

**INSTITUTO TECNOLÓGICO Y DE ESTUDIOS
SUPERIORES DE MONTERREY
CAMPUS MONTERREY**

**DIVISION DE INGENIERIA Y ARQUITECTURA
PROGRAMA DE GRADUADOS EN
INGENIERIA Y ARQUITECTURA**



**CONTROL DE VELOCIDAD CON UN PULSADOR
CLASE A EN CORRIENTE DIRECTA
UTILIZANDO IGBT**

**TESIS
PRESENTADA COMO REQUISITO PARCIAL
PARA OBTENER EL GRADO ACADÉMICO DE
MAESTRO EN CIENCIAS
ESPECIALIDAD EN INGENIERIA ELECTRICA**

ING. ISABEL EMILIO CESAR PEREYRA ALFEREZ

JUNIO DE 1999

**INSTITUTO TECNOLÓGICO Y DE ESTUDIOS SUPERIORES
DE MONTERREY
CAMPUS MONTERREY**

DIVISIÓN DE INGENIERÍA Y ARQUITECTURA

PROGRAMA DE GRADUADOS EN INGENIERÍA Y ARQUITECTURA



**CONTROL DE VELOCIDAD CON UN PULSADOR CLASE A
EN CORRIENTE DIRECTA UTILIZANDO IGBT**

TESIS

**PRESENTADA COMO REQUISITO PARCIAL PARA
OBTENER EL GRADO ACADEMICO DE**

**MAESTRO EN CIENCIAS
ESPECIALIDAD EN INGENIERÍA ELÉCTRICA**

ING. ISABEL EMILIO CESAR PEREYRA ALFÉREZ

JUNIO DE 1999

INDICE

INDICE	<i>i</i>
RESUMEN	<i>iii</i>
AGRADECIMIENTO	<i>iv</i>
DEDICATORIA	<i>v</i>
RECONOCIMIENTO	<i>vi</i>
CAPITULO I.- INTRODUCCION.....	1
1.2 Objetivo.....	2
1.3 Alcances	3
CAPITULO II.- ANTECEDENTES.....	4
2.1 Historia de la Electrónica de Potencia	4
2.2 Motor de Derivación o Shunt	5
2.4 Motor de Excitación Separada.....	7
2.4 Motor Serie.....	8
2.5 Control de Velocidad	9
2.5.1 Sistema Ward-Leonard	10
2.5.2 Control de Estado Sólido	12
2.5.2.3 Propulsores de Pulsador.....	13
Pulsador Clase A.....	14
Pulsador Clase B.....	17
Pulsador Clase C.....	20
Pulsador Clase D.....	21
Pulsador Clase E.....	22
CAPITULO III. CIRCUITO INTEGRADO DE CONTROL	23
3.1 Integrado SG3526.....	23
3.2 Conexiones para lograr PWM.....	25
3.3 Suma de Salidas.....	29
3.4 Circuito Completo	30
3.5 Componentes del circuito.....	31

CAPITULO IV. OPERACIÓN DEL IGBT.....	32
4.1 Porque cambiar de MOSFET a IGBT	32
4.2 El IRGCP50FD2.....	35
4.3 Protecciones.....	37
4.4 Comentarios	42
CAPITULO V. CHOPPER	43
5.1 Características Generales	43
5.2 Pulsador Clase A	45
5.3 Circuito Completo.....	50
CAPITULO VI. TRABAJO EXPERIMENTAL	51
6.1 Experimento Lampara Incandescente.....	51
6.2 Experimento con Motor de Maquina de Coser	52
6.3 Experimento con Motor Shunt	54
6.4 Experimento con Motor Serie	62
CAPITULO VII. CONCLUSIONES 74	
7.1 Conclusiones	74
7.2 Trabajo Adicional.....	75
CAPITULO VIII. BIBLIOGRAFIA.....	76
APENDICE	78
VITA.....	

RESUMEN

En esta tesis se busco implementar un convertidor de cd – cd o pulsador que funcione en el primer cuadrante, esto es, un convertidor que solo pueden tener voltajes y corrientes positivas. Como elemento de potencia utiliza un IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) en lugar del tradicional MOSFET de potencia, buscando con este cambio manejar cantidades más grandes de corriente que a su vez permitan controlar la velocidad de motores de mayor capacidad en caballos de potencia (HP).

Como sistema de control usa modulación por ancho de pulso o PWM que permite variar el voltaje promedio manteniendo fija la frecuencia a que trabaja el IGBT. Se buscará el no exceder la frecuencia de operación máxima permitida para el IGBT y tratar de tener una corriente continua en el circuito de armadura del motor.

Este esquema completo para el control de la velocidad básicamente varia el voltaje promedio que se aplica al motor serie.

Agradecimiento

A Dios por permitirme disfrutar de esta vida

Dedicatoria

*A mis padres Alfonsa Alférez
de Pereyra y Benito Pereyra
Polanco por darme la
oportunidad de vivir.*

*A Ana Fabiola que es mi más
preciado tesoro en la vida por
todo su amor y comprensión.*

*A Miquel Angel y Emilio
César porque la distancia nunca
es ni será obstáculo para
nosotros.*

*A Benito y Margarita por
todo su cariño y apoyo.*

RECONOCIMIENTO

A mi querida Suegra Cecilia

*A mis hermanos Jesús, María,
José, Martha Zoila, Víctor
Manuel por su apoyo.*

A mis cuñadas y cuñados
Guadalupe, Becky, Norma,
Cristóbal y Carlos.

A mis sobrinos Gerardo,
Alejandro, Irene, Cristina,
Clarissa, Anel, Daniel, Edith,
Diana, Carlos, José, Luis,
Benito, Víctor, Teresa y
Alejandro.

A mis tías Irene y Eustolia

A todos mis tíos y primos..

A mi asesor de tesis el MC Javier
Rodríguez Bailey por sus consejos.

Al Dr. Federico Viramontes Brown por
su ayuda desinteresada.

A mis profesores Dr. Armando
Llamas, MC Jesús Báez, MC Héctor
Yeomans,, Dr. Manuel Macías, MC
Jorge de los Reyes por ayudarnos a ser
mejores profesionistas y personas.

A los ingenieros Rodolfo Castro,
Benjamin Pulido, Luis León, José Nieto,
Sergio Simental, Cristina Nápoles,
Ramón Fernández, Juan José Gutiérrez,
Ian Hernández, Gerardo Navarro, Jorge
Muñoz, Carlos Cruz, Jesús Flores por su
amistad y ayuda.

Al personal del almacén Rafael Barron,
Guadalupe Tamayo, Jorge Cárdenas,
Gerardo, Raimundo por la ayuda
brindada durante la realización del
trabajo experimental

CAPÍTULO I

1.1 INTRODUCCIÓN

Durante muchos años ha existido la necesidad de controlar la potencia eléctrica de los sistemas de tracción y de los controles industriales impulsados por motores eléctricos; esto ha llevado a un temprano desarrollo del sistema Ward-Leonard con el objeto de tener un voltaje de corriente directa variable para el control de la velocidad de los motores e impulsores. En épocas mas recientes se ha recurrido a la electrónica de potencia que combina la energía, la electrónica y el control. El control se encarga del régimen permanente y de las características dinámicas de los sistemas de lazo cerrado. La energía tiene que ver con los dispositivos de potencia estática y rotativa o giratoria, para la generación distribución y transmisión de la energía eléctrica. La electrónica de potencia se puede definir como la aplicación de la electrónica de estado sólido para el control y la conversión de la energía eléctrica.

Con el desarrollo de la tecnología de los semiconductores de potencia, las capacidades de manejo de energía y la velocidad de conmutación de los dispositivos de potencia han mejorado tremendamente. El desarrollo de la tecnología de los microprocesadores - microcomputadoras tiene un gran impacto sobre el control y la síntesis de la estrategia de control para los dispositivos semiconductores de potencia. El equipo de electrónica de potencia moderno utiliza uno.- semiconductores de potencia, que pueden compararse con el músculo, y dos.- microelectrónica, que tiene el poder y la inteligencia de un cerebro.

El uso de motores de corriente directa es muy frecuente en procesos que requieren de un ajuste constante de la velocidad, disminuyendo las oscilaciones de velocidad y producir un par alto de arranque.

Con el uso de un convertidor de cd – cd o pulsador, permite ir modificando la corriente que se alimenta al motor dando como consecuencia una variación en el par y por lo tanto en la velocidad del mismo, lo cual representa un solución muy buena para procesos o mecanismos que necesitan de variar la velocidad constantemente.

Tradicionalmente los motores de cd han sido usados para el control de la velocidad y posición, sin embargo en los últimos años el uso de motores de ca ha ido en aumento principalmente por su bajo mantenimiento y costo, mas los convertidores de cd – cd se continúan usando por su excelente manejo.

1.2 OBJETIVO

Crear un dispositivo electrónico que permita variar la aceleración y velocidad en un vehículo eléctrico, usando un motor serie con un control de lazo abierto.

La técnica de control será mediante la variación del voltaje promedio, logrando esto con Modulación por Ancho de Pulso ó PWM (Pulse Wide Modulation) que básicamente se refiere a mantener un periodo de tiempo constante y variar el tiempo del ancho del pulso que se aplica a la compuerta o gate del semiconductor de potencia .

Los semiconductores de potencia a utilizar son IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), se busca diseñar sobre un solo elemento, siendo preferible usar uno de mayor capacidad a conectar en paralelo dispositivos de menor capacidad con el fin de poder manejar la misma cantidad de corriente y energía.

1.3 ALCANCES

El control se tendrá solo en el primer cuadrante, esto significa que es posible hacer funcionar al motor hacia adelante con corriente y voltaje positivos, que es un pulsador tipo A y no en uno tipo C que se tenía planeado en un principio, debido a las dificultades para implementarlo en un motor serie.

Una de las principales limitantes de este proyecto es el circuito de control ya que con el diseño que se cuenta se dificulta implementar el frenado regenerativo, para esta implementación será necesario el utilizar otra herramienta, que pudiese cambiar las conexiones necesarias para este fin ya que solo es posible usarlo cuando la corriente ya no fluye de las baterías hacia el motor y es posible emplear el motor en modo de generador con el voltaje inducido como fuente. La señal de control puede ser interrumpida para controlar el voltaje y a su vez la corriente que recibe el motor.

El frenado regenerativo no se implementara.

CAPÍTULO II

ANTECEDENTES

2.1 Historia de la Electrónica de Potencia

La electrónica de potencia empezó en el año de 1900, con la introducción de los tubos de vacío. Luego aparecieron, gradualmente, el rectificador de tanque metálico, el rectificador de tubo al alto vacío de rejilla controlada, el ignitrón, el fanotrón y el tiratrón. Estos dispositivos se aplicaron en el control de la energía hasta la década de los 50's.

La primera revolución electrónica inicia en 1948 con la invención de transistor de silicio en los Bell Telephone Laboratories por los señores Bardeen, Brattain y Shockley. La mayor parte de las tecnologías electrónicas avanzadas actuales tienen su origen en esta invención. A través de los años, la microelectrónica moderna ha evolucionado a partir de los semiconductores de silicio.

El siguiente gran parteaguas, ocurre en 1958, también provino de los Bell Telephone Laboratories: la invención del transistor de disparo *PNPN*, que se definió como un tiristor o rectificador controlado de silicio (SCR por sus siglas en ingles).

La segunda revolución electrónica empezó en 1958 con el desarrollo del tiristor comercial por General Electric Company. Esta fue el principio de una nueva era en la electrónica de potencia.

Desde entonces, se han introducido muy diversos tipos de dispositivos semiconductores de potencia y técnicas de conversión.

La revolución de la microelectrónica nos dio la capacidad de procesar una gran cantidad de información a una velocidad increíble. La revolución de la electrónica de potencia nos está dando la capacidad de dar forma y controlar grandes cantidades de energía con una eficiencia cada vez mayor. Debido a la fusión de la electrónica de potencia, que es el músculo, con la microelectrónica, que es el cerebro, se han descubierto muchas aplicaciones potenciales de la electrónica de potencia, y se descubrirán más. Dentro de los siguientes 20 años, la electrónica de potencia formará y condicionará la electricidad.

En un futuro próximo entre el punto de generación y todos los usuarios habrá electrónica de potencia conectada en alguna parte de la línea de transmisión para regular el flujo de energía. La revolución de la electrónica de potencia ha ganado inercia, desde el fin de los años 80 y principios de los 90's[1].

2.2 Motor de Derivación o Shunt

Los motores de cd han sido clasificados eléctricamente por la forma en que sus devanados de campo han están conectados a la fuente de energía que los impulsa. Los nombres descriptivos son *derivación, serie y compuesto*, que identifican los tres tipos principales de motores de cd. El motor en derivación, el devanado de campo y el de armadura se conectan en paralelo al circuito de entrada. El motor tipo serie, el devanado de campo y el de armadura están conectados en serie con el circuito de entrada. El motor compuesto cuenta con un devanado serie y uno paralelo, dando características de ambos. El esquema básico del motor en derivación es mostrado en la figura 2.1, puede funcionar a varias velocidades mediante un control reostático ya sea en serie con el devanado de campo, el devanado de armadura o ambos. El uso de un reostato en serie con el devanado de campo es el método más común de variar la velocidad en un motor derivado (shunt), esto es preferible a usar un reostato en la armadura debido a que la corriente de campo es menor a la corriente de armadura y en este último caso se disiparía mucha energía.

Los rangos o intervalos de control de la velocidad son diferentes si se varia el voltaje aplicado al campo o la armadura. En consecuencia la perdida de potencia en el reostato es mucho menor cuando este esta en el circuito de campo. Como resultado, se dispone de una mayor cantidad de corriente para el funcionamiento real del motor.

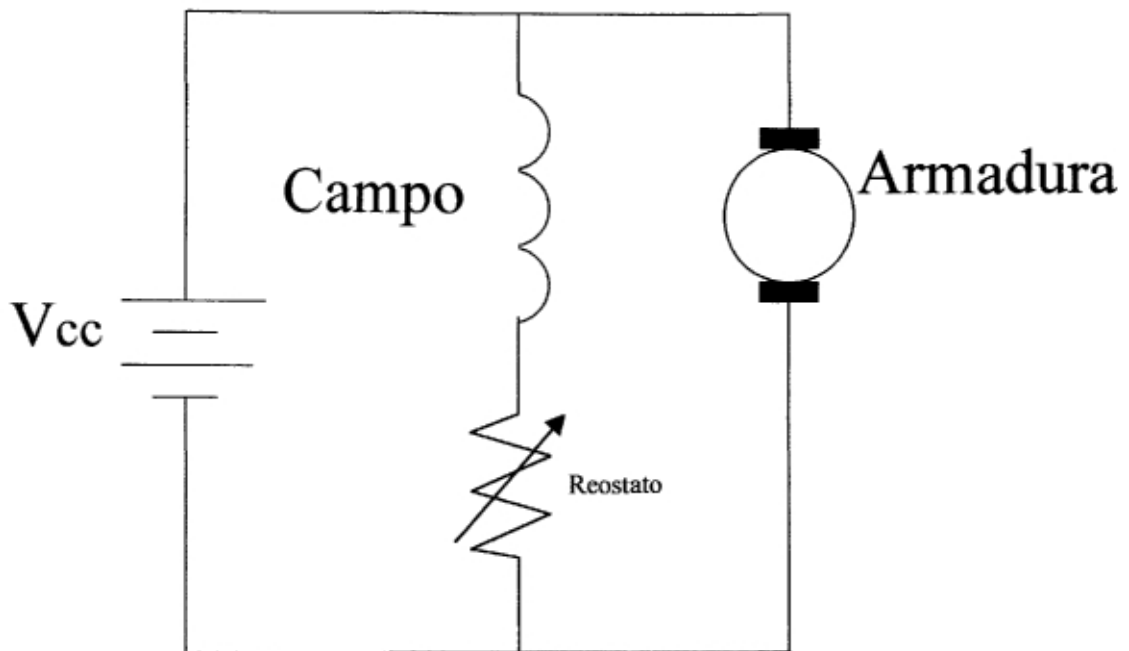


Figura 2.1 Diagrama básico del Motor en Derivación

Al agregar una resistencia en serie con el campo, fluye menos corriente de campo, la intensidad del campo disminuye y el motor se acelera. Esto sucede debido a que, cuando la armadura giratoria corta menos líneas de flujo, la f_{cem} tiende a disminuir y para igualarse con el voltaje aplicado la velocidad sube. Antes de subir la velocidad circula mas corriente en la armadura, lo que ocasiona un aumento del par del motor con respecto del de la carga. Como resultado, el motor se acelera rápidamente y la f_{cem} aumenta a un valor en el cual la corriente de armadura se reduce hasta que produce un equilibrio. Si se agrega menos resistencia en serie con el campo, la intensidad del campo aumenta y el motor disminuye su velocidad motor.

2.3 Motor de Excitación Separada

En este esquema de conexión del motor se busca el mantener constante el voltaje y la corriente de campo, con la finalidad de controlar la velocidad y el par aumentando o disminuyendo el voltaje aplicado al circuito de armadura. Difiere del motor en derivación en que no es la misma fuente de voltaje para alimentar la armadura y el campo. La figura 2.2 muestra el esquema básico del motor de excitación separada.

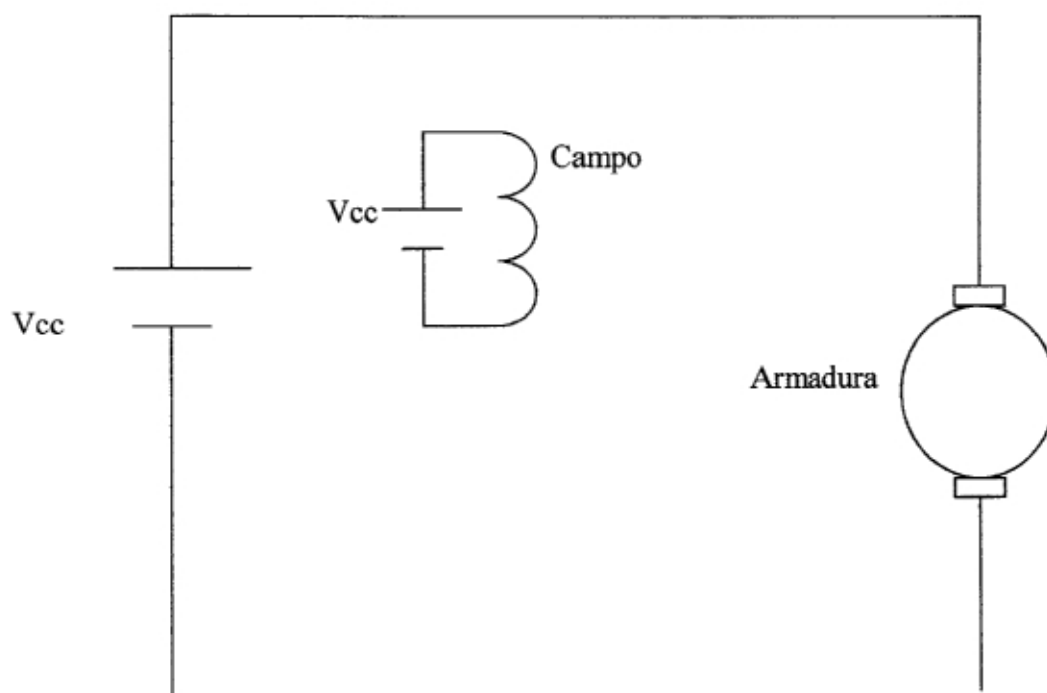


Figura 2.2 Motor de excitación separada

2.3 Motor Serie

El motor serie debe su nombre al hecho de que su devanado de campo esta conectado en serie con el devanado de armadura, lo cual significa que fluye una corriente común a través de ambos devanados. En la figura 2.2 se aprecia la conexión del motor serie. Lo que suceda a la corriente de armadura a causa del impulso de una carga se “siente” automáticamente en el devanado de campo.

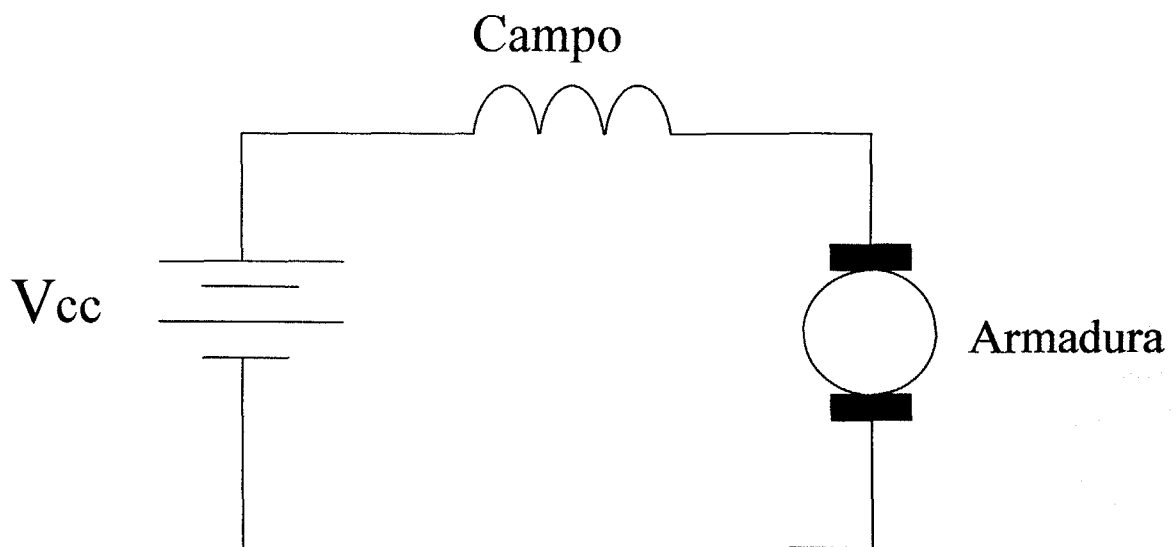


Figura 2.2 Motor Serie

Al aumentar la carga en un motor de derivación, hace mas lento el funcionamiento del motor, haciendo bajar la f_{cem} , entonces la armadura toma mas corriente para aumentar el par y no permite que baje mucho la velocidad. Al aumentar la carga en un motor serie la corriente adicional de armadura también fluye en el devanado serie del campo. El flujo aumenta y restaura la f_{cem} , permitiendo que se logren condiciones de equilibrio a menor velocidad.

El motor serie no funciona a velocidad constante. En el motor serie el par y la velocidad son inversamente proporcionales, esto es que cuando la velocidad es baja el par es alto, y cuando la velocidad es alta el par es bajo.

La relación carga - velocidad del motor serie hace que el tienda a girar a velocidades muy altas si se le deja funcionando sin carga. Esto se debe al hecho de que cuando el motor no tiene carga, se necesita un par muy bajo para que se ponga en marcha la armadura. En consecuencia, la velocidad del motor serie aumenta considerablemente, tratando de producir una fem que reduzca la corriente de armadura y mantener bajo el par.

2.5 Control de Velocidad

Existen numerosas aplicaciones que requieren control de velocidad, por ejemplo elevadores, molinos, grúas de polea y aguja, maquinas de herramientas y sistemas de transito. Los motores de corriente directa han extendido su uso en muchas de estas aplicaciones. Los motores de cd pueden proporcionar un alto par de arranque y también permiten obtener un control de la velocidad en un amplio rango de velocidades. El control de la velocidad en los motores de cd se puede lograr fácilmente por debajo o sobre los valores nominales. Además los métodos de control son sencillos y menos costosos que los aplicados en corriente alterna.

Los motores de cd juegan un papel significativo en las aplicaciones industriales modernas que necesitan de poca variación de la velocidad, tanto los motores de excitación independiente como los serie se utilizan normalmente en propulsores de velocidad variable, aunque tradicionalmente los motores serie se han utilizado en aplicaciones de tracción. Debido a los conmutadores, los motores de cd requieren mas tiempo de mantenimiento que los motores de ca, siendo esto el principal inconveniente de usar motores de cd. Con los recientes adelantos en la conversión de energía, las técnicas de control y las microcomputadoras, las propulsiones motoras de ca se vuelven cada vez mas competitivas en relación con las propulsiones de motores de cd.

La tecnología para el control de velocidad en motores de cd ha evolucionado sobre todo en este ultimo cuarto de siglo. Un método clásico es el sistema Ward – Leonard para maquinas rotativas,

que es usado en control de velocidad de motores de cd. Recientemente los convertidores de estado sólido son usados para el control de la velocidad.

2.5.1 Sistema Ward – Leonard.

Este sistema comenzó a utilizarse en 1890. El sistema utiliza un conjunto motor - generador (M-G) teniendo control de la velocidad mediante un “dc drive motor”. El motor del M-G (generalmente es un motor de ac), funcionando a velocidad constante. Variando la corriente del campo I_{fg} , el voltaje del generador V_t es cambiado, permitiendo los cambios de velocidad en el dc drive motor. Este sistema funciona en dos modos de operación. La figura 2.3 muestra el diagrama esquemático del sistema Ward – Leonard.

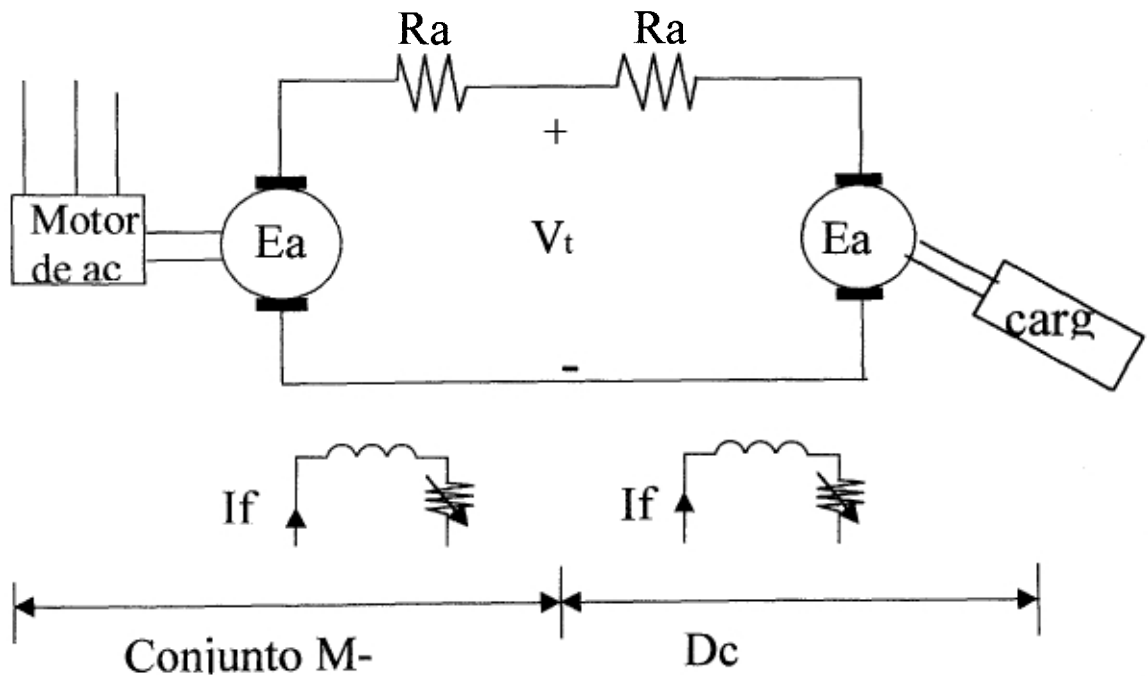


Figura 2.3 Sistema Ward-Leonard

Control de V_t

Es un modo de control de voltaje en la armadura, la corriente del motor I_{fm} se mantiene constante a valores nominales.

La corriente del campo del generador es cambiada y de manera semejante se logran los cambios en V_t de cero hasta el valor nominal. La velocidad cambia de cero hasta el valor base. El par se puede mantener constante durante la operación en el rango de velocidades, ver figura 2.4.

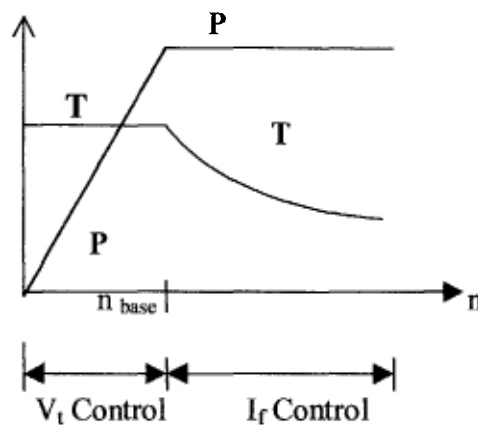


Figura 2.4 Curva característica del sistema Ward-Leonard

Control de I_f

El modo de control de la corriente de campo es usado para obtener una velocidad superior a la base. En este modo, el voltaje en la armadura se mantiene constante y la corriente de campo I_{fm} es reducida para obtener velocidades superiores. Si la corriente en la armadura se mantiene en su valor nominal, el motor puede operar a potencia nominal. El par que puede producir obviamente se reduce al incrementar la velocidad, como se muestra en la figura 2.4 debido a la reducción de la corriente de campo.

2.5.2 Control de Estado Sólido

En años recientes los convertidores de estado sólido han ido reemplazando al control rotativo motor generador de control de velocidad para motores de corriente directa. La figura 2.5 muestra el diagrama a bloques de un sistema con un convertidor de estado sólido. Los convertidores (propulsores) usados son rectificadores controlados o pulsador.

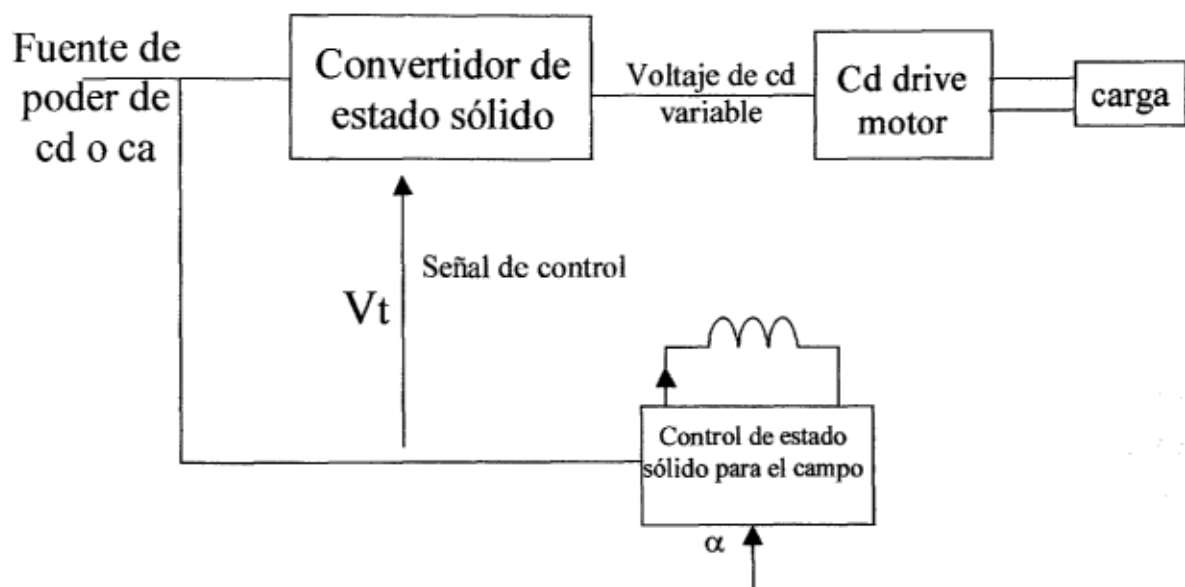


Figura 2.5 Diagrama a Bloques del Control de Estado Sólido

Esta página no está disponible

Este mensaje se intercala en los documentos digitales donde el documento original en papel no contenía esta página por algún error de edición del documento.

Al momento los creadores de este documento no han localizado esta página.

Preguntas frecuentes:

¿Qué puedo hacer?

Ten por seguro que hemos informado al creador original del documento y estamos intentando reemplazar esta página.

¿Quién convierte estos documentos a formato digital?

Esta tarea se realiza por un grupo de personas que laboran en el proyecto de Biblioteca Digital. Nos esforzamos por convertir documentos originales a una versión digital fidedigna y comunicar a los creadores del documento original de estos problemas para solucionarlos. Puedes contactarnos visitando nuestra página principal en:



<http://biblioteca.itesm.mx>

2.5.2.1 Propulsores de Pulsador

En muchas aplicaciones industriales, es necesario convertir una fuente de cd de voltaje fijo a una fuente de cd de voltaje variable. Un pulsador de cd, convierte directamente de cd a cd, por lo que también se le conoce como *convertidor* de cd-cd. Un pulsador se puede considerar como un transformador de cd con una relación de vueltas que varía en forma continua. Al igual que un transformador puede utilizarse como una fuente de cd reductora o elevadora de voltaje. Los propulsores de pulsador se utilizan ampliamente en todo el mundo en las aplicaciones de tracción. Un pulsador de cd se conecta entre una fuente de cd de voltaje fijo y un motor de cd a fin de variar el voltaje en la armadura. Además de controlar el voltaje en la armadura, el pulsador de cd puede proporcionar un frenado regenerativo de los motores y puede volver energía de retorno a la alimentación. Esta característica de ahorro de energía es en particular atractiva para los sistemas de transporte que tienen paradas frecuentes como en el sistema de tránsito masivo rápido. Los propulsores de pulsador también se utilizan en los vehículos eléctricos de batería. Un motor de cd puede operar en uno o cuatro cuadrantes al controlar los voltajes (o sus corrientes) de armadura y/o campo. A fin de operar el motor en el cuadrante deseado, a menudo se requiere de invertir las terminales de la armadura o del campo. Si la alimentación no es receptiva durante el frenado regenerativo, el voltaje de línea aumenta y dicho frenado no es posible. En este caso, es necesaria una forma alterna de frenado, como el frenado reostático.

