

**ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL
LITORAL**

**Facultad de Ingeniería en Electricidad y
Computación**

**“DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN
TROCEADOR CONMUTADO POR CORRIENTE
PARA REALIZAR UN CONTROL DE
VELOCIDAD A UN MOTOR DC”**

TRABAJO DE GRADUACION

Previo a la obtención del Título de:
INGENIERO EN ELECTRICIDAD
Especialización: INDUSTRIAL

Presentado por:

FABRICIO CEDEÑO CASTRO

CARLOS CASTILLO ZUÑIGA

DOUGLAS GÓMEZ CRESPO

JEANETTE SÁNCHEZ COCHA

EDGAR VILLALVA CÁRDENAS

Guayaquil – Ecuador
1999

AGRADECIMIENTO

Los alumnos quieren dejar constancia de su gran reconocimiento a todas aquellas personas que contribuyeron en nuestra formación profesional.

A nuestros profesores y ayudantes por los conocimientos impartidos en forma desinteresada buscando siempre nuestra constante superación.

DEDICATORIA

A DIOS por darnos la fuerza suficiente para llegar hasta el final, a nuestros PADRES por los sabios y valiosos consejos impartidos y por el apoyo incondicional brindado durante todo este tiempo sin lo cual no habiéramos podido salir adelante.

ING. CARLOS MONSALVE

Sub – Decano de la Facultad
de Ingeniería Eléctrica

ING. NORMAN CHOOTONG

Director de Tópico

ING. RODRIGO BERREZUETA

Miembro del Tribunal

ING. WASHINGTON MEDINA

Miembro del Tribunal

DECLARACION EXPRESA

“ La responsabilidad por los hechos, ideas y doctrinas expuestos en esta tesis, nos corresponden exclusivamente; y el patrimonio intelectual de la misma, a la ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL”.

(Reglamento de Exámenes y Títulos profesionales de la ESPOL)

Fabricio Cedeño Castro _____

Carlos Castillo Zuñiga _____

Douglas Gómez Crespo _____

Jeanette Sánchez Cocha _____

Edgar Villalva Cárdenas _____

RESUMEN

El trabajo que a continuación se expone trata sobre la aplicación que se da a los tiristores para controlar la velocidad a un motor de tipo excitación separada (servomotor), variando el ancho de pulso del voltaje promedio de alimentación a través del uso de un troceador en el cual su tiristor principal es desactivado en forma forzada usando una conmutación por corriente.

Para realizar el control sobre los elementos de fuerza del troceador se usa una circuitería formada mayoritariamente de elementos discretos y en menor proporción de dispositivos semiconductores.

El circuito de control consta de etapas bien definidas como son la unidad de control de velocidad y corriente y la unidad de disparo.

En la primera etapa se han usado como elementos de realimentación un tacómetro para la velocidad y una resistencia para la corriente, de igual forma se han utilizado controladores de tipo proporcional e integral (PI) pues estos nos proporcionan un error en estado estable igual a cero.

La segunda etapa es la encargada de generar los pulsos y luego sincronizarlos para que exista una secuencia de disparo determinada y de esta forma tener control sobre el ángulo de disparo de los tiristores que conforman el troceador.

Previo al desarrollo del troceador mencionado anteriormente se realiza un análisis de los diferentes tipos de troceadores cuando se los clasifica en función de su cuadrante de trabajo.

De igual manera se realiza un análisis de las características de los diferentes motores en los cuales se puede realizar control de velocidad aplicando el uso de los troceadores.

INDICE GENERAL

	PAGINA
RESUMEN	VI
INDICE GENERAL	VIII
INDICE DE FIGURAS	XII
INDICE DE TABLAS	XVI
INDICE DE ABREVIATURAS	XVII
INTRODUCCION	21
I GENERALIDADES	23
1.1 Aplicación específica de los tiristores	23
1.1.1 Troceadores: Principios básicos	24
1.2 Clasificación de los troceadores según los cuadrantes de trabajo	26
1.2.1 Troceador clase A	27
1.2.2 Troceador clase B	31
1.2.3 Troceador clase C	33
1.2.4 Troceador clase D	36
1.2.5 Troceador clase E	40
1.2 Clasificación de los troceadores según formas de conmutación	42
II ANALISIS DE UN MOTOR DC	44
2.1 Generalidades	44

2.2	Circuito equivalente de un motor de cc	45
2.3	Clasificación de los motores dc	46
2.3.1	Motor de excitación independiente	48
2.3.2	Motor serie	49
2.3.3	Motor de imán permanente	52
2.3.4	Servomotor dc	53
2.3.4.1	El Servomotor dc de campo controlado	54
2.3.4.2	Servomotores dc de armadura controlada	56
2.3.4.3	Servomotor dc de imán permanente	57
2.4	Control de velocidad y características w vs T_a en los motores dc	58
2.4.1	Características en motores excitación separada	59
2.4.1.1	Control mediante el cambio de la resistencia de campo	59
2.4.1.2	Control mediante el cambio de voltaje de armadura	62
2.4.1.3	Control mediante una resistencia en serie con la armadura	64
2.4.2	Características en los motores serie	65
2.4.3	Característica de un servomotor dc	66
III	DISEÑO DEL TROCEADOR CONMUTADO POR CORRIENTE	68
3.1	Descripción del funcionamiento	68
3.1.1	Conmutación forzada del tiristor T1	69
3.1.2	Autoconmutación del tiristor T2	72
3.1.3	Encendido y autoconmutación del tiristor T3	75

3.2	Condiciones de diseño	76
3.3	Protección del sistema	79
3.3.1	Aislamiento entre control y fuerza	80
3.3.2	Protección contra calor	80
3.3.3	Protección contra di/dt	81
3.3.4	Protección contra dv/dt	82
3.3.5	Protección contra sobrevoltaje	84
3.3.6	Protección contra sobrecorrientes	85
3.3.7	Protección de la compuerta	86
3.4	Análisis del filtro reductor de armónicas	86
IV DISEÑO DEL CIRCUITO DE CONTROL		91
4.1	Diagrama de bloques del circuito	91
4.2	Descripción del funcionamiento	93
4.3	Eliminador de sobreoscilaciones de velocidad de referencia	94
4.4	Generador de rampa	97
4.5	Control de arranque	103
4.6	Circuito de disparo	111
4.7	Diseño del controlador de velocidad	113
4.8	Controlador y limitador de corriente	118
4.8	Etapla amplificadora de pulsos	123

V ENSAMBLAJE, PRUEBAS Y RESULTADOS EXPERIMENTALES	125
5.1 Lista de materiales	125
5.2 Ensamblaje de los componentes	128
5.3 Pruebas y resultados experimentales en lazo abierto	130
5.3.1 Relación corriente de armadura vs. Voltaje de armadura.	130
5.3.2 Relación de velocidad vs. Voltaje de armadura	131
5.3.3 Relación voltaje del tacómetro vs. Voltaje de armadura	132
5.3.4 Relación voltaje del tacómetro vs. Velocidad	133
5.4 Pruebas y resultados experimentales en lazo cerrado	134
5.4.1 Relación de velocidad vs. Voltaje de armadura	134
5.4.2 Relación corriente de armadura vs. Voltaje de armadura.	135
5.4.3 Relación voltaje del tacómetro vs. Voltaje de armadura	136
5.4.4 Resultados de diferentes etapas del circuito	137
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	147
APENDICES	
A. PARAMETROS DE UN TIRISTOR	150
A1. DATOS TECNICOS DEL TIRISTOR NTE 230	152
A2. DATOS TECNICOS DEL TIRISTOR NTE 5465	153
B. CIRCUITO LC SIN FUENTE	154
BIBLIOGRAFIA	156

INDICE DE FIGURAS

FIGURA	TITULO	PAGINA
1.1	Formas de onda del voltaje en la carga usando un troceador	25
1.2	Diagrama de un troceador clase A	27
1.3	Formas de onda de un troceador clase A	28
1.4	Diagrama de un troceador clase B	31
1.5	Formas de onda de un troceador clase B	32
1.6	Diagrama de un troceador clase C	33
1.7	Formas de onda de un troceador clase C	35
1.8	Diagrama de un troceador clase D	36
1.9	Formas de onda de un troceador clase D	37
1.10	Diagrama de un troceador clase E	40
1.11	Diagrama de un troceador clase E operando en dos cuadrantes	41
2.1	Circuito equivalente de un motor DC	46
2.2	Tipos de motores DC	47
2.3	Diagrama de un motor de excitación separada	48
2.4	Diagrama de un motor serie	50
2.5	Diagrama esquemático de un servomotor	53
2.6	Diagrama de un servomotor dc de campo controlado	55
2.7	Diagrama de un servomotor dc de armadura controlada	56

2.8	Diagrama de un servomotor dc de imán permanente	57
2.9	Relación entre T_a vs w respecto a I_f cuando V_a es cte	61
2.10	Característica w vs T_a en un motor excitación separada cuando V_a es variable	63
2.11	Relación entre T_a y w respecto a V_a	63
2.12	Característica w vs T_a en un motor excitación separada cuando se introducen resistencias en la armadura.	64
2.13	Característica par – velocidad en un motor serie	65
2.14	Característica T_a vs w para diferentes valores de V_a en un Servomotor.	67
3.1	Diagrama del troceador conmutado por corriente	68
3.2	Circuito de protección contra cambios bruscos de corriente	81
3.3	Circuito de protección contra cambios bruscos de voltaje	83
3.4	Diagrama del filtro reductor de armónicas	87
4.1	Diagrama de bloques general del circuito de control	92
4.2	Circuito eliminador de sobreoscilaciones	96
4.3	Circuito generador de rampa	98
4.4	Diagrama del temporizador X2 para generar la señal de CLK	104
4.5	Diagrama de tiempo de la señal CLK	105
4.6	Diagrama de tiempo del control de sincronismo	106
4.7	Temporizador que genera la señal STOP	107
4.8	Diagrama de tiempo de la señal STOP	108

4.9	Diagrama de tiempo de los pulsos de disparo de los tiristores 1,2,3	109
4.10	Circuito de control de arranque y paro	110
4.11	Diagrama del circuito comparador entre el voltaje de control y la Rampa	111
4.12	Voltaje para cada uno de los tiristores del troceador	112
4.13	Diagrama de las señales de disparo a los tiristores T1-T3 y T2	112
4.14	Diagrama de bloques del sistema de control de velocidad en lazo Cerrado	113
4.15	Circuito de realimentación de velocidad	114
4.16	Circuito esquemático del controlador de velocidad	117
4.17	Diagrama de realimentación de corriente en el circuito de fuerza	118
4.18	Circuito controlador y limitador de corriente	121
4.19	Circuito general de control de velocidad y corriente	122
4.20	Circuito amplificador de pulsos de disparo	123
4.21	Diagrama de tiempo del voltaje en la base del transistor y en la Compuerta del tiristor	124
5.1	Servomotor utilizado para realizar el control de velocidad	128
5.2	Fotografía del circuito de fuerza	129
5.3	Fotografía del circuito de control	129
5.4	Corriente de armadura en función del voltaje de armadura en lazo Abierto	130
5.5	Velocidad en función del voltaje de armadura en lazo abierto	131

5.6	Voltaje del tacómetro en función del voltaje de armadura en lazo Abierto	132
5.7	Voltaje del tacómetro en función de la velocidad del motor en Lazo abierto	133
5.8	Velocidad en función del voltaje de armadura en lazo cerrado	134
5.9	Corriente de armadura en función del voltaje de armadura en lazo cerrado	135
5.10	Voltaje del tacómetro en función del voltaje de armadura en lazo Cerrado	136
5.11	Comparación entre el generador de rampa y la salida del Controlador	138
5.12	Formas de onda utilizadas para disparar los tiristores T1,T3 y T2	139
5.13	Voltaje en los terminales de armadura	140
5.14	Señal de onda de corriente a la salida del filtro RC	141
5.15	Limitación de corriente	143
5.16	Comparación del voltaje de control y la rampa con otra Referencia	144
5.17	Formas de onda para disparar los tiristores 1,2,3 con otra Referencia	145
5.18	Señal de salida del tacómetro después del filtro RC con otra Referencia	146
B1	Circuito LC sin fuente	154

INDICE DE TABLAS

TABLA	TITULO	PAGINA
4.1	Relación entre f y V_i para el generador de rampa	101
5.1	Relación V_a vs I_a en lazo abierto	130
5.2	Relación w vs V_a en lazo abierto	131
5.3	Relación V_{tac} vs V_a en lazo abierto	132
5.4	Relación V_{tac} vs w en lazo abierto	133
5.5	Relación w vs V_a en lazo cerrado	134
5.6	Relación I_a vs V_a en lazo cerrado	135
5.7	Relación V_{tac} vs V_a en lazo cerrado	136

INDICE DE ABREVIATURAS

CE	Caída de voltaje en las escobillas
V _{tac}	Voltaje de salida del tacómetro
V _{ref}	Voltaje de salida del controlador de velocidad
t_{on}	Tiempo de encendido
I_o	Corriente de carga
E _g	Fuerza electromotriz generada
L	Inductancia del troceador
C	Capacitor del troceador
R _a	Resistencia de la armadura
V _a	Voltaje de la armadura
I _g	Corriente de compuerta
V _{Ri}	Voltaje en la resistencia R _i
V _{ak}	Voltaje en las terminales ánodo cátodo del tiristor
L _f	Inductancia del campo
L _a	Inductancia de armadura
i_f	Corriente del campo
V _f	Voltaje aplicado al campo
T	Periodo de troceo
E _L	Fuerza electromotriz inducida en la inductancia
V	Voltaje de la fuente de alimentación
T _i	Tiristor i

I_g	Corriente de compuerta del tiristor
I_D	Corriente del diodo
D_i	Diodo i
ω	Velocidad
ϕ	Flujo
T_a	Par producido en el motor o par inducido
c	Constante de proporcionalidad
R_f	Resistencia de campo
I_1, I_2	Corrientes que fluyen en el circuito generador de rampa
T_{carga}	Par producido por la carga
V_{co}	Voltaje inicial en el capacitor
I_c	Corriente en el capacitor
V_c	Voltaje del capacitor
R_{shunt}	Resistencia colocada en serie con la armadura
V_{shunt}	Voltaje de la resistencia shunt
V_L	Voltaje del inductor
I_p	Corriente pico de resonancia
t	Tiempo
t_i	Tiempo en el instante i , donde $i=1,2,3..$
t_{off}	Tiempo máximo de desactivación del circuito
t_q	Tiempo de desactivación del tiristor principal
W	Frecuencia de resonancia del circuito
CLK	Señal de reloj

W_{ref}	Voltaje de referencia, que representa la velocidad deseada para el motor.
W_{max}	Velocidad máxima del motor.
W_{min}	Velocidad mínima del motor.
V_i	Voltaje de entrada para el generador de rampa
f	Frecuencia de troceo
V_{dis}^*	Pulso de disparo del tiristor T2
V_{dis}	Pulso de disparo del tiristor T1 y T3
T_n	Constante de tiempo de acción integral
V_r	Voltaje de salida del generador de rampa
ON	Entrada asincrónica para el circuito de control
START	Señal que activa los pulsos de disparo para los tiristores
STOP	Señal que desactiva los pulsos de disparos de los tiristores
Talta	Tiempo de estado lógico alto de la señal de reloj
T_a	Constante de tiempo eléctrica
i_s	Corriente que entrega la fuente
V_o	Voltaje en la carga
i_L	Corriente que circula por el inductor
R_p	Resistencia de protección contra cambios bruscos de voltaje
D_m	Diodo de paso libre
I_a	Corriente de la armadura
$\frac{di}{dt}$	Variación instantánea de corriente con respecto al tiempo

$\frac{dv}{dt}$	Variación instantánea de voltaje con respecto al tiempo
W	Señal de Error
-Wref*	Voltaje de salida del circuito eliminador de sobreoscilaciones

INTRODUCCION

El control automático ha jugado un papel clave en el desarrollo de la ingeniería y de la ciencia, convirtiéndose en parte integral de los procesos industriales modernos.

El troceador diseñado tiene un amplio uso industrial para realizar control de velocidad a los motores dc.

En este troceador se han usado elementos de estado sólido llamados tiristores, específicamente SCRs los cuales son actualmente muy importantes en el control de la energía eléctrica. Estos elementos son muy confiables, bastante rápidos y su costo es relativamente bajo.

En la parte de fuerza se han usado dos tiristores, uno principal y dos auxiliares, dos diodos de potencia, un capacitor, una inductancia y un fusible como elemento de protección.

En el circuito de control se han usado elementos discretos tales como resistencias, capacitores y transformadores de pulso y elementos semiconductores tales como diodos, transistores, amplificadores operacionales, puertas lógicas, flip-flops y osciladores.

Para los lazos de realimentación de velocidad y corriente se han usado transductores y controladores del tipo proporcional e integral (PI).

El motor al cual se va a controlar la velocidad, es un servomotor dc de pequeña potencia.

El implementar este proyecto resulta bastante económico, pues los elementos anteriormente mencionados son muy baratos y nos permiten reducir el tamaño físico si se los quiere colocar sobre un circuito impreso.

CAPITULO I

GENERALIDADES

1.1 APLICACIÓN ESPECIFICA DE LOS TIRISTORES.

Los tiristores en general, son dispositivos semiconductores formados por cuatro o más capas alternadas de materiales tipo N y P que producen por retroalimentación interna un efecto de enganche o enclavamiento (latching), el cual los hace extremadamente útiles en aplicaciones de conmutación y de control de potencia, donde son empleados como interruptores de estado sólido.

Los tiristores son interruptores electrónicos muy eficientes que han revolucionado notablemente la forma de controlar y manejar potencia pues permite conmutar corrientes desde menos de un amperio a más de 2500 amperios.

Comparado con un interruptor electromecánico, un tiristor tiene una vida de servicio muy larga, puede operar a muy altas velocidades, no genera chispas, trabaja silenciosamente, es insensible a la gravedad y a las vibraciones, etc. Además, una vez disparado su resistencia de conducción es muy baja.

En la práctica, los tiristores se utilizan en una gran variedad de aplicaciones. Algunas de ellas son: interruptores estáticos AC o DC, controladores de velocidad de motores (drivers), reguladores de iluminación (dimmers), controladores de temperatura, convertidores de potencia (rectificadores controlados, troceadores, inversores,

cicloversores.), sistemas de alimentación ininterrumpibles (UPS), sistemas de alarma, fuentes de alimentación, cargadores de baterías, temporizadores, etc.

1.1.1 TROCEADORES: PRINCIPIOS BASICOS

Los troceadores son circuitos electrónicos capaces de convertir una corriente dc pura en otra corriente dc de voltajes variables y aislados entre sí.

La fuente de corriente continua puede ser una batería, un convertidor o rectificador conectado a un voltaje alterno y cuya salida debe ser también una tensión continua.

Se lo suele también llamar “Chopper”, convertidor o regulador de conmutación y su aplicación se debe a la necesidad de alimentar ciertas cargas que precisan de una corriente continua para su funcionamiento tales como cargadores de baterías, alimentación de emisoras o radio – cassettes en camiones o autocares, donde los primeros son de 12 V y los segundo funcionan a 24 V, control de motores de tracción de automóviles eléctricos, tranvías eléctricos, grúas marinas, montacargas y elevadores de minas, alimentación de potencia variable en cc, control de motores de ca de anillos deslizantes, etc.

El troceador básicamente funciona como un interruptor entre una fuente dc y su carga, variando el valor promedio de la tensión aplicada a la carga mediante el uso de elementos semiconductores que permiten controlar la relación entre el tiempo de cierre y el ciclo completo de trabajo.

La manera en que el voltaje promedio que le llega a la carga es reducido debajo del valor de la fuente es mostrada en la figura 1.1

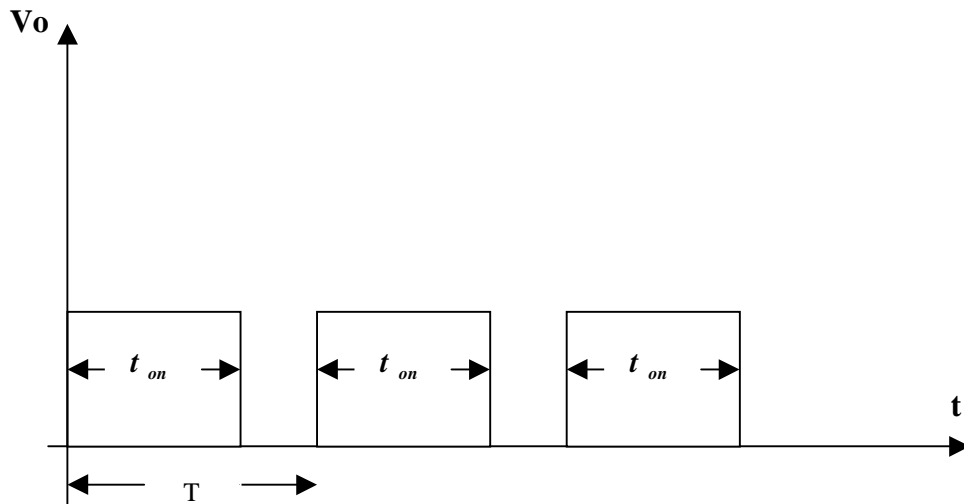


Figura 1.1 Forma de onda del voltaje en la carga usando un troceador

En esta figura se observa que el troceador aplica un tren de pulsos de voltaje unidireccional sobre la carga. La magnitud de estos pulsos tiene un valor igual que la fuente de voltaje.

El voltaje de la carga V_o puede ser variado de una de las siguientes maneras:

1. t_{on} puede ser variado, mientras que el valor de T es mantenido constante (modulación por ancho de pulso).
2. t_{on} puede ser mantenido constante, mientras que el valor de T es variado (modulación por frecuencia).

3. Combinando las dos maneras anteriores.

En la práctica todos los troceadores no mantienen el voltaje de salida como el mostrado en la figura 1.1 pero es conveniente ignorar todas las variaciones que pudieran ocurrir mientras se analizan los principios básicos de operación de los varios tipos de troceadores que se pueden diseñar.

Los troceadores tienen como elementos de control a los tiristores y transistores pues son más eficientes, más baratos y poseen un tiempo de vida indefinido (siempre que no se sobrepase sus capacidades nominales).

Para su aplicación en motores dc se suele clasificar a los troceadores de acuerdo al número de cuadrantes en los cuales opera el voltaje y corriente en la carga.

Otra forma de clasificar a los troceadores es de acuerdo a la forma de conmutación que posee el tiristor principal.

1.2 CLASIFICACION DE LOS TROCEADORES SEGUN LOS CUADRANTES DE TRABAJO

A continuación se explicará la clasificación que se da a los troceadores según los cuadrantes de trabajo del voltaje y corriente de la carga.

1.2.1 TROCEADOR CLASE “ A ”

En este tipo de troceador tanto el voltaje como la corriente en la carga pueden ser solamente positivos, por esta razón es que se los denomina troceadores del I cuadrante.

Un diagrama del circuito es mostrado en la figura 1.2 y todas las formas de onda para cuando se tienen 2 posibles condiciones de operación con corriente continua y discontinua son mostradas en la figura 1.3 Se asume que el control es por modulación de frecuencia.

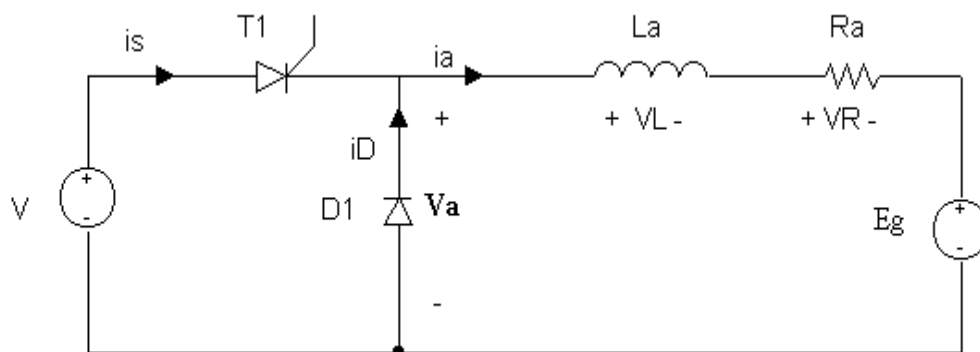


Figura 1.2. Diagrama de un Troceador Clase A

En la figura 1.3b la corriente de carga i_o es discontinua, por lo que durante el intervalo en que i_o es cero $V_a = E_g$

En la figura 1.3c el periodo de troceo ha sido reducido, manteniendo el t_{on} constante con la finalidad de que el flujo de corriente i_o no cese totalmente antes de que T_1 sea nuevamente encendido, por tanto la corriente de carga es continua, lo cual permite

obtener un voltaje V_a en la carga que consiste de un tren de pulsos rectangulares de magnitud V .

Un incremento de la carga inductiva L o una reducción E_g , nos permite obtener una corriente de salida de tipo continuo.

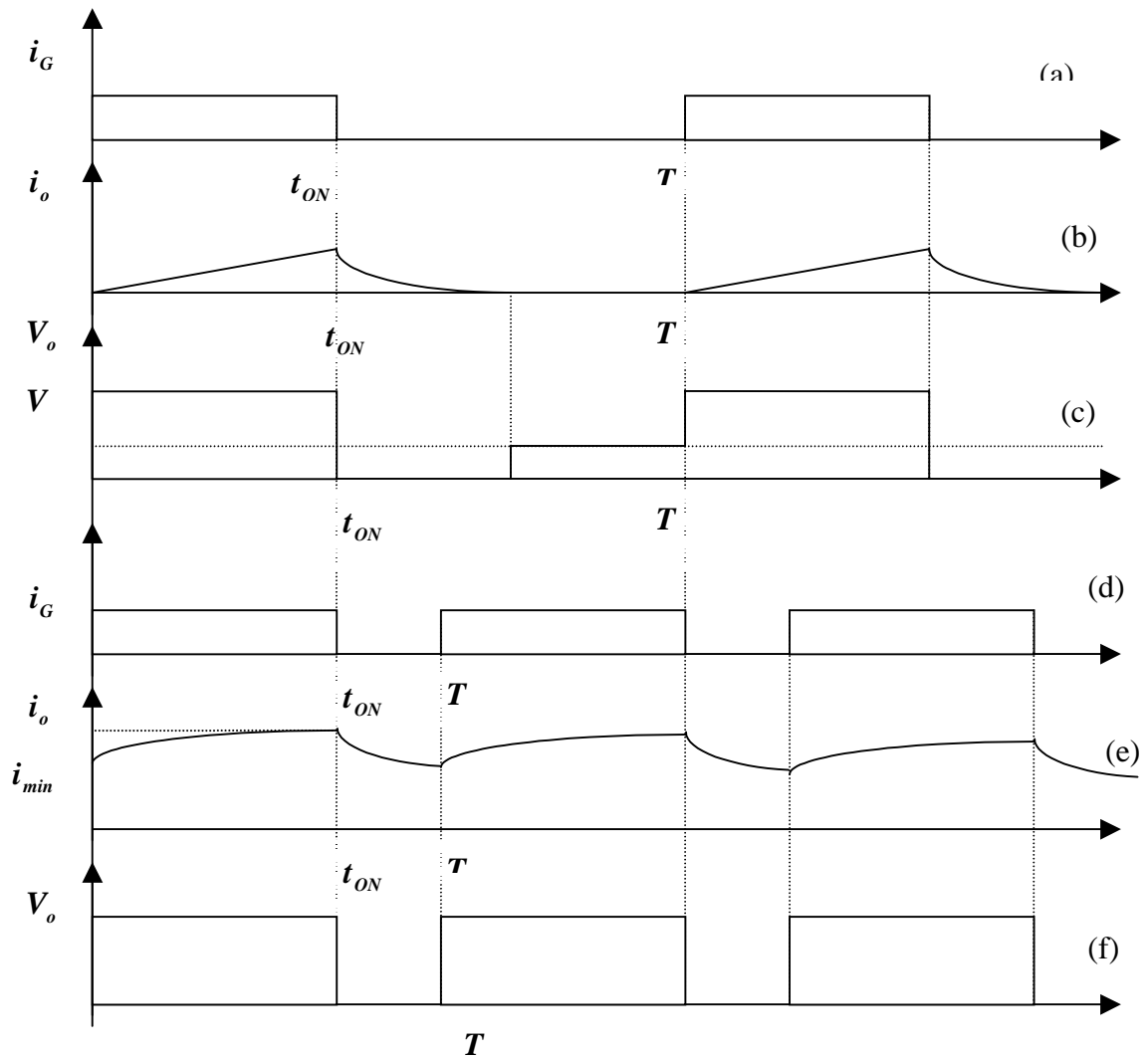


Figura 1.3 Formas de Onda de un Troceador Clase A

Para analizar este tipo de troceador se asume que el voltaje que aparece entre los terminales de la armadura es menor que el voltaje que se aplica desde la fuente por lo que al encender el tiristor **T1** el voltaje V_a es aplicado directamente a la carga y la corriente de armadura se incrementaría hasta alcanzar un valor igual a:

$$I_a = \frac{V_a - E_g}{R_a} [A] \quad (1.1)$$

La corriente promedio en el circuito de armadura puede ser controlada con la conmutación del tiristor T1 antes de que la corriente haya alcanzado el valor de la ecuación anterior, y luego esta decae a través del diodo D_1 a un valor de cero o algún valor menor que el que tuvo mientras T1 estuvo conduciendo.

Si este proceso de prendido y apagado de T1 es repetido en intervalos regulares, el valor promedio de I_a es controlado, y se obtiene la forma de onda correspondiente de V_a .

Una circuitería auxiliar es requerida para apagar T1 mientras posea un voltaje positivo ánodo – cátodo estando anulada la señal de compuerta IG. Este procedimiento se conoce como CONMUTACION FORZADA.

