



Facultad de Ingeniería Eléctrica
Departamento de Control Automático

Tesis en opción al título de Ingeniero en Automática

Título: Diseño y simulación de un circuito electrónico para el control de velocidad de motores de CD por modulación del ancho del pulso.

Autor: Norbie Rafael Ramírez Macareño.

Tutor: Lic. José León Montoya.

Santiago de Cuba

2016

Pensamiento

El mayor enemigo del conocimiento no es la ignorancia, es la ilusión del conocimiento.

Stephen Hawking.

Dedicatoria

A mis padres, a quienes debo la vida, lo que soy y seré.

A todos los que de manera directa o no, han influido en mi formación como hombre de bien.

Agradecimientos

A mis padres por su preocupación en mi formación en todas las etapas de mi vida, así como en la realización de este trabajo.

Al profesor y tutor José León Montoya por su vital apoyo.

A todos los que contribuyeron a la correcta realización de esta investigación, sin ellos la misma no sería una realidad.

A todos los que me consideran una parte importante de sus vidas.

Resumen

En este trabajo se realiza el diseño y simulación de un circuito electrónico, destinado al estudio de la modulación del ancho del pulso (PWM) como modalidad en el control de velocidad de motores, dentro de la asignatura de Accionamientos Eléctricos. Para ello se realiza una caracterización gnoseológica, histórica y actual de los métodos de control de velocidad de motores, de las diversas técnicas de modulación de pulsos, además del análisis del funcionamiento del circuito integrado 555, principalmente de su configuración astable.

Abstract

This paper describes the design and simulation of an electronic circuit, for the study of pulse width modulation (PWM) and mode control motor speed; within the subject of Electrical drive is performed. This requires a further analysis of the operation of integrated circuit 555, mainly from its astable configuration epistemological, historical and current characterization methods speed control motors of various pulse modulation techniques is performed.

Índice

Introducción.....	1
Capítulo I: Los motores de CD y los métodos de control de velocidad.	6
Introducción	6
1.1 Motores de Corriente Directa.....	6
1.1.1 Reseña histórica del desarrollo de las máquinas de CD.....	6
1.1.2 Caracterización de los motores de corriente directa.	8
1.1.3 Clasificación de los motores de CD.	13
1.2 Control de velocidad de Motores de CD.	17
1.2.1 Sistema Motor-Generador (Ward Leonard).	17
1.2.2 Caracterización de los métodos de conmutación de los rectificadores monofásicos tipo puente.....	19
1.2.3 La Modulación de Pulsos (PWM).....	28
Conclusiones del Capítulo 1.	31
Capítulo II. Análisis de las diversas formas para la modulación del ancho del pulso.....	33
Introducción	33
2.1 Modulación de Ancho del Pulso.	33
2.1.1 Generador PWM con amplificadores operacionales.....	33
2.1.2 Control PWM con plataforma Arduino.....	36
2.1.3 El circuito integrado 555.	42
2.2 Esquemas con 555 para el montaje de prácticas de laboratorio de control de máquinas de CD.....	53
2.2.1 Circuito de control PWM para motores de pequeña potencia.....	53
2.2.2 Montaje y simulación de un circuito funcional para control PWM de un motor de 120V en PSIM.....	56
Conclusiones parciales del Capítulo II.....	59
Conclusiones generales	61
Recomendaciones.....	62
Bibliografía	63
Anexos	64

Introducción

Los motores eléctricos son máquinas eléctricas rotatorias que transforman la energía eléctrica en energía mecánica. Debido a sus múltiples ventajas, entre las que cabe citar su economía, limpieza, comodidad y seguridad de funcionamiento, el motor eléctrico ha reemplazado a otras máquinas, tanto en la industria como en el transporte, las minas, el comercio, o el hogar. Ellos satisfacen una amplia gama de necesidades de servicio, desde arrancar, acelerar, mover, o frenar, hasta sostener y detener una carga.

Un motor eléctrico contiene un número mucho más pequeño de piezas mecánicas que un motor de combustión interna o uno de una máquina de vapor, por lo que es menos propenso a fallos. Son los más ágiles de todos en lo que respecta a variación de potencia, y pueden pasar rápidamente desde la posición de reposo a la de funcionamiento nominal. Su tamaño es reducido y pueden desarrollarse sistemas para manejar las ruedas desde un único motor, como en los automóviles.

Según la forma de alimentación de las máquinas eléctricas, estas se clasifican en máquinas de corriente directa (CD) y de corriente alterna (CA) [2]. En este trabajo nos enfocaremos solamente en las primeras.

Las máquinas de CD son aquellas que se alimentan con voltajes y corrientes de este tipo. Estas poseen devanados concentrados en el estator, cuya función es la de excitar la máquina y devanados uniformemente distribuidos en la superficie del rotor (armadura). Los devanados de armadura están eléctricamente unidos a cada una de las secciones del colector (anillo segmentado) llamadas delgas, mediante el cual se introduce corriente directa cuando opera como motor y se extrae en caso que trabaje como generador [2].

Los motores de corriente directa (CD) por sus características especiales en lo referente a la regulación de su velocidad, son imprescindibles en algunas aplicaciones industriales, tales como: bombas de pistón, industria química y petroquímica, vehículos de tracción, trituradoras, prensas, cintas transportadoras

para industrias de cemento y otras, máquinas textiles, grúas, etcétera, en las cuales se requiere un control estricto. Este control se puede realizar automáticamente evitando así la participación directa del hombre en este proceso.

Inicialmente, para lograr la regulación de la velocidad de un motor de CD se usó el sistema generador-motor (Ward-Leonard). Con el avance de la electrónica de potencia surgió el tiristor y se fabricaron los sistemas rectificadores controlados (SRC), los cuales sustituyeron en innumerables aplicaciones al sistema Ward-Leonard, debido a que es más eficiente, más confiable, necesita menos mantenimiento, ahorra espacio y tiene una mayor rapidez de respuesta. Lo último se debe a que los convertidores con tiristores introducen muy poco retardo de tiempo, mientras que el generador de CD es un elemento lento porque la constante de tiempo del devanado del campo es grande. Como consecuencia del desarrollo de la electrónica de potencia, los sistemas de control han sido abaratados [1].

Los accionamientos de corriente continua poseen excelentes técnicas de comando y regulación de sus coordenadas, por lo que garantizan una aceleración constante bajo cualquier condición de carga, aceleración y/o desaceleración controlada; y un par constante bajo un amplio rango de velocidad con control por la armadura.

Una de las técnicas resultantes de todo este desarrollo, lo representa el control de velocidad por modulación de ancho de pulso, PWM por sus siglas en inglés, el cual es una alternativa al control digital de motores de CD y CA. En la actualidad las técnicas de “Modulación de Ancho de Pulso” (PWM, Pulse-Width-Modulated) son ampliamente utilizadas para el control de magnitudes físicas en máquinas eléctricas. Pueden aplicarse tanto a la generación de energía eléctrica (generadores), como en accionamiento motriz (motores). Para el caso de generación, permiten el control de magnitudes tales como voltaje y frecuencia, mientras que para accionamiento motriz permiten controlar posición, velocidad, etc. Teniendo en cuenta la importancia de la Modulación de Ancho de Pulso aplicada al control de máquinas eléctricas, este trabajo expone el diseño de un

“circuito electrónico” que permite la utilización de técnicas de control analógico de velocidad en motores de CD, mediante PWM.

Por la gran cantidad de aplicaciones industriales tanto en nuestro país como a nivel mundial de las máquinas de CD, es que se incluye el estudio de las mismas, su control y automatización en la carrera de Ingeniería en Automática, y se hace necesario la inclusión del estudio de las técnicas de PWM, como parte de la asignatura curricular de Accionamientos Eléctricos.

La carrera de Ingeniería en Automática de la Universidad de Oriente, actualmente carece de esquemas electrónicos en las prácticas de laboratorios con máquinas de CD, aunque gracias al esfuerzo de profesores y diplomantes algunos se han recuperado, esta carencia no le permite a los estudiantes comprobar los aspectos básicos del comportamiento de dichas máquinas, estudiadas en las asignaturas de Maquinas Eléctricas y Accionamientos Eléctricos; trayendo como consecuencia que los estudiantes carezcan de las habilidades necesarias para la explotación de los conocimientos adquiridos sobre las máquinas de CD, y tengan una pobre motivación por dichas asignaturas.

La no existencia de un esquema electrónico para las prácticas de laboratorio en computadora, dentro de la asignatura de Accionamientos Eléctricos, donde se controle la velocidad de un motor de CD a través de la modulación del ancho de pulso, provoca el desconocimiento por parte de los estudiantes de esta novedosa y tan usada técnica, además del desinterés por su conocimiento y aplicación a diversas ramas del control automático.

Todo lo expuesto anteriormente, impone como **problema de la investigación** la no existencia de circuitos electrónicos para la regulación de velocidad de motores de CD, utilizando la modulación del ancho del pulso (PWM), que permitan la realización de prácticas de laboratorio de la asignatura Accionamientos Eléctricos.

El **objeto de la investigación** es el control de la velocidad de motores para el accionamiento eléctrico.

El **objetivo de la investigación** es diseñar y simular un circuito electrónico para el control de velocidad de motores de CD, usando la modulación del ancho del pulso.

El **campo de acción** es el control de velocidad de motores de CD utilizando la técnica de la modulación por ancho de pulsos.

Todo esto nos conlleva a plantear la siguiente **hipótesis**: si se diseña un sistema de control de velocidad de motores de CD utilizando la técnica de PWM, se podrá construir un prototipo de control de velocidad, con la finalidad de mejorar el desempeño de las prácticas de laboratorio de Accionamientos Eléctricos.

Para lograr de manera exitosa el objetivo de esta investigación nos propusimos las siguientes **tareas de investigación**:

1. Caracterizar los motores de CD.
2. Analizar el funcionamiento del CI 555 así como de su configuración estable.
3. Elegir los componentes electrónicos.

Técnicas y métodos empleados en la investigación:

Análisis de fuentes documentales.

Técnicas empíricas.

Método de análisis-síntesis.

Simulación.

Aportes de la investigación:

Diseño de un circuito electrónico para el control mediante la modulación del ancho del pulso, de la velocidad de un motor de corriente directa.

Significación práctica de la investigación:

En el presente trabajo, se diseñará un circuito que permitirá al estudiante a partir de su estudio y simulación, adquirir los conocimientos necesarios sobre las

técnicas de PWM para el control de motores de CD. Brindará además, la posibilidad de implementar una práctica de laboratorio en computadora, donde se vinculan las asignaturas de Electrónica Analógica I y II, Maquinarias Eléctricas y Accionamientos Eléctricos, lo que garantiza una mayor preparación del futuro egresado.

Estructura del trabajo:

El trabajo está estructurado de la siguiente forma: Introducción general, dos capítulos, conclusiones generales, recomendaciones, bibliografía y anexos.

Capítulo I. Los motores de CD y los métodos de control de velocidad

Introducción

En este capítulo se realiza una caracterización de los motores de CD, su historia, así como la descripción de sus principales partes y su principio de su funcionamiento, además de los tipos de motores de CD existentes. Se presentan los principales métodos de control de velocidad, su análisis y funcionamiento, haciendo énfasis en el control por modulación de ancho de pulso como variante a desarrollar en este trabajo.

1.1 Motores de Corriente Directa

1.1.1 Reseña histórica del desarrollo de las máquinas de CD

Corría el año 1819 cuando el físico danés Han Oersted, al demostrar a estudiantes el calentamiento eléctrico de un alambre de platino conectado a una pila voltaica, advierte que la aguja de una brújula próxima se mueve cada vez que se establece la conexión eléctrica del ensayo. Advierte entonces que debe haber una relación entre la electricidad y el magnetismo [3].

Este fenómeno experimental tuvo una base teórica (con una prontitud notable) de la mano de André Marie Ampere, el cual propuso que un campo magnético envolvía el cable que conduce la corriente (esto fue luego comprobado extensamente por los experimentos de Michael Faraday). Con ello sentó las bases de un nuevo principio – el electromagnetismo- y diferenció tensión eléctrica de corriente eléctrica como causa y efecto respectivamente.

Experimentando con dos conductos paralelos, uno móvil y otro fijo, encuentra que si la corriente se desplaza en la misma dirección por ambos conductores, el conductor fijo atrae al conductor móvil; en cambio, si la corriente se desplaza en sentidos opuestos, los conductores se repelen. En este experimento encuentra un comportamiento análogo al de los imanes, que le ayuda a dar forma a las primeras relaciones fundamentales [3].

Los primitivos electroimanes contruidos por Ampere son pioneros en un espacio de experimentación, que alcanza luego su apogeo con los aportes del estadounidense Joseph Henry.

Pero continuando con Ampere también hay que destacar que expandió los lineamientos primitivos de estos descubrimientos e inventó la aguja astática (basada en la brújula), lo cual dio una base para los posteriores desarrollos de galvanómetros. Además demostró que un solenoide (cable enrollado en forma de resorte) aumentaba considerablemente el campo magnético generado, en proporción directa con la cantidad de vueltas que se le diera al cable [3].

Antes que se secara la tinta del manuscrito de Ampere, Johann Schweigger de Nuremberg aumenta el movimiento de las agujas imantadas inmersas en campos electromagnéticos utilizando bobinas en lugar de conductores simples, y produce el primer galvanómetro práctico anunciando su descubrimiento en la Universidad de Halle el 16 de septiembre de 1820. Entre otros antecedentes que se encuentran respecto al galvanómetro está la versión astática de aguja fabricado por Nobili (1825), en Florencia.

Por estos años también se produce el primer experimento de movimiento rotativo que realizó el británico Peter Barlow, mediante un disco de cobre al que hacía circular una corriente entre el eje y el perímetro y situando el disco en el interior de un imán en forma de herradura. Para facilitar el contacto eléctrico en la periferia del disco utilizó una bandeja con mercurio. Este experimento se hizo famoso con el nombre de rueda de Barlow [3].

Tanto en el galvanómetro como en la rueda de Barlow, nos encontramos con las primeras experiencias que relacionan los campos magnéticos (o corrientes) con movimientos controlados. El siguiente paso en esta historia lo dio Faraday [3].

Con respecto a él, es evidente que estaba al tanto de todos los descubrimientos de sus contemporáneos al igual que Ampere. En 1821 dibujó un campo magnético alrededor de un conductor, transportando corriente eléctrica. En 1831 Michael Faraday analizando las consecuencias de la Ley de Ampere (la corriente eléctrica produce un campo magnético), trató de obtener el caso

antagónico (el campo debería producir corriente), y tras un experimento fallido en el que supuso que con dos circuitos próximos induciría corriente en uno de ellos, decidió sustituir uno de los circuitos por un imán, y encontró que al moverlo se creaba una corriente en el que le quedaba. O sea: el magnetismo produce electricidad a través del movimiento (o mejor dicho: cualquier cambio en el campo produce electricidad).

Pero con estos descubrimientos también había inferido que el trabajo mecánico empleado en mover un imán, podía transformarse en corriente eléctrica, y encarga en 1832 a Hippolyte Pixii de Francia, el primer generador eléctrico o dinamo. Más adelante hizo posible la invención del transformador y fue precursor en el desarrollo de los primeros motores eléctricos [3].

1.1.2 Caracterización de los motores de corriente directa

El motor eléctrico es una máquina que convierte la energía eléctrica en mecánica.

La máquina de corriente continua es una de las más versátiles en la industria. Su fácil control de posición, paro y velocidad, la han convertido en una de las mejores opciones en aplicaciones de control y automatización de procesos. La llegada de la electrónica, ha supuesto que los motores de corriente alterna sean controlados de igual forma, sustituyendo a los de continua. A pesar de esto, los motores de corriente continua se siguen utilizando en muchas aplicaciones de potencia (trenes y tranvías) o de precisión (máquinas, micro motores, etc.)

La principal característica del motor de corriente continua, es la posibilidad de regular la velocidad desde vacío a plena carga.

Principio de funcionamiento

Empecemos la comprensión del principio de operación de una máquina de corriente directa, imaginando un anillo deslizante segmentado en delgas o dos mitades, A y B, la división de las delgas debe de estar ubicada de manera que la conexión de la bobina a los carbones, se intercambien en el instante en el que se invierte el sentido de la *f.e.m* generada en la bobina [2].

El sentido de giro de un motor de corriente continua, depende del sentido relativo de las corrientes circulantes por los devanados inductor e inducido. La inversión del sentido de giro del motor de corriente continua se consigue invirtiendo el sentido del campo magnético o de la corriente del inducido. Si se permuta la polaridad en ambos bobinados, el eje del motor gira en el mismo sentido [2].

Los cambios de polaridad de los bobinados tanto en el inductor como en el inducido, se realizarán en la caja de bornes de la máquina y además el ciclo combinado producido por el rotor produce la f.m.m (fuerza magnetomotriz) [2].

El sentido de giro lo podemos determinar con la regla de la mano derecha, la cual nos va a mostrar el sentido de la fuerza. Esta se determina de la siguiente manera: el pulgar nos muestra hacia donde va la corriente, el dedo índice apunta en la dirección en la cual se dirige el flujo del campo magnético, y el dedo medio hacia donde va dirigida la fuerza resultante y por lo tanto el sentido de giro [2].

En la figura 1.1, se puede ver que el borne en rojo presenta una polaridad positiva, y el azul una polaridad negativa. A través del circuito exterior de la máquina circula una corriente unidireccional o una corriente directa [2].

Cuando se introduce una espira de hilo de cobre en un campo magnético y se conecta a una batería, la corriente circula en un sentido por uno de sus lados, y en sentido contrario por el lado opuesto como se muestra en la figura 1.1a. Así, como aplicando la ley de mano derecha sobre los dos lados de la espira, se ejerce una fuerza en uno de ellos hacia arriba y en el otro hacia abajo [2].

Si el par que se desarrolla es suficiente para vencer la oposición a la rotación de la armadura, esta comenzará a moverse hasta alcanzar su posición vertical, como se muestra en la figura 1.1b. Entonces, en esta posición, cada uno de los hilos se encuentra situado en el medio entre los dos polos, y la espira queda retenida aunque la rotación no se detiene debido a la energía cinética acumulada en el

rotor [2].

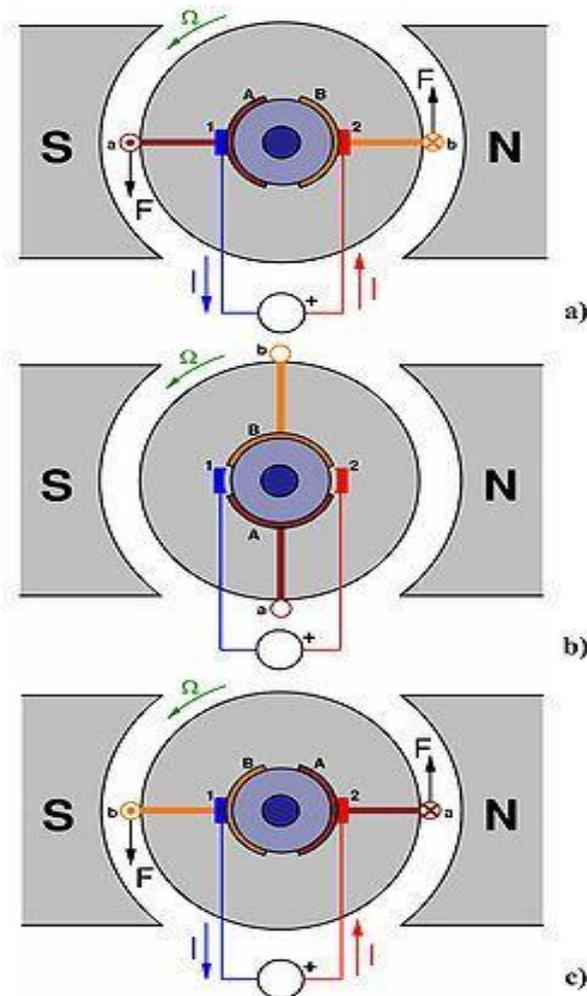


Figura 1.1. Esquema del funcionamiento de un motor de c.c. elemental de dos polos con una sola bobina y dos delgas en el rotor. a) Motor con el rotor a 0°, b) motor de CD con rotor en 90°, c) motor de CD con rotor en 180°. 1, 2: Escobillas; A, B: Delgas; a, b: Lados de la bobina conectados respectivamente a las delgas A y B.