Los modos posibles de operación son

En el 1^{er} cuadrante o Clase A, en el 2^o cuadrante o Clase B, en el 1^o y 2^o cuadrantes o Clase C, en el 1^o y 3^{er} cuadrante o Clase D y en los 4 cuadrantes o Clase E.

El requisito principal para el diseño de los circuitos de conmutación es proporcionar un tiempo adecuado de desactivación, a fin de poder desconectar el elemento principal de potencia principal ya sea un transistor o un IGBT. Resulta mucho más fácil diseñar el circuito de conmutación si la inductancia de la alimentación se puede desprestigiar o si la corriente de la carga no es alta. Pero en el caso de una corriente más alta en la carga, las inductancias parásitas, siempre presentes en los

sistemas reales, juegan un papel significativo en el diseño del circuito, dado que la energía almacenada en la inductancia del circuito aumenta con el cuadrado de la corriente pico de carga. La inductancia de la alimentación convierte las ecuaciones de diseño en ecuaciones no lineales y se requiere de un método iterativo de solución a fin de determinar los componentes de conmutación. Los esfuerzos que imponen los voltajes sobre los dispositivos de potencia dependen de la inductancia de la fuente y de la corriente de carga. No existen reglas fijas para el diseño de los circuitos pulsadores y el diseño varía según el tipo de circuito utilizado.

Pulsador Clase A

La corriente de carga solo fluye hacia la carga. Tanto el voltaje como la corriente en la carga son solo positivos, como se ve en la figura 2.9 y 2.10. Este es un pulsador de un solo cuadrante. La figura 2.7 muestra el circuito del pulsador Clase A.

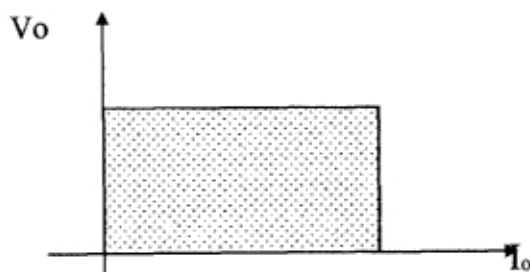


Figura 2.7 Pulsador Clase A

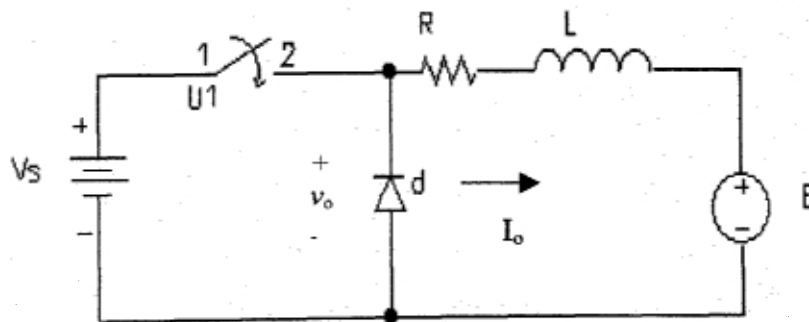


Figura 2.8 Circuito básico del pulsador Clase A

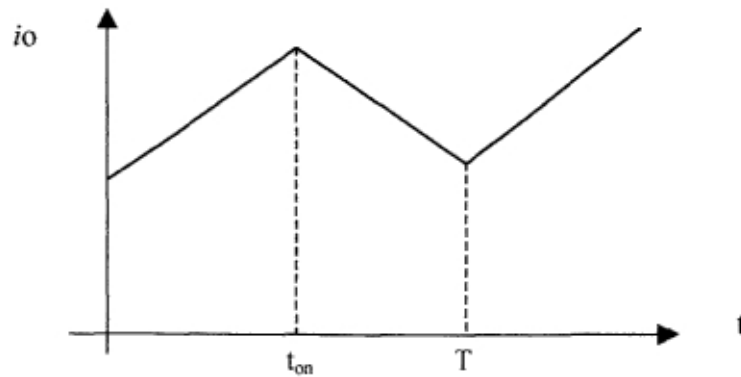


Figura 2.9 Forma de onda de la corriente en la carga

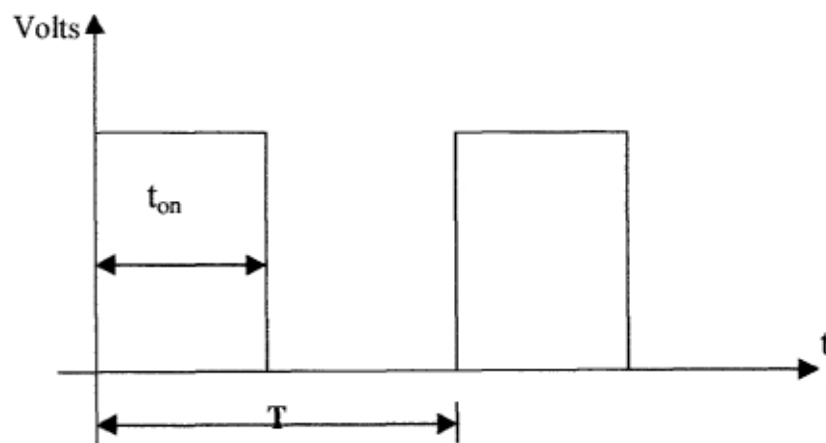


Figura 2.10 Relación del Ciclo de Trabajo

Definiendo el ciclo de trabajo como la relación entre el periodo(T) y el tiempo de encendido(t_{on})

$$k = \frac{t_{on}}{T} \quad (2.1)$$

573018

El pulsador Clase A se utiliza para controlar el voltaje de la armadura de un motor en derivación de cd. La figura 2.11 muestra la disposición del circuito de un motor de excitación independiente de cd alimentado por pulsador. El interruptor del pulsador puede ser un transistor o un pulsador tiristor de conmutación forzada. Esta es una propulsión en el primer cuadrante.

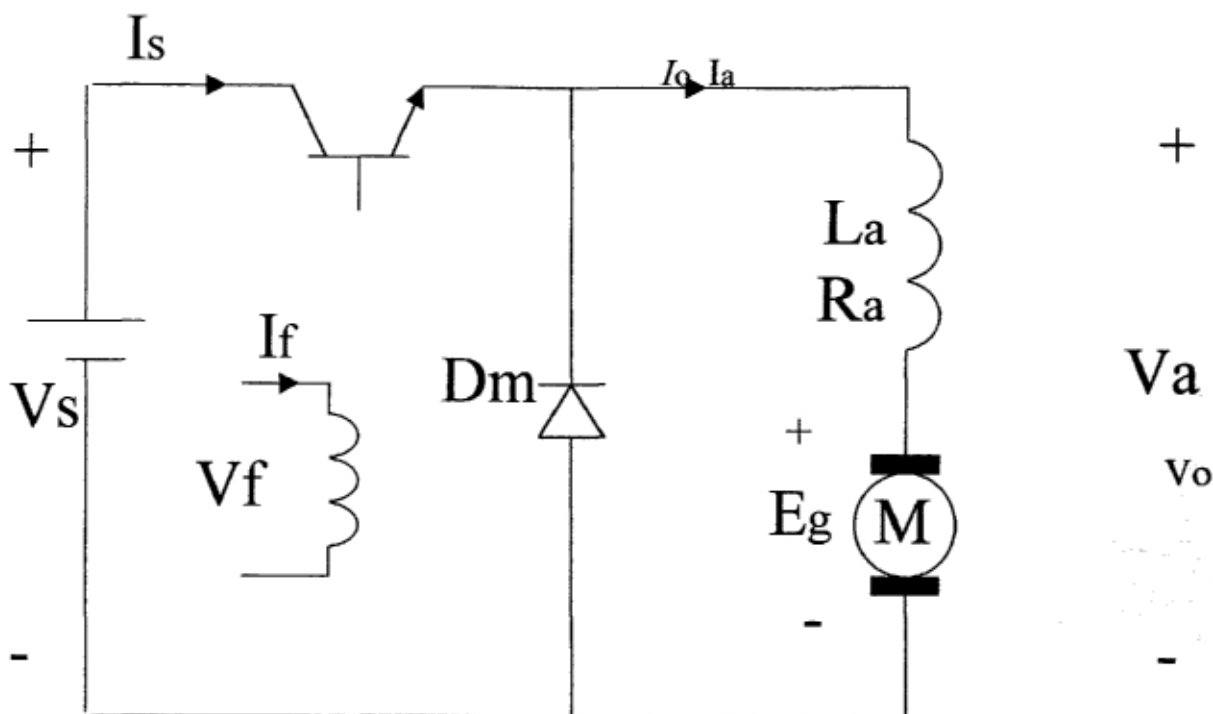


Figura 2.11 Potencia en propulsor de cd alimentado por pulsador de control

El voltaje promedio en la armadura es:

$$V_a = kV_s \tag{2.2}$$

Donde k es el ciclo de trabajo del pulsador. La potencia proporcionada al motor es

$$P_0 = V_a I_a = kV_s I_a \tag{2.3}$$

Donde I_a es la corriente promedio en la armadura del motor. Suponiendo que el pulsador está libre de pérdidas, la potencia de entrada es

$$P_i = P_0 = V_s I_s \quad (2.4)$$

El valor promedio de la corriente de entrada es

$$I_s = k I_a \quad (2.5)$$

La resistencia equivalente de entrada es

$$R_{eq} = \frac{V_s}{I_s} = \frac{V_s}{I_a} \frac{1}{k} \quad (2.6)$$

Mediante la variación del ciclo de trabajo k , se puede controlar el flujo de potencia al motor (y su velocidad). Un motor serie será el indicado para esta aplicación, ya que a bajas velocidades cuenta con un alto par de arranque.

Pulsador Clase B

La corriente de carga fluye fuera de la carga. El voltaje es positivo, pero la corriente de la carga es negativa , tal y como se ven en la figura 2.12. Este también es un pulsador de un solo cuadrante, pero opera en el segundo cuadrante por lo que se dice que opera como inversor. Esta es la forma como se logra un frenado regenerativo.

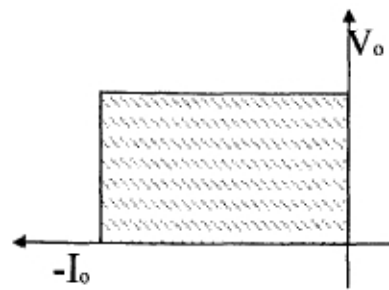


Figura 2.12 Operación del Pulsador Clase B

La figura 2.13 muestra el circuito para un pulsador Clase B

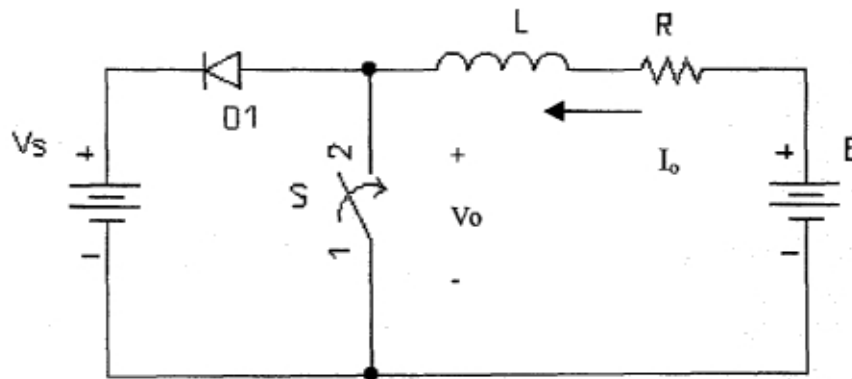


Figura 2.13 Circuito de pulsador Clase B

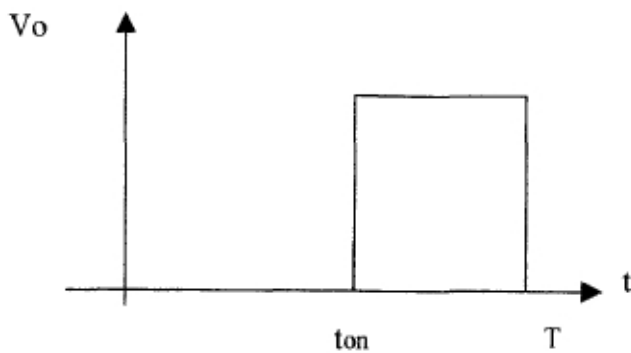


Figura 2.14 Forma de onda del voltaje en un Clase B

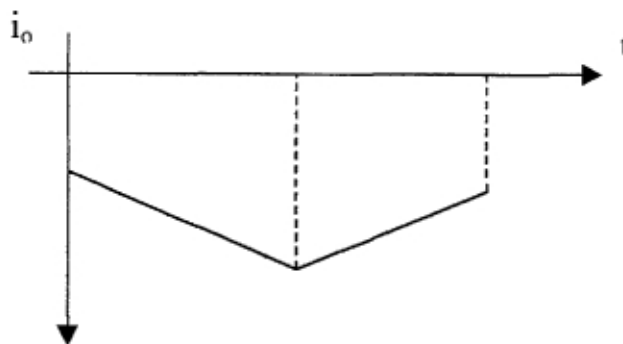


Figura 2.15 Forma de onda de la corriente en un Clase B

Pulsador Clase C

El voltaje siempre es positivo y la corriente puede ser tanto positiva como negativa, como se ve en la figura 2.16. Este se conoce como pulsador de dos cuadrantes. Se puede combinar pulsadores de Clase A y Clase B para dar forma a un pulsador Clase C. Con esta combinación es necesario utilizar dos interruptores. Un pulsador Clase C puede operarse como rectificador o como inversor. Debe tenerse cuidado de no activar al mismo tiempo los dos interruptores, de lo contrario esto sería un corto para la fuente.

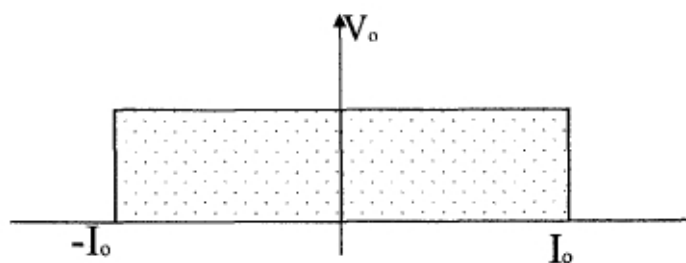


Figura 2.16 Pulsador Clase C

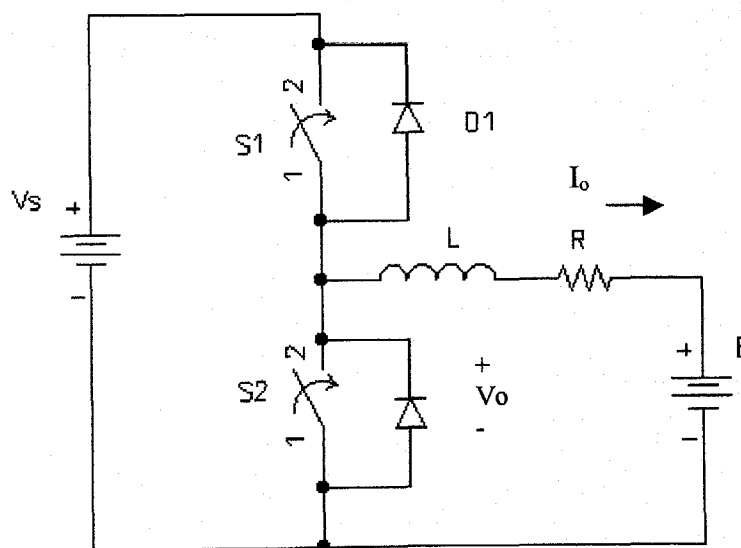


Figura 2.17 Circuito de pulsador Clase C

Pulsador Clase D

El voltaje en la carga puede ser positivo o negativo mas la corriente en la carga siempre es positiva, como aparece en la figura 2.18. Este pulsador también emplea dos interruptores que son colocados cada uno en serie con dos diodos a diferencia del Clase C que solamente emplea un diodo, en este esquema se activan los dos interruptores al mismo tiempo, cuando están desactivados los interruptores la corriente fluye a través de los diodos, cuando los diodos conducen se invierte la polaridad de V_o .

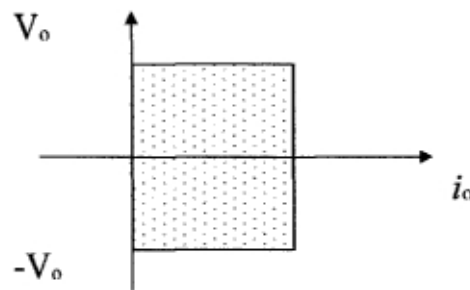


Figura 2.18 Pulsador Clase D

La figura 2.15 muestra el circuito básico para un pulsador Clase D.

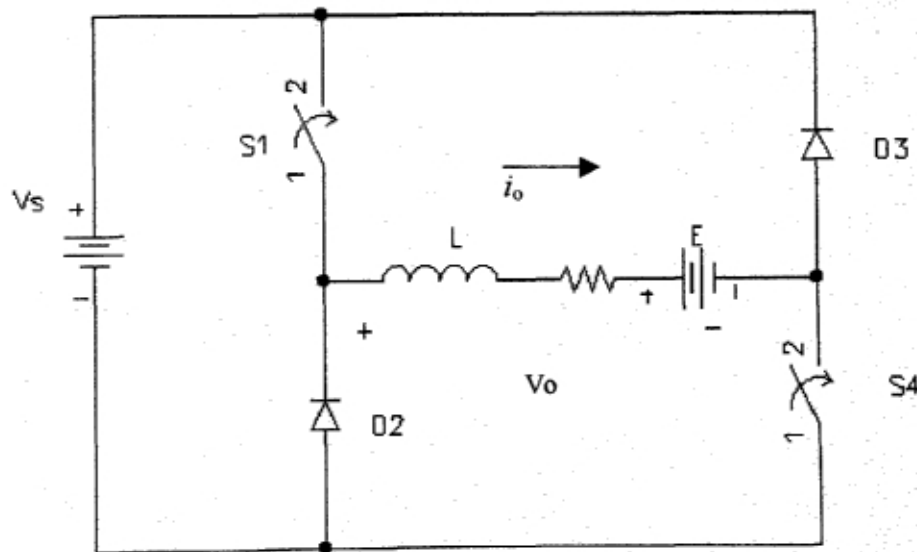


FIGURA 2.19 CIRCUITO DE PULSADOR CLASE D

Pulsador Clase E

En este esquema utiliza cuatro interruptores y cuatro diodos, la corriente de carga puede ser tanto positiva como negativa, el voltaje también tiene dos direcciones positiva y negativa, debido a esto este pulsador es de cuatro cuadrantes. Es el resultado de la combinación de dos pulsadores Clase C, como aparece en la figura 2.19.

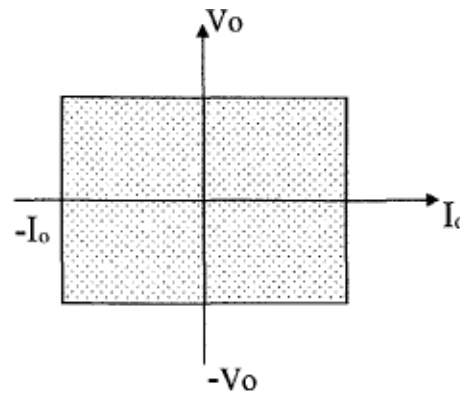


Figura 2.20 Pulsador Clase E

El circuito del pulsador Clase E es mostrado en la figura 2.21

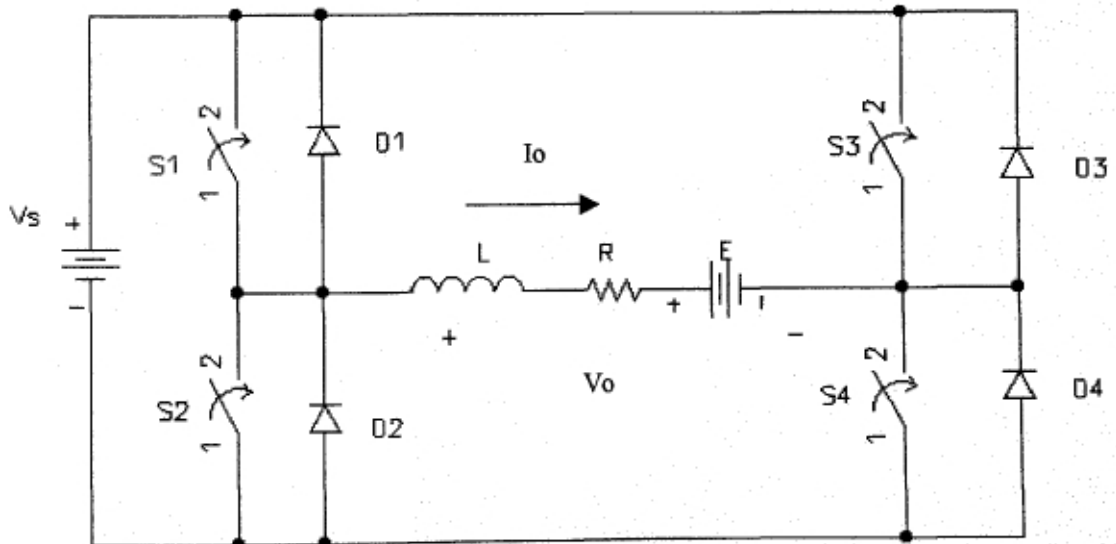


Figura 2.21 Circuito de pulsador Clase E

CAPÍTULO III

CIRCUITO INTEGRADO DE CONTROL

3.1 El SG3526

Como forma de control se eligió mantener el periodo constante y variar solo el ancho de pulso, esto se logra mediante el uso de un circuito integrado que tiene un PWM (Modulación por Ancho de Pulso) integrado en sus funciones. Se selecciono el circuito integrado SG 3526 para cumplir con esto, ya que cuenta con un voltaje de operación de 8 a 35 Volts, frecuencia de oscilación de 1 a 350KHz., salida de corriente de 100mA, doble salida de pulso, compatible con TTL y CMOS, principalmente. Del diagrama a bloques figura 3.1 se encontró que el nivel de voltaje de la salidas puede ajustarse hasta un valor no superior a 35 volts, que para nuestro caso es mas que suficiente ya que el IGBT solo soporta de 20 volts máximo entre gate y emisor.

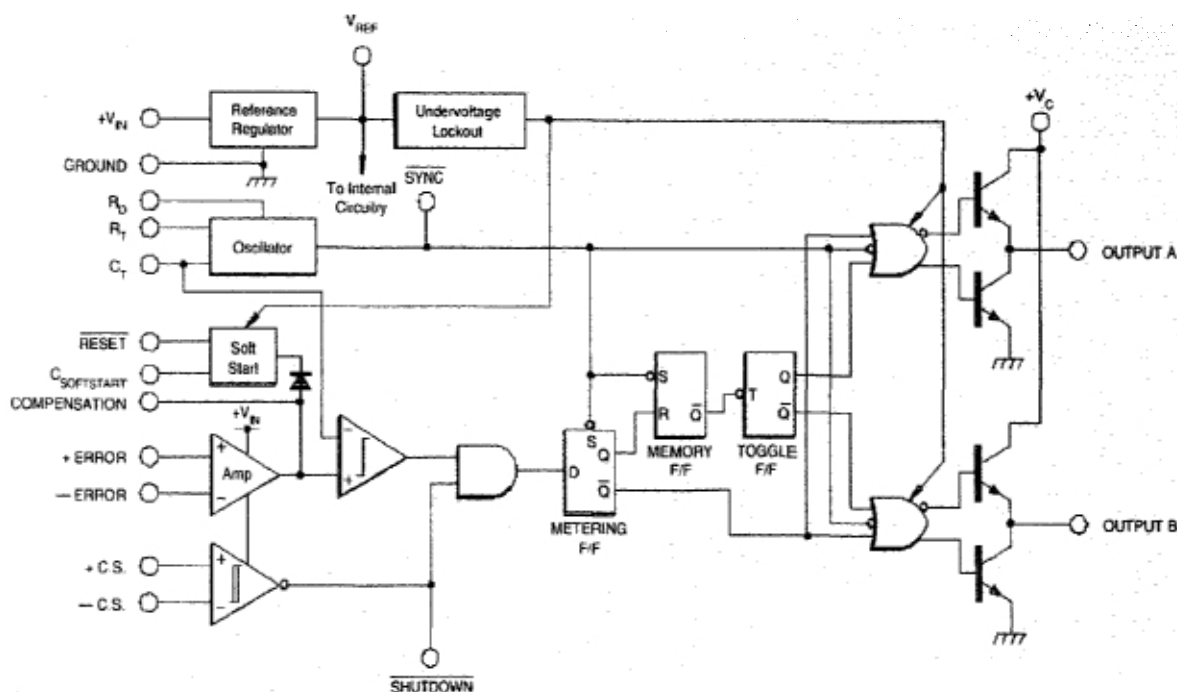


Figura 3.1 Diagrama a bloques del SG 3526

La amplitud de salida la podemos fijar gracias a que el circuito cuenta con un transistor a la salida, donde se le puede variar el voltaje del colector. El tipo de lazo de control usado es abierto ya que no se cuenta con retroalimentación que cambie las condiciones del controlador, esta es la forma mas sencilla de manejarlo, donde la función de transferencia del controlador no se ve afectada por la salida, solo hay cambios en referencia que provoca directamente un cambio en la salida. La distribución de terminales esta representada en la figura 3.2.

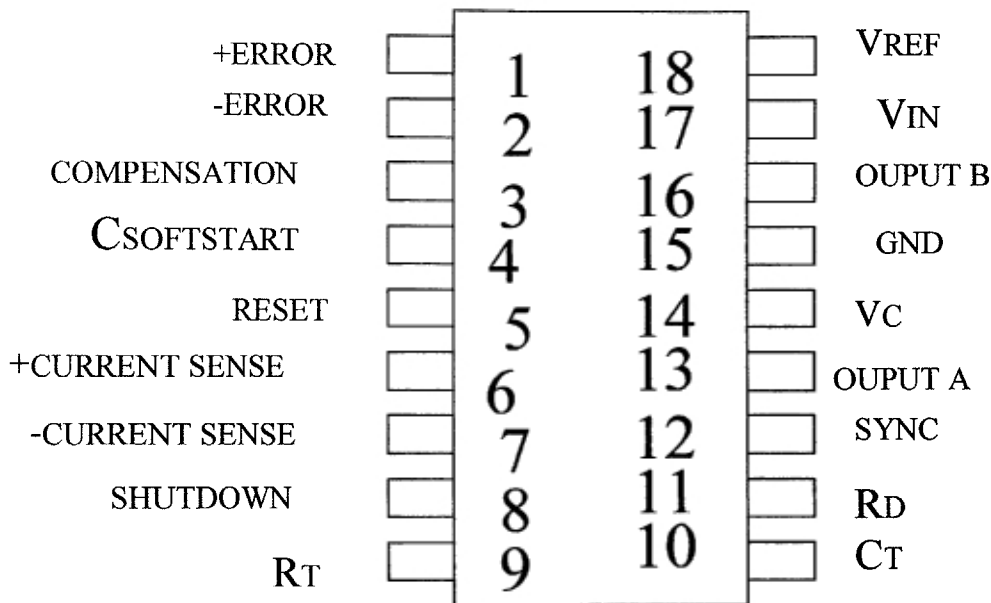


Figura 3.2 Diagrama de Conexiones

La forma de conexión del oscilador se muestra en la figura 3.3.

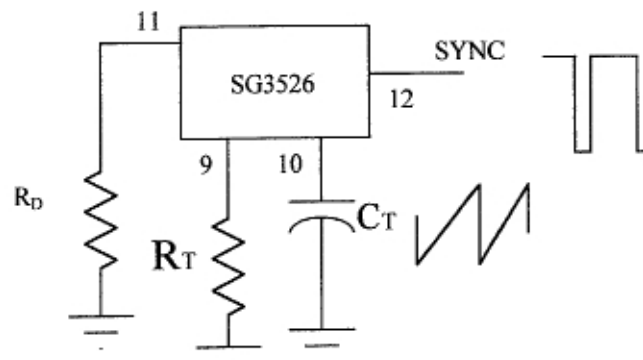


Figura 3.3 Conexiones del oscilador y formas de onda

3.2 Conexión para lograr PWM

Para fijar el tamaño del periodo a utilizar es necesario ajustar el oscilador del circuito integrado definido por R_T , C_T y R_D , que son las terminales 9, 10 y 11 respectivamente. Estos valores son fijados por la gráfica de la figura 3.4.

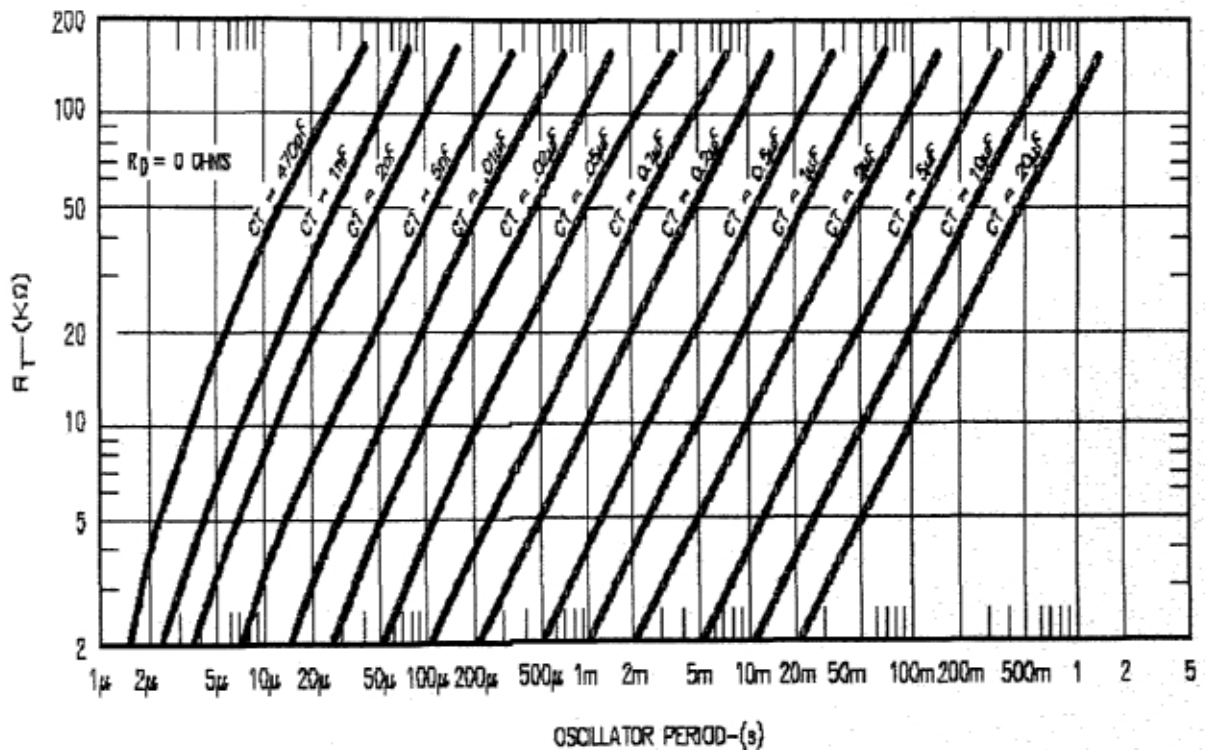


Figura 3.4 Periodo de oscilación vs R_T y C_T

En el experimento con motor serie se utiliza una frecuencia de 4.3 KHz, para obtenerla es necesario un periodo de oscilación de $230 \mu s$ corresponden los valores de resistencia $R_T = 20 K\Omega$ y de capacitancia $C_T = .02 \mu F$, dejando el valor de R_D en 0Ω para que la señal del oscilador no tenga tiempo muerto de las señal triangular del oscilador. La figura 3.5 ilustra esta señal triangular del oscilador obtenida con los valores de resistencia y capacitancia.

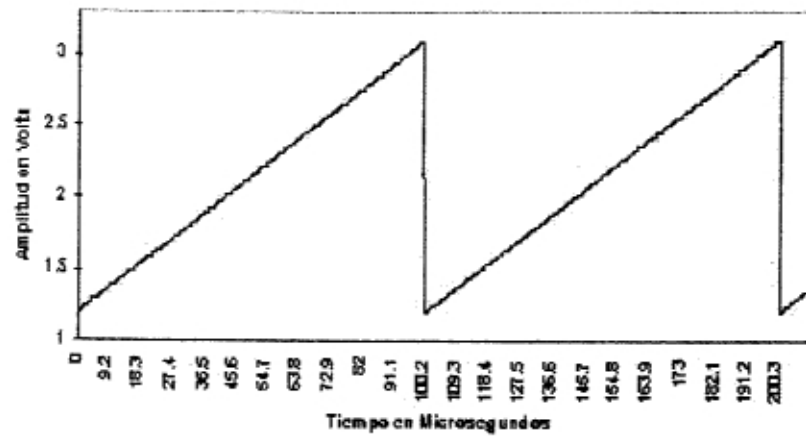


Figura 3.5 Señal Triangular del Oscilador

La señal de oscilador es cortada por un voltaje de referencia producido por el error que se da en el amplificador operacional colocado en terminales 1, 2 y 3 llamados Error (+) , Error (-) y Compensador respectivamente. La forma de conexión es mostrada en la figura 3.6.