Si t_{on} es pequeño con relación al período puede resultar una corriente discontinua, y la forma de onda de corriente consiste en una serie de pulsos que cuando se da la condición de estado estable será idéntica.

Si t_{on} es mucho mayor, la corriente de carga puede no decaer a cero durante el intervalo en que T1 está desactivado pero, disminuirá hasta que el tiristor es nuevamente encendido. En el estado estable por lo tanto la corriente puede variar de una manera uniforme teniendo un valor máximo y un valor mínimo.

La frecuencia de trabajo del troceador es alta (típicamente 200 –500Hz), tanto que aún con circuitos de armadura de baja inductancia las pérdidas no resistivas del motor y el mecanismo resulta en una corriente continua en estado estable. Bajo las condiciones de estado transiente la corriente puede llegar a ser discontinua.

Cuando se tiene el caso continuo y el tiristor T1 está encendido, la corriente i_a viene dado por:

$$i_a = (V - E_g)(1 - e^{-t/Ta})/R_a + I_{amin} * e^{-t/Ta} \quad (1.2)$$

donde $Ta = La/Ra$

Cuando T1 es conmutado, i_a continúa a través del diodo D1, siendo $V_a = 0$ y la ecuación viene dada por:

$$i_a = -E_g(1 - e^{-t/Ta})/R_a + I_{amax} * e^{-(t-ton)/Ta} \quad (1.3)$$

Los valores de $I_{a max}$ e $I_{a min}$ son las condiciones iniciales y finales de la corriente para cuando el tiristor T1 es conmutado y encendido respectivamente.

1.2.2 TROCEADOR CLASE “ B ”

Un troceador clase B devuelve energía a la fuente dc a través del terminal de salida del troceador, debido al uso de un motor regenerativo.

Este podría estar formado de los componentes del troceador clase A los cuales son reordenados por switcheo. Una aplicación típica de este troceador es en el manejo de trenes subterráneos.

El circuito básico para la operación en Clase B es mostrado en la figura 1.4

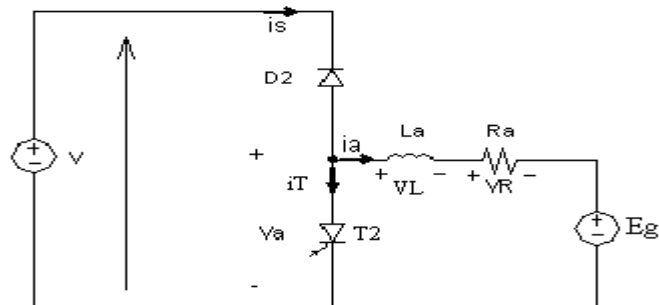


Figura 1.4 Diagrama de un Troceador Clase B

Este troceador opera solo en el segundo cuadrante, ya que el voltaje en los terminales del troceador es positivo mientras que la corriente es negativa. La operación con corriente discontinua es posible, pero una vez más se analiza únicamente la operación de corriente continua en estado estable.

Si el tiristor T2 nunca es encendido y V es mayor que Eg, Ia e Is son cero; por lo tanto el circuito es completamente inactivo. Si T2 es prendido y apagado durante intervalos regulares de periodo T, se almacena energía en la inductancia L_a cuando el

tiristor está conduciendo y parte de esta energía almacenada es devuelta a la fuente V en forma de corriente a través de D_2 cuando T_2 se conmuta. Si la señal de compuerta de T_2 es tal como la dibujada en la figura 1.5, la operación del circuito puede ser analizada para obtener la forma de onda de las demás variables. El intervalo durante el cual D_2 conduce se denomina t_{on} . Así el ciclo de operación comienza en $t = 0$ en la figura 1.5 en el instante en que T_2 es conmutado.

Las ecuaciones de la corriente son idénticas a la de un troceador clase A teniendo en cuenta que tanto el valor instantáneo de la corriente como sus condiciones iniciales son siempre negativos. Para intervalos $t_{on} > t > 0$ D_2 conduce y $V_{AK2} = V$.

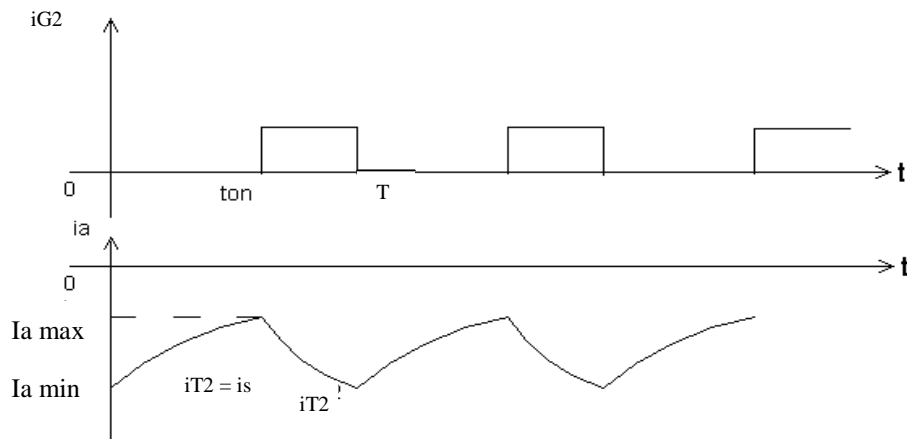


Figura 1.5 Formas de Onda de un Troceador Clase B

1.2.3 TROCEADOR CLASE “ C ”

Este tipo de troceador trabaja en los dos primeros cuadrantes durante su operación normal, permitiendo un suave cambio de corriente positiva en negativa y viceversa. Este es frecuentemente el caso del funcionamiento de las máquinas herramienta por ejemplo. Una combinación de los circuitos del troceador clase A y clase B proporcionan el funcionamiento requerido. El circuito de este tipo de troceador es mostrado en la figura 1.6.

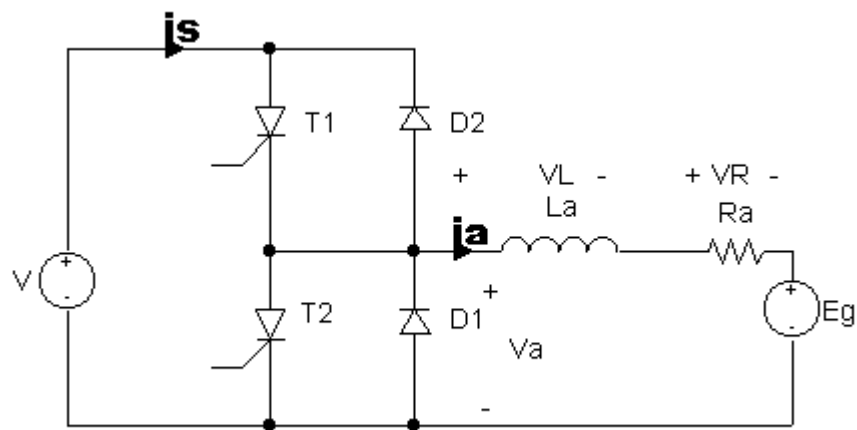


Figura 1.6 Diagrama de un Troceador Clase C

Es claro que ambos tiristores no pueden ser encendidos simultáneamente porque causarían un cortocircuito en la fuente V. Ellos son encendidos alternadamente, y un intervalo (típicamente alrededor de $100\mu\text{s}$), muy corto es permitido para pasar entre el apagado de la una señal y la aplicación de la otra. Esto da tiempo al tiristor conmutado de recuperar su capacidad de conducción directa.

Para la operación en el primer cuadrante, T1 y D₁ realizan la función discutida en el troceador clase A, y la corriente promedio de armadura I_a es lo bastante grande para que T2 y D2 no conduzcan, aún cuando T2 reciba la señal de compuerta.

Para la operación en el segundo cuadrante T2 y D₂ realizan las funciones discutidas en el troceador clase B, y la corriente de carga promedio I_a tiene un valor lo suficientemente grande negativo tal que T1 y D₁ no conducen, aún cuando T1 recibe la señal de encendido en la compuerta. Las formas de onda en este tipo de troceador se muestran en la figura 1.7

Los parámetros del circuito y el valor de t_{on} pueden ser tales que resultarían en una corriente discontinua en el primer cuadrante de troceo. La corriente en el troceador clase C, sin embargo, no puede ser discontinua porque bajo estas condiciones T2 y D₂ conducirán parte del ciclo. Cuando la corriente en D1 cae a cero la f.e.m. E_g funciona como fuente y envía corrientes negativas a través de T2 y se almacena energía en la inductancia L_a. Cuando T2 es conmutado la disminución en la energía almacenada induce a una f.e.m. V_L negativa, la cual, en conjunto con la fem E_g, alimentan de energía a la fuente V hasta que la corriente negativa regresa a cero y la energía en la inductancia L_a es consumida, luego I_a se vuelve positiva a través de T1.

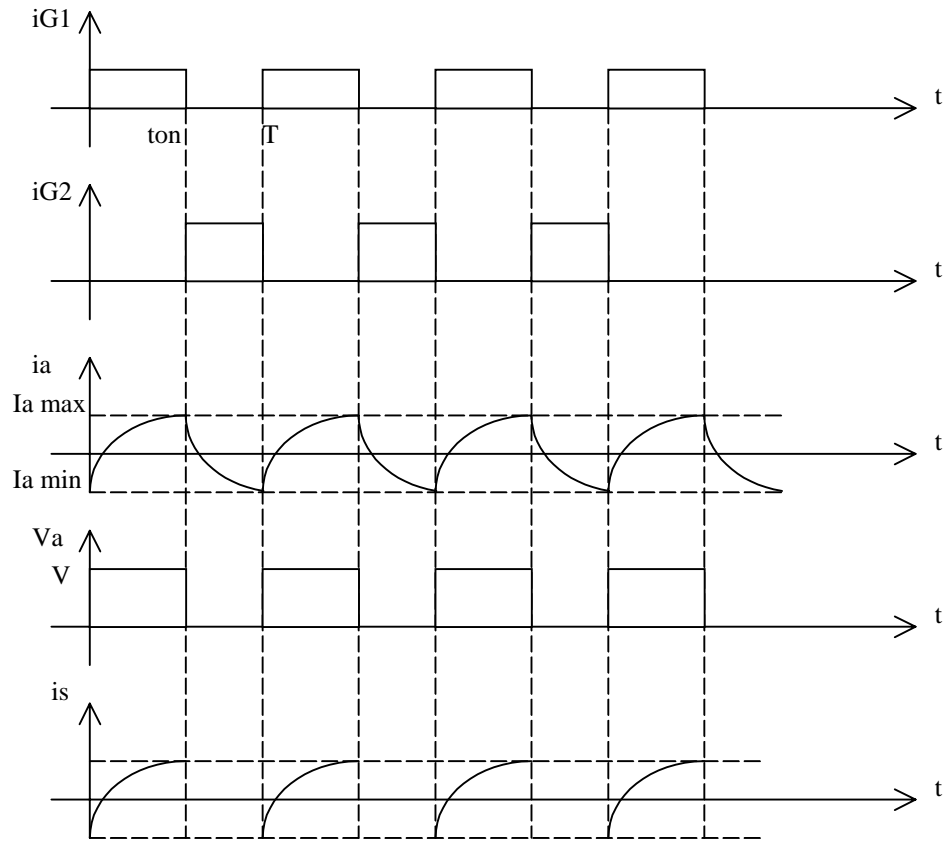


Figura 1.7 Formas de Onda de un troceador Clase C

Cuando $V_a > E_g$ entonces $I_a > 0$ y la energía neta es entregada al circuito de armadura, pero cuando $V_a < E_g$ entonces $I_a < 0$ y la energía es devuelta a la fuente V .

1.2.4 TROCEADOR CLASE “D”

Este tipo de troceador opera en el I y IV cuadrante.

El circuito básico del troceador Clase D se muestra en la figura 1.8.

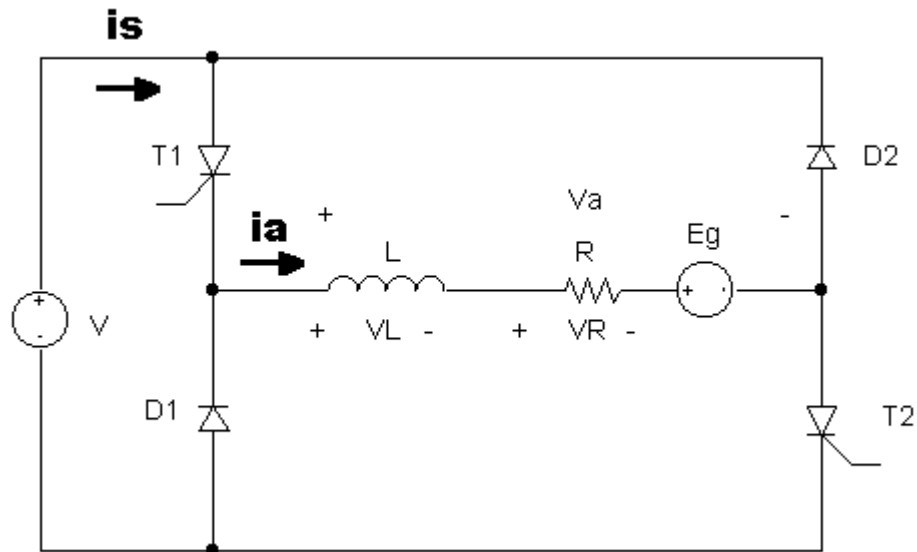
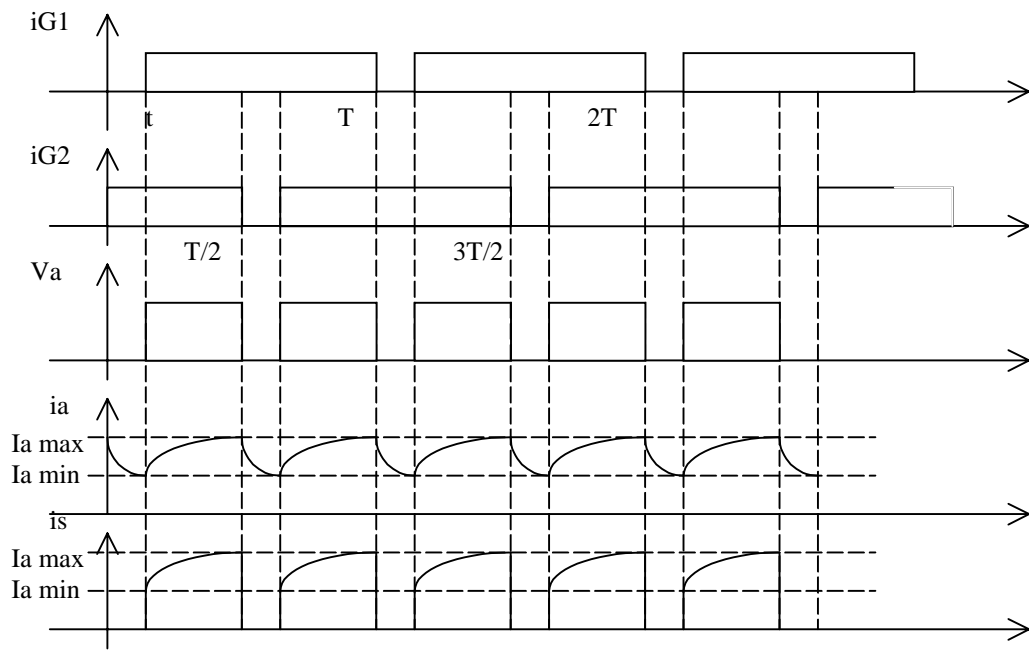


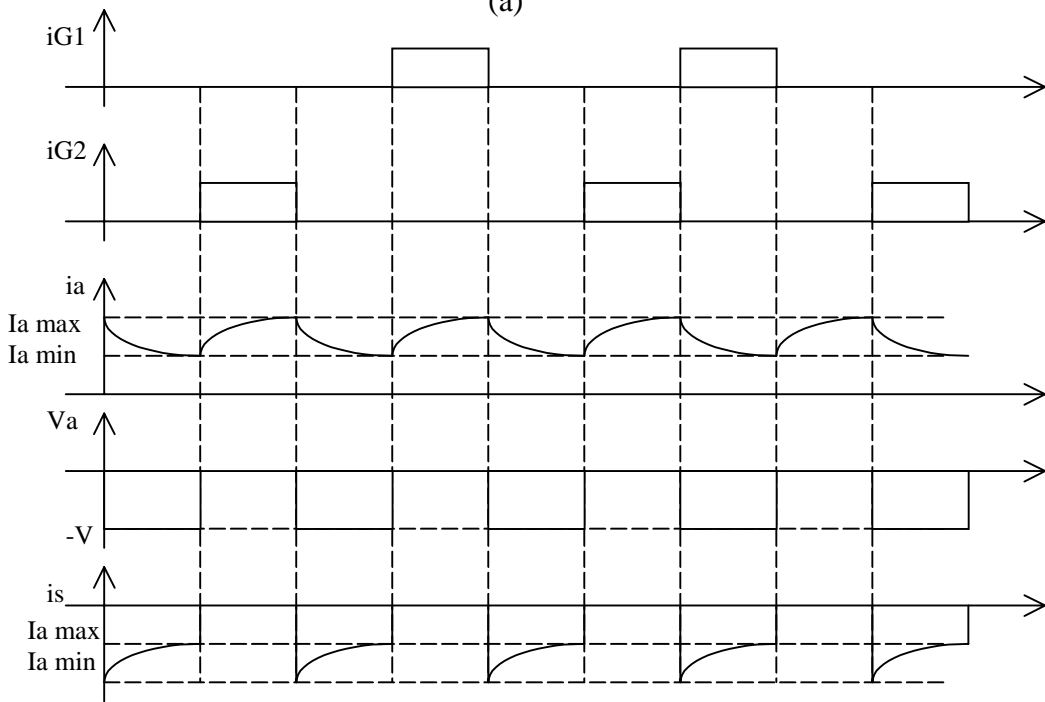
Figura 1.8 Diagrama de un Troceador Clase D

No hay una ventaja al usar este convertidor como una fuente para la armadura de un motor dc. Este es ventajoso, sin embargo, al controlar la corriente de campo de una máquina dc (o sincrónica) cuando el cambio rápido de la corriente es necesario, porque eso puede cortocircuitar su circuito de carga y rápidamente reducir su corriente de campo. Es también útil como una fuente dc para otros convertidores, especialmente el inversor fuente de corriente. Así, aunque una fuente de f.e.m. es incluida en el circuito de carga como se muestra en la figura 1.8, esta podría ser omitida.

Las formas de onda de este tipo de troceador son mostradas en la figura 1.9.



(a)



(b)

Figura 1.9 Formas de onda de un troceador Clase D

Se observa en el gráfico anterior, que los dos tiristores son encendidos alternadamente, sus señales de compuerta están limitadas en puntos fijos sobre el eje de las abscisas (eje del tiempo) y comenzando en puntos controlables, el tiempo de retardo para el tiristor T1 es denominado t_{α} . Si ambos tiristores son continuamente encendidos la corriente de carga alcanzará una magnitud constante expresada por:

$$I_a = \frac{V_a - E_g}{R_a} [A]$$

El tiempo periódico de las señales de compuerta es T y hay dos modos de operación: El uno para el cual $t < T/2$ y las dos señales de compuerta sobrepuestas, el otro para el cual $t > T/2$ y sólo un tiristor está encendido en cualquier instante. Estos modos de operación son analizados para una corriente continua I_a , aunque puede resultar algún momento corriente discontinua.

Para $t < T/2$ es necesaria que $V > E_g$. Cuando ambos tiristores son encendidos un voltaje V es aplicado al circuito de carga y la corriente I_a se incrementa. Cuando sólo un tiristor es encendido, ese tiristor y uno de los diodos cortocircuitan la carga y proveen un camino a través del cual algo de la energía guardada en la inductancia L_a puede ser disipada manteniendo un decrecimiento de la corriente de carga I_a .

Para el caso anteriormente mencionado se analizan dos intervalos.

El primero para $0 < t < t_{\alpha}$, encendido T2 se puede comprobar que la corriente que fluye a través de T2 y D1 viene dada por:

$$I_a = - \left(1 - e^{-\frac{t}{T_a}} \right) \frac{E_g}{R_a} + I_{a_{max}} e^{-\frac{t}{T_a}} \quad (1.4)$$

Siendo $T_a = L_a / R_a$ y donde $I_{a_{max}}$ es la condición inicial a $t = 0$, mientras que para $t = t$, $I_a = I_{a_{min}}$ que es la condición inicial para el siguiente intervalo de $t < t < T/2$, en el cual ambos tiristores se encienden y la corriente viene dada por la siguiente expresión:

$$I_a = \left(1 - e^{-\frac{t}{T_a}} \right) \frac{(V_a - E_g)}{R_a} + I_{a_{min}} e^{-\frac{t}{T_a}} \quad (1.5)$$

Siendo $t' = t - t$, las condiciones iniciales pueden ser halladas mediante un sistema de ecuaciones que se obtiene al reemplazar los valores de I_a para $t = 0$, $t = t$ y $t = T/2$.

Para $T/2 < t < T$, es necesario que $E_g < 0$ y $-E > V$. Los dos tiristores no se encienden simultáneamente. Cuando solo uno se enciende los terminales del circuito de la carga se cortocircuitan y la corriente de carga se incrementa porque $E_g < 0$, mientras que cuando los dos están apagados, la pareja de diodos conduce y el circuito de carga provee de energía a la fuente V , nuevamente se consideran dos intervalos, el primero para $0 < t < t - T/2$, ningún tiristor conduciendo y por tanto la corriente es:

$$I_a = - \left(1 - e^{-\frac{t}{T_a}} \right) \frac{(V_a + E_g)}{R_a} + I_{a_{max}} e^{-\frac{t}{T_a}} \quad (1.6)$$

Donde $I_{a_{max}}$ es la condición inicial a $t = 0$. En el instante $t = t - T/2$, $I_a = I_{a_{min}}$, condición inicial para el siguiente intervalo dado para $(t - T/2) < t < T/2$, donde el

tiristor T2 se enciende y la corriente fluye a través de T2 y D1, de acuerdo con la siguiente expresión:

$$I_a = - \left(1 - e^{-\frac{t}{T_a}} \right) \frac{E_g}{R_a} + I_{a_{min}} e^{-\frac{t}{T_a}} \quad (1.7)$$

Siendo $t' = t - (t - T/2)$, las condiciones iniciales pueden hallarse nuevamente mediante un sistema de ecuaciones, teniendo en cuenta que a $t = 0$ y a $t = T/2$, $I_a = I_a$ max, mientras que a $t = t - T/2$, $I_a = I_a$ min.

Se observa que en el primer caso se tiene tanto voltaje como corriente en la carga con valores positivos mientras que en el segundo caso la corriente es positiva mientras que el voltaje de la carga es negativo, lo que indica el funcionamiento en el I y IV cuadrantes.

1.2.5 TROCEADOR CLASE “E”

Este tipo de troceador opera en los cuatro cuadrantes. La figura 1.10 nos muestra su circuito.

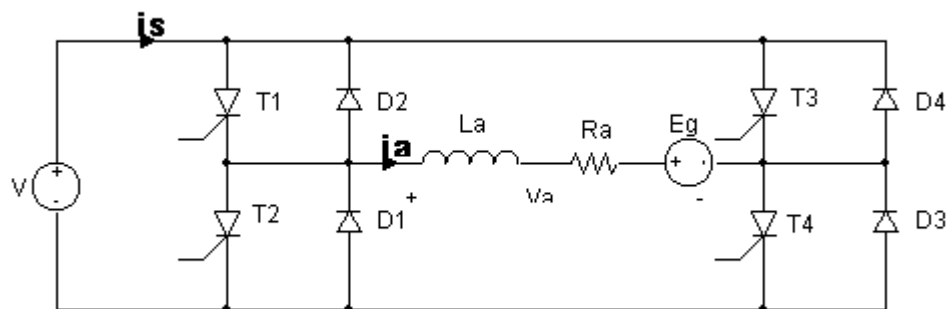


Figura 1.10

Diagrama de un Troceador Clase E

Si el tiristor T_4 es encendido continuamente se forma un cortocircuito en la conexión antiparalela entre T_4 y D_3 . El tiristor T_3 no puede ser encendido al mismo tiempo que T_4 porque esto podría cortocircuitar la fuente V . Aún más porque bajo estas condiciones la diferencia de potencial en los terminales del diodo D_4 es siempre negativa, el par de elementos T_3 y D_4 equivale a un circuito abierto. El encendido continuo de T_4 , produce el circuito que hace posible la operación en el primero y segundo cuadrante.

Por otro lado el tiristor T_2 es encendido constantemente se obtiene el siguiente circuito equivalente mostrado en la figura 1.11.

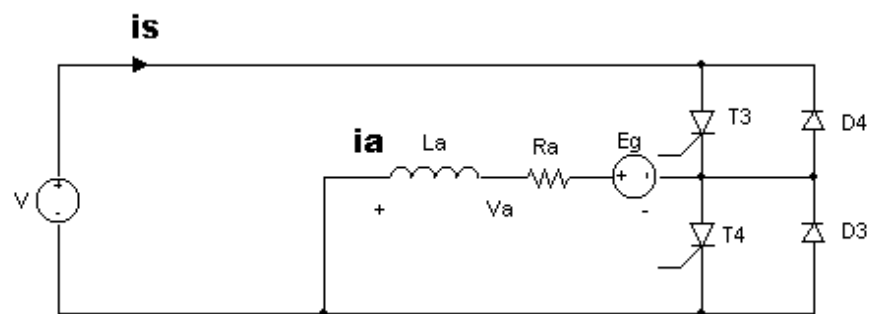


Figura 1.11 Diagrama de un Troceador Clase E operando en dos cuadrantes

En este circuito el voltaje V_a es negativo y la operación en el tercer y cuarto cuadrante es posible.

El análisis de un troceador Clase C puede aplicarse para este troceador, así como el de la clase D pero con un valor negativo de corriente I_a .

1.3 CLASIFICACION DE LOS TROCEADORES SEGÚN FORMAS DE CONMUTACION

Los troceadores pueden ser clasificados también de acuerdo a la forma de desactivar al tiristor que maneja toda la corriente de carga. Por lo general esa desactivación causa la transferencia del flujo de corriente a otras partes del circuito.

Para lograr este objetivo se utilizan componentes adicionales en el circuito de conmutación utilizando circuitos resonantes LC (o un circuito subamortiguado) para obligar a la corriente y/o al voltaje del tiristor a pasar por cero, desactivando de esta manera al dispositivo.

Existen dos formas de conmutar a los tiristores:

En forma natural

En forma forzada

La forma natural de conmutación es muy poca usada y se la aplica cuando el voltaje de alimentación es AC, la corriente del tiristor pasa entonces por un cero natural, y a través del tiristor aparece un voltaje inverso. Así el tiristor queda desactivado en forma inmediata a causa de la naturaleza del voltaje de alimentación. Esto se conoce también como conmutación de línea.

Este tipo de conmutación se utiliza en los convertidores de voltaje de AC, en rectificadores controlados por fase y en cicloconvertidores.

La forma forzada de conmutación es la más usada y se la aplica cuando el voltaje de alimentación es dc.

Para desactivar el tiristor, la corriente del mismo es obligada a pasar por cero utilizando un circuito adicional conocido como circuito de conmutación.

Esta conmutación se aplica comúnmente a los convertidores dc/dc y en convertidores dc/ ac.

En este tipo de desactivación existen dos maneras en que se puede apagar al dispositivo:

1. Conmutación por voltaje: en esta forma de conmutación un capacitor es cargado momentáneamente y su voltaje invertido es aplicado a los terminales del tiristor, obteniéndose un voltaje más negativo en el ánodo con respecto al cátodo con lo cual se desactiva el elemento.
2. Conmutación por corriente: en esta manera de conmutación un pulso de corriente es enviado en la dirección contraria al flujo de corriente principal del tiristor y cuando la corriente neta en el tiristor es cero, este se apagará.

El tiristor principal del circuito de fuerza presentado en este trabajo es conmutado por corriente. El análisis en detalle es presentado en el capítulo 3.

CAPITULO II

ANALISIS DE UN MOTOR DC

2.1 GENERALIDADES

Un motor dc es una máquina que recibe energía eléctrica continua y entrega potencia mecánica en su eje.

El motor de corriente continua es de polos salientes situados en el estator (parte no giratoria del motor). En estos polos se alojan varias bobinas, llamadas bobinas de campo, que pueden conectarse de diversas maneras a un suministro de corriente continua.

El rotor (o parte giratoria) es una estructura cilíndrica, en la que se alojan bobinas distribuidas en ranuras y conectadas a un conmutador de delgas. Estas bobinas se designan como bobinas de armadura. El conmutador de delgas es el que entra en contacto con las escobillas y permite la alimentación de corriente al circuito de armadura.

Hay varias razones para la popularidad actual de los motores de cc. Una de ellas es que los sistemas de potencia de cc aún son comunes en carros, camiones y aviones. Cuando un vehículo tiene un sistema de potencia de cc, obviamente utilizará motores de cc.

Otra aplicación para los motores de cc es en los casos en donde se requieran amplias variaciones de velocidad. Son excelentes en las aplicaciones de control de velocidad para máquinas herramientas debido a que son más eficientes para altas potencias que los motores de corriente alterna y presentan altos valores de torque en el arranque. El costo de control es más económico comparado con los de corriente alterna. Si no hay disponible una fuente de cc, se pueden utilizar rectificadores de estado sólido y circuitos troceadores, para crear la potencia necesaria.