Para que la espira siga girando después de alcanzar la posición vertical, es necesario invertir el sentido de circulación de la corriente. Para conseguirlo, se emplea un conmutador o colector, que en el motor eléctrico es más simple. El motor de corriente continua está formado por dos chapas de metal con forma de media luna, que se sitúan sin tocarse como las dos mitades de un anillo, y que se denominan delgas. Los dos extremos de la espira se conectan a las dos medias lunas. Dos conexiones fijas, unidas al bastidor del motor y llamadas escobillas, hacen contacto con cada una de las delgas del colector, de forma

que, al girar la armadura, las escobillas contactan primero con una delga y después con la otra.

De esta forma el rotor continúa girando hasta llegar a la posición mostrada en la figura 1.1c:

Cuando la corriente eléctrica pasa por el circuito, la armadura empieza a girar y la rotación dura hasta que la espira alcanza la posición vertical. Al girar las delgas del colector con la espira, cada media vuelta se invierte el sentido de circulación de la corriente eléctrica. Esto quiere decir que la parte de la espira que hasta ese momento recibía la fuerza hacia arriba, ahora la recibe hacia abajo, y la otra parte al contrario. De esta manera la espira realiza otra media vuelta y el proceso se repite mientras gira la armadura [2].

Hay que tener en cuenta que en el caso de un motor, se produce la rotación de la armadura como consecuencia del par creado por la corriente circulante a través de sus conductores. Una vez que el rotor se encuentre girando por la influencia del campo magnético establecido en los polos principales se produce una f.e.m en sus conductores. Esta f.e.m actúa en oposición al voltaje aplicado por lo que se denomina fuerza contra – electromotriz, lo cual constituye que una mayor fuerza mecánica de salida demande una mayor potencia eléctrica de entrada [2].

Partes fundamentales que componen un motor de CD

Los principales elementos que componen un motor eléctrico son el rotor y el estator, pero existen otros sin los cuales es posible el correcto funcionamiento del motor como lo muestra la figura 1.2.

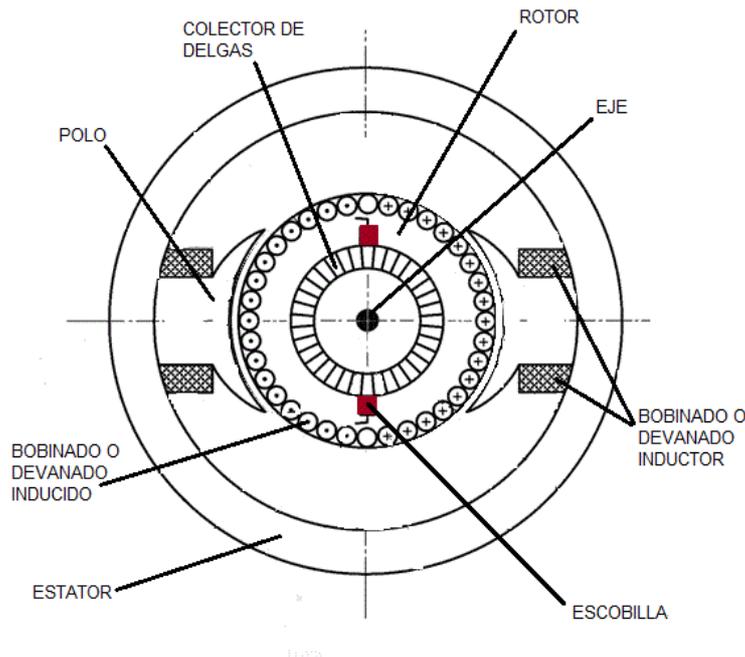


Figura 1.2.Partes que componen un motor de CD.

Estator. Es la parte que no gira del motor, comprende la carcasa y los polos inductores, junto con sus bobinados, así como las conexiones exteriores.

Polos. Son los electroimanes que crean el campo magnético estático, siempre se encuentran en número par. En motores muy pequeños pueden sustituirse por imanes permanentes.

Rotor. Es la parte que gira del motor, comprende los bobinados inducidos, las delgas, el eje, etc.

Colector de delgas. Son el conjunto de delgas, separadas y aisladas entre si y dispuestas en forma de anillo que están conectadas a cada una de las bobinas del rotor y les aportan corriente a través de las escobillas.

Escobillas. Formadas de grafito, son las piezas estáticas que rozan sobre las delgas y les transmiten por contacto la energía eléctrica.

Bobinado o devanado del inducido. Son las bobinas dispuestas en el rotor, que forman el campo magnético que produce el giro del motor, debido a las fuerzas electromagnéticas que se crean entre estas bobinas y las del estator.

Otros elementos del motor son el eje, los cojinetes o rodamientos, el ventilador y la placa de conexiones o de bornes.

1.1.3 Clasificación de los motores de CD

Los motores de CD se clasifican [2], según la conexión del devanado de excitación o de campo en relación con el inducido o armadura en:

- a) **motor de excitación independiente**, se emplean dos fuentes de alimentación, una para la armadura y otra para el campo.
- b) **motor de excitación paralela o shunt**, el devanado de campo se conecta en paralelo con la armadura.
- c) **motor de excitación serie**, el devanado de campo se conecta en serie con la armadura.
- d) **motor de excitación compuesta**, existen dos devanados de campo uno serie y otro paralelo o shunt, de forma tal que la excitación serie se conecta en serie con la armadura y la excitación paralela en paralelo con la conexión en serie del campo serie y la armadura. La otra forma de conexión compuesta, se explicará luego cuando se retome esta conexión.

Motor de excitación en paralelo o shunt

El devanado de excitación está conectado en paralelo al devanado del inducido o armadura, como se observa en la figura 1.3. Se utiliza en máquinas de gran carga, ya sea en la industria del plástico, metal, etc. La regulación de velocidad se consigue con un reóstato regulable en serie con el devanado de excitación, control por debilitamiento del campo, y por resistencias externas conectadas en serie con la armadura [2].

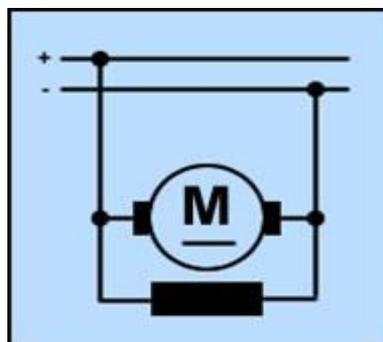


Figura 1.3. Motor de excitación paralela.

Motor de excitación serie

El devanado de excitación serie se conecta en serie con el devanado del inducido, como se puede apreciar en la figura 1.4. El devanado de excitación serie es de pocas espiras y de alambre grueso. La corriente de excitación es igual a la corriente de armadura. Los motores de excitación serie se emplean para mover grandes cargas como en el caso de grúas [2].

El motor con excitación serie no puede quedarse sin carga, pues en estas condiciones su velocidad aumentaría a valores prohibitivos, tiende a infinito, que provocarían la destrucción del motor.

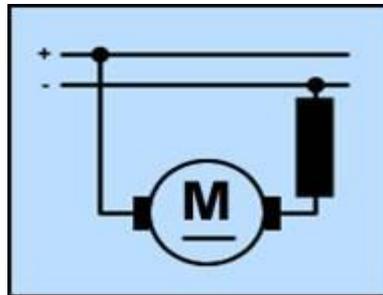


Figura 1.4. Motor de excitación serie.

Motor de excitación compuesta

El campo posee dos devanados, un devanado serie y otro paralelo, el devanado paralelo se conecta en paralelo con la armadura y el devanado serie se conecta en serie, como indica su nombre, con la conexión en paralelo de la armadura y el campo paralelo, como se observa en la figura 1.5 [2].

La conexión compuesta se utiliza en montacargas y ascensores. Un motor compuesto acumulativo posee una velocidad sin carga bajo las mismas condiciones que el motor paralelo, sin embargo, el flujo no permanece constante con variaciones de carga, sino que aumenta con ella, como consecuencia de la influencia que ejerce el campo serie [2].

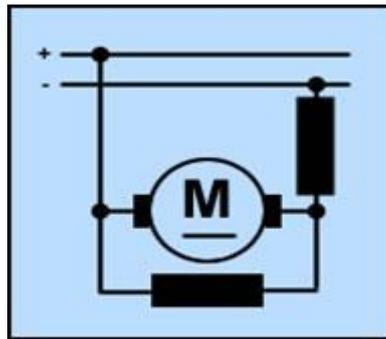


Figura 1.5. Motor de excitación compuesta (compound).

Motor de excitación independiente

Como se puede apreciar en la figura 1.6, en el caso de un motor de excitación independiente no existe conexión física alguna entre los devanados de excitación y de armadura puesto que los primeros se alimentan de una fuente exterior [2].

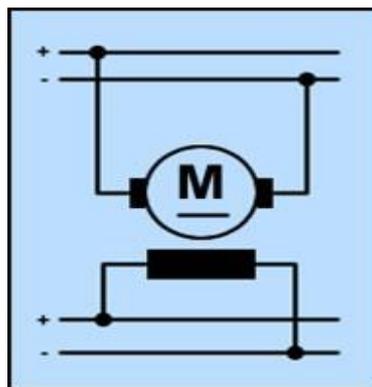
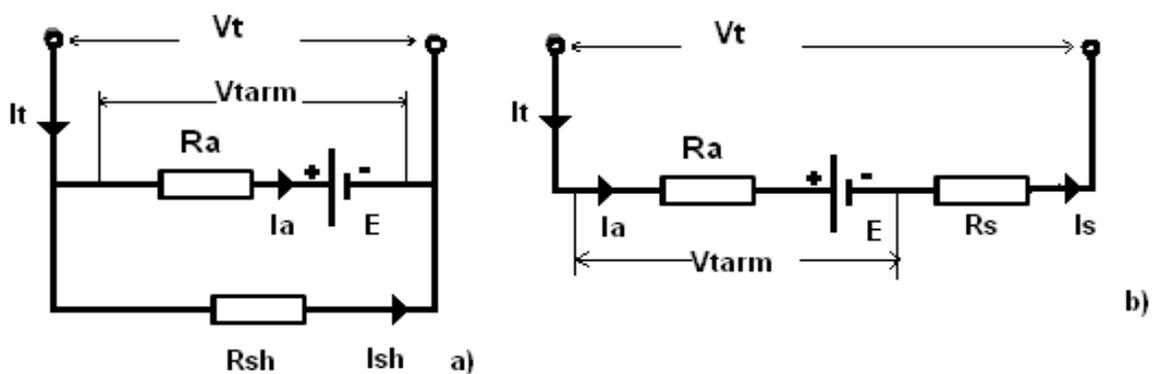


Figura 1.6. Motor de excitación independiente.

En la siguiente figura se muestran los circuitos equivalentes de cada uno de los tipos de motores mencionados con anterioridad, shunt, serie, compound, y de excitación separada respectivamente.



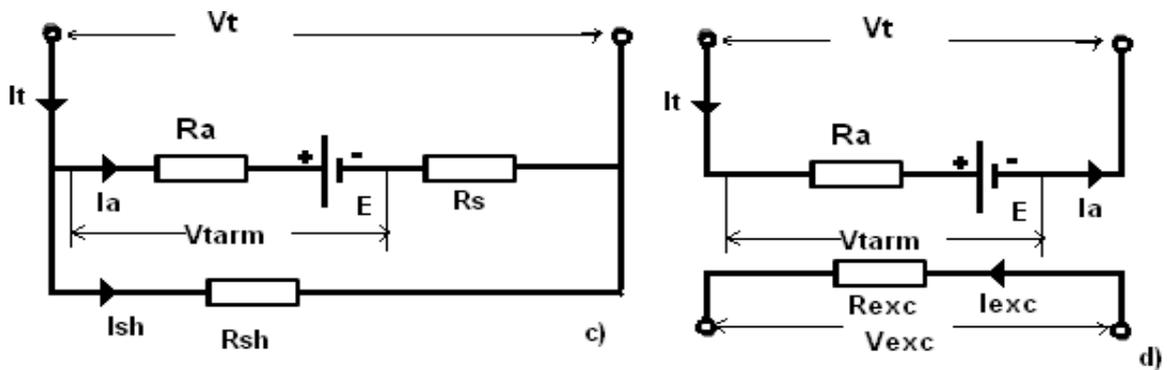


Figura. 1.7a) Circuito equivalente de un motor shunt de CD; b) Circuito equivalente de un motor serie de CD; c) Circuito equivalente de un motor compound de CD; d) Circuito equivalente de un motor de excitación independiente de CD.

A continuación se exponen las ecuaciones que describen la relación entre corriente y voltaje para cada uno de los tipos de motores presentados:

Motor shunt o de excitación paralela, figura 1.7a):

$$V_t = E + I_a * R_a = I_{sh} * R_{sh} \quad (1.1)$$

$$V_{tarm} = V_t \quad (1.2)$$

$$I_t = I_a + I_{sh} \quad (1.3)$$

Motor serie, figura 1.7b):

$$V_t = E + I_a(R_a + R_s) \quad (1.4)$$

$$I_t = I_a = I_s \quad (1.5)$$

Motor de excitación compuesta, figura 1.7c):

$$V_t = E + R_a(I_a + I_s) = I_{sh} * R_{sh} \quad (1.6)$$

$$I_t = I_a + I_{sh} \quad (1.7)$$

$$I_a = I_s \quad (1.8)$$

Motor de excitación independiente, figura 1.7 d):

$$V_t = E + I_a * R_a \quad (1.9)$$

$$I_t = I_a \quad (1.10)$$

$$I_{exc} = \frac{V_{exc}}{R_{exc}} \quad (1.11)$$

La tensión E es el voltaje inducido y se opone a V_t , de ahí es llamado fuerza contra electromotriz:

$$E = K_a * \theta * w \quad (1.12)$$

Donde:

θ : Flujo magnético de los principales polos del motor (Wb).

w : Velocidad (rad/s).

K_a : Constante referente a los parámetros constructivos del motor.

1.2 Control de velocidad de Motores de CD

Existen diversas formas de controlar la velocidad de un motor de CD, entre ellas variando el potencial de alimentación en sus terminales de armadura. Para ello se usan varios métodos. Los más conocidos son el sistema motor-generador (Ward Leonard) como el más antiguo de estos, los rectificadores monofásicos ya sean controlados, semicontrolados, o totalmente controlados y la modulación de ancho de pulso como alternativa a desarrollar en este trabajo.

1.2.1 Sistema Motor-Generador (Ward Leonard)

El sistema **Ward-Leonard** se trata de un grupo motor-generador-motor destinado a lograr el control del sentido de giro y amplia regulación de la velocidad en motores de corriente continua, destinados al accionamiento de

grandes guinches, grúas y cabrestantes navales, etc. El circuito corresponde a un sistema que usa alimentación de corriente alterna trifásica, para luego ser corregida en el motor de arrastre [4].

El motor trifásico de impulso toma energía de la red de corriente alterna (Generalmente de 3 x 380V 50Hz) y acciona simultáneamente a dos generadores de corriente continua: de los cuales el más pequeño se denomina "Excitatriz", y está destinado a proporcionar la tensión de corriente continua necesaria para el control y la excitación de las dos restantes máquinas de CD; el segundo generador de C.C. -de elevada potencia y que se denomina "de mando"- posee sus bornes de la armadura directamente conectados a los bornes homólogos de la armadura del motor de accionamiento [4].

Con los elementos así dispuestos, la polaridad y el valor de la tensión en bornes del generador de mando dependen del sentido de la corriente que recorre su campo inductor, y por lo tanto de la posición del cursor doble del regulador-inversor de campo de dicho generador.

Cuando el cursor doble se encuentra exactamente en su posición central la corriente de excitación del generador de mando vale cero, de tal manera por ser nula la tensión aplicada a la armadura del motor de accionamiento, éste no se mueve [4].

Pero si se mueve el cursor a derecha e izquierda de la posición central se logrará aumentar gradualmente -con una u otra polaridad- la tensión aplicada a la armadura del motor de accionamiento, lo que origina en éste el control del sentido de giro de la corriente eléctrica y una muy amplia y gradual regulación de su velocidad [4].

El reóstato de campo de la excitatriz, permite regular adecuadamente el valor de la tensión de excitación, al tiempo que el reóstato de campo del motor determina la máxima velocidad y par motor de éste.

Normalmente el cursor de éstos dos últimos reóstatos de campo se mantiene invariablemente en una posición conveniente de tal manera que el control del sentido y velocidad de la máquina puede lograrse con la sola actuación del reóstato regulador-inversor (Es decir, aquel cuyo giro hacia derecha o izquierda logra aumentar con la polaridad deseada la tensión aplicada a la armadura del motor de accionamiento) [4].

En la actualidad, los sistemas Ward-Leonard se alimentan invariablemente con Corriente Alterna trifásica, y para una mayor comodidad, eficiencia, seguridad y economía se ha reemplazado a la excitatriz por un sistema de rectificación controlado.

De la misma manera se ha reemplazado al sistema regulador-inversor por controles electrónicos de elevada sensibilidad [4].

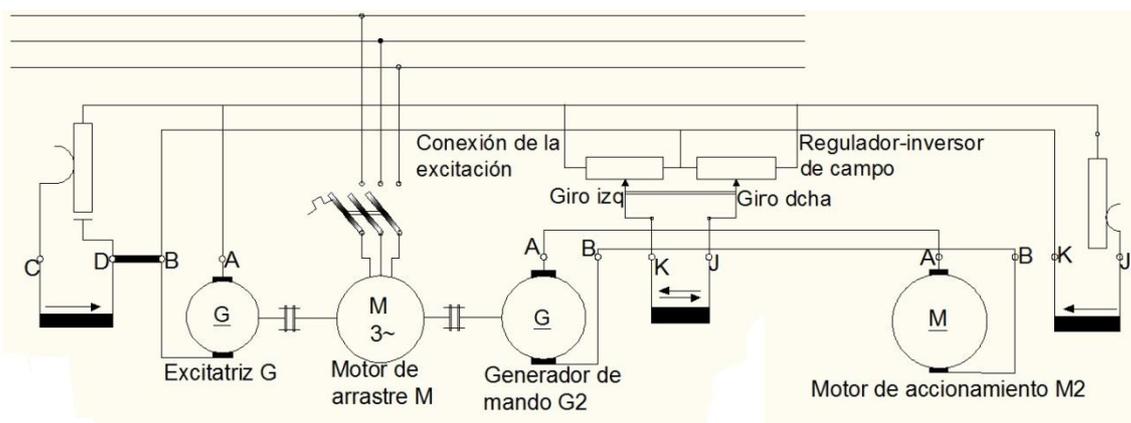


Figura 1.8. Sistema de control de velocidad Ward-Leonard.

1.2.2 Caracterización de los métodos de conmutación de los rectificadores monofásicos tipo puente

Rectificadores monofásicos tipo puente

Un rectificador, es un circuito que convierte la corriente alterna en corriente directa o continua. En la actualidad, estos circuitos están constituidos por elementos semiconductores en estado sólido. Dentro de esta familia, el diodo es

el dispositivo más sencillo, y su función es separar los ciclos positivos de una señal alterna. Los rectificadores contruidos con semiconductores se clasifican de acuerdo al número de fases que lo alimenta, el tipo de conexión que presenta y las opciones de control que existen sobre ellos.