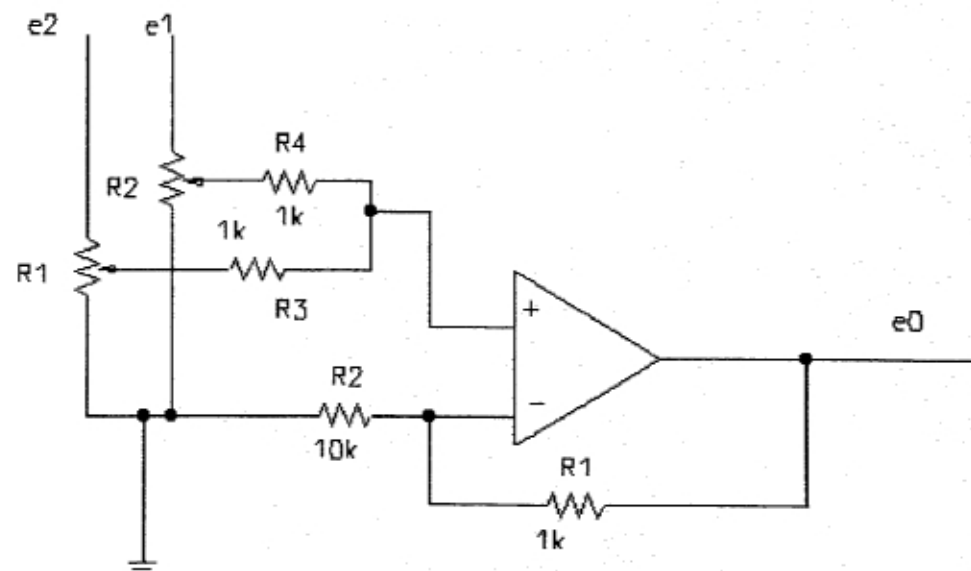


Figura 3.6 Conexión del Amplificador de Error

La forma de variar en ancho de pulso se logra con un potenciómetro conectado en serie con la resistencia que está conectada a la terminal uno, cuando se hace cambiar su resistencia el resultado es una disminución o aumento en el voltaje que alimenta al amplificador operacional necesario para encontrar un error y poder controlar el ancho del pulso, sin cambiar la frecuencia.

La señal que se utiliza como referencia en el amplificador de error es tomada de la terminal 18 de integrado que es un regulador de voltaje con amplitud de 5 volts de salida que son el y e2, se alimenta con esto a dos potenciómetros de 2K que proporcionan un voltaje variable, se conectan cada uno a una resistencia de 1K para sumar las salidas y se conectan en la terminal uno, a la terminal dos se conecta una resistencia de 10K y como retroalimentación una resistencia de valor 1K. Con esto se tienen dos señales independientes que se pueden variar de cero a 5 volts cada una; esto con el fin de mantener a la salida una señal de 1 volt constante controlado con uno de los potenciómetros y con el otro potenciómetro variar la salida de 1 a 3.5 volts, esto logra que con el segundo potenciómetro se puede variar el ancho del pulso de 0 a 100%. La figura 3.7 muestra la suma de las dos salidas, cuando la onda triangular es cortada por la de cd se inicia un pulso que se mantiene durante el tiempo que la señal triangular.

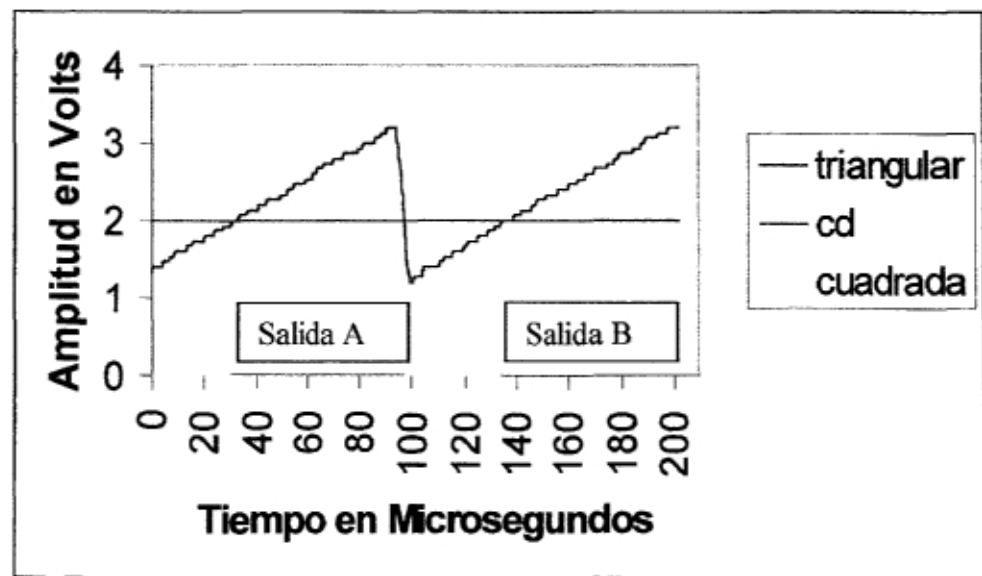


Figura 3.7 Generación del Pulso

El resultado de este “corte” es la figura 3.8 donde hay dos señales una por cada salida A y B que son iguales en tiempo de duración del ancho de pulso y amplitud, pero están desfasadas 180°.

Observamos también que es importante conectar la terminal 8 a V_{REF} , porque de lo contrario el circuito integrado se desactiva, esta terminal servirá para activar o desactivar a voluntad las señales de salida del circuito integrado.

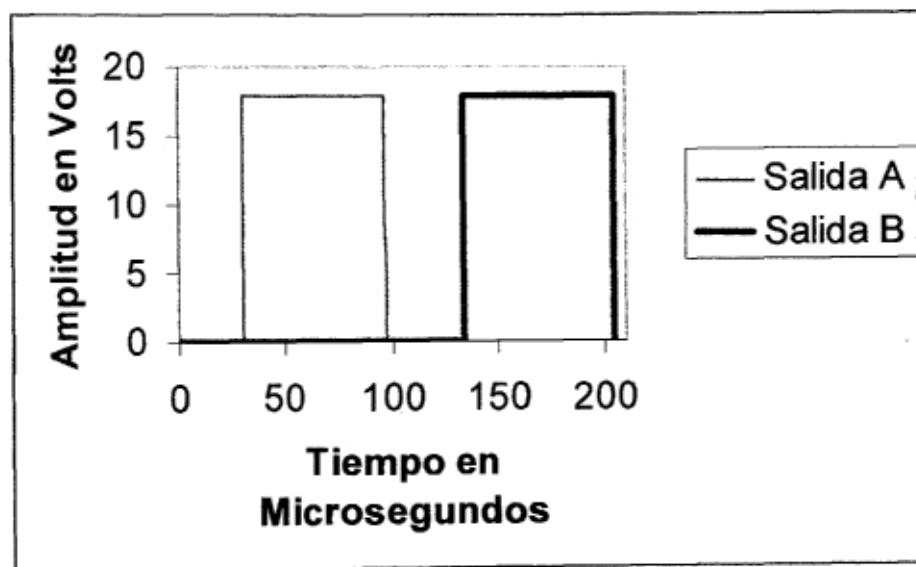


Figura 3.8 Tren de Pulsos por Canal

3.3 Suma de Salidas

Para tener un control sobre todo el ancho de pulso figura 3.9, se sumaron las salidas para crear una sola que permita variar el ancho del pulso desde cero hasta $230\mu\text{s}$. La suma de las señales de salida se logro empleando diodos de señal 1N4148 que son mas rápidos que los de potencia, mas su capacidad de conducción de corriente es de solo 450mA , teniendo en consideración que el SG 3526 entrega de salida 100mA , son suficientes.

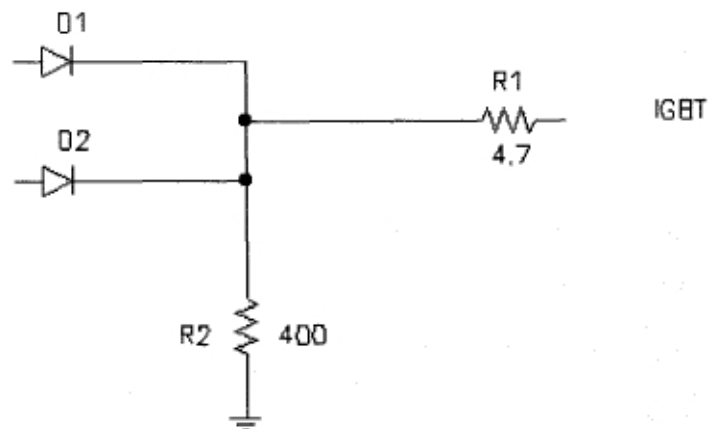


Figura 3.9 Suma de Salidas

Para obtener una mejor forma en la señal de salida es necesario que enviemos una pequeña corriente a través de la resistencia donde se suman las salidas, esta corriente es limitada por una resistencia de 400Ω a 2W . Esta resistencia permite que circule una corriente pequeña, gracias a esta circulación de corriente la forma de la señal de salida se mejora, cuando se bloquea esta corriente circulante la forma de la señal de salida se distorsiona. Con esto se tiene un control del 100% del tiempo de duración del periodo.

3.4 Circuito de Completo

El circuito de control esta mostrado en la figura 3.10, donde no se muestran las conexiones a tierra de terminales que no se están utilizando como la 6 y 7. Se colocó un capacitor cerámico de $.01\mu\text{F}$ entre la terminal 17 y neutro, ya que si la fuente de alimentación tiene distorsión es necesario agregar filtros que pudiera afectar el desempeño del mismo.

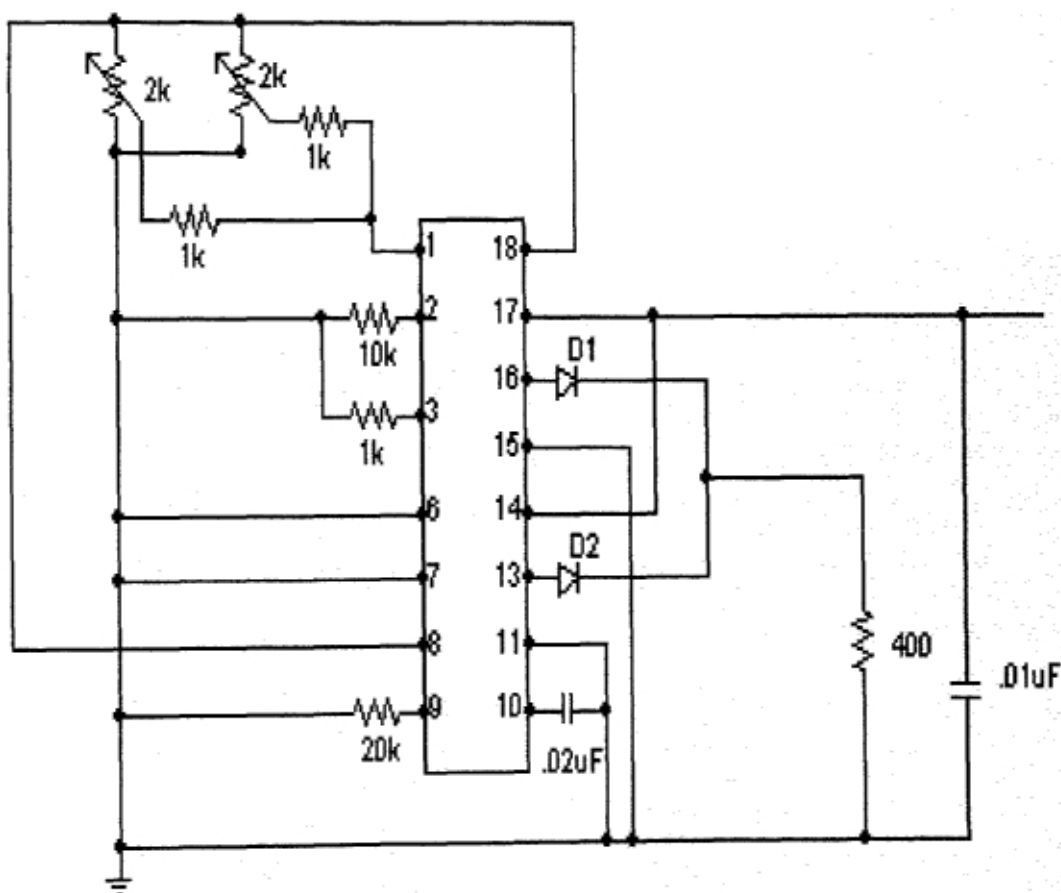


Figura 3.10 Circuito de Control

Para acondicionar la señal que se aplica al gate se agrega una resistencia en serie de 4.7Ω . La resistencia de 4.7Ω que se conecta al gate del IGBT tiene una influencia en las formas de onda al apagarse y las pérdidas de apagado dependen de cada transistor. Para los IGBT de IR el valor de la resistencia del gate oscila entre lo 5 y 2Ω .

3.5 Componentes del circuito

Lista de partes.

Circuito Integrado

SG 3526

Resistencias

$2R = 1K\Omega$

$R = 20K\Omega$

$R = 10K\Omega$

$R = 400\Omega$

$2R_{var} = 2K\Omega$

Capacitor

$C = 0.02\mu F$

Diodos

D1 = 1N4148

D2 = 1N4148

Fuentes

$V_s = 18\text{volts}$

$V_{ref} = 5\text{ volts}$ incluida en el integrado

CAPÍTULO IV

OPERACIÓN DEL IGBT

4.1 Porque cambiar de MOSFET a IGBT

La parte de potencia esta compuesta principalmente por el IGBT, del que se tratara en forma general . Un IGBT combina las ventajas de los BJT y de los MOSFET. La figura 4.1 muestra la estructura interna del IGBT. Un IGBT tiene una alta impedancia de entrada , igual que los MOSFET, y bajas pérdidas por conducción en estado activo, como los BJT. Mediante el diseño y la estructura de un chip, la resistencia equivalente de drenaje a la fuente, R_{DS} , se controla para que se comporte como la de un BJT.

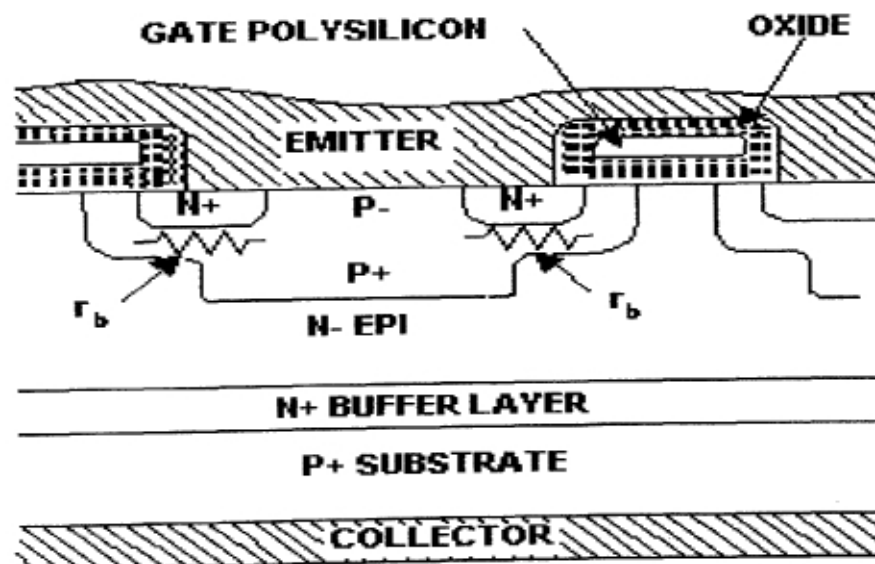


Figura 4.1 Estructura Interna del IGBT

La sección transversal de silicio de un IGBT es idéntica ala de un MOSFET, excepto en el sustrato P^+ . Sin embargo el rendimiento de un IGBT es mas cercano al de un BJT que al de un MOSFET. Esto se debe al sustrato P^+ , que es responsable de la inyección de portadores minoritarios en la región n. Un IGBT esta fabricado con cuatro capas alternas PNP. El IGBT maneja un PNP como un N- canal MOSFET en una pseudo configuración Darlington. Un IGBT es un dispositivo controlado por voltaje, similar a un MOSFET de potencia. Tiene menores pérdidas de conducción y aunque presenta mayores pérdidas por conmutación, la suma total de pérdidas es menor que en un MOSFET; en tanto comparte muchas de las características atractivas de los MOSFET de potencia como son la facilidad de la excitación de compuerta. Un IGBT es inherentemente mas rápido que un BJT. Sin embargo la velocidad de conmutación de los IGBT es inferior a la de los MOSFET. La figura 4.2 muestra el símbolo del IGBT.

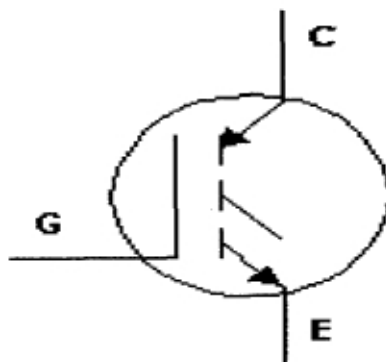


Figura 4.2 Símbolo del IGBT

Las especificaciones de corriente de un solo IGBT se pueden manejar alrededor de 1000 Amperes y 1200 volts, por citar un ejemplo el IRG4PSC71U es de 600 volts y 85 amperes a una frecuencia de 10 a 75 kHz. Los IGBT están encontrando cada vez más usos en aplicaciones de potencia media como son los propulsores para motores de cd y ca, fuentes de alimentación, relevadores de estado sólido y los contactores.

En los IGBT las pérdidas por conducción son menores que en los MOSFET mas en el IGBT la pérdidas por activación y desactivación son mayores como se aprecia en la figura 4.3. En la figura podemos observar un ejemplo numérico de las pérdidas para los IGBT como MOSFET, una de las principales diferencias es el total de pérdidas en el elemento que están compuestas por las pérdidas en conducción y activación y desactivación. Las pérdidas por conducción del MOSFET son 23 Watts y por activación y desactivación de 6.5 Watts ; que dan un total en pérdidas de 29.5 Watts. Por otra parte en el IGBT son : por conducción 7.62 Watts y por activación y desactivación de 15.6 Watts ; con un total en pérdidas de 23.22 Watts.

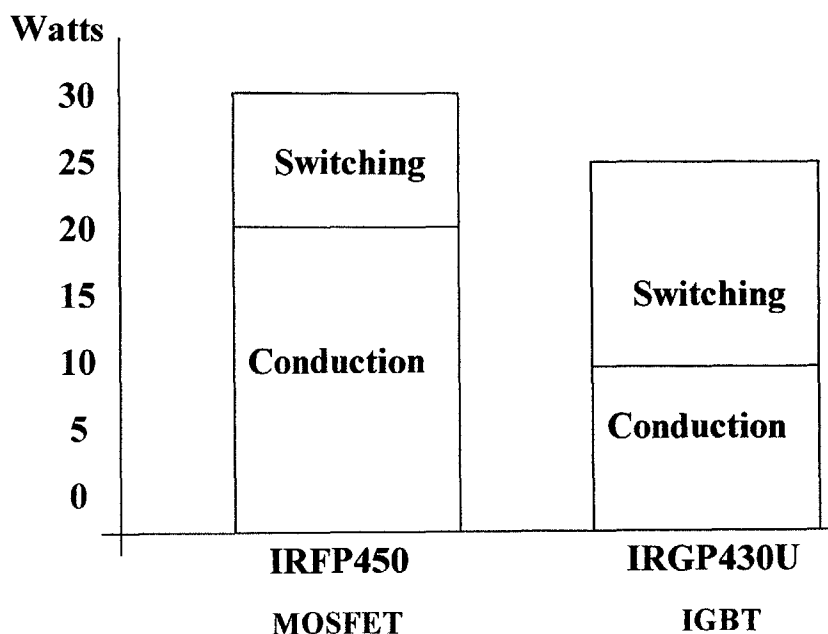


Figura 4.3 Pérdidas comparativas entre un Mosfet IRGPC450 y un IGBT IRGP430U

Los IGBT cuentan con un diodo de recuperación integrado en el mismo bloque, esto puede representar una ventaja que es el contar con protección contra voltajes negativos. El contar o no con este diodo depende de la aplicación en particular para la que se desee el IGBT.

4.2 El IRGPC50FD2

Ya en forma particular se mostraran las principales características del IGBT IRGPC50FD2, que cuenta con una capacidad de conducción de hasta 70 Amperes máximo a una temperatura de 25°C, un voltaje colector - emisor de 600volts de forma principal.

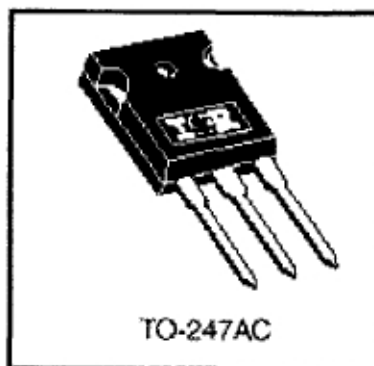


Figura 4.4 Aspecto físico del IRGPC50FD2

El aspecto físico del IRGPC50FD2 se muestra en figura 4.4, donde las relación de terminales contando de izquierda a derecha es :

- 1.- Compuerta(Gate)
- 2.- Colector
- 3.- Emisor.

El IGBT tiene como valor máximo de voltaje entre la compuerta y el emisor de 20 volts positivos y corriente en la compuerta de 100 mA.

Para la aplicación particular estos valores estarán limitados por una resistencia entre la salida del circuito de control de 400 Ω .

La temperatura del IGBT es un factor muy importante ya que si esta se eleva cerca de los 150°C la capacidad de conducción de corriente por el colector se vera dramáticamente reducida. La zona de operación segura esta definida por el área bajo la curva de la gráfica V_{CE} vs I_C , mostrada en la figura 4.5.

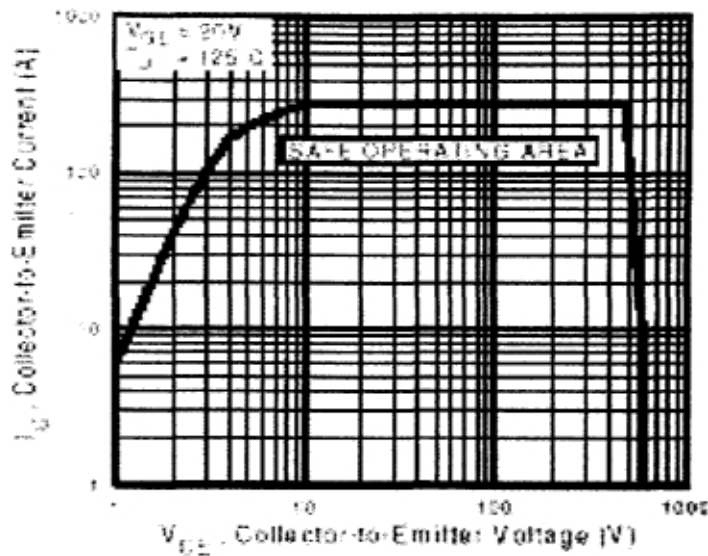


Figura 4.5 Area de operación segura

Ubicando la operación en una línea que estará cambiando entre los puntos 150 volts de V_{CE} y 0 amperes de I_C al punto de 0 volts de V_{ce} y 15 amperes de I_c se manejar el IGBT en un espacio donde no se lleve al limite su operación. Como el voltaje de colector a emisor y la corriente de colector no se mueve sobre una línea recta si no en una curva cuando esta pasando por su región activa podemos manejar una cantidad mayor de corriente. Estos parámetros fueron empleados en pruebas.

Como una nota importante entre mas rápido sea el IGBT menores serán sus perdidas por encendido y apagado.

4.3 Protecciones

Las protecciones son muy importantes para los IGBT, ya que en presencia de condiciones extremas el elemento no entra en conducción como los tiristores que cuando se sobrepasa su nivel de bloqueo entran en conducción, provocando un daño en el elemento.

Para minimizar las condiciones extremas se agregan dispositivos que las minimizan. Algunos de los efectos principales son :

La aparición de sobrevoltajes transitorios al momento de apagar el IGBT provocados uno por la carga inductiva, dos por las inductancias parásitas que se presentan al apagarse el IGBT. Los picos de voltaje que aparecen al apagarse el IGBT son mostrados en la figura 4.8. Las inductancias parásitas que están siempre presente como una extensión del circuito practico y por lo tanto siempre es peligroso porque provoca sobrevoltajes transitorios cuando se desactiva el IGBT. El diodo de recuperación no alcanza a proveer de una protección contra estos sobrevoltajes ya que solo es para proteger contra sobrevoltajes negativo pero no contra positivos.

Como preferentemente la carga que se maneja es altamente inductiva hay que tomar muy en cuenta este problema, una de las soluciones posibles es el uso de circuitos snubber compuestos por capacitancia y resistencia en serie, esto produce oscilaciones mientras elimina el transitorio.

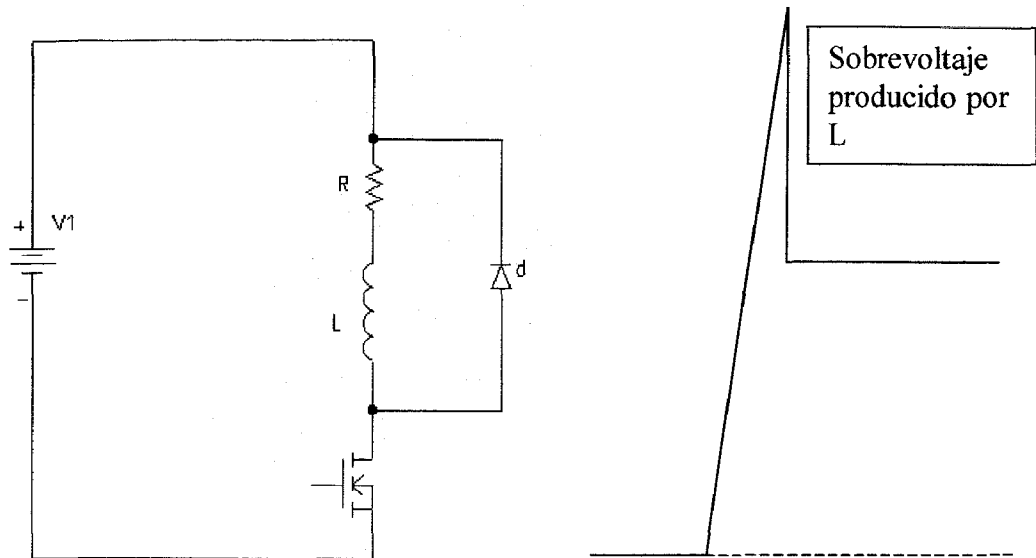


Figura 4.6 Sobrevoltaje al apagar el IGBT

El diodo que se coloca en paralelo con la carga como se muestra en la figura provee un camino para la corriente al momento de apagarse el IGBT, mas debido a la inductancia de los cables con que están hechas las conexiones presenta estos sobrevoltajes entre el colector y emisor del IGBT.

Lo que se busca idealmente es eliminar el pico de voltaje que daña el elemento de potencia, la figura 4.7 muestra algunas opciones paralelas para solucionar el problema de los picos de voltaje, que como primera opción es colocar en paralelo un capacitor y una resistencia.

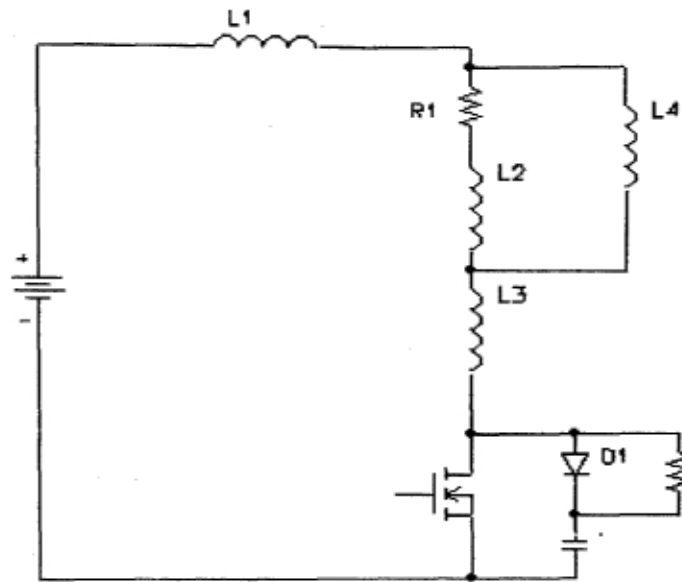


Figura 4.7 Snubber para eliminar picos de voltaje

En la figura 4.7 aparecen algunas inductancias extras de la inductancia propia de la carga, estas inductancias son parásitas, una colocada en serie con la carga ($L1$) esta es provocada por el cable que es necesario para conectar el motor o carga con la alimentación, otra inductancia se presenta al conectar el diodo de rueda libre ($L2$) al circuito al agregar conexiones con cables ya sea en mayor o menor valor, la tercer inductancia se presenta entre el motor y el IGBT ($L3$) ya que la conexión se realiza mediante cable agregando con esto inductancia parásita al circuito.

Es bueno recordar que en aplicaciones de encendido y apagado las pérdidas totales de conducción y las pérdidas por activación y desactivación conforman las pérdidas totales. El tiempo de encendido y apagado, así como las pérdidas por activación y desactivación son independientes de la temperatura, pero las pérdidas por conducción se incrementan con la temperatura porque R_{DS} de encendido se ve incrementada por la temperatura, en un MOSFET, mas en los IGBT por el

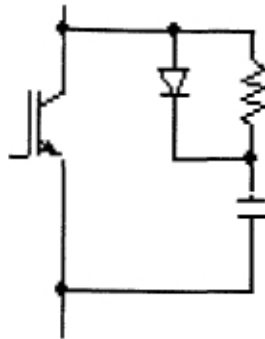


Figura 4.8 Circuito de snubber usado como protección

En esta configuración de snubber el condensador almacena la energía que circulaba a través del IGBT al momento de apagarse, el diodo permite al condensador cargarse y se descarga preferentemente a través de la resistencia, la función de la resistencia es disipar la energía almacenada en el condensador, mas esta depende del intercambio que pueda hacer con el ambiente.

Este es el esquema de protección que se utiliza para proteger el IGBT, anteriormente se realizaron varias pruebas con varistores más estos son buenos para limitar picos de energía transitorios que aparecen esporádicamente, pero no así para trabajo constante ya que requieren de un tiempo de disipación de energía que es de $50\mu\text{s}$.

El diodo usado es el que acompaña al IGBT. Se prefirió este diodo por su velocidad y que no afectara en los tiempos de apagado del IGBT preferentemente.

La figura 4.9 muestra otra opción para limitar el pico de voltaje al apagar el IGBT.

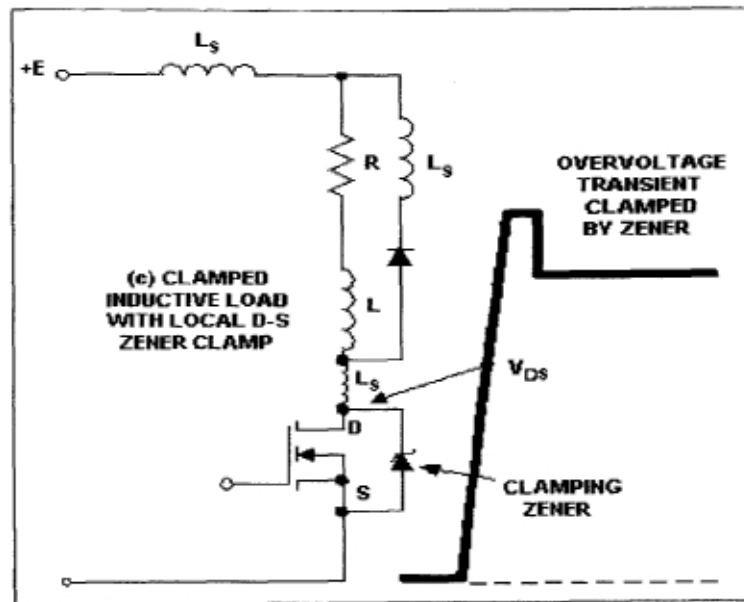


Figura 4.9 Sobrevoltaje limitado por un zener

Esta opción consiste en colocar un transistor en lugar del circuito snubber, este transistor es un tipo de diodo zener pero de alto voltaje que al llegar a su voltaje nominal bloquea al pico de voltaje, una opción no muy usada pero aparentemente es eficiente es colocar varios varistores o supresores de picos en paralelo para realizar esta misma función. Para ajustar el snubber hay que tomar muy en cuenta el sobrevoltaje que se permite tener entre el colector y emisor, cuidando que no afecte al tiempo de apagado del IGBT.

Para minimizar estos efectos es necesario crear o diseñar los circuitos de manera que las conexiones sean lo más cortas posibles o donde las corrientes circulen menores distancias para reducir las inductancias parásitas.