2.2 CIRCUITO EQUIVALENTE DE UN MOTOR DE CC

Dado que un motor de cc físicamente es la misma máquina que un generador de cc, su circuito equivalente es exactamente el mismo que el de un generador, excepto por la dirección de circulación de la corriente. En la figura 2.1 se muestra el circuito equivalente de un motor de cc. Se puede ver que la corriente fluye hacia dentro del circuito de armadura de esta máquina.

El voltaje inducido en esta máquina está dado por la ecuación.

$$E_g = K\omega\phi \quad (2.1)$$

Además el par producido por la máquina está dado por

$$T_a = KI_a\phi \quad (2.2)$$

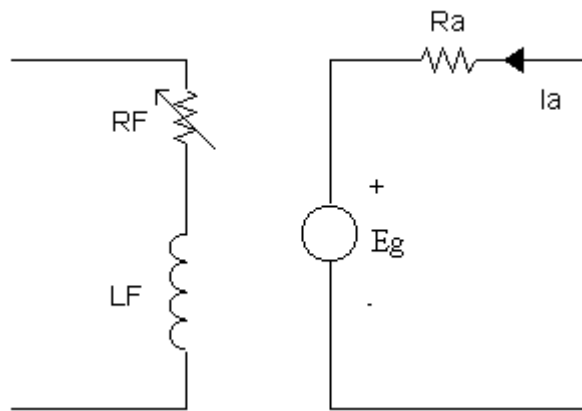


Figura 2.1 Circuito Equivalente de un Motor dc.

2.3 CLASIFICACION DE LOS MOTORES DC

La figura 2.2 muestra un esquema funcional de los tipos de motores DC.

Los motores más utilizados para el control de velocidad usando el método de troceo

DC son:

- Motor de excitación independiente
- Motor Serie.
- Motor de imán permanente.
- Servomotor DC.

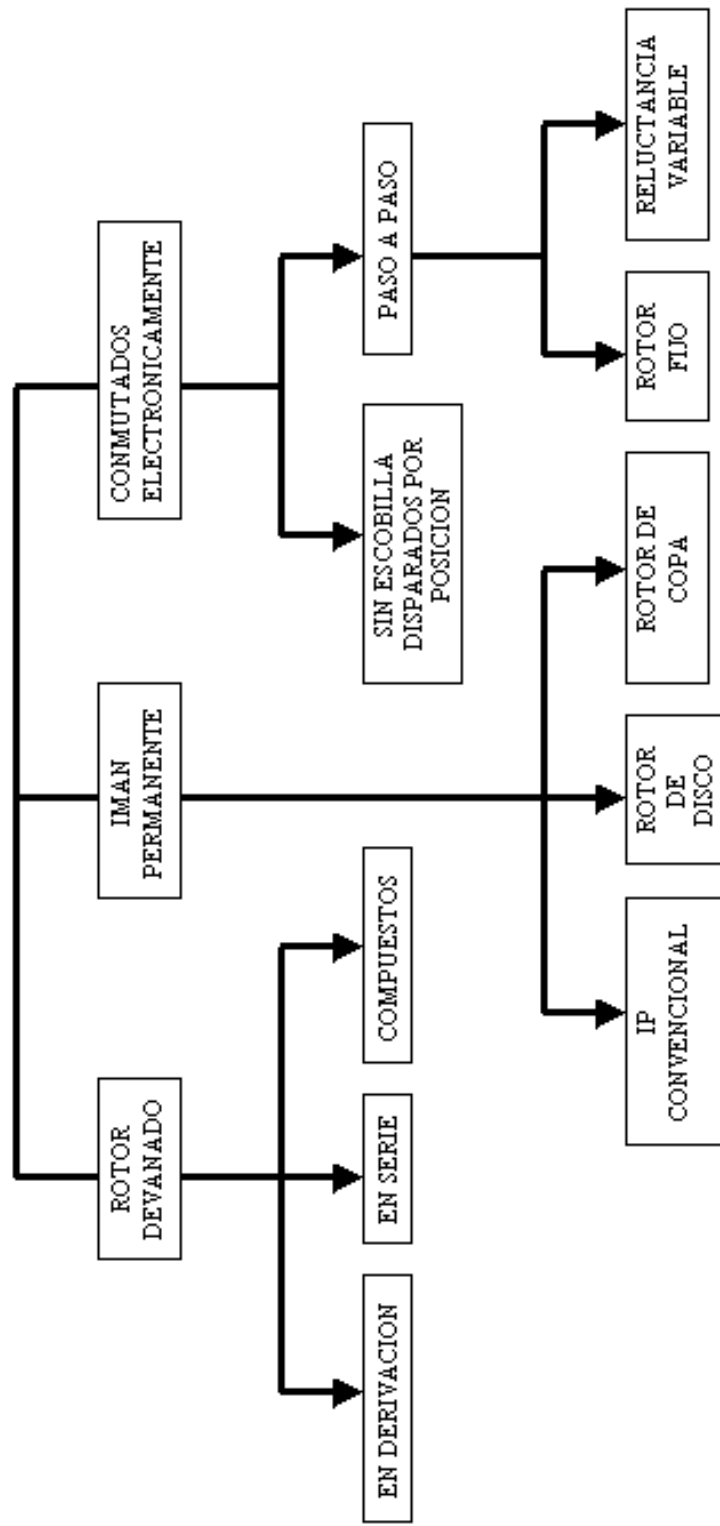


Figura 2.2. Tipos de Motores DC

2.3.1. MOTOR DE EXCITACIÓN INDEPENDIENTE

Recibe este nombre por cuanto el circuito de campo se encuentra aislado del circuito de armadura y se alimenta desde una fuente separada, de voltaje constante.

La figura 2.3. muestra su circuito equivalente

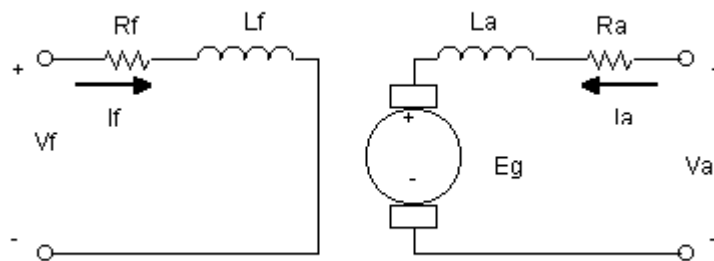


Figura. 2.3 Diagrama de un Motor de Excitación Separada

Sus ecuaciones en condiciones instantáneas son:

$$v_a = R_a * i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E_g \quad (2.3)$$

$$v_f = R_f * i_f + L_f \frac{di_f}{dt} \quad (2.4)$$

en condiciones de régimen permanente se tiene:

$$V_a = I_a * R_a + E_g \quad (2.5)$$

$$V_f = I_f * R_f \quad (2.6)$$

$$T_a = K * \phi * I_a \quad (2.7)$$

$$E_g = K * \phi * \omega \quad (2.8)$$

Al reemplazar la ecuación (2.8) en la ecuación (2.5), se obtiene:

$$\omega = \frac{V_a - I_a * R_a}{K * \phi} \quad (2.9)$$

donde K es una constante que depende de la construcción de la máquina.

Si separamos los términos en la ecuación anterior se tiene:

$$\omega = \frac{V_a}{K * \phi} - \frac{I_a * R_a}{K * \phi}$$

Si se reemplaza la ecuación 2.7 en la ecuación anterior se obtiene la velocidad en función del par del motor:

$$\omega = \frac{V_a}{K * \phi} - \frac{R_a}{(K * \phi)^2} * T_a \quad (2.10)$$

2.3.2 MOTOR SERIE

Este es un motor de cc cuyo devanado de campo consta de unas pocas espiras conectadas en serie con el circuito de armadura. En la fig. 2.4 se muestra el circuito

equivalente de este tipo de motor, se puede apreciar que la corriente de armadura, la corriente de campo y la corriente de línea son todas la misma.

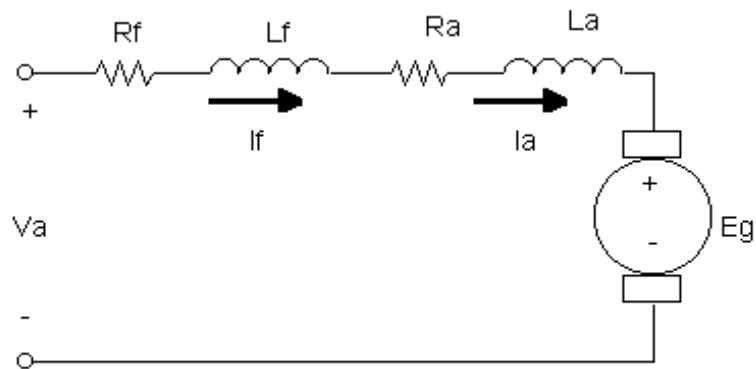


Figura 2.4 Diagrama de un Motor Serie

La ley de voltajes de Kirchoff para este motor en régimen permanente es:

$$V_a = E_g + I_a(R_a + R_f) \quad (2.11)$$

donde:

$$E_g = K * \phi * \omega \quad (2.12)$$

debido a que en este tipo de motor el flujo es directamente proporcional a la corriente de armadura, al menos hasta alcanzar la saturación se tiene que:

$$\phi = c * I_a \quad (2.13)$$

donde c es una constante de proporcionalidad.

Se puede notar que a medida que se incrementa la carga sobre el motor, también incrementa su flujo.

Por tanto finalmente se tiene que:

$$E_g = K * c * \omega * I_a \quad (2.14)$$

El par producido en este motor es:

$$T_a = K * \phi * I_a = K * c * I_a^2 \quad (2.15)$$

Se puede ver que el par en este motor es proporcional al cuadrado de su corriente de armadura. De esta relación se deduce que un motor serie da más par por amperio que cualquier otro motor de corriente continua.

Por esta razón es que se lo usa para aplicaciones que requieren pares muy altos.

Ejemplos de aplicación son motores de arranque en carros, motores de elevadores y motores de tracción en locomotoras, metros y tranvías.

Si se despeja de la ecuación 2.15, I_a se tiene:

$$I_a = \sqrt{\frac{T_a}{K * c}}$$

También se sabe que $E_g = K * \phi * \omega$, sustituyendo estas ecuaciones en la ecuación

2.11 se tiene:

$$V_a = K * \phi * \omega + \sqrt{\frac{T_a}{K * c}} * (R_a + R_f) \quad (2.16)$$

Si se elimina el flujo en esta expresión, se relacionará directamente el par del motor con su velocidad.

Para eliminar el flujo de la expresión note que:

$$I_a = \frac{\phi}{c}$$

y quedaría que:

$$T_a = \frac{K}{c} * \phi^2$$

por lo que el flujo en el motor puede reescribirse como

$$\phi = \sqrt{\frac{c}{K}} * \sqrt{T_a}$$

Si se sustituye esta última expresión en la ecuación 2.16 se tiene:

$$\omega = \frac{V_a}{\sqrt{T_a * c * K}} - \frac{R_a + R_f}{c * K} \quad (2.17)$$

2.3.3 MOTOR DE IMAN PERMANENTE

Se caracteriza por poseer un flujo fijo producto de los polos de imán permanente que tiene.

Algunas veces son usados para manejar pequeñas cargas puesto que son menos complicados.

Debido a que el flujo es fijo, su velocidad no puede controlarse mediante la variación de la corriente o flujo de campo.

Su velocidad solo puede ser controlada usando cualquiera de estos dos métodos:

- Variando la resistencia de armadura R_a .
- El mejor control posible es variando el voltaje de armadura V_a .

2.3.4 SERVOMOTOR DC

Es idéntico a un motor de cc de excitación independiente, puesto que posee dos devanados separados:

Un devanado de campo colocado en el estator de la máquina.

Un devanado de armadura colocado en el rotor de la máquina.

Este es el tipo de motor que hemos usado para realizar nuestro control de velocidad.

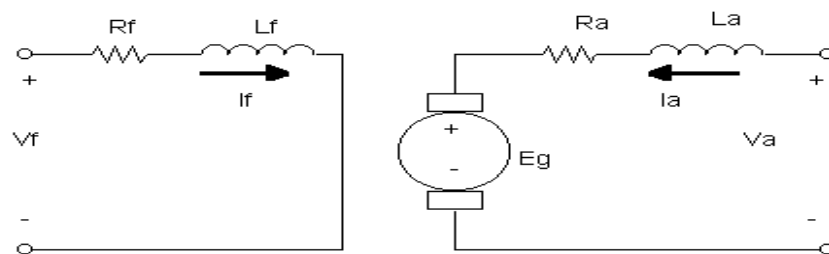


Figura 2.5 Diagrama Esquemático de un Servomotor

Los servomotores de dc son motores que funcionan gracias a una corriente que procede de amplificadores electrónicos de dc con amplificadores rectificadores controlados por silicio o también con demoduladores internos o externos. Estos servomotores de dc son de muchos tamaños que van desde 0.05 HP hasta 1000 HP.

Entre las características que hay que buscar en cualquier servomotor de dc se tiene:

Que el par de salida del motor sea aproximadamente proporcional al voltaje de control que se le esta aplicando.

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

Los tipos de servomotores dc que existen son:

1. El motor de campo controlado.
2. El motor de armadura controlado.
3. El motor de imán permanente.

2.3.4.1 EL SERVOMOTOR DC DE CAMPO CONTROLADO

Empezaremos nuestro análisis ayudándonos de la ecuación básica de velocidad que es:

$$\omega = \frac{V_a - (I_a R_a + CE)}{K\phi}$$

V_a voltaje entre las terminales de armadura

I_a corriente de armadura

CE caída de voltaje en las escobillas

K constante de motores

ϕ flujo de campo

Para este análisis digamos que CE es igual a cero por lo que tendremos:

$$\omega = \frac{V_a - I_a R_a}{K\phi} \quad (2.18)$$

donde se observa que el aumento del flujo va a actuar inversamente con la velocidad.

Pero por otro lado tenemos que:

$$T = K\phi I_a \quad (2.19)$$

en esta ecuación el flujo actúa directamente con el torque.

A continuación se da una explicación de este caso con la ayuda de la ecuación:

$$I_a = \frac{V_a - E_g}{R_a}$$

El flujo del campo se reduce al disminuir la corriente de campo.

1. La fuerza contra electromotriz E_g decrece instantáneamente como consecuencia de lo anterior. La velocidad permanece constante como resultado de la inercia de la armadura.
2. La disminución de E_g provoca un aumento de I_a lo cual hace que el torque se incremente según la ecuación 2.19 donde se aprecia que el flujo disminuye mientras que I_a aumenta. Este incremento en el torque produce un decremento de la velocidad.

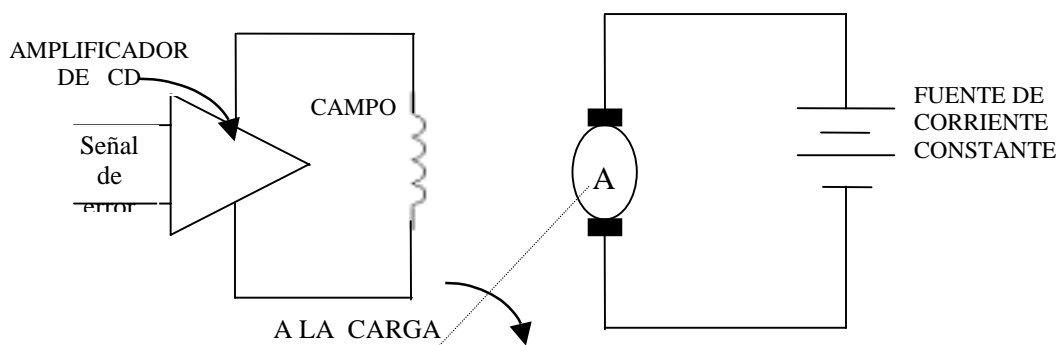


Figura 2.6

Diagrama de un Servomotor dc de Campo Controlado

Pero en los servomotores de campo controlado solo existirá una variable que será el flujo, mientras que I_a será suministrada por una fuente de corriente constante.

Si la señal de error es cero no va a existir excitación en el campo lo cual hace que el torque sea cero por consiguiente la velocidad será igual a cero.

2.3.4.2 SERVOMOTORES DC DE ARMADURA CONTROLADA

En este tipo de servomotor se emplea una excitación de campo fija que lo suministra una fuente de corriente constante. Si tenemos una señal de error esta ocasiona un cambio en el voltaje de armadura, este puede ser grande o pequeño lo cual provocara una señal casi instantánea en el par debido a que el circuito de armadura es esencialmente resistivo en comparación con el circuito de campo que es altamente inductivo. El motor puede invertir su dirección si la señal de error o la polaridad de V_a se invierten.

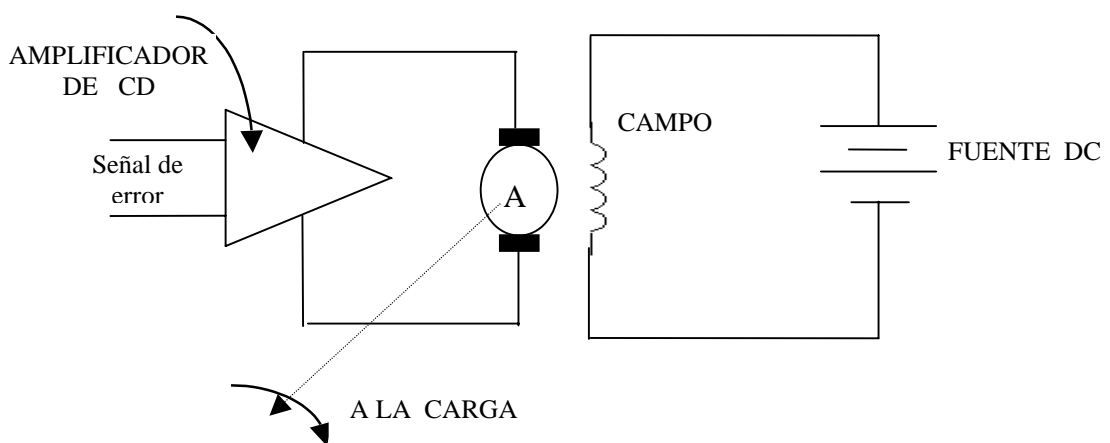


Figura 2.7 Diagrama de un Servomotor dc de Armadura Controlada

2.3.4.3 SERVOMOTOR DC DE IMAN PERMANENTE

Este tipo de servomotor tiene unos imanes permanentes para tener una excitación constante en el campo. Los motores de imán permanente tienen las mismas características del motor de dc tipo Shunt, además estos motores están bien compensados mediante devanados de conmutación para evitar la desmagnetización de los imanes de campo, siempre que se invierta súbitamente el voltaje dc de la armadura. La construcción más común del motor de imán permanente tiene la forma de polos salientes.

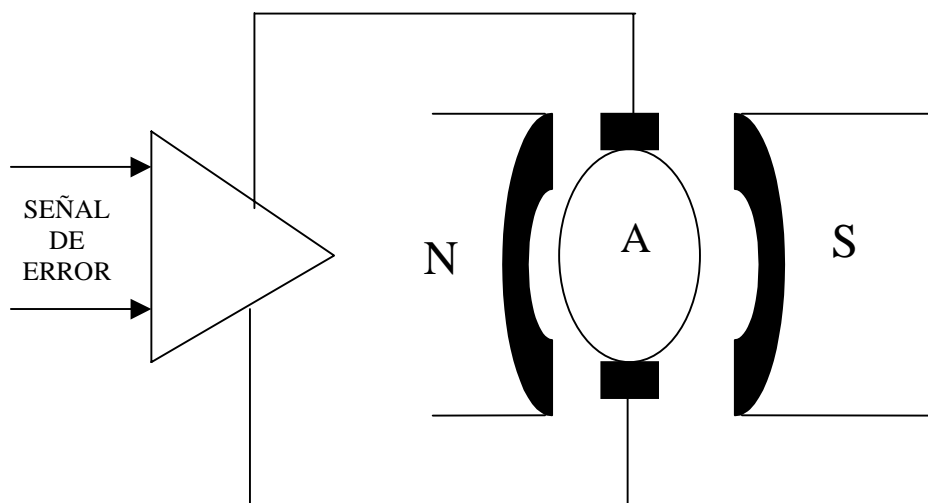


Figura 2.8 Diagrama de un Servomotor dc de Imán Permanente

En estos motores la velocidad se controla mediante la regulación del voltaje de armadura.

La diferencia que tienen con los motores de dc típicos, es su excelente eficiencia, debido a que desarrollan alta potencia mecánica y tienen bajas pérdidas de potencia.

Es por esta razón que son más utilizados que los servomotores de ca.

2.4 CONTROL DE VELOCIDAD Y CARACTERISTICAS W vs T_a EN LOS MOTORES DC.

En la mayor cantidad de situaciones industriales de control, los motores se operan directamente de las líneas de suministro de ca o de dc.

En estas situaciones el comportamiento operativo del motor es determinado por la naturaleza de la carga mecánica conectada al eje del motor.

En las situaciones industriales modernas, hay muchas aplicaciones en donde se necesita tener un control sobre la velocidad del motor.

En la actualidad este objetivo se logra usando controladores de velocidad de estado sólido formados a base de tiristores.

2.4.1 CARACTERISTICAS EN MOTORES EXCITACIÓN SEPARADA

La velocidad de los motores de cc con excitación independiente puede variarse en tres formas

1. Cambiando la resistencia de campo con lo que se logra variar I_f y por tanto
2. Cambiando el voltaje de armadura V_a .
3. Cambiando la resistencia de armadura.

De todos estos métodos quizás el más útil es el control de voltaje de armadura, pues permite una amplia variación de la velocidad sin afectar el par máximo del motor.

El último es el método menos común para realizar control sobre estos motores.

A continuación se describe en detalle cada método.

2.4.1.1 CONTROL MEDIANTE EL CAMBIO DE LA RESISTENCIA DE CAMPO.

Para poder entender que sucede cuando se cambia la resistencia de campo de un motor de CC, suponga que se incrementa su valor y observe la respuesta. Si la resistencia de campo se incrementa, entonces la corriente de campo disminuye, y como esta decrece, el flujo disminuirá con ella. Una disminución en el flujo causa una disminución instantánea en el voltaje generado $E_g = K\omega\phi \downarrow$, el cual ocasiona un gran incremento en la corriente de armadura de la maquina, puesto que :

$$I_a = \frac{V_a - E_g \downarrow}{R_a}$$

El par producido en el motor está dado por $T_a = K\phi I_a$

El incremento en la corriente predomina sobre la disminución del flujo y el par producido crece.

$$T_a = K\phi \overset{\downarrow}{I_a} \overset{\uparrow}{I_a}$$

Puesto que $T_a > T_{carga}$ la velocidad del motor sube.

Sin embargo, como la velocidad del motor aumenta, el voltaje generado aumenta, causando una caída en I_a . Como I_a disminuye, el par producido también disminuirá y finalmente T_a será igual T_{carga} a una velocidad de estado estacionario más alta que la original.

Resumiendo el comportamiento causa-efecto comprendido en este método de control de velocidad se tiene que:

1. El incremento de R_F causa disminución en $I_F = \frac{V_F}{R_F} \uparrow$
2. La disminución de I_F disminuye el ϕ
3. La disminución del ϕ hace mas pequeño el $E_g = K\omega\phi \downarrow$
4. La disminución de E_g incrementa $I_a = \frac{V_a - E_g \downarrow}{R_a}$
5. El incremento de I_a incrementa el $T_a = K\phi \overset{\downarrow}{I_a} \overset{\uparrow}{I_a}$

6. El incremento en T_a hace a $T_a > T_{carga}$ y la velocidad ω aumenta
7. El incremento en ω nuevamente incrementa $E_g = K\phi\omega \uparrow$.
8. El aumento de E_g disminuye I_a .
9. La disminución de I_a decreta el T_a hasta que $T_a = T_{carga}$ a una velocidad ω más alta.

Si se analizan las ecuaciones 2.7 y 2.9 se puede deducir que la velocidad varía hipérbolicamente en función de la corriente de campo y el par aumenta de forma lineal.

La potencia en esta zona de funcionamiento permanece constante.

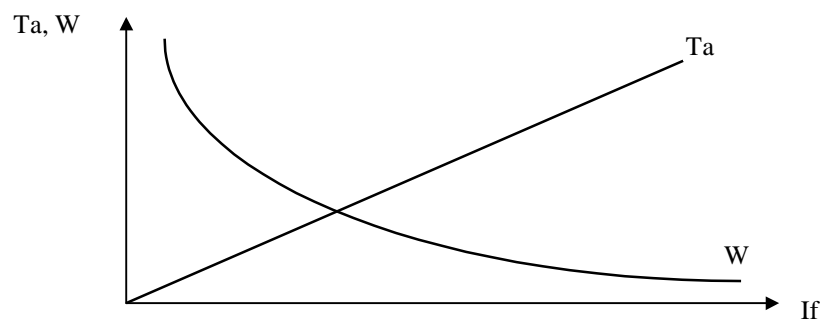


Figura 2.9 Relación entre T_a y w respecto a I_f cuando V_a es cte.

Se puede observar que si una máquina de corriente continua queda sin excitación se acelerará hasta su destrucción por rotura de cojinetes y por la fuerza centrífuga actuante sobre rotor (embalamiento).

2.4.1.2 CONTROL MEDIANTE EL CAMBIO DE VOLTAJE DE ARMADURA

En este tipo de control se mantiene constante el voltaje aplicado al campo y se varía el voltaje aplicado a la armadura del motor.

Si el voltaje V_a se incrementa, entonces la corriente de armadura se eleva

$$I_a = \frac{(V_a \uparrow - E_g)}{R_a}$$

Como I_a aumenta el par producido $T_a = K^* \cdot I_a$ aumenta haciendo $T_a > T_{carga}$ y la velocidad w del motor aumenta.

Pero como la velocidad aumenta, el voltaje generado $E_g = K^* \cdot w$ aumenta causando una disminución en la corriente de armadura.

Este decremento en I_a disminuye el par producido haciendo que T_a sea igual a una T_{carga} a una velocidad de rotación w más alta.

Resumiendo el comportamiento causa-efecto involucrado en este método de control de velocidad se tiene que:

1. Un incremento en V_a incrementará I_a
2. El incremento en I_a incrementará T_a
3. El incremento en T_a hace que $T_a > T_{carga}$, incrementando w
4. El incremento en w aumentará E_g
5. El incremento en E_g decrementa I_a
6. La disminución en I_a decrementa T_a hasta que $T_a = T_{carga}$ a una velocidad w mas alta.

En la figura 2.10 se muestra el efecto de un incremento en V_a sobre la característica par – velocidad de este tipo de motor.

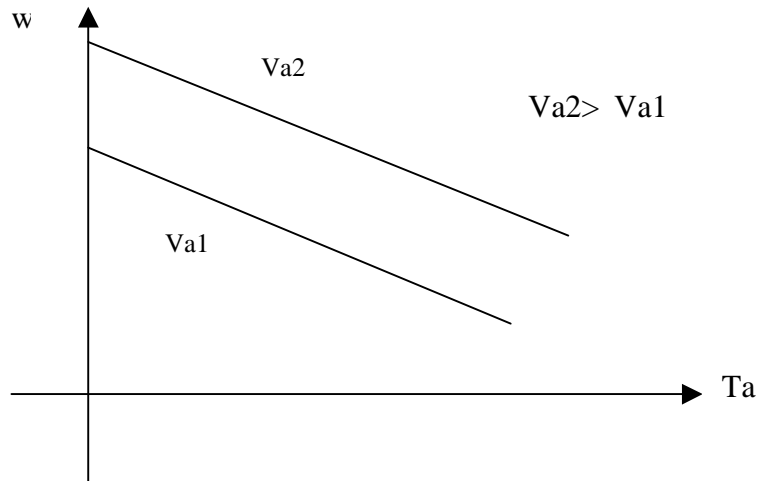


Figura 2.10 Característica w vs T_a en un Motor Excitación Separada cuando V_a es variable.

En estas condiciones la velocidad de rotación varía linealmente en función de V_a mientras T_a permanece constante.

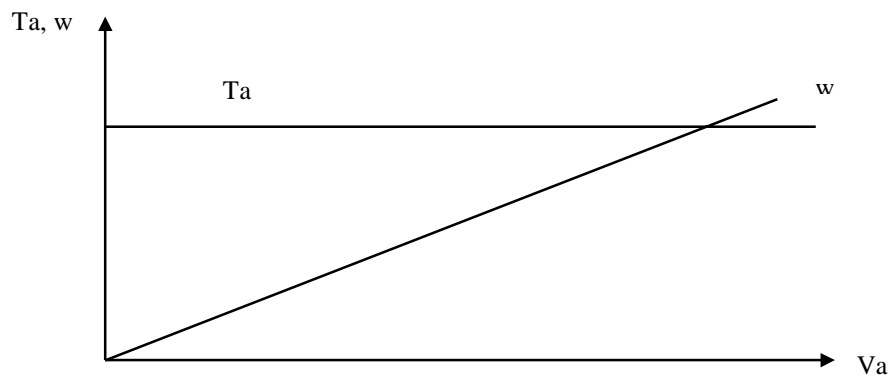


Figura 2.11 Relación entre T_a y w respecto a V_a

Por lo tanto la potencia también varía linealmente con la velocidad, esta constituye la llamada zona de funcionamiento a par constante.

Este tipo de control también es aplicable a motores de imán permanente.

2.4.1.3 CONTROL MEDIANTE UNA RESISTENCIA EN SERIE CON LA ARMADURA

Si se inserta una resistencia en serie con la armadura, su efecto es incrementar drásticamente la pendiente de la curva característica par velocidad del motor haciendo su operación mas lenta al cargarlo. Figura 2.12

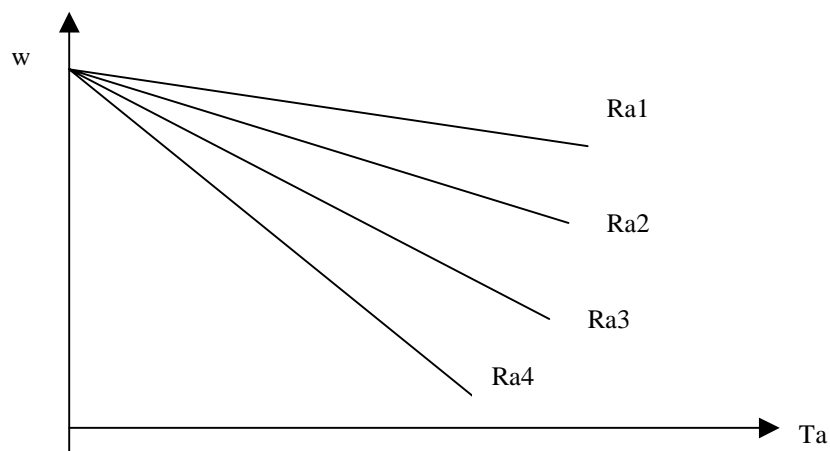


Figura 2.12 Característica w vs T_a en un Motor Excitación Separada cuando se Introduce Resistencias en la Armadura

Este hecho puede verse fácilmente en la ecuación 2.10 El insertar una resistencia es un método de control de velocidad antieconómico, pues las pérdidas en la resistencia introducida son enormes. Por esta razón se usa muy raramente. Se encontrará

solamente en aplicaciones en los cuales el motor pasa la mayor parte del tiempo operando a plena velocidad, o en aplicaciones demasiado económicas para justificar una mejor forma de control de velocidad.

2.4.2 CARACTERISTICAS EN LOS MOTORES SERIE

En este tipo de motores solamente hay una forma eficiente para variar la velocidad: Cambiar el voltaje V_a del motor. Si este valor se incrementa el primer término de la ecuación 2.17 se incrementa, resultando una velocidad mas alta para cualquier par dado.

En esta ecuación se ve que para un motor no saturado la velocidad del motor varía como el reciproco de la raíz cuadrada del par.

En la figura 2.13 se observa la característica par velocidad

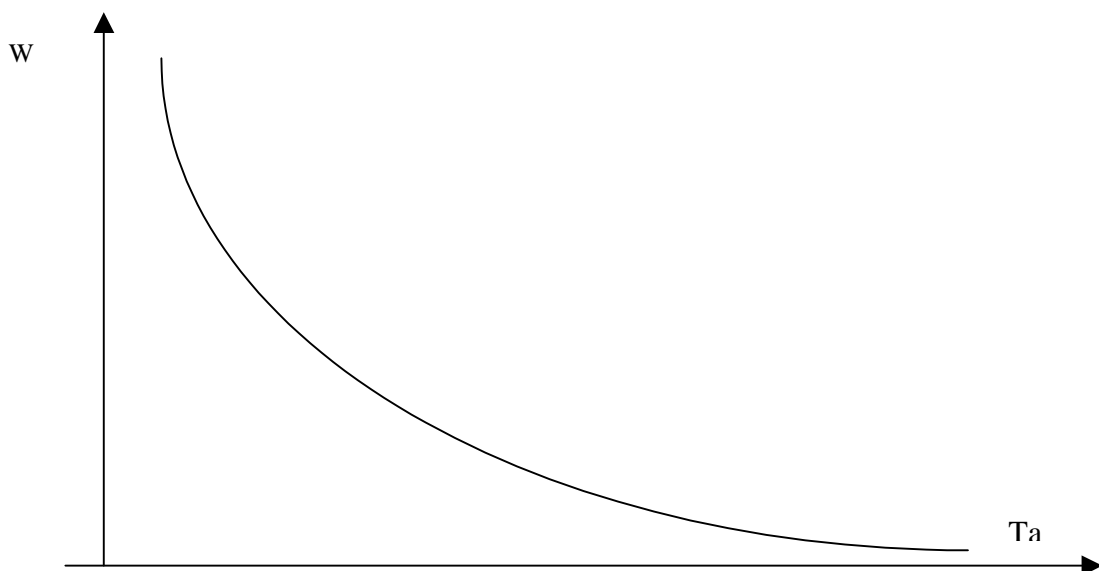


Figura 2.13 Característica Par – Velocidad en un Motor Serie

Este tipo de motor tiene una desventaja. Cuando el par en este motor va a cero, su velocidad va al infinito. En la práctica, el par no puede ser totalmente cero a causa de las pérdidas mecánicas del núcleo y adicionales que debe vencer.

Sin embargo si no se conecta otra carga al motor, puede girar lo suficientemente rápido para dañarse a sí mismo.

También se puede controlar la velocidad en este motor insertando una resistencia en serie con el motor, pero esta técnica no es muy económica porque en la práctica produce demasiadas pérdidas de energía y se usa solo para periodos intermitentes de algunos motores.

En los últimos años se están utilizando métodos para variar V_a basado en el uso de SCR.

2.4.3 CARACTERISTICA DE UN SERVOMOTOR DC

La relación entre el par producido T_a y la velocidad w se puede deducir de las ecuaciones en estado estable de un motor de excitación separada antes mencionadas.

Sin embargo en un sistema real, el par motor no es constante. Varía a medida que el objeto controlado se acerca a la posición deseada y el voltaje del motor se reduce.

Para distintos valores de voltaje de armadura V_a se han dibujado su par respectivo en la figura 2.14

Se puede ver que la capacidad de producción del par de un servomotor dc es mayor a bajas velocidades que a altas velocidades para un determinado voltaje de armadura aplicado. Esto permite que el motor acelere la carga rápidamente de su posición estática.

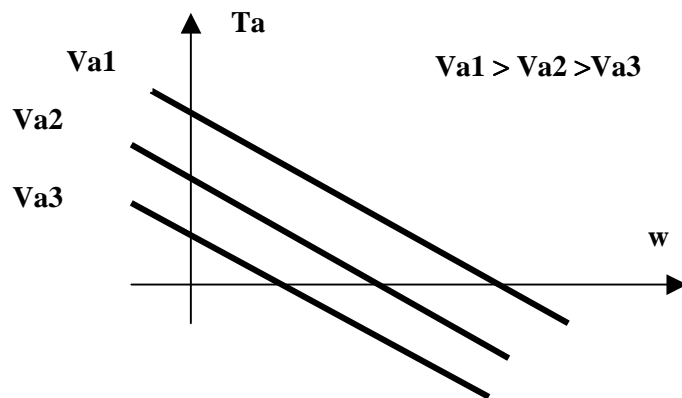


Figura. 2.14 Curvas T_a vs. w para diferentes valores de V_a en un servomotor

Se muestra que a medida que el objeto se acerca a la posición deseada y V_a se reduce, el servomotor dc es capaz de entregar un par invertido para desacelerar la carga si la velocidad de aproximación es alta.

Esto es posible porque los devanados de la armadura del motor comienzan a actuar como un generador bajo esta condición.

CAPITULO III

DISEÑO DEL TROCEADOR CONMUTADO POR CORRIENTE

3.1 DESCRIPCION DEL FUNCIONAMIENTO

Este es un troceador en donde el tiristor principal es desactivado por contracorriente para anular la corriente principal.

En este tipo de troceador la conmutación no es instantánea.

El circuito se muestra a continuación:

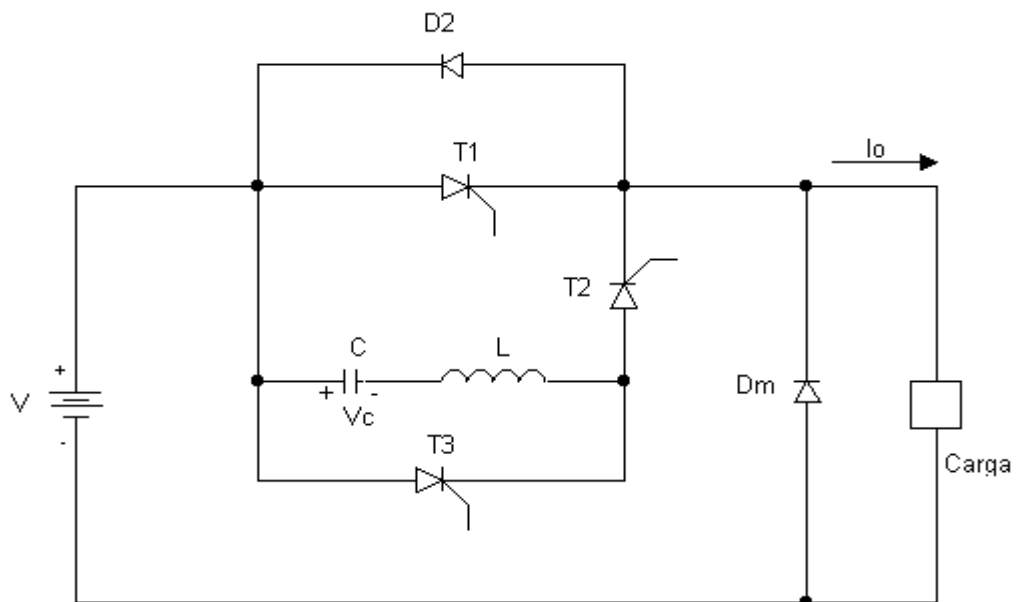


Figura 3.1 Diagrama del Troceador Conmutado por Corriente

Observando la figura 3.1 se puede notar que el circuito consta de 3 tiristores donde T1 es el tiristor principal porque conduce la corriente de carga y T2 y T3 son considerados tiristores auxiliares.

La alimentación proviene de una fuente de voltaje DC.

Al inicio de la secuencia de operación del troceador asumimos que el capacitor está cargado con un voltaje $-V_{co}$.

Se supone que inicialmente el tiristor T1 está conduciendo y tiene una corriente de carga I_o .

3.1.1 CONMUTACION FORZADA DEL TIRISTOR T1

Al disparar el tiristor de conmutación T2 se forma un circuito resonante constituido por L, C, T1 y T2.

Las condiciones iniciales en este instante que es donde empieza la conmutación son:

$$I_c(0) = 0$$

$$V_c(0) = -V_{co}$$

La corriente resonante que empieza a circular por el capacitor está regida por la siguiente ecuación:

$$I_c = A * \text{sen}\omega t + B \text{cos}\omega t$$

Reemplazando la condición inicial de corriente se tiene:

$$0 = A \operatorname{sen} 0 + B \operatorname{cos} 0$$

de donde:

$$B = 0$$

Por tanto:

$$I_c = A \operatorname{Sen}(\omega t)$$

Analizando la malla formada por el circuito resonante se puede deducir que:

$$V_c = -V_L$$

$$V_c = -L \frac{di_L}{dt}$$

Debido a que L y C se encuentran en serie entonces circulará la misma corriente por los dos elementos, por tanto se tiene que:

$$V_c = -L \frac{di_c}{dt}$$

$$V_c = -LA \omega \operatorname{Cos}(\omega t)$$

Reemplazando la condición inicial del voltaje del capacitor se tiene:

$$-V_{co} = -LA \omega \operatorname{Cos}(0)$$

de donde:

$$A = \frac{V_{co}}{\omega L}$$

quedando finalmente:

$$i_c = \frac{V_{co}}{\omega L} \operatorname{Sen}(\omega t) \quad (3.1)$$

$$V_c = -V_{co} \cos(\omega t) \quad (3.2)$$

donde $\frac{V_{co}}{\omega L}$ es el valor pico permisible de la corriente de resonancia

$$I_p = \frac{V_{co}}{\omega L} \quad (3.3)$$

Debido a que la corriente de resonancia comenzará a crecer, llegará un momento en que esta sea igual a la corriente de carga I_0 , por tanto la corriente neta en sentido directo del tiristor principal T1 se reduce a 0 lo cual provoca que este se apague.

Todo esto ocurre en un tiempo $t = t_1$.

El condensador se descargará, reduciendo su voltaje desde $-V_{co}$ hasta un valor $-V_1$.

$$V_c(t = t_1) = -V_1$$

El valor de t_1 lo podemos encontrar recordando que para $t = t_1$ la corriente del condensador es igual a la corriente de carga, por lo tanto su valor se lo puede calcular de la siguiente ecuación:

$$i_c(t = t_1) = I_0 = \frac{V_{co}}{\omega L} \text{Sen}(\omega t_1)$$

De donde el valor de t_1 será:

$$t_1 = \sqrt{LC} \text{Sen}^{-1}\left(\frac{I_0}{V_{co}} \sqrt{\frac{L}{C}}\right)$$

Para $t = t_1$, la corriente del condensador $i_c(t)$ es igual a la corriente de carga I_0 .

3.1.2 AUTOCONMUTACION DEL TIRISTOR T2

Después que la corriente del tiristor T1 se ha reducido a cero la oscilación resonante continúa a través de D₂, T₂, L y C, hasta que la corriente resonante se reduce a un nivel igual al de la corriente de carga I₀, esto ocurre en el tiempo t = t₂.

Como la oscilación resonante continúa hasta t = t₂ la ecuación de corriente de condensador C será:

$$i_c = \frac{V_{co}}{\omega L} \text{Sen}(\omega t)$$

Por lo tanto el tiempo t₂ lo podemos encontrar mediante la siguiente ecuación:

$$t_2 = \pi\sqrt{LC} - t_1$$

Para este tiempo(t₂), el voltaje del condensador ha cambiado de polaridad y tiene un voltaje igual a V.

Para t = t₂ la corriente del condensador es igual a I₀ y trata de mantenerse constante por la condición de que la corriente de carga se mantiene constante.

Pero cuando t = t₃ el voltaje del condensador iguala al de la fuente V y entra a funcionar el diodo de paso libre D_m manteniendo la corriente de carga constante, pero la corriente del condensador comienza a disminuir hasta llegar a cero en el tiempo t = t₄.

En el instante de tiempo t₂ < t < t₃, la corriente del condensador es constante y su carga será lineal, cargándose a una velocidad que depende de la corriente de carga I₀.

$$V_c = \frac{1}{C} \int I_o dt'$$

$$V_c = \frac{I_o}{C}t' + K$$

Donde:

$$t' = t - t_2$$

Si se reemplaza la condición inicial anterior del condensador para $t = t_2$ se tiene:

$$V_c = \frac{I_o}{C}t' - V_1 \quad (3.4)$$

en el instante que comienza a conducir el diodo D_m , las condiciones iniciales para el condensador serán las siguientes:

$$i_c(t = t_3) = I_o$$

$$V_c(t = t_3) = V$$

La corriente en el condensador será de la siguiente forma:

$$I_c = A \text{Sen}(\omega t'') + B \text{Cos}(\omega t'')$$

Donde:

$$t'' = t - t_3$$

Para $t = t_3$ se tiene:

$$I_o = A \text{sen } 0 + B \text{cos } 0$$

de donde:

$$B = I_o$$

quedando

$$I_c = A \text{sen } \omega t'' + I_o \text{cos } \omega t''$$

El voltaje del capacitor será:

$$V_c = V - V_L$$

$$V_c = V - L \frac{di_c}{dt}$$

$$V_c = V - L (A \omega \cos \omega t'' - I_o \omega \sin \omega t'')$$

Reemplazando la condición inicial del capacitor se tiene:

$$V = V - L (A \omega \cos 0 - I_o \omega \sin 0)$$

teniendo que:

$$A = 0$$

obteniéndose finalmente:

$$i_c = I_o \cos \omega t''$$

$$V_c = V + I_o \omega L \sin \omega t''$$

En este tipo de circuito se conoce que en $\pi/2$ el periodo de conmutación termina por tanto el término $\sin \omega t''$ se hace 1 obteniéndose que el voltaje final hasta el cual se carga el capacitor es:

$$V_{co} = V + I_o \omega L \tag{3.5}$$

donde $I_o \omega L$ es el sobrevoltaje del capacitor y depende de la corriente inicial del inductor I_o , pues este almacena energía debido a la corriente de pico de la carga I_o y luego se la transfiere al capacitor.

En este instante la corriente en el capacitor se hace 0 y el tiristor auxiliar T2 se apaga.

Por tanto se dice que este es autoconmutable.

El tiempo que permanece el diodo D2 encendido se conoce como tiempo de desactivación del circuito t_{off} y debe ser mayor que el tiempo de desactivación del tiristor principal t_q .

Como el diodo D2 permanece encendido durante los tiempos t_1 a t_2 , el valor del tiempo máximo de desactivación del que dispone T1 se lo puede encontrar de la siguiente manera:

$$t_{off} = t_2 - t_1$$

3.1.3 ENCENDIDO Y AUTOCONMUTACION DEL TIRISTOR T3

Una vez que el capacitor se ha cargado hasta $+V_{co}$ se procede a disparar T3 formándose una red LC sin fuente cuyo objetivo es invertir el sentido del voltaje en el capacitor desde $+V_{co}$ hasta $-V_{co}$ y así prepararlo nuevamente para conmutar el tiristor principal.

El tiristor T3 también es autoconmutable pues al cambiar el sentido del voltaje y llegar a $-V_{co}$ la corriente en el circuito también trata de cambiar su sentido de circulación lo cual no es permitido por el tiristor y por tanto T3 se desactiva por falta de corriente. (Ver apéndice B).

Hay que acotar que al empezar la secuencia de operación del circuito el capacitor tiene 0 V entre sus terminales. Por tanto obligatoriamente al inicio se debe disparar T2 para cargar al capacitor y luego T3 para invertir el sentido del voltaje y entonces

se puede decir que el circuito está listo para comenzar el funcionamiento descrito anteriormente.

3.2 CONDICIONES DE DISEÑO

Para la construcción del circuito se considera que:

$$t_{off} = 20 \text{ useg}$$

$$I_o = 3 \text{ A}$$

$$V = 12 \text{ V}$$

Se considera que la corriente de pico del circuito resonante es dos veces la corriente de la carga.

$$I_p = 2 I_o$$

$$\frac{V_{co}}{\omega L} = 2 I_o$$

$$\frac{V_{co}}{2} = \omega L I_o$$

En el tiempo $t = t_1$, $i_c = I_o$

$$I_o = I_p \text{Sen}(\omega t_1)$$

$$\frac{I_o}{I_p} = \text{Sen}(\omega t_1)$$

$$\frac{I_o}{2 I_o} = \text{Sen}(\omega t_1)$$

$$\omega t_1 = \text{Sen}^{-1}\left(\frac{1}{2}\right) = 30^\circ$$

Se tiene que:

$$\pi = 2\omega t_1 + \omega t_{off}$$

Al despejar

$$\omega t_{off} = \pi - 2\omega t_1$$

$$= 180 - 2(30)$$

$$= 180 - 60$$

$$= 120$$

$$\omega = \frac{120^\circ}{t_{off}}$$

$$\omega = \frac{120^\circ * \pi}{20 * 10^{-6} * 180^\circ}$$

$$\omega = 104720,0 \frac{rad}{seg}$$

Si se utiliza la ecuación 3.5 se tiene

$$V_{co} = V + I_o \omega L$$

$$V_{co} = V + \frac{V_{co}}{2}$$

$$\frac{V_{co}}{2} = V$$

$$V_{co} = 2V$$

de donde

$$V_{co} = 24 \text{ V}$$

$$\text{Luego } I_o \omega L = \frac{V_{co}}{2}$$

de donde:

$$L = \frac{V_{co}}{2I_o \omega}$$

$$L = \frac{24}{2 * 104720 * 3}$$

$$L = 38.19 \mu \text{ H}$$

Como se sabe que:

$$I_p = 2I_o$$

$$\frac{V_{co}}{\omega L} = 2I_o$$

$$\frac{V_{co}}{2LI_o} = \omega$$

$$\frac{V_{co}}{2LI_o} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Despejando C se tiene:

$$C = \frac{4LI_o^2}{V_{co}^2}$$

$$C = \frac{4 * 3^2 * 38.19 * 10^{-6}}{24^2}$$

$$C = 2.4 \mu \text{ f}$$

Se debe mencionar también que para el montaje final del circuito, a parte de los elementos y valores descritos anteriormente, los tiristores usados fueron:

T1, tiristor principal: NTE 230

T2, tiristor auxiliar: NTE 5465

T3, tiristor auxiliar: NTE 5465

Las características técnicas de los tiristores mencionados anteriormente se adjuntan en el apéndice A.

Para disipar el calor generado por los tiristores durante su uso se debió colocar a cada uno de ellos sobre disipadores de calor.

El diodo Dm que esta en paralelo con la carga fue escogido de acuerdo a la máxima corriente que circulara por el circuito esto es: 3 A.

Finalmente el diodo escogido fue el TA20/02

Como elemento de protección para sobrecorriente se colocó un fusible en serie con la fuente de 12 V.

3.3 PROTECCION DEL SISTEMA

Una de las grandes ventajas del SCR es que tiene un tamaño bien pequeño. Sin embargo desde el punto de vista de protección, esto es una desventaja. Los SCR tienen una superficie y una masa bien baja y por lo tanto una constante de tiempo térmica baja. Estos son dispositivos muy delicados, su protección es necesaria.

Varios modos de avería y técnicas de protección son mencionadas a continuación.

3.3.1 AISLAMIENTO ENTRE CONTROL Y FUERZA

El aislamiento entre los circuitos de control y fuerza se puede realizar mediante dos formas:

- 1) Usando elementos optoacopladores o
- 2) Usando transformadores de pulsos

En nuestro caso se ha escogido la segunda opción única y exclusivamente debido a que estos son más económicos.

Los primarios deben ser conectados al circuito de control y por el lado del secundario totalmente aislados, circulará la corriente que es enviada a la puerta de cada tiristor.

Cada transformador usado para enviar los pulsos a los tres tiristores tiene una relación de transformación de dos a uno.

3.3.2 PROTECCION CONTRA EL CALOR

Cuando un tiristor está conduciendo, la resistencia ánodo-cátodo es muy baja pero no es cero.

El voltaje a través del dispositivo está en el rango de 1 a 2V. Una gran corriente que fluya por el dispositivo puede producir suficiente calor para destruir el mismo.

Por tanto, los tiristores necesitan ser montados en disipadores de calor, para que este sea conducido del dispositivo al disipador y desde este se irradie y sea conducido a la atmósfera.

3.3.3 PROTECCION CONTRA di/dt

Un parámetro importante en las hojas de datos de cada tiristor es el valor di/dt máximo que puede soportar, ya que una rápida variación de la corriente puede destruirlo.

Debido a este parámetro, la potencia instantánea del tiristor puede llegar a tener valores muy grandes, lo cual podría dañar al mismo. Pues al disipar grandes cantidades de energía en espacios pequeños se producirá un elevado calentamiento que destruirá la zona conductora por fusión del silicio.

Una manera de proteger al tiristor contra este fenómeno, es añadiendo algún elemento en serie, para lograr que la pendiente de la corriente o di/dt , no sobrepase el valor máximo especificado por el fabricante. Este elemento es una inductancia L como se ve en la figura 3.2

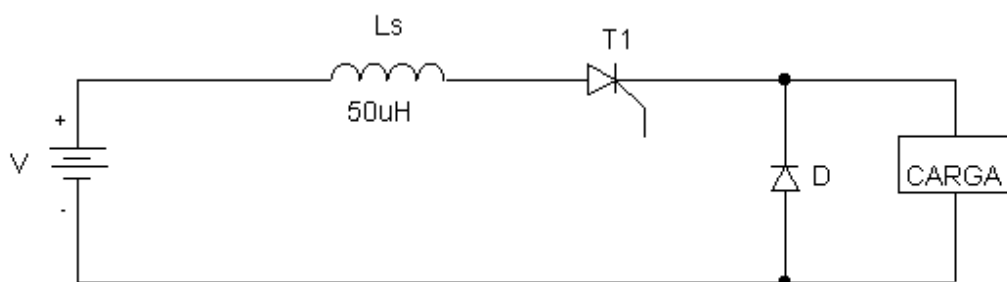


Figura 3.2 Circuito de protección contra cambios bruscos de corriente

El peor de los casos se presenta cuando circula corriente debido a la aplicación de voltaje continuo, al entrar en conducción la corriente tiene la forma:

$$i_A = \left(\frac{V}{R}\right) * \left(1 - e^{-\left(\frac{R}{L}\right) * t}\right)$$

Si derivamos esta expresión:

$$\frac{di}{dt} = \frac{R}{L} \frac{V}{R} e^{-\left(\frac{R}{L}\right) * t}$$

El máximo valor de di/dt se obtiene cuando se evalúa en t = 0.

Por tanto el di/dt (máximo) es igual a V/L, debiendo ser este valor, menor al especificado en la hoja de datos del tiristor.

Por tanto el valor mínimo de la inductancia debe ser:

$$L_{min} = \frac{V}{\left(\frac{di}{dt}\right)}$$

Se suele colocar valores típicos de inductancia de 50 a 100uH.

En nuestro circuito de fuerza el valor de inductancia colocado fue de 50uH

3.3.4 PROTECCION CONTRA dv/dt

Una variación rápida del voltaje podría producir un disparo del tiristor sin la necesidad de enviar un pulso a la compuerta y por consiguiente causar la pérdida del control.

Por ello el tiristor se lo debe proteger usando una red Snubber en paralelo, entre el ánodo y el cátodo. Esta red esta compuesta de un capacitor y una resistencia en serie.

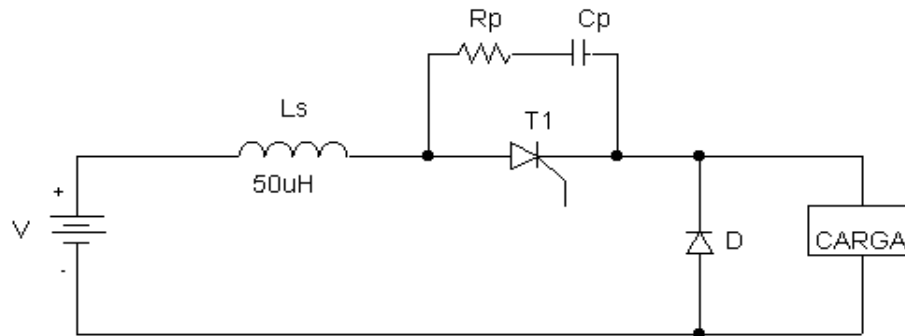


Figura 3.3 Circuito de protección contra cambios bruscos de voltaje

La figura 3.3 muestra un tiristor con una red Snubber polarizada, pues solo se soportarán voltajes continuos. El condensador limita la velocidad de subida del voltaje en los extremos del tiristor. La resistencia es usada para limitar la descarga del capacitor a través del tiristor.

El voltaje a través del tiristor es:

$$V_{ak} = R_p * i \quad (3.6)$$

El condensador es considerado como un cortocircuito cuando se le aplica voltajes continuos.

Si derivamos la expresión (3.6) con respecto al tiempo se tiene:

$$\left(\frac{dV_{AK}}{dt} \right)_{max} = R_p * \left(\frac{di}{dt} \right)_{max}$$

$$R_p = \frac{\left(\frac{dV_{AK}}{dt} \right)_{max}}{\left(\frac{di}{dt} \right)_{max}} \quad (3.7)$$

Observando la ecuación (3.7) se puede notar que el valor de Rp depende de dos parámetros proporcionados por el fabricante.

En el circuito de fuerza del troceador conmutado por corriente, solo se colocó la protección dv/dt al tiristor principal (NTE 230), pues este tiristor es el que maneja toda la corriente que le llega a la carga.

Verificando la hoja de datos de este tiristor (Ver Anexo A.1) se encuentra que:

$$\frac{dV}{dt} = 700 \frac{V}{\mu\text{seg}}$$

$$\frac{di}{dt} = 200 \frac{A}{\mu\text{seg}}$$

Por tanto reemplazando estos valores en la ecuación (3.7) se obtiene que $R_p = 3.5 \Omega$.

Los valores típicos que se usan en una red Snubber son Cp: 0.01 a 0.1 uF y Rp: 10 a 1000 Ω . En nuestro caso el valor de capacitor escogido fue de 0.1uF.

3.3.5 PROTECCION CONTRA SOBREVOLTAJE

Un tiristor puede estar sujeto a un sobrevoltaje debido a una mala conmutación, cortocircuito, transientes, operaciones de switcheo y demás.

El tiristor es protegido contra estos sobrevoltajes con una conexión en paralelo de un dispositivo de resistencia no lineal.

Este dispositivo de protección tiene características de resistencia fugaces con el incremento de voltaje. Si un alto crecimiento de voltaje aparece, el dispositivo no lineal produce un virtual cortocircuito a través del tiristor. El VARISTOR es el dispositivo no lineal comúnmente usado para protección contra sobrevoltajes.

3.3.6 PROTECCION CONTRA SOBRECORRIENTES

La capacidad térmica de un dispositivo semiconductor es pequeña. Por lo tanto continuas sobrecargas, crecimiento de corrientes de larga duración o largos crecimientos de corriente de corta duración pueden incrementar la temperatura de la unión sobrepasando los límites permisibles y destruyendo el dispositivo. La protección contra sobrecorriente está compuesta por un breaker y un fusible de rápida acción en serie con el tiristor. El breaker es usado para proteger al tiristor contra continuas sobrecargas o crecimientos de corriente de larga duración. El fusible de acción rápida es usado para proteger al tiristor contra largos crecimientos de corriente de muy corta duración.

El breaker o el fusible deben abrir el circuito antes que el tiristor pueda ser dañado por una corriente larga de alguna naturaleza.

El breaker es usado para todo el circuito y el fusible puede ser usado individualmente por cada tiristor.

3.3.7 PROTECCION DE LA COMPUERTA

La protección de la compuerta es requerida para sobrevoltajes y sobrecorrientes. El gate puede ser protegido contra sobrevoltajes con un diodo zener a través del gate y contra sobrecorrientes con una conexión en serie de una resistencia. También suele colocarse un diodo en serie con la resistencia anteriormente mencionada, esto se lo hace con la finalidad de evitar la circulación de corrientes negativas.

El valor de esta resistencia fue encontrado experimentalmente, y se encontró que el mas apropiado fue un resistor de 120 Ω .

Un problema común encontrado en la circuitería de un SCR es un falso disparo del dispositivo. El disparo de los pulsos puede ser inducido en el gate debido al encendido o apagado de un SCR cercano o transcientes en el circuito de fuerza.

Estos indeseables pulsos de disparo pueden encender el dispositivo causando operaciones erróneas del circuito. Los gates son protegidos contra estos problemas usando un capacitor y un resistor que son conectados entre el gate y el cátodo para bypasear los pulsos producidos por el ruido.

El capacitor puede ser de 0.01 μf y el resistor estar en el rango de 100 a 1k Ω .

Experimentalmente se encontró que los valores mas apropiados de resistencia y condensador fueron de 1K Ω y 0.015 μf respectivamente.

3.4 ANALISIS DEL FILTRO REDUCTOR DE ARMONICAS

Generalmente se suele colocar un filtro en la línea de la fuente DC, con el fin de reducir las diferentes armónicas que se generan en la línea, tal como se muestra en la figura 3.4

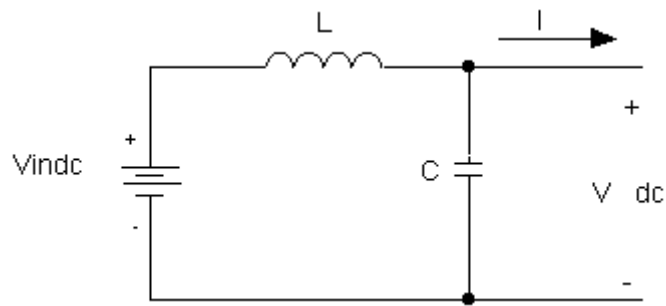


Figura 3.4 Diagrama del Filtro Reductor de Armónicas

El troceador es considerado como un switch:

- Cuando el tiristor T1 está en ON, la corriente del motor y la corriente de la fuente son iguales.
- Cuando el tiristor T1 está OFF, la corriente de la fuente es cero y la corriente del motor fluye a través del diodo de paso libre Dm.

Así el troceo produce corriente troceada para la fuente, con las consiguientes armónicas que producen efectos indeseados, como una fluctuación del voltaje de la fuente, señales de interferencia, distorsión de la fuente, adicional calentamiento y mucho más.

Un simple filtro compuesto de un capacitor reduce el rizado de la fuente y solamente la corriente promedio es tomada de la misma.

El inconveniente de colocar un capacitor, es que debe tener un valor grande. En la práctica se usa un filtro LC con el objetivo de reducir el tamaño del capacitor.

El inductor del filtro tiene una función adicional, ayuda a proporcionar un aislamiento transitorio entre la carga y la fuente, durante una condición de cortocircuito.

Los cálculos para los valores de inductancia y capacitancia que se utilizarán en el filtro se muestran a continuación.

$$V_o = \left(\frac{v}{T} \right) * t$$

$$V_o = V * \frac{t}{T}$$

$$R * I_o = I_a * R * \frac{t}{T}$$

$$I_o = I_a * \frac{t}{T}$$

$$I_o = I_a * \alpha$$

de donde I_o es la corriente promedio de troceo, I_a es la corriente de armadura y α es la variable designada por la relación t_{on}/T .

$$I_{RMS} = \sqrt{\int_0^{\alpha} I_a^2 d\alpha} = I_a \sqrt{\alpha}$$

$$I_{rizado} = \sqrt{(I_{RMS})^2 - (I_o)^2} = I_a \sqrt{\alpha - \alpha^2}$$

Para un máximo de rizado de corriente:

$$\frac{dI_{\text{rizado}}}{d\alpha} = 0, \text{ se obtiene } \alpha = 0$$

$$I_o = \frac{I_a}{2} = \frac{1}{2} = 0.5 \text{ A}$$

La corriente fundamental de la fuente, I_1 no debe exceder el 10% de la corriente I_o ,
luego:

$$I_1 = 0.1 I_o = 0.05 \text{ A}$$

$$I_1 = \frac{X_c}{X_L - X_c} I_o$$

$$0.1 I_o = \frac{X_c}{X_L - X_c} I_o$$

$$X_L = 10 X_c$$

Si $C = 10000 \mu\text{F}$

$$X_c = \frac{1}{2\pi f C} \quad f = 400 \text{ Hz}$$

$$X_c = \frac{1}{2\pi(400)(10000 * 10^{-6})}$$

$$X_C = 39.79 * 10^{-3} \Omega$$

$$X_L = 10 X_C$$

$$X_L = 0.3978 \Omega$$

$$X_L = 2\pi f L$$

$$L = \frac{X_L}{2\pi f}$$

$$L = \frac{0.3978}{2\pi(400)}$$

$$L = 158,31\mu H$$

CAPITULO IV

DISEÑO DEL CIRCUITO DE CONTROL

4.1 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CIRCUITO

El control es simultáneamente el primer nivel y la base de la automatización para la que existen hoy en día cada vez más aplicaciones.

El conocimiento de los procesos de control y de sus interrelaciones tiene por ello una importancia especial para resolver cualquier tarea de automatización.

Es por ello que el tema a tratar en esta tesis, tiene como objetivo tener práctica en un sistema de control específico: la velocidad de un motor DC.

El elemento a controlar en nuestro sistema es un servomotor DC, y su velocidad puede ser variada, controlando el voltaje de armadura. El motor opera en modo de torque constante sobre un cierto rango de velocidad.

El sistema de control es de lazo cerrado, debido a que proporciona precisión y respuesta más rápida para cualquier variación de la velocidad y par motor de la carga.

En la figura 4.1 se muestra el diagrama de bloques general y el elemento final de control.

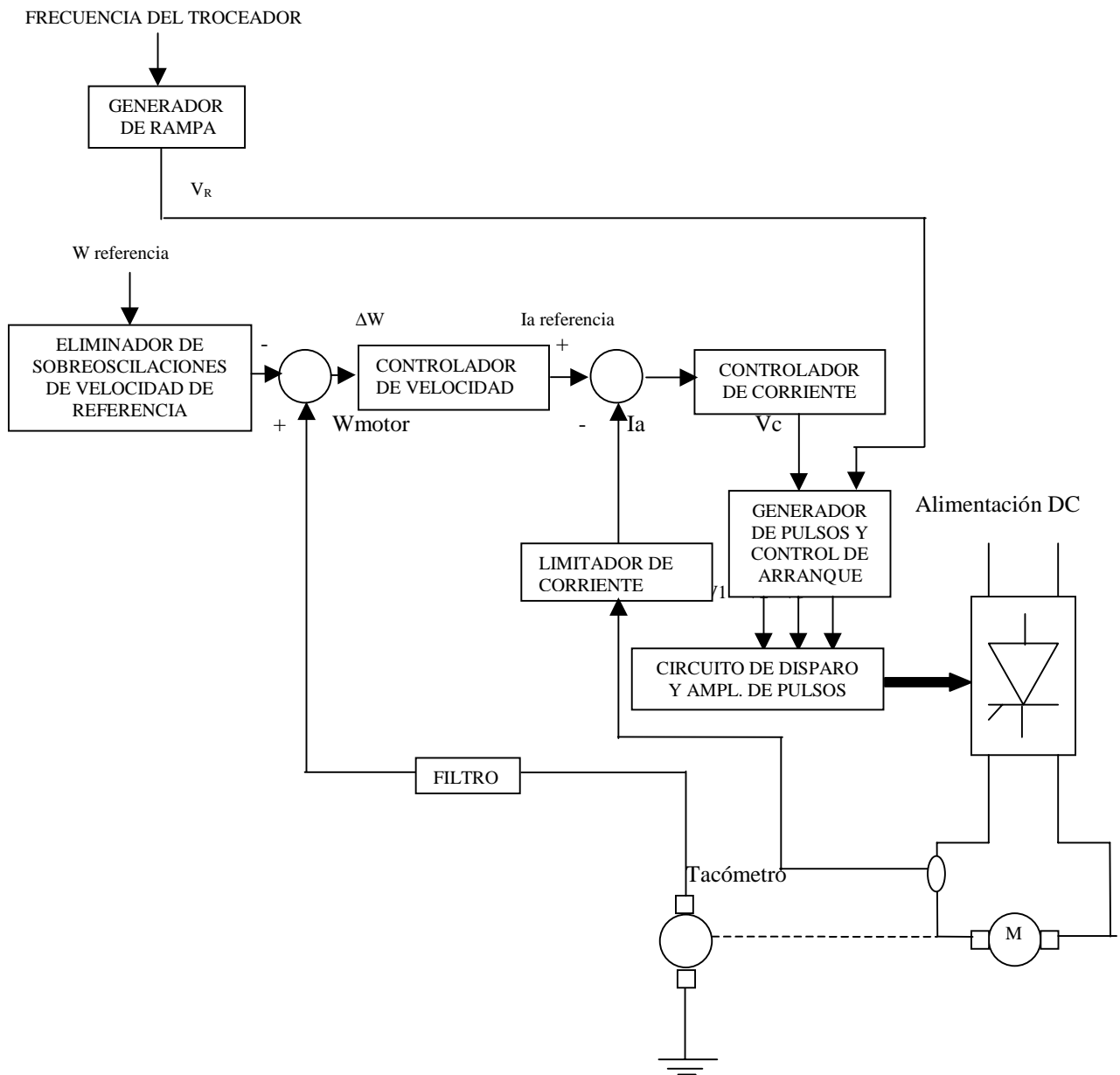


Figura 4.1 Diagrama de Bloques General del circuito de Control

Cada bloque del diagrama del sistema cumple una función específica.

4.2 DESCRIPCION DEL FUNCIONAMIENTO

El sistema de control consta de las siguientes etapas, claramente definidas:

- Eliminador de sobreoscilaciones
- Generador de rampa
- Control de Arranque
- Circuito de Disparo
- Controlador de Velocidad
- Controlador de Corriente
- Etapa Amplificadora de pulsos

La operación de este sistema se describe a continuación:

El voltaje de referencia W_{ref} representa la velocidad deseada para el motor, este voltaje es ingresado al **eliminador de sobreoscilación**, que se encarga de eliminar perturbaciones originadas por los cambios bruscos de W_{ref} .

Esta señal sirve de entrada para el **controlador de velocidad** cuyo propósito es mantener la velocidad constante frente a variaciones de carga.

Se ha añadido un **controlador de corriente** para limitar la corriente máxima de arranque y la de operación.

El **generador de rampa** junto con el controlador PI del motor (corriente y velocidad) producen cada uno voltajes de comparación.

El resultado final de esta comparación tiene como fin generar pulsos de disparo para cada tiristor, esto se realiza dentro del **circuito de disparo**. El ancho del pulso es establecido por las condiciones del motor (corriente y velocidad fijada para una carga mecánica determinada).

El **control de arranque** sincroniza los pulsos para su correcto funcionamiento y permite tener el control de la puesta en marcha y la parada del motor.

La etapa final es la **amplificadora de pulsos**, encargada de suministrar la corriente necesaria para disparar a los tiristores y de servir de separación entre el circuito de control y el circuito de fuerza.

4.3 ELIMINADOR DE SOBREOSCILACIONES DE VELOCIDAD DE REFERENCIA

Si las modificaciones de la velocidad de referencia **W_{ref}** son bruscas, la variable controlada (velocidad del motor) no puede seguirla con rapidez y el controlador de velocidad se satura, provocando sobreoscilaciones indeseables en la variable correctora (**ΔW**).

Esto puede evitarse usando un generador de rampa como el mostrado en la figura 4.2, el cual consta de un integrador U3A con constante de tiempo grande y de un amplificador no inversor de alta ganancia U1A.

Todo ello para limitar la aceleración de la variable W_{ref} , tal y cual como se explica a continuación:

Cuando las tensiones $-W_{ref}^*$ y W_{ref} no son iguales, el amplificador operacional U1A se satura y la señal proveniente de este es integrada conforme a un factor determinado por el potenciómetro R10. Esta integración termina cuando la tensión de salida $-W_{ref}^*$ coincide en valor absoluto con la entrada W_{ref} .

La señal usada para representar la variable física (Velocidad) en este sistema de control, es un voltaje continuo y está comprendido entre + 10V y 0V. Este voltaje se lo denomina W_{ref} .

En este circuito se ha colocado un potenciómetro R8 que permite la variación de la velocidad de referencia, entre dos valores y estos corresponden a una velocidad máxima **Wmax** y a una velocidad mínima **Wmin** del motor.

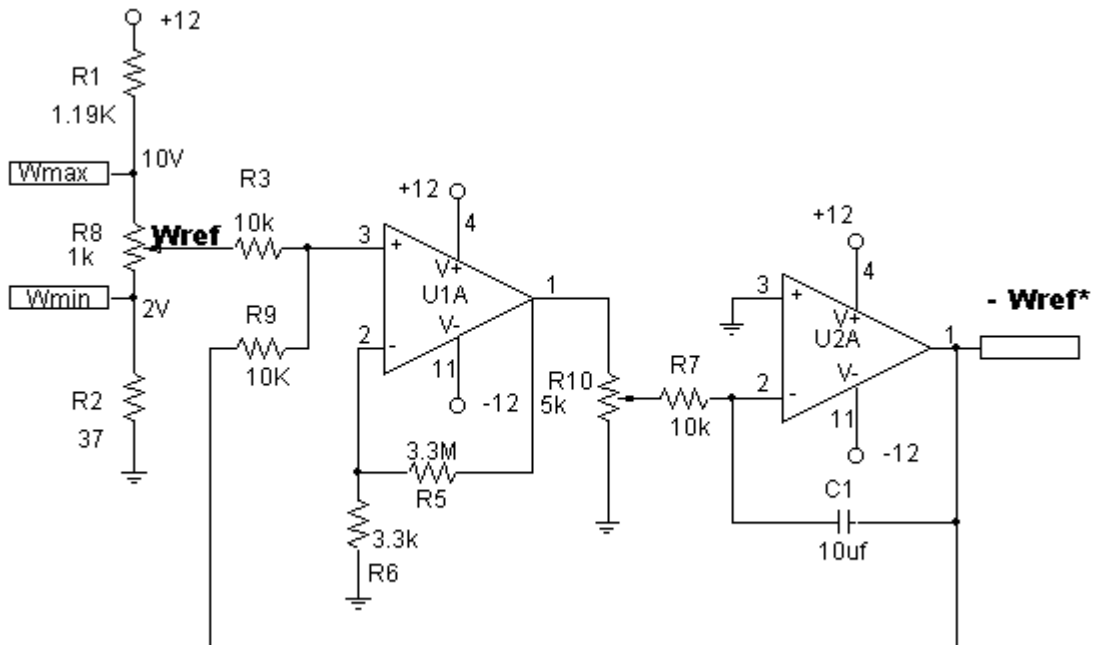


Figura 4.2. Circuito Eliminator de Sobreoscilaciones

Estos valores correspondían a:

10[Voltios] para **Wmax**, cuando el voltaje promedio $V_o \cong 9,34$ [Voltios]

2 [Voltios] para **Wmin**, cuando el voltaje promedio $V_o \cong 1,02$ [Voltios]

Ambos valores fueron determinados de modo experimental.

4.4 GENERADOR DE RAMPA

El voltaje V_r representa el voltaje de rampa con pendiente negativa, y es usado para fijar la frecuencia de troceo.

Los tres amplificadores operacionales U1A, U2A, y U7A de la figura 4.3, juntos dan origen a la onda tipo rampa.

La selección de la frecuencia de operación, es posible con el voltaje V_i .

Cuando el voltaje V_r tiene un valor debajo de 0.6 V (que es el voltaje de polarización cuando conduce el diodo D2), la salida de U1A cambia de 12V a -12V. El amplificador U2A es usado como retardo, para permitir la descarga del capacitor C2.

La salida de U2A, que ahora es negativa hace conducir el diodo de realimentación del circuito D1, y la resistencia de 2,2 k Ω toma el control de la entrada en la unión del integrador U7A.

La salida de U7A rápidamente sube a 12V, lo cual produce que las salidas de U1A y U2A tengan voltajes positivos.

Ahora el diodo D1 se polariza inversamente y el lazo de realimentación se abrirá, debido a la conducción del diodo D2.

Con el diodo D1 polarizado inversamente, el control del integrador U7A se revierte a la resistencia R4 y el voltaje de salida V_r tiene una pendiente que depende de los valores del capacitor C2, el resistor de entrada R4 y el voltaje de entrada V_i .

El circuito encargado de cumplir este objetivo es mostrado a continuación. Fig.4.3

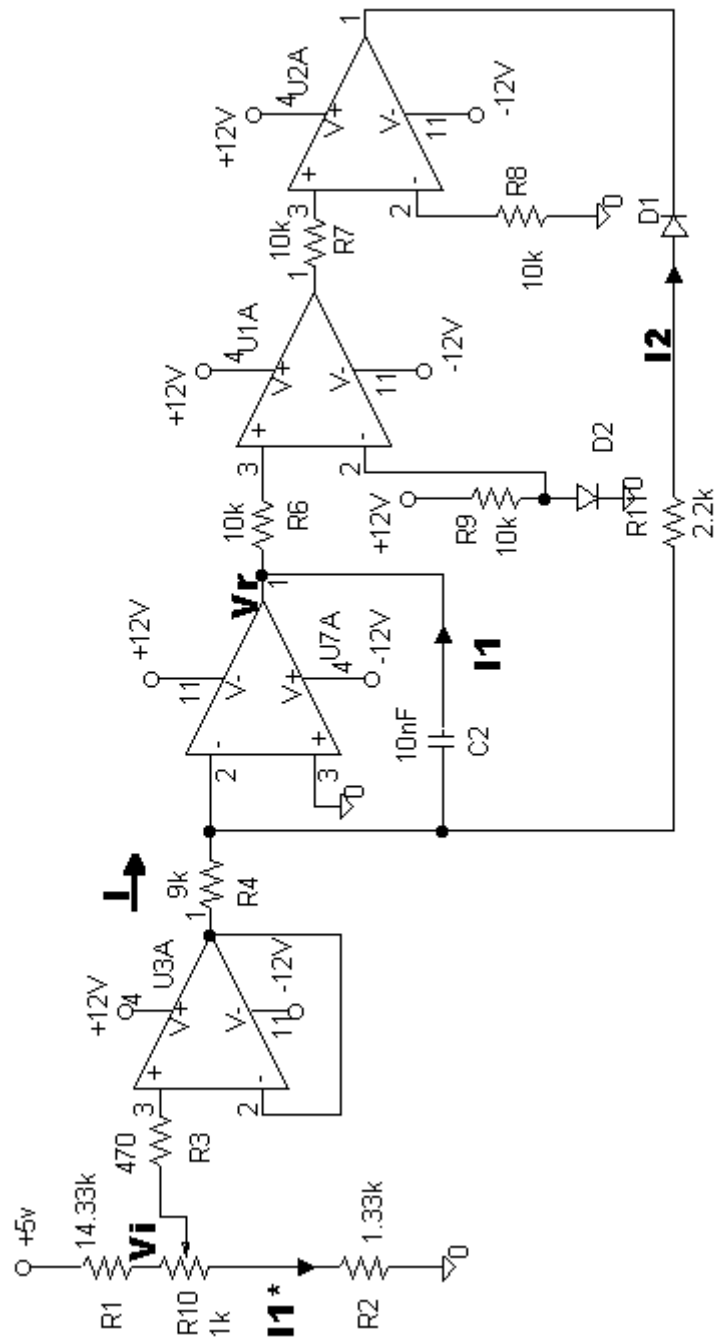


Figura 4.3 Circuito Gerador de Rampa

En efecto este circuito puede ser usado como un oscilador controlado por voltaje (VCO). El propósito de usar U2A es introducir un retardo que sea lo suficiente significativo para cargar el capacitor C2 y que permita que V_r se eleve hasta 12V.

El diodo D2 es usado para un ajuste offset tal que V_r esté siempre sobre un voltaje mayor que cero.

Cuando $V_r < 0.6V$, se da que $I_1 = 0$ e I_2 comienza a fluir y se tiene la siguiente ecuación:

$$2.2 * I_2 + 0.6 - 12 = 0 \quad (4.1)$$

Al despejar I_2 de la ecuación (4.1) se obtiene un valor de 5.19mA.

Se fijó el valor de R4 en $9k\Omega$ y se comenzó a experimentar con que valor de C2 se obtenía la saturación de U7A a 12V. El valor del capacitor con el cual se logró obtener este propósito fué con uno de 10nF.

Cuando $V_r \geq 0.6v$, se carga el capacitor linealmente y comienza a fluir I_1 , dejando de hacerlo I_2 . La forma de carga del capacitor es de acuerdo a la siguiente ecuación:

$$V_{c2} = \left(\frac{I}{C}\right) * I_1 * t$$

Dado que $I_2 = 0$ se tiene que $I_1 = I$ por lo tanto:

$$V_{c2} = \left(\frac{I}{C}\right) * I * t \quad (4.2)$$

Observando la figura se puede notar que el valor de I depende de Vi y de R4, teniéndose que:

$$I = \frac{V_i}{R4} \quad (4.3)$$

Si reemplazamos la ecuación 4.3 en la ecuación 4.2 se tiene:

$$V_{c2} = \frac{V_i}{(R4 * C2)} * t \quad (4.4)$$

Si se realiza una malla alrededor del opamp U7A se tiene:

$$V_{c2} + V_r = 0$$

de donde:

$$V_r = -V_{c2} \quad (4.5)$$

Si igualamos las ecuaciones 4.5 y 4.4 finalmente se obtendrá que:

$$V_r = \frac{-V_i}{(R4 * C2)} * t \quad (4.6)$$

Conociéndose que la frecuencia f de trabajo para los troceadores debe ser variable entre 300 y 500 Hz se debe encontrar los valores de R4, C2 y Vi que

permitan obtener estas frecuencias. Puesto que R4 y C2 fueron fijados anteriormente, la variación del voltaje V_i permite el cambio de la frecuencia.

Experimentalmente se encontró las siguientes relaciones entre la frecuencia f y el voltaje de entrada V_i .

f (Hz)	T (mseg)	V_i (V)
300	3.33	0.4
500	2	0.7

TABLA 4.1 Relación entre f y V_i para el generador de rampa.

Al observar la figura 4.3 se puede notar que el potenciómetro R10 es el elemento que permite variar el voltaje V_i . Cuando éste se encuentra seteado al mínimo se obtiene 0.4 V y cuando lo está al máximo se obtiene 0.7 V.

Si se fija el valor del potenciómetro R10 en $1k\Omega$ y se calcula el valor de corriente que circula por la resistencia R2 se tiene que:

$$I_1^* = \frac{0,4}{R2}$$

de igual manera se tiene que:

$$I_1^* = \frac{0,7}{(R_2 + R_{10})}$$

Igualando las dos ecuaciones anteriores procedemos a encontrar el valor de R2:

$$\frac{0,4}{R_2} = \frac{0,7}{(R_2 + 1)}$$

$$0,4 * R_2 + 0,4 = 0,7 * R_2$$

$$0,7 * R_2 - 0,4 * R_2 = 0,4$$

$$0,3 * R_2 = 0,4$$

$$R_2 = 1,33k\Omega$$

Si se realiza una malla a través de todas las resistencias incluyendo R1 se obtiene la siguiente ecuación:

$$I_1^* = \frac{(5 - 0,7)}{R_1}$$

Si igualamos las ecuaciones antes descritas y despejamos R1 se obtiene que este tiene un valor de 14,33 kΩ. Con esto quedan encontrados todos los valores para nuestro circuito generador de rampa.

4.5 CONTROL DE ARRANQUE

Este circuito consta de los siguientes elementos: un switch, un supresor de rebotes, un flip flop tipo D para la sincronización de los pulsos, y temporizadores 555 en modo astable.

A continuación se detalla las características de este circuito.

El encendido y apagado del motor es realizado por la operación manual de un switch.

Ha sido necesario colocar un supresor de rebotes para eliminar los “glitches” producidos por el switcheo del encendido y apagado del motor.

La secuencia de encendido:

1. Activación del Tiristor T2
2. Activación de los Tiristores T1, T3

Se establece con el pulso de disparo del tiristor T2 (V_{dis}^*).

Debido a que el tiristor T2 es el primer tiristor en encenderse, el voltaje V_{dis}^* controla el encendido del circuito.

Para que este voltaje sea usado como reloj para el flip flop de sincronización, es necesario que no sufra de variaciones de ancho de pulso, es por ello que se ha colocado un temporizador X2.

El temporizador es usado para mantener un pulso de reloj de ancho constante, para el flip flop. A este pulso de reloj se lo llama **CLK**.

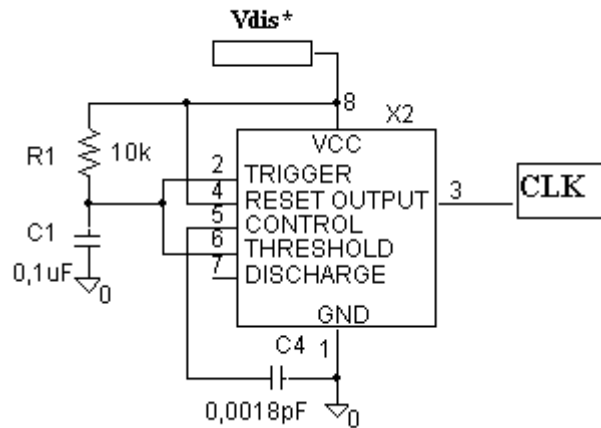


Figura 4.4 Diagrama del temporizador X2 para generar la señal de CLK

El ancho del pulso se lo denomina como tiempo de alta (Talta), y es determinado por los valores de la resistencia R1 y el capacitor C1.

Se escogió un valor de 10KΩ para R1 y un valor de 0,1 uF para C1.

Talta es obtenido por la fórmula:

$$\begin{aligned}
 T_{alta} &= 1,1R_1 C_1 \\
 &= 1,1mseg
 \end{aligned}$$

El diagrama de tiempo se muestra en la figura 4.5

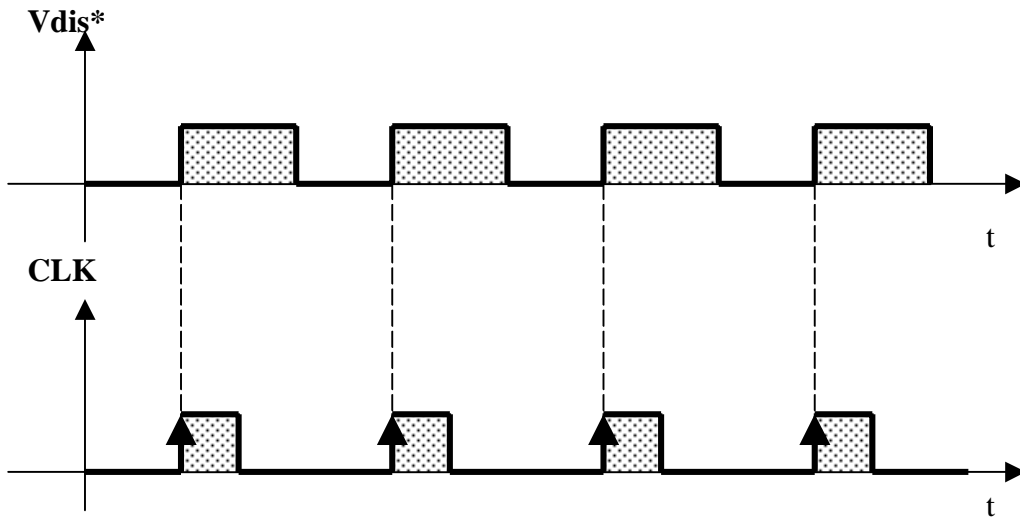


Figura 4.5 Diagrama de tiempo de la Señal CLK

A continuación se describe la operación del funcionamiento del motor.

Cuando el switch es colocado en la posición ON.H, la entrada asincrónica **ON** se coloca en nivel lógico alto. Este nivel es detectado por el reloj **CLK** del flip flop; el cual genera una señal **START** de nivel alto durante toda la puesta en marcha del motor. Figura 4.6

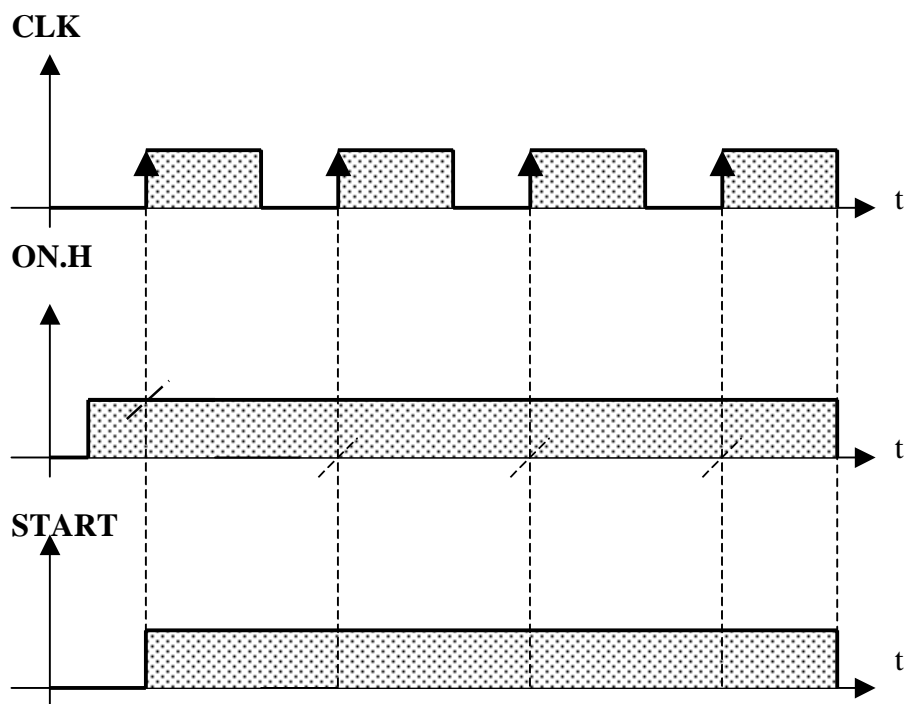


Figura 4.6 Diagrama de Tiempo del Control de Sincronismo

Esta señal permite la habilitación de los pulsos para los tiristores.

Como el tiristor T2 es el primer pulso detectado para este primer periodo T de troceo, es el primer tiristor en habilitarse.

El encendido de este tiristor hace que el capacitor C del circuito de fuerza se cargue con el voltaje de la fuente V.

Una vez ocurrido esto, el tiristor T2 se autoconmuta porque cesa la corriente que fluye a través de este.

Luego dentro del mismo periodo, el tiristor T1 se activa, aplicándose el voltaje de la fuente V a la carga. En este mismo instante, se activa el tiristor T3, que produce que el capacitor C invierta su polaridad a $-V$.

Al invertirse la polaridad del capacitor, la corriente que fluye por el tiristor T3 se hace negativa, lo que produce que el tiristor T3 se autoconmute.

Para el siguiente periodo T, otra vez se activa el tiristor T2, como el tiristor T1 continúa encendido, se aplica una contracorriente en el tiristor T1, produciéndose el apagado del mismo.

Luego de ello el ciclo se repite hasta que se desee detener el motor.

La parada del motor se efectúa de la siguiente forma:

Al colocar el switch en la posición ON.L, la entrada **ON** se ubica en nivel bajo.

El inversor 74LS04, lo convierte en nivel lógico alto, lo que hace que se polarize el temporizador X1.

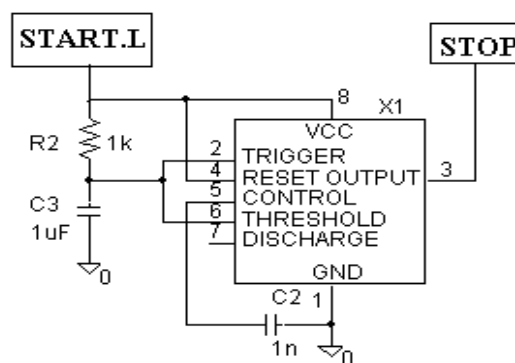


Figura 4.7

Temporizador que genera la Señal STOP

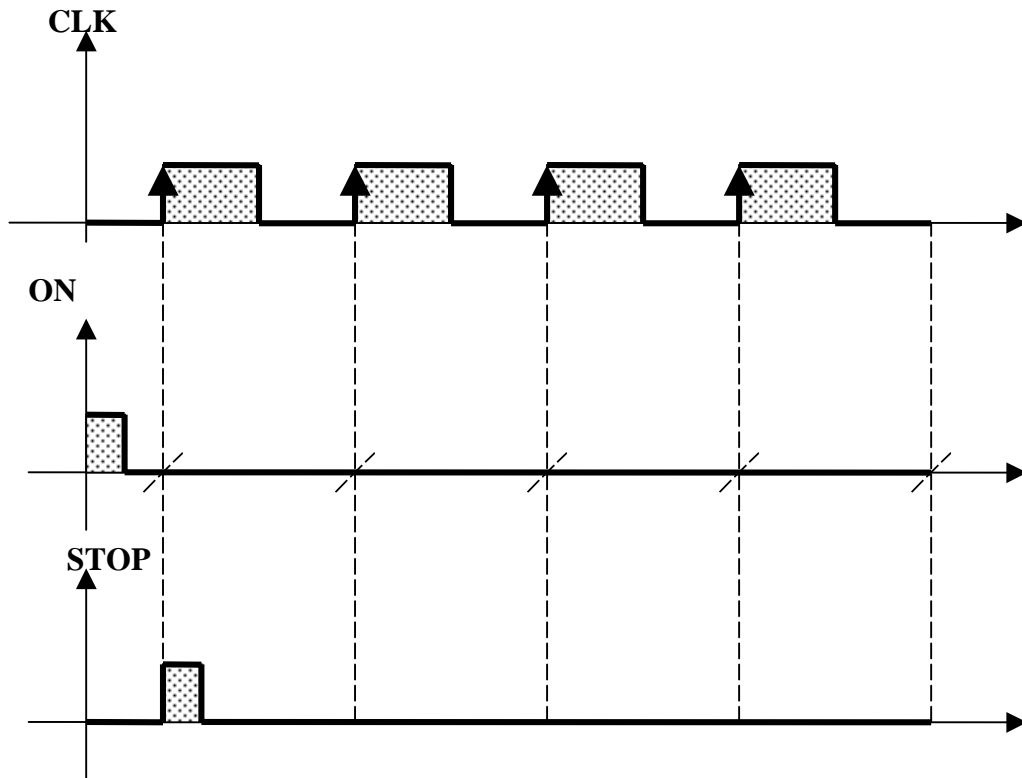


Figura 4.8 Diagrama de tiempo de la Señal STOP

Una vez polarizado este elemento, se genera un pulso de corta duración (**STOP**) solamente para el tiristor T2, que es el encargado de aplicar un voltaje negativo en los terminales del tiristor T1 (V_{ak}).

La señal **STOP** es producida por el 555 en configuración de multivibrador de un solo disparo (temporizador X1).

La figura que se presenta a continuación nos muestra los diagramas de tiempo para cada voltaje gate-cátodo de los tiristores T1, T2, T3.

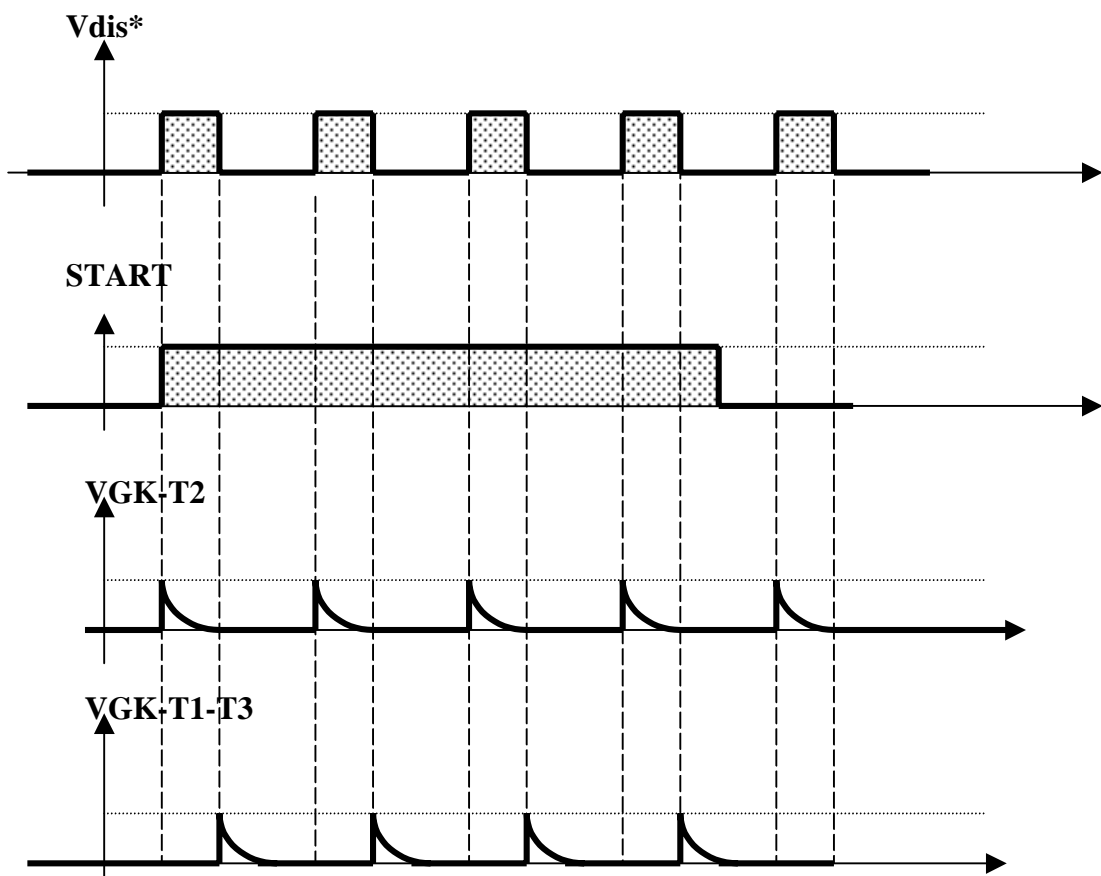


Figura 4.9 Diagrama de tiempo de los pulsos de disparo de los tiristores 1,2,3

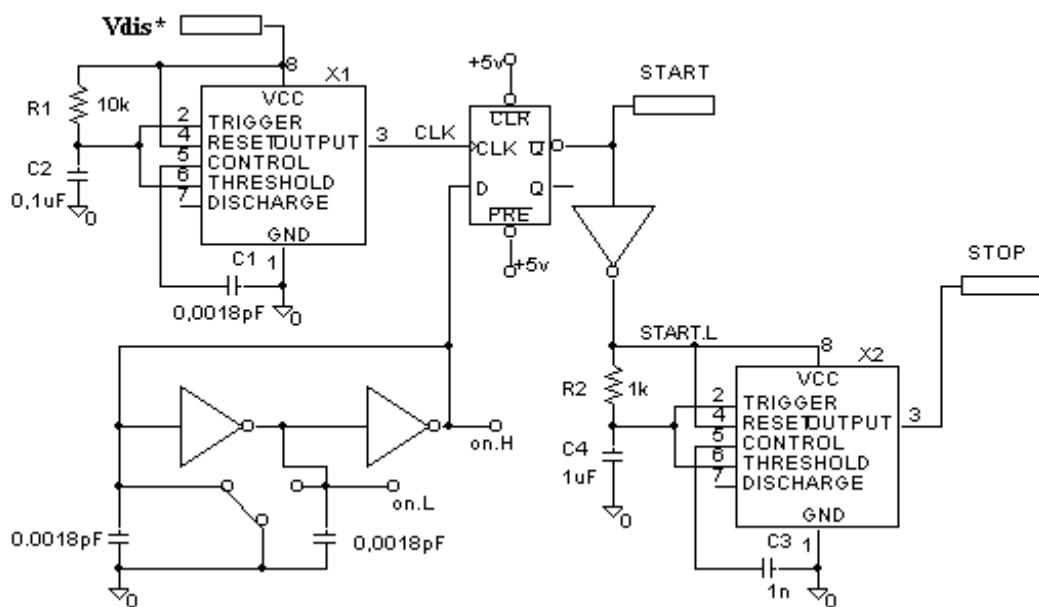


Figura 4.10 Circuito de Control de Arranque y Paro

4.6 CIRCUITO DE DISPARO

El circuito de disparo consta de un comparador, puertas AND, OR, e INVERSORES.

Las entradas que recibe este circuito son:

El voltaje de salida del generador de rampa V_r .

El voltaje de salida del controlador PI de corriente y velocidad V_c .

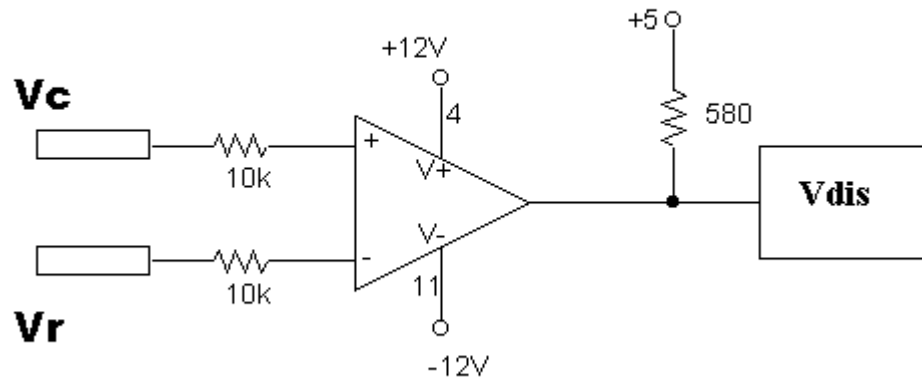


Figura 4.11 Diagrama del Circuito Comparador entre el Voltaje de Control y la Rampa

Estas señales son ingresadas al comparador LM311, a la entrada negativa y a la entrada positiva del comparador, respectivamente.

Este comparador es usado como interfase entre las puertas lógicas TTL y el nivel de salida del comparador.

El ángulo de disparo ton es producto de la comparación entre V_r y V_c .

Con la rampa se asegura fijar la frecuencia de troceo, y por su pendiente negativa permite que: para diversos valores de V_c , el ancho del pulso V_{dis} varíe también. Fig. 4.12

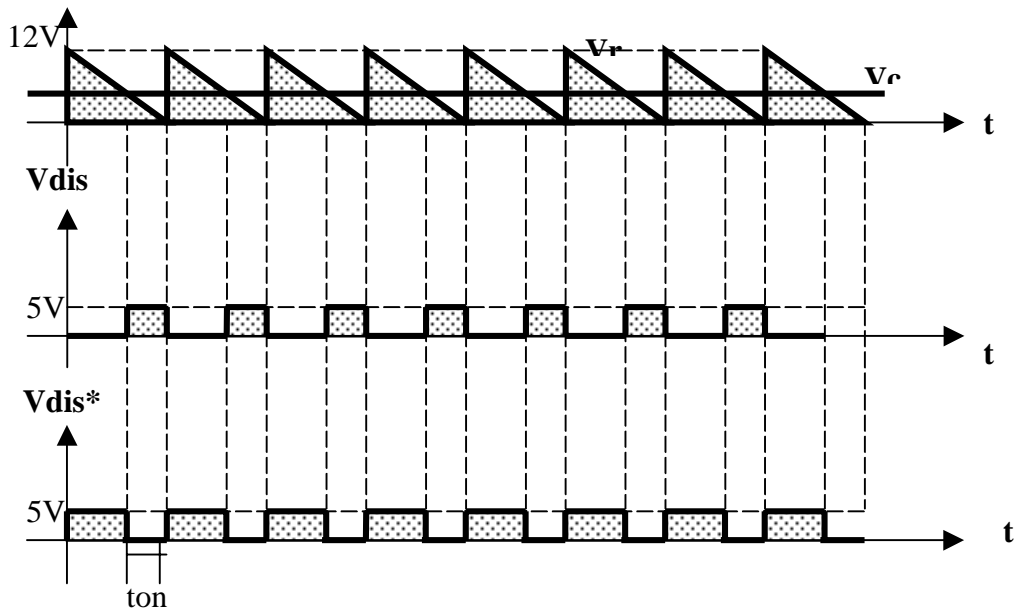


Figura 4.12 Voltaje para cada uno de los tiristores del Troceador

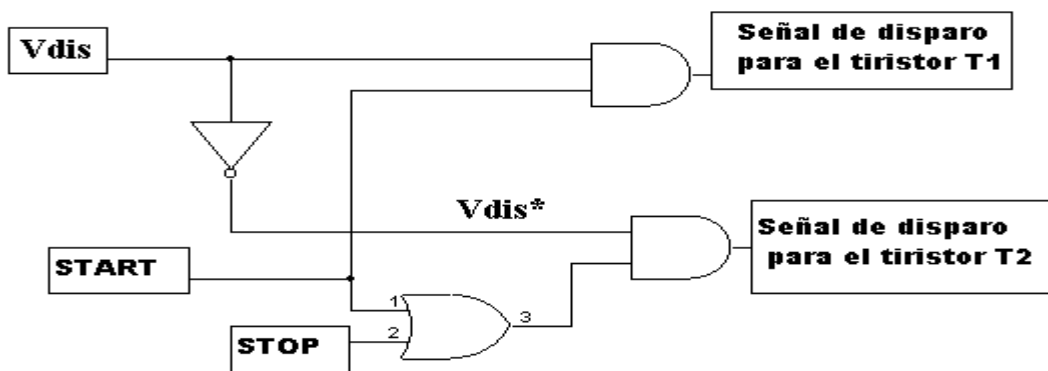


Figura 4.13 Diagrama de las Señales de disparos a los Tiristores T1-T3 y T2

El voltaje resultante de la comparación V_{dis} se establece como señal de disparo para el tiristor T1. Este voltaje pasa a través de un inversor y se obtiene el voltaje V_{dis}^* , como señal de disparo para el tiristor T2.

4.7 DISEÑO DEL CONTROLADOR DE VELOCIDAD

Para realizar el control de velocidad al motor de corriente continua con excitación constante, se usó un sistema de control en lazo cerrado.

Este sistema se caracteriza por la realimentación que existe, lo cual nos permite comparar la salida verdadera con la respuesta de la salida deseada. Un diagrama de este tipo es mostrado en la figura 4.14

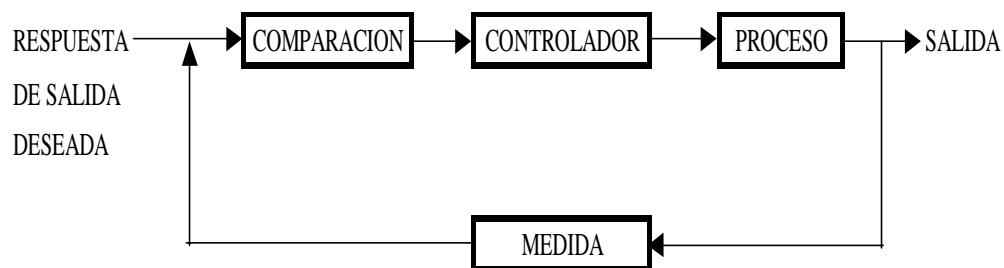


Figura 4.14 Diagrama de Bloques del Sistema de Control de Velocidad en lazo cerrado

Por tanto controlar en lazo cerrado significa influir sobre una variable física (en nuestro caso la velocidad) para que coincida con la mayor aproximación posible

e independientemente de las perturbaciones externas, con un determinado valor preestablecido.

El sistema controlador está formado por 3 partes; cada una cumple una función específica.

La variable deseada, que debe mantenerse constante o seguir las variaciones de la variable de referencia, se conoce como variable controlada cuando coincide con la variable medida. En nuestro sistema la variable controlada es la velocidad la cual es medida indirectamente en forma de voltaje mediante el servomotor el mismo que a pesar de operar como un motor, simultáneamente genera un voltaje proporcional a la velocidad de giro del motor.

Este generador tacométrico es un transductor de medida, pues transforma una velocidad en un voltaje, el mismo que puede ser entendido por los demás elementos del sistema controlador, por lo tanto se lo considera como el primer componente del sistema.

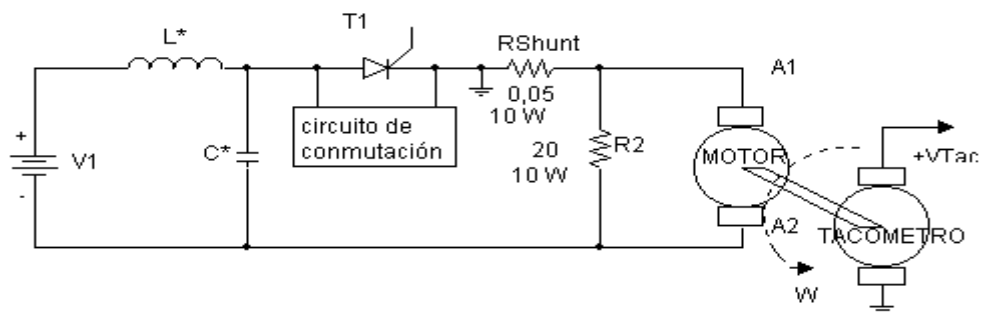


Figura 4.15 Circuito de Realimentación de Velocidad

Este tacómetro posee una constante de proporcionalidad de 3,31mVolt./ RPM.

La señal que se obtiene del tacómetro es ingresada a un amplificador operacional configurado como acoplador de impedancias, el cual es ideal para este fin, pues presenta una alta impedancia de entrada que lo dispone para acoplar con señales provenientes de transductores y presenta una baja impedancia de salida para proveer de una buena señal de control.

Luego a la salida se colocó un filtro pasa bajos formado por una resistencia de 1 K y un capacitor de 33 uF el cual nos permitió eliminar el rizado y obtener una señal totalmente lisa. Los valores del filtro fueron encontrados experimentalmente.

Luego, se compara la variable de referencia que se obtiene a la salida del eliminador de sobreoscilaciones con la variable controlada obtenida a la salida del filtro RC. Esta operación se realiza mediante un comparador que proporciona a su salida una señal de error como resultado de la diferencia entre las señales mencionadas.

La señal de error es el resultado de la resta:

Velocidad de referencia menos velocidad de salida.

Si la diferencia es positiva, el sistema controlador debe procurar que aumente la velocidad en el eje del motor.

El sistema controlado no responde inmediatamente a una variación de la variable de salida, sino que en la mayoría de los casos responde con cierto retardo. El sistema controlador debe contrarrestar esta respuesta temporal del

sistema controlado actuando de una forma que la variable controlada sigue las variaciones de la variable de referencia con la máxima rapidez, la máxima exactitud y el mínimo de oscilaciones posible. Por esta razón es que la señal de error no debe actuar directamente sobre el elemento final de control sino que debe usar un elemento que como complemento a la acción proporcional a la señal de error también contrarreste el retardo debido al sistema controlado.

Estas dos acciones: la determinada por la amplitud y la correspondiente al tiempo, constituyen la variable correctora que actúa sobre el elemento final de control.

El elemento que puede determinar la diferencia existente entre la variable de referencia y la variable controlada y formar a partir de ella la variable correctora necesaria, se llama CONTROLADOR.

Este puede ser considerado como el tercer componente del sistema.

En nuestro caso se usó un controlador electrónico basado en un amplificador operacional, siendo el escogido uno del tipo PI pues este permite obtener una respuesta rápida y un error en estado estable igual a cero para el lazo de control.

El controlador de velocidad es mostrado en la figura 4.16 donde el amplificador U3A tiene la configuración de amplificador inversor, la resistencia R9 en el circuito de realimentación da lugar a la acción proporcional. El condensador C1 proporciona la acción integral, estos dos elementos

combinados en el circuito de realimentación se encargan de generar la acción proporcional e integral.

Tenemos como función de transferencia de este amplificador la siguiente:

$$F(S) = V_r \frac{1 + sT_n}{sT_n}$$

Donde T_n es el tiempo de acción integral que es igual a:

$$T_n = R_f C_f$$

La tensión de salida (V_{ref}) de un control PI adopta una vez que ha desaparecido la tensión de entrada ($V_{tac} - W_{ref}^*$), el valor que proporcionaría el controlador integral I sin componente proporcional P. El exceso de la tensión de salida aparece solo mientras existe una señal de error y es debido a la componente P. Mientras la señal de error es distinta de cero, el controlador PI proporciona una tensión de salida mayor que el controlador I puro.

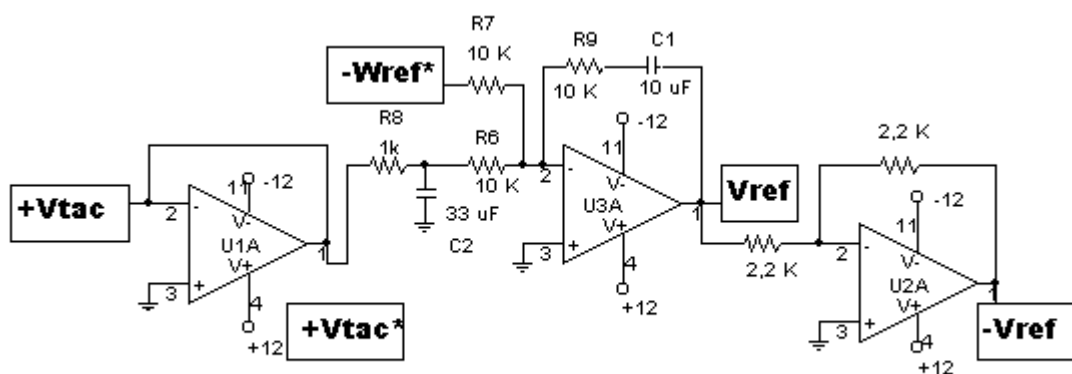


Figura 4.16 Circuito Esquemático del Controlador de Velocidad

El amplificador operacional U2A cumple la función de invertir la polaridad de la salida del controlador PI, ya que se requería una señal de referencia negativa para la siguiente etapa del circuito.

4.8 CONTROLADOR Y LIMITADOR DE CORRIENTE

El completo control de un motor, incluye la adición de un controlador interno de corriente. Esto es necesario para mantener un torque constante cuando existen variaciones: en el voltaje de alimentación al motor y en la carga mecánica colocada.

El sensor de corriente consiste de una resistencia de pequeño valor (R_{shunt}), para que no ocurran caídas en el voltaje aplicado a la armadura, y sólo permita obtener la medición de la corriente que absorbe el motor. Fig. 4.17

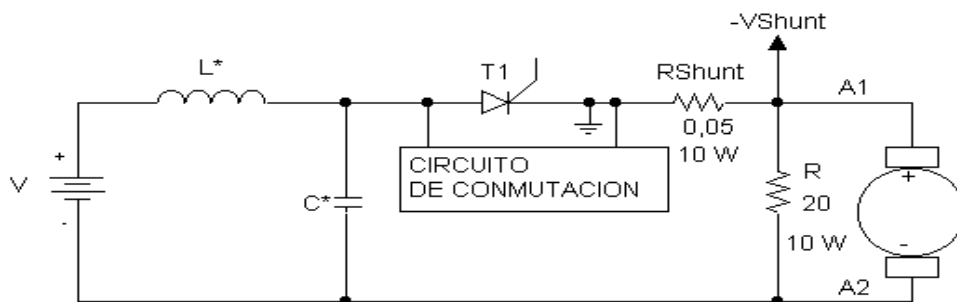


Figura 4.17 Realimentación de Corriente en el Circuito de Fuerza

La medición es realizada indirectamente a través del voltaje que genera este sensor, ($-V_{Shunt}$). Esta realimentación es negativa con el fin de que la tierra del circuito de fuerza, no afecte a la tierra del circuito de control de los tiristores.

Como la corriente es de tipo ondulatorio, el voltaje en la resistencia R_{shunt} también lo es, por lo cual debe ser filtrado. Además por encontrarse en el rango de los milivoltios, debe ser amplificado para ser procesado por el controlador.

El filtro es de tipo pasabajo, y para optimizar su uso ha sido colocado como elemento de realimentación en el amplificador de voltaje. El amplificador posee una ganancia de 220 y su voltaje de salida es llamado $+V_{Shunt}^*$.

Como el voltaje de la rampa V_r , se encuentra entre valores positivos, el voltaje final del controlador de corriente V_c , deberá encontrarse con la misma polaridad, para que la comparación entre ellas sea de magnitudes y no de signos.

Es por ello que el voltaje de salida del controlador de velocidad V_{ref} , se le invierte su polaridad por medio de un amplificador inversor de ganancia unitaria, obteniéndose el voltaje $-V_{ref}$, como lo requiere el controlador.

El controlador es de tipo Proporcional Integral (PI), igual que el utilizado para la velocidad.

Consta de un amplificador en configuración de sumador inversor, pero con una realimentación negativa de elementos R y C puestos en serie.

El voltaje $+V_{Shunt}^*$ es ingresado a este amplificador a través de una resistencia variable, dicha resistencia constituye el limitador de corriente para el motor.

Esta corriente es la corriente de referencia para el lazo, y su valor cambiará de forma directa con la velocidad o con el torque de la carga.

El controlador actúa como un comparador entre las corrientes que producen los voltajes: $-V_{ref}$ y $+V_{Shunt}^*$. En la figura 4.18 estas corrientes corresponden a I_1 y I_2 , respectivamente.

Si existe un error positivo de velocidad, (el motor tiene una referencia de velocidad W_{ref} , mayor que la anterior) el motor se acelera para corregir la velocidad, aumentando la corriente en él, y por ende la corriente de referencia.

Esto produce que aumente el torque del motor y se iguale al torque de carga, ocasionando que el error de velocidad sea aproximadamente cero.

Para valores de error altos positivos de velocidad, el voltaje $+V_{Shunt}^*$ tiene el voltaje de saturación y con ello la corriente de referencia se convierte en la corriente máxima para el motor I_{limit} . El controlador corrige su velocidad y el voltaje $+V_{Shunt}^*$ sale de la saturación, recuperando el motor su corriente normal de operación.

I_1 es la corriente obtenida para un determinado valor de referencia de corriente, y I_2 es un valor que nos da el límite máximo de corriente I_{limit} deseado que puede circular por la armadura, el cual es controlado por la resistencia (R_5).

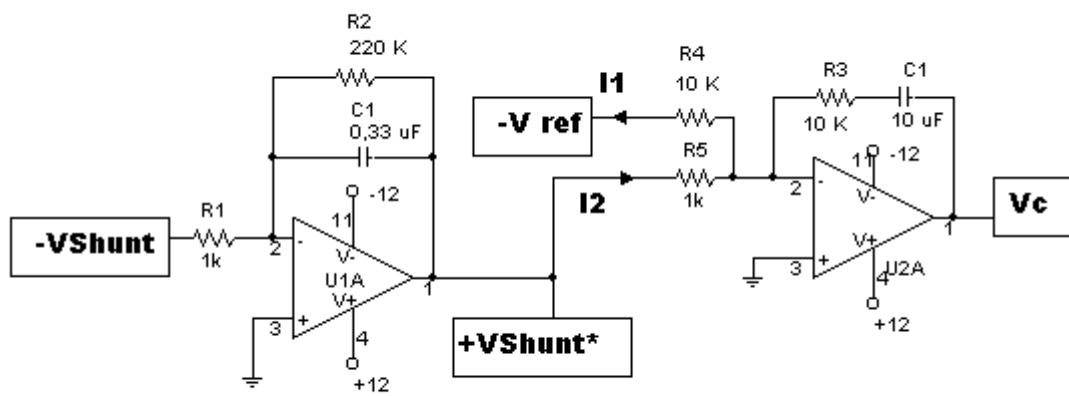


Figura 4.18 Circuito Controlador y Limitador de Corriente

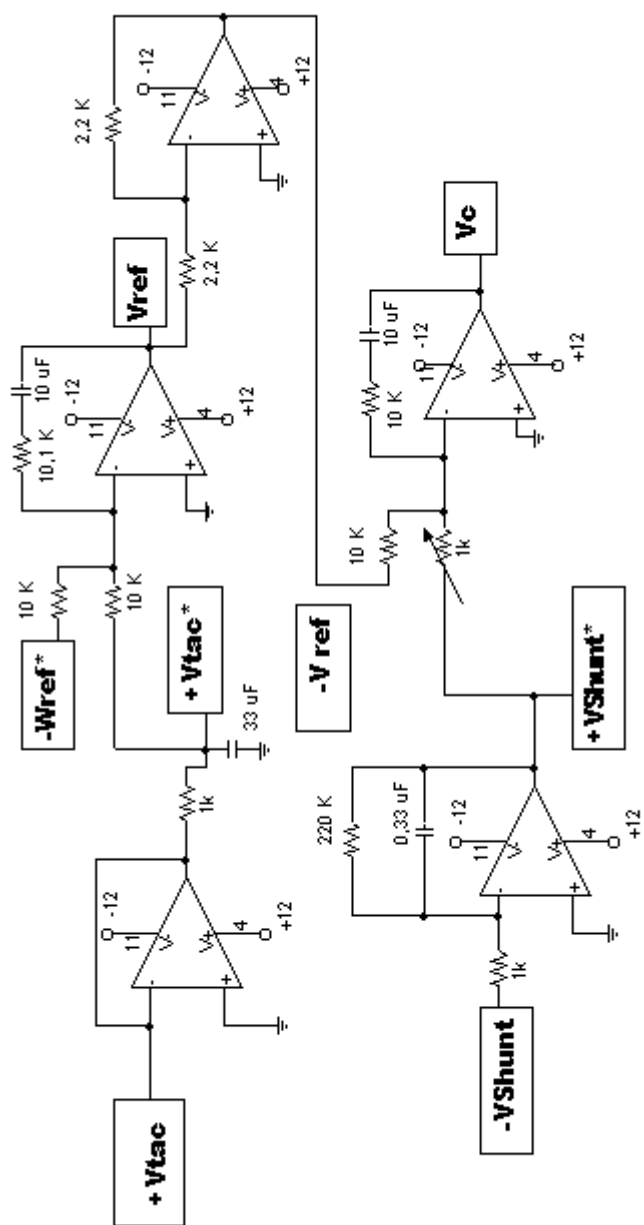


Figura 4.19 Circuito general de control de velocidad y corriente

4.8 ETAPA AMPLIFICADORA DE PULSOS

La etapa de amplificación de pulsos consta de un transistor NPN 2N2219 en configuración emisor común acoplado con un transformador de pulsos.

La relación del transformador es 2: 1 y tiene la misión de aislar el circuito de fuerza y el circuito de control. El propósito de usar transistores es aumentar la corriente de disparo de los tiristores de potencia.

Se colocó un diodo en paralelo con la bobina del primario del transformador de pulso, con el propósito de que haya una disipación de la energía de la bobina a través de este, cuando desaparece el voltaje aplicado.

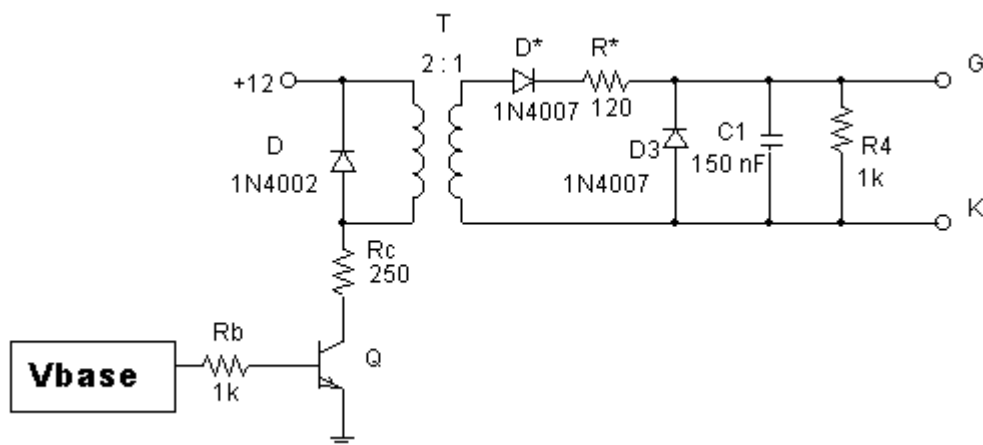


Figura 4.20 Circuito Amplificador de Pulsos de Disparo

Para que exista una buena amplificación fue necesario usar valores apropiados tanto para la resistencia de base R_b como para la de colector R_c , experimentalmente se encontró que los valores apropiados eran $R_b: 1K$ y $R_c: 250$.

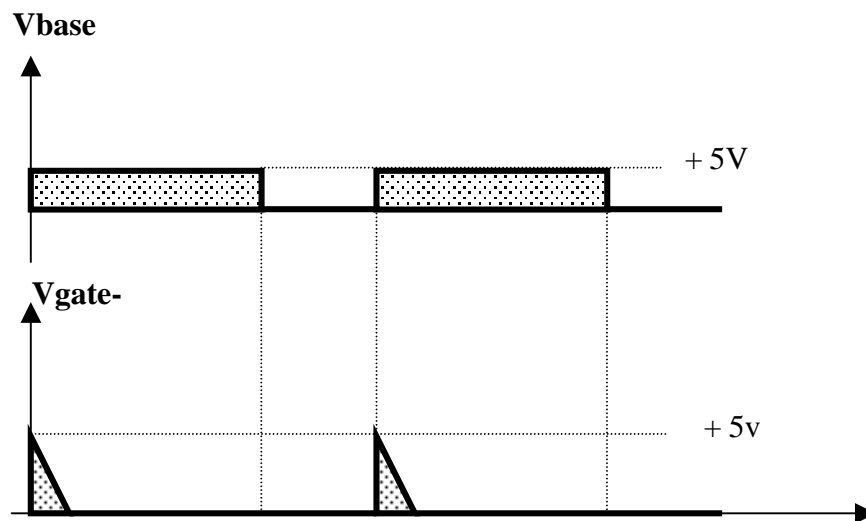


Figura 4.21 Diagrama de Tiempo del Voltaje en la Base del Transistor y en la Compuerta del Tiristor

A la salida del secundario del transformador se colocó un diodo rectificador en serie con una resistencia, el primero evita que la corriente fluya en dirección contraria y la resistencia limita la corriente máxima de compuerta. El diodo usado fue el 1N4007 y experimentalmente se encontró que un valor óptimo de resistencia es 120 .

También se colocó entre la compuerta y el cátodo, elementos en paralelo como son: diodo 1N4007, resistencia con valor de $1k$ y un capacitor con un valor de $50nF$. El diodo evita que se apliquen voltajes negativos en la compuerta, la resistencia junto con el capacitor ayudan a limitar el dv/dt del tiristor.

Cabe recalcar que todo lo antes mencionado se aplica a cada tiristor.

CAPITULO V

ENSAMBLAJE, PRUEBAS Y RESULTADOS EXPERIMENTALES

5.1 LISTA DE MATERIALES

- **CIRCUITO DE FUERZA**

Un tiristor NTE 230

Dos tiristores NTE 5465

Una bobina de 38,19 uH

Dos diodos TA20/02, de 3A

Un capacitor de 2,75 uf, 440 VAC

Un fusible de 3A

Cinco disipadores de calor

Dos resistencias de 0,1 Ω , 7 W

Una resistencia de 20 Ω , 10 W

Un servomotor DC, 12 V, 3 A.

- **CIRCUITO DE CONTROL**

Cuatro amplificadores operacionales 741

Dos amplificadores operacionales LM324

Un comparador LM311

Un flip – flop tipo D 74LS74

Un circuito integrado 74LS04

Un circuito integrado 74LS08

Un circuito integrado 74LS32

Dos temporizadores 555

Tres transistores 2N2219

Tres transformadores de pulsos 11Z2003, de relación 2:1

Un switch de dos posiciones

Dos potenciómetros de $1\text{K}\Omega$

Un potenciómetro de $5\text{K}\Omega$

Un potenciómetro de $10\text{K}\Omega$

Cinco diodos 1N4002

Seis diodos 1N4007

Tres resistencias de 250Ω , 5%, $\frac{1}{2}\text{ w}$

Nueve resistencias de $1\text{K}\Omega$, 5%, $\frac{1}{2}\text{ w}$

Catorce resistencias de $10\text{K}\Omega$, 5%, $\frac{1}{2}\text{ w}$

Tres resistencias de $2,2\text{K}\Omega$, 5%, $\frac{1}{2}\text{ w}$

Una resistencia de $580\ \Omega$, 5%, $\frac{1}{2}\text{ w}$

Una resistencia de $1,33\text{K}\Omega$, 5%, $\frac{1}{2}\text{ w}$

Una resistencia de $14,33\text{K}\Omega$, 5%, $\frac{1}{2}\text{ w}$

Una resistencia de $33\text{K}\Omega$, 5%, $\frac{1}{2}\text{ w}$

Una resistencia de $3,3\text{M}\Omega$, 5%, $\frac{1}{2}\text{ w}$

Una resistencia de $100\text{K}\Omega$, 5%, $\frac{1}{2}\text{ w}$

Una resistencia de $220\text{K}\Omega$, 5%, $\frac{1}{2}\text{ w}$

Tres capacitores no polarizados de 47 nf, 5%, 50 V

Tres capacitores electrolíticos de 10 uf, 5%, 50 V

Un capacitor electrolítico de 33 uf, 5%, 50 V

Un capacitor electrolítico de 0,33 uf, 5%, 50 V

Dos capacitores electrolíticos de 10 nf, 5%, 50 V

Dos capacitores no polarizados de 0,0018 pf, 5%, 50 V

Un capacitor electrolítico de 0,1 uf, 5%, 50 V

Un capacitor de 0,0010 pf, 5%, 50 V

Un capacitor electrolítico de 1 uf, 5%, 50 V

5.2 ENSAMBLAJE DE LOS COMPONENTES

La figura 5.1 muestra el servomotor dc al cual se le va a realizar el control de velocidad utilizando el troceador conmutado por corriente, el mismo que es mostrado en la figura 5.2.

La figura 5.3 nos muestra el circuito de control.

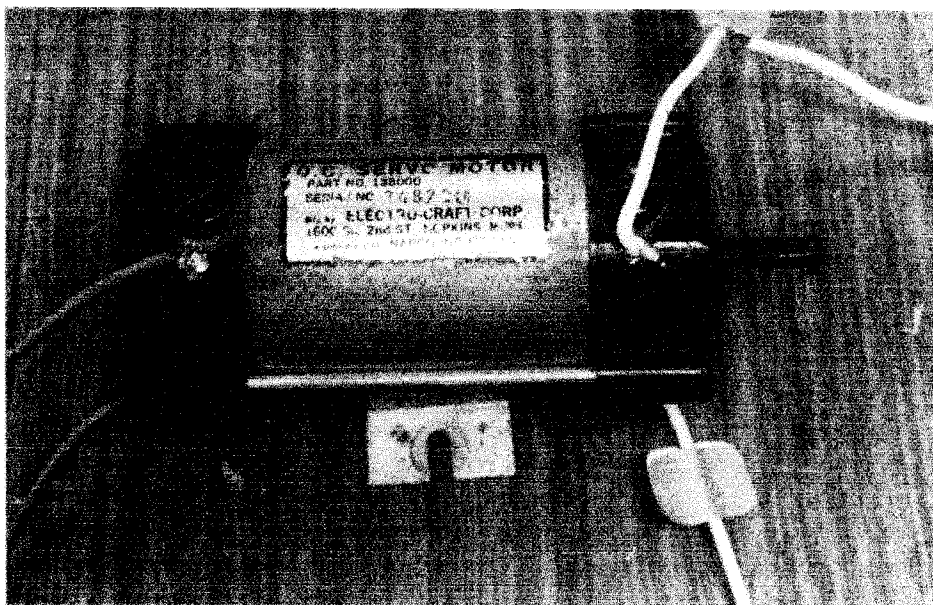


Figura 5.1 Servomotor utilizado para realizar el control de velocidad

Este servomotor tiene una resistencia de armadura $R_a = 22,9 \Omega$ y una inductancia de armadura $L_a = 12,5 \text{ mH}$.

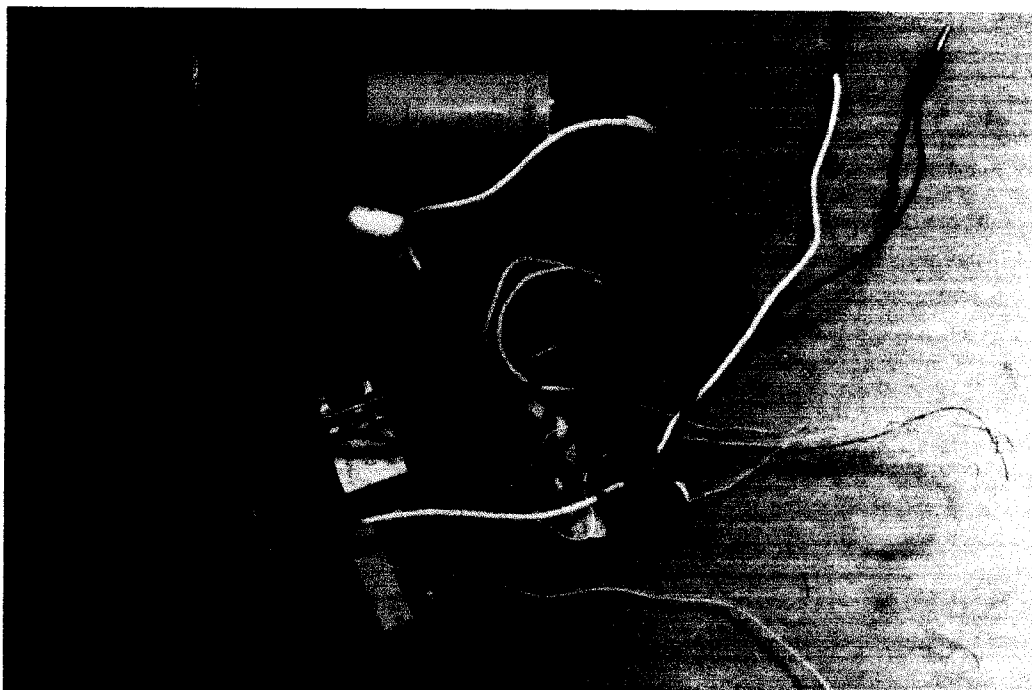


Figura 5.2 Fotografía del circuito de fuerza

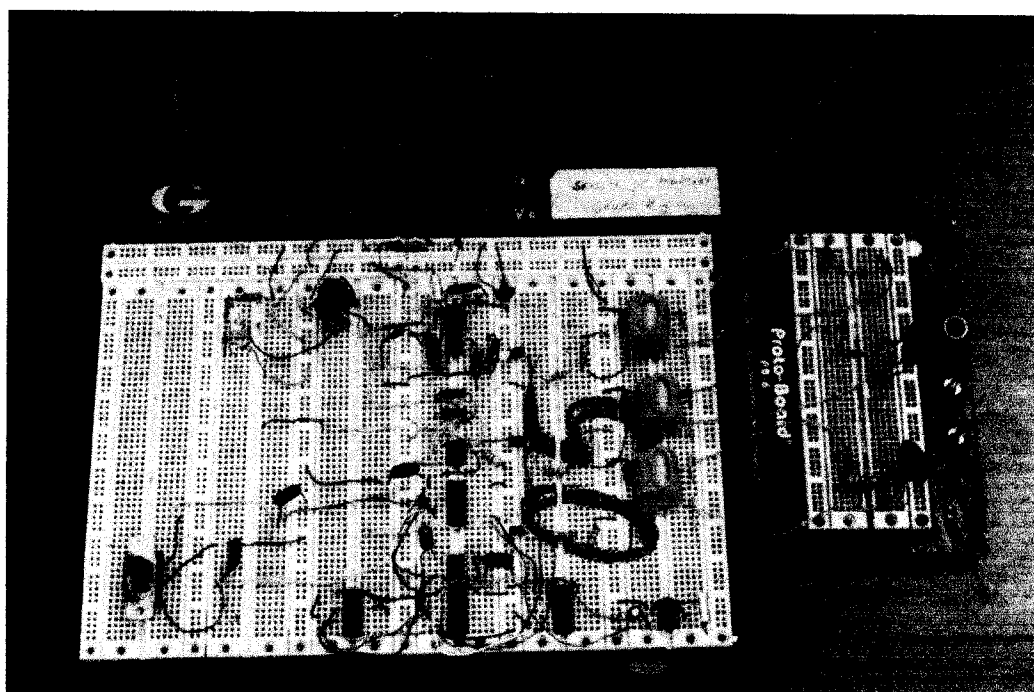


Figura 5.3 Fotografía del circuito de control

5.3 PRUEBAS Y RESULTADOS EXPERIMENTALES EN LAZO ABIERTO

5.3.1 RELACIÓN CORRIENTE DE ARMADURA VS. VOLTAJE DE ARMADURA

Va (V)	Ia (mA)
0.00	0.00
1.85	0.20
2.07	0.23
3.50	0.27
5.30	0.30
5.40	0.30
9.03	0.37
9.08	0.40

Tabla 5.1 Relación Va vs Ia en lazo abierto

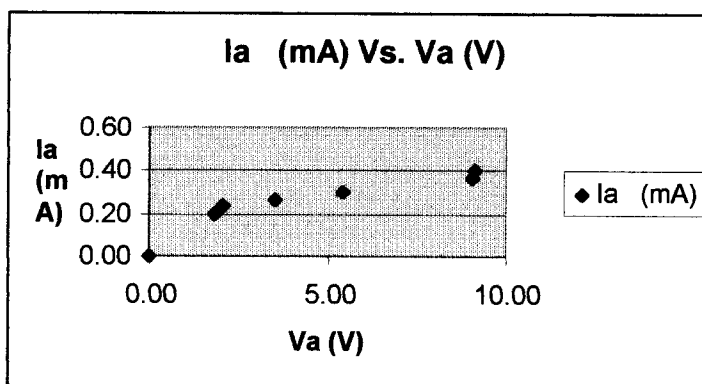


Figura 5.4

Corriente de armadura en función del voltaje de armadura en lazo abierto

5.3.2 RELACIÓN DE VELOCIDAD VS. VOLTAJE DE ARMADURA.

Va (V)	W (RPM)
0.00	0.00
1.85	221.00
2.07	260.00
3.50	634.00
5.30	1048.00
5.40	988.00
9.03	1630.00
9.08	1658.00

Tabla 5.2 Relación w vs Va en lazo abierto

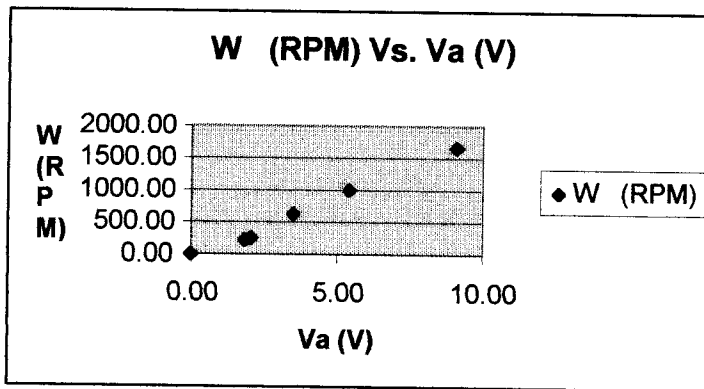


Figura 5.5 Velocidad en función del voltaje de armadura en lazo abierto

5.3.3 RELACIÓN VOLTAJE DEL TACÓMETRO VS. VOLTAJE DE ARMADURA

Va (V)	Vtac (V)
0.00	0.00
1.85	0.70
2.07	0.75
3.50	2.03
5.30	3.44
5.40	3.53
9.03	6.60
9.08	6.66

Tabla 5.3 Relación Vtac vs Va en lazo abierto

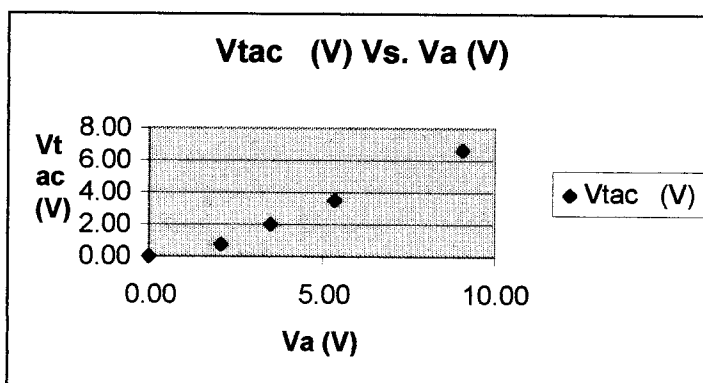


Figura 5.6

Voltaje del tacómetro en función del voltaje de armadura en lazo abierto

5.3.4 RELACIÓN DE VOLTAJE DEL TACÓMETRO VS VELOCIDAD

W (RPM)	Vtac (V)
0.00	0.00
221.00	0.70
260.00	0.75
634.00	2.03
1048.00	3.44
988.00	3.53
1630.00	6.60
1658.00	6.66

Tabla 5.4 Relación Vtac vs w en lazo abierto

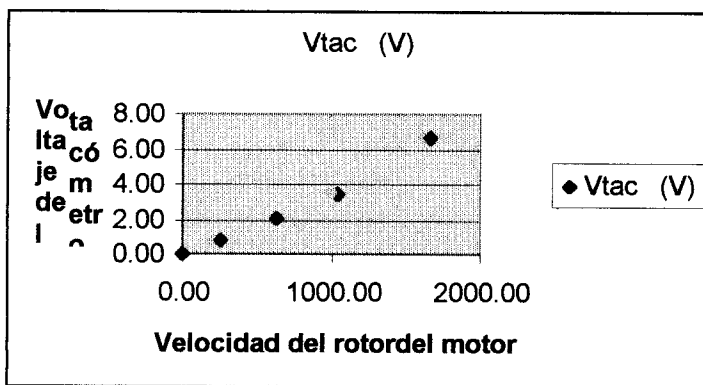


Figura 5.7

Voltaje del tacómetro en función de la velocidad del motor en lazo abierto

5.4 PRUEBAS Y RESULTADOS EXPERIMENTALES EN LAZO CERRADO

5.4.1 RELACIÓN DE VELOCIDAD VS. VOLTAJE DE ARMADURA.

La tabla 5.5 muestra los datos y su respectiva curva en la figura 5.5

Va (V)	W (RPM)
0.0	0.0
3.3	370.0
4.6	661.0
4.8	924.0
7.4	1200.0
8.2	1383.0
8.7	1465.0
9.2	1584.0
9.3	1619.0
9.3	1729.0

Tabla 5.5 Relación w vs Va en lazo cerrado

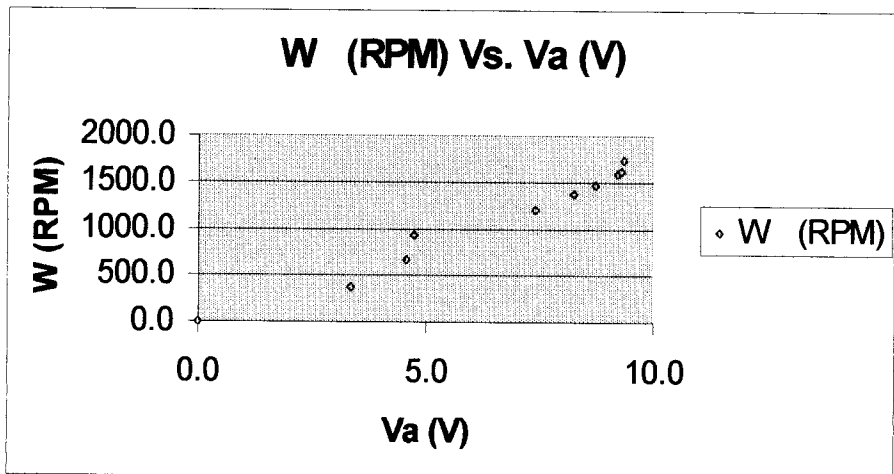


Fig 5.8 Velocidad en función del voltaje de armadura en lazo cerrado

5.4.2 RELACION CORRIENTE DE ARMADURA VS VOLTAJE DE ARMADURA

Va (V)	Ia (mA)
0.0	0.0
3.3	154.3
4.6	168.6
4.8	174.3
7.4	217.1
8.2	218.6
8.7	222.9
9.2	227.1
9.3	242.9
9.3	285.7

Tabla 5.6 Relación Ia vs Va en lazo cerrado

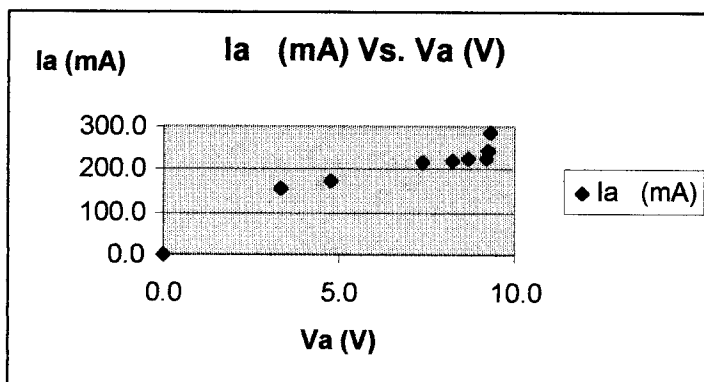


Figura 5.9

Corriente de armadura en función del voltaje de armadura en lazo cerrado.

5.4.3 RELACIÓN VOLTAJE DEL TACÓMETRO VS. VOLTAJE DE ARMADURA

Va (V)	Vtac (V)
0.0	0.0
3.3	1.8
4.6	2.9
4.8	3.0
7.4	5.2
8.2	6.0
8.7	6.4
9.2	7.0
9.3	6.8
9.3	7.0

Tabla 5.7 Relación Vtac vs Va en lazo cerrado

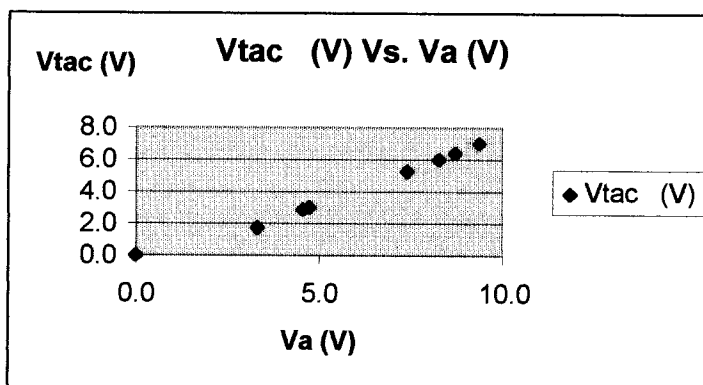


Figura 5.10 Voltaje del tacómetro en función del voltaje de armadura en lazo cerrado

5.4.4 RESULTADOS DE DIFERENTES ETAPAS DEL CIRCUITO

Para obtener la señal de realimentación de corriente del motor, se utilizó una resistencia de 0.05Ω , 10 w. conectada en serie a la armadura del motor. Por lo tanto la ganancia del transductor de corriente es de $0,05 \text{ V/A}$, debido a que esta señal de corriente es de un valor muy reducido, existió la necesidad de amplificarla por un factor de 220, dando con esto una ganancia total de 11 V/A .

Cuando se amplificó la señal de corriente se notó la presencia de un voltaje con una componente de rizado, por lo cual se debió conectar un filtro RC. La resistencia del filtro utilizado fue de $1 \text{ K}\Omega$ y el capacitor de 33 uf .

Las pruebas de lazo cerrado fueron realizadas a una frecuencia de 430 Hz , con una velocidad de referencia $W_{\text{ref}} = 4 \text{ V}$ y con una resistencia de limitación de corriente de $12,2 \text{ K}\Omega$.

La figura 5.11 muestra la señal de rampa, con la respectiva frecuencia de funcionamiento, la cual para la prueba fue fijada a una frecuencia de 430 Hz , es decir 2.3 ms .

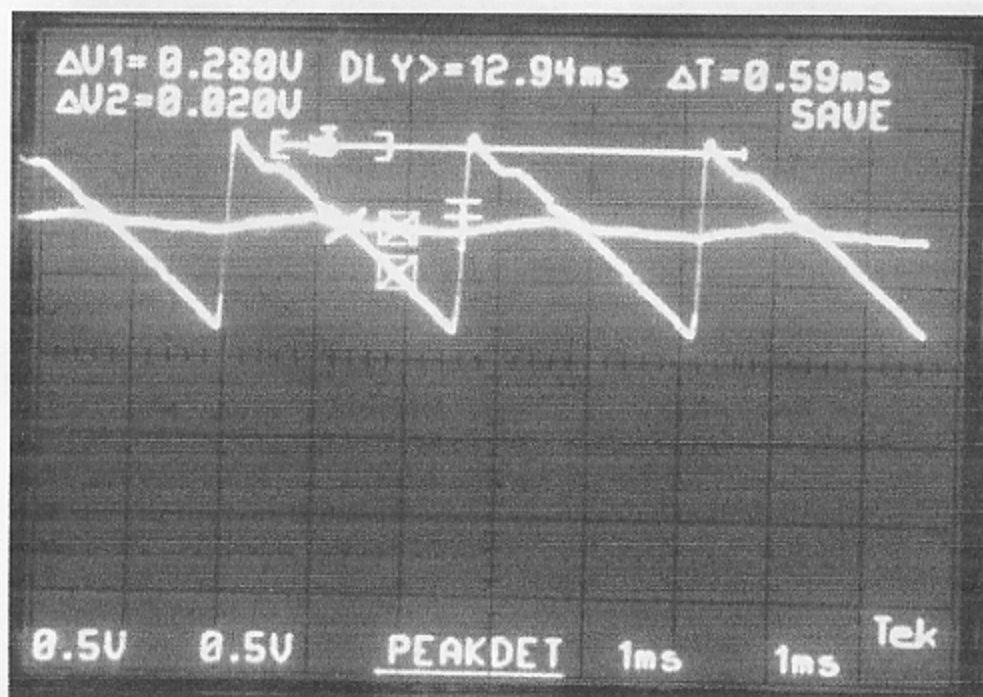


Figura 5.11 Comparación entre el generador de rampa y la salida del controlador

En esta figura también podemos observar la señal V_c , que es la señal de salida del controlador de corriente. La comparación de la señal de rampa con la señal V_c nos da el tiempo de conducción del tiristor principal T1.

El tiristor principal está conduciendo durante el tiempo en que la señal V_c está por arriba de la señal de rampa.

Las señales que sirven para disparar los tiristores T1 y T2 son mostrados en la figura 5.12, para la condición antes indicada.

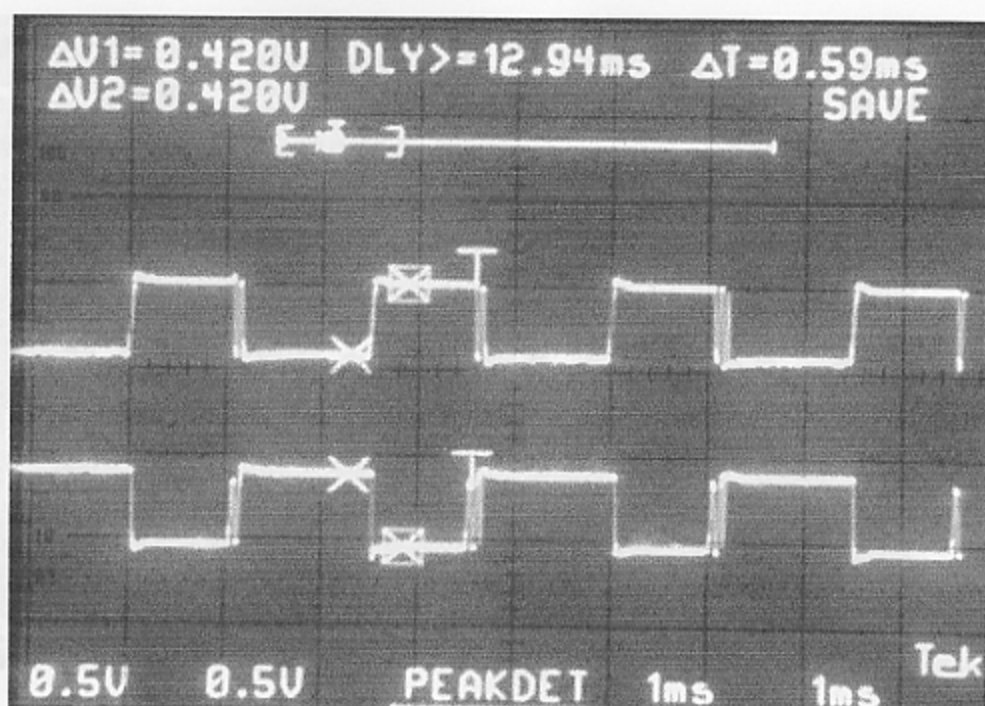


Figura 5.13 Voltaje en los terminales de armadura

Figura 5.12 Formas de onda utilizadas para disparar los tiristores T1, T3 y T2

Para las condiciones antes indicadas el voltaje en los terminales de la armadura del motor es mostrado en la figura 5.13.

En esta figura podemos notar que mientras el tiristor principal esta conduciendo el voltaje en la armadura del motor es de 13 V, mientras la frecuencia de operación es de 430 Hz, como se indicó anteriormente.

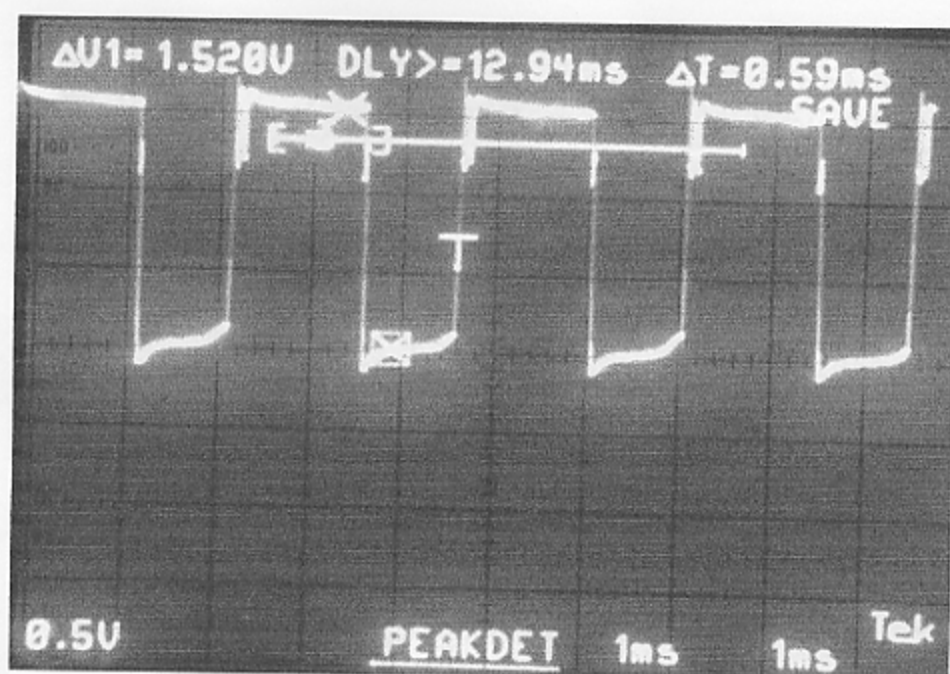


Figura 5.13 Voltaje en los terminales de armadura

Figura 5.14 Señal de onda de Corriente a la salida del filtro RC

En esta figura podemos notar que la corriente de arranque está limitada a un valor

En la figura 5.14 se muestra la señal de corriente de armadura del motor a la salida del filtro RC utilizado.

Una vez que el motor es arrancado, la corriente de armadura se estabiliza en un valor que corresponde a la corriente normal de operación, esto se observa en el intervalo de tiempo de 11 a 12.

En el intervalo 12 a 13 se nota un incremento en la corriente de armadura del motor, esto es debido a que se le colocó una carga al eje del motor, en todo caso la corriente máxima de carga está limitada a un valor máximo que puede ser fijado por la resistencia variable de $1k\Omega$ de la figura 4.18, para esta prueba el valor de esta resistencia se dio $12.2k\Omega$.

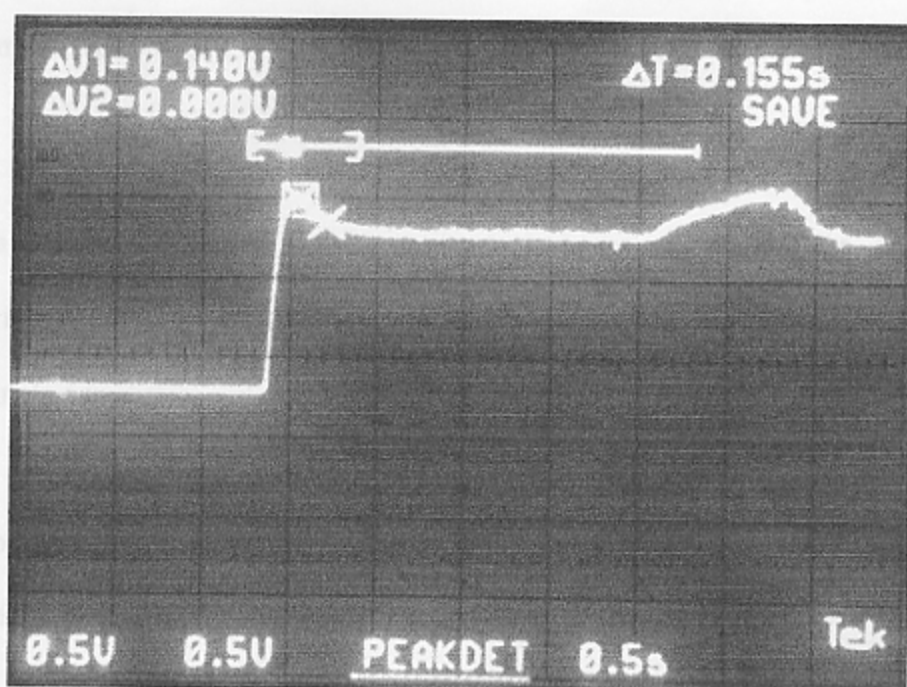


Figura 5.14 Señal de onda de Corriente a la salida del filtro RC

En esta figura podemos notar que la corriente de arranque esta limitada a un valor máximo, este valor se fija en un valor de 12V a la salida del filtro que equivalen a 1.1A de corriente en la armadura del motor.

Una vez que el motor es arrancado, la corriente de armadura se estabiliza en un valor que corresponde a la corriente normal de operación, esto se observa en el intervalo de tiempo de t_1 a t_2 .

En el intervalo t_2 a t_3 se nota un incremento en la corriente de armadura del motor, esto es debido a que se le colocó una carga al eje del motor, en todo caso la corriente máxima de carga esta limitada a un valor máximo que puede ser fijado por la resistencia variable de $1k\Omega$ de la figura 4.18, para esta prueba el valor de esta resistencia es de $12.2K\Omega$.

Esta limitación de corriente ofrece una excelente protección al motor durante el momento de arranque.

Otra prueba similar se realiza cambiando la resistencia variable de limitación de corriente, a un valor de $5K\Omega$, con lo cual la corriente de armadura del motor queda limitada a un valor máximo de $0,7A$.

En la figura 5.15 se puede observar el valor límite para la corriente de arranque, después de cierto tiempo la corriente se estabiliza a un valor que corresponde a la corriente normal de operación del motor.

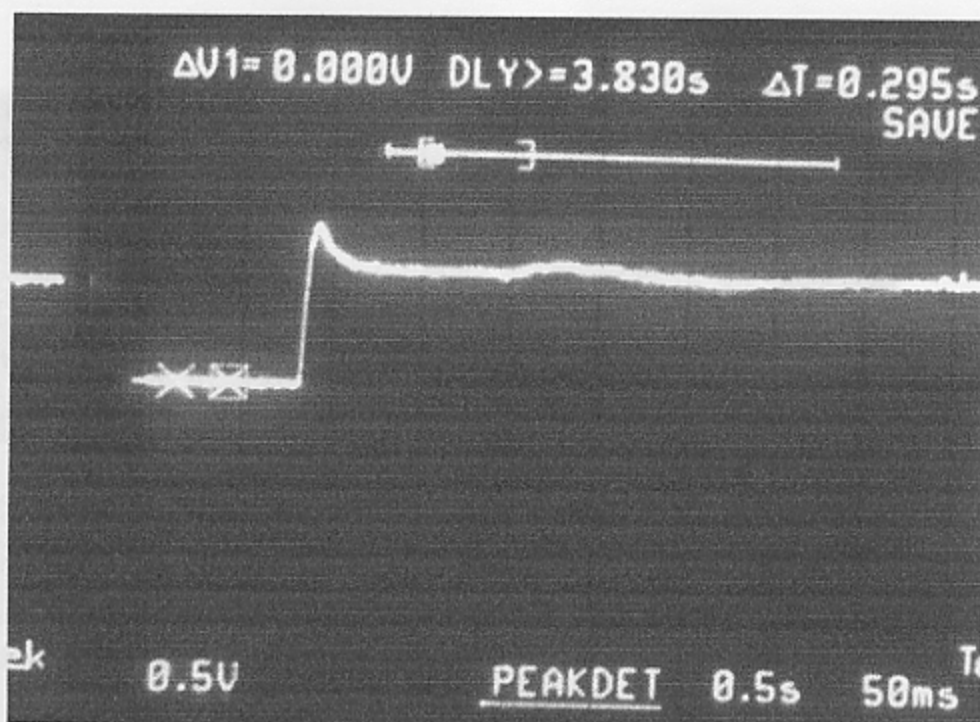


Figura 5.15 Limitación de corriente

Figura 5.16 Comparación del voltaje de control y la rampa con otra referencia

El aumento del tiempo de conducción del tiristor principal T1 es mostrado en la La figura 5.16 muestra la señal de rampa con la señal V_c , para un nuevo valor de figura 5.17, con este incremento se consigue que el voltaje en la carga sea mayor, y voltaje de referencia $W_{ref} = 8V$. en esta figura se puede observar un incremento en el por consiguiente un aumento en la velocidad del motor. Esta figura también muestra voltaje V_c , esto es debido a que un aumento en el voltaje de referencia indica que el el tiempo de conducción del tiristor T2. motor debe aumentar la velocidad, por lo tanto el tiempo de conducción del tiristor principal debe ser mayor.

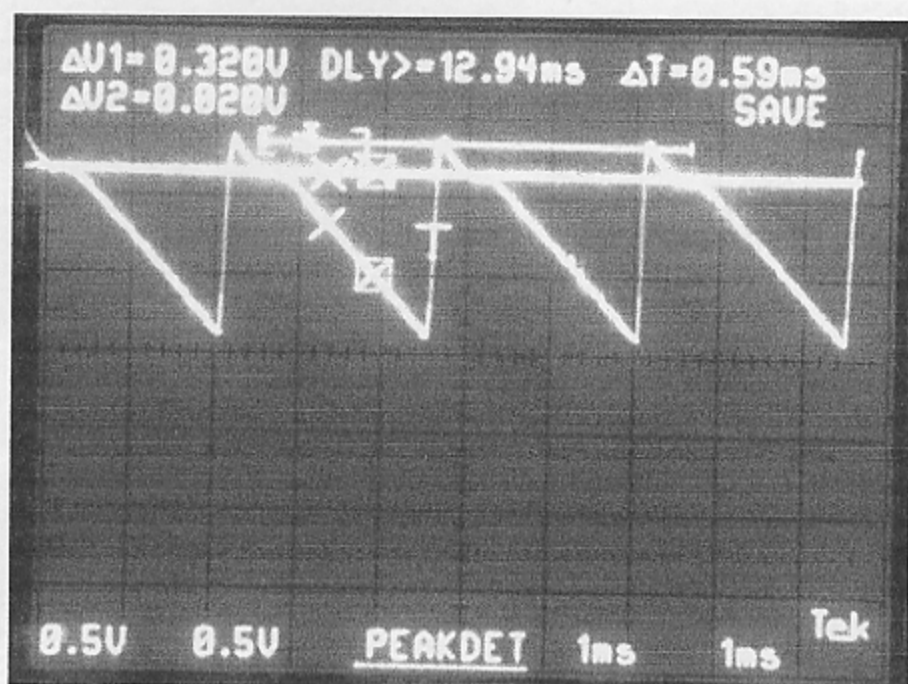


Figura 5.16 Comparación del voltaje de control y la rampa con otra referencia

El aumento del tiempo de conducción del tiristor principal T1 es mostrado en la figura 5.17, con este incremento se consigue que el voltaje en la carga sea mayor, y por consiguiente un aumento en la velocidad del motor. Esta figura también muestra el tiempo de conducción del tiristor T2.

que se usó un filtro RC, con un valor de resistencia de 1KΩ y un capacitor de 33μF.

En la figura 5.17 podemos observar la señal del tacómetro a la salida del filtro RC utilizada en el control de velocidad. Para $t = 0$, el motor comienza a funcionar y la señal de

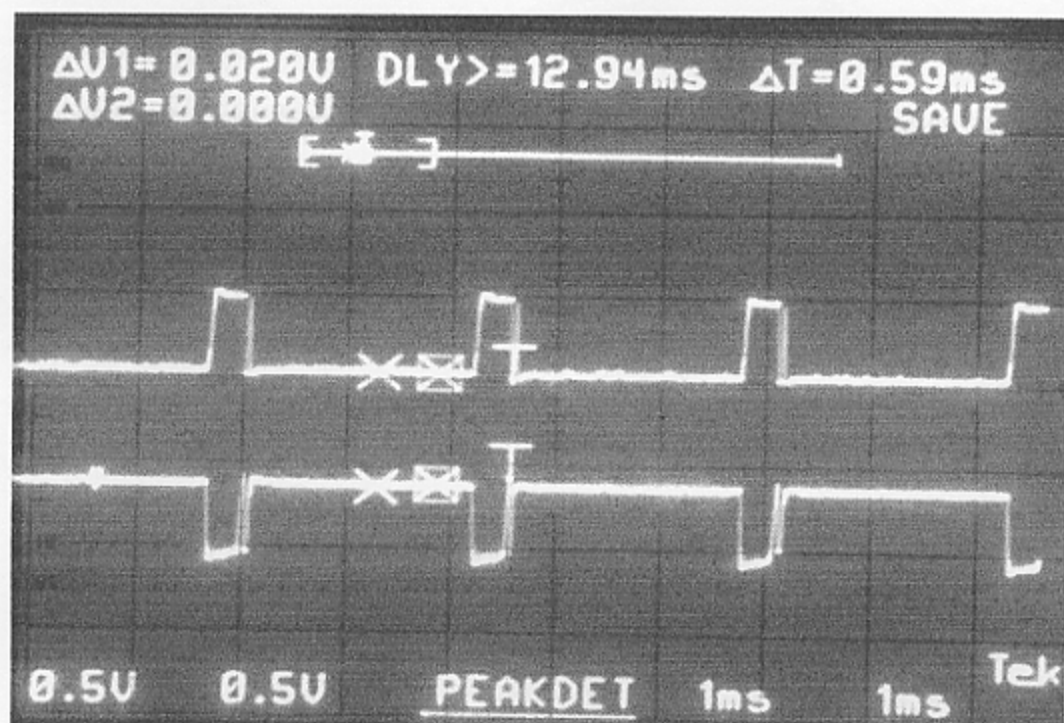


Figura 5.17 Formas de onda para disparar los tiristores 1,2,3 con otra referencia

Para la señal realimentación de velocidad se usa un tacómetro cuya constante es de un valor igual a $3.3mV/RPM$.

Esta señal presentaba un rizado por lo que se usó en filtro RC, con un valor de resistencia de $1K\Omega$ y un capacitor de $33\mu f$.

Figura 5.18 Señal de salida del tacómetro después del filtro RC con otra referencia

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

En la figura 5.18 podemos observar la señal del tacómetro a la salida del filtro RC utilizado en nuestro diseño. Para $t = t_1$, el motor comienza a funcionar y la señal de tacómetro obtenida es de 5 V. También podemos notar que para $t = t_2$, la señal de tacómetro decreció, esto se debe a que al motor se le colocó una carga en su eje, pero este efecto es compensado por el circuito de control, en $t = t_3$, el motor estabiliza su velocidad.

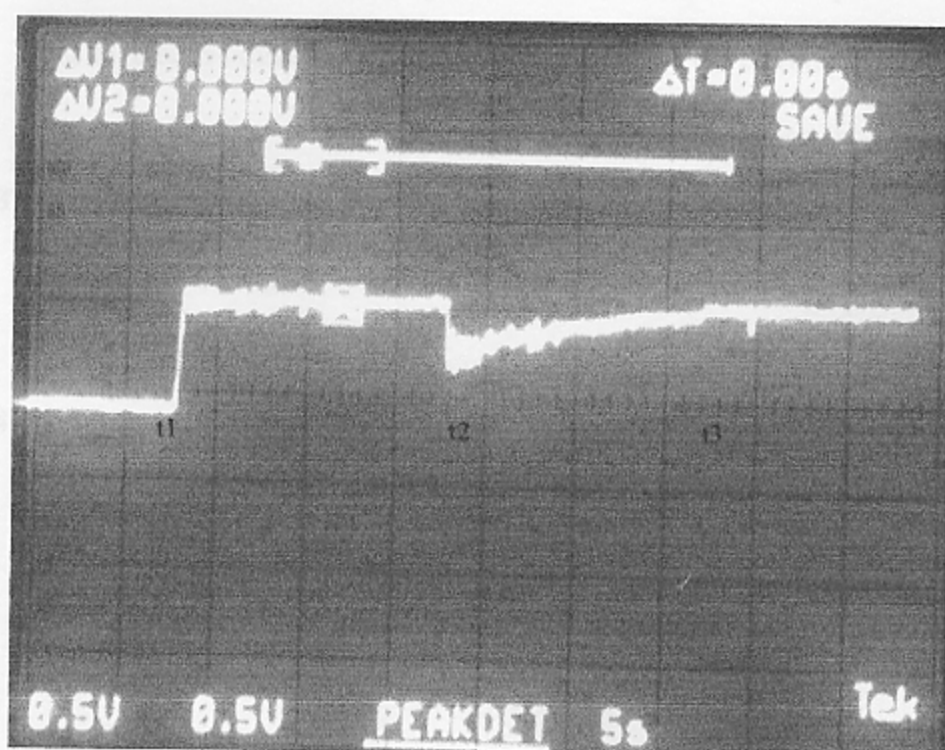


Figura 5.18 Señal de salida del tacómetro después del filtro RC con otra referencia

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

- 1) Al finalizar el t3pico se pudo comprobar la eficiencia y alta confiabilidad que ofrecen los semiconductores de potencia, adem3s de la gran versatilidad y sencillez que se obtuvo al realizar el circuito de control mediante amplificadores operacionales y circuitos digitales.
- 2) Para un buen dise1o del controlador debe hacerse el lazo interno de corriente para as3 limitar tanto la corriente de arranque como la de m3xima carga del motor, se aconseja que se realice primero este lazo pues de no ser as3 se pueden ocasionar da1os en los componentes del circuito de fuerza.
- 3) Se recomienda tener cuidado con la corriente de polarizaci3n de los tiristores puesto que se puede dar el caso que no se lleguen a encender.
- 4) Para optimizar el dise1o y no tener p3rdidas de tiempo se us3 el mismo disparo para encender los tiristores T1 y T3, esto es enviar corriente a la carga y de invertir la polaridad del capacitor, para tenerlo listo para el apagado del tiristor T1.
- 5) Se us3 un filtro LC (para filtrar la corriente de la fuente) acoplado entre la fuente de alimentaci3n de voltaje y el circuito de fuerza debido a que el

troceo originó una corriente en la fuente, con forma de onda similar a la del voltaje en la carga.

- 6) Se debe tener un cuidado especial en el diseño de los filtros para las señales de realimentación, tanto de velocidad como de corriente, ya que si no son debidamente filtradas producirían inestabilidad en el sistema y el ruido en estas señales producen comparaciones falsas.

APENDICES

APENDICE A

PARAMETROS DE UN TIRISTOR

I_{TRMS} : máxima corriente RMS que puede transportar en forma segura un SCR en estado de conducción directa.

I_H : corriente de sostenimiento (valor mínimo de corriente)

I_{Tdc} : máxima corriente DC que puede conducir un SCR en estado de conducción directa.

I_{GT} : mínima corriente de compuerta necesaria para provocar el disparo.

I_{TSM} : pico de corriente (transitorio) que puede soportar el elemento.

V_{GT} : voltaje entre compuerta y cátodo necesaria para producir I_{GT} .

V_T : voltaje instantáneo en estado de encendido.

V_{DRM} : voltaje de bloqueo máximo que se le puede aplicar a un tiristor entre ánodo y cátodo sin causar su conmutación.

VRRM: máximo voltaje que se puede aplicar a un SCR en estado de bloqueo inverso, sin que se conmute por avalancha.

VDSM: voltaje no repetitivo de pico inverso.

tq: tiempo de apagado

di/dt: razón de cambio de corriente en estado encendido

dv/dt: razón crítica de cambio de voltaje en estado apagado

I_t: corriente de fusión (para protección)

P_{gm}: disipación de compuerta (de pico) en sentido directo

P_{g(av)}: disipación de compuerta (promedio) en sentido directo

T_j: rango de temperatura de operación de la juntura

T_{stg}: rango de temperatura de acumulación

R_{thjc}: resistencia térmica típica entre la unión y la carcasa.

APENDICE A1

DATOS TECNICOS DEL TIRISTOR NTE 230

V_{DRM} : 750 V

V_{DSM} : 800 V

V_{RRM} : 5 V

I_{TRMS} : 5 A

I_{TAV} : 3.2 A

Igt: 50 mA a una temperatura de carcaza de - 40°C

30 mA a una temperatura de carcaza de + 25°C

I_{TSM} : 60 A a 50 Hz

70 A a 60 Hz

di/dt: 200 A/useg

P_{GM} : 25 w

P_{GAV} : 500 mW

V_{GM} : - 30 V

T_j : - 40°C a 100°C

T_{stg} : - 40°C a 150°C

R_{thjc} : 4° C/W

I_H : 100 mA

t_q : 2,5 useg

dv/ dt : 700 V/ useg

APENDICE A2

DATOS TECNICOS DEL TIRISTOR NTE 5465

V_{DRM} : 400 V

V_{DSM} : 400 V

V_{RRM} : 5 V

I_{TRMS} : 10 A

Igt: 8 mA típico

15 mA máximo

I_{TSM} : 100 A

P_{GM} : 16 w

P_{GAV} : 500 mW

V_{GT} : 1,5 V

T_j : - 40°C a 100°C

T_{stg} : - 40°C a 150°C

R_{thjc} : 1° C/W

I_H : 10 mA típico

20 mA máximo

t_q : 25 useg

dv/dt : 100 V/ useg

APENDICE B

CIRCUITO LC SIN FUENTE

Para este tipo de circuito hay que tomar mucho en cuenta la polaridad con la cual el capacitor debe estar cargado al inicio. Una polaridad contraria a esta tendría como consecuencia el no poder encender el SCR. El esquema de este circuito se puede observar en la figura B1.

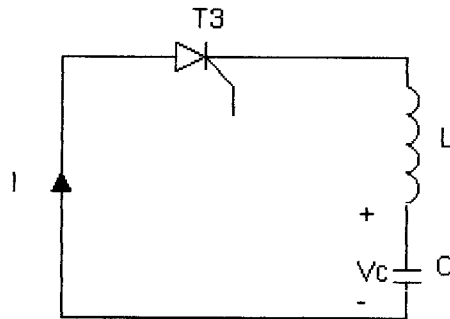


Figura B1 Circuito LC sin fuente

$$V_L + V_C = 0$$

$$-L \frac{di}{dt} - \frac{1}{C} \int i dt + V_C(t=0) = 0$$

$$i = A \text{Sen } \omega t + B \text{Cos } \omega t$$

$$B=0, \quad i(0)=0, \quad V_C(0)=V$$

$$i = A \text{Sen } \omega t$$

$$V_C = L \frac{di}{dt} = LA\omega \text{Cos } \omega t$$

$$V_c = V = LA \omega \cos 0$$

$$A = \frac{V}{\omega L}$$

$$i = \frac{V}{\omega L} \text{Sen} \omega t$$

$$V_c = V \cos \omega t$$

En este circuito el condensador va a cambiar sus valores de voltaje, por consiguiente su polaridad, el tiempo que aquello toma esta dado por:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \qquad \omega t = \pi$$

$$t = \frac{\pi}{\omega} \qquad t = \pi \sqrt{LC}$$

BIBLIOGRAFIA

1. RASHID H. *Electrónica de Potencia, circuitos dispositivos y aplicaciones*, Prentice Hall, México, 1993, pp. 239-249.
2. COUGHLIN, R. – DRISCOLL, F. *Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales*, Prentice Hall, México, 1993, pp 370 – 386.
3. DEWAN, S. – SLEMON, G. *Power Semiconductor Drives*, Wiley-Interscience Publication, USA, 1984, pp. 282-334.
4. CHAPMAN, S. *Máquinas Eléctricas*, McGrawHill, México, 1991, pp. 281-288.
5. MALONEY, T. *Electrónica Industrial Moderna*, Prentice Hall, México, 1997, pp. 446-448, 458-459, 521-522.
6. FROHR F. – ORTTENBURGER F. *Introducción al control electrónico*, Marcombo, Barcelona, España, 1986, pp. 11-21, 329-331.
7. BOUIXAREU EDITORES, S.A. *Aplicaciones de la Electrónica*, enciclopedia teórica – práctica, Barcelona, España, 1984, pp 186-188.
8. *ELECTRONICA Y COMPUTADORES*, Revista # 40, Los Tiristores, Colombia, pp. 33- 36.