Clasificación según el número de fases

- Monofásico: Cuando están alimentados por una fase de la red eléctrica.
- Trifásico: Cuando están alimentados por una fuente trifásica.
- **Clasificación según la conexión**
- Media onda o terminal neutro: Es aquella en la que la parte inferior de la senoide de corriente alterna es cortada por el rectificador y, después de la rectificación en el circuito, fluye una corriente pulsatoria con intervalo de un semiperiodo.
- Onda completa: Es aquella en la que se utilizan las dos mitades de la senoide de CA.

Clasificación según las opciones de control sobre ellos

Teniendo en cuenta este criterio se clasifican en no controlados, semicontrolados y totalmente controlados.

Los rectificadores **no controlados**, como su nombre lo indica, son aquellos que no permiten el control sobre los dispositivos rectificadores que lo constituyen (figura 1.9).

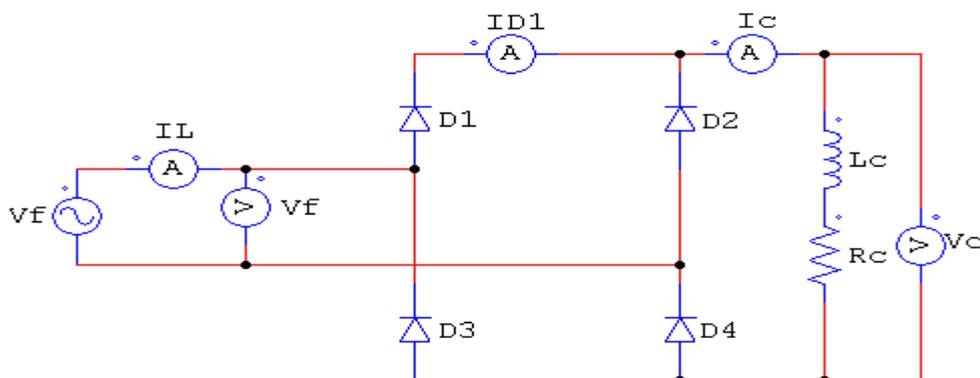


Figura 1.9. Esquema de un rectificador no controlado tipo puente.

Principio de funcionamiento del rectificador no controlado tipo puente

En el semiciclo positivo a partir del cruce por cero del voltaje de la fuente de valores negativos a positivos los diodos D1 y D4 conducen, debido a que se encuentran polarizados directamente, y aplican el voltaje de la fuente a la carga, permitiendo de esta forma la transferencia de energía de la fuente a la carga. En el semiciclo negativo del voltaje de la fuente conducen los diodos D2 y D3, por ser los que están directamente polarizados, imponiendo el voltaje de la fuente a la carga y permitiendo de esta manera la transferencia de energía de la fuente a la carga.

En la figura 1.10 se muestran las formas de onda más significativas de voltaje y corriente del rectificador monofásico no controlado de la figura 1.9.

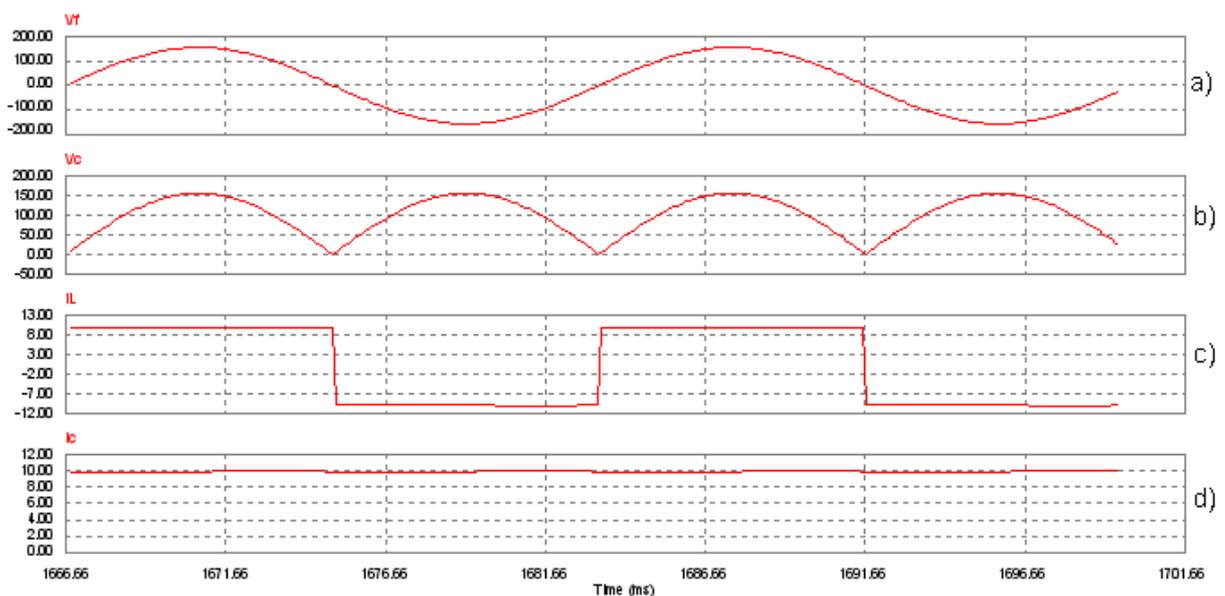


Figura 1.10. Gráficas de las formas de ondas más significativas del rectificador no controlado tipo puente, (a) voltaje de la fuente, (b) voltaje en la carga, (c) corriente en la línea, (d) corriente en la carga.

Índices de rendimiento y energéticos del rectificador no controlado monofásico

La forma de onda del voltaje en la carga mostrado en la figura 1.10 (b) se define de la siguiente manera:

$$v_c(\theta) = \sqrt{2V_{ef}} \sin \theta \quad (1.12)$$

El período principal de la onda es $T_v = \pi$, entonces el valor medio del voltaje rectificado en la carga en función del ángulo de control es igual a:

$$V_m = \frac{1}{T_v} \int_0^{T_v} v_c(\theta) d\theta = \frac{2\sqrt{2V_{ef}}}{\pi} = 0.9V_{ef} \quad (1.13)$$

Sea I_{CD} la corriente media en la carga, I_{rms} el valor efectivo de la corriente de entrada del rectificador y I_{1rms} el valor efectivo de su primer armónico, se define el factor armónico o distorsión armónico total (*T.H.D.i*), para el caso del rectificador no controlado monofásico tipo puente se determina de la siguiente manera:

$$T.H.D.i = \sqrt{\frac{\pi^2}{8}} - 1 = 0.4821 \quad (1.14)$$

La potencia activa de entrada del rectificador (*PENT*), es:

$$P_{ent} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{ef} I_{cd} \text{ (W)} \quad (1.15)$$

La potencia reactiva (*QENT*) es igual a cero.

La potencia aparente (*SENT*) se obtiene a partir de la siguiente expresión:

$$S_{ent} = V_{ef} I_{cd} \text{ (VA)} \quad (1.16)$$

La potencia de distorsión (T) se determina de la siguiente manera:

$$T = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (1.17)$$

Sustituyendo las ecuaciones (1.15) y (1.16) en la ecuación (1.17) se obtiene que la potencia de distorsión en este caso es igual a:

$$T = 0.95V_{ef}I_{cd}(VAD) \quad (1.18)$$

Los **semicontrolados**: son aquellos en los que el control de los semiperiodos es realizado por tiristores y el retorno es a través de diodos o posee un diodo de libre camino como se observa en la figura 1.11. Operan en un solo cuadrante.

En la figura 1.11 se muestra el esquema del rectificador monofásico semicontrolado, en PSIM, cuya carga es un motor de CD. Este esquema está compuesto por: fuente de voltaje sinusoidal monofásica (V_{fase}) de 60 Hz y de voltaje efectivo 110 V, representa una fase de la red eléctrica; puente rectificador monofásico compuesto por los tiristores T1 y T2 y los diodos D1, D2 y DI, y el circuito de armadura del motor de CD.

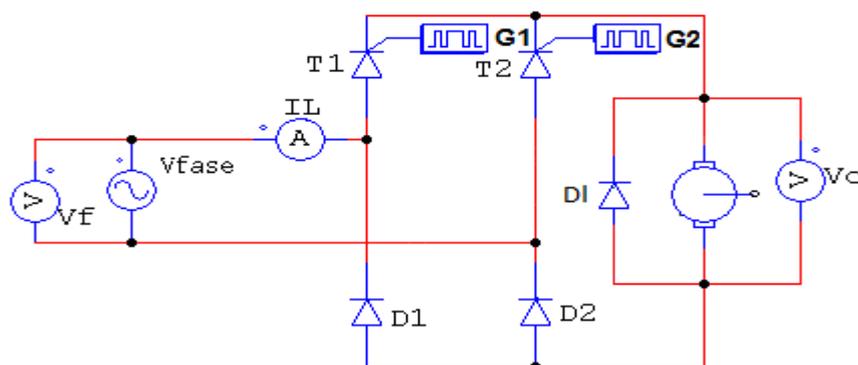


Figura 1.11. Rectificador semicontrolado tipo puente.

En estos rectificadores el control de los semiperiodos es realizado por tiristores y el retorno es a través de diodos o posee un diodo de libre camino como se observa en la figura 1.11.

Los **totalmente controlados**: son aquellos en los que se tiene control sobre el tiempo de conducción de todos los dispositivos que conforman el esquema como se observa en la figura 1.12. Operan en dos cuadrantes.

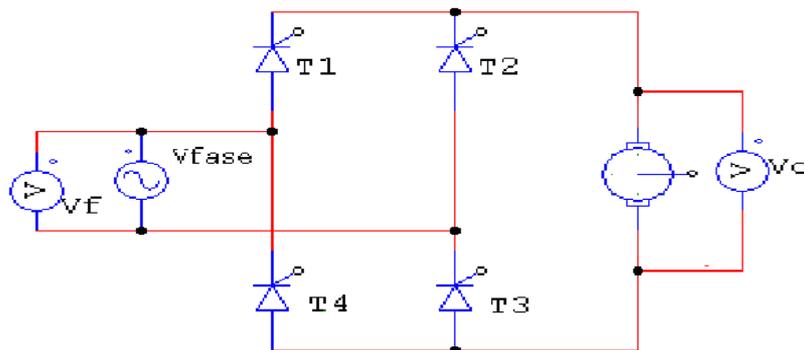


Fig. 1.12. Esquema de un rectificador monofásico totalmente controlado tipo puente.

Formas de conmutación

Caso adelanto: se permite que por la carga del rectificador circule corriente de la fuente de alimentación a partir del cruce por cero del voltaje de la fuente (V_f), hasta α grados antes que V_f llegue al siguiente cruce por cero, tal como se muestra en la figura 1.13.

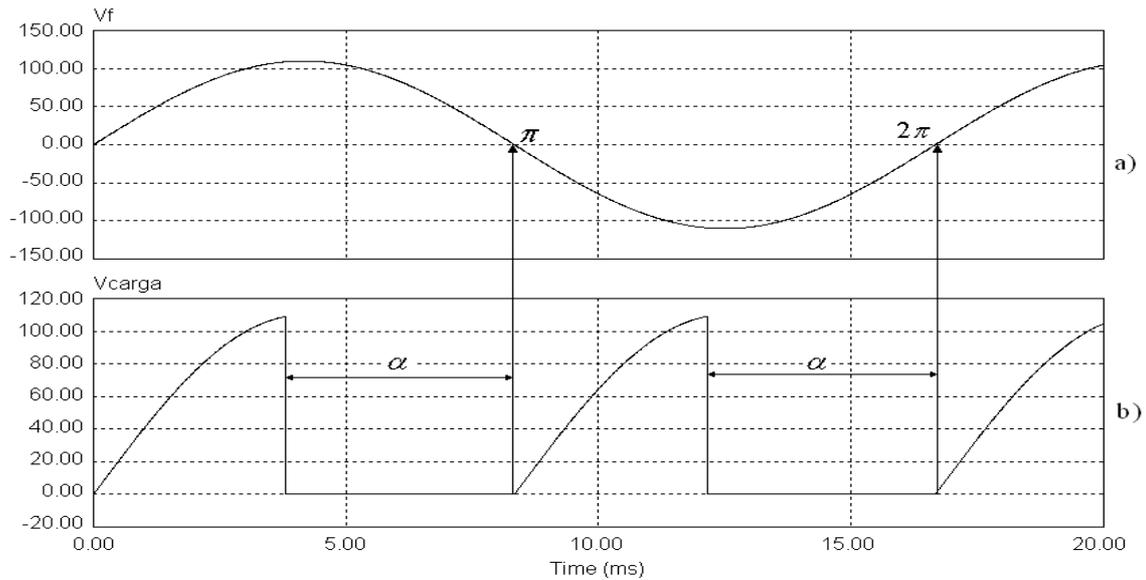


Figura 1.13. Formas de ondas del caso adelantado: (a) voltaje de entrada V_f (b) voltaje rectificado.

Caso simétrico: se permite que por la carga del rectificador circule corriente de la fuente de alimentación a partir de α grados después del cruce por cero de (V_f) hasta α grados antes de llegar al siguiente cruce por cero, tal como se muestra en la figura 1.14.

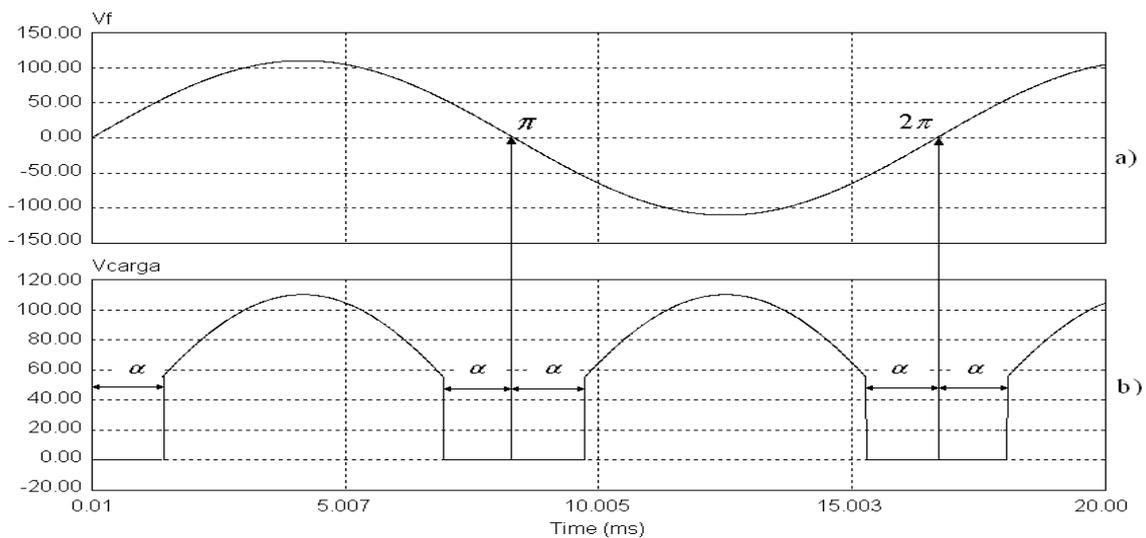


Figura 1.14. Formas de ondas del caso simétrico: (a) voltaje de entrada (V_f), (b) voltaje rectificado.

Índices de rendimiento y energético

La operación de los convertidores de electrónica de potencia se basa en la conmutación de dispositivos semiconductores, los cuales transitan del estado de conducción al de no conducción o viceversa, estas conmutaciones, necesarias para el funcionamiento de los convertidores, producen deformaciones en la forma de onda de la corriente en su entrada aunque el convertidor esté alimentado con un voltaje sinusoidal.

La corriente de entrada al estar deformada contiene un conjunto de armónicas de frecuencia múltiplos de la frecuencia fundamental, frecuencia de la onda deformada, que se determinan descomponiendo la forma de onda de la corriente con la serie de Fourier.

Los parámetros de rendimiento y energéticos que cuantifican la energía y su calidad son:

Ángulo de desplazamiento (ϕ_1), ángulo entre las componentes fundamentales del voltaje de entrada y de la corriente, éste indica el desfase que existe entre ellos.

El factor de desplazamiento o factor de potencia de desplazamiento (FPD), es el coseno del ángulo de desplazamiento.

Sea el valor efectivo de la corriente de entrada al convertidor I_{rms} y el valor efectivo de su primer armónico I_{1rms} , se define el **factor armónico o distorsión armónica total (T.H.D.i)**, en el cual el subíndice indica que es de corriente, según:

$$T.H.D.i = \sqrt{\frac{I_{rms}^2 - I_{1rms}^2}{I_{1rms}^2}} = \sqrt{\left(\frac{I_{rms}}{I_{1rms}}\right)^2 - 1} \quad (1.19)$$

este es una medida de la distorsión de una forma de onda de corriente.

Potencia activa:

$$P = V_{ef} I_{1rms} \cos(\phi_1) = V_{ef} I_{1rms} FPD = V_{ef} \frac{b_1}{\sqrt{2}} \quad (1.20)$$

esta potencia es la única capaz de transformarse en otros tipos de energía como: lumínica, calor, radiación, trabajo mecánico, etc.

Potencia reactiva:

$$Q = V_{ef} I_{1rms} \sin(\phi_1) = V_{ef} \frac{a_1}{\sqrt{2}} \quad (1.21)$$

Potencia aparente:

$$S = V_{ef} I_{rms} \quad (1.22)$$

La potencia aparente es la potencia que deben producir los generadores eléctricos para alimentar una carga.

Potencia de distorsión (T), surge por la deformación de la forma de onda de la corriente, no tiene expresión de definición propia, se determina a partir de las potencias anteriores:

$$S^2 = P^2 + Q^2 + T^2 \quad (1.23)$$

De donde despejamos

$$T = \sqrt{(S^2 - Q^2 - P^2)} = V_{ef} \sqrt{(I_{rms}^2 - I_{1rms}^2)} = V_{ef} I_{1rms} T.H.D.i \quad (1.24)$$

Factor de potencia se define como el cociente entre la potencia activa y la aparente:

$$f_p = \frac{P}{S} = \frac{V_{ef} I_{1rms} \cos(\phi_1)}{V_{ef} I_{rms}} \quad (1.25)$$

$$f_p = \frac{I_{1rms}}{I_{rms}} \cos(\phi_1) = \frac{I_{1rms}}{I_{rms}} FPD \quad (1.26)$$

Un bajo factor de potencia en un sistema eléctrico produce los siguientes inconvenientes tanto a los consumidores como a las empresas distribuidoras de energía: aumento de la intensidad de corriente, de las pérdidas en los conductores y de la temperatura en estos, lo que disminuye la vida útil del aislamiento, aumento de caídas de tensión, incremento de potencia en los transformadores con la correspondiente disminución de su vida útil y de su capacidad, aumento en facturas por consumo de electricidad y penalización por bajo factor de potencia, mayor inversión en los equipos de generación y transformadores porque su capacidad en kVA debe aumentar para poder entregar la energía reactiva adicional, baja regulación de voltaje, lo cual puede afectar la estabilidad de la red eléctrica.

1.2.3 La Modulación de Pulsos

La modulación de pulsos y sus variantes

La modulación de pulsos es una técnica altamente utilizada en el control de procesos lineales. Esta comprende dentro de sí misma otras variantes (figura 1.15), en las cuales se opera con parámetros diferentes que presentan los pulsos. Puede ser digital o análoga, como la del caso que nos ocupa en esta investigación, y en ella se modulan características tales como la amplitud del pulso (PAM), su ancho (PWM), su posición (PPM), además de su conversión A/D para el caso de la modulación digital (PCM) [5].