4.4 Comentarios

El tener compuertas conectadas en paralelo para manejar mas corriente no es muy recomendable porque se presentan efectos tales como:

- i)* Que la corriente no se distribuye uniformemente a través de todos los dispositivos, provocando con esto que no todos estén trabajando en condiciones optimas.
- ii)* Para conseguir disminuir este efecto seria necesario que el circuito fuera simétrico para cada elemento y que la distancia desde el circuito de control hasta la compuerta de cada uno sea la misma.
- iii)* Y uno de los principales inconvenientes es que al quemarse un elemento se presentara un efecto de cascada, esto es que se irán quemando uno por uno en efecto de cascada.
- iv)* Las inductancias parásitas aumentaran así como los picos de voltaje que se presentaran serán cada vez más grandes.
- v)* Para cuidar el IGBT, es importante no interrumpir la corriente de colector, esto es desconectar la fuente de corriente ya sea con fusibles o interruptores la mejor forma es eliminar la señal de control, de no ser así es muy posible que se dañe.

La mejor manera de emplearlos es utilizar solo uno y en caso de aumentar los requerimientos de corriente principalmente es preferible utilizar un IGBT más grande, o sea uno de mayor capacidad en manejo de corriente y frecuencia de operación.

CAPÍTULO V

CHOPPER

5.1 Características Generales

Los convertidores de cd-cd, comúnmente llamados pulsador porque ese es su principio de operación, son empleados para variar el voltaje promedio de corriente directa aplicado al circuito de carga con la introducción de uno o mas IGBT conectados entre el circuito de carga y fuente de corriente directa de voltaje fijo. En este caso el IGBT funciona como un interruptor que se abre y cierra conforma se le aplica o no señal de polarización en la compuerta. Esta función es ilustrada en la figura 5.1.

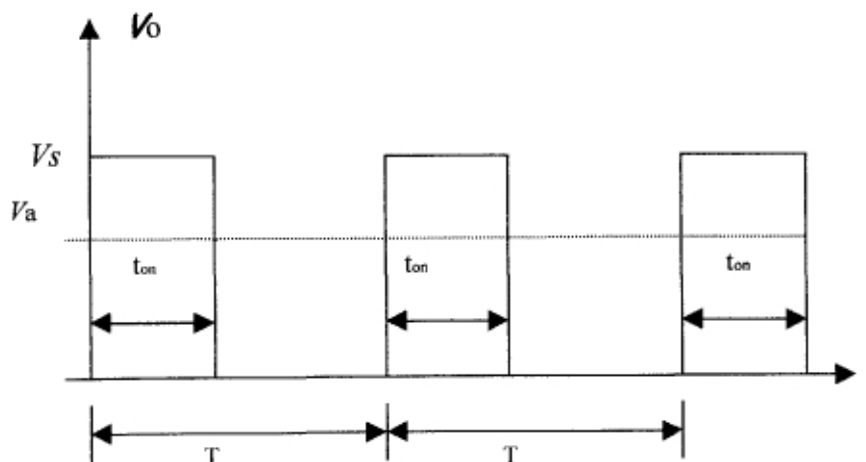


Figura 5.1 Funcionamiento del Pulsador

Donde V_s es el voltaje de la fuente de corriente directa fijo o constante, V_a es el voltaje promedio que se la aplica a la carga, t_{on} es el tiempo que se mantiene encendido el IGBT, T es el periodo utilizado.

La figura 5.1 ilustra el como el voltaje promedio V_a es menor que el de la fuente, dependiendo del tiempo de encendido del interruptor (IBGT), bajo este principio el voltaje máximo que se puede aplicar a la carga es igual al de la fuente.

Las formas en que el voltaje se puede variar son:

- 1) Variando t_{on} , y manteniendo el periodo constante, esta forma de lograrlo es conocido como modulación por ancho de pulso o PWM.
- 2) t_{on} se mantiene constante, cuando el que se varia es el periodo T , esta forma de control en conocida como modulación de frecuencia o FM.
- 3) Una combinación de PWM con modulación en frecuencia.

Los chopper son empleados en variadores de velocidad de cd, cuando es deseable eliminar el derroche de energía en forma de calor que es producido en el arranque o en el control de la velocidad por medio de resistencias o cuando las características de operación por otros métodos de control no son tan satisfactorios. El chopper se emplea en la fuente que alimenta al circuito de armadura en un motor que cuenta con excitación del campo independiente o para aplicar a un motor serie.

Los chopper son empleados principalmente en drives de cd para transporte, son usados gracias a su habilidad para impulsar una corriente limitada a un valor particular que demande la carga.

5.2 Chopper Clase A

La figura 5.2 ilustra el circuito básico de un chopper tipo A, en el que ambos voltaje y corriente solo pueden ser positivos. De la figura el interruptor representa un IGBT que se cierra o abre dependiendo del circuito de control que no se ilustra, D1 es el diodo de rueda libre.

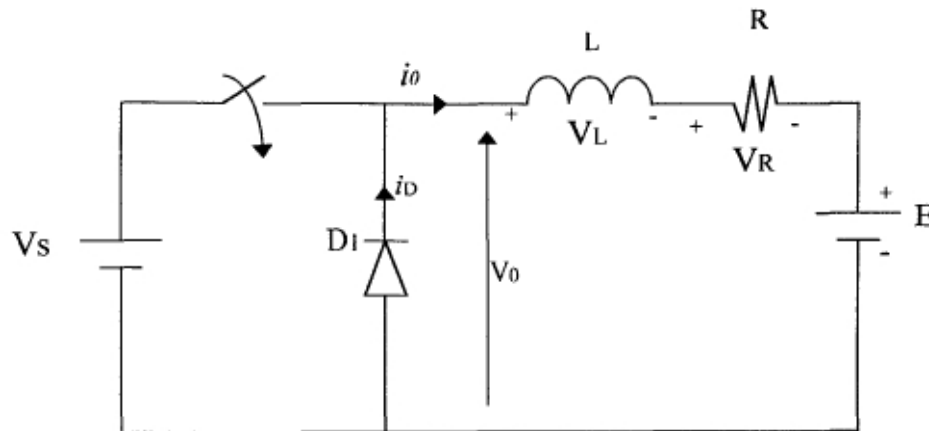


Figura 5.2 Circuito de Chopper Clase A

En los convertidores de cd –cd el voltaje promedio de salida es controlado por el tiempo de encendido o apagado del interruptor, que son ajustados dependiendo del nivel de salida deseado, logrando con esto una fuente de voltaje promedio variable a partir de una fuente de cd constante. Este modelo de encendido y apagado utiliza un elemento de potencia (en nuestro caso un IGBT) para cambiar el nivel de voltaje de salida. En nuestro caso particular, el método a utilizar para controlar el voltaje promedio a la salida es variando el tiempo de encendido t_{on} y dejando fijo el periodo T , también llamado PWM. De lo anterior podemos deducir una fórmula que permita conocer el voltaje promedio de salida V_a para tiempos de encendido fijos.

$$V_a = \frac{t_{on}}{T} * V_s \quad (5.1)$$

En la figura 5.3 a) la corriente i_0 es discontinua y en el intervalo de tiempo que i_0 es cero $V_0 = E$. Para tener una corriente i_0 continua figura 3 b) a la salida hay que modificar los valores de R y L manteniendo el mismo tiempo de encendido. Como consecuencia el voltaje promedio de salida V_0 consiste en pulsos rectangulares de valor V_s .

Para el análisis de este convertidor se considera que la corriente i_0 es continua como se ilustra en la figura 5.3 b)

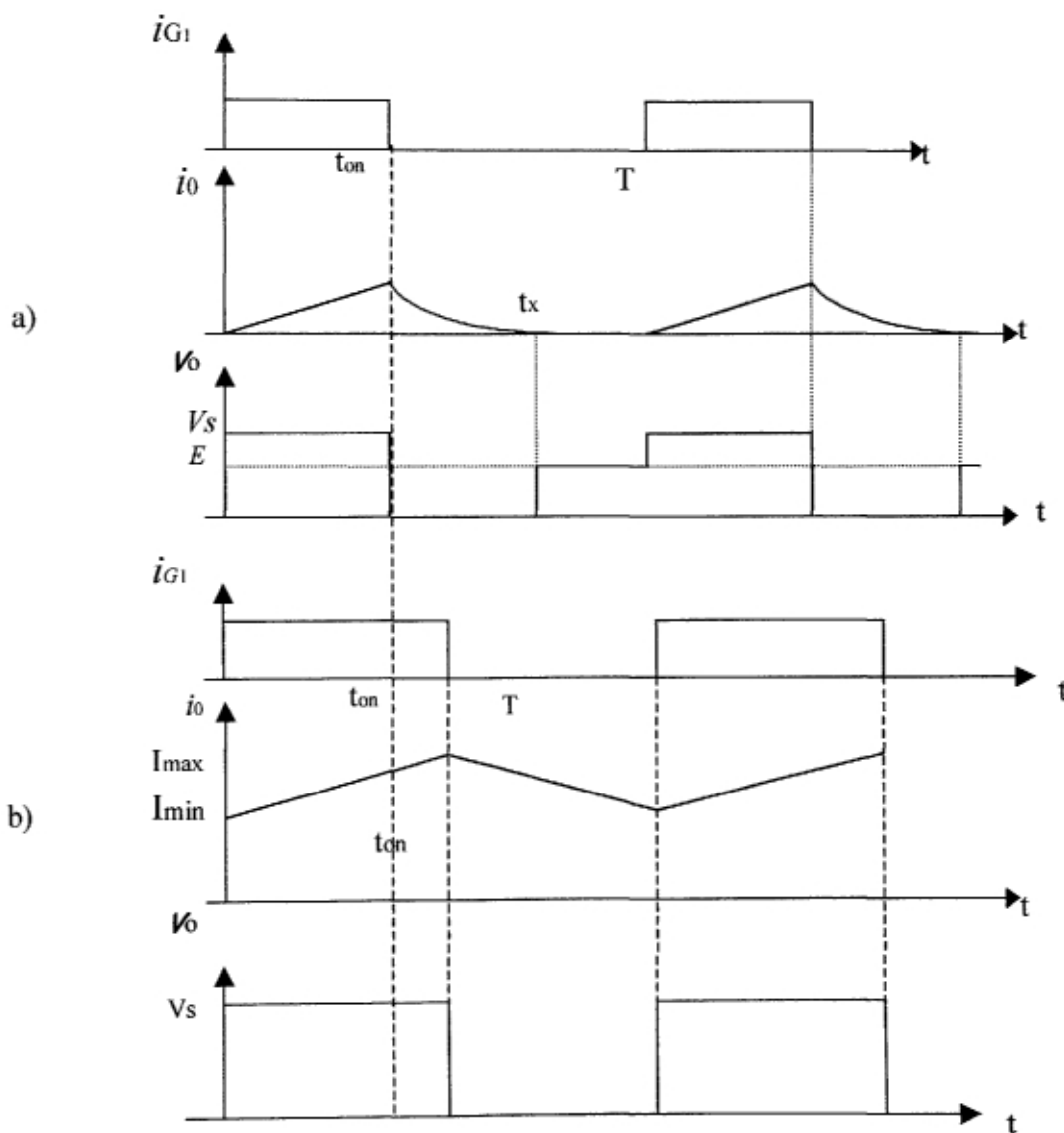


Figura 5.3 Principio básico de operación de un tipo A

Para encontrar I_{\max} e I_{\min} cuando la corriente es continua

$$I_{\max} = \frac{V_s}{R} \frac{\left(1 - e^{-\frac{t_{on}}{\tau}}\right)}{\left(1 - e^{-\frac{T}{\tau}}\right)} - \frac{E}{R} \quad (5.2)$$

$$I_{\min} = \frac{V_s}{R} \frac{\left(e^{\frac{t_{on}}{\tau}} - 1\right)}{\left(e^{\frac{T}{\tau}} - 1\right)} - \frac{E}{R} \quad (5.3)$$

Donde

$$\tau = \frac{L}{R} \quad (5.4)$$

expresada en segundos, cuando la corriente es continua y siempre $t_{on} = T$

$$V_a = V_s$$

$$I_{\max} = I_{\min} = \frac{V_s - E}{R} \quad (5.5)$$

Para limitar la corriente se utiliza un inductor L que se encuentra mediante

$$L = \frac{V_a(V_s - V_a)}{\Delta I f V_s} \quad (5.6)$$

La corriente de la componente ondulatoria máxima es

$$\Delta I_{\max} = \frac{V_s k(1-k)}{fL} \quad (5.7)$$

Para la protección del IGBT contra sobrevoltaje el condensador es mucho más grande que el necesario para el encendido del IGBT, obteniéndose de la ecuación

$$\frac{C_{ov}\Delta V_{ce,\max}^2}{2} = \frac{L_\sigma I_o^2}{2} \quad (5.8)$$

Donde C_{ov} es el condensador para sobrevoltaje, k es la constante para estimar el sobrevoltaje permitido, T_{fi} es el tiempo que toma el voltaje de colector a emisor en llegar a su valor máximo, I_o es la corriente de carga y V_d es el voltaje aplicado.

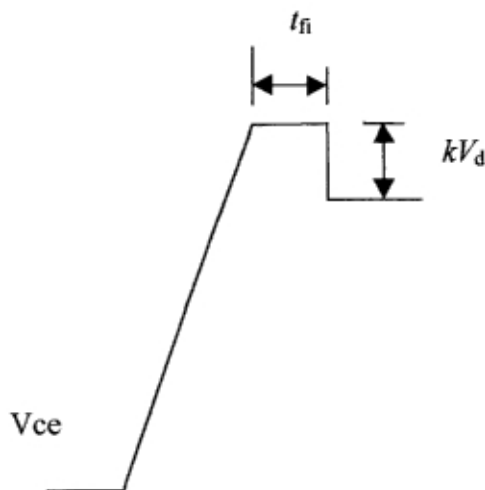


Figura 5.4 Sobrevoltaje entre colector y emisor

Para estimar el valor de L_{σ} se utiliza la ecuación 5.9

$$kVd = \frac{L_{\sigma} I_o}{t_{fi}} \quad (5.9)$$

De la ecuación 5.9 obtenemos un valor de inductancia parásita de

$$L_{\sigma} = 13.48 \mu H$$

Experimentalmente encontramos el valor del condensador que es de $.470\mu F$, con el valor del condensador aceptamos un sobrevoltaje de 50 volts, con la finalidad de reducir el tiempo de estabilización del sobrevoltaje en el IGBT, la reducción de este tiempo permite que la potencia disipada en la resistencia sea menor. Sustituyendo este valor en la ecuación 5.8 obtenemos un condensador de

$$C_{ov} = 0.42\mu F$$

Esta variación entre el condensador calculado y el experimentado se debe a que el calculo es una aproximación lineal. El emplear un condensador más pequeño permite un sobrevoltaje más grande, se mejora el tiempo de estabilización, mas seria necesario una resistencia más grande para evitar oscilaciones y las perdidas en la resistencia aumentarían, perdiendo la parte atractiva de la modificación. Se podría disminuir aun más el condensador, sacrificando el nivel de sobrevoltaje permitido y aumentando el valor de la resistencia para mantener la relación RC, evitando oscilaciones.

5.3 Circuito Completo

El circuito completo del chopper, uniendo el circuito de control con el de potencia, es mostrado en la figura 5.5.

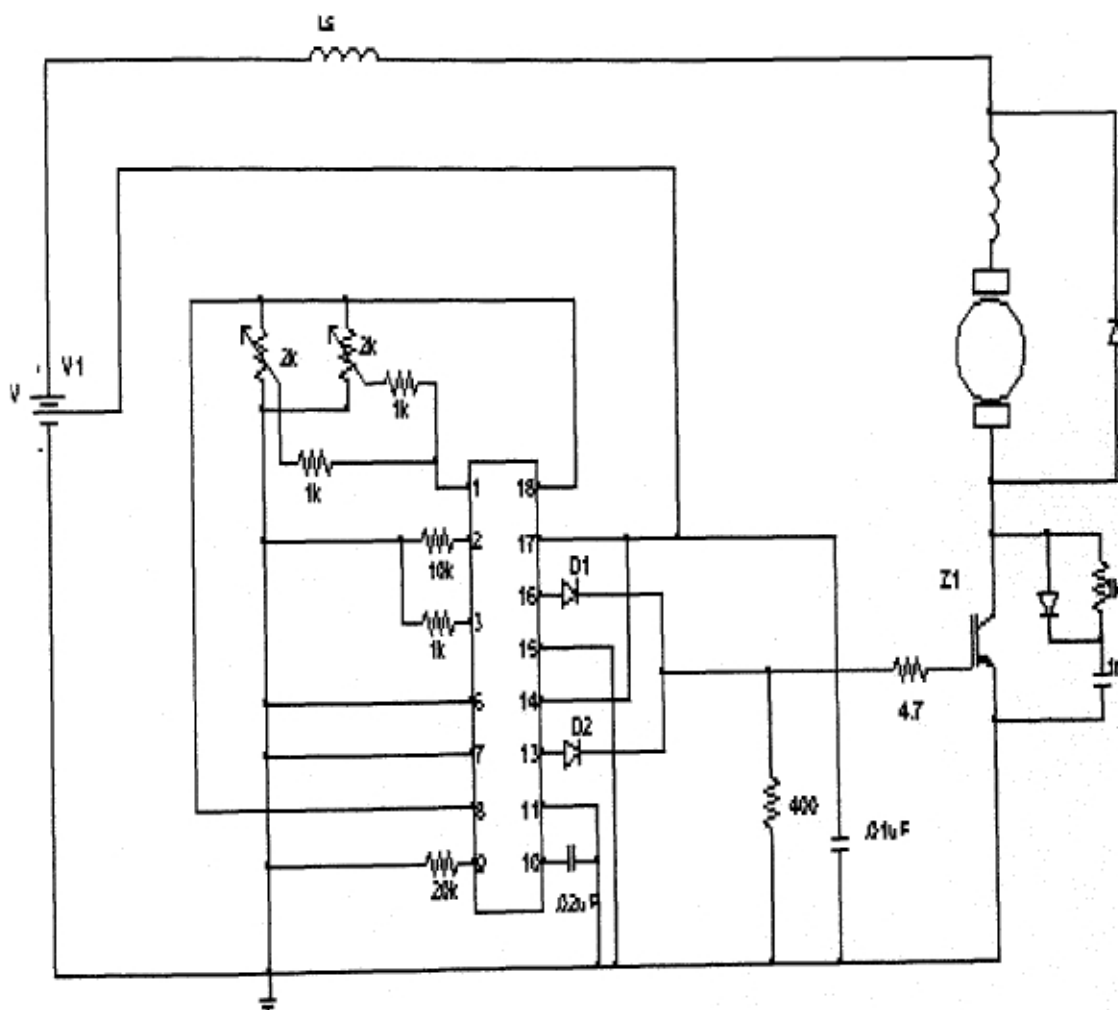


Figura 5.5 Circuito Completo

CAPÍTULO VI

TRABAJO EXPERIMENTAL

6.1 Experimento con Lampara Incandescente

El primer experimento que se realizo fue el controlar un lampara incandescente de 60 watts alimentándola con 36 volts de corriente directa. El diagrama a bloques se muestra en la figura 6.1. Donde al variar el ancho del pulso se logro que la intensidad de la lampara subiera y bajara así como apagarse totalmente.

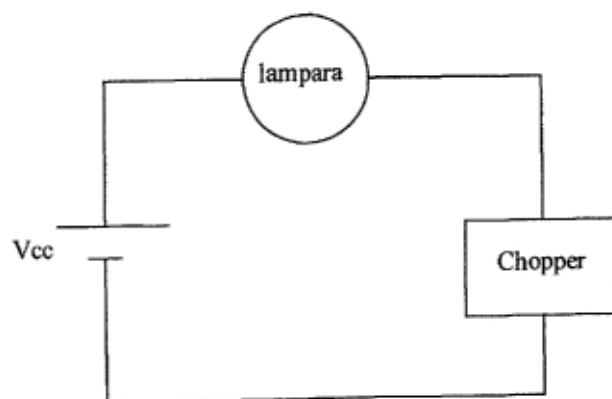


Figura 6.1 Diagrama a Bloques del Circuito de Prueba

De este experimento comprobamos que el funcionamiento del circuito de disparo es el adecuado, ya que se logro hacer variar la intensidad del filamento del foco al cambiar el ancho del pulso aplicado al IGBT.

Con estos resultados el experimento siguiente es con un motor de maquina de coser domestica.

6.2 Experimento con Motor de Maquina de Coser Domestica

Ya en este experimento hubo que modificar el circuito de como se tenia originalmente, principalmente fue el colocar un diodo de rueda libre entre las terminales del motor, este se describirá más adelante, para asegurar un camino para la corriente cuando el IGBT este apagado y para que no se dañe el IGBT por exceso de voltaje. La figura 6.2 ilustra este efecto.

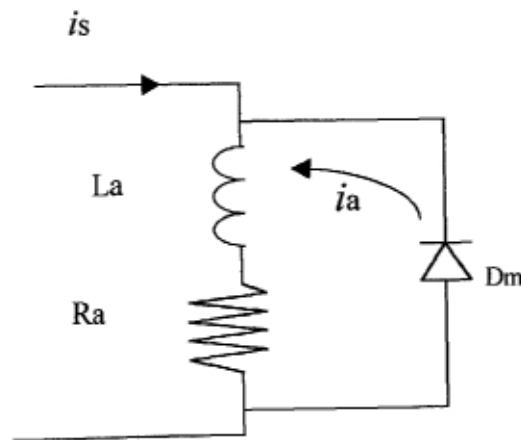


Figura 6.2 Circuito para el Diodo de Rueda Libre

El chopper se colocó entre el motor y neutro, para no tener problemas para alimentar la señal entre la compuerta y el emisor, el problema que podría presentar es que el neutro de la batería que se está utilizando como fuente de alimentación y el neutro del circuito de control no serían el mismo punto, por esto se buscó mejor el colocarlo en la parte de abajo del motor. La figura 6.3, muestra el diagrama a bloques del circuito utilizado.

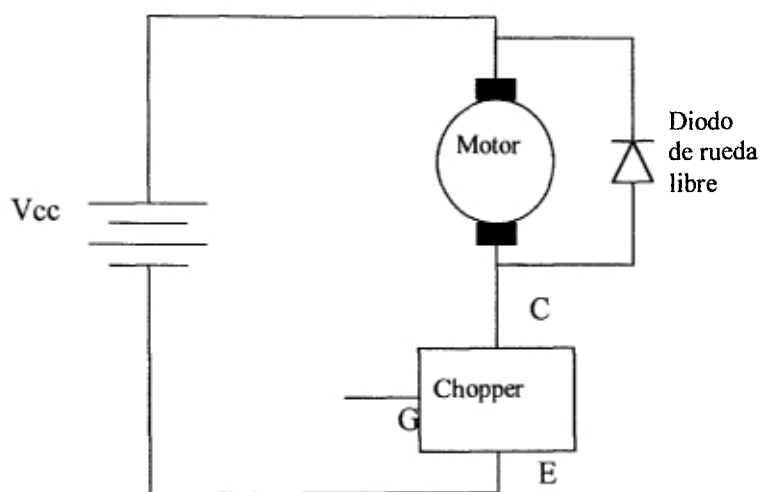


Figura 6.3 Diagrama a Bloques

En la figura solo se representa al motor con dos terminales una al positivo de la baterías y la otra al colector del IGBT, por medio del emisor se le proporciona la conexión al neutro, cerrándose así el circuito permitiendo circular corriente cuando conduce el IGBT.

La corriente mínima necesaria para hacer girar el motor es de 192 mA. Cuando se aplica al motor una fuente de V_{cc} el motor consume en vacío y a máxima velocidad en r.p.m. 260.7 mA, dentro de este rango de corrientes es posible controlar su velocidad.

6.3 Experimento con Motor Shunt

Como siguiente experimento se utilizó un motor shunt de 1150 r.p.m., 240 volts, 8.05 Amps., 2HP. Excitando el campo por separado con 66.3 volts y manteniéndolo constante, se varía el voltaje de armadura de 0 a 36 volts disponibles en baterías. Para fines de este primer experimento se le aplicó voltaje reducido con el fin de comprobar el comportamiento del chopper en un motor más grande. El circuito empleado se muestra en la figura 6.4.

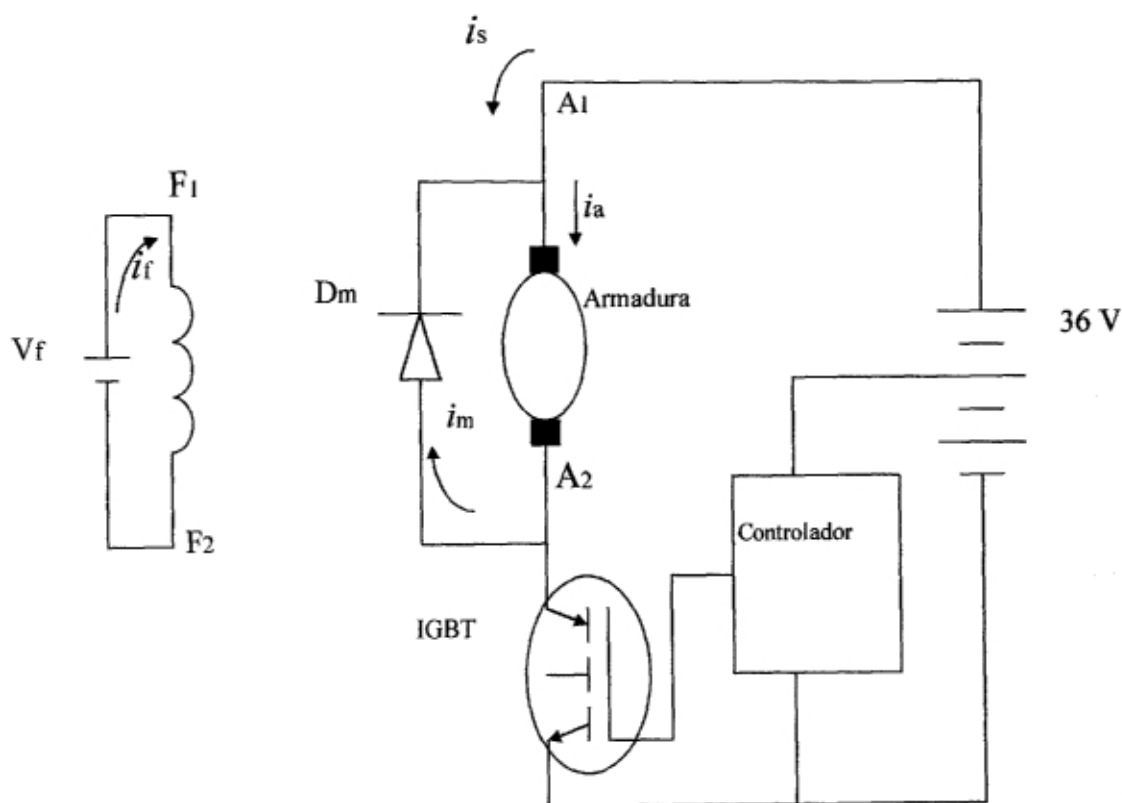


Figura 6.4 Circuito Utilizado en Experimento

La corriente varía desde 414.2 mA hasta 1.363 Amps. operando sin carga, con voltajes promedio que oscilan entre 13.67 volts y 33.31 volts promedio en el circuito de armadura.

En la Figura 6.5 muestra el voltaje en la armadura.

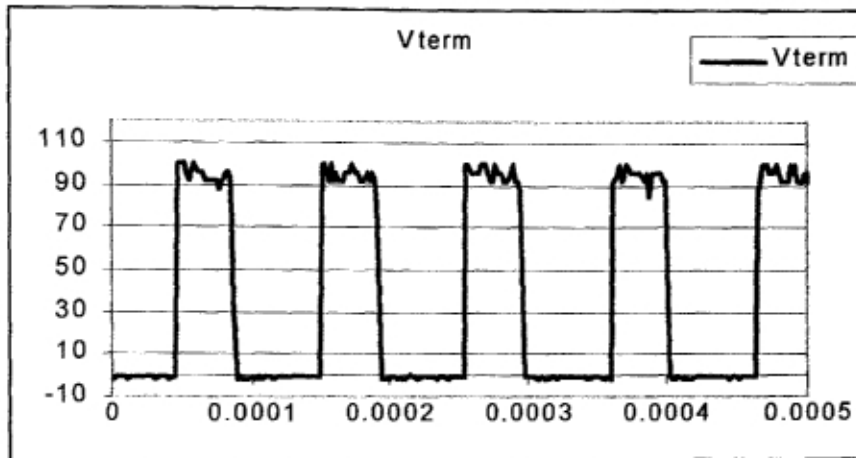


Figura 6.5 Voltaje en la Armadura

La corriente por el IGBT se muestra en la Figura 6.6.

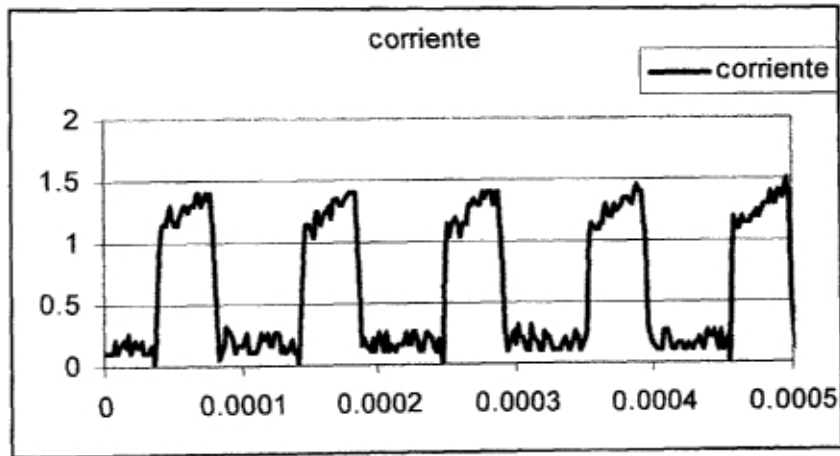


Figura 6.6 Corriente por el IGBT.

La forma de onda de la corriente por la armadura del motor se muestra en la Figura 6.7.

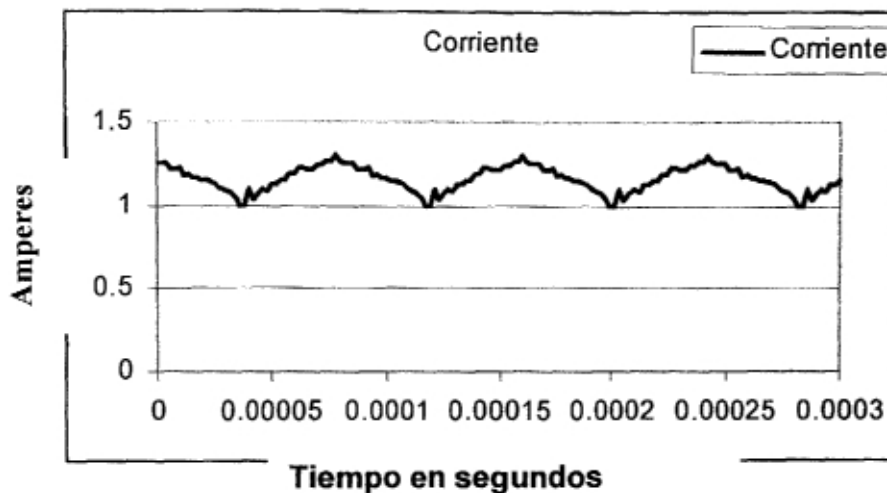


Figura 6.9 Corriente de Armadura

Aplicando Carga al Motor

Los datos de placa del generador shunt que se utilizara como carga del motor son

Voltaje	240 volts
Corriente	8 amperes
RPM	1150 revoluciones

Se aplico excitación separada para el campo y así poder controlar la velocidad. Como diodo de rueda libre se utiliza el diodo que acompaña a un IGBT, buscando con esto tener un diodo lo suficientemente rápido para no verse afectado por la velocidad de conmutación y el tiempo de recuperación. En unas pruebas hechas anteriormente se había colocado un diodo de rueda libre de 1 Amp., que no soporto la corriente i_m , i_s es la corriente que suministran las baterías, i_a es la corriente que circula por el circuito de armadura, V_f es el voltaje de campo, i_f es la corriente de campo, F_1 y F_2 son las terminales del circuito de campo, A_1 y A_2 son las terminales del circuito de armadura. A continuación se colocó carga al motor 1 con otra maquina 2 de cd operando como

generador conectado a la flecha. El generador se hizo funcionar como generador con excitación separada de 200 volts constantes, una carga resistiva. El circuito utilizado se muestra en la figura 6.8.

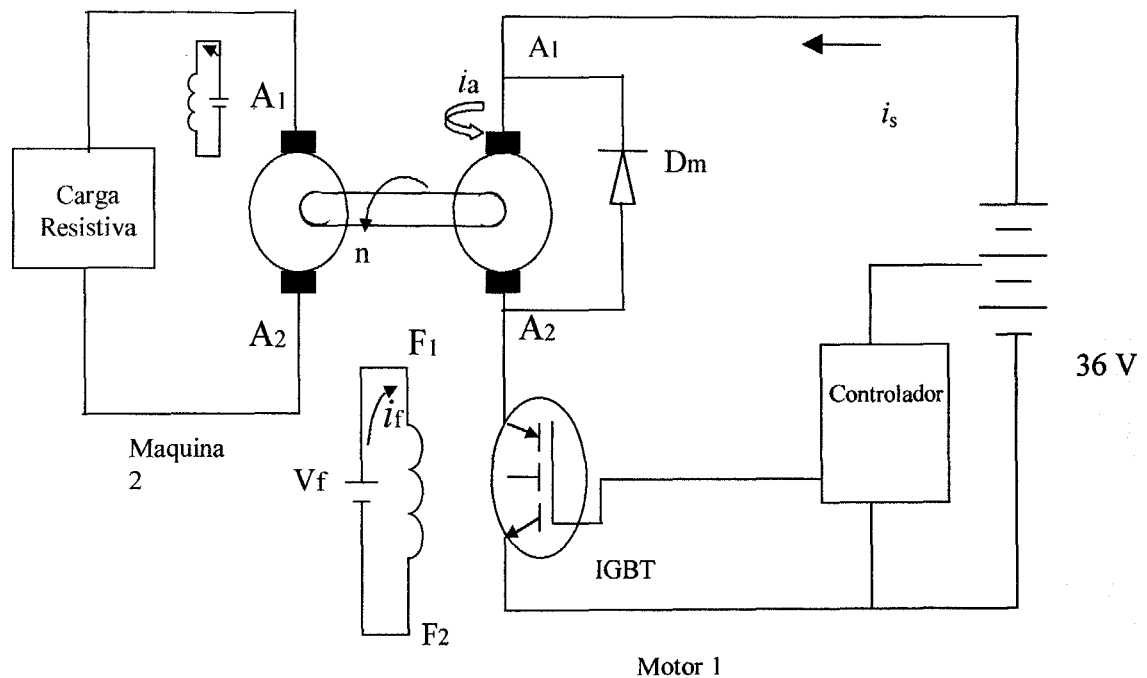


Figura 6.8 Circuito Utilizado en Prueba con Carga

Se midió la potencia entregada a la carga resistiva para asegurarse de tener una carga representativa de la capacidad de motor.

El siguiente experimento para el mismo circuito de motor - generador es aumentar el voltaje aplicado al circuito de armadura de 36 a 72 volts, buscando alcanzar los valores nominales del motor, ya que el nivel observado de corriente en el experimento previo es muy bajo considerando que el valor nominal de corriente es de 8 Amps.

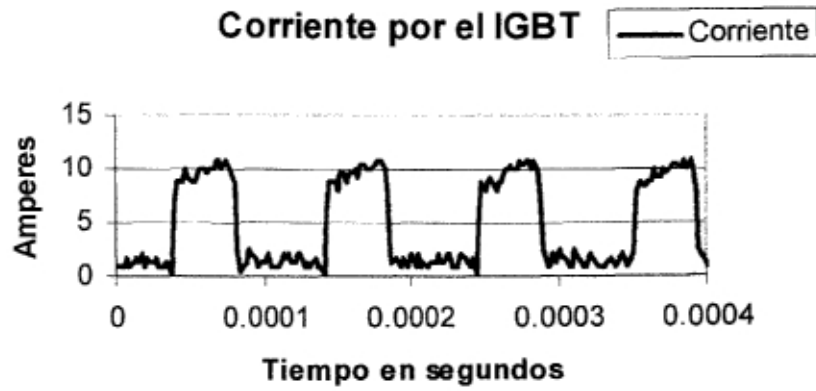


Figura 6.9 Corriente por el IGBT

La corriente de armadura representada en la Figura 6.10.

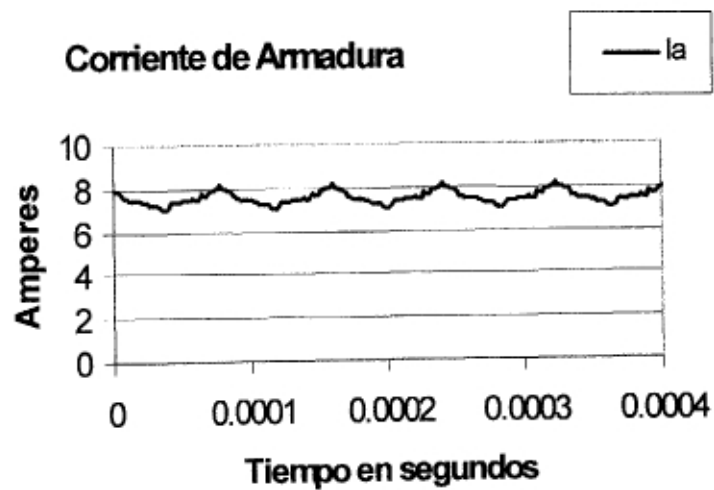


Figura 6.10 Corriente de Armadura

La forma de onda del voltaje en terminales es mostrada en la Figura 6.11.

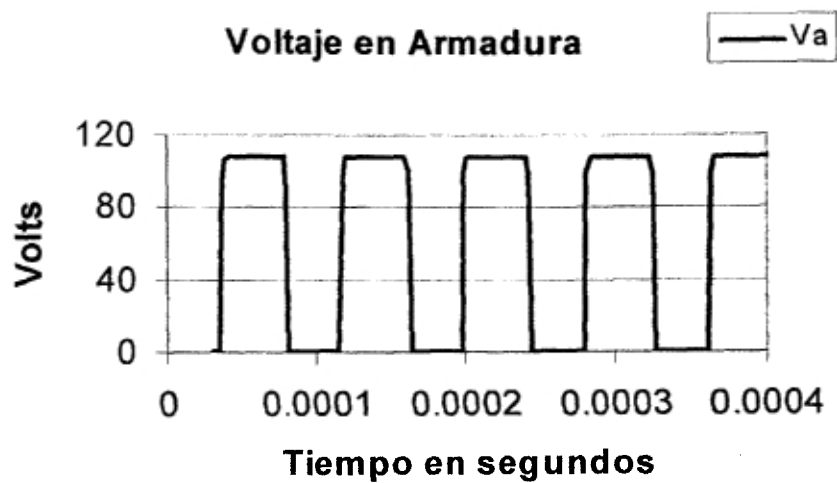
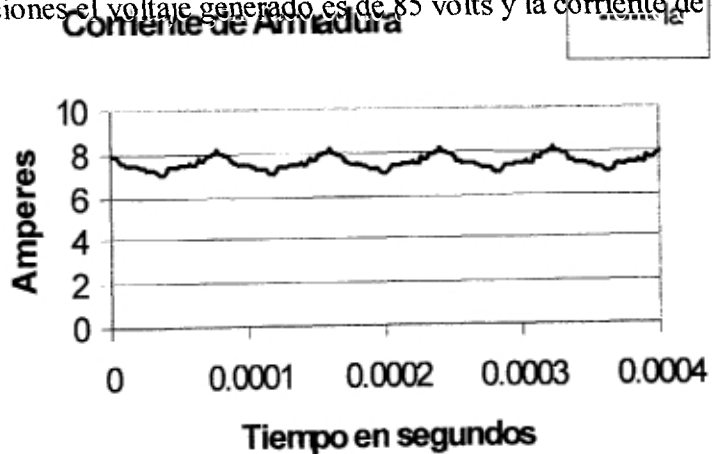


Figura 6.11 Voltaje en terminales de Armadura

Para estas condiciones el voltaje generado es de 85 volts y la corriente de 4 amperes a 650 rpm.



Al aumentar al máximo el periodo de conducción se obtiene las siguientes gráficas. La potencia generada es de 110 volts y 6 amperes a 1000 rpm.

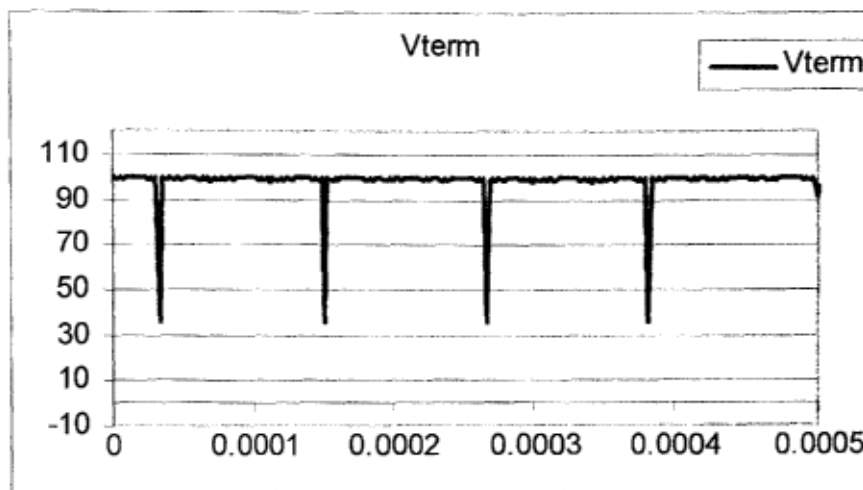


Figura 6.12 Voltaje en terminales de la armadura a máxima conducción

La corriente de armadura es mostrada en la Figura 6.13.

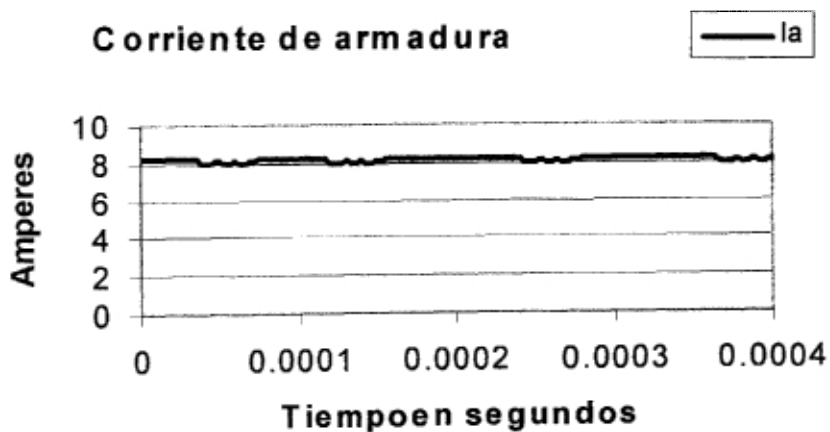


Figura 6.13 Corriente de Armadura a máxima conducción

La forma de onda de la corriente del IGBT es mostrada en la Figura 6.14.

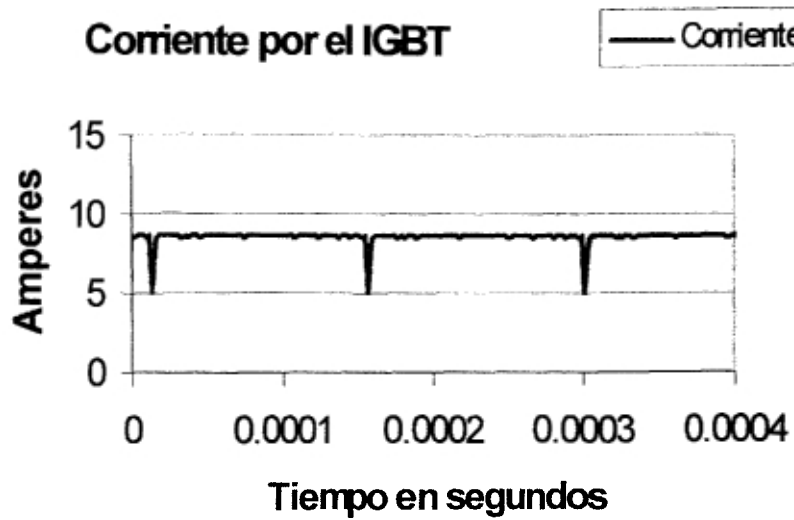


Figura 6.14 Corriente del IGBT a máxima conducción.

Con los resultados obtenidos se verificó el buen funcionamiento del pulsador, el próximo experimento y el más importante con un motor serie que es el más usado en aplicaciones de tracción.

6.4 Experimento con Motor Serie

El último experimento que se realizó es con un motor serie, ya que es el motor que se utiliza en aplicaciones de tracción por sus características de par velocidad. Cabe recordar que este motor no se debe de hacer funcionar en vacío porque traería como consecuencia que el motor se acelerara a niveles de velocidad muy altas que podrían causar daño. El circuito usado se muestra en la figura 6.15.

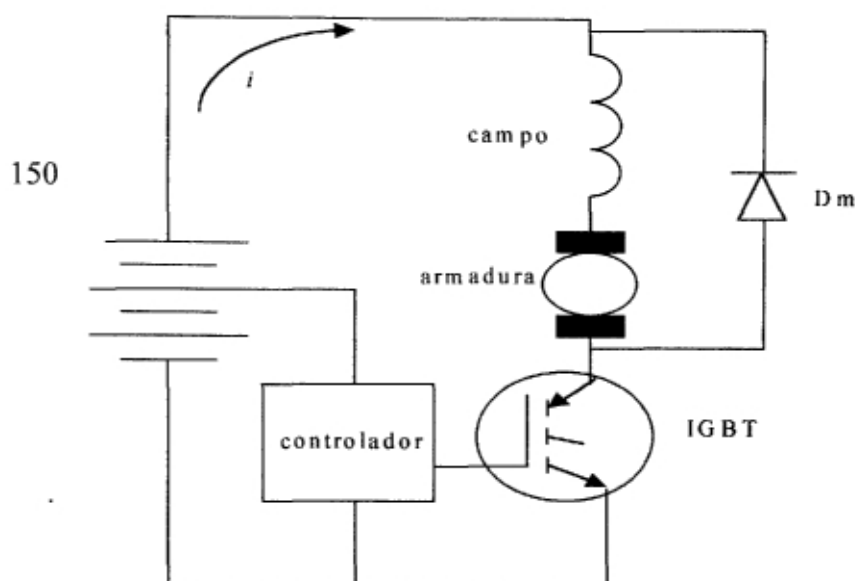


Figura 6.15 Circuito utilizado para la primera prueba

Para que el motor demande su corriente nominal es necesario aplicar carga al motor, esta se aplica con un generador conectado a la flecha del motor, al aplicar voltaje al campo del generador frena el giro de la flecha, de esta forma se coloca carga al motor.

Se colocara el mismo diodo de rueda libre que en el caso anterior. Los datos nominales del motor son:

Voltaje Nominal	230Volts
Corriente Nominal	28 Amps.
Revoluciones	1150 rpm
Potencia	7.5 HP

Para este experimento el objetivo es alimentar al motor con corriente nominal de 28 amps, el voltaje aplicado es de 150 volts. La fuente de voltaje usada son baterías de 12 y 6 volts conectadas en serie para lograr los 150 volts. Las formas de onda resultantes son

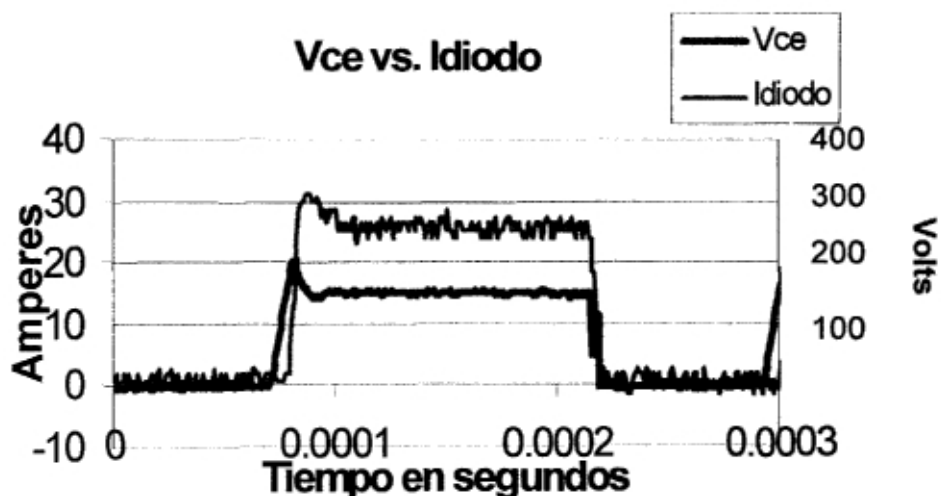


Figura 6.16 Voltaje de Colector a Emisor y Corriente de Diodo

Datos de placa del generador

Potencia	15Kw
Voltaje	250 volts
Corriente	60 amps
Revoluciones	1150 rpm

Alimentando al campo del generador son

Vcampo	150 volts
Icampo	1.6 amps

Los datos de operación del generador para tener el motor con carga son:

Voltaje	105 volts
Corriente	12 amps
Revoluciones	900 rpm
Temperatura IGBT	50°C
Voltaje de batería	150 volts

La escala de la izquierda de la gráfica corresponde a la corriente, la escala de la derecha corresponde al voltaje de V_{ce} . Se nota un defasamiento en la aparición de las señales, primero aparece V_{ce} y después I_{diodo} esto se debe a que el diodo de rueda libre está polarizado inversamente o en bloqueo hasta que se puede polarizar en forma directa que sucede al momento que el voltaje V_{ce} iguala al voltaje de batería, en este instante el diodo comienza a conducir. En la señal del diodo se aprecia un pico de corriente de 4 amperes que proviene de la resistencia del snubber cuando se apaga el IGBT, porque la carga del condensador ya no se puede descargar a través del IGBT, esta corriente tiene signo negativo que se suma a la corriente del diodo de rueda libre. En la figura 6.17 aparecen el voltaje en terminales del motor y la corriente que suministra la batería. Existe un defasamiento entre el voltaje y la corriente porque mientras el voltaje en terminales V_{term} comienza a agotarse la corriente de batería I_{bat} aun es positiva porque no puede cambiar instantáneamente, y no deja de circular hasta que el diodo de rueda libre se ha polarizado en forma positiva y para que el diodo de rueda libre entre en conducción es necesario de las condiciones ya descritas. En la corriente de batería se aprecia una corriente negativa que es provocada por la descarga del condensador a través de la resistencia del snubber.

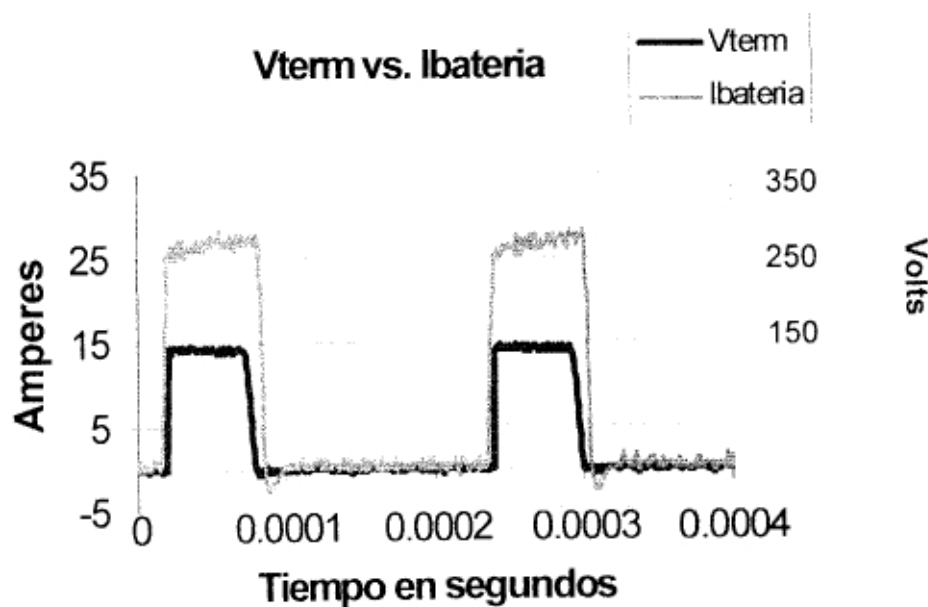


Figura 6.17 Voltaje en terminales del Motor y Corriente de Batería

En la figura 6.18 la corriente de diodo tarda en aparecer y cumple con lo expuesto en la figura 6.16, donde la corriente de diodo no aparece instantáneamente al no haber voltaje en terminales, toma en aparecer el tiempo de apagado del IGBT que esta condicionado al tiempo o al retraso proporcionado por el condensador del snubber. Ya que el diodo no puede conducir sino hasta recibir una polarización positiva.

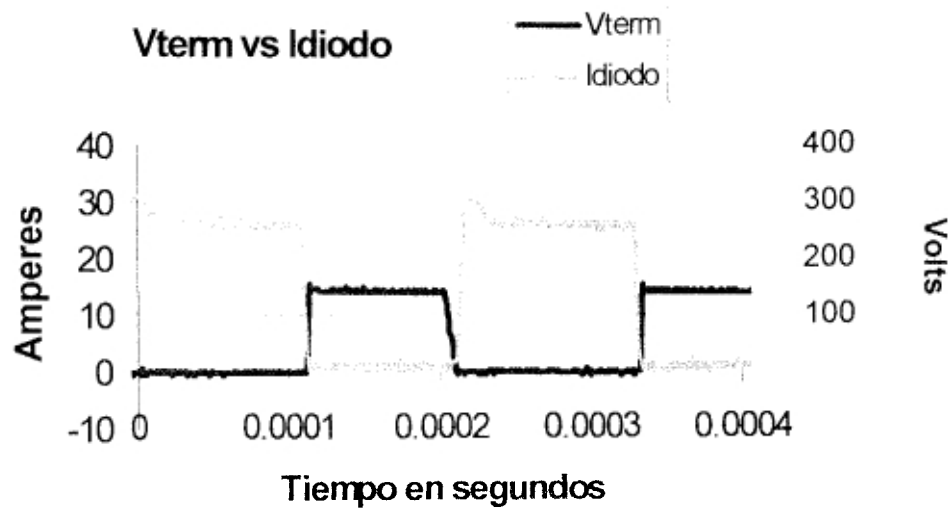


Figura 6.18 Voltaje en terminales y Corriente de diodo

En la figura 6.19 se muestra el voltaje colector emisor vs. el voltaje de batería, que tiene en serie una inductancia parásita, donde el voltaje de batería varia en forma positiva y negativa al momento de apagarse y encenderse respectivamente el IGBT, esta variación es debido al cambio en la dirección de la corriente, esto es:

Al apagarse el IGBT la dirección de la corriente tiene un di/dt negativo que produce una caída de voltaje en la inductancia parásita, provoca que el voltaje en la batería suba.

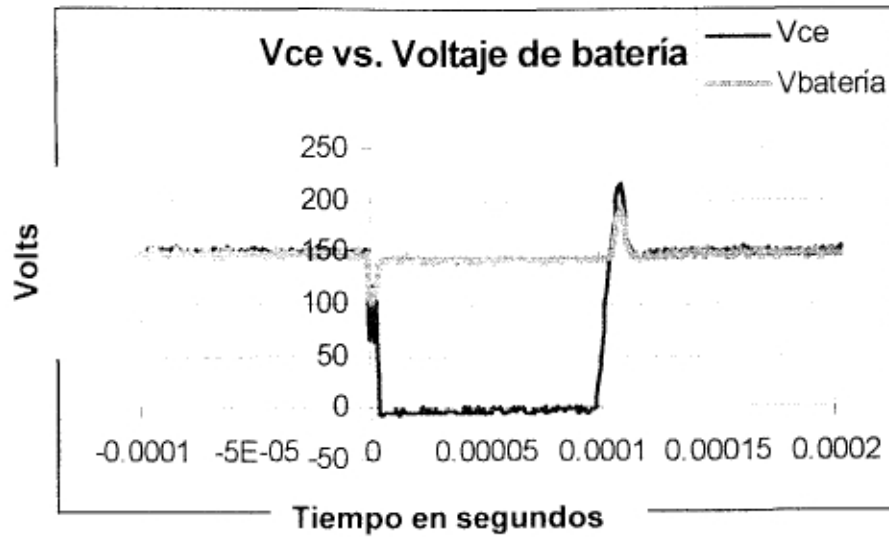


Figura 6.19 Voltaje colector emisor vs. Voltaje de batería

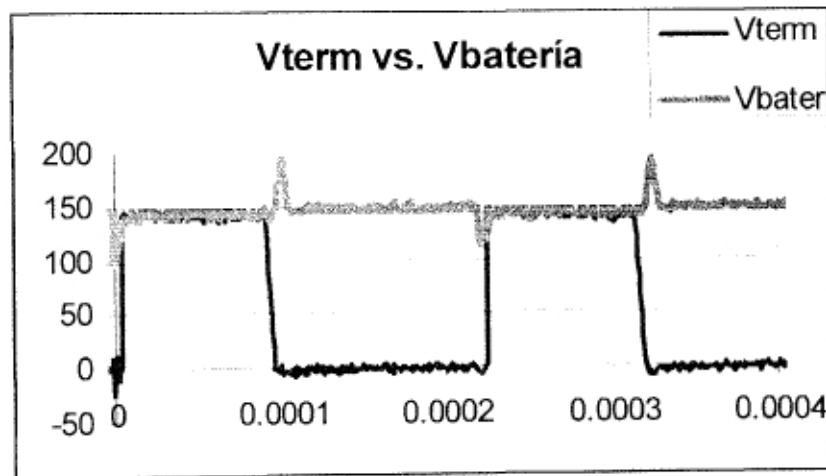


Figura 6.20 Voltaje en Terminales y Voltaje de Batería

Por otra parte al encenderse el IGBT la corriente tiene un di/dt positivo que produce una caída de voltaje en la inductancia parásita, que provoca un pico de voltaje negativo en la batería.

En la figura 6.20 el voltaje en terminales tiene picos positivos y negativos, los picos positivos no corresponden con el voltaje en terminales ya que dependen del encendido del IGBT, los picos negativos corresponden a cuando V_{term} tiene pendiente positiva y aparece un pulso negativo. La figura 6.21 muestra la corriente de batería y el voltaje en terminales del motor que aparecen simultáneamente, aplicando con esto potencia al motor.

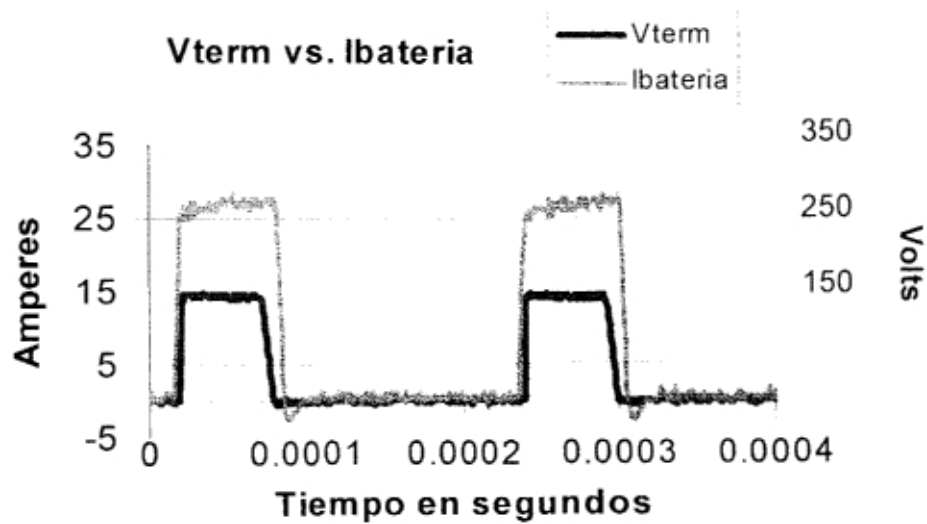


Figura 6.21 Voltaje en terminales del motor vs. Corriente de batería

A continuación se muestran las gráficas en forma independiente operando a medio ciclo de trabajo
 Las formas de onda del motor y los datos del generador se muestran a continuación.

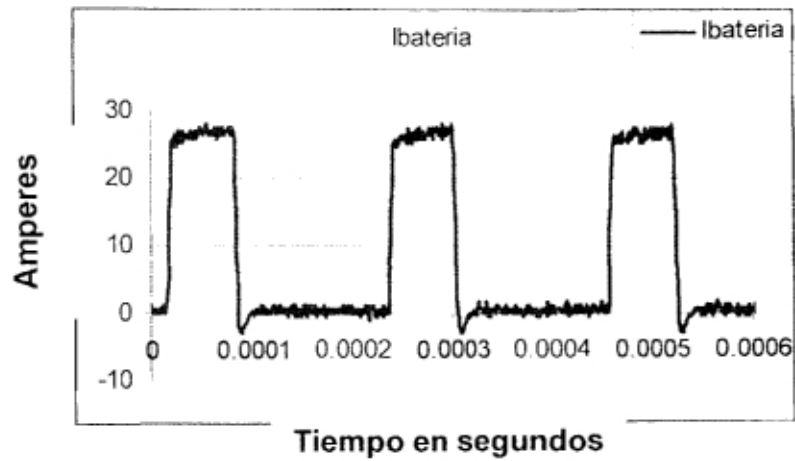


Figura 6.22 Corriente de batería

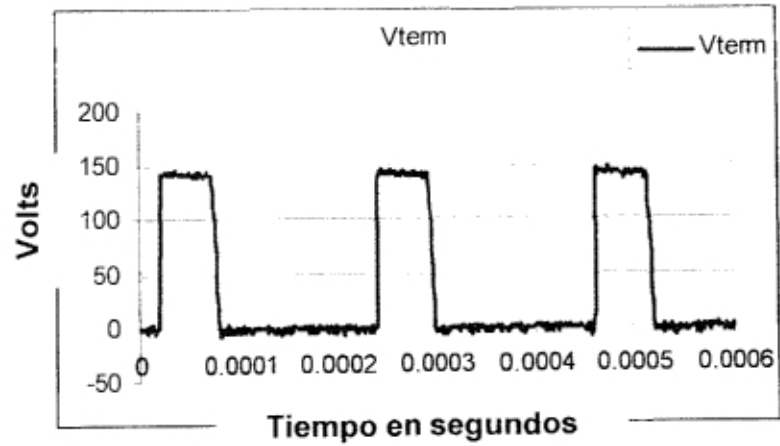


Figura 6.23 Voltaje en Terminales del Motor

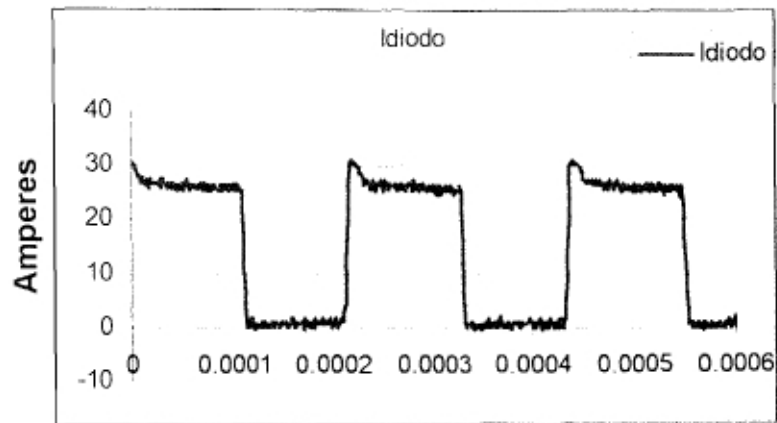


Figura 6.24 Corriente de Diodo

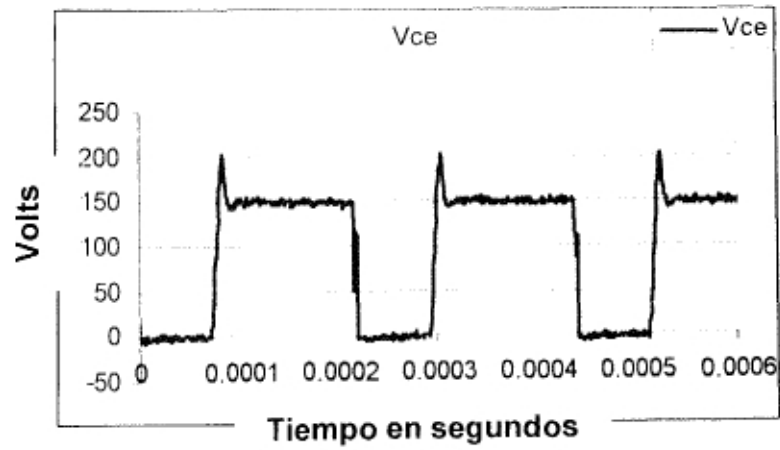


Figura 6.25 Voltaje de Colector a Emisor

Aplicando ciclo completo de trabajo

Los datos de operación del generador para tener el motor con carga son:

Voltaje	130 volts
Corriente	16 amps
Revoluciones	1000 rpm
Temperatura IGBT	100°C

Las formas de onda son

Las figura muestran algunas muescas en la señal debido a que no se puede aplicar ciclo de trabajo de $K=1$ porque la pendiente de bajada de la señal triangular que alimenta el pulso en la compuerta tiene un ángulo diferente a 90° .

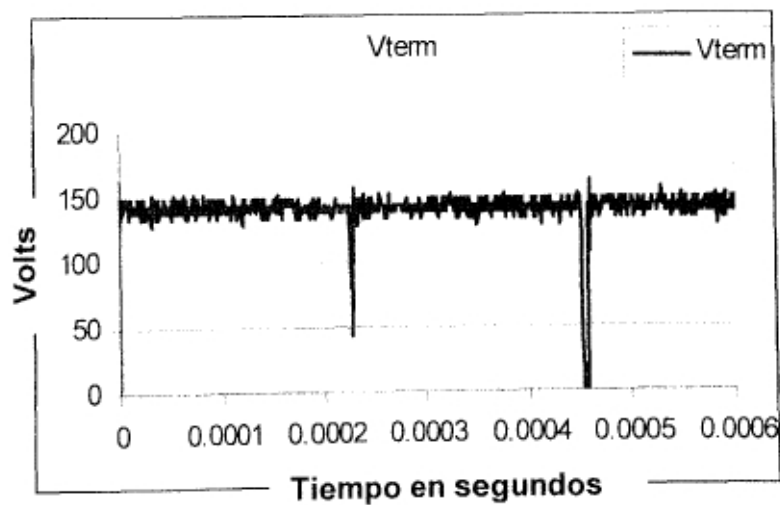


Figura 6.26 Voltaje en terminales del motor a ciclo completo

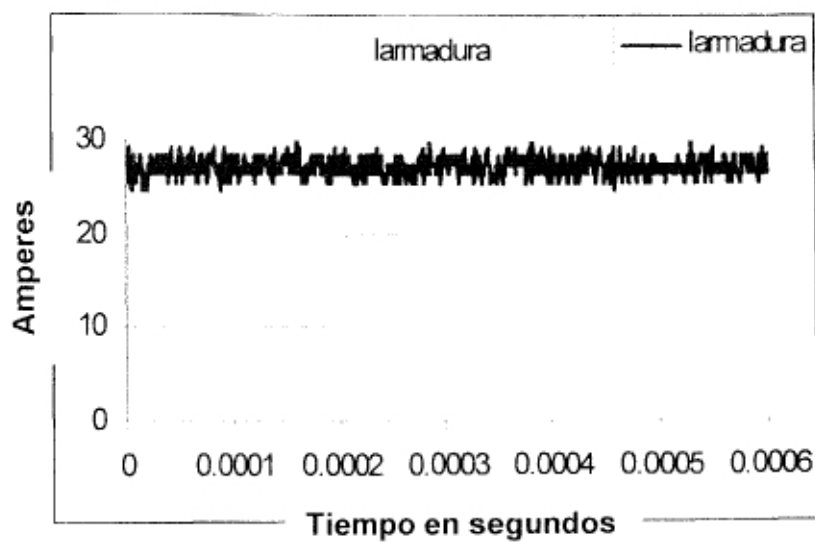


Figura 6.27 Corriente de armadura a ciclo completo

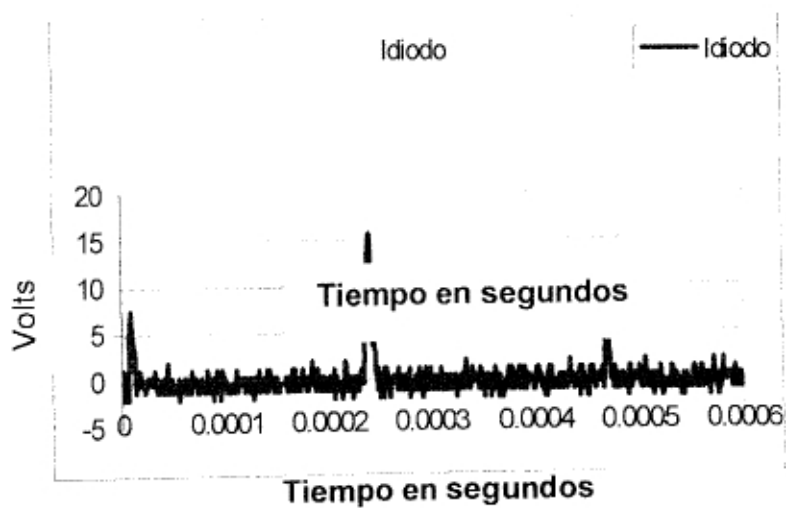


Figura 6.28 Corriente de diodo a ciclo completo

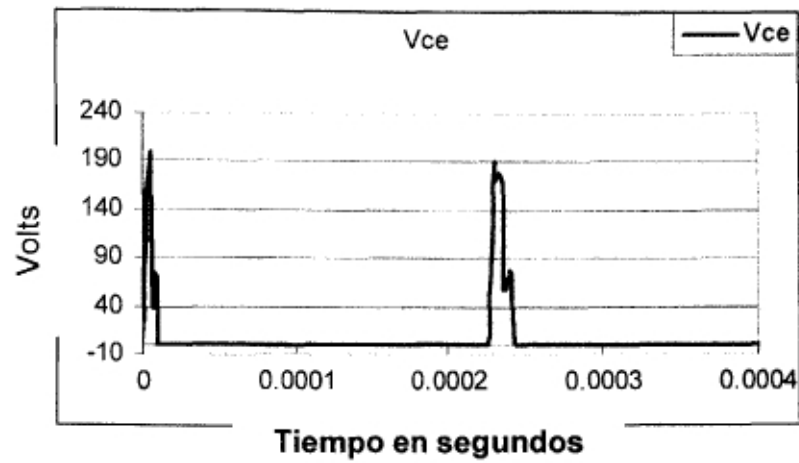


Figura 6.29 Voltaje de Colector a Emisor a ciclo completo

Esta página no está disponible

Este mensaje se intercala en los documentos digitales donde el documento original en papel no contenía esta página por algún error de edición del documento.

Al momento los creadores de este documento no han localizado esta página.

Preguntas frecuentes:

¿Qué puedo hacer?

Ten por seguro que hemos informado al creador original del documento y estamos intentando reemplazar esta página.

¿Quién convierte estos documentos a formato digital?

Esta tarea se realiza por un grupo de personas que laboran en el proyecto de Biblioteca Digital. Nos esforzamos por convertir documentos originales a una versión digital fidedigna y comunicar a los creadores del documento original de estos problemas para solucionarlos. Puedes contactarnos visitando nuestra página principal en:



<http://biblioteca.itesm.mx>

Esta página no está disponible

Este mensaje se intercala en los documentos digitales donde el documento original en papel no contenía esta página por algún error de edición del documento.

Al momento los creadores de este documento no han localizado esta página.

Preguntas frecuentes:

¿Qué puedo hacer?

Ten por seguro que hemos informado al creador original del documento y estamos intentando reemplazar esta página.

¿Quién convierte estos documentos a formato digital?

Esta tarea se realiza por un grupo de personas que laboran en el proyecto de Biblioteca Digital. Nos esforzamos por convertir documentos originales a una versión digital fidedigna y comunicar a los creadores del documento original de estos problemas para solucionarlos. Puedes contactarnos visitando nuestra página principal en:



<http://biblioteca.itesm.mx>

CAPÍTULO VIII

BIBLIOGRAFÍA

- [1] ELECTRÓNICA DE POTENCIA, Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones. Segunda Edición Muhammad H. Rashid. Capítulos 9 y 14. Editorial Prentice Hall Hispanoamericana. México 1995
- [2] POWER ELECTRONICS: Converters, Applications and Design. Primera Edición. Mohan, Undeland, Robbins. Editorial John Wiley & Sons. United States of America 1989
- [3] PRINCIPLES OF ELECTRIC MACHINES AND POWER ELECTRONICS. P.C. Sen. Editorial John Wiley & Sons. United States of America 1989
- [4] POWER ELECTRONICS: Converters, Applications and Design. Segunda Edición. Mohan, Undeland, Robbins. Editorial John Wiley & Sons. United States of America 1994
- [5] POWER SEMICONDUCTOR CIRCUITS. S.B. Dewan, A. Straughen. Editorial John Wiley & Sons. United States of America
- [6] ELECTRONIC CIRCUITS. Discrete and Integrated. Segunda Edición. Donald L. Schilling, Charles Belove. Editorial McGraw Hill Book Company. Singapore 1985
- [7] CURSO PRACTICO DE ELECTRICIDAD. Harry Mileaf. Volumen 4. Editorial Limusa México 1990
- [8] INTERNATIONAL RECTIFIER .Aplication Notes. AN – 936, AN-918, AN-925

[9] IGBT Turn-Off Losses for Hard Switching and Capacitive Snubbers. Astrid Petterteig, Jon Lode and Tore M. Undreland. Dpt. Of Electrical Engineering and Computer Science. Trondheim Norway.

[10] Principles of Power Electronics. John J. Kassakian, Martin F. Shlecht, George C. Verghese. Editorial Adison-Wesley. 1992.

[11] Introduction to Modern Power Electronics. Andrzej M. Trzynadlowski. Editorial John Wiley & Sons. 1998.

CAPÍTULO VII

7.1 Conclusiones

En el circuito de control es sencillo de cambiar el ciclo de trabajo de operación, tanto aumentarla como disminuiría con el cambio de una resistencia o condensador; el cambio de este ciclo de trabajo permite manejar una cantidad mayor o menor de corriente sin dañar el IGBT.

El IGBT se selecciona de acuerdo a la necesidad de corriente, de preferencia no se deben colocar IGBT en paralelo para aumentar el manejo de corriente.

El chopper es de lazo de control abierto, para tener un control en lazo cerrado sería necesario poder censar la corriente y la velocidad, para ejercer mediante el control del voltaje acciones sobre la corriente y regular así la velocidad. Bajo estas condiciones de operación se puede esperar un buen funcionamiento en aplicaciones de tracción. El circuito completo funciona bien, como faltante es el acoplar los elementos para darle una mejor presentación, con esto se reducirían algunas inductancias parásitas.

Los IGBT de International Rectifier no necesitan de señal negativa en la compuerta (gate) para apagarse, basta con dejar de enviar señal de control al gate. No hay ninguna mejoría en usar voltaje negativo entre gate y emisor o solo voltaje positivo. Este comentario se obtuvo de manera experimental mas no es una regla de que funcione para todos los IGBT.

7.2 Trabajo Adicional

Como continuación de este proyecto será el implementar un circuito de protección contra sobrecarga que detecte la corriente que está consumiendo el motor.

Esta medición es con el fin de tomar acciones de control cuando la corriente que demanda el motor sobrepase del valor nominal del motor, esto puede dañar desde el transistor hasta el motor.

Otra mejora sería que fuera posible invertir el giro del motor. En un motor serie se lograría cambiando la conexión de las terminales de armadura, ya que la corriente de campo necesita seguir circulando en la misma dirección, el invertir las dos terminales salientes del motor no daría como consecuencia el cambio del giro.

Con este cambio se puede tener un motor que gire en ambas direcciones, con la misma configuración de un chopper clase A y que funcione como un clase E.

APENDICE

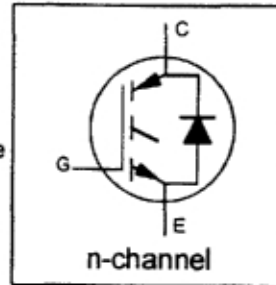
IRGPC50FD2

INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR
WITH ULTRAFAST SOFT RECOVERY
DIODE

Fast CoPack IGBT

Features

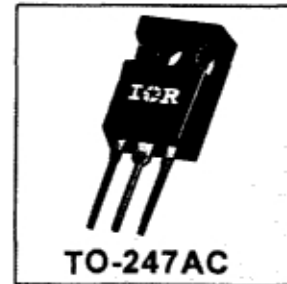
- Switching-loss rating includes all "tail" losses
- HEXFRED™ soft ultrafast diodes
- Optimized for medium operating frequency (1 to 10kHz) See Fig. 1 for Current vs. Frequency curve



$V_{CES} = 600V$
 $V_{CE(sat)} \leq 1.7V$
@ $V_{GE} = 15V, I_C = 39A$

Description

Co-packaged IGBTs are a natural extension of International Rectifier's well known IGBT line. They provide the convenience of an IGBT and an ultrafast recovery diode in one package, resulting in substantial benefits to a host of high-voltage, high-current, motor control, UPS and power supply applications.



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
V_{CES}	Collector-to-Emitter Voltage	600	V
$I_C @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Collector Current	70	A
$I_C @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Collector Current	39	
I_{CM}	Pulsed Collector Current ①	280	
I_{LM}	Clamped Inductive Load Current ②	280	
$I_F @ T_C = 100^\circ C$	Diode Continuous Forward Current	25	
I_{FM}	Diode Maximum Forward Current	280	
V_{GE}	Gate-to-Emitter Voltage	± 20	V
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Maximum Power Dissipation	200	W
$P_D @ T_C = 100^\circ C$	Maximum Power Dissipation	78	
T_J	Operating Junction and	-55 to +150	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 sec.	300 (0.063 in. (1.6mm) from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 Screw.	10 lbf-in (1.1 N-m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case - IGBT	—	—	0.64	°C/W
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case - Diode	—	—	0.83	
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, flat, greased surface	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient, typical socket mount	—	—	40	
Wt	Weight	—	6 (0.21)	—	g (oz)

IRGPC50FD2



Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions	
$V_{(BR)CES}$	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage ①	600	—	—	V	$V_{GE} = 0V, I_C = 250\mu A$	
$\Delta V_{(BR)CES}/\Delta T_J$	Temp. Coeff. of Breakdown Voltage	—	0.62	—	V/°C	$V_{GE} = 0V, I_C = 1.0mA$	
$V_{CE(on)}$	Collector-to-Emitter Saturation Voltage	—	1.6	1.7	V	$I_C = 39A, V_{GE} = 15V$ See Fig. 2, 5	
		—	2.0	—			$I_C = 70A$
		—	1.7	—			$I_C = 39A, T_J = 150^\circ\text{C}$
$V_{GE(th)}$	Gate Threshold Voltage	3.0	—	5.5		$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250\mu A$	
$\Delta V_{GE(th)}/\Delta T_J$	Temperature Coeff. of Threshold Voltage	—	-14	—	mV/°C	$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250\mu A$	
g_{fe}	Forward Transconductance ②	21	24	—	S	$V_{CE} = 100V, I_C = 39A$	
I_{CES}	Zero Gate Voltage Collector Current	—	—	250	μA	$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 600V$	
		—	—	6500		$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 600V, T_J = 150^\circ\text{C}$	
V_{FM}	Diode Forward Voltage Drop	—	1.3	1.7	V	$I_C = 25A$ See Fig. 13	
		—	1.2	1.5			$I_C = 25A, T_J = 150^\circ\text{C}$
I_{GES}	Gate-to-Emitter Leakage Current	—	—	± 100	nA	$V_{GE} = \pm 20V$	

Switching Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
Q_g	Total Gate Charge (turn-on)	—	110	170	nC	$I_C = 39A$ $V_{CC} = 400V$ See Fig. 8
Q_{ge}	Gate - Emitter Charge (turn-on)	—	20	30		
Q_{gc}	Gate - Collector Charge (turn-on)	—	50	75		
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	70	—	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $I_C = 39A, V_{CC} = 480V$ $V_{GE} = 15V, R_G = 5.0\Omega$ Energy losses include "tail" and diode reverse recovery. See Fig. 9, 10, 11, 18
t_r	Rise Time	—	110	—		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	400	600		
t_f	Fall Time	—	290	400		
E_{on}	Turn-On Switching Loss	—	2.5	—	mJ	See Fig. 9, 10, 11, 18
E_{off}	Turn-Off Switching Loss	—	6.0	—		
E_{TS}	Total Switching Loss	—	8.5	13		
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	68	—	ns	$T_J = 150^\circ\text{C}$, See Fig. 9, 10, 11, 18 $I_C = 39A, V_{CC} = 480V$ $V_{GE} = 15V, R_G = 5.0\Omega$ Energy losses include "tail" and diode reverse recovery.
t_r	Rise Time	—	100	—		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	760	—		
t_f	Fall Time	—	520	—		
E_{TS}	Total Switching Loss	—	14	—	mJ	
L_E	Internal Emitter Inductance	—	13	—	nH	Measured 5mm from package
C_{ies}	Input Capacitance	—	3000	—	pF	$V_{GE} = 0V$ $V_{CC} = 30V$ $f = 1.0MHz$ See Fig. 7
C_{oes}	Output Capacitance	—	340	—		
C_{res}	Reverse Transfer Capacitance	—	40	—		
t_{rr}	Diode Reverse Recovery Time	—	50	75	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}$ See Fig. 14 $T_J = 125^\circ\text{C}$ 14
		—	105	160		
I_{rr}	Diode Peak Reverse Recovery Current	—	4.5	10	A	$T_J = 25^\circ\text{C}$ See Fig. 15 $T_J = 125^\circ\text{C}$ 15
		—	8.0	15		
Q_{rr}	Diode Reverse Recovery Charge	—	112	375	nC	$T_J = 25^\circ\text{C}$ See Fig. 16 $T_J = 125^\circ\text{C}$ 16
		—	420	1200		
$di_{(rec)}/dt$	Diode Peak Rate of Fall of Recovery During t_b	—	250	—	A/ μs	$T_J = 25^\circ\text{C}$ See Fig. 17 $T_J = 125^\circ\text{C}$ 17
		—	160	—		

Notes:

① Repetitive rating; $V_{GE} = 20V$, pulse width limited by max. junction temperature. (See fig. 20)

② $V_{CC} = 80\%(V_{CES}), V_{GE} = 20V, L = 10\mu H, R_G = 5.0\Omega$, (See fig. 19)

③ Pulse width 5.0 μs , single shot.

④ Pulse width $\leq 80\mu s$; duty factor $\leq 0.1\%$.

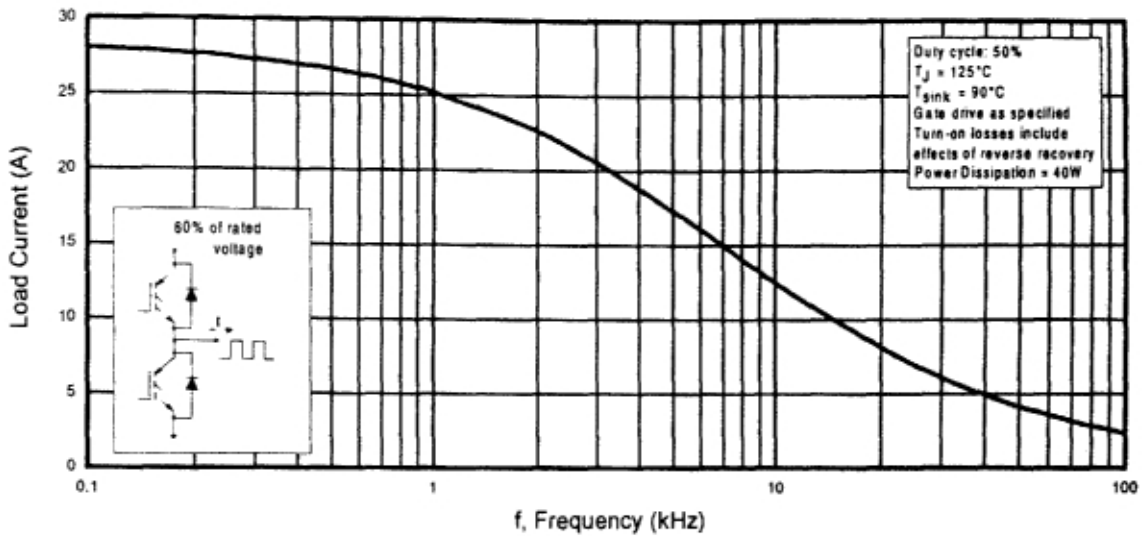


Fig. 1 - Typical Load Current vs. Frequency
(Load Current = I_{RMS} of fundamental)

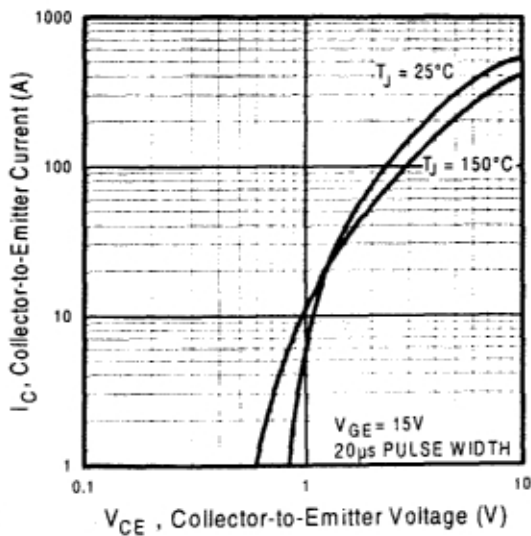


Fig. 2 - Typical Output Characteristics

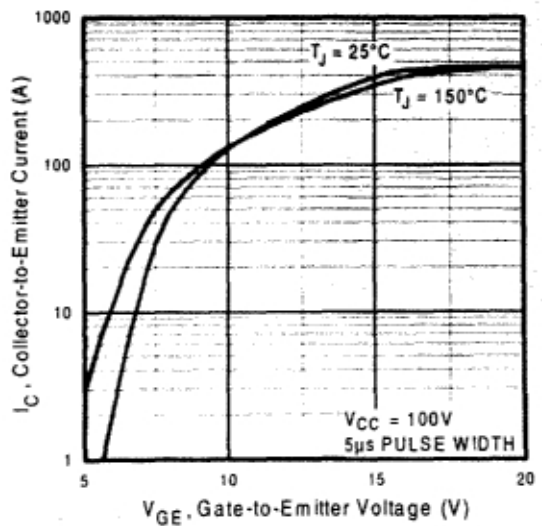


Fig. 3 - Typical Transfer Characteristics

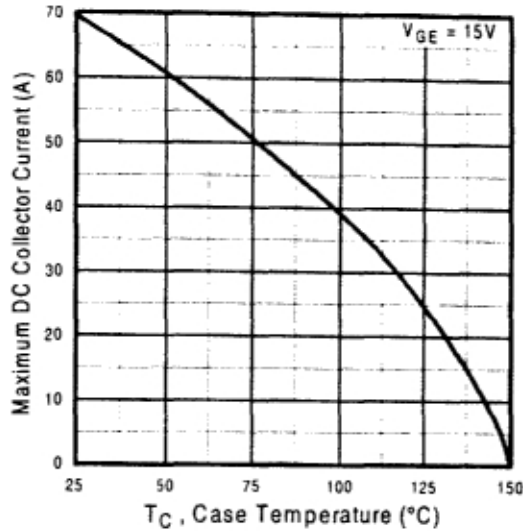


Fig. 4 - Maximum Collector Current vs. Case Temperature

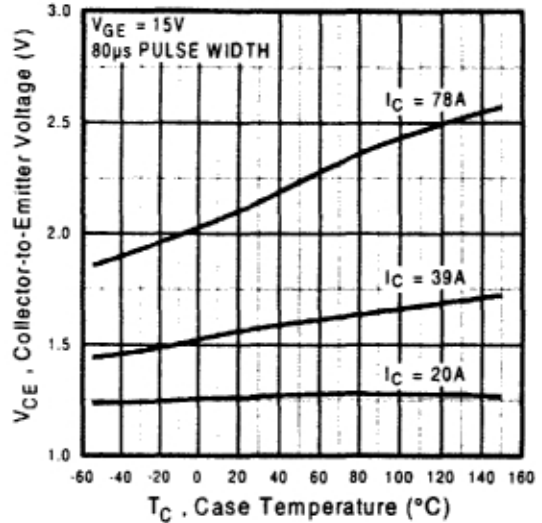


Fig. 5 - Collector-to-Emitter Voltage vs. Case Temperature

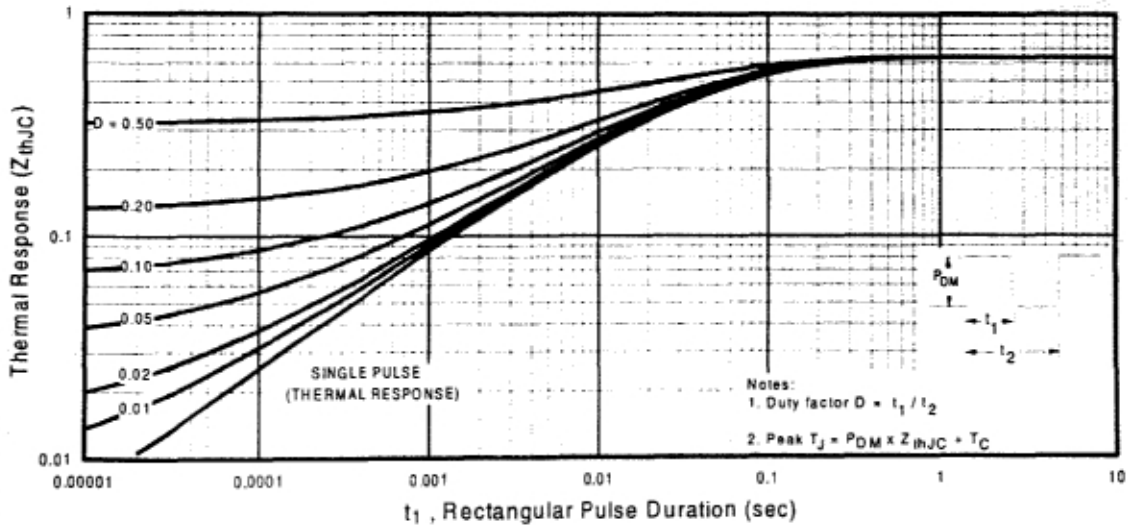


Fig. 6 - Maximum IGBT Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

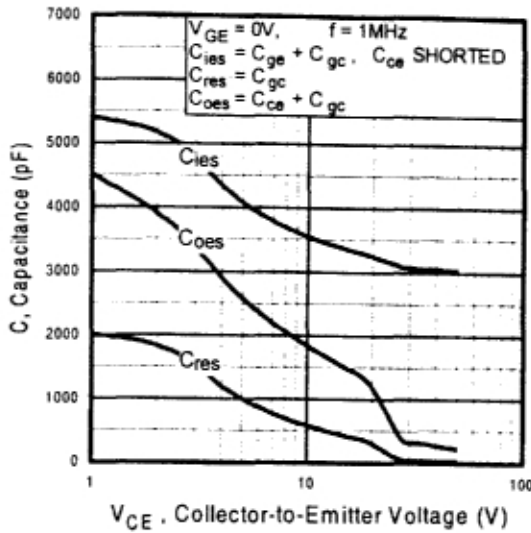


Fig. 7 - Typical Capacitance vs. Collector-to-Emitter Voltage

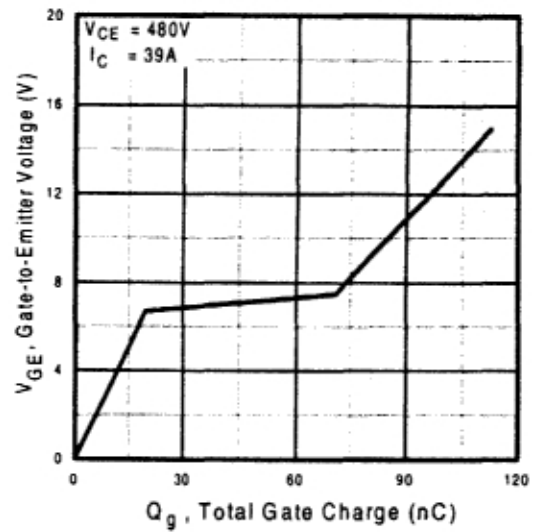


Fig. 8 - Typical Gate Charge vs. Gate-to-Emitter Voltage

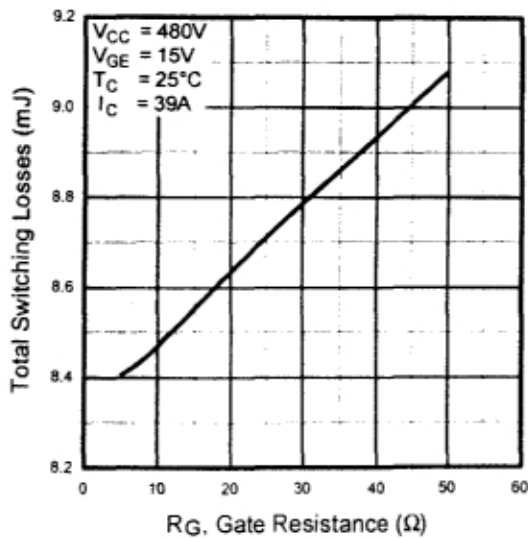


Fig. 9 - Typical Switching Losses vs. Gate Resistance

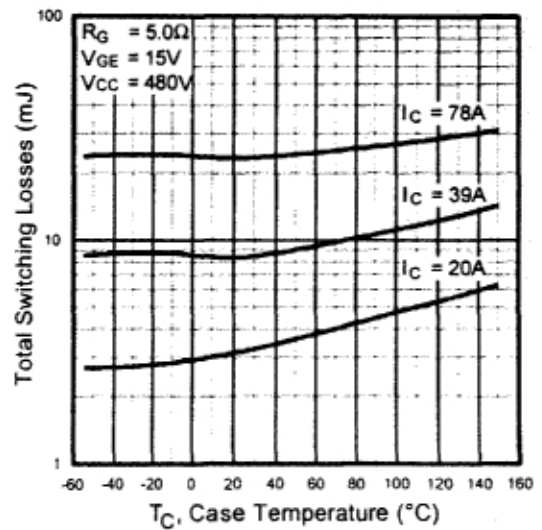


Fig. 10 - Typical Switching Losses vs. Case Temperature

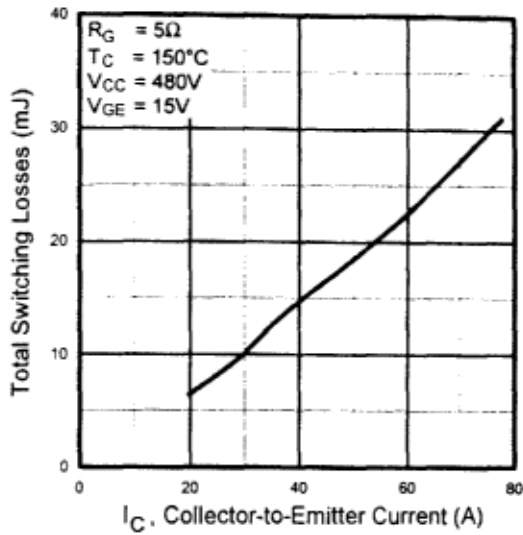


Fig. 11 - Typical Switching Losses vs. Collector-to-Emitter Current

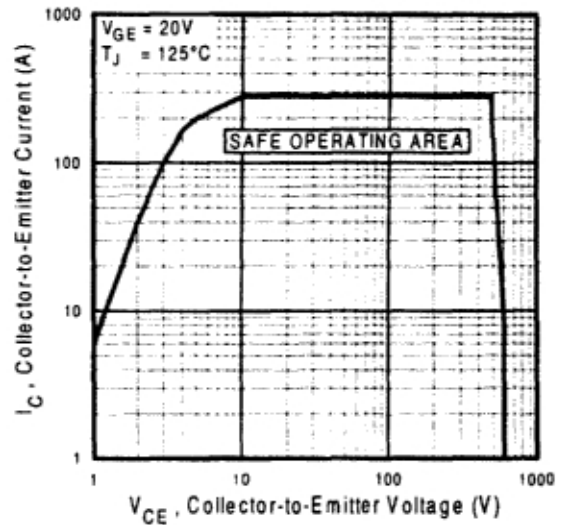


Fig. 12 - Turn-Off SOA

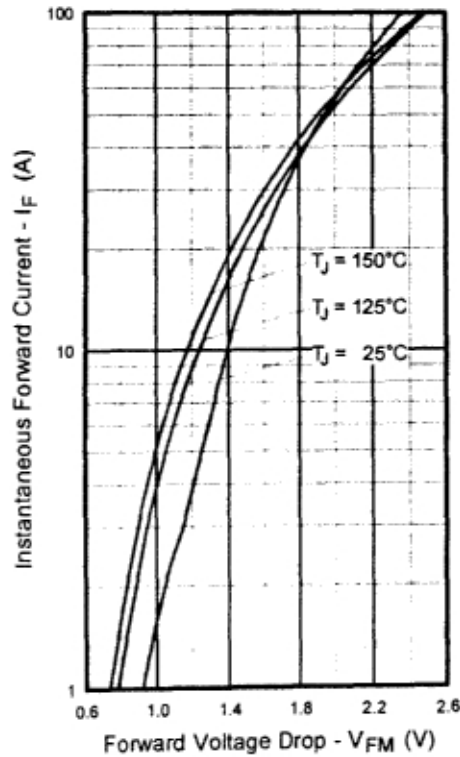


Fig. 13 - Maximum Forward Voltage Drop vs. Instantaneous Forward Current

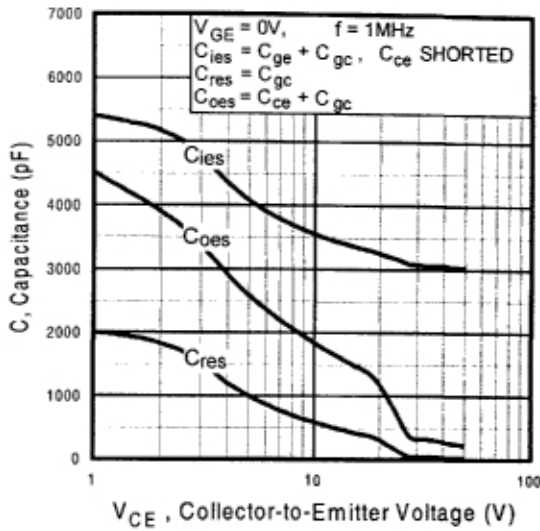


Fig. 7 - Typical Capacitance vs. Collector-to-Emitter Voltage

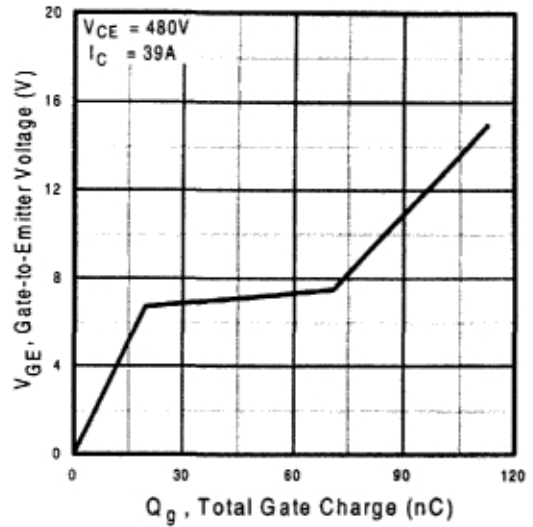


Fig. 8 - Typical Gate Charge vs. Gate-to-Emitter Voltage

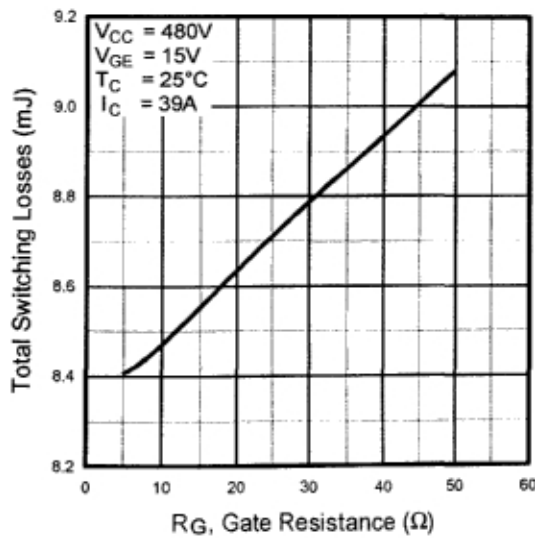


Fig. 9 - Typical Switching Losses vs. Gate Resistance

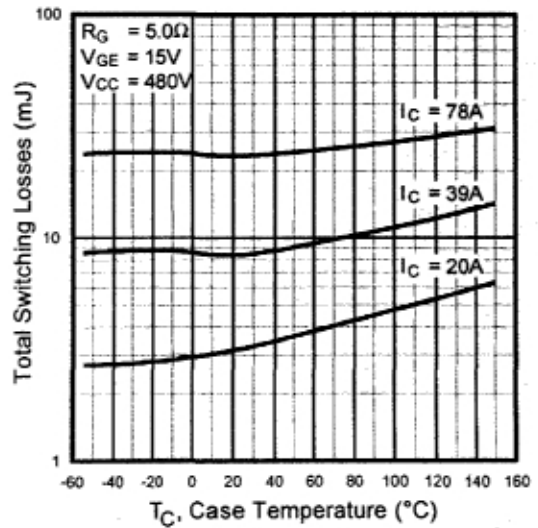


Fig. 10 - Typical Switching Losses vs. Case Temperature

REGULATING PULSE WIDTH MODULATOR

DESCRIPTION

The SG1526 is a high performance monolithic pulse width modulator circuit designed for fixed-frequency switching regulators and other power control applications. Included in an 18-pin dual-in-line package are a temperature compensated voltage reference, sawtooth oscillator, error amplifier, pulse width modulator, pulse metering and steering logic, and two low impedance power drivers. Also included are protective features such as soft-start and undervoltage lockout, digital current limiting, double pulse inhibit, a data latch for single pulse metering, adjustable deadtime, and provision for symmetry correction inputs. For ease of interface, all digital control ports are TTL and B-series CMOS compatible. Active LOW logic design allows wired-OR connections for maximum flexibility. This versatile device can be used to implement single-ended or push-pull switching regulators of either polarity, both transformerless and transformer coupled. The SG1526 is characterized for operation over the full military ambient junction temperature range of -55°C to +150°C. The SG2526 is characterized for operation from -25°C to +150°C, and the SG3526 is characterized for operation from 0°C to +125°C.

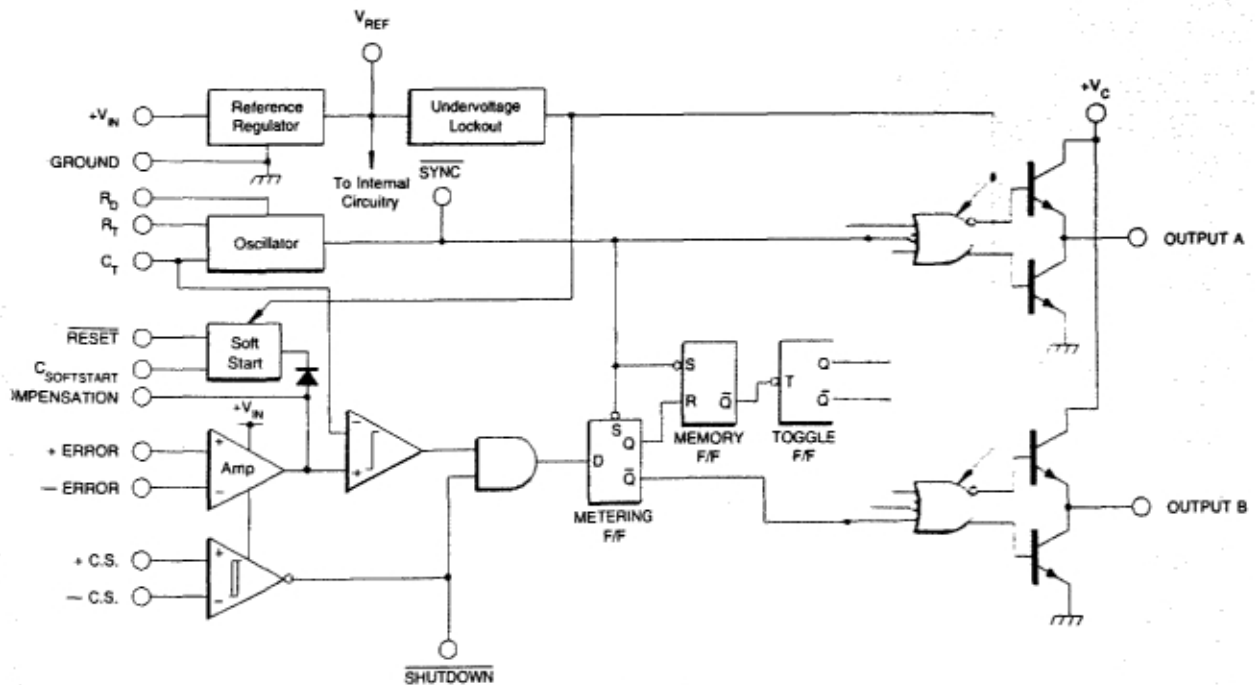
FEATURES

- 8 to 35 volt operation
- 5V reference trimmed to $\pm 1\%$
- 1Hz to 350KHz oscillator range
- Dual 100mA source/sink outputs
- Digital current limiting
- Double pulse suppression
- Programmable deadtime
- Undervoltage lockout
- Single pulse metering
- Programmable soft-start
- Wide current limit common mode range
- TTL/CMOS compatible logic ports
- Symmetry correction capability
- Guaranteed 6 unit synchronization

HIGH RELIABILITY FEATURES - SG1526

- ◆ Available to MIL-STD-883B and DESC SMD
- ◆ Radiation data available
- ◆ LMI level "S" processing available

BLOCK DIAGRAM



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Input Voltage (V_N)	40V	Logic Sink Current	15mA
Collector Supply Voltage (V_D)	40V	Operating Junction Temperature	
Logic Inputs	-0.3V to 5.5V	Hermetic (J, L Packages)	150°C
Analog Inputs	-0.3V to V_N	Plastic (N, DW Packages)	150°C
Source/Sink Load Current (each output)	200mA	Storage Temperature Range	-65°C to 150°C
Reference Load Current	50mA	Lead Temperature (Soldering, 10 Seconds)	300°C

Note 1. Exceeding these ratings could cause damage to the device.

THERMAL DATA

J Package:

Thermal Resistance-Junction to Case, θ_{JC}	25°C/W
Thermal Resistance-Junction to Ambient θ_{JA}	70°C/W

N Package:

Thermal Resistance-Junction to Case, θ_{JC}	30°C/W
Thermal Resistance-Junction to Ambient θ_{JA}	60°C/W

DW Package:

Thermal Resistance-Junction to Case, θ_{JC}	35°C/W
Thermal Resistance-Junction to Ambient θ_{JA}	90°C/W

L Package:

Thermal Resistance-Junction to Case, θ_{JC}	35°C/W
Thermal Resistance-Junction to Ambient θ_{JA}	120°C/W

Note A. Junction Temperature Calculation: $T_J = T_A + (P_D \times \theta_{JA})$.
 Note B. The above numbers for θ_{JC} are maximums for the limiting thermal resistance of the package in a standard mounting configuration. The θ_{JA} numbers are meant to be guidelines for the thermal performance of the device/pc-board system. All of the above assume no ambient airflow.

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS (Note 2)

Input Voltage	8V to 35V	Oscillator Timing Capacitor	1nF to 20 μ F
Collector Supply Voltage	4.5V to 35V	Available Deadtime Range at 40KHz	3% to 50%
Sink/Source Load Current (each output)	0 to 100mA	Operating Ambient Temperature Range:	
Reference Load Current	0 to 20mA	SG1526	-55°C to 125°C
Oscillator Frequency Range	1Hz to 350KHz	SG2526	-25°C to 85°C
Oscillator Timing Resistor	2K Ω to 150K Ω	SG3526	0°C to 70°C

Note 2. Range over which the device is functional.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Unless otherwise specified, these specifications apply over the operating ambient temperatures for SG1526 with $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq 125^\circ\text{C}$, SG2526 with $-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$, SG3526 with $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$, and $V_N = 15\text{V}$. Low duty cycle pulse testing techniques are used which maintains junction and case temperatures equal to the ambient temperature.)

Parameter	Test Conditions	SG1526/2526			SG3526			Units
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
Reference Section (Note 3)								
Output Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$	4.95	5.00	5.05	4.90	5.00	5.10	V
Line Regulation	$V_N = 8$ to 35V		10	30		10	30	mV
Load Regulation	$I_L = 0$ to 20mA		10	30		10	50	mV
Temperature Stability (Note 9)	Over Operating T_J		15	50		15	50	mV
Total Output Voltage Range (Note 9)	Over Recommended Operating Conditions	4.90	5.00	5.10	4.85	5.00	5.15	V
Short Circuit Current	$V_{REF} = 0\text{V}$		50	125		50	125	mA
Undervoltage Lockout Section								
RESET Output Voltage	$V_{REF} = 3.8\text{V}$		0.2	0.4		0.2	0.4	V
RESET Output Voltage	$V_{REF} = 4.8\text{V}$	2.4	4.8		2.4	4.8		V

CHARACTERISTIC CURVES

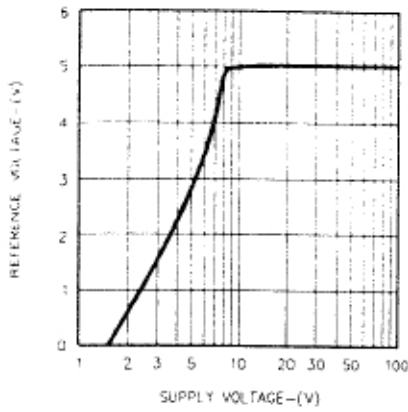


FIGURE 1. REFERENCE VOLTAGE VS. SUPPLY VOLTAGE

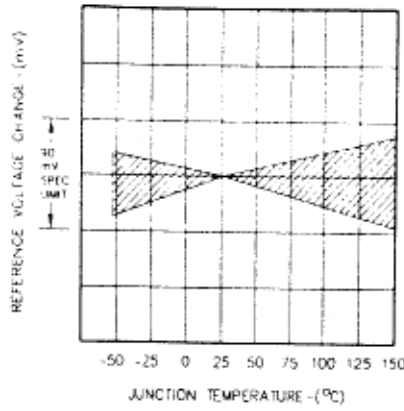


FIGURE 2. REFERENCE TEMPERATURE STABILITY

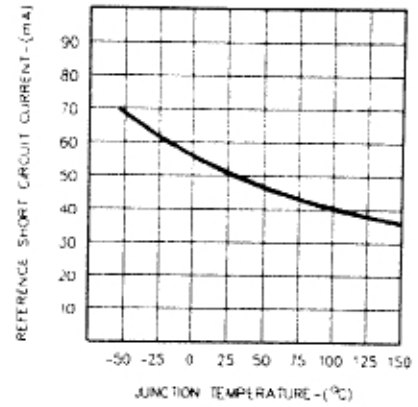


FIGURE 3. REFERENCE SHORT CIRCUIT CURRENT

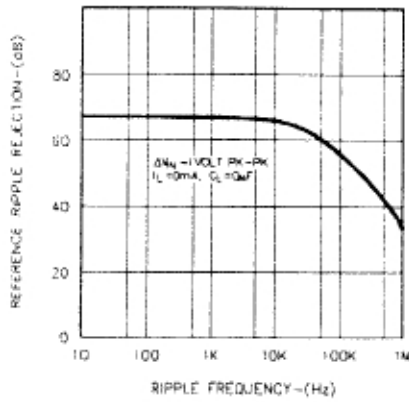


FIGURE 4. REFERENCE RIPPLE REJECTION

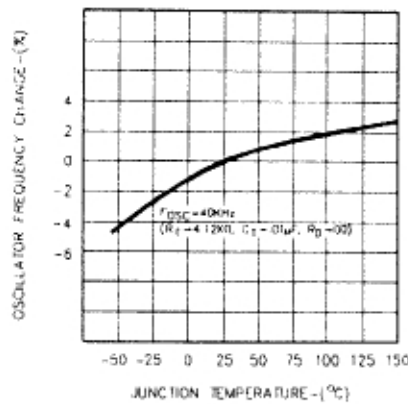


FIGURE 5. OSCILLATOR FREQUENCY TEMPERATURE STABILITY

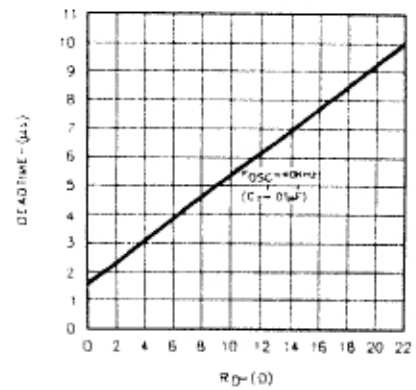


FIGURE 6. OUTPUT DRIVER DEADTIME VS. R_D VALUE

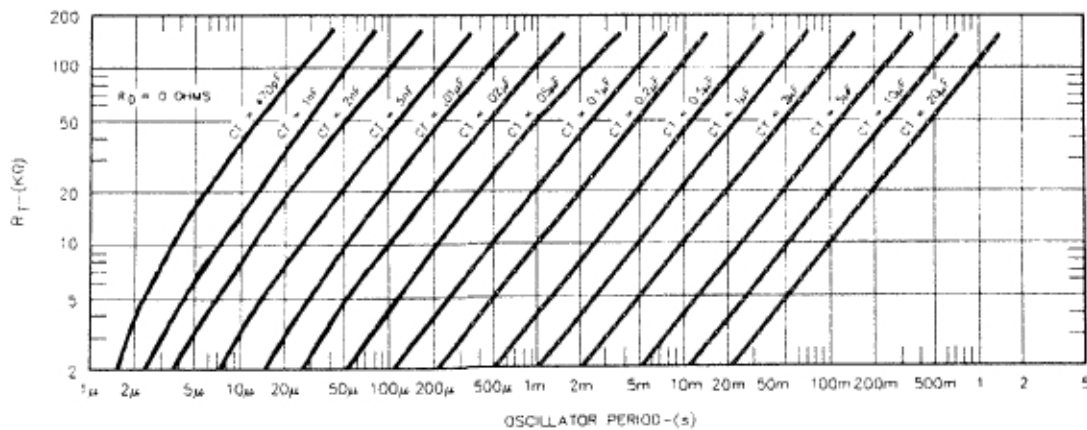


FIGURE 7. OSCILLATOR PERIOD VS. R_T AND C_T

APPLICATION INFORMATION (continued)

OSCILLATOR

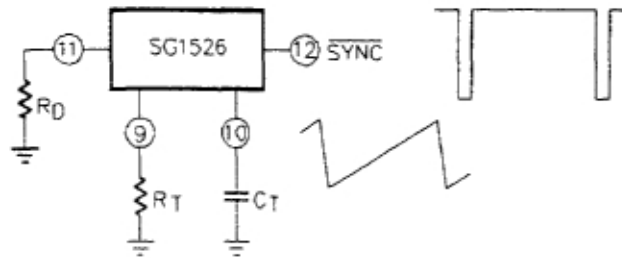


FIGURE 21 - OSCILLATOR CONNECTIONS AND WAVEFORMS

The oscillator is programmed for frequency and deadtime with three components: β , C_T , and R_D . Two waveforms are generated: a sawtooth waveform at pin 10 for pulse width modulation, and a logic clock at pin 12. The following procedure is recommended for choosing timing values:

1. With $R_D = 0\Omega$ (pin 11 shorted to ground) select values for β and C_T from Figure 7 to give the desired oscillator period. Remember that the frequency at each driver output is half the oscillator frequency, and the frequency at the t_{τ} terminal is the same as the oscillator frequency.
2. If more dead time is required, select a larger value of β using Figure 6 as a guide. At 40kHz dead time increases by 400nSec/ohm.
3. Increasing the dead time will cause the oscillator frequency to decrease slightly. Go back and decrease the value of R_D slightly to bring the frequency back to the nominal design value.

The SG1526 can be synchronized to an external logic clock by programming the oscillator to free-run at a frequency 10% slower than the sync frequency. A periodic LOW logic pulse approximately 0.5 μ Sec wide at the SYNC pin will then lock the oscillator to the external frequency.

Multiple devices can be synchronized together by programming one master unit for the desired frequency, and then sharing its sawtooth and clock waveforms with the slave units. All C_T terminals are connected to the C_T pin of the master, and all SYNC terminals are likewise connected to the SYNC pin of the master. Slave β terminals should not be left open nor should they be tied to the +5V reference; at least 50K should be connected to each pin. Slave R_T terminals may be either left open or grounded.

ERROR AMPLIFIER

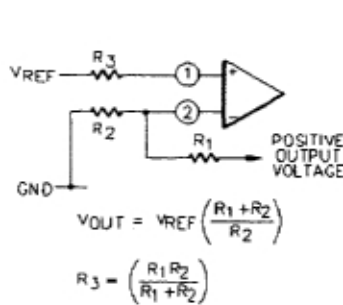


FIGURE 22A

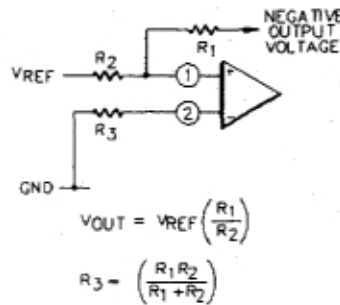


FIGURE 22B

ERROR AMPLIFIER CONNECTIONS

The error amplifier is a transconductance design, with an output impedance of 2 megohms and an effective output capacitance of 100 pF. Since all voltage gain takes place at the output pin, the open-loop gain can be shaped with shunt reactance to ground. For unity gain stability the amplifier requires an additional external 100 pF to ground, resulting in an open-loop pole at 400z.

The input connections to the error amplifier are determined by the polarity of the switching supply output voltage. For positive supplies, the common-mode voltage is +5.0 volts and the feedback connections in Figure 22A are used. With negative supplies, the common-mode voltage is ground and the feedback divider is connected between the negative output and the +5.0 volt reference voltage, as shown in Figure 22B.

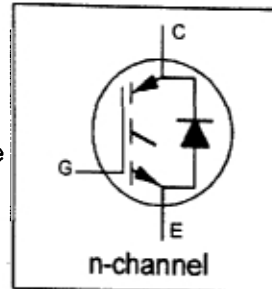
IRGPC50FD2

INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR
WITH ULTRAFAST SOFT RECOVERY
DIODE

Fast CoPack IGBT

Features

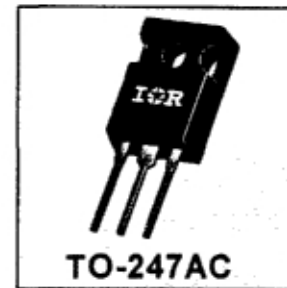
- Switching-loss rating includes all "tail" losses
- HEXFRED™ soft ultrafast diodes
- Optimized for medium operating frequency (1 to 10kHz) See Fig. 1 for Current vs. Frequency curve



$V_{CES} = 600V$
 $V_{CE(sat)} \leq 1.7V$
@ $V_{GE} = 15V, I_C = 39A$

Description

Co-packaged IGBTs are a natural extension of International Rectifier's well known IGBT line. They provide the convenience of an IGBT and an ultrafast recovery diode in one package, resulting in substantial benefits to a host of high-voltage, high-current, motor control, UPS and power supply applications.



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
V_{CES}	Collector-to-Emitter Voltage	600	V
$I_C @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Collector Current	70	A
$I_C @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Collector Current	39	
I_{CM}	Pulsed Collector Current \ominus	280	
I_{LM}	Clamped Inductive Load Current \ominus	280	
$I_F @ T_C = 100^\circ C$	Diode Continuous Forward Current	25	
I_{FM}	Diode Maximum Forward Current	280	
V_{GE}	Gate-to-Emitter Voltage	± 20	V
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Maximum Power Dissipation	200	W
$P_D @ T_C = 100^\circ C$	Maximum Power Dissipation	78	
T_J	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
T_{STG}	Soldering Temperature, for 10 sec.	300 (0.063 in. (1.6mm) from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 Screw.	10 lbf-in (1.1 N-m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case - IGBT	—	—	0.64	°C/W
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case - Diode	—	—	0.83	
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, flat, greased surface	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient, typical socket mount	—	—	40	
Wt	Weight	—	6 (0.21)	—	g (oz)

IRGPC50FD2



Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)CES}$	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage ①	600	—	—	V	$V_{GE} = 0V, I_C = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)CES}/\Delta T_J$	Temp. Coeff. of Breakdown Voltage	—	0.62	—	$V/^\circ\text{C}$	$V_{GE} = 0V, I_C = 1.0mA$
$V_{CE(on)}$	Collector-to-Emitter Saturation Voltage	—	1.6	1.7	V	$I_C = 39A, V_{GE} = 15V$ See Fig. 2, 5
		—	2.0	—		
		—	1.7	—		
$V_{GE(th)}$	Gate Threshold Voltage	3.0	—	5.5		$I_C = 39A, T_J = 150^\circ\text{C}$ $V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250\mu A$
$\Delta V_{GE(th)}/\Delta T_J$	Temperature Coeff. of Threshold Voltage	—	-14	—	$mV/^\circ\text{C}$	$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250\mu A$
g_{fe}	Forward Transconductance ②	21	24	—	S	$V_{CE} = 100V, I_C = 39A$
I_{CES}	Zero Gate Voltage Collector Current	—	—	250	μA	$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 600V$ $V_{GE} = 0V, V_{CE} = 600V, T_J = 150^\circ\text{C}$
		—	—	6500		
V_{FM}	Diode Forward Voltage Drop	—	1.3	1.7	V	$I_C = 25A$ $I_C = 25A, T_J = 150^\circ\text{C}$
		—	1.2	1.5		
I_{GES}	Gate-to-Emitter Leakage Current	—	—	± 100	nA	$V_{GE} = \pm 20V$

Switching Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions	
Q_g	Total Gate Charge (turn-on)	—	110	170	nC	$I_C = 39A$ $V_{CC} = 400V$ See Fig. 8	
Q_{ge}	Gate - Emitter Charge (turn-on)	—	20	30			
Q_{gc}	Gate - Collector Charge (turn-on)	—	50	75			
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	70	—	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $I_C = 39A, V_{CC} = 480V$ $V_{GE} = 15V, R_G = 5.0\Omega$ Energy losses include "tail" and diode reverse recovery. See Fig. 9, 10, 11, 18	
t_r	Rise Time	—	110	—			
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	400	600			
t_f	Fall Time	—	290	400			
E_{on}	Turn-On Switching Loss	—	2.5	—			mJ
E_{off}	Turn-Off Switching Loss	—	6.0	—			
E_{ts}	Total Switching Loss	—	8.5	13			
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	68	—	ns	$T_J = 150^\circ\text{C}$, See Fig. 9, 10, 11, 18 $I_C = 39A, V_{CC} = 480V$ $V_{GE} = 15V, R_G = 5.0\Omega$ Energy losses include "tail" and diode reverse recovery.	
t_r	Rise Time	—	100	—			
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	760	—			
t_f	Fall Time	—	520	—			
E_{ts}	Total Switching Loss	—	14	—	mJ		
L_E	Internal Emitter Inductance	—	13	—	nH	Measured 5mm from package	
C_{ies}	Input Capacitance	—	3000	—	pF	$V_{GE} = 0V$ $V_{CC} = 30V$ $f = 1.0MHz$ See Fig. 7	
C_{oes}	Output Capacitance	—	340	—			
C_{res}	Reverse Transfer Capacitance	—	40	—			
t_{rr}	Diode Reverse Recovery Time	—	50	75	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}$ See Fig. 14 $T_J = 125^\circ\text{C}$ 14	
		—	105	160			
I_{rr}	Diode Peak Reverse Recovery Current	—	4.5	10	A	$T_J = 25^\circ\text{C}$ See Fig. 15 $T_J = 125^\circ\text{C}$ 15	
		—	8.0	15			
Q_{rr}	Diode Reverse Recovery Charge	—	112	375	nC	$T_J = 25^\circ\text{C}$ See Fig. 16 $T_J = 125^\circ\text{C}$ 16	
		—	420	1200			
$di_{(rec)}/dt$	Diode Peak Rate of Fall of Recovery During t_b	—	250	—	A/ μs	$T_J = 25^\circ\text{C}$ See Fig. 17 $T_J = 125^\circ\text{C}$ 17	
		—	160	—			

Notes:

① Repetitive rating; $V_{GE} = 20V$, pulse width limited by max. junction temperature. (See fig. 20)

② $V_{CC} = 80\%(V_{CES})$, $V_{GE} = 20V$, $L = 10\mu H$, $R_G = 5.0\Omega$, (See fig. 19)

③ Pulse width 5.0 μs , single shot.

④ Pulse width $\leq 80\mu s$; duty factor $\leq 0.1\%$.

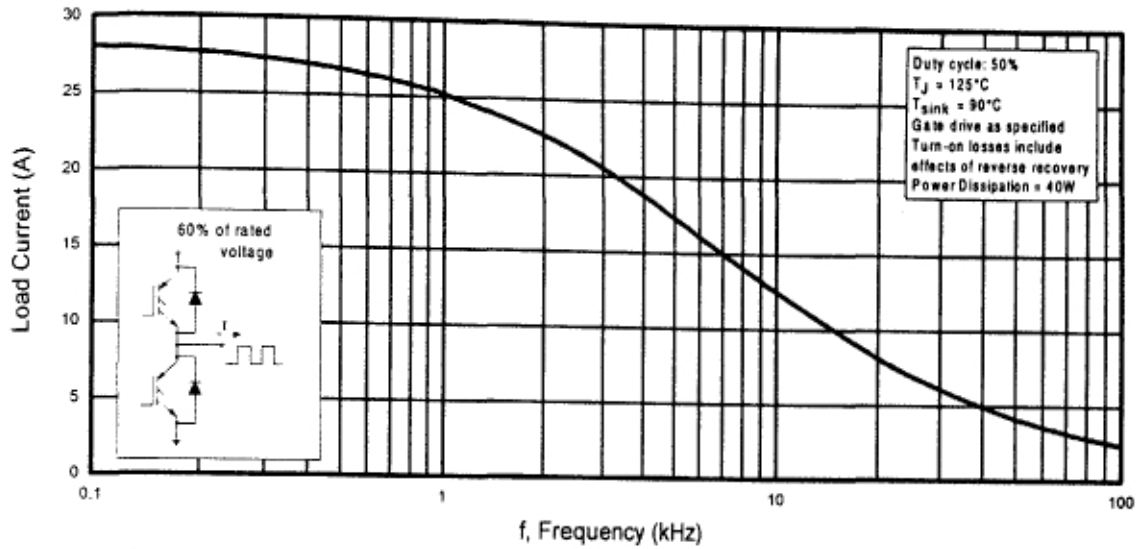


Fig. 1 - Typical Load Current vs. Frequency
 (Load Current = I_{RMS} of fundamental)

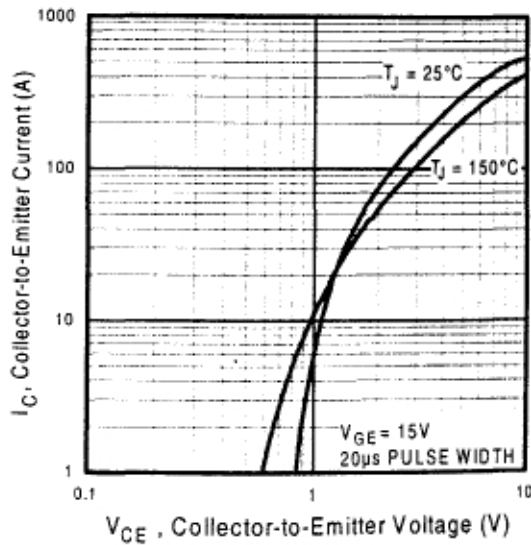


Fig. 2 - Typical Output Characteristics

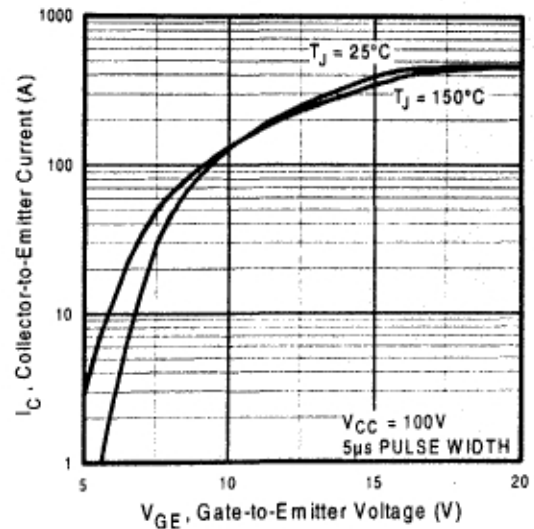


Fig. 3 - Typical Transfer Characteristics

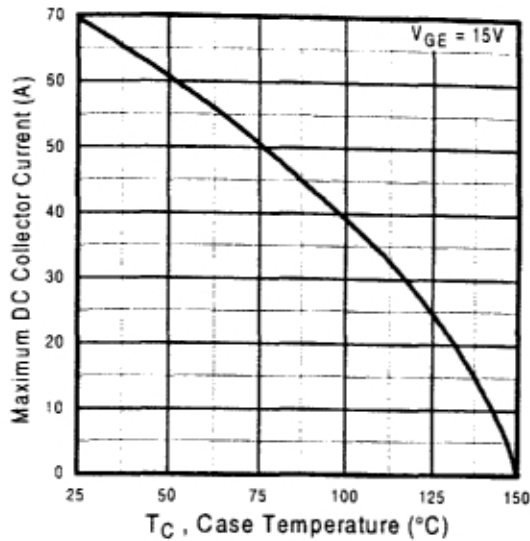


Fig. 4 - Maximum Collector Current vs. Case Temperature

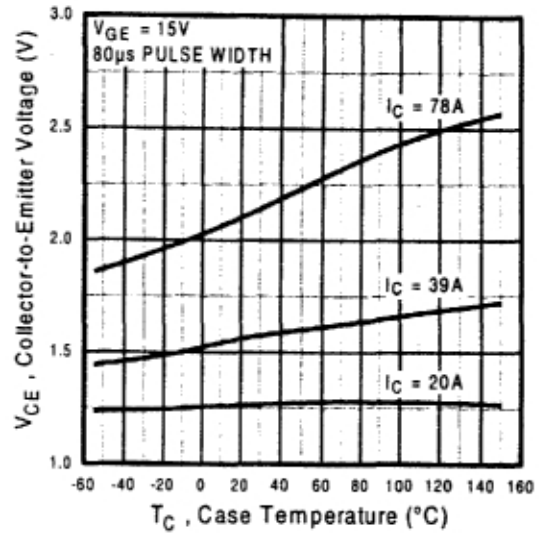


Fig. 5 - Collector-to-Emitter Voltage vs. Case Temperature

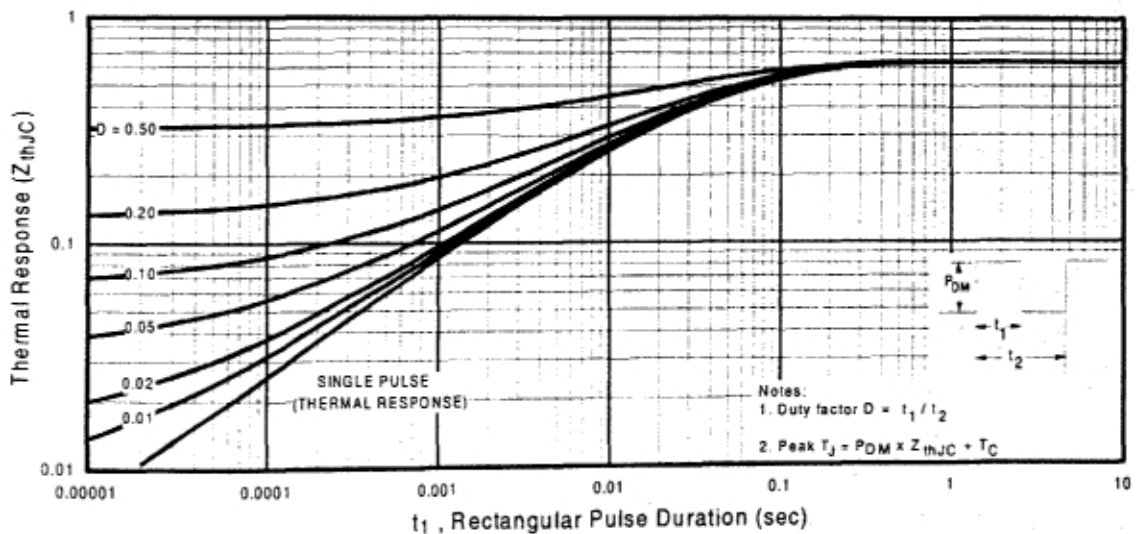


Fig. 6 - Maximum IGBT Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

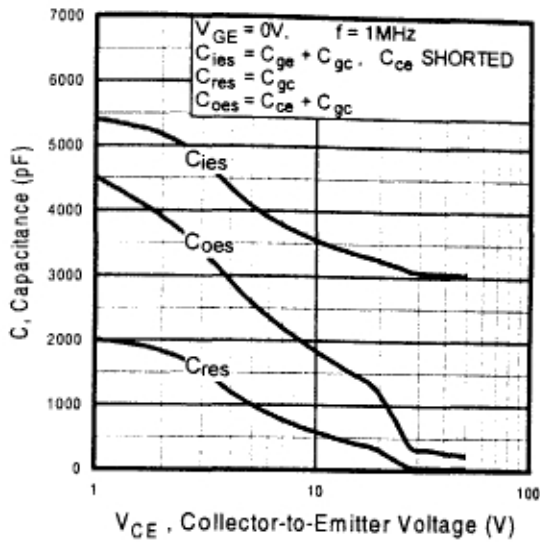


Fig. 7 - Typical Capacitance vs. Collector-to-Emitter Voltage

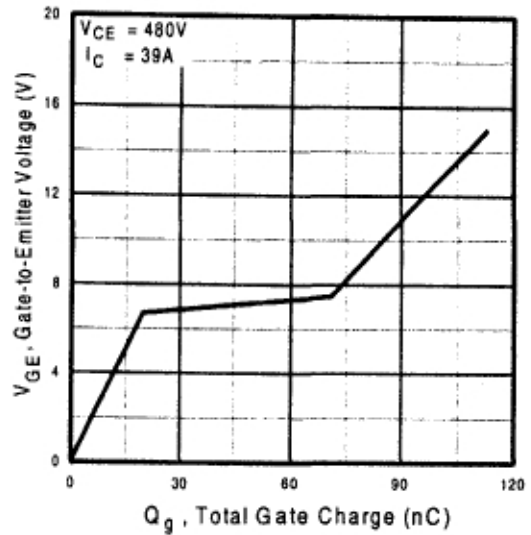


Fig. 8 - Typical Gate Charge vs. Gate-to-Emitter Voltage

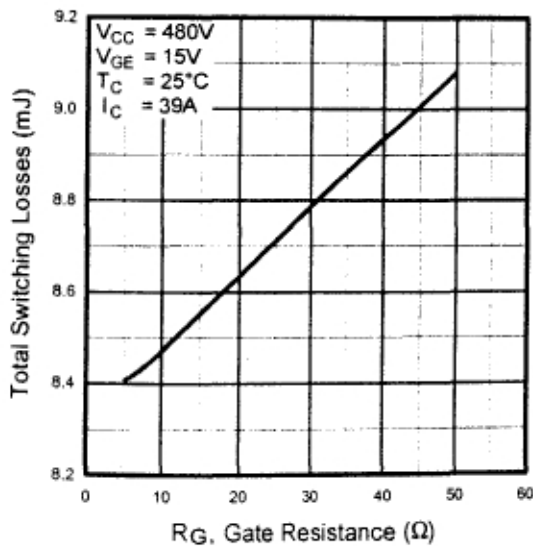


Fig. 9 - Typical Switching Losses vs. Gate Resistance

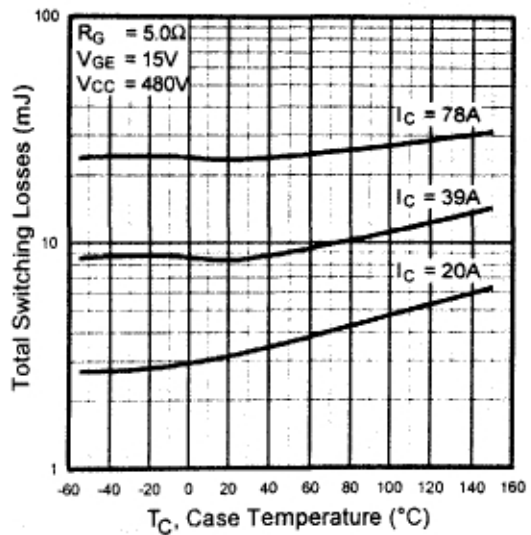


Fig. 10 - Typical Switching Losses vs. Case Temperature

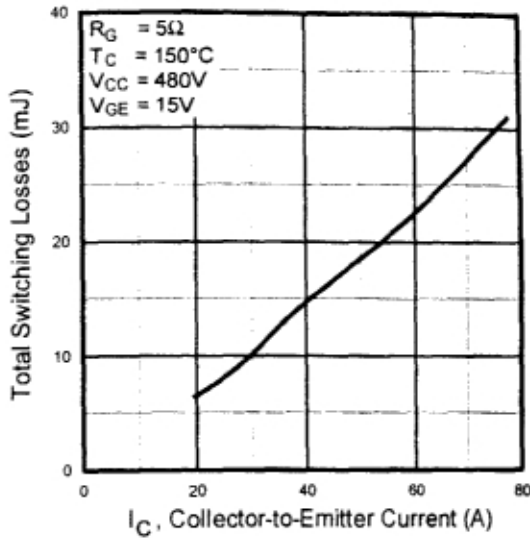


Fig. 11 - Typical Switching Losses vs. Collector-to-Emitter Current

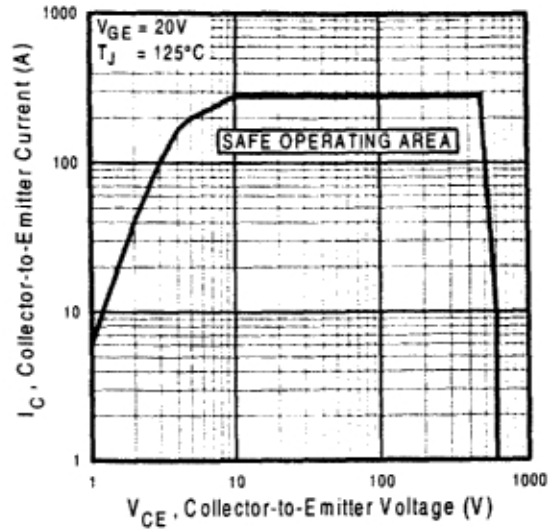


Fig. 12 - Turn-Off SOA

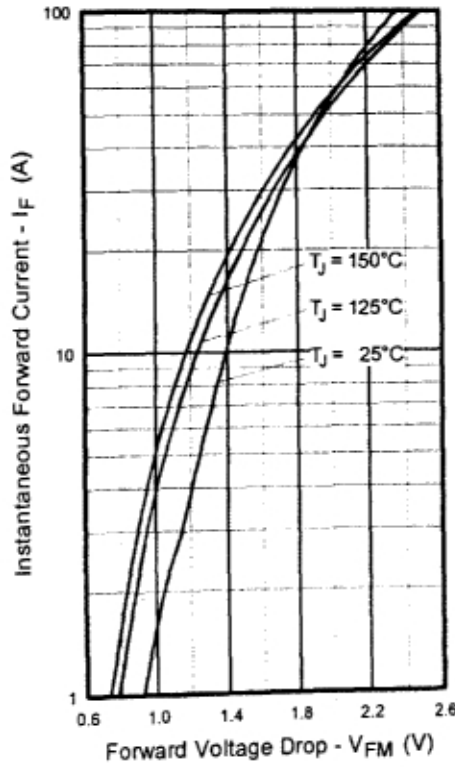


Fig. 13 - Maximum Forward Voltage Drop vs. Instantaneous Forward Current

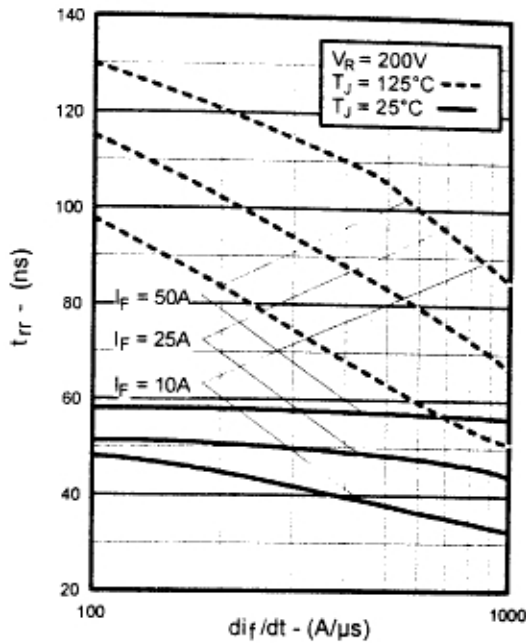


Fig. 14 - Typical Reverse Recovery vs. di/dt

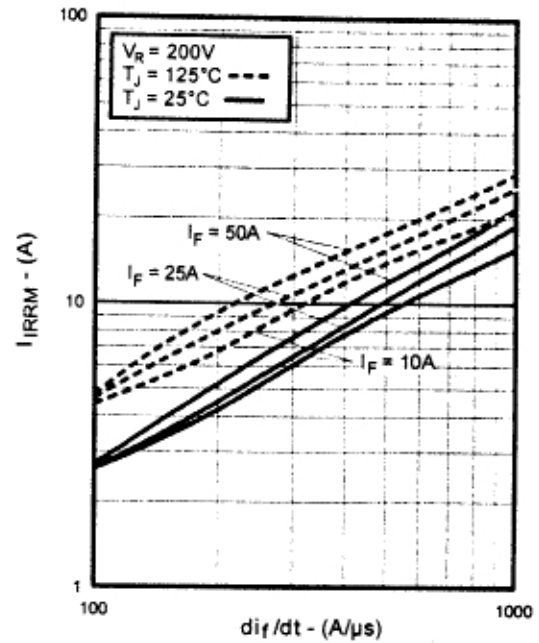


Fig. 15 - Typical Recovery Current vs. di/dt

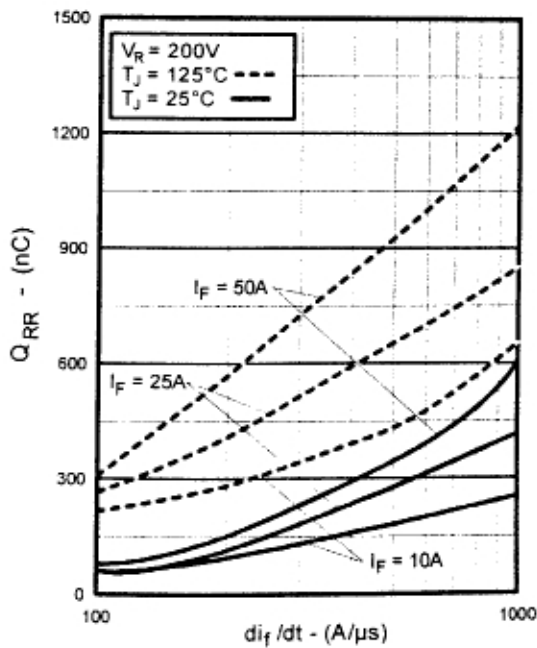


Fig. 16 - Typical Stored Charge vs. di/dt

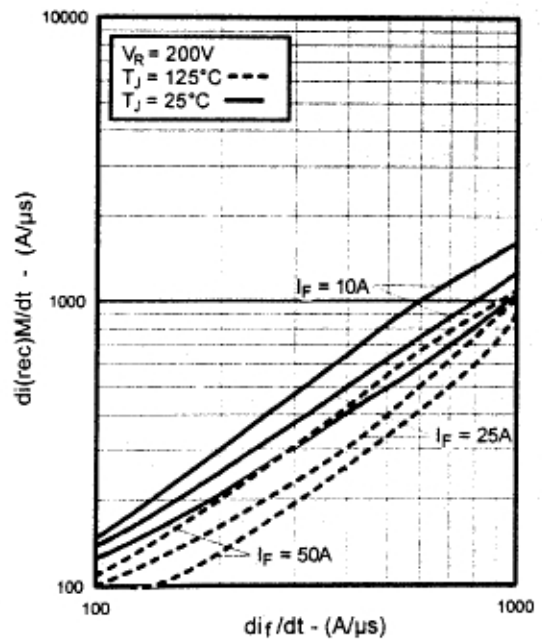


Fig. 17 - Typical $di_{(rec)M}/dt$ vs. di/dt

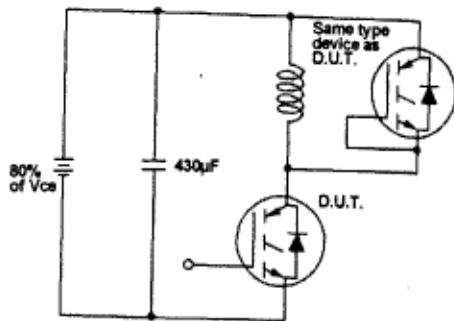


Fig. 18a - Test Circuit for Measurement of I_{LM} , E_{on} , $E_{off(diode)}$, t_{rr} , Q_{rr} , I_{rr} , $t_{d(on)}$, t_r , $t_{d(off)}$, t_f

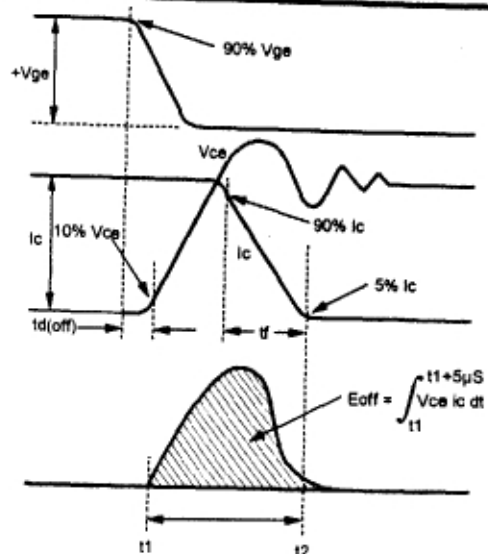


Fig. 18b - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining E_{off} , $t_{d(off)}$, t_f

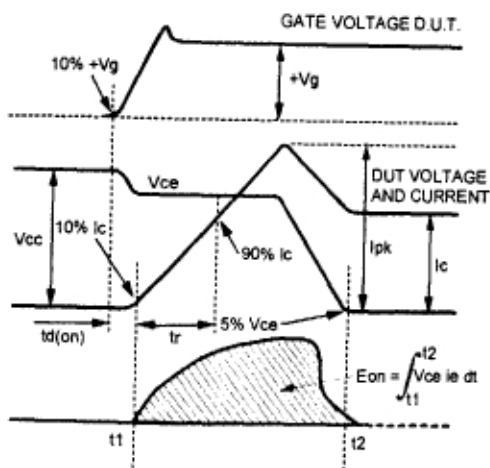


Fig. 18c - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining E_{on} , $t_{d(on)}$, t_r

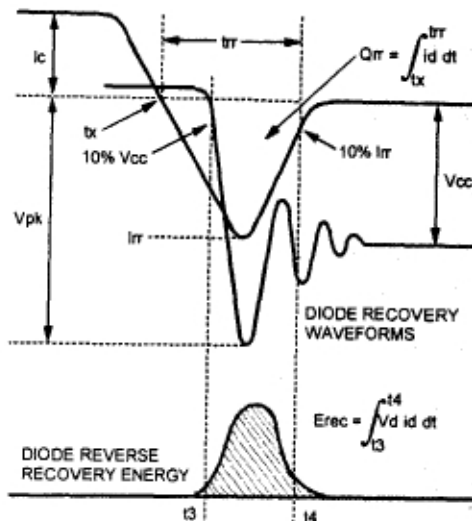


Fig. 18d - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining E_{rec} , t_{rr} , Q_{rr} , I_{rr}

Refer to Section D for the following:
Appendix D: Section D - page D-6

- Fig. 18e - Macro Waveforms for Test Circuit of Fig. 18a
- Fig. 19 - Clamped Inductive Load Test Circuit
- Fig. 20 - Pulsed Collector Current Test Circuit

REGULATING PULSE WIDTH MODULATOR

DESCRIPTION

The SG1526 is a high performance monolithic pulse width modulator circuit designed for fixed-frequency switching regulators and other power control applications. Included in an 18-pin dual-in-line package are a temperature compensated voltage reference, sawtooth oscillator, error amplifier, pulse width modulator, pulse metering and steering logic, and two low impedance power drivers. Also included are protective features such as soft-start and undervoltage lockout, digital current limiting, double pulse inhibit, a data latch for single pulse metering, adjustable deadtime, and provision for symmetry correction inputs. For ease of interface, all digital control ports are TTL and B-series CMOS compatible. Active LOW logic design allows wired-OR connections for maximum flexibility. This versatile device can be used to implement single-ended or push-pull switching regulators of either polarity, both transformerless and transformer coupled. The SG1526 is characterized for operation over the full military ambient junction temperature range of -55°C to +150°C. The SG2526 is characterized for operation from -25°C to +150°C, and the SG3526 is characterized for operation from 0°C to +125°C.

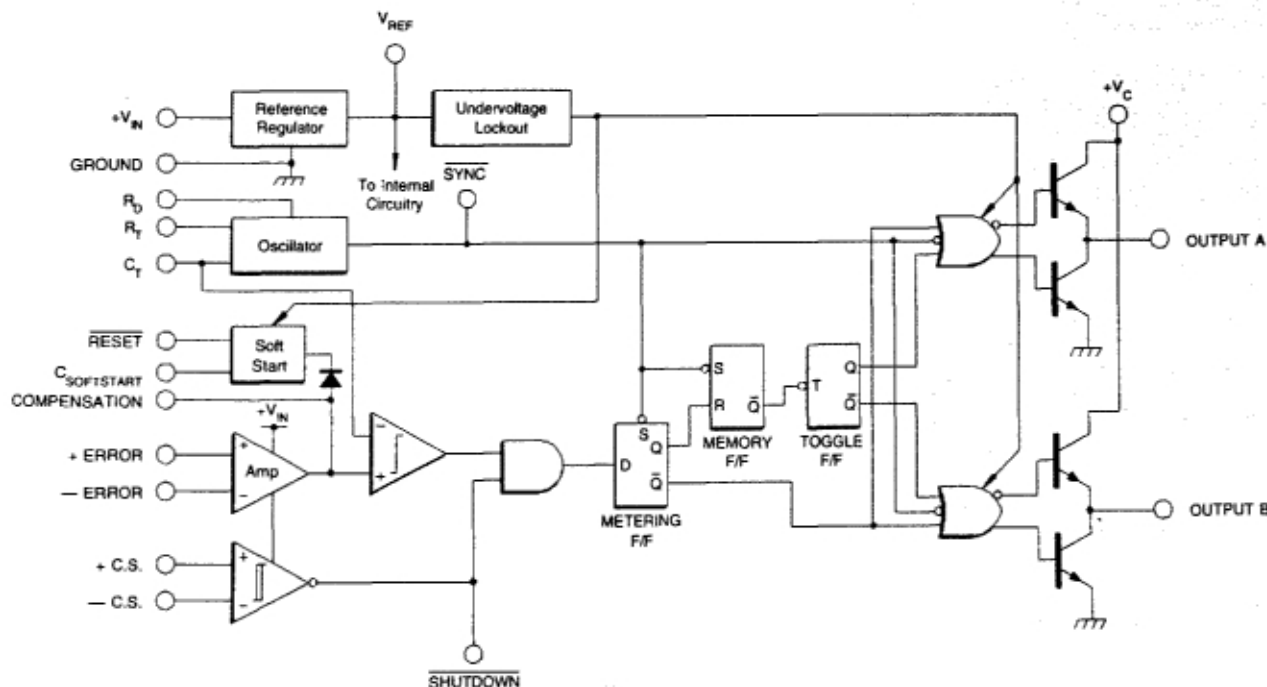
FEATURES

- 8 to 35 volt operation
- 5V reference trimmed to $\pm 1\%$
- 1Hz to 350KHz oscillator range
- Dual 100mA source/sink outputs
- Digital current limiting
- Double pulse suppression
- Programmable deadtime
- Undervoltage lockout
- Single pulse metering
- Programmable soft-start
- Wide current limit common mode range
- TTL/CMOS compatible logic ports
- Symmetry correction capability
- Guaranteed 6 unit synchronization

HIGH RELIABILITY FEATURES - SG1526

- ◆ Available to MIL-STD-883B and DESC SMD
- ◆ Radiation data available
- ◆ LMI level "S" processing available

BLOCK DIAGRAM



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Input Voltage (V_{IN})	40V	Logic Sink Current	15mA
Collector Supply Voltage (V_C)	40V	Operating Junction Temperature	
Logic Inputs	-0.3V to 5.5V	Hermetic (J, L Packages)	150°C
Analog Inputs	-0.3V to V_{IN}	Plastic (N, DW Packages)	150°C
Source/Sink Load Current (each output)	200mA	Storage Temperature Range	-65°C to 150°C
Reference Load Current	50mA	Lead Temperature (Soldering, 10 Seconds)	300°C

Note 1. Exceeding these ratings could cause damage to the device.

THERMAL DATA

J Package:

Thermal Resistance-Junction to Case, θ_{JC}	25°C/W
Thermal Resistance-Junction to Ambient θ_{JA}	70°C/W

N Package:

Thermal Resistance-Junction to Case, θ_{JC}	30°C/W
Thermal Resistance-Junction to Ambient θ_{JA}	60°C/W

DW Package:

Thermal Resistance-Junction to Case, θ_{JC}	35°C/W
Thermal Resistance-Junction to Ambient θ_{JA}	90°C/W

L Package:

Thermal Resistance-Junction to Case, θ_{JC}	35°C/W
Thermal Resistance-Junction to Ambient θ_{JA}	120°C/W

Note A. Junction Temperature Calculation: $T_J = T_A + (P_D \times \theta_{JA})$.

Note B. The above numbers for θ_{JC} are maximums for the limiting thermal resistance of the package in a standard mounting configuration. The θ_{JA} numbers are meant to be guidelines for the thermal performance of the device/pc-board system. All of the above assume no ambient airflow.

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS (Note 2)

Input Voltage	8V to 35V	Oscillator Timing Capacitor	1nF to 20 μ F
Collector Supply Voltage	4.5V to 35V	Available Deadtime Range at 40KHz	3% to 50%
Sink/Source Load Current (each output)	0 to 100mA	Operating Ambient Temperature Range:	
Reference Load Current	0 to 20mA	SG1526	-55°C to 125°C
Oscillator Frequency Range	1Hz to 350KHz	SG2526	-25°C to 85°C
Oscillator Timing Resistor	2K Ω to 150K Ω	SG3526	0°C to 70°C

Note 2. Range over which the device is functional.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Unless otherwise specified, these specifications apply over the operating ambient temperatures for SG1526 with $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq 125^\circ\text{C}$, SG2526 with $-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$, SG3526 with $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$, and $V_{IN} = 15\text{V}$. Low duty cycle pulse testing techniques are used which maintains junction and case temperatures equal to the ambient temperature.)

Parameter	Test Conditions	SG1526/2526			SG3526			Units
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
Reference Section (Note 3)								
Output Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$	4.95	5.00	5.05	4.90	5.00	5.10	V
Line Regulation	$V_{IN} = 8$ to 35V		10	30		10	30	mV
Load Regulation	$I_L = 0$ to 20mA		10	30		10	50	mV
Temperature Stability (Note 9)	Over Operating T_J		15	50		15	50	mV
Total Output Voltage Range (Note 9)	Over Recommended Operating Conditions	4.90	5.00	5.10	4.85	5.00	5.15	V
Short Circuit Current	$V_{REF} = 0\text{V}$		50	125		50	125	mA
Undervoltage Lockout Section								
RESET Output Voltage	$V_{REF} = 3.8\text{V}$		0.2	0.4		0.2	0.4	V
RESET Output Voltage	$V_{REF} = 4.8\text{V}$	2.4	4.8		2.4	4.8		V

CHARACTERISTIC CURVES

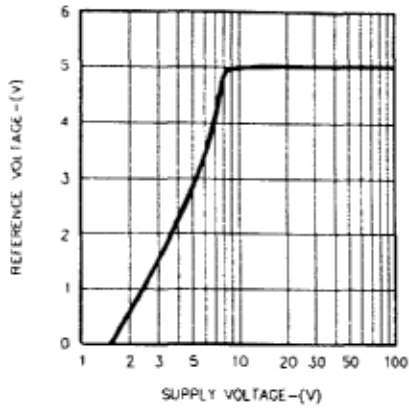


FIGURE 1. REFERENCE VOLTAGE VS. SUPPLY VOLTAGE

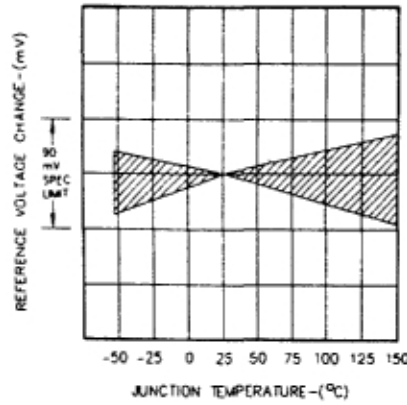


FIGURE 2. REFERENCE TEMPERATURE STABILITY

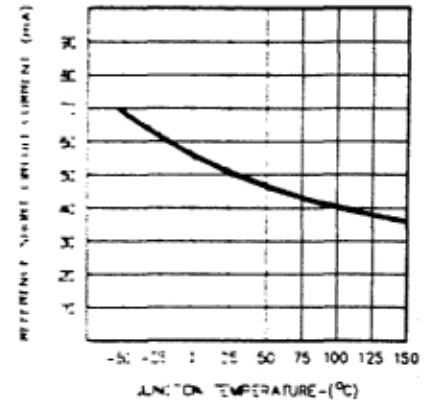


FIGURE 3. REFERENCE SHORT CIRCUIT CURRENT

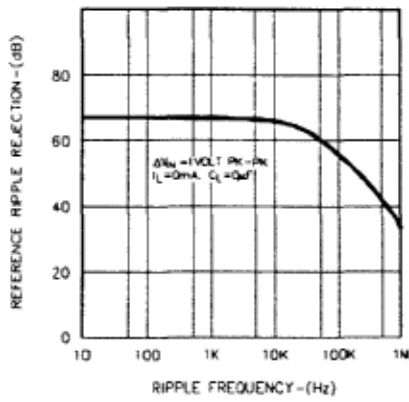


FIGURE 4. REFERENCE RIPPLE REJECTION

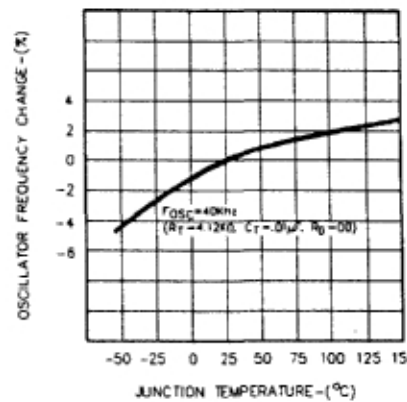


FIGURE 5. OSCILLATOR FREQUENCY TEMPERATURE STABILITY

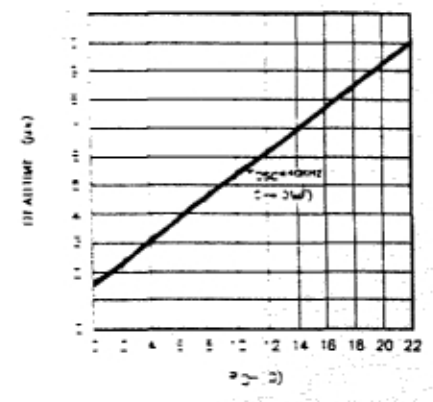


FIGURE 6. OUTPUT DRIVER DEADTIME VS. R_0 VALUE

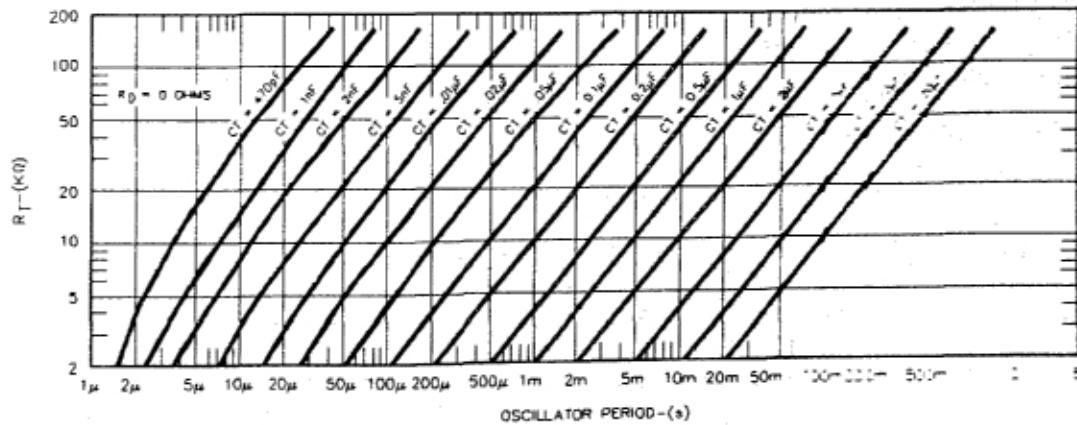


FIGURE 7. OSCILLATOR PERIOD VS. R_f AND C_f

APPLICATION INFORMATION (continued)

OSCILLATOR

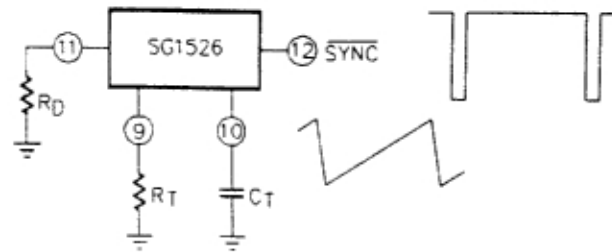


FIGURE 21 - OSCILLATOR CONNECTIONS AND WAVEFORMS

The oscillator is programmed for frequency and deadtime with three components: R_D , C_T , and R_T . Two waveforms are generated: a sawtooth waveform at pin 10 for pulse width modulation, and a logic clock at pin 12. The following procedure is recommended for choosing timing values:

1. With $R_D = 0\Omega$ (pin 11 shorted to ground) select values for R_T and C_T from Figure 7 to give the desired oscillator period. Remember that the frequency at each driver output is half the oscillator frequency, and the frequency at the $\frac{1}{2}V_{terminal}$ is the same as the oscillator frequency.
2. If more dead time is required, select a larger value of R_D using Figure 6 as a guide. At 40kHz dead time increases by 400nSec/ohm.
3. Increasing the dead time will cause the oscillator frequency to decrease slightly. Go back and decrease the value of R_T slightly to bring the frequency back to the nominal design value.

The SG1526 can be synchronized to an external logic clock by programming the oscillator to free-run at a frequency 10% slower than the sync frequency. A periodic LOW logic pulse approximately 0.5 μ Sec wide at the SYNC pin will then lock the oscillator to the external frequency.

Multiple devices can be synchronized together by programming one master unit for the desired frequency, and then sharing its sawtooth and clock waveforms with the slave units. All C_T terminals are connected to the C_T pin of the master, and all SYNC terminals are likewise connected to the SYNC pin of the master. Slave R_T terminals should not be left open nor should they be tied to the +5V reference; at least 50K should be connected to each pin. Slave R_D terminals may be either left open or grounded.

ERROR AMPLIFIER

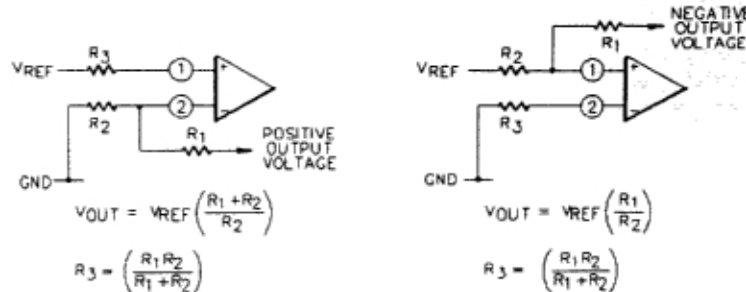


FIGURE 22A

FIGURE 22B

ERROR AMPLIFIER CONNECTIONS

The error amplifier is a transconductance design, with an output impedance of 2 megohms and an effective output capacitance of 100 pF. Since all voltage gain takes place at the output pin, the open-loop gain can be shaped with shunt reactance to ground. For unity gain stability the amplifier requires an additional external 100 pF to ground, resulting in an open-loop pole at 400z.

The input connections to the error amplifier are determined by the polarity of the switching supply output voltage. For positive supplies, the common-mode voltage is +5.0 volts and the feedback connections in Figure 22A are used. With negative supplies, the common-mode voltage is ground and the feedback divider is connected between the negative output and the +5.0 volt reference voltage, as shown in Figure 22B.