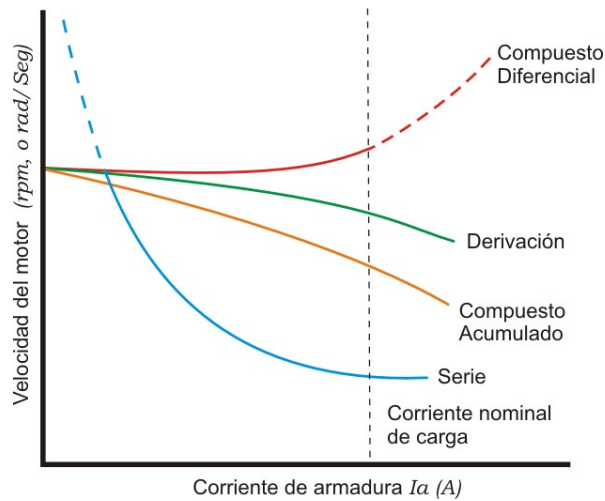


Figura 3-5 Motor Serie y curvas de par motor

3.3.3 MOTOR DE IMAN PERMANENTE

Este tipo de motor, muy difundido, emplea imanes permanentes (ya sea de Alnico o de cerámica) para tener excitación constante del campo, en oposición a una fuente constante de corriente de campo. Se fabrica en general para 6V y 28V en tamaños fraccionarios y en 150V para caballajes integrales hasta 2 hp. La estructura del campo para este tipo de motor consiste en general de aleación Alnico VI, vaciada o colada en forma de anillo circular que rodea por completo la armadura y da un flujo fuerte y constante.

Los motores de imán permanente están bien compensados mediante devanados de conmutación para evitar la desmagnetización de los imanes del campo siempre que se invierte súbitamente el voltaje de cd de armadura. En

estos motores, las corrientes parásitas y los efectos de histéresis, en general, son desdeñables y las zapatas polares son por lo común, laminadas, para reducir el arqueado en las escobillas siempre que se tiene un cambio rápido del voltaje de la señal. Estos dispositivos se controlan mediante la regulación del voltaje de armadura de igual manera que el motor de armadura controlada.

3.3.4 SERVOMOTOR

Los servomotores de cd son motores impulsados por una corriente que procede de amplificadores electrónicos de cd o ca con demoduladores internos o externos, reactores saturables, tiratrones o amplificadores rectificadores controlados de silicio. Los servomotores de cd existen de muchos tamaños, que van desde 0.05hp hasta 1000hp.

Las características fundamentales que se deben buscar en cualquier servomotor de cd o ca, son las siguientes:

Que el par de salida del motor sea aproximadamente proporcional a su voltaje de control.

Que la dirección del par esté determinada por la polaridad instantánea del voltaje de control.

CAPITULO 4

DISEÑO DE UN CONVERTIDOR DC/DC CONMUTADO POR VOLTAJE Y MODULACION PWM

4.1 DESCRIPCION DEL FUNCIONAMIENTO

Por lo común un tiristor se activa mediante un pulso de señal de compuerta. Cuando el tiristor está en modo de conducción, su caída de voltaje es pequeña, entre 0.25 y 2V.

Una vez activado el tiristor y satisfechos los requisitos de la carga, por lo general es necesario desactivarlo; esto significa que ha cesado la conducción directa del tiristor y que la reaplicación de un voltaje positivo al ánodo no causará un flujo de corriente, sin la correspondiente aplicación de la señal de compuerta. La *conmutación* es el proceso de desactivación de un tiristor, y por lo general causa la transferencia del flujo de corriente a otras partes del circuito.

Normalmente, para llevar a cabo la desactivación en un circuito de conmutación se utilizan componentes adicionales. Junto con el desarrollo de los tiristores, se han desarrollado muchos circuitos de conmutación, cuyo objetivo es reducir el proceso de desactivación de los tiristores.

Las técnicas de conmutación utilizan resonancia LC (o un circuito *RLC* sub-amortiguado) para obligar a la corriente y/o al voltaje de un tiristor a pasar por cero, desactivando por lo tanto el dispositivo de potencia.

Existen muchas técnicas para conmutar un tiristor. Sin embargo, éstas pueden ser clasificadas en dos grupos muy generales:

1. Conmutación natural

Si el voltaje de la alimentación (o de la entrada) es de CA, la corriente del tiristor pasa a través de un cero natural, y a través del tiristor aparece un voltaje inverso. El dispositivo queda entonces desactivado en forma automática debido al comportamiento natural del voltaje de la alimentación. Esto se conoce como *conmutación natural* o *conmutación de línea*. En la práctica, el tiristor se dispara en forma sincrónica con el cruce por cero del voltaje positivo de entrada en cada ciclo, a fin de suministrar un control continuo de potencia. Este tipo de conmutación se aplica a controladores de voltaje de ca, a rectificadores controlados por fase y a ciclo convertidores.

2. Conmutación forzada

En algunos circuitos de tiristor, el voltaje de entrada es de cd, para desactivar al tiristor, la corriente en sentido directo del tiristor se obliga a pasar por cero utilizando un circuito adicional (circuito de conmutación). Esta técnica se co-

noce como *conmutación forzada* y por lo común se aplica en los convertidores de DC a DC y en convertidores de DC a CA (inversores).

4.2 ANÁLISIS DE LOS TIRISTORES DEL CIRCUITO DE FUERZA

El troceador diseñado usa el principio de la conmutación forzada por voltaje. La conmutación es efectuada por la acción de la inversión de un voltaje que es obtenido por la carga almacenada en un capacitor mediante el uso de un tiristor auxiliar.

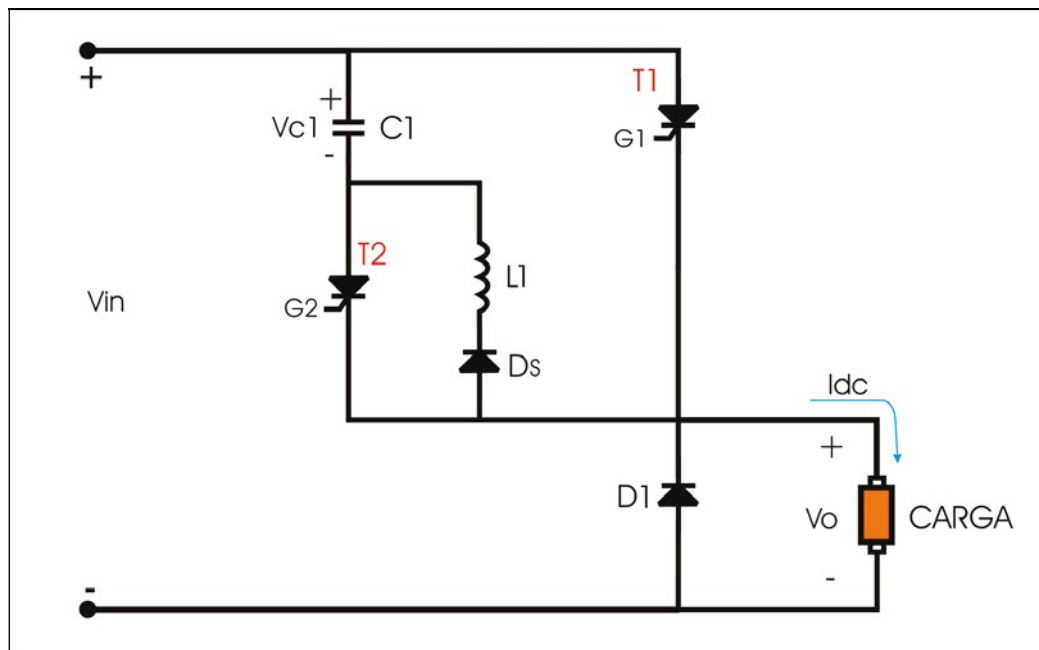


Figura 4-1 Circuito de fuerza de un convertidor DC/DC clase A conmutado por voltaje

La figura 4-1 muestra el circuito de fuerza de un convertidor conmutado por voltaje clase A, donde $T1$ es el tiristor principal y $T2$ es el tiristor auxiliar.

4.2.1 CONMUTACION Y AUTOCONMUTACION DEL TIRISTOR PRINCIPAL T1

El circuito opera en los siguientes modos:

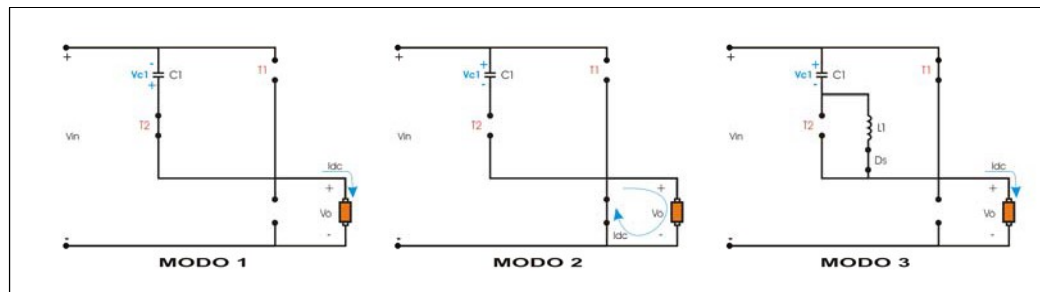


Figura 4-2 Circuitos equivalentes

Modo (1): En este modo se asume que T1 ha sido disparado y esta conduciendo y el capacitor C1 es cargado con un voltaje V_{in} con la polaridad mostrada en la figura 4-2. La puerta de T2 representado por la señal G2 inicia en este modo. El tiristor T1 es instantáneamente apagado. La corriente de carga asumida constante durante este modo, ahora fluye a través de C1 y T2. El capacitor C1 se carga de $-V_{in}$ a $+V_{in}$ linealmente. El voltaje de salida V_o salta a $2V_{in}$ en el inicio de este modo y cae linealmente a cero (Figura 4-3).

La duración de este modo esta dado por:

$$t_1 = 2V_{in}C/I_{dc} \quad (4.1)$$

Este modo finaliza cuando el diodo D1 es polarizado directamente y empieza a conducir. El capacitor C1 termina cargado con un voltaje +Vin al finalizar este modo, y el tiempo de apagado para T1 es $t_1/2$.

4.2.2 CONMUTACION Y AUTOCONMUTACION DEL TIRISTOR AUXILIAR T2

Modo (2): La corriente de carga queda encerrada a través del diodo de paso libre Ds y la duración de este modo esta dada por:

$$t_2 = T - T_{on} - t_1 \quad (4.2)$$

Modo (3): Este modo ocurre cuando el tiristor principal T1 es disparado. Un circuito oscilatorio es formado con L1C1T1 y Ds. El voltaje en el capacitor cambia sinusoidalmente de +Vin a -Vin y la duración de este modo esta dada por:

$$t_3 = \pi\sqrt{L_1C_1} \quad (4.3)$$

Y el tiempo de apagado para T2 = $t_3/2$

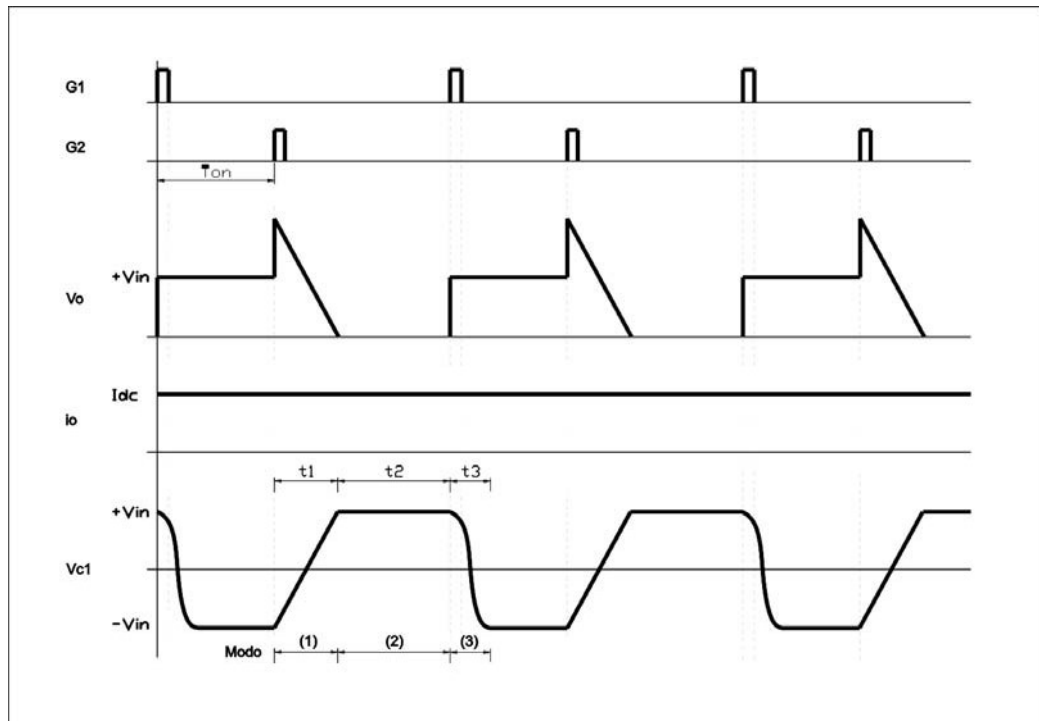


Figura 4-3 Formas de ondas de un troceador conmutado por voltaje clase A

De las expresiones mencionadas para medir los tiempos de duración de los diferentes modos de operación de nuestro troceador conmutado por voltaje se pueden obtener expresiones para calcular los valores de los componentes C_1 y L_1 dando los valores de los tiempos de apagado tanto del tiristor principal como del auxiliar.

De la ecuación (4.1) y (4.3)

$$t_{off1} = VinC_1 / I_{dc} \quad (4.4)$$

$$t_{off2} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_1 C_1} \quad (4.5)$$

De las ecuaciones (4.4) y (4.5) se obtiene que:

$$C_1 = (I_{dc} \cdot t_{off1} / Vin) \quad (4.6)$$

$$L_1 = (2 / \pi \cdot t_{off2})^2 / C_1 \quad (4.7)$$

La corriente pico para el tiristor T1 es:

$$Ip_1 = I_1 + Vin \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} \quad (4.8)$$

El voltaje pico de los tiristores T1 y T2 es:

$$V_{p1} = \pm Vin \quad (4.9)$$

La corriente pico a través del tiristor T2 es:

$$Ip_2 = Vin \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} \quad (4.10)$$

El voltaje pico en el diodo de paso libre es:

$$V_d = 2 \cdot Vin \quad (4.11)$$

4.3 PROTECCION DEL SISTEMA

Para proteger los componentes de nuestro sistema, se han analizado una serie de situaciones en las cuales se debe de garantizar la calidad y correcto funcionamiento a largo plazo del equipo.

El siguiente contenido explica las medidas físicas y electrónicas que se tomaron para proteger al equipo.

4.3.1 AISLAMIENTO ENTRE CONTROL Y FUERZA

Los pulsos de corriente emitida hacia las puertas G1 y G2 tanto del tiristor principal como del auxiliar, son corrientes pequeñas, pero si estas no son bien canalizadas pueden ingresar en la circuitería basada en elementos TTL del circuito de disparo.

Una de las protecciones que se han aplicado en nuestro proyecto es el de realizar un aislamiento entre los circuitos de control y fuerza, para ello, se pueden usar transformadores de pulso o elementos opto acopladores.

En nuestro caso, usamos transformadores de pulso relación 1 a 1. El primario es conectado a los elementos TTL del circuito de disparo y por el secundario circulará la corriente que será enviada a la puerta de cada tiristor.

4.3.2 PROTECCION CONTRA DV/DT

Una protección adicional implementada en nuestro convertidor, es el uso de una red Snubber polarizada en paralelo entre al ánodo y cátodo de los tiristores, para evitar los cambios bruscos de voltaje que pueden producir que un tiristor sea disparado sin la necesidad de enviar un pulso en la compuerta, dando como resultado una perdida del control del sistema.

La red Snubber esta formada de una resistencia y un capacitor en serie, como lo muestra la figura 4-4. El capacitor limita la velocidad de subida del voltaje entre ánodo y cátodo del tiristor y la resistencia limita la descarga del capacitor.

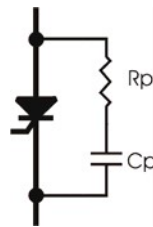


Figura 4-4 Red de Snubber

Como la característica del voltaje aplicado en nuestro sistema es del tipo continuo, el capacitor es considerado como un cortocircuito, por ende se puede deducir que:

$$V_{ak} = R_p \cdot I_p \quad (4.12)$$

Derivando la ecuación (4.12) con respecto al tiempo se obtiene:

$$\frac{dV_{ak}}{dt} = R_p \cdot \frac{di}{dt} \quad (4.13)$$

Donde:

$$R_p = \frac{dV_{ak}}{dt} / \frac{di}{dt} \quad (4.14)$$

De la ecuación (4.14) se puede notar que R_p depende de parámetros proporcionados por el fabricante. Los valores típicos de C_p que se usan en una red Snubber varían entre: 0.01 a 0.1 μ F y R_p de 10 a 1000 Ω .

4.3.3 PROTECCION CONTRA SOBRECORRIENTE

Sobrecargas continuas, crecimiento de corrientes de larga duración o largos crecimientos de corrientes de corta duración pueden incrementar la temperatura de la unión, y puesto que la capacidad térmica de los dispositivos semiconductores es bien pequeña, cualquiera de estas variables puede destruirlo.

Para ello, se implemento un sistema de protección contra sobrecorrientes, conformado por un elemento de rápida acción en serie con el tiristor, en este caso un fusible de 5A.

4.3.4 PROTECCION CONTRA CALOR

La resistencia entre ánodo y cátodo de un tiristor es bien pequeña, casi cero, y el voltaje a través de este dispositivo están en un rango de 1 a 2V. De la ley de Ohm, tenemos que $I=V/R$. Esta corriente que fluye a través del tiristor puede producir suficiente calor como para destruirlo.

Para evitar el exceso de calor en los tiristores, estos fueron montados sobre disipadores de calor, que son construidos con materiales como el aluminio para que transmita e irradie el calor hacia la atmósfera de una forma efectiva.

CAPITULO 5

DISEÑO DEL CIRCUITO DE CONTROL

5.1 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CIRCUITO

El conocimiento de los procesos de control es de suma importancia para resolver tareas de automatización, tareas que para hoy en día existen muchas aplicaciones. El elemento a controlar en nuestro sistema es un motor DC de excitación separada, y su velocidad puede ser variada controlando el voltaje de armadura.

La figura 5-1, muestra el diagrama de bloques general de nuestro sistema.

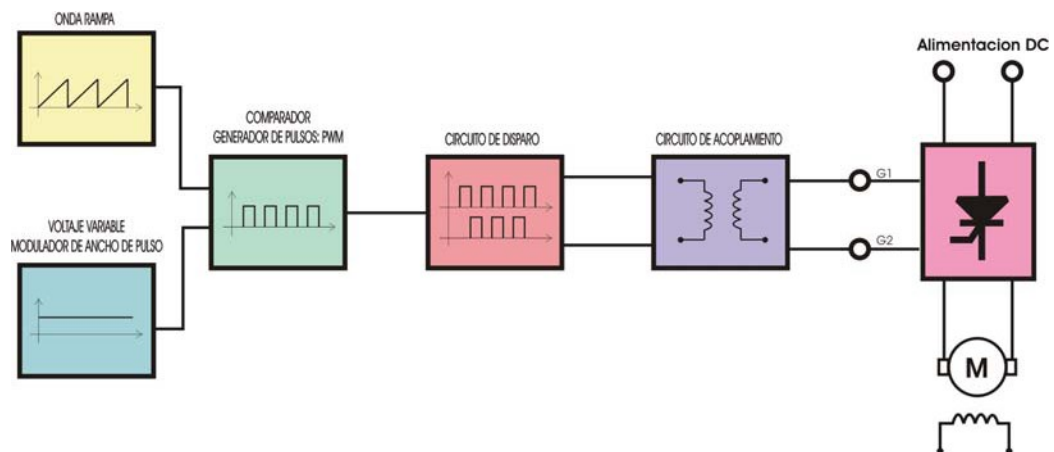


Figura 5-1 Diagrama de bloques del circuito de control.

5.2 DESCRIPCION DEL FUNCIONAMIENTO

El convertidor DC/DC implementado trabaja con una frecuencia fija de 300Hz, con modulación por ancho de pulso para conmutar los tiristores, y controlar un motor DC de 12V con una corriente máxima de 6A.

La operación del sistema de control consiste en comparar una señal rampa de frecuencia fija establecida con un nivel de voltaje de referencia DC. El resultado de esta comparación tiene como objetivo el de generar pulsos de disparo para cada tiristor y con la ayuda de un circuito adicional sincronizar los pulsos para el correcto funcionamiento de marcha y parada del motor. Posteriormente viene una etapa final que es la de amplificar estos pulsos con una corriente necesaria para disparar los tiristores y de servir de separación entre el circuito de control y el circuito de fuerza.

A continuación se describirá el funcionamiento y diseño de cada etapa de control.

5.3 DISEÑO DEL GENERADOR RAMPA

En la figura 5-2 se muestra el circuito de un generador de onda diente de sierra que se utilizó en nuestro convertidor DC/DC. Analizando el circuito electrónico se determina que E_i es negativo, entonces, la única opción de V_{out} es la de aumentar su valor. La tasa de aumento del voltaje de rampa es constante en las siguientes condiciones:

$$\frac{V_{out}}{t} = \frac{E_i}{R_i \cdot C} \quad (5.1)$$

El voltaje de rampa se monitorea a través de la entrada (+) del comparador LM301. Si el valor de V_{out} está por debajo de V_{ref} , la salida en el comparador es negativa. Los diodos protegen a los transistores de una polarización inversa excesiva.

Cuando V_{out} aumenta precisamente por encima de V_{ref} , la salida V_{comp} alcanza la saturación positiva. Estas polarizaciones directas provocan la saturación del transistor Q1. Este se comporta como un cortocircuito a través del capacitor integrador C. Este se descarga rápidamente a través de Q1 hasta un valor de 0V. Cuando V_{comp} se vuelve positivo, activa Q2 y este aterriza la resistencia de 100Ω. Esto provoca que V_{ref} descienda a un valor de casi cero volts.

Conforme C se va descargando hasta llegar a 0V, activa rápidamente a V_{out} hasta que llega a 0V. V_{out} desciende por debajo del valor V_{ref} , lo que provoca que V_{comp} se vuelva negativo y desactive a Q1. C empieza a cargarse en forma lineal y se inicia así la generación de una nueva onda diente de sierra.

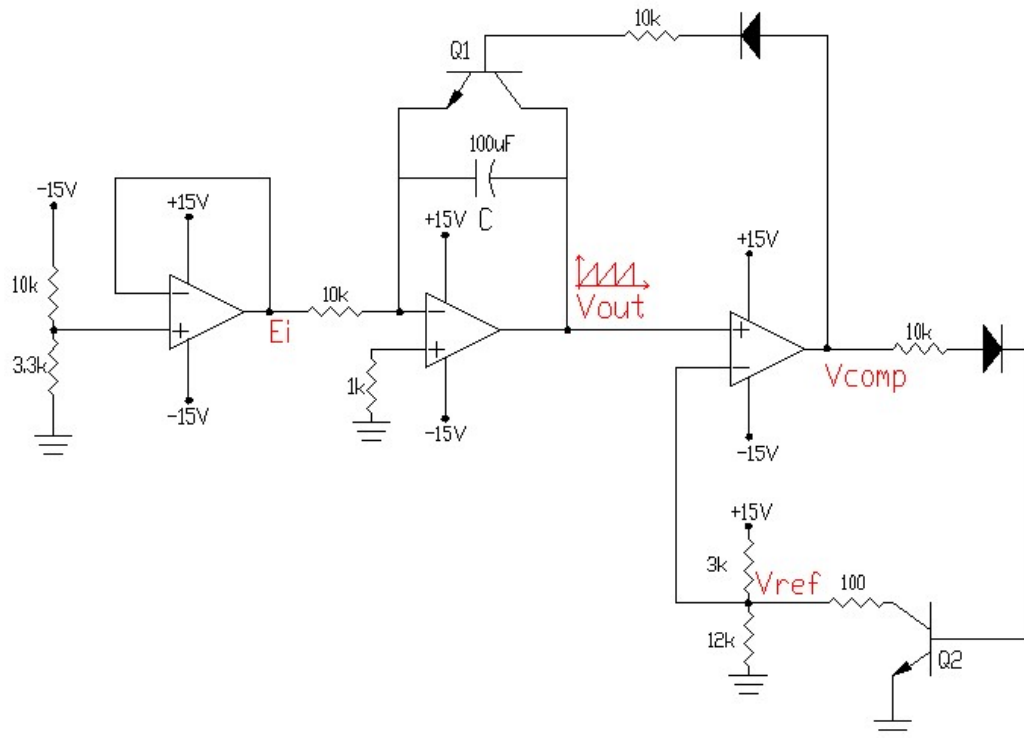


Figura 5-2 Circuito generador de onda diente de sierra

La figura 5-3 muestra la señal rampa que se va a generar, el voltaje de la rampa crece mientras que V_{comp} es negativo. A continuación la rampa cruza el valor V_{ref} , V_{comp} se vuelve súbitamente positivo para llevar rápidamente el voltaje de rampa hacia 0V. Conforme V_{out} cambia súbitamente a 0V, la salida del comparador se reajusta al valor de saturación negativa.

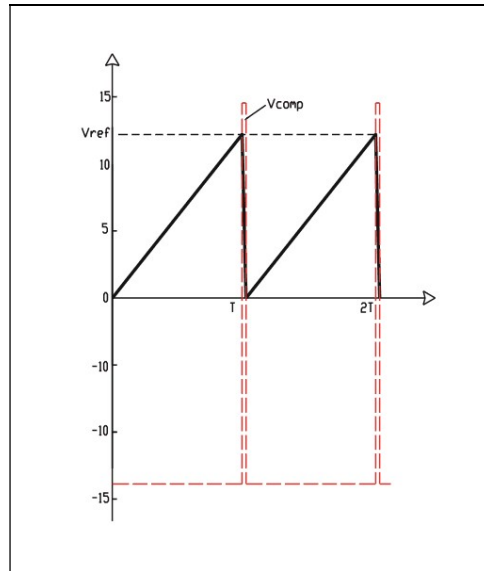


Figura 5-3 Salida de onda diente de sierra y salida del comparador

Haciendo una comparación se puede deducir que el tiempo correspondiente al periodo de una onda diente de sierra es:

$$T = \frac{V_{ref}}{Ei / Ri \cdot C} \quad (5.2)$$

Como la frecuencia es el inverso del periodo:

$$f = \left(\frac{1}{Ri \cdot C} \right) \frac{Ei}{V_{ref}} \quad (5.3)$$

Analizando la ecuación (5.3), podemos notar que existen dos formas de cambiar o modular la frecuencia de oscilación del circuito. La frecuencia es directamente proporcional al voltaje Ei e inversamente proporcional a V_{ref} .

La modulación por medio de la manipulación del voltaje V_{ref} , tiene dos desventajas, la primera es que la relación que existe entre el voltaje de entrada V_{ref} y la frecuencia de salida *no* es lineal. La segunda es que el voltaje de salida pico de la onda diente de sierra no es constante, ya que varía directamente con V_{ref} .

Por lo tanto, la modulación de la frecuencia de oscilación del circuito se la realizará por medio de la manipulación del voltaje E_i .

Entre los requisitos de funcionamiento de nuestro convertidor DC/DC, es de que la frecuencia de trabajo debe de ser mayor a 300Hz para facilitar el trabajo de conmutación a los tiristores.

Entonces de la figura 5-2, se puede notar que el primer amplificador operacional nos ayudará a realizar un acoplamiento de impedancias y obtener un voltaje estable y fijo.

Realizando los cálculos respectivos, se obtiene que:

$$E_i = -\left(\frac{3.3}{10+3.3}\right) \times 15 = -3.7V$$

$$R_i = 10k\Omega$$

$$V_{ref} = \left(\frac{12}{12+3} \right) \times 15 = 12V$$

Por lo tanto la frecuencia de oscilación del circuito es:

$$f = \left(\frac{1}{10k \times 100n} \right) \times \frac{3.7}{12} = 308.33Hz$$

5.4 DISEÑO DEL MODULADOR DE ANCHO DE PULSO

Las diversas configuraciones para convertidores clase A, B, C, D, E, operan con rangos de voltaje DC en la entrada. El promedio del voltaje de salida V_o , es controlado por la acción periódica de la apertura y cierre de los tiristores usados. Existen muchas técnicas para controlar esta acción en los tiristores (ciclo de trabajo), entre ellas, la modulación por ancho de pulso PWM (Pulse Width Modulation).

En nuestro circuito, la modulación de ancho de pulso se la realiza con la ayuda de un comparador LM301, el cual recibe en la entrada la señal rampa generada (V_{rampa}) y un nivel de voltaje DC de referencia (V_{var}).

La figura 5-3, muestra el circuito implementado para generar los pulsos de comparación entre una señal DC de referencia V_{var} y una señal rampa generada.

La salida del comparador se ha limitado a un valor máximo de 5V con la ayuda de un diodo Zener, puesto que esta señal PWM va a ser dirigida a la siguiente etapa de control (circuito de marcha-parada), la cual contiene elementos lógicos de tipo TTL.

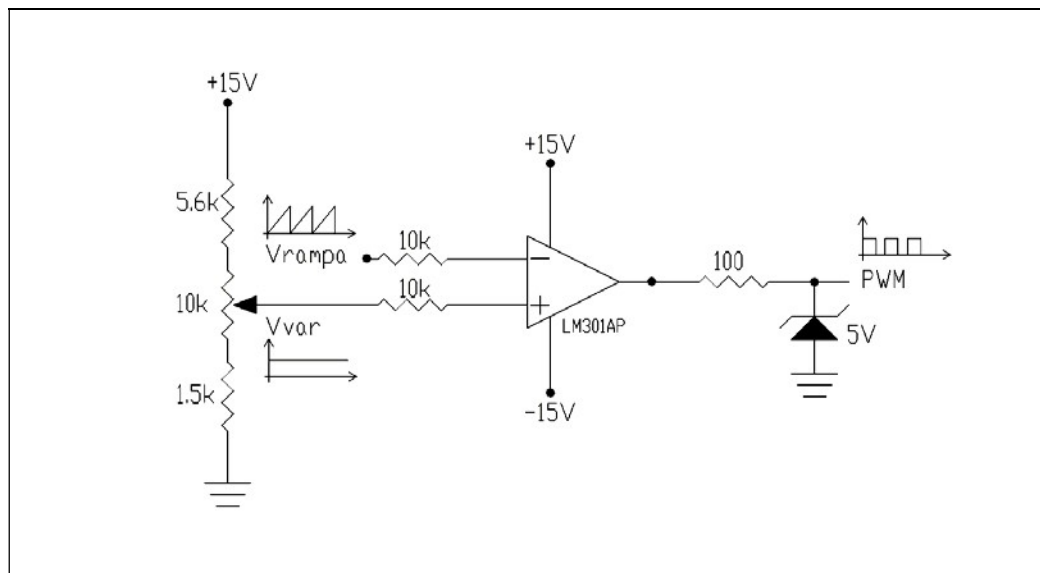


Figura 5-4 Circuito de modulación por ancho de pulso PWM

5.5 DISEÑO DEL CIRCUITO DE MARCHA Y PARADA

La figura 5-5 muestra el circuito implementado para asegurar el perfecto funcionamiento de los tiristores. Como se lo analizó anteriormente, nuestro comparador DC/DC clase A, necesita tener un voltaje almacenado en un capacitor C; para ello se debe activar el tiristor T2, para cargar al capacitor, luego ahora si, iniciar el ciclo de trabajo disparando T1 y luego T2 para finalizar.

La figura 5-6 muestra el diagrama de tiempo del circuito de marcha y parada. La señal PWM, nos sirve como reloj para las memorias Flip Flop además de ser una de las entradas principales junto con la activación del switch de marcha y parada.

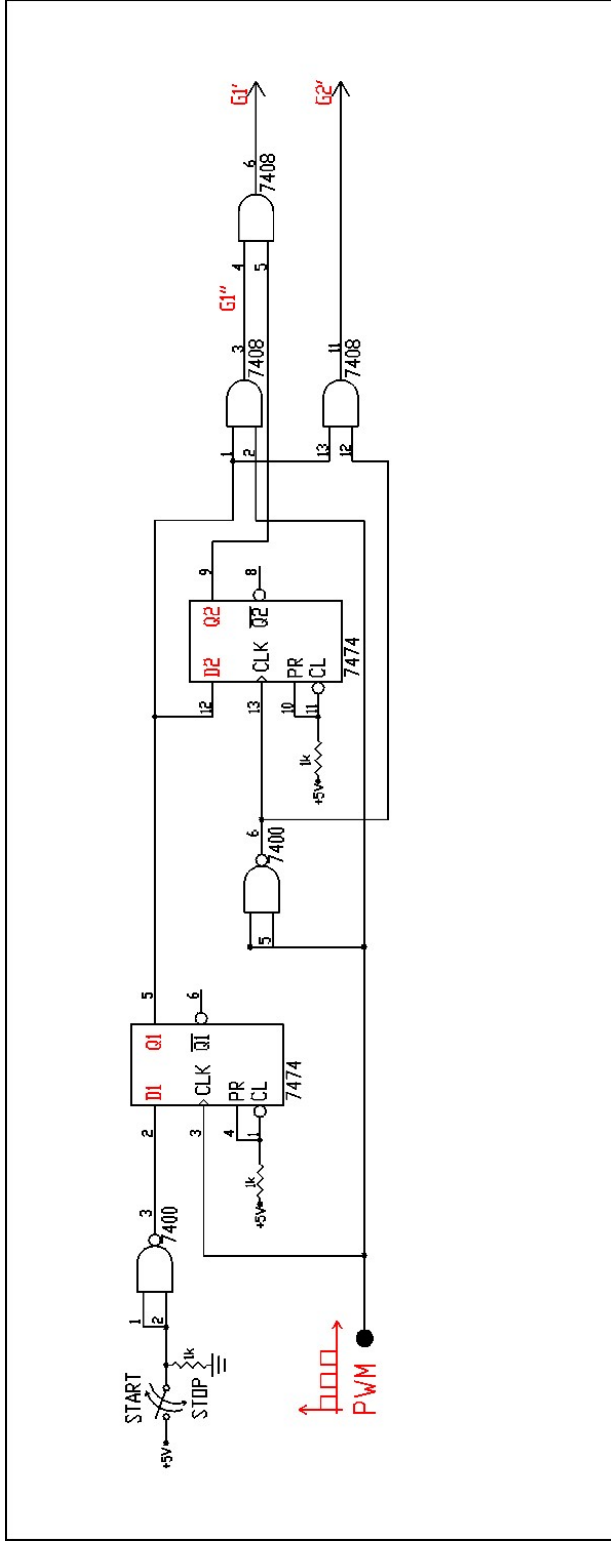


Figura 5-5 Circuito de Marcha y parada

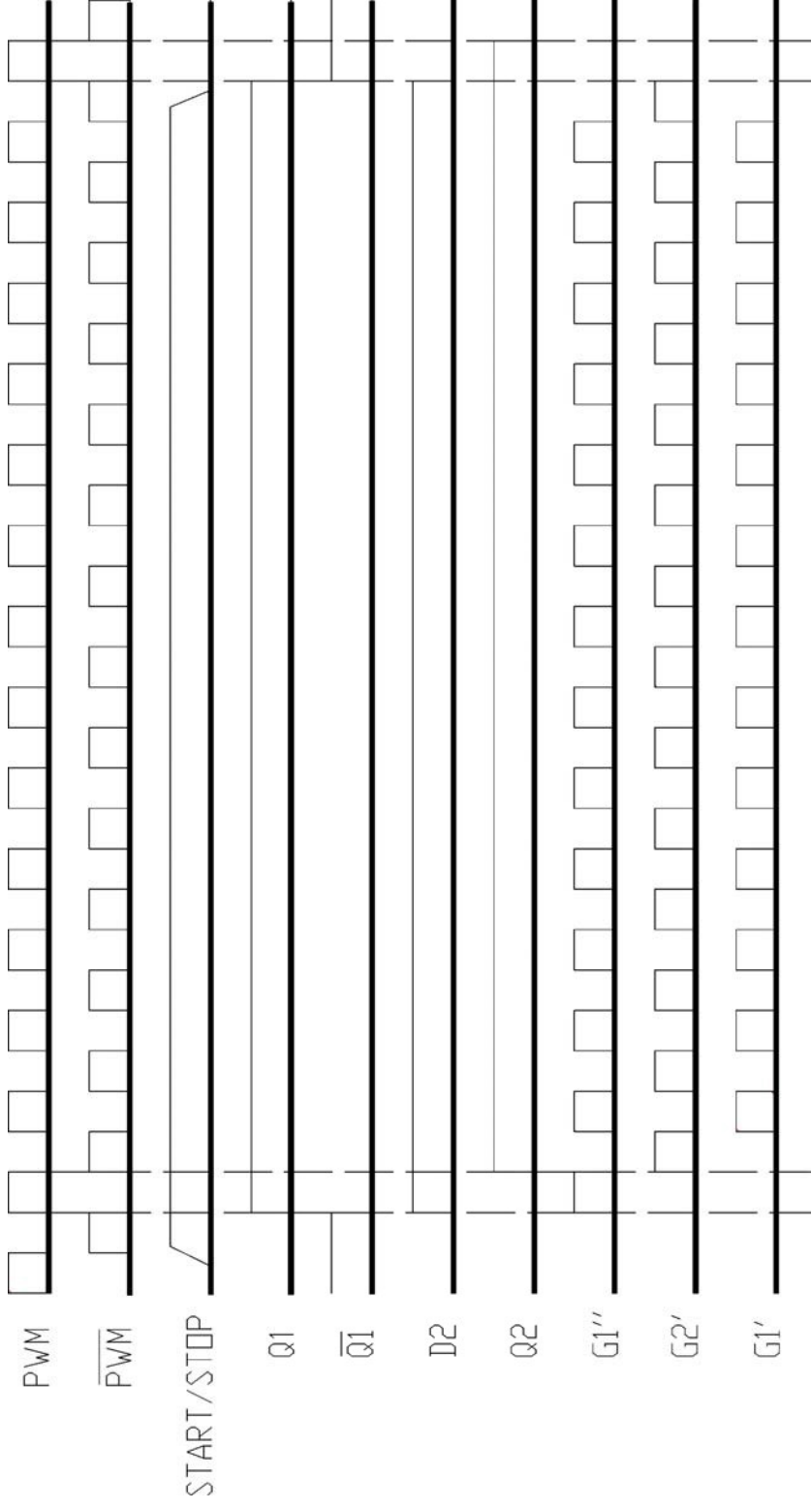


Figura 5-6 Diagrama de tiempo del circuito de marcha/parada.

5.6 DISEÑO DEL CIRCUITO DE DISPARO

El circuito de disparo consta de dos multivibradores monoestables no reactivables, el cual recibe en la entrada las señales $G1'$ y $G2'$ del tiristor T1 y T2 respectivamente. La figura 5-7 muestra un esquemático de la configuración implementada.

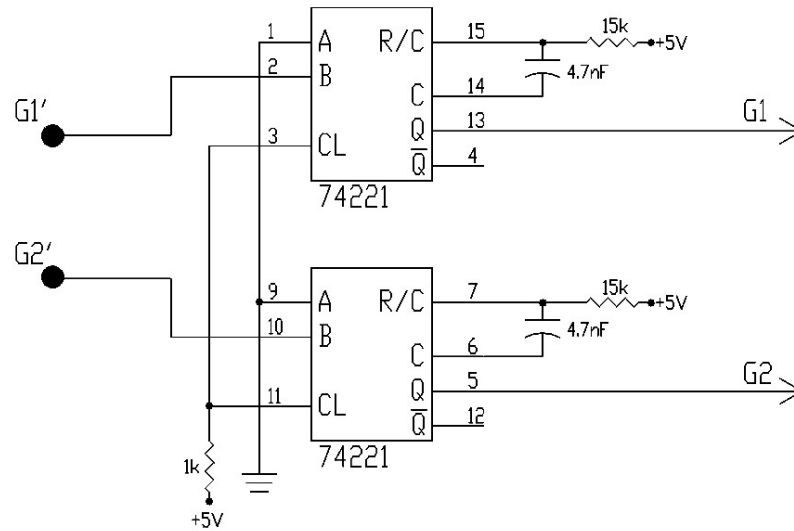


Figura 5-7 Circuito de Disparo

El integrado 74221 consta de 2 multivibradores monoestables, la figura 5-8 muestra las especificaciones lógicas de este integrado. Por medio de pruebas experimentales se determino que la resistencia externa (R_{ext}) debe de

ser de $15k\Omega$ con un capacitor (C_{ext}) de $4.7nF$, para obtener un pulso de corriente cuya duración (t_p) es de:

$$t_p = 0.7 \cdot R \cdot C \quad (5.4)$$

$$t_p = 0.7 \cdot 15k \cdot 4.7n = 49\mu Seg$$

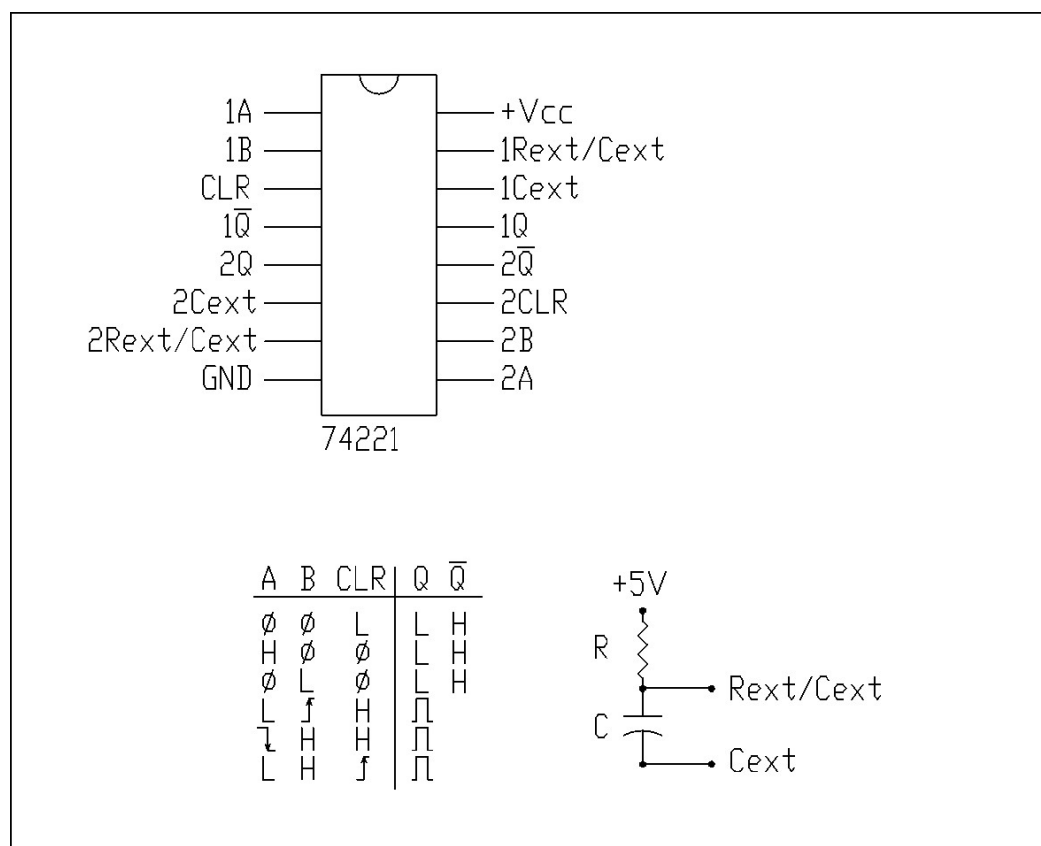


Figura 5-8 Multivibrador monoestable 74221

Las señales de salida G1 y G2 del 74221, van conectadas a las puertas de disparo de los tiristores T1 y T2 a través de un circuito de protección llamado circuito de acoplamiento, el cual como se explico anteriormente, sirve para aislar la parte de control de nuestro sistema con la de fuerza, a su vez de la de amplificar la corriente de disparo emitida por los multivibradores monoestables.

La figura 5-9, muestra el circuito de acoplamiento implementado. El transformador de pulso usado tiene una relación 1:1, la finalidad de los diodos es en primer lugar la de que haya una disipación de energía de la bobina del transformador a través de este cuando desaparece el voltaje aplicado, la de evitar que la corriente amplificada fluya en sentido contrario y la de evitar que se apliquen voltajes negativos en la compuerta del tiristor. La resistencia y el capacitor conectados en paralelo sirven para limitar el dv/dt .

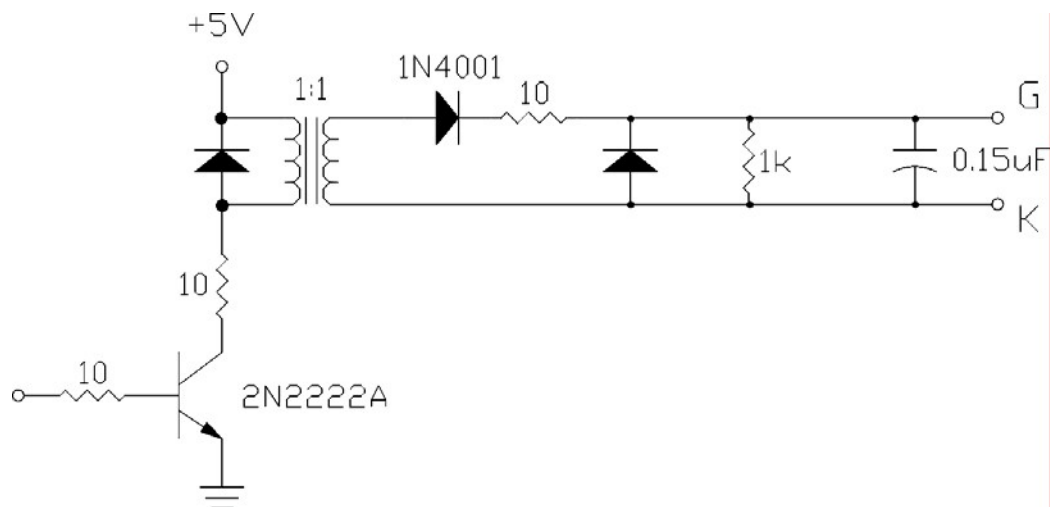


Figura 5-9 Circuito de Acoplamiento

Para que exista una buena amplificación, experimentalmente se encontró que los valores apropiados para las resistencias de base y colector del transistor deben de ser de 10Ω cada una.

Cabe señalar además que este circuito se repite para cada tiristor.

CAPITULO 6

MANUAL DE USUARIO, LISTA DE COMPONENTES, PRUEBAS Y RESULTADOS EXPERIMENTALES

6.1 MANUAL DE USUARIO

En esta sección se explicará el correcto procedimiento a seguir para usar el equipo con el fin de evitar daños futuros.

1. Antes de realizar conexión alguna, verificar que tanto el switch de alimentación y el switch del circuito de disparo se encuentren en la posición "OFF".
2. A través de una batería de 12V, conectar la terminal positiva del equipo a +12V y la terminal negativa de la batería en 0V.
3. Conectar la carga de tipo RL, en este caso un motor DC de excitación separada.
4. Conectar la tierra del osciloscopio a la terminal de 0V del panel de control.

5. Proceder activando el switch del panel de control de la alimentación y el switch del circuito de fuerza, para luego activar el switch de marcha-parada.
6. Si se desea tomar señales en la carga o en el circuito de control, proceder a conectar la terminal negativa del osciloscopio al circuito correspondiente, y la punta de prueba al punto que se desea analizar.

La figura 6-1 muestra la distribución frontal con las etapas y elementos del equipo construido.

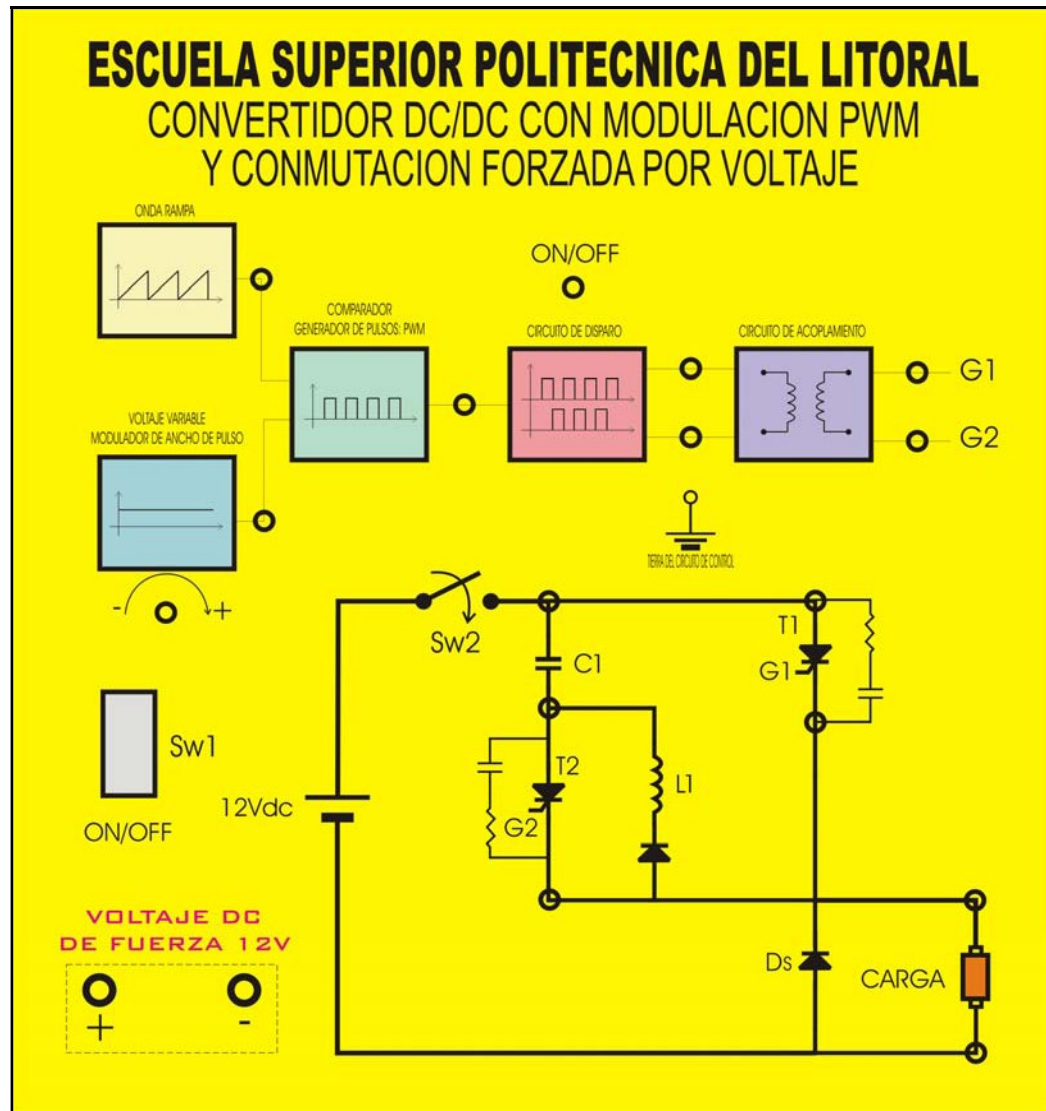


Figura 6-1 Distribución frontal de equipo de pruebas.

6.2 LISTA DE COMPONENTES

CIRCUITO DE CONTROL

Componente	Qty	Valor/Modelo
RESISTENCIAS	6	10k Ω , 1/2W
	6	10 Ω , 1W
	1	3,3k Ω , 1/2W
	2	1,8k Ω , 1/2W
	8	1k Ω , 1/2W
	1	5,6k Ω , 1/2W
	1	1,5k Ω , 1/2W
	2	100 Ω , 1/2W
	2	15k Ω , 1/4W
	1	3k Ω , 1/2W
	1	12k Ω , 1/2W
OPAMs	5	HA17741
DIODOS	4	1N4007
	4	1N4001
TRANSISTORES	2	C828
	2	2N2222A
Capacitor cerámico	1	100nF-25V
	2	4.7nF-25V
Capacitor electrolítico	2	0,15uF-25V
4 NAND	1	7400
2 FLIP FLOP D	1	7474
4 AND	1	7408
2 Multivibradores Monoestables	1	74221
Transformadores de pulso 1-1	2	PT-64E

CIRCUITO DE FUERZA

Componente	Qty	Valor/Modelo
DIODOS	1	FR802, 8A
	1	RG2Y, 3A
TIRISTOR	1	NTE5424 - 4,7A
	1	NTE5424 - 8.0A
INDUCTOR	1	200mH
CAPACITOR	1	45uF
	2	150nF-50V
RESISTENCIAS	2	56 Ω , 2W

FUENTE DE VOLTAJE

Componente	Qty	Valor/Modelo
TRANSFORMADOR	1	110-16,3V-1A
	1	110-9V-1A
PUENTES RECTIFICADORES	2	RC-206, 1A
CAPACITORES	3	2200uF, 35V
REGULADOR DE VOLTAJE	1	7815, 15V-1A
	1	7915, 15V-1A
	1	7805, 5V-1A
Capacitores electrolíticos	3	10uF, 25V
	3	1uF, 25V
LEDs	3	
Resistencias	2	470, 1/2W
	1	560, 1/2W
Portafusibles	2	
Materiales varios		

6.3 PRUEBAS Y RESULTADOS EXPERIMENTALES

Se realizaron varias pruebas para comprobar la estabilidad del convertidor, entre ellas la de conectar como carga circuitos netamente resistivos, netamente inductivos y cargas del tipo RL como la de un motor DC.

Se comprobó que cuando se conectaba un motor DC, existía una fuerza contraelectromotriz la cual era muy alta cuando este se encontraba en vacío. A continuación se presentaran las respectivas graficas y resultados experimentales obtenidos por nuestro convertidor usando un motor DC de 12V con una corriente promedio de 4A.

6.3.1 RELACION ENTRE I DE ARMADURA VS V DE ARMADURA

Va (V)	Ia (A)
0	0
1,2	0,94
2,07	1,54
3,5	2,34
5,3	2,87
7,4	3,21
9,03	3,9
12	4,4

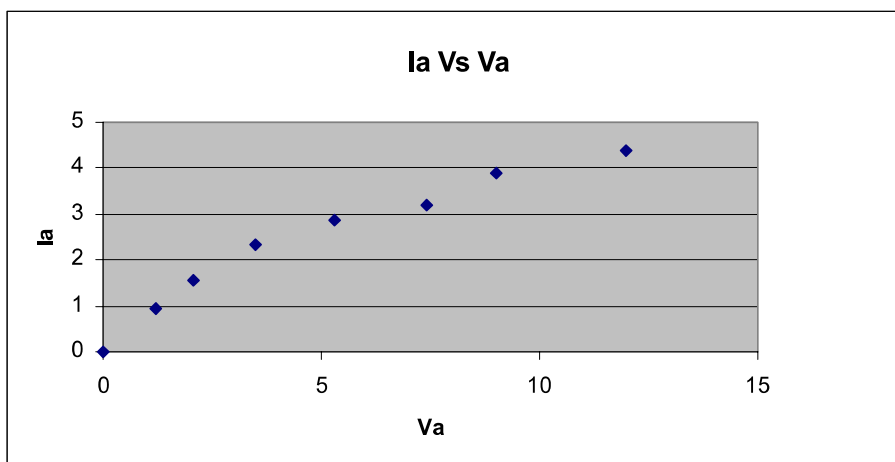


Figura 6-2 Corriente de Armadura Vs Voltaje de armadura.

6.3.2 RELACION ENTRE VELOCIDAD VS V DE TACOMETRO

Vtac (V)	W (rpm)
0	0
0,54	117
1,2	262
2,9	435
3,4	598
4,7	980
5,98	1550
6,2	1658

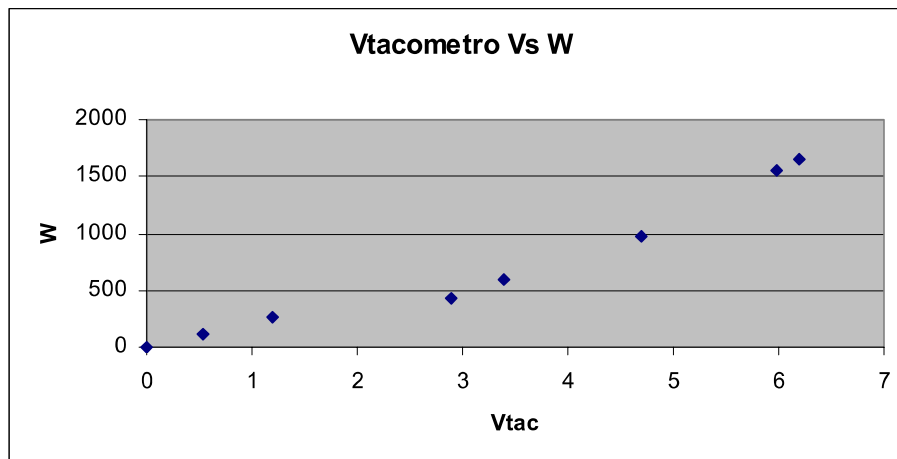


Figura 6-3 Velocidad del motor Vs Voltaje de tacómetro.

6.3.3 RELACION ENTRE VELOCIDAD VS V DE ARMADURA

Va (V)	W (rpm)
0.0	0
1,1	117
3,0	262
4,0	435
5,0	598
7,0	980
10,0	1550
12,0	1658

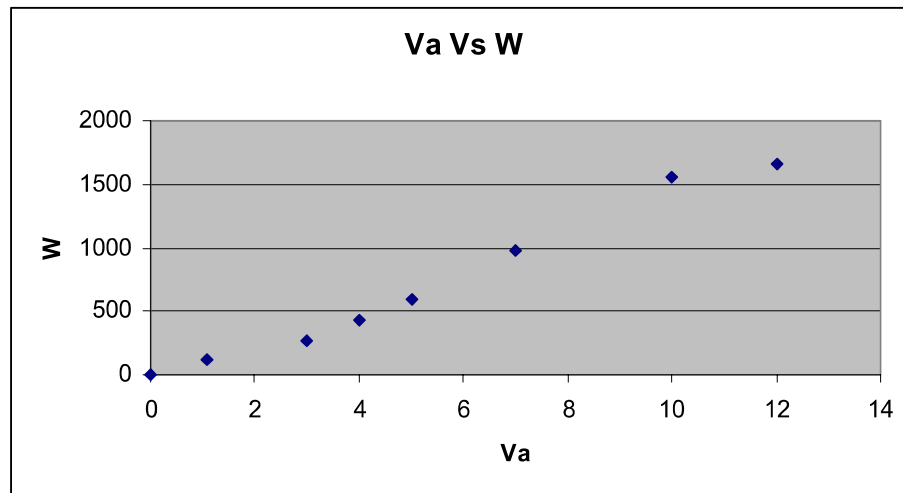


Figura 6-4 Voltaje de Armadura Vs Velocidad.

6.4 GRAFICAS EXPERIMENTALES

A continuación se muestran las gráficas de las señales tanto de control como de fuerza que se obtuvieron experimentalmente.

6.4.1 GRAFICAS DE CONTROL

Las graficas de control presentadas a continuación, muestran las señales generadas de la onda rampa, PWM, pulsos de disparo de los tiristores T1 y T2, y nivel de voltaje DC de comparación.

Cabe señalar, que el nivel DC de comparación, por protección y estabilidad del sistema, esta configurado para tener un rango de 0.5Vdc hasta 11.5Vdc,

es decir no llega al los valores máximos de voltaje de la onda rampa generada (0-12Vdc).

6.4.1.1 ONDA RAMPA Y NIVEL DC DE COMPARACION

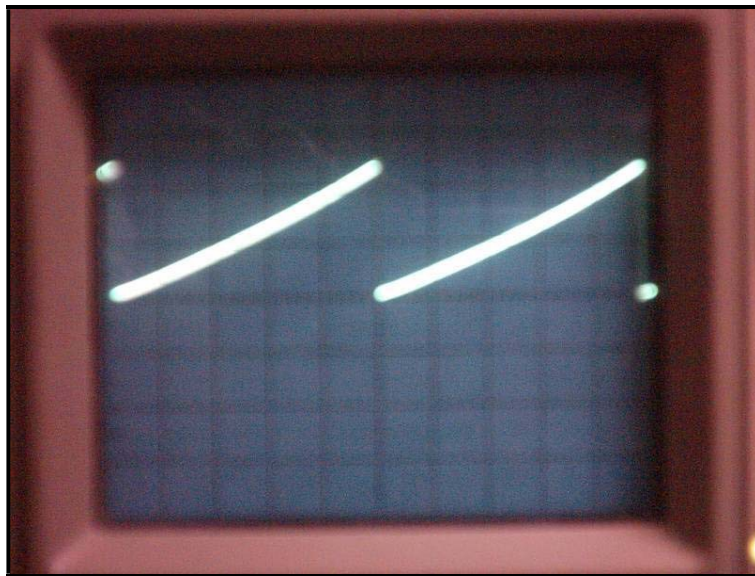


Figura 6-5 Onda Rampa



Figura 6-6 Onda Rampa-Voltaje de comparación

6.4.1.2 ANCHO DE PULSO PWM

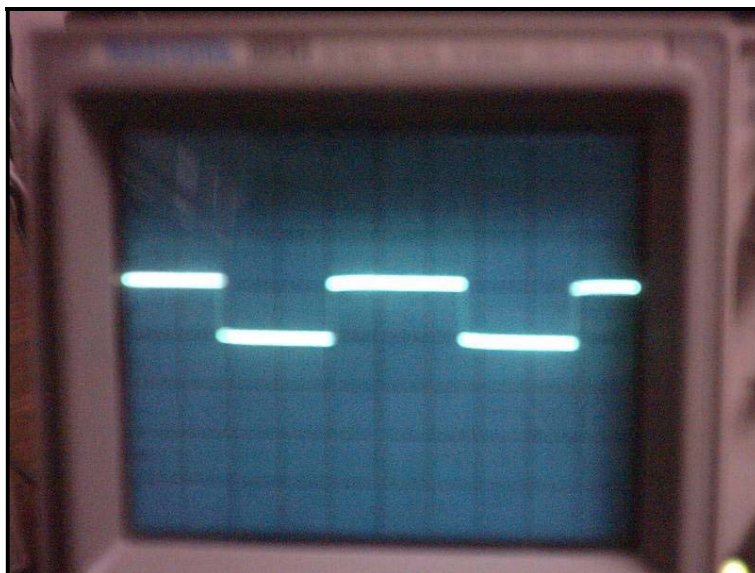


Figura 6-7 Forma de onda PWM.

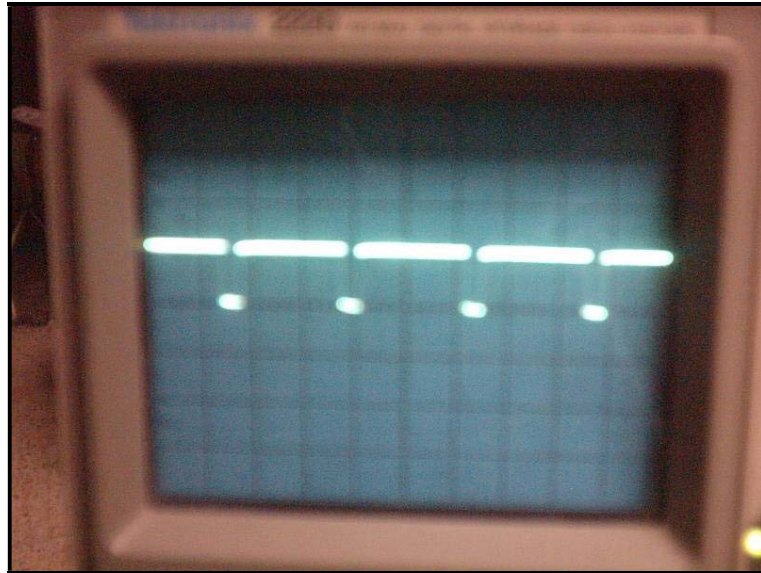


Figura 6-8 Forma de onda PWM con un nivel de comparación máximo.

6.4.1.3 PULSOS DE DISPARO G1 Y G2

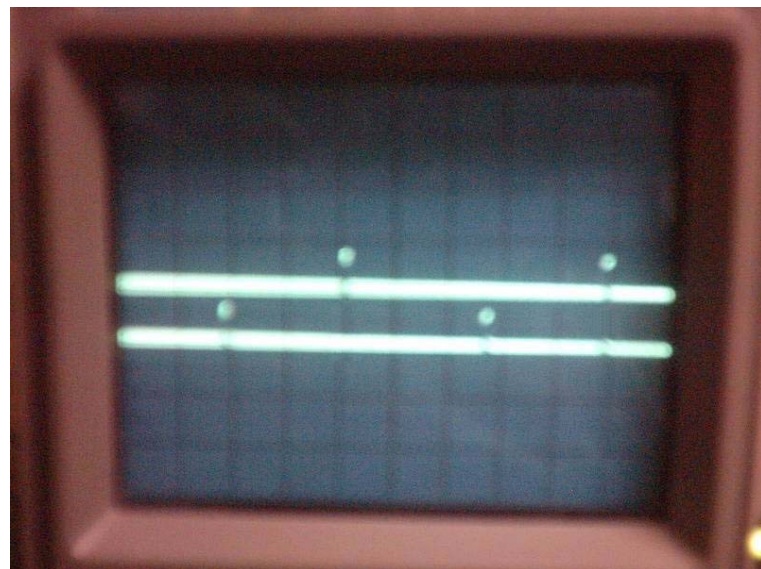


Figura 6-9 Pulsos de disparo G1 y G2.

6.4.2 GRAFICAS DE FUERZA

Las gráficas del circuito de fuerza mostradas a continuación fueron tomadas con un valor de 6Vdc como nivel de referencia, con una corriente promedio de 3A, usando un motor DC de 12V de excitación separada.

6.4.2.1 VOLTAJE EN LA CARGA



Figura 6-10 Voltaje de Salida Vo.

6.4.2.2 VOLTAJE EN EL CAPACITOR

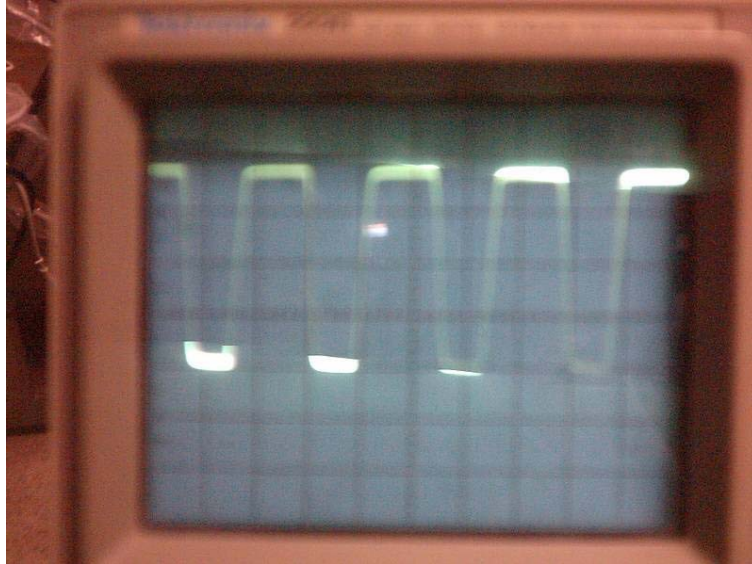


Figura 6-11 Voltaje en el capacitor VC.

6.4.2.3 VOLTAJE ENTRE ANODO – CATODO DE T1 Y T2



Figura 6-12 Voltaje Ánodo-Cátodo del tiristor T1.

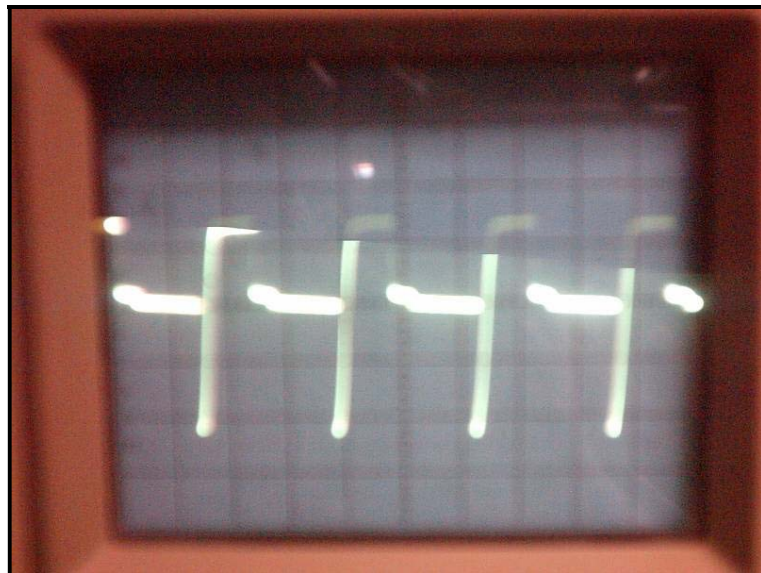


Figura 6-13 Voltaje Ánodo-Cátodo del tiristor T2

6.4.2.4 CORRIENTE EN LA CARGA

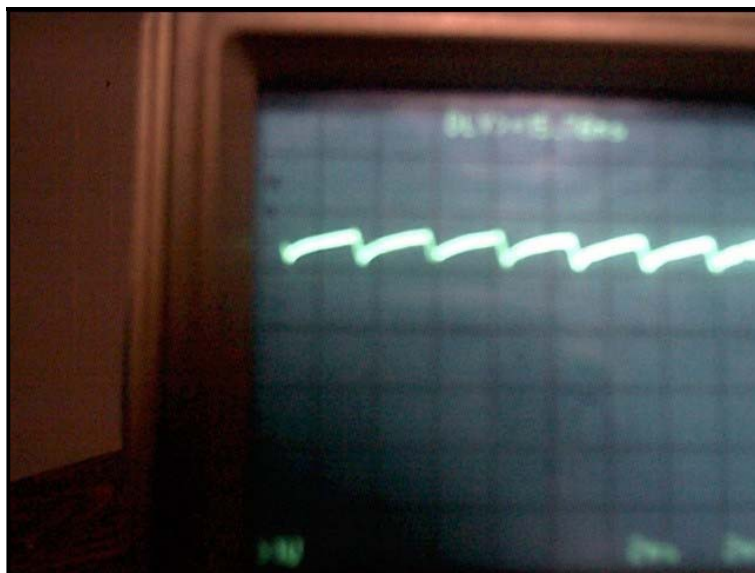


Figura 6-14 Corriente en la Carga

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Al finalizar el convertidor DC/DC implementado, se pudo comprobar la eficiencia y alta confiabilidad de los dispositivos semiconductores de potencia. Se pudo comprobar así mismo la importancia de la etapa de control pues mediante el uso de amplificadores operacionales y circuitos digitales controlamos la secuencia de disparo para la señal de arranque-parada de nuestro convertidor DC/DC.

Por las pruebas experimentales realizadas, se puede exponer que:

- Se puede realizar control de velocidad de un motor DC variando el ancho de pulso del voltaje promedio de alimentación a través del uso de un troceador. De igual forma, si se varía la frecuencia de troceo se puede también controlar la velocidad de un motor DC.
- El voltaje y corriente de salida del convertidor fluyen en un solo sentido (hacia la carga), pues la operación de este convertidor es en un solo cuadrante.
- Para efectos de control, hay que tener presente cual es la secuencia de disparo de los tiristores.
- Si se desea realizar un proceso automático de control, es necesario implementar un circuito de lazo cerrado, de tal forma que la señal de salida se

compare con una referencia fija establecida y su diferencia se reintroduzca como señal de entrada en el sistema implementado.

Como recomendación, se puede afirmar lo siguiente:

- Hay que tener cuidado con la corriente de arranque y promedio en la carga, pues los tiristores utilizados, pueden soportar corrientes pico de 8-9A.
- Para evitar que los tiristores se dañen por exceso de calor, se utilizaron disipadores de aluminio. Tener presente que al realizar el montaje de los tiristores sobre los disipadores hay que usar un material que permita la transmisión de calor, pero que sea aislante de corriente, pues puede provocar cortocircuitos y dañar los tiristores.
- Si se van a realizar mediciones, evitar unir la tierra o nivel de referencia cero de voltaje de la parte de control con la de fuerza.

ANEXOS

A.- CIRCUITO IMPRESO DE LA ETAPA DE CONTROL

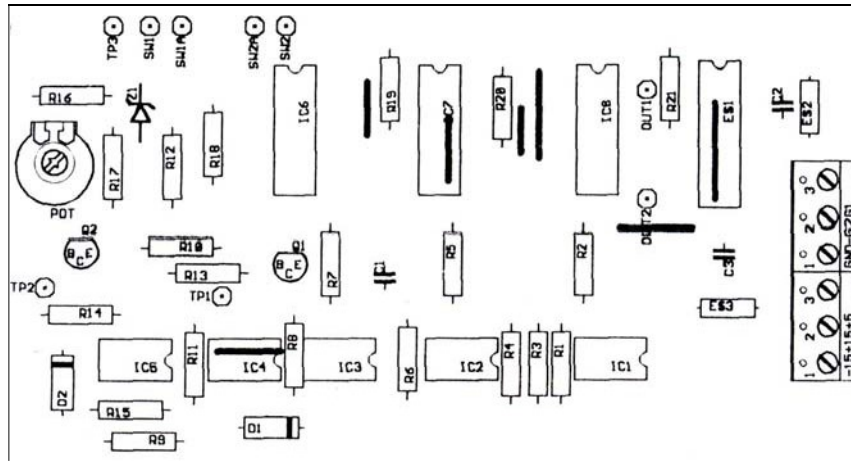


Figura A-1 Layout del circuito de control

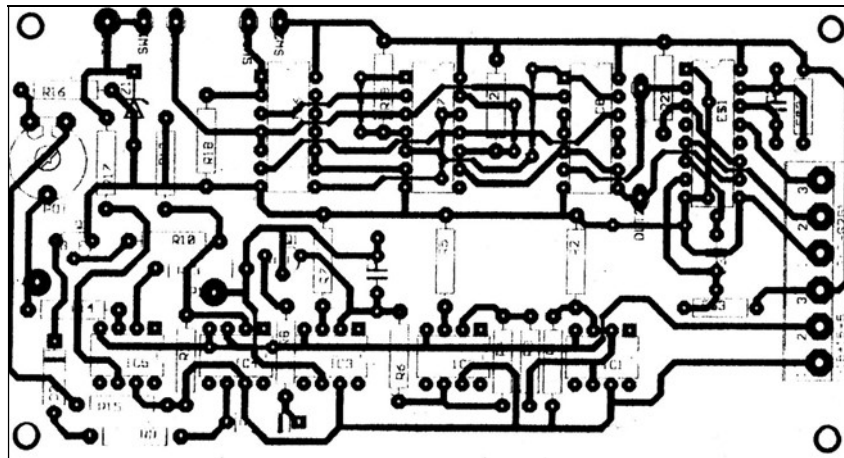
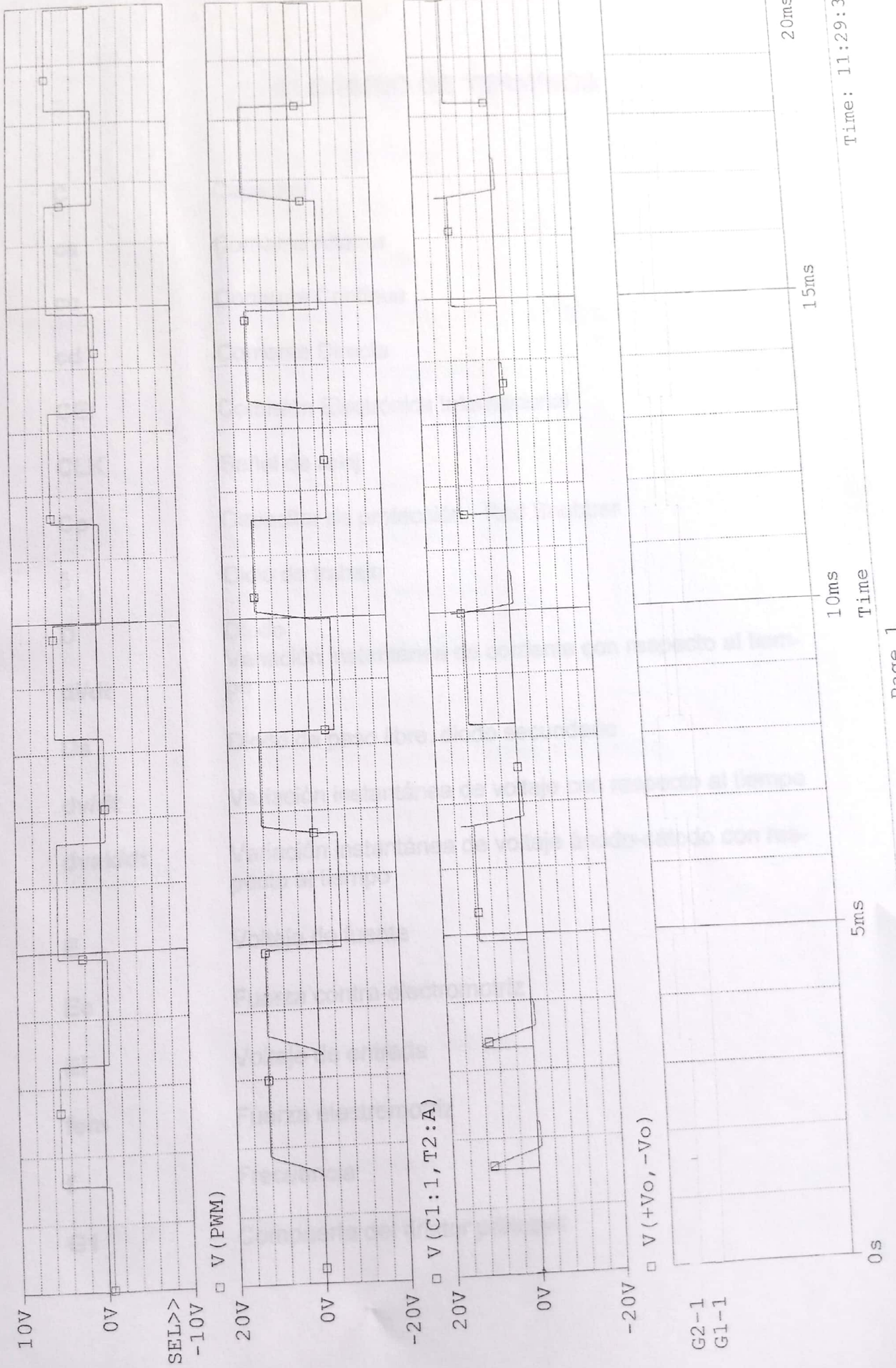


Figura A-2 Pista del circuito de control.

C.- GRAFICAS DE SIMULACION CON CADENCE PSD 14.1

(A) Schematic-3.dat (active)



GLOSARIO DE TERMINOS

C	Capacitor
ca	Corriente Alterna
cc	Corriente Continua
cd	Corriente Directa
CEI	Comisión Electrónica Internacional
CLK	Señal de reloj
Cp	Capacitor de protección - Red Snubber
δ	Ciclo de trabajo
D	Diodo
di/dt	Variación instantánea de corriente con respecto al tiempo
Ds	Diodo de paso libre, diodo secundario
dv/dt	Variación instantánea de voltaje con respecto al tiempo
dvak/dt	Variación instantánea de voltaje ánodo-cátodo con respecto al tiempo
E	Voltaje de fuente
Ec	Fuerza contra-electromotriz
Ei	Voltaje de entrada
fem	Fuerza electromotriz
f	Frecuencia
G1	Compuerta del tiristor principal

G2	Compuerta del tiristor secundario
Ia	Corriente de armadura
Ib	Corriente de base
Ic	Corriente de colector
Icb	Corriente colector-base de un transistor
Idc	Corriente de corriente continua
ID	Corriente de estado inactivo
Ie	Corriente de emisor
Ig	Corriente de compuerta de un tiristor
IH	Corriente de mantenimiento
IL	Corriente de enganche
Io	Corriente de carga
io(t)	Corriente de carga con respecto al tiempo
IR	Corriente de fuga inversa
J1, J2, J3	Unión
L	Inductor
Lf	Inductor de campo
Lo	Inductor de salida o carga
Pe, Pi	Potencia de entrada
Po	Potencia de salida
Po(max)	Potencia de salida máxima

PWM	Pulse Width Modulation - Modulación por ancho de pulso
Q1, Q2	Transistor
R	Resistencia
Rf	Resistencia de campo
Ri	Resistencia de inducido
Ro	Resistencia de salida - carga
Rp	Resistencia de protección - Red Snubber
S, S1, S2	Interruptor
Start	Señal de activación
Stop	Señal de desactivación
T	Periodo, torque
t	tiempo
T1	Tiristor principal
T2	Tiristor secundario
Toff	Tiempo de apagado
Ton	Tiempo de encendido
Vak	Voltaje Ánodo - Cátodo
Vbo	Voltaje de ruptura directa
Vc1	Voltaje en el capacitor
Vcomp	Señal de voltaje de comparación
Vf	Voltaje de campo

V_i, V_{in}	Voltaje de entrada
V_o	Voltaje de salida
$V_o(\max)$	Voltaje de salida máximo
V_{out}	Señal de voltaje de salida
V_{ramp}	Señal rampa
V_{ref}	Señal de referencia
V_{rms}	Valor eficaz de voltaje en la carga
V_{tac}	Voltaje de tacómetro
V_{var}	Señal de voltaje continuo variable
W	Velocidad
α	Ganancia de corriente

BIBLIOGRAFIA Y REFERENCIAS

1. DEWAN, S. – SLEMON, G. Power Semiconductor Drives, Weley Interscience Publication, USA, 1984.
2. RASHID H. Electrónica de Potencia, circuitos dispositivos y aplicaciones Pretince Hall, México, 1993.
3. AGUILAR PEÑA J.D., Electrónica de Potencia: Rectificación y fuentes de alimentación.
4. GARRIGUES BAIXAULI, IBAÑEZ ESCOBAR., Convertidores DC/DC. Servicio de publicaciones E.U.P. Valencia.
5. FISHER M. J. Power Electronics. Ed. PWS-KENT.
6. LIWSCHITZ MICHAEL, WHIPPLE CLYDE., Maquinas de corriente continua. CECSA, México, 1972.
7. CHAPMAN, S. Maquinas Eléctricas, McGrawHill, México, 1991.