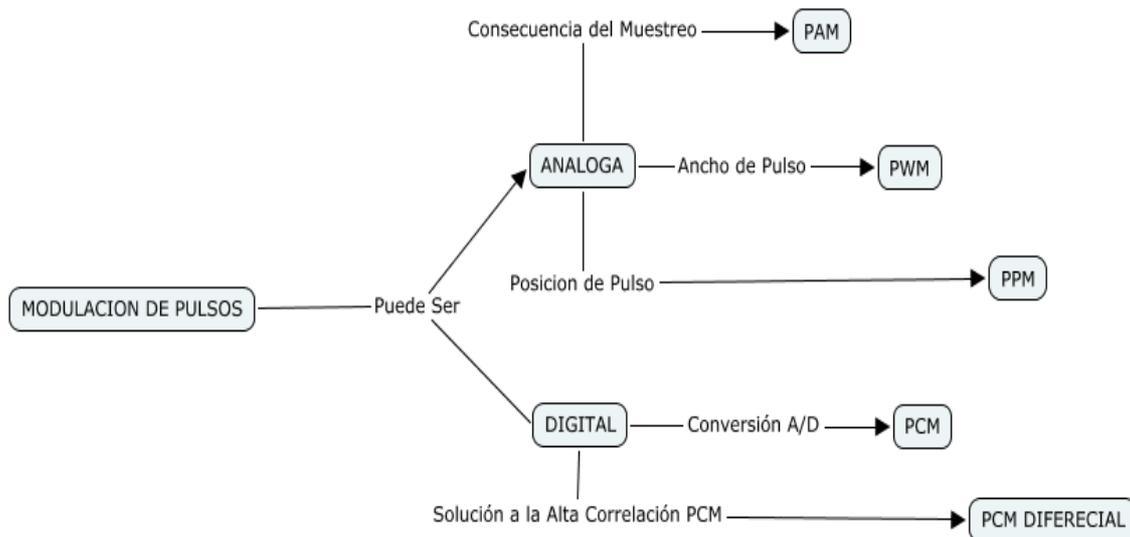


Figura 1.15. Tipos de modulación de pulsos.

Las señales de pulso modulado, como PAM, PWM y PPM, no son transmitidas directamente, pero la mayoría de las veces son usadas para modular la frecuencia de una portadora analógica. Sin embargo, las señales PCM o DM, las cuales son códigos digitales verdaderos, pueden ser transmitidas mediante métodos de computadora digital [5].

La modulación de pulso incluye:

- **Modulación por amplitud de pulso (PAM).**
- **Modulación del ancho de pulso (PWM).**
- **Modulación de la posición de pulso (PPM).**

Las PWM y PPM son del tipo de modulación por tiempo de pulso (PTM) (figura 1.16).

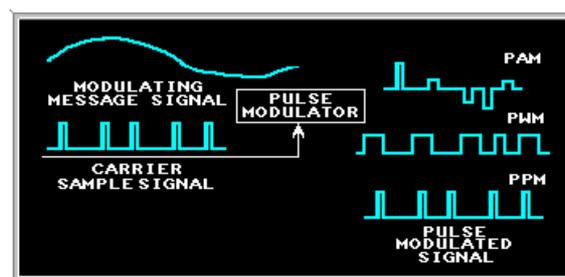


Figura 1.16. Señales moduladas por tiempo de pulso (PTM).

Caracterización de la modulación del ancho de pulso (PWM)

La modulación de ancho de pulso es una técnica utilizada para controlar dispositivos, o para proveer un voltaje variable de corriente continua. Algunas aplicaciones en las que se utiliza PWM son controles de motores, de iluminación y temperatura. La señal generada tendrá frecuencia fija y tiempos de encendido y apagado variables. En otras palabras, el período de la señal se mantendrá constante, pero la cantidad de tiempo que se mantiene en alto y bajo dentro de un período puede variar.

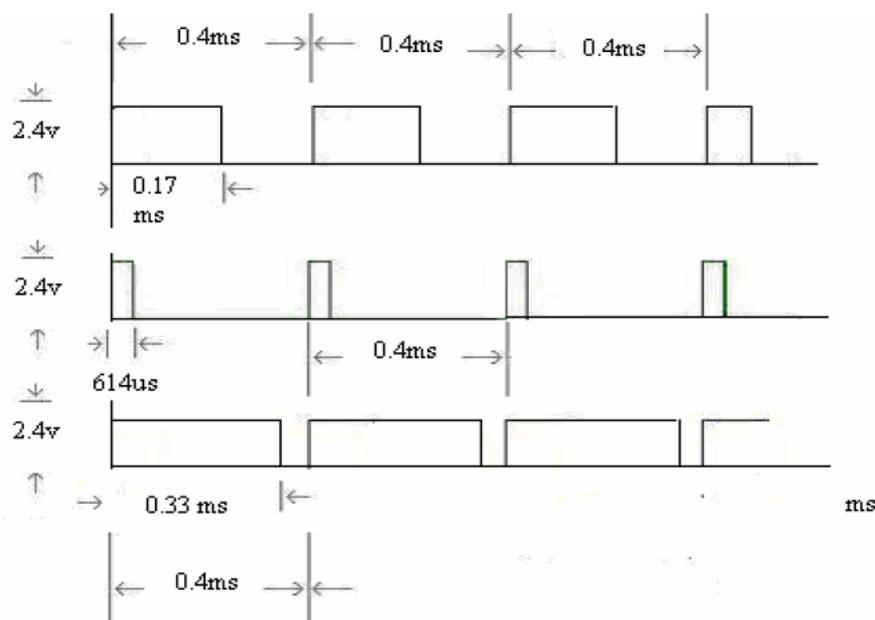


Figura 1.17. Modulación del ancho de pulso.

En una onda cuadrada (figura 1.17) se varía el ancho de pulso positivo, manteniendo constante la frecuencia, ya que de esta manera el valor medio de la onda resultante es variable dependiendo de la duración del pulso positiva de la misma, es decir se varía el tiempo total (la frecuencia del ciclo). Con esta variación de frecuencia se varía el valor medio de la onda de salida, se intenta obtener un impulso cuyo nivel alto tenga un ancho de pulso variable dentro del intervalo del período de trabajo.

En PWM el ancho del pulso es proporcional al valor de la señal que se desea modular. Cuando más ancho es el pulso, mayor es la velocidad del motor y

viceversa, con la modulación PWM la fuerza del motor se ve poco afectada incluso a velocidades mínimas.

El método de modulación por ancho de pulso está basado en la obtención de un voltaje DC variable a partir de una onda rectangular de frecuencia constante y ciclo útil variable, de tal manera que:

$$V = \frac{1}{T} \int_0^T F(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{T_{on}} V_{cc} * t / T_{on} = \frac{V_{cc} * T_{on}}{T} \quad (1.27)$$

Siendo: T_{on} el tiempo en alto de la onda cuadrada

$$T: \text{El período de la onda rectangular} \quad T = T_{on} + T_{off} \quad (1.28)$$

V_{cc} : El voltaje máximo de la onda.

Se puede concluir a partir de esta simple ecuación, que si hacemos variar el ciclo útil de la onda rectangular obtendremos una variación en el voltaje promedio, y si este es aplicado como alimentación del motor DC, el efecto será el de la variación de la velocidad, o sea la tensión aplicada a la armadura del motor es directamente proporcional al tiempo de encendido, tiempo que el circuito esté expuesto a una tensión T_{on} , y es inversamente proporcional al período de la onda. Para realizar el control del circuito de armadura, se debe disponer de un circuito que pueda variar el tiempo en alto desde al menos un 10% hasta el 90% del período.

Conclusiones del Capítulo I

En el presente capítulo se describió brevemente la historia y el desarrollo de las maquinas eléctricas, se hizo una caracterización de las mismas, explicando su principio de funcionamiento, sus principales partes, así como sus clasificaciones dentro del régimen motor, y las ecuaciones que rigen las variables de voltaje y

corriente para cada una de las clasificaciones. Se presentaron los métodos más conocidos para el control de velocidad, con sus descripciones y las ecuaciones que los caracterizan, concluyendo en el control de velocidad por modulación del ancho del pulso, como variante a desarrollar en este trabajo.

Capítulo II. Análisis de las algunas formas para lograr la modulación del ancho del pulso

Introducción

En el presente capítulo se exponen varias formas para lograr la modulación del ancho del pulso, destinada a controlar la velocidad de un motor de CD. Se muestran los esquemas de las variantes presentadas para su uso en prácticas de laboratorio, encaminadas a profundizar el estudio de las técnicas de PWM, así como la simulación de los mismos en Proteus y PSIM, para el posterior análisis de los resultados obtenidos en los diferentes esquemas, como culminación de las prácticas.

2.1 Modulación de Ancho del Pulso

2.1.1 Generador PWM con amplificadores operacionales

Es posible construir un sistema generador PWM utilizando los muy usados amplificadores operacionales. Estos circuitos están constituidos por tres bloques fundamentales: generador de señal triangular, generador de nivel de referencia y un comparador.

El primer bloque (figura 2.1) está compuesto a su vez por dos amplificadores operacionales, el primero trabaja como un comparador con histéresis externa (disparador Schmitt) conectado en cascada a un segundo operacional el cual compone el circuito integrador. De esta manera se aplica el principio de que la integral de una onda cuadrada es una onda triangular [6].

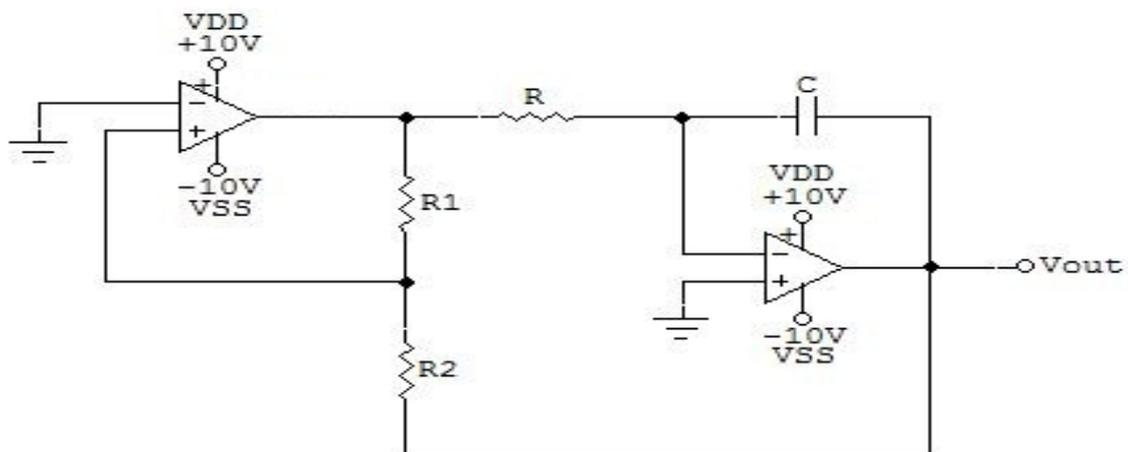


Figura 2.1. Esquema del generador de onda triangular.

Los voltajes máximo y mínimo de la onda triangular generada se denominan mediante las siguientes expresiones [6]:

$$V_{max} = V_R \frac{R_1 + R_2}{R_1} + V_0 \frac{R_2}{R_1} \quad (2.1)$$

$$V_{min} = V_R \frac{R_1 + R_2}{R_1} - V_0 \frac{R_2}{R_1} \quad (2.2)$$

El periodo de la señal generada será:

$$T = 4RC \frac{R_2}{R_1} \quad (2.3)$$

Y la frecuencia de oscilación de la señal de salida de circuito se define mediante la siguiente ecuación [6]:

$$f = \frac{R_1}{4RCR_2} \quad (2.4)$$

De este esquema se deriva el siguiente circuito (figura 2.2) con potenciómetros acoplados para ajustar los valores deseados de amplitud y frecuencia de la onda triangular [7].

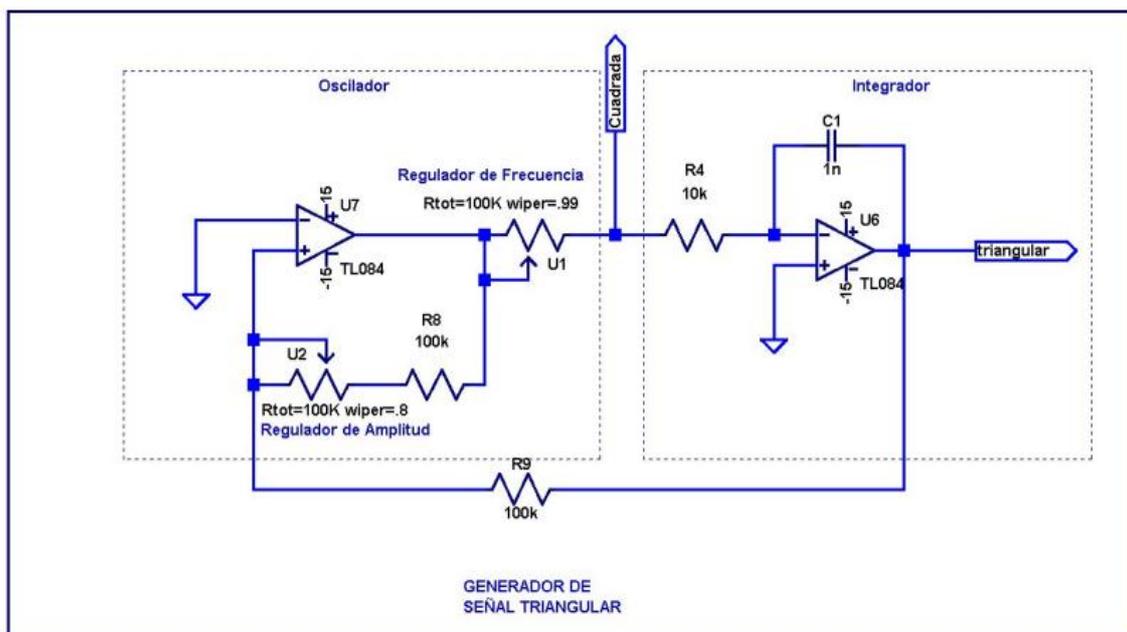


Figura 2.2. Esquema con regulación de amplitud y frecuencia.

El segundo bloque (figura 2.3) es el generador de nivel de referencia el cual consta de un divisor de tensión y un seguidor de voltaje. La misión de dicho seguidor es mantener a cero la corriente del cursor del potenciómetro, y por lo tanto, poder actuar como divisor de tensión. Las resistencias limitadoras de 47 K determinan los valores máximo y mínimo de voltaje, +7.73V y -7.73V para el presente caso [7].

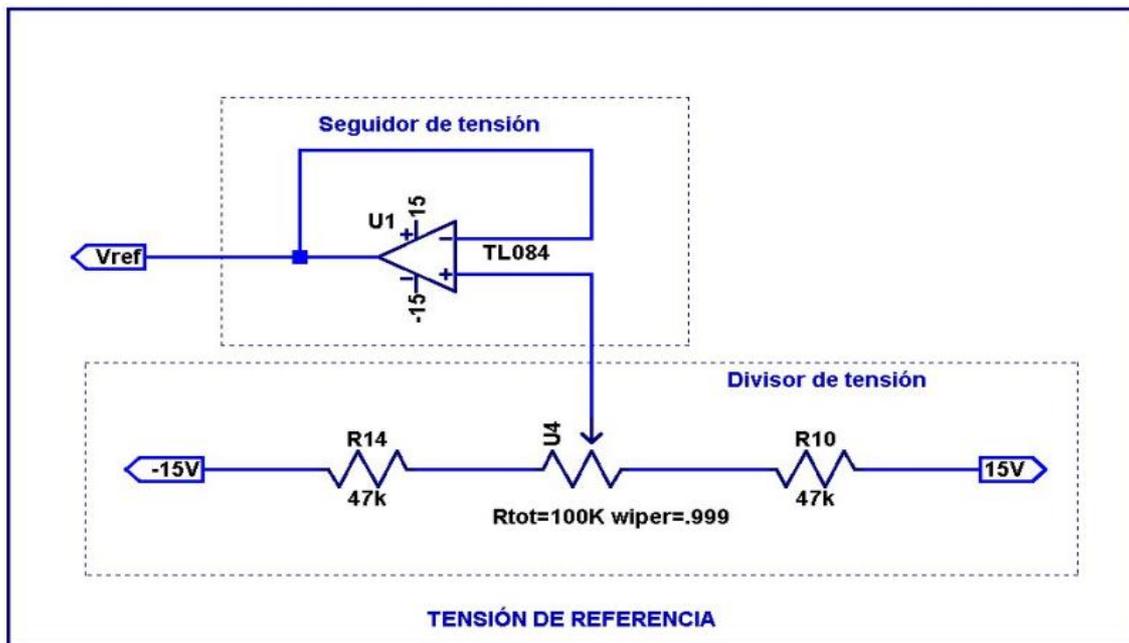


Figura 2.3. Generador de nivel de referencia.

El tercer y último bloque es el comparador (figura 2.4). Se le conecta directamente la señal triangular a la entrada no inversora y el voltaje de referencia a la entrada inversora. La salida del operacional al no estar realimentada, será la diferencia entre las tensiones de entrada multiplicada por la ganancia del amplificador y va hacia una etapa de potencia aislada o no galvánicamente para alimentar la carga, en este caso un motor de CD [7].

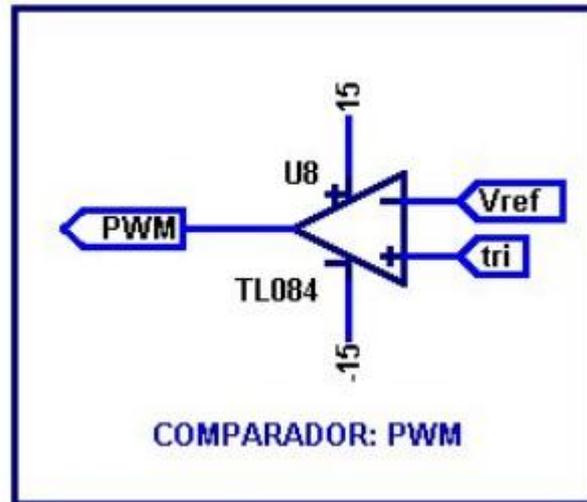


Figura 2.4. Circuito comparador.

2.1.2 Control PWM con plataforma Arduino

Arduino es una plataforma de hardware libre, basada en una placa con un microcontrolador y un entorno de desarrollo, diseñada para facilitar el uso de la electrónica en proyectos multidisciplinarios [8].

El hardware consiste en una placa con un microcontrolador Atmel AVR y puertos de entrada/salida. Los microcontroladores más usados son el Atmega 168, Atmega 328, Atmega1280, Atmega 8 por su sencillez y bajo coste que permiten el desarrollo de múltiples diseños. Por otro lado el software consiste en un entorno de desarrollo que implementa el lenguaje de programación Processing/Wiring y el cargador de arranque (bootloader) que corre en la placa [8].

Existen distintos tipos de Arduino en función de las prestaciones que tienen. Algunos de ellos se explicarán a continuación:

- Arduino Mega

La más grande y potente placa Arduino, compatible con los shields de Duemilanove, Diecimila y Uno. Basada en ATmega 1280. Tiene 54 entradas/salidas digitales (de las cuales 14 proporcionan salidas PWM), 16 entradas digitales, 4 UARTS (puertos serie por hardware), un reloj de 16 MHz, conexión USB, entrada de corriente, conector ICSP Y botón de reset. Contiene todo lo necesario para hacer funcionar el microcontrolador; simplemente

conectándolo al ordenador con el cable USB o aliméntalo con un transformador o batería para empezar [8].

- Arduino Uno

Se conecta al ordenador con un cable USB estándar y contiene todo lo necesario para programar la placa. Se puede ampliar con gran variedad de shields. Tiene un ATmega 328, también consta de 14 pines de entrada/salida de los cuales 6 se pueden usar como salidas PWM, 6 entradas analógicas, una velocidad de reloj de 16 MHz y un conector ICSP [8].

- Arduino Duemilanove

Presenta pocas diferencias con el Arduino Uno. Basada en el ATmega 168 o el ATmega 328. Tiene 14 pines con entradas/salidas digitales (6 de las cuales pueden ser usadas como salidas PWM), 6 entradas analógicas, reloj de 16 MHz, conexión USB, entrada de alimentación, una cabecera ISCP, y un botón de reset [8].

- Arduino Diecimila

Es una placa microcontroladora basada en el chip ATmega 168. Tiene 14 entradas/salidas digitales (6 de las cuales utilizables como salidas PWM), 6 entradas analógicas, un reloj de 16 MHz, conexión USB y botón de reset.

- Arduino Mini

La placa Arduino más pequeña. Funciona perfectamente en una placa de desarrollo o en aplicaciones donde el espacio es primordial. Se conecta al ordenador usando el adaptador Mini USB. Basada en el ATmega 168, cuenta con 14 entradas/salidas digitales (de las cuales 6 pueden ser usadas como salidas PWM), 8 entradas analógicas y un reloj de 16 MHz. Puede ser programada con el adaptador Mini USB u otros adaptadores USB o RS232 a TTL serial [8].

- Arduino Nano

Una placa compacta diseñada para usar directamente en placas de desarrollo, el Nano se conecta al ordenador con un cable Mini-B USB. Basado en el ATmega 328 (Arduino Nano 3.0) o ATmega 168 (Arduino Nano 2.x) que se usa conectándola a una protoboard. Tiene más o menos la misma funcionalidad que el Arduino Duemilanove, pero con una presentación diferente. No posee conector para alimentación externa, y funciona con un cable USB Mini-B en vez del cable estándar [8].

Luego de exponer las características de algunos tipos de Arduino, pasemos a la ejemplificación de un control de velocidad de un motor pequeño de 5V, básico para motores de mayor potencia, a través de la modulación del ancho del pulso usando Arduino DUE.

Características Generales de Arduino DUE

Arduino DUE (figura 2.5) es la primer placa electrónica basada en un microcontrolador de 32 bits, con la cual mejora las capacidades de las versiones antecesoras tales como el modelo UNO y el modelo Leonardo, las cuales trabajan a 8 bits. Gracias al microcontrolador de la compañía Atmel (ATSM3X8E), se pueden disponer de entradas y salidas analógicas con resolución de 12 bits; la tasa de muestreo con la que trabaja Arduino DUE es de hasta 1000 ksps (kilomuestras por segundo). En comparación con Arduino UNO que trabaja a una tasa de muestreo de 15 ksps [8].



Figura 2.5. Placa electrónica Arduino DUE.

Arduino DUE enumera los pines del 0 – 53, los cuales pueden ser utilizados como entradas o salidas digitales. Todas las entradas/salidas trabajan a 3.3V. Cada pin puede suministrar (soportar) una corriente de 3mA – 15 mA dependiendo del PIN, o recibir de 6 mA – 9 mA, dependiendo del PIN. Estos pines también poseen una resistencia de pull-down desactivada por defecto de 100 K Ω . Además, algunos de estos pines tienen funciones específicas [8].

- Pines: 2 a 13. Salidas PWM de 8 bits de resolución.
- Entradas analógicas: pines de A0 a A11. Arduino Due integra 12 entradas analógicas, cada una de las cuales tiene una resolución de 12 bit (4096 valores diferentes). Por defecto, la resolución de la lectura está establecida a 10 bit para que sea compatible con las aplicaciones diseñadas para otras placas Arduino. Es posible cambiar esta resolución ADC mediante la función *analogReadResolution*. Las entradas analógicas de Arduino DUE, miden desde tierra hasta un valor máximo de 3.3 Volts.
- DAC0 y DAC1. Estos pines nos proporcionan una salida analógica con una resolución de hasta 12 bit (4096 niveles), ya que con la función *analogWriteResolution(bits)*, podemos modificar su resolución.
- 4 Canales de comunicación serial RX0 – TX0.
- Interfaz I²C (SDA, SCL)
- AREF: Referencia externa para voltaje de entradas analógicas.

Especificaciones.

- Microcontrolador ATSM3X8E.
- Velocidad del reloj 84 MHz.
- Voltaje de operación 3.3 Volts.
- Voltaje de entrada (jack DC) 7 – 12 Volts.
- Núcleo de 32 bits.
- 54 Entradas/Salidas digitales.
- 12 Entradas analógicas.
- 12 Salidas tipo PWM.

- Corriente máxima en E/S 130mA.
- 2 Salidas analógicas (DAC).
- 4 Puertos UART.
- 512 KB de Memoria flash para código.
- 2 Puertos micro-USB.

Arduino DUE tiene integrados dos botones “erase” y “reset”. Con el botón de “erase” es posible borrar la memoria Flash del microcontrolador, basta con mantener presionado este botón durante algunos segundos para eliminar el programa cargado en el microcontrolador y el botón de “reset” permite reiniciar un programa que se ejecuta en la plataforma de Arduino. También posee dos puertos micro-USB (“Programming” y “Native”), de los cuales el puerto “Programming” generalmente se utiliza para programación y comunicación, y el puerto “Native” actuará como Host USB, permitiendo conectar periféricos externos USB, tales como mouse, teclado o “Shields”, que agregan nuevas funciones a Arduino [8].

Control PWM de velocidad de un motor de 5V con Arduino DUE

Materiales:

- 1 potenciómetro de 1k Ω (tipo: through hole o pcb).
- 1 transistor NPN 2N3904.
- 1 diodo de conmutación rápida 1N4001.
- 1 motor de CD de 5Volts.

Debemos implementar las conexiones mostradas en la figura 2.7, además del programa en el cual, a partir de una entrada analógica (0 a 3.3V) se pueda variar la velocidad de un motor de 5V. Dicho programa, será implementado en la aplicación *Arduino.exe* (figura 2.6) seleccionando la board que vamos a trabajar (Arduino DUE).

```
void setup() {  
  
  // Escribir aqui el código que se  
  // ejecutará solo una vez  
  
}  
  
void loop() {  
  
  // Escribir aqui el código que se  
  // ejecutará repetidamente  
  
}
```

Figura 2.6. Aplicación *Arduino.exe*.

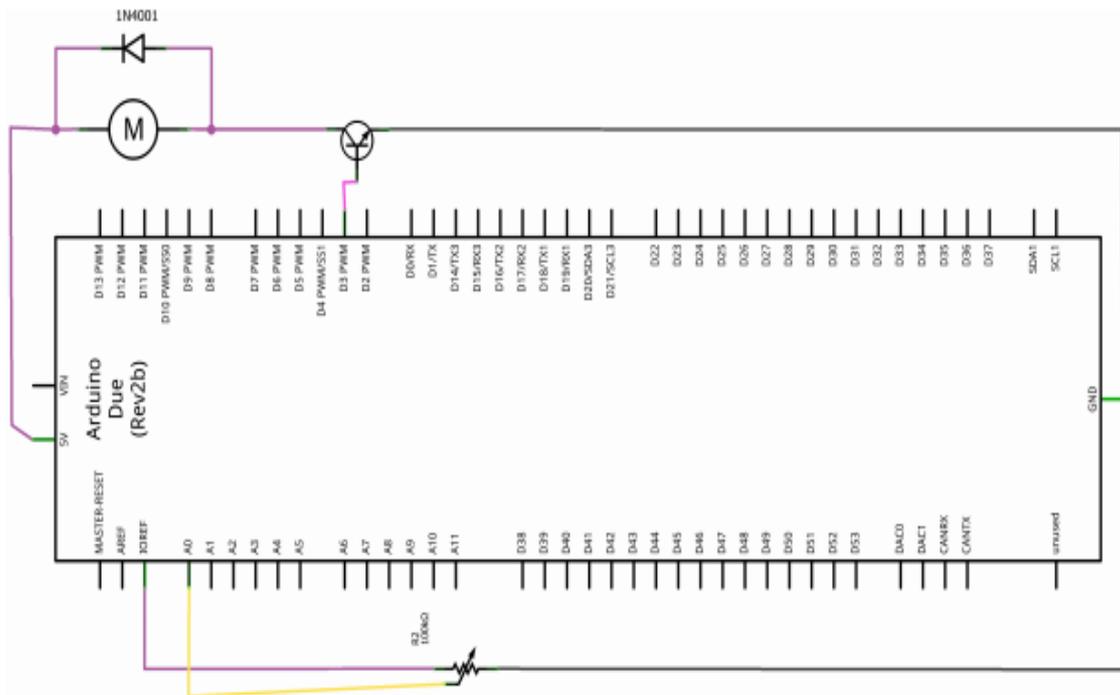


Figura 2.7. Conexiones de Arduino para el control de velocidad del motor de 5V.

El programa destinado a dicha placa, lee una entrada analógica en el pin A0, la cual está variando su nivel de voltaje a través de un potenciómetro en un rango de 0 a 3.3 Volts. Posteriormente se envía a un pin del tipo PWM (pin 3) de Arduino DUE, para esta ser aplicada a la base de un transistor que nos permitirá utilizar la señal para la variación de velocidad de un motor de CD de 5 volts.

Programa

```
int In = A0; // Entrada A0

int valor = 0; // Valor comienza en 0.

int s = 3; // Pin de salida.

void setup() {

pinMode(s, OUTPUT); // variable "s" como salida

}

void loop() {

valor = analogRead(In); // Lee A0 (resolución de 10 bits.

analogWrite(s,valor/4); // Escribe en 's' resolución de 8 bits.

}
```

2.1.3 El circuito integrado 555

Características generales del temporizador integrado 555

Este excepcional Circuito Integrado muy difundido en nuestros días nació hace más de 30 años y continúa utilizándose actualmente, veamos una muy breve reseña histórica de este C.I.

Jack Kilby ingeniero de Texas Instrument en el año de 1950 se las ingenió para darle vida al primer circuito integrado, una compuerta lógica, desde entonces y hasta nuestros tiempos han aparecido innumerables circuitos integrados, en Julio de 1972, apareció en la fábrica de circuitos integrados SIGNETICS CORP.,

un microcircuito de tiempo, el NE555V, inventado por el grupo que dirigió el Jefe de Producción en ese tiempo, Gene Hanateck, este integrado se puede aplicar a diversas aplicaciones, tales como;

- **Control de sistemas secuenciales,**
- **Generación de tiempos de retraso,**
- **Divisor de frecuencias,**
- **Modulación por anchura de pulsos,**
- **Repetición de pulsos,**
- **Generación de pulsos controlados por tensión, etc.**

Además de ser tan versátil contiene una precisión aceptable para la mayoría de los circuitos que requieren controlar el tiempo, su funcionamiento depende únicamente de los componentes pasivos externos que se le interconectan al microcircuito 555.

Descripción del Temporizador 555

Se alimenta de una fuente externa conectada entre sus terminales (8) positiva y (1) tierra; el valor de la fuente de alimentación se extiende desde 4.5 Volts hasta 18.0 Volts de corriente continua, la misma fuente exterior se conecta a un circuito pasivo RC exterior (figura 2.8), que proporciona por medio de la descarga de su capacitor una señal de voltaje que está en función del tiempo, esta señal de tensión es de $1/3$ de V_{cc} y se compara contra el voltaje aplicado externamente sobre la terminal (2) que es la entrada de un comparador [10].

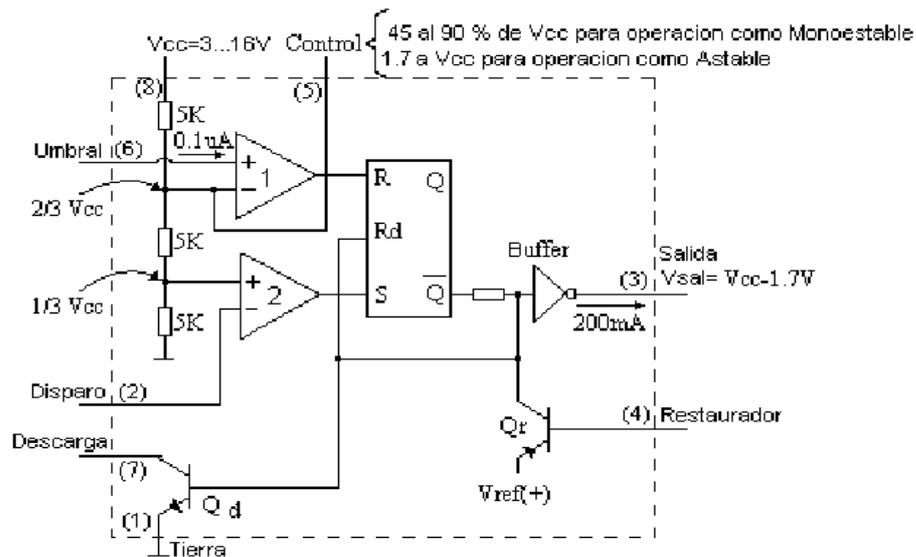


Figura 2.8. Esquema funcional del C.I 555.

Descripción de los pines

- (1) Tierra (Gnd).
- (2) Entrada de disparo (Trigger). Si en este terminal, se aplica un pulso con una amplitud menor que $\frac{2}{3} V_{cc}$, la salida del comparador 2 se pone en "1" y el biestable BS se setea por lo que, su salida q se pone en "1" y la salida Q negada, se pone en "0", provocando que la salida del 555 se vaya a "1".
- (3) Salida (Output). El máximo voltaje de salida en nivel alto es aproximadamente de $V_{cc} - 1.7V$ con una corriente máxima de 200mA.
- (4) Restaurador (Reset). Si en este terminal se aplica un voltaje bajo (entre 0 y 0.4V), el transistor Qr se satura y pone a la entrada del buffer un "1" por lo que la salida del 555 se pone en "0" independientemente de los estados de las otras entradas. Para evitar reseteos indeseables se debe conectar este pin directo a V_{cc} .
- (5) Control (Control). El voltaje en este terminal se puede variar entre el 45 y el 90% de V_{cc} en la operación como monoestable y entre 1.7 V y V_{cc} en la operación como astable. En caso de no usar este pin, se debe conectar a tierra a través de un capacitor de 0.01 uF.

- (6) Umbral (Threshold). Si en este terminal, se aplica un voltaje mayor que $\frac{2}{3} V_{cc}$ el comparador 1 se pone en "1", provocando que la salida del 555 vaya a "0". Este pin requiere para una correcta operación, al menos una corriente de 0.1 uA.
- (7) Descarga (Discharge). En este pin, por lo general, se conecta el capacitor externo que determina la constante de tiempo RC del dispositivo, de modo que, con la saturación del transistor de descarga Qd, se produce la descarga del capacitor a tierra.
- (8) Voltaje de alimentación (V_{cc}): de 4.5 a 16V [10].

Tabla resumen del funcionamiento del 555

	Disparo	Umbral	Salida	TransistorQd
"0"	X	X	"0"	Saturado
"1"	< 1/3 de Vcc	X	"1"	Cortado
"1"	> 1/3 de Vcc	> 2/3 de Vcc	"0"	Saturado
"1"	> 1/3 de Vcc	< 2/3 de Vcc	Estado anterior	Estado anterior

La condición (2) de la tabla plantea que, si el voltaje en la entrada de disparo es menor que 1/3 de Vcc, entonces, la salida del 555 estará en nivel alto independientemente de lo que tenga aplicado la entrada de umbral, esto quiere decir, que la entrada de disparo es prioritaria respecto a la de umbral [10]. (Hay versiones que especifican lo contrario).

El microcircuito 555 es un circuito de tiempo que tiene las siguientes características:

- La corriente máxima de salida es de 200 mA cuando la terminal (3) de salida se encuentra conectada directamente a tierra.
- Los retardos de tiempo de ascenso y descenso son idénticos y tienen un valor de 100 ns.

- La fuente de alimentación puede tener un rango que va desde 4.5 Volts hasta 16 Volts de CD.
- Los valores de las resistencias R1 y R2 conectadas exteriormente van desde 1 ohm hasta 100 k Ω para obtener un corrimiento de temperatura de 0.5% a 1% de error en la precisión, el valor máximo a utilizarse en la suma de las dos resistencias es de 20 M Ω .
- El valor del capacitor externo contiene únicamente las limitaciones proporcionadas por su fabricante.
- La temperatura máxima que soporta cuando se están soldando sus terminales es de 330 grados centígrados durante 19 segundos.
- La disipación de potencia o transferencia de energía que se pierde en la terminal de salida por medio de calor es de 600 mW [10].

Las aplicaciones del 555 son tan numerosas que prácticamente no existe un sistema electrónico que no lo utilice de alguna forma. Su versatilidad, bajo costo y sencillez de uso lo hacen imprescindible en muchos casos. Además sobre él se ha escrito mucha literatura y existen cientos de libros, artículos y documentos sobre sus aplicaciones reales y potenciales.

El circuito integrado 555 en su presentación usual de cápsula plástica dispone de 8 pines. Puede estar etiquetado bajo distintos nombres o referencias dependiendo del fabricante (NE555, μ A555, LM555, SN72555, XR-555, CA555, HA1755, NC1455, TA7555P, ECG955, etc). También se consigue en otras presentaciones incluyendo cápsulas metálicas para aplicaciones de montaje superficial (SMT).

El 555 convencional consta internamente de 23 transistores, 2 diodos y 12 resistencias de las cuales 3 son de 5 k Ω por eso tiene el nombre de 555. Este circuito tiene una capacidad suficiente para impulsar directamente leds, zumbadores, bobinas de relé, parlantes, piezoeléctricos y otros componentes, además, es directamente compatible con circuitos integrados digitales estándares, que es otra de sus grandes ventajas.

Configuraciones circuitales más usadas en el 555

Monoestable

Un circuito monoestable aquel que posee dos estados, uno estable y otro semiestable. El circuito, caerá en su estado semiestable después de ser disparado y permanecerá en él un tiempo que es determinado por la red RC externa (figura 2.9).

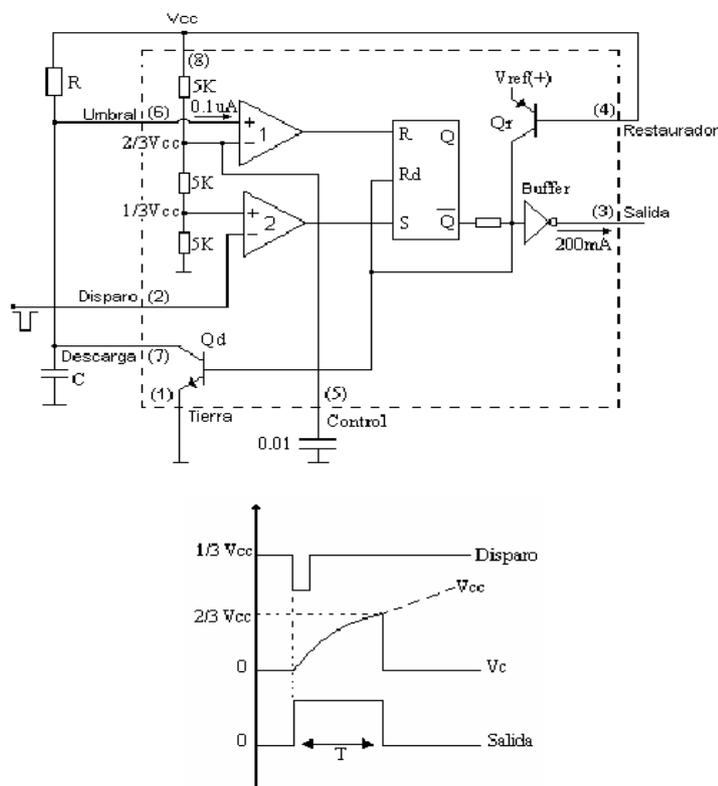


Figura 2.9. Configuración monoestable del C.I 555.

Funcionamiento

Inicialmente, cuando se conecta la alimentación al circuito, la salida del comparador 1 está en nivel bajo pues, el capacitor C que está conectado en su terminal no inversor está descargado provocando que el voltaje en ese terminal

sea menor que los $2/3$ de V_{cc} aplicados al terminal inversor. Esta condición no afecta a la entrada de reset del biestable RS pues, esta entrada es solo activa con nivel alto.

Como la entrada de disparo está al aire, puede parecer impredecible el estado estable de la salida del monoestable pero, haciendo el siguiente análisis podemos deducir cuál es:

Si en régimen estable, la salida del monoestable está en "1", es porque la salida Q negada del biestable está en "0" y el transistor de descarga está cortado, lo que permite la carga del capacitor desde 0 hasta $2/3$ de V_{cc} , momento en el cual, el comparador 1 pone su salida en "1", el biestable se resetea, la salida Q se pone "0" y la salida Q negada en "1" por lo que, la salida del monoestable cambia de "1" a "0" aun sin ser disparado. Esto demuestra que el estado estable de la salida no es el nivel alto.

Por el contrario, si en régimen estable, la salida del monoestable está en "0", es porque la salida Q negada del biestable está en "1" y el transistor de descarga está saturado evitando la carga del capacitor y por tanto el cambio de estado de la salida del monoestable por el reseteo del biestable. Esto demuestra que el estado estable de la salida es el nivel bajo.

Cuando se aplica un pulso de disparo con una amplitud menor de $1/3$ de V_{cc} , la salida del comparador 2 se pone en nivel alto, el biestable se setea, la salida Q se pone en "1" y la salida Q negada en "0" por lo que, el transistor de descarga Qd se corta permitiendo la carga del capacitor C, la salida del monoestable se pone en "1" y se mantiene en ese nivel hasta que el voltaje en el capacitor C alcance los $2/3$ de V_{cc} , momento en el cual, el comparador 1 pone su salida en "1", el biestable se resetea, la salida Q se pone en "0" y la salida Q negada en "1" por lo que, la salida del monoestable vuelve a su estado estable("0") y el transistor de descarga se satura descargando al capacitor [10].

Para calcular el tiempo que el monoestable se mantiene en el estado

semiestable:

$$V_c(t) = V_{final} + (V_{inicial} - V_{final})e^{\frac{t}{RC}} \quad (2.5)$$

$$V_c(t) = V_{cc} + (0 - V_{cc})e^{\frac{t}{RC}} \quad (2.6)$$

adoptamos $t = T$ entonces $V_c(t) = \frac{2}{3} V_{cc}$ por lo que

$T = 1.1RC$ con C en uF, R en MΩ y t en segundos.

Es importante destacar que todo lo anterior es válidos y la duración del pulso de disparo es mucho más estrecha que T. Si la duración del pulso de disparo es comparable con T, entonces la solución es la siguiente (Fig 2.10):

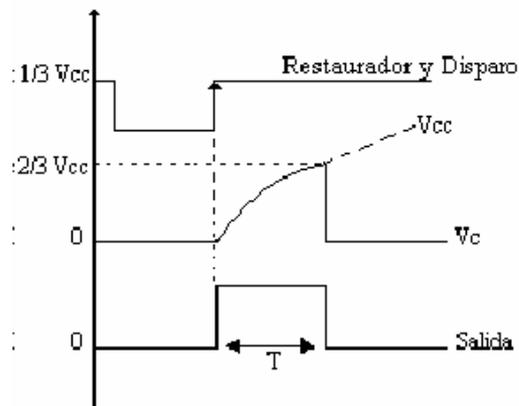
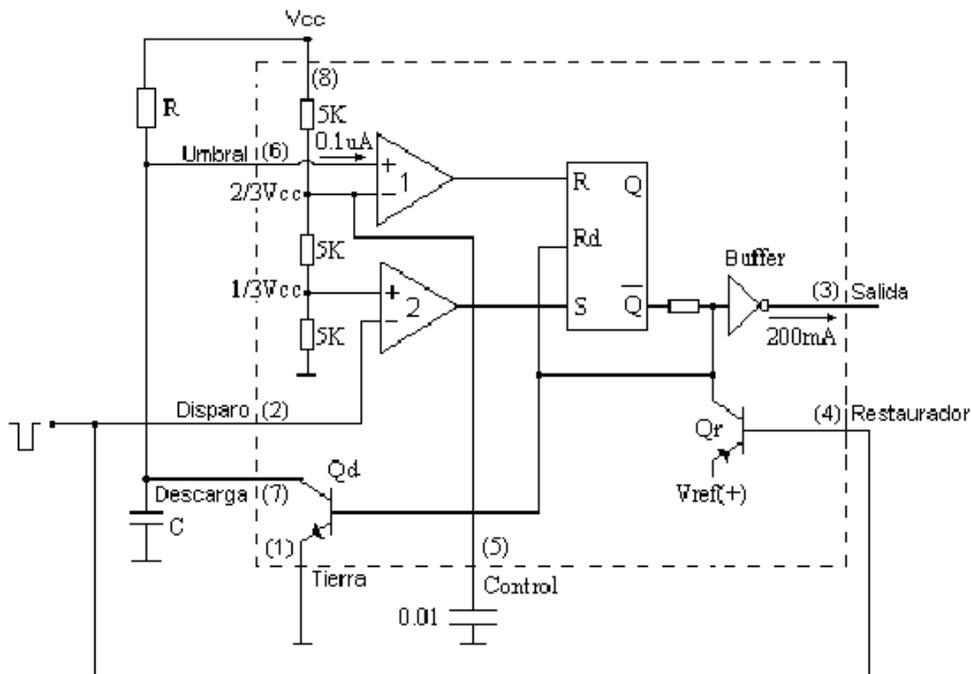


Figura 2.10. Solución al circuito monoestable cuando la duración del pulso de disparo es comparable con T.

Astable

Un circuito Astable, es aquel que no posee ningún estado estable, es decir posee dos estados semiestables entre los cuales su salida se mantiene oscilando sin necesidad de agente externo (figura 2.11).

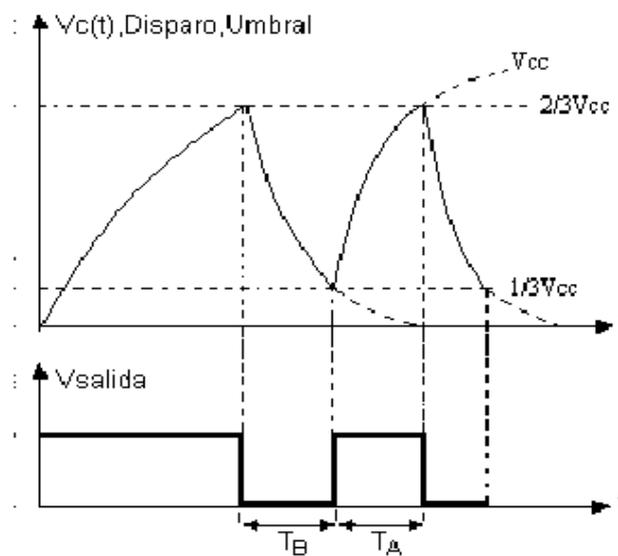
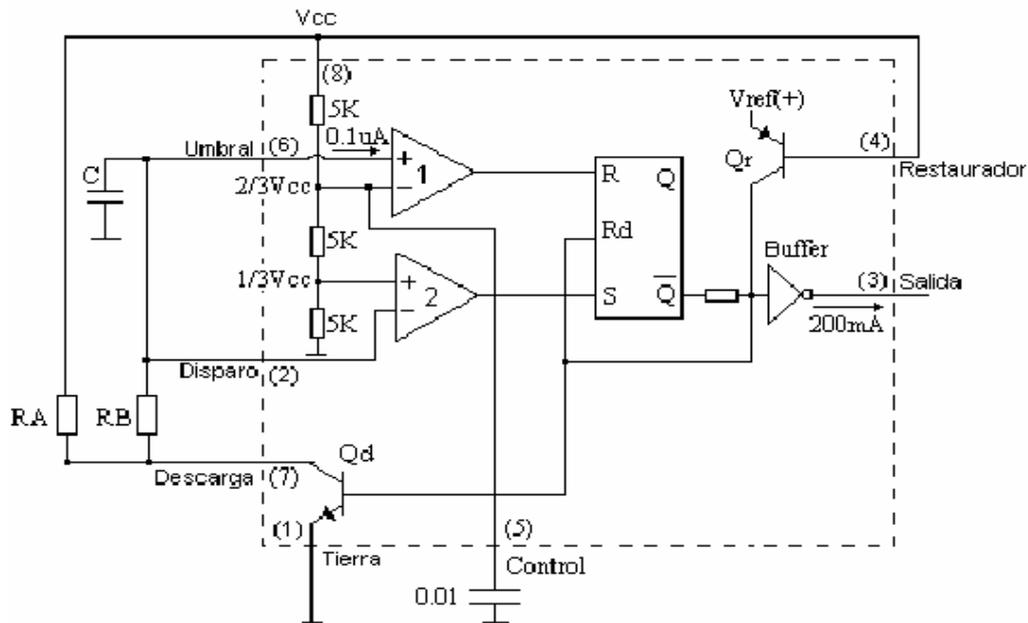


Figura 2.11. Configuración astable del C.I 555.

Funcionamiento

Inicialmente el capacitor está descargado, por lo que, el voltaje en los terminales de Umbral y de Disparo está por debajo de $1/3$ de V_{cc} , el comparador 1 tiene su salida en “0” y el comparador 2 tiene su salida en “1”, el biestable RS se setea (Q en “1” y Q negada en “0”), la salida del astable se pone en “1” y el transistor de descarga está cortado permitiendo la carga del capacitor con una constante de tiempo $(R_A+R_B)C$.

Cuando el capacitor alcanza $2/3$ de V_{cc} , el comparador 1, pone su salida en “1”

y el biestable se resetea (Q en “0” y Q negada en “1”), la salida del astable se pone en “0” y el transistor de descarga se satura, descargando al capacitor con una constante de tiempo $(R_B)C$. Cuando el capacitor alcanza $1/3$ de V_{cc} , el comparador 2 pone su salida en “1”, el biestable se setea (Q en “1” y Q negada en “0”), la salida del astable se pone en “1” y el transistor de descarga se corta, permitiendo nuevamente la carga del capacitor. De modo que, el voltaje en el capacitor se mantiene oscilando entre $2/3$ y $1/3$ de V_{cc} mientras el voltaje de salida se mantiene oscilando entre sus dos estados semiestables [10].

Para calcular el tiempo que demora el astable en cada uno de sus estados semiestables:

Durante la descarga del capacitor

$$V_c(t) = V_{final} + (V_{inicial} - V_{final})e^{\frac{-t}{(R_B)C}} \quad (2.7)$$

$$V_c(t) = 0 + \left(\frac{2}{3}V_{cc} - 0\right)e^{\frac{-t}{(R_B)C}} \quad (2.8)$$

Para $t = T_B$ $V_c(t) = \frac{1}{3}V_{cc}$ por lo que

$$T_B = (R_B)C * \ln 2 \quad (2.9)$$

C en uF, R en MΩ y t en segundos.

Durante la carga del capacitor:

$$V_c(t) = V_{final} + (V_{inicial} - V_{final})e^{\frac{-t}{(R_A+R_B)C}} \quad (2.10)$$

$$V_c(t) = V_{cc} + \left(\frac{1}{3}V_{cc} - V_{cc}\right)e^{\frac{-t}{(R_A+R_B)C}} \quad (2.11)$$

Para $t = T_A$ $V_c(t) = \frac{2}{3}V_{cc}$ por lo que

$$T_A = (R_A + R_B)C * \ln 2 \quad (2.12)$$

C en uF, R en MΩ y t en segundos.

Para el cálculo de la frecuencia de oscilación:

$$T = T_A + T_B$$

$$\text{Pero } f = \frac{1}{T}$$

$$\text{Entonces } f = \frac{1}{0.69(R_A + 2R_B)C} \quad (2.13)$$

2.2 Esquemas con 555 para el montaje de prácticas de laboratorio de control de máquinas de CD

2.2.1 Circuito de control PWM para motores de pequeña potencia

El circuito mostrado en la figura 2.12 está basado en la configuración astable del CI 555. En un instante inicial, el capacitor C2 se encuentra descargado y comienza a cargarse a través de la resistencia existente, entre el pin variable del potenciómetro RV1 y el conectado a D1 (Rc). Mientras el voltaje en dicho capacitor sea menor que 2/3 de Vcc, la salida del CI 555 se mantiene en nivel alto como explicamos con anterioridad. Al alcanzarse los 2/3 de Vcc en C2, la salida del CI 555 se va a nivel bajo, y el mencionado capacitor se descarga a través de la resistencia formada entre el pin variable de RV1 y el conectado a D2 (Rd).

Si accionamos el potenciómetro de manera que Rc sea pequeña, la carga del capacitor C2 será de manera rápida, por lo que el tiempo en alto a la salida del CI 555 será pequeño. Al mismo tiempo, Rd tendrá un alto valor en comparación con Rc por lo que la descarga del capacitor será lenta y el tiempo en bajo a la salida del integrado tendrá un tiempo más prolongado.

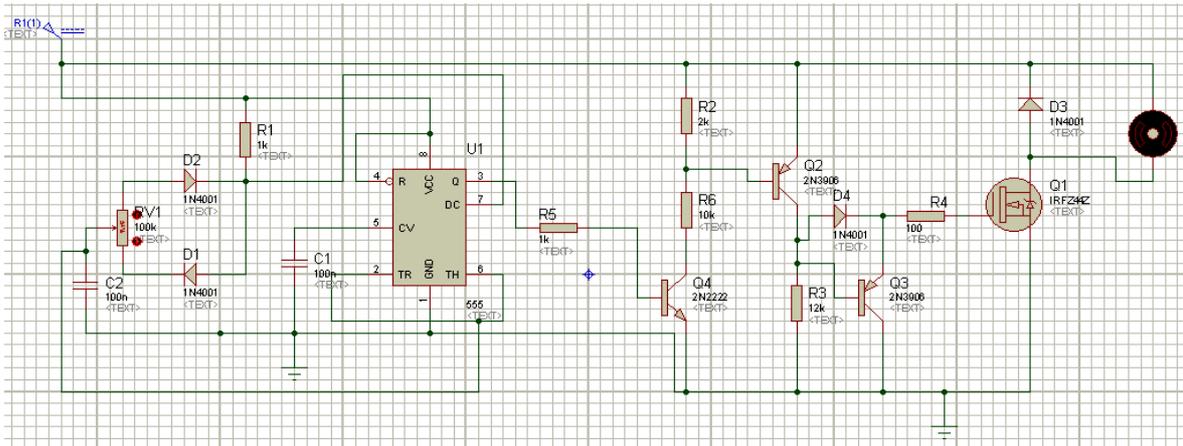


Figura 2.12. Circuito para control PWM de motores pequeños de CD con NE555. Montaje en Proteus.

Para este esquema el tiempo en alto a la salida del CI 555 se calcula:

$$T_A = R_c C * \ln 2 \quad (2.14)$$

El tiempo en bajo será:

$$T_B = R_d C * \ln 2 \quad (2.15)$$

El periodo de la onda cuadrada a la salida es:

$$T = T_A + T_B$$

Entonces $T = (R_d + R_c) C * \ln 2$

Pero $R_{pot} = R_c + R_d$

Luego $T = R_{pot} * C * \ln 2 \quad (2.16)$

Para calcular la frecuencia:

$$f = \frac{1}{T}$$

Entonces $f = \frac{1}{R_{pot} * C * \ln 2} \quad (2.17)$

Como podemos observar en este caso, la frecuencia tendrá un valor fijo. Al accionar el potenciómetro solo variaremos los tiempos el alto y bajo de la señal cuadrada (figuras 2.13 y 2.14), modulando el ancho de pulso de la señal. Para el

circuito mostrado: $f = \frac{1}{100 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-9} \cdot 0.69} = 144.9 \text{ Hz}$

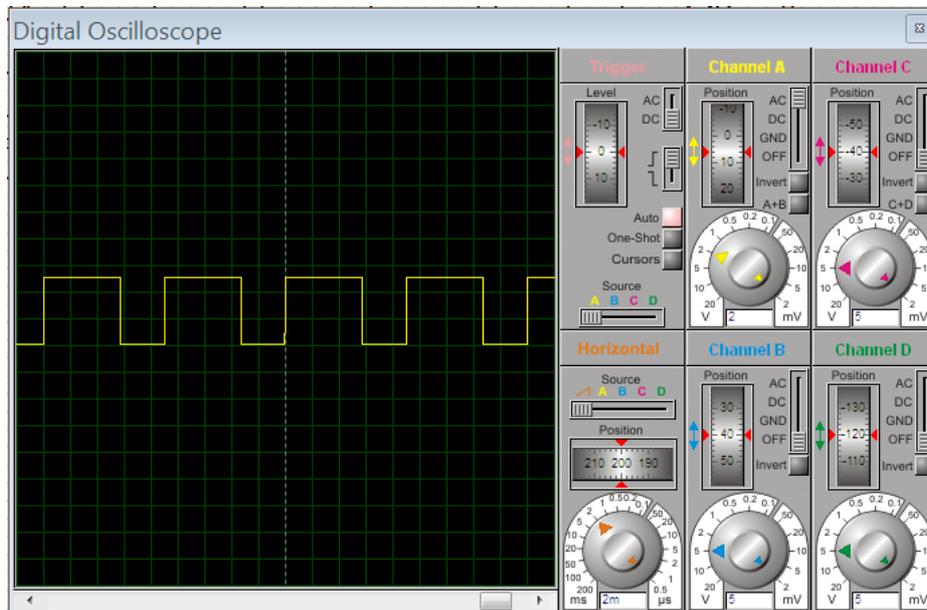


Figura 2.13. Señal modulada a la salida del CI 555.

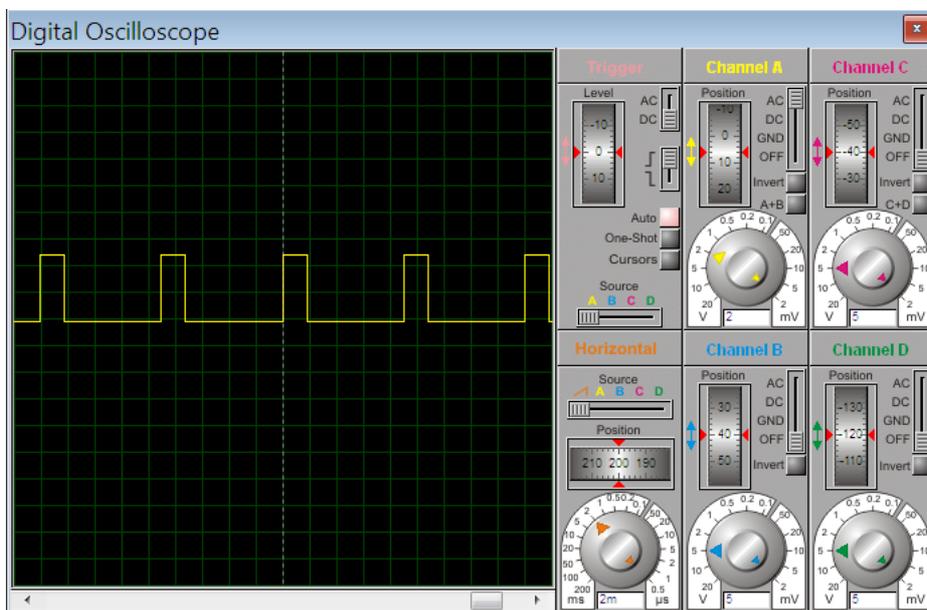


Figura 2.14. Al manipular el potenciómetro variamos el tiempo en alto de la señal modulada.

Los transistores Q2, Q3, y Q4 pertenecientes a la etapa de potencia, aseguran que en la compuerta del mosfet (Q1), el pulso tenga una amplitud máxima de 12V. Cuando se produce un nivel alto en la salida del 555, Q4 se satura y a su

vez satura a Q2, quien deja ver el mismo nivel en la compuerta de Q1. Q3 se encarga de colocar un nivel bajo en dicha compuerta, cuando se produce a la salida del integrado. El diodo D3 es el encargado de proteger el transistor mosfet (Q1), de la corriente impuesta por el bobinado de armadura al ser desconectado. Recordemos que la bobina se comporta como fuente de corriente durante su transitorio de desconexión, y aunque imponga una baja corriente, al encontrarse con la alta impedancia presente de drenador a fuente en Q1 provocaría una gran caída de voltaje, superior a la soportada por este, lo que conlleva a la ruptura del componente. Para evitar esto se coloca este diodo en inversa y en paralelo a los terminales del motor, logrando que esta corriente circule a través de D3, desviándose de su camino hacia el mosfet.

Para la implementación de dicho esquema, se recomienda el uso del circuito integrado NE 555 (ver anexos I y V), los transistores 2n2222 (ver anexos II y VI) y 2n3906 (ver anexos III y VII) así como del mosfet IRFZ44Z (ver anexos IV y VIII). Este permitirá controlar la velocidad de un motor de 12V y hasta 50 A de corriente máxima.

2.2.2 Montaje y simulación de un circuito funcional para control PWM de un motor de 120V en PSIM

Para la simulación en PSIM fue necesario el montaje de un circuito funcional (figura 2.13), debido a particularidades presentes en dicho programa, como la no existencia del CI 555 dentro de sus componentes, así como de potenciómetros o resistencias variables. Los parámetros del motor presente en la simulación son los siguientes:

$$V_t = 120 V, \quad I_a = 10 A, \quad R_a = 0.5 \Omega, \quad I_f = 1.6 A, \quad R_f = 75 \Omega, \quad J_m = 0.6 Kg * m^2,$$

$$n_n = 1200 rpm.$$

La carga acoplada al rotor de dicho motor posee los siguientes parámetros:

$$\mu_c = 9 N * m, \quad J_c = 0.6 Kg * m^2.$$

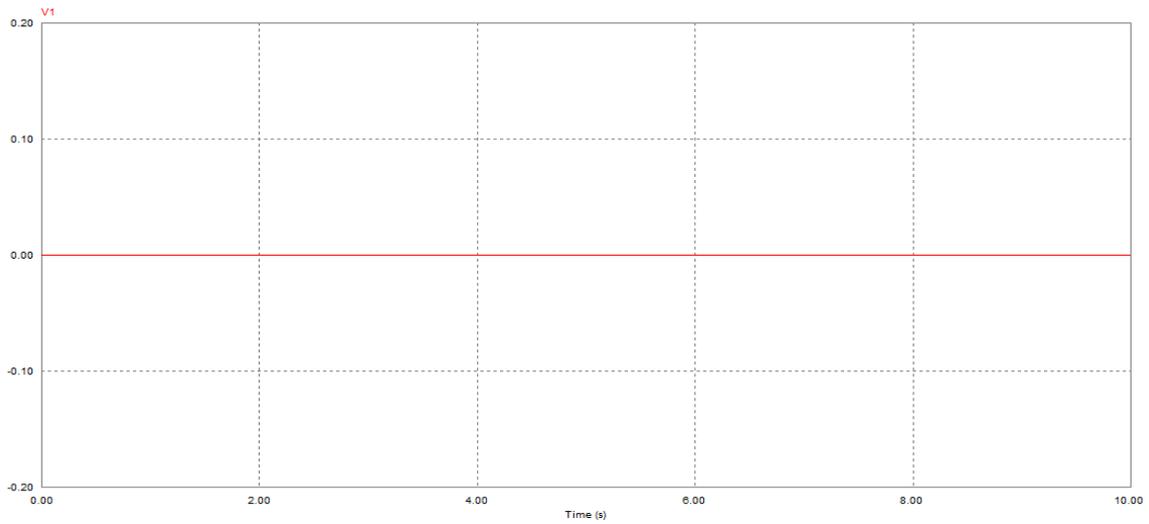


Figura 2.17. Salida de voltaje en el sensor de velocidad.

Para un 50 % de ciclo útil en la señal modulada los resultados son los siguientes:

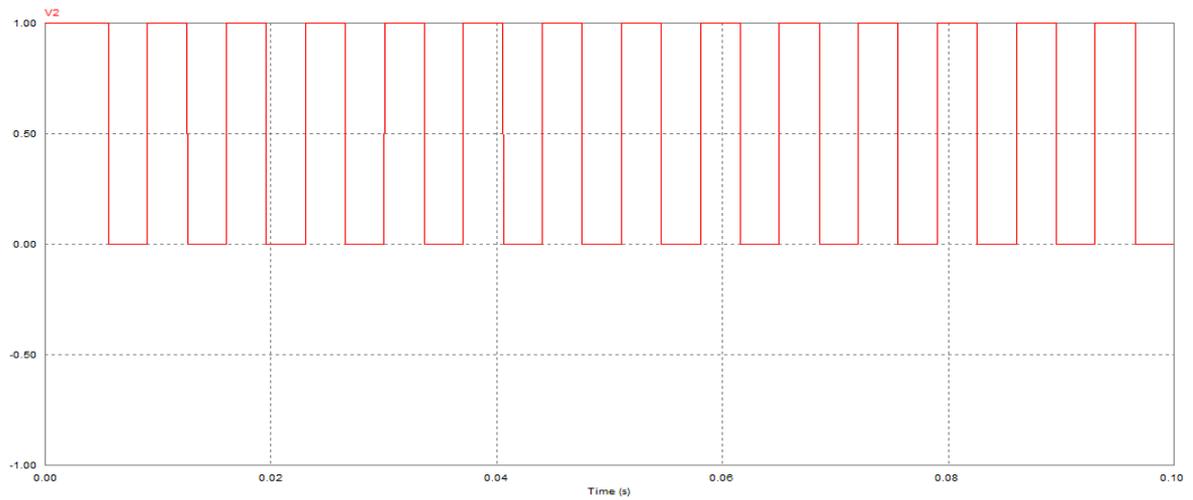


Figura 2.18. Señal a la salida del modulador PWM.

La velocidad mostrará el siguiente comportamiento:

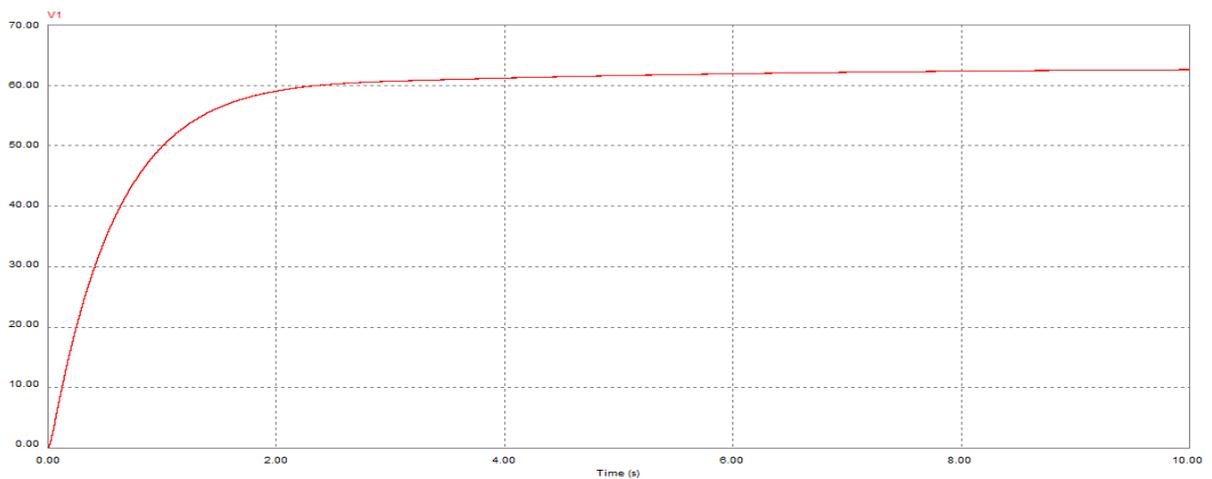


Figura 2.19. Señal a la salida del sensor de velocidad.

Para más de un 90% de ciclo útil en la señal modulada se muestran los siguientes resultados:

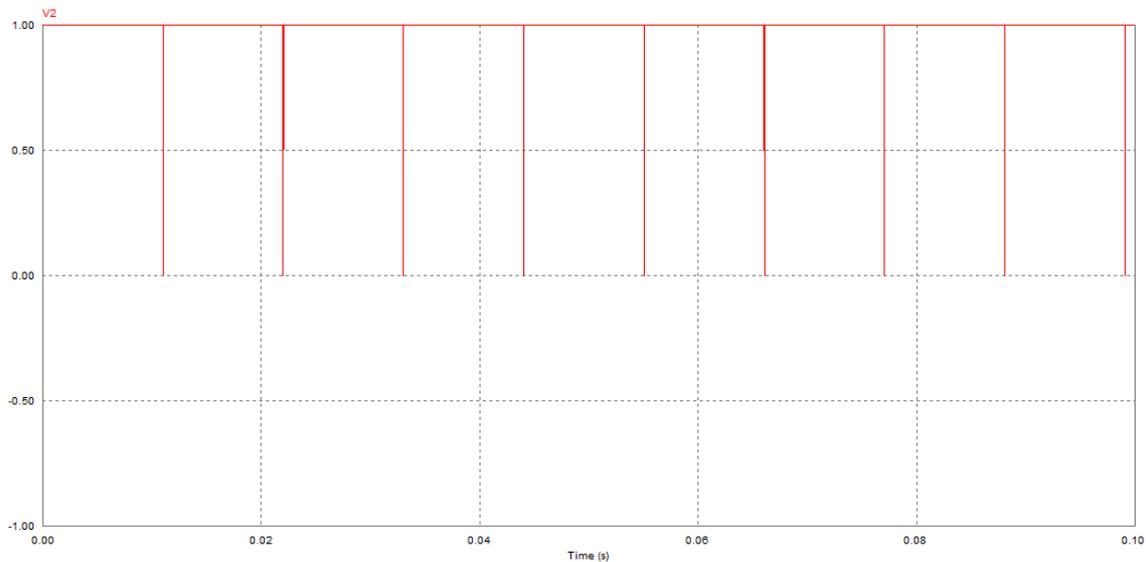


Figura 2.20. Señal a la salida del modulador PWM.

La velocidad en el rotor del motor se comporta de la siguiente manera:

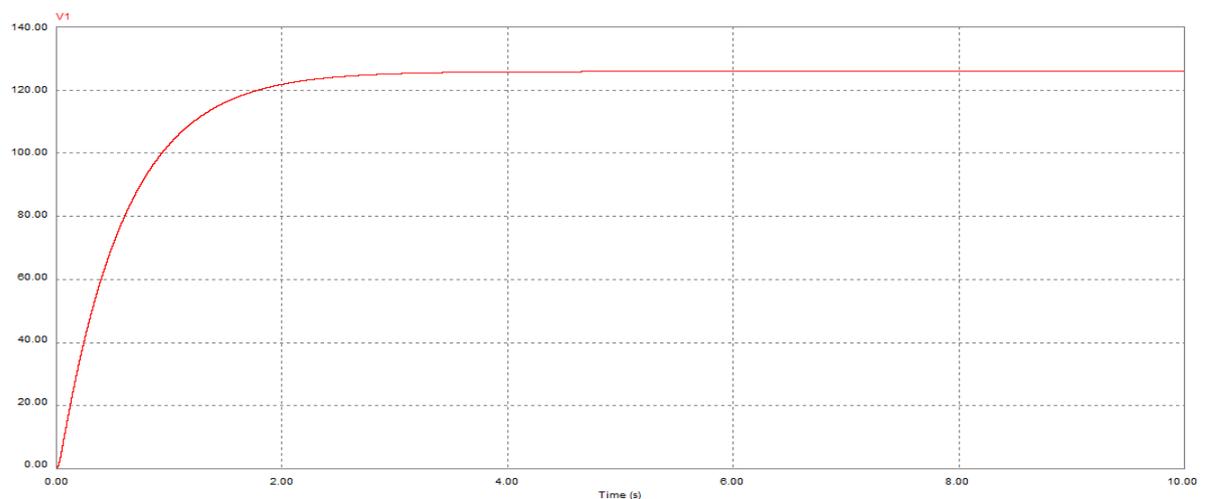


Figura 2.21. Señal de voltaje a la salida del sensor de velocidad.

Conclusiones parciales del Capítulo II

Durante el desarrollo de este capítulo, se expusieron algunas formas de lograr la modulación del ancho del pulso con su respectiva fundamentación teórica. Se explicó el principio de funcionamiento del CI 555, como pieza clave del esquema electrónico diseñado, así como de sus diferentes configuraciones circuitales, enfatizando en la configuración astable, en la cual está basado dicho esquema. Se diseñó el circuito para el control PWM de la velocidad de un motor de CD a

lazo abierto, y se hicieron los cálculos de la frecuencia de oscilación de la señal producida por el mismo, además de la simulación en PSIM de un esquema funcional, donde es posible observar el comportamiento de la velocidad a medida que variamos el ancho del ciclo útil.

Conclusiones generales

A modo de conclusión, en este trabajo:

- Se caracterizaron los motores de CD atendiendo a su principio de funcionamiento, clasificación y análisis matemático de sus parámetros eléctricos.
- Se describieron tres métodos de control de velocidad de motores de CD, y se enfatizó en el control de velocidad por modulación del ancho del pulso como variante desarrollada, dentro de la cual se expusieron algunas formas de implementarla.
- Se analizó el funcionamiento del circuito integrado 555, así como de su configuración astable.
- Se diseñó y simuló un circuito electrónico, capaz de regular la velocidad de un motor de CD por modulación de ancho del pulso, que puede ser utilizado en los laboratorios en computadora de la asignatura de Accionamientos Eléctricos.
- Se seleccionaron los componentes electrónicos para una futura implementación del circuito.

Recomendaciones

Luego de concluir este trabajo se recomienda:

- La implementación de una maqueta con el circuito diseñado, para su posterior uso en laboratorios de la asignatura de Accionamientos Eléctricos.
- El diseño de un circuito electrónico para el control de velocidad de motores de CD por modulación del ancho del pulso a lazo cerrado.
- El diseño de circuitos electrónicos, destinado a la modulación del ancho de pulso sinusoidal (SPWM) para el control de velocidad de motores de CA.

Bibliografía

1. Historia del control de motores.pdf disponible en:
www.clubdeensayos.com/Tecnologia/Historia del control de motores.
2. Amador M. E.: Electrotecnia Básica. Editorial Pueblo y Educación. La Habana.1979.
3. Zujew C.A.: Máquinas eléctricas de Corriente Continua.pdf disponible en:
www.catedra.ing.unlp.edu.ar/electrotecnia/cys/DI/MaqCC.pdf.
4. Sistema de Control Ward-Leonard disponible en:
<https://prezi.com/lmmmfdt2c32/sistema-de-control-ward-leonard>.
5. Monografías.com: La modulación de pulsos. Disponible en:
www.monografias.com > Ingeniería.
6. Generador de onda triangular-Introducción. Disponible en:
www.daqcircuitos.net/index.php/generadores-de.../generador-de-onda-triangular.
7. Rodríguez B. S.: Generador PWM con amplificadores operacionales.
Disponible en:
https://srbuenaf.webs.ull.es/files/potencia/practicas/Prac4_lab.pdf.
8. Tipos de Arduino: Arduino para todos disponible en:
www.arduinodehics.weebly.com/tipos-de-arduino.html.
9. Historia y estructura interna del temporizador 555-Eltrónica Unicrom.
Disponible en:
www.unicrom.com/historia-estructura-interna-temporizador-555.
10. Garrido R.D., Guillan E.: Aplicaciones de la electrónica. FIE 2010

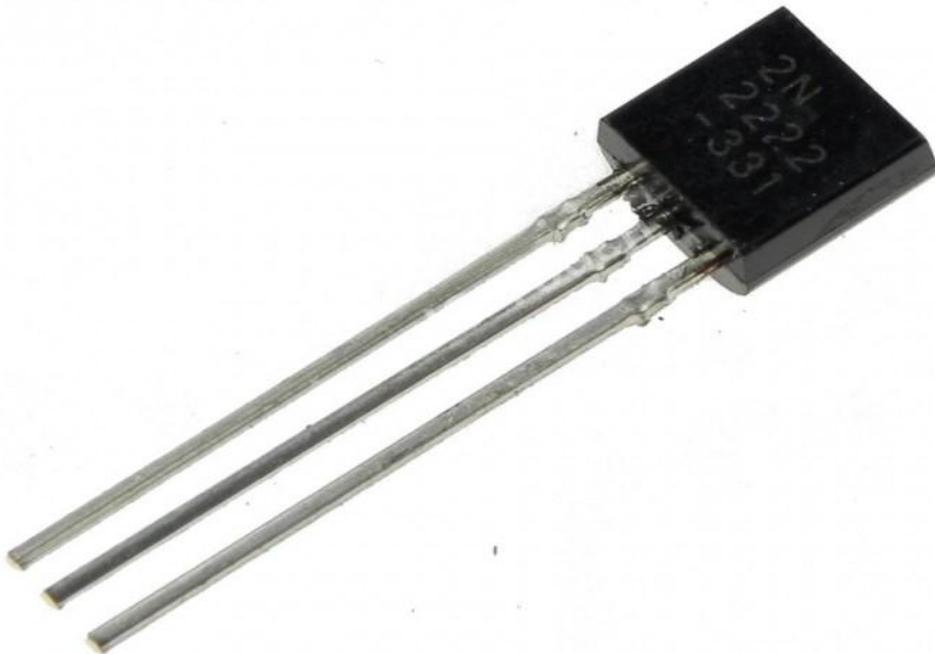
Anexos

Anexo I. Circuito Integrado 555.



Anexo II. Transistor 2N2222.

2N2222



Anexo III. Transistor 2N3906.



Anexo IV. Transistor mosfet IRFZ44Z.



Anexo V. Circuito Integrado NE 555, datasheet.

NE555 LINEAR INTEGRATED CIRCUIT

SINGLE TIMER

DESCRIPTION

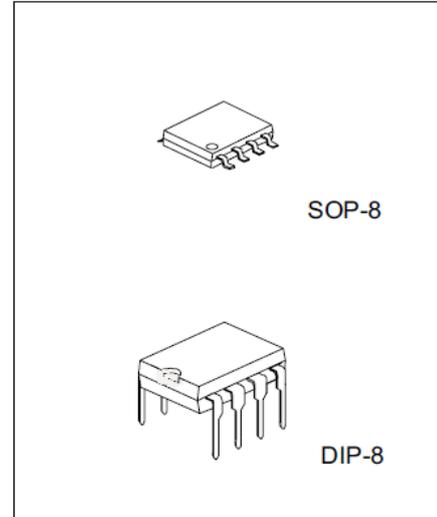
The Contek NE555 is a highly stable timer integrated circuit. It can be operated in Astable mode and Monostable mode. With monostable operation, the time delay is controlled by one external resistor and one capacitor. With a stable operation, the frequency and duty cycle are accurately controlled with two external resistors and one capacitor.

FEATURES

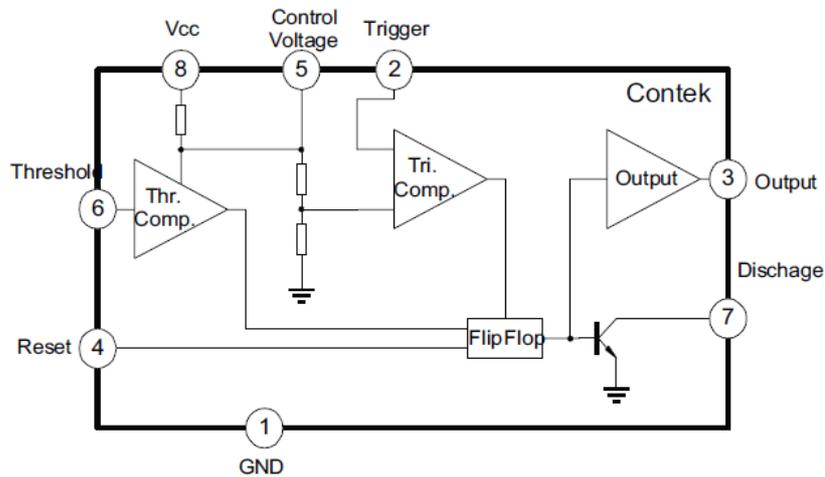
- *High current driver capability(=200mA)
- *Adjustable duty cycle
- *Timing from μ Sec to Hours
- *Turn off time less than 2 μ Sec.

APPLICATIONS

- *Precision timing
- *Pulse generation
- *Time delay generation



BLOCK DIAGRAM



NE555 LINEAR INTEGRATED CIRCUIT

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS(Ta=25 C)

PARAMETER	SYMBOL	VALUE	UNIT
Supply Voltage	Vcc	16	V
Power Dissipation	Pd	600	mW
Lead Temperature	Tlead	300	C
Operating Temperature	Topr	0 to 70	C
Storage Temperature	Tstg	-65 to 150	C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS(Ta=25 C ,Vcc=5 ~ 15V)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Supply voltage	Vcc		4.5		16	V
Supply Current (Note 1)	Icc	Vcc=5V,RL=		3	6	mA
		Vcc=15V,RL=		7.5	15	mA
Timing Error(monostable)						
Initial Accuracy(Note 2)	ACCUR	RA=1k to 100kμΩ		1.0	3.0	%
Drift with Temperature	Δt/ΔT	C=0.1μF		50		ppm/ C
Drift with Supply Voltage	Δt/ΔVcc			0.1	0.5	%/V
Timing Error(astable)						
Initial Accuracy(Note 2)	ACCUR	RA=1k to 100kμΩ		2.25		%
Drift with Temperature	Δt/ΔT	C=0.1μF		150		ppm/ C
Drift with Supply Voltage	Δt/ΔVcc			0.3		%/V
Control Voltage	Vc	Vcc=15V	9.0	10.0	11.0	V
		Vcc=5V	2.6	3.33	4.0	V
Threshold Voltage	VTH	Vcc=15V		10.0		V
		Vcc=5V		3.33		V
Threshold Current(Note 3)	ITH			0.1	0.25	μA
Trigger Voltage	Vtr	Vcc=5V	1.1	1.67	2.2	V
		Vcc=15V	4.5	5	5.6	V
Trigger Current	Itr	Vtr=0		0.01	2.0	μA
Reset Voltage	Vrst		0.4	0.7	1.0	V
Reset Current	Irst			0.1	0.4	mA
Low Output Voltage	VOL	Vcc=15V				
		Isink=10mA		0.06	0.25	V
		Isink=50mA		0.3	0.75	V
		Vcc=5V				
		Isink=5mA		0.05	0.35	V
High Output Voltage	VOH	Vcc=15V				
		Isource=200mA		12.5		V
		Isource=100mA	12.75	13.3		V
		Vcc=5V				
		Isource=100mA	2.75	3.3		V
Rise Time of Output	tR			100		nSec
Fall Time of Output	tF			100		nSec
Discharge Leakage Current	ILKG			20	100	nA

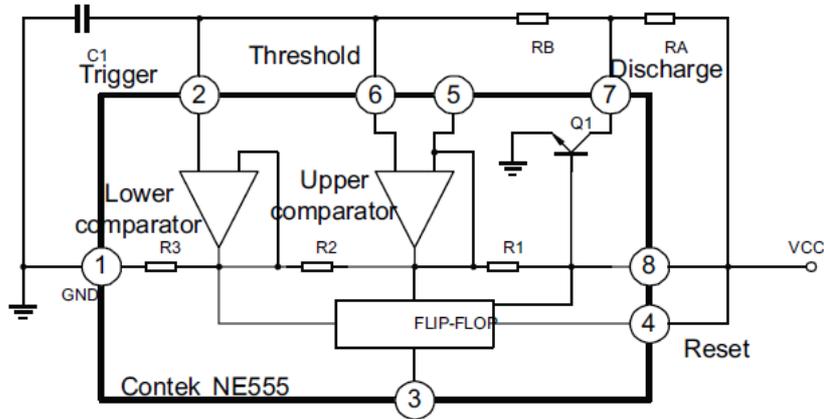
Note 1:Supply current when output is high is typically 1mA less at Vcc 5V.

Note 2:Tested at Vcc=5.0V and Vcc=15V.

Note 3:this will determine the maximum value of RA+RB for 15V operation, The maximum total is R=20M Ω, and for 5V operation the maximum total is R=6.7M Ω.

NE555 LINEAR INTEGRATED CIRCUIT

APPLICATION CIRCUIT



APPLICATION NOTES

The application circuit shows astable mode configuration.

Pin 6 (Threshold) is tied to Pin 2 (Trigger) and Pin 4 (Reset) is tied to Vcc (Pin 8). The external capacitor C1 of Pin 6 and Pin 2 charges through RA, RB and discharges through RB only. In the internal circuit of Contek NE555, one input of the upper comparator is at voltage of $\frac{2}{3}V_{cc}$ ($R1=R2=R3$), another input is connected to Pin 6. As soon as C1 is charging to higher than $\frac{2}{3}V_{cc}$, transistor Q1 is turned ON and discharge C1 to collector voltage of transistor Q1. Therefore, the flip-flop circuit is reset and output is low. One input of lower comparator is at voltage of $\frac{1}{3}V_{cc}$, discharge transistor Q1 turn off and C1 charges through RA and RB. Therefore, the flip-flop circuit is set output high. That is, when C1 charges through RA and RB, output is high and when C1 discharge through RB, output is low. The charge time (output is high) t_1 is $0.693(RA+RB)C1$ and the discharge time (output is low) T_2 is $0.693RB \cdot C1$.

$$\ln \frac{V_{cc} - \frac{1}{3}V_{cc}}{V_{cc} - \frac{2}{3}V_{cc}} = 0.693$$

$$T_1 = 0.693 \cdot (RA + RB) \cdot C1$$

$$T_2 = 0.693 \cdot RB \cdot C1$$

Thus the total period time T is given by

$$T = T_1 + T_2 = 0.693(RA + 2RB) \cdot C1.$$

Then the frequency of astable mode is given by

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(RA + RB) \cdot C1}$$

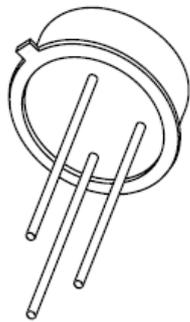
The duty cycle is given by

$$D.C. = \frac{T_2}{T} = \frac{RB}{RA + 2RB}$$

Anexo VI. Transistor 2N2222, datasheet.

DISCRETE SEMICONDUCTORS

DATA SHEET



2N2222; 2N2222A NPN switching transistors

Product specification
Supersedes data of September 1994
File under Discrete Semiconductors, SC04

1997 May 29

NPN switching transistors

2N2222; 2N2222A

FEATURES

- High current (max. 800 mA)
- Low voltage (max. 40 V).

APPLICATIONS

- Linear amplification and switching.

DESCRIPTION

NPN switching transistor in a TO-18 metal package.
PNP complement: 2N2907A.

PINNING

PIN	DESCRIPTION
1	emitter
2	base
3	collector, connected to case

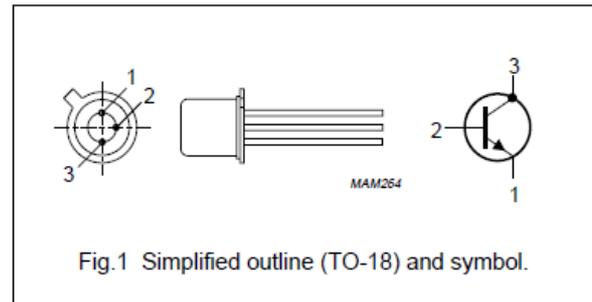


Fig.1 Simplified outline (TO-18) and symbol.

QUICK REFERENCE DATA

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V _{CBO}	collector-base voltage	open emitter			
	2N2222		–	60	V
	2N2222A		–	75	V
V _{CEO}	collector-emitter voltage	open base			
	2N2222		–	30	V
	2N2222A		–	40	V
I _C	collector current (DC)		–	800	mA
P _{tot}	total power dissipation	T _{amb} ≤ 25 °C	–	500	mW
h _{FE}	DC current gain	I _C = 10 mA; V _{CE} = 10 V	75	–	
f _T	transition frequency	I _C = 20 mA; V _{CE} = 20 V; f = 100 MHz			
	2N2222		250	–	MHz
	2N2222A		300	–	MHz
t _{off}	turn-off time	I _{Con} = 150 mA; I _{Bon} = 15 mA; I _{Boff} = –15 mA	–	250	ns

NPN switching transistors

2N2222; 2N2222A

LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V _{CBO}	collector-base voltage	open emitter			
	2N2222		–	60	V
	2N2222A		–	75	V
V _{CEO}	collector-emitter voltage	open base			
	2N2222		–	30	V
	2N2222A		–	40	V
V _{EBO}	emitter-base voltage	open collector			
	2N2222		–	5	V
	2N2222A		–	6	V
I _C	collector current (DC)		–	800	mA
I _{CM}	peak collector current		–	800	mA
I _{BM}	peak base current		–	200	mA
P _{tot}	total power dissipation	T _{amb} ≤ 25 °C	–	500	mW
		T _{case} ≤ 25 °C	–	1.2	W
T _{stg}	storage temperature		–65	+150	°C
T _j	junction temperature		–	200	°C
T _{amb}	operating ambient temperature		–65	+150	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	VALUE	UNIT
R _{th j-a}	thermal resistance from junction to ambient	in free air	350	K/W
R _{th j-c}	thermal resistance from junction to case		146	K/W

NPN switching transistors

2N2222; 2N2222A

CHARACTERISTICS

$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
I_{CBO}	collector cut-off current 2N2222	$I_E = 0; V_{CB} = 50\text{ V}$	–	10	nA
		$I_E = 0; V_{CB} = 50\text{ V}; T_{amb} = 150\text{ }^\circ\text{C}$	–	10	μA
I_{CBO}	collector cut-off current 2N2222A	$I_E = 0; V_{CB} = 60\text{ V}$	–	10	nA
		$I_E = 0; V_{CB} = 60\text{ V}; T_{amb} = 150\text{ }^\circ\text{C}$	–	10	μA
I_{EBO}	emitter cut-off current	$I_C = 0; V_{EB} = 3\text{ V}$	–	10	nA
h_{FE}	DC current gain	$I_C = 0.1\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}$	35	–	
		$I_C = 1\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}$	50	–	
		$I_C = 10\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}$	75	–	
		$I_C = 150\text{ mA}; V_{CE} = 1\text{ V}; \text{note 1}$	50	–	
		$I_C = 150\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}; \text{note 1}$	100	300	
h_{FE}	DC current gain 2N2222A	$I_C = 10\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}; T_{amb} = -55\text{ }^\circ\text{C}$	35	–	
h_{FE}	DC current gain 2N2222 2N2222A	$I_C = 500\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}; \text{note 1}$	30	–	
			40	–	
V_{CEsat}	collector-emitter saturation voltage 2N2222	$I_C = 150\text{ mA}; I_B = 15\text{ mA}; \text{note 1}$	–	400	mV
		$I_C = 500\text{ mA}; I_B = 50\text{ mA}; \text{note 1}$	–	1.6	V
V_{CEsat}	collector-emitter saturation voltage 2N2222A	$I_C = 150\text{ mA}; I_B = 15\text{ mA}; \text{note 1}$	–	300	mV
		$I_C = 500\text{ mA}; I_B = 50\text{ mA}; \text{note 1}$	–	1	V
V_{BEsat}	base-emitter saturation voltage 2N2222	$I_C = 150\text{ mA}; I_B = 15\text{ mA}; \text{note 1}$	–	1.3	V
		$I_C = 500\text{ mA}; I_B = 50\text{ mA}; \text{note 1}$	–	2.6	V
V_{BEsat}	base-emitter saturation voltage 2N2222A	$I_C = 150\text{ mA}; I_B = 15\text{ mA}; \text{note 1}$	0.6	1.2	V
		$I_C = 500\text{ mA}; I_B = 50\text{ mA}; \text{note 1}$	–	2	V
C_c	collector capacitance	$I_E = i_e = 0; V_{CB} = 10\text{ V}; f = 1\text{ MHz}$	–	8	pF
C_e	emitter capacitance 2N2222A	$I_C = i_c = 0; V_{EB} = 500\text{ mV}; f = 1\text{ MHz}$	–	25	pF
f_T	transition frequency 2N2222 2N2222A	$I_C = 20\text{ mA}; V_{CE} = 20\text{ V}; f = 100\text{ MHz}$	250	–	MHz
			300	–	MHz
F	noise figure 2N2222A	$I_C = 200\text{ }\mu\text{A}; V_{CE} = 5\text{ V}; R_S = 2\text{ k}\Omega;$ $f = 1\text{ kHz}; B = 200\text{ Hz}$	–	4	dB

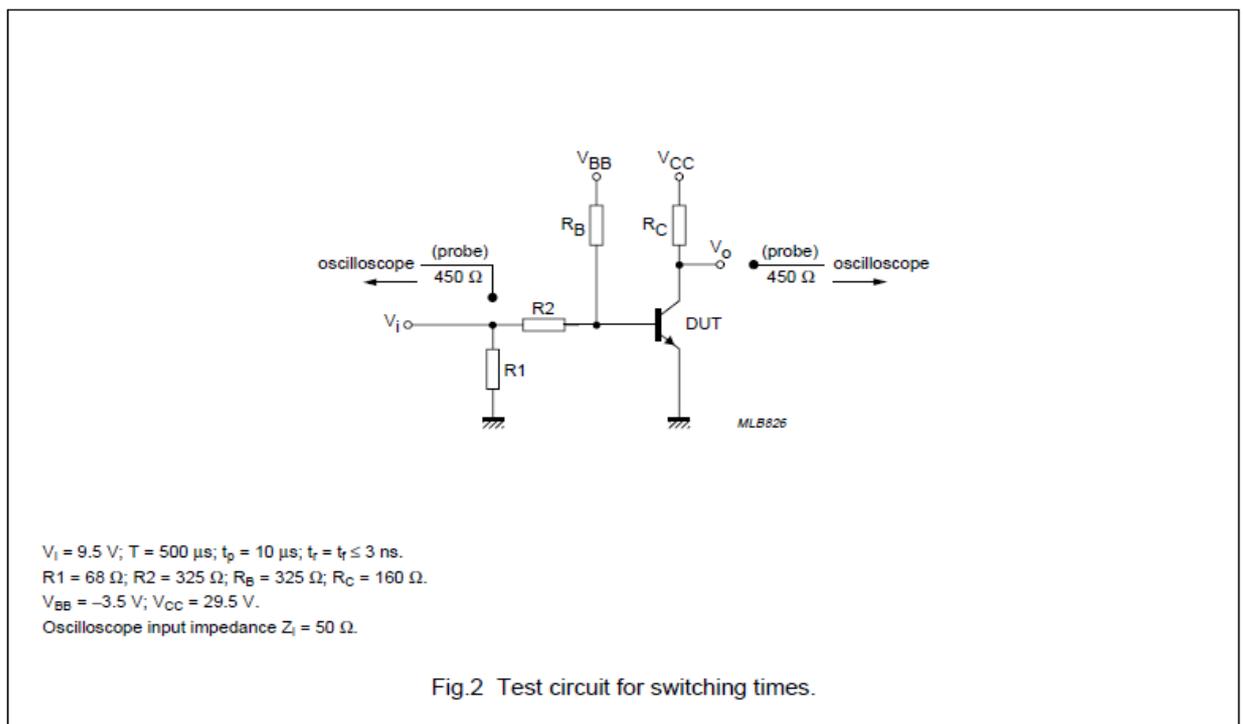
NPN switching transistors

2N2222; 2N2222A

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
Switching times (between 10% and 90% levels); see Fig.2					
t_{on}	turn-on time	$I_{Con} = 150 \text{ mA}; I_{Bon} = 15 \text{ mA}; I_{Boff} = -15 \text{ mA}$	–	35	ns
t_d	delay time		–	10	ns
t_r	rise time		–	25	ns
t_{off}	turn-off time		–	250	ns
t_s	storage time		–	200	ns
t_f	fall time		–	60	ns

Note

1. Pulse test: $t_p \leq 300 \mu\text{s}; \delta \leq 0.02$.



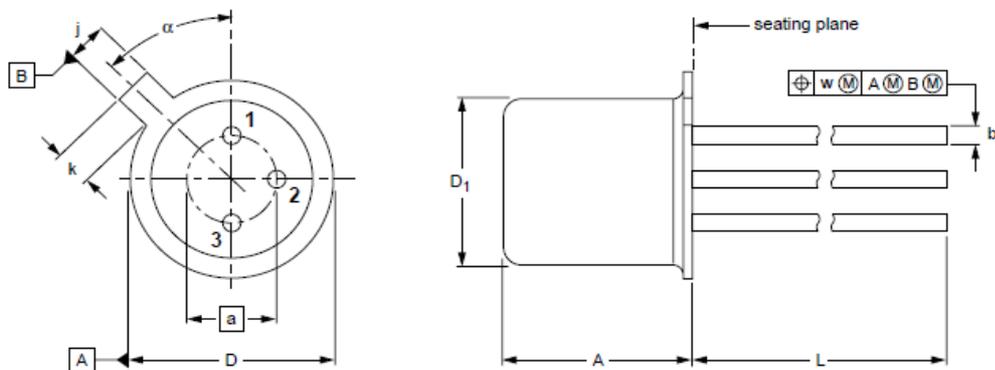
NPN switching transistors

2N2222; 2N2222A

PACKAGE OUTLINE

Metal-can cylindrical single-ended package; 3 leads

SOT18/13



DIMENSIONS (millimetre dimensions are derived from the original inch dimensions)

UNIT	A	a	b	D	D_1	j	k	L	w	α
mm	5.31 4.74	2.54	0.47 0.41	5.45 5.30	4.70 4.55	1.03 0.94	1.1 0.9	15.0 12.7	0.40	45°

OUTLINE VERSION	REFERENCES			EUROPEAN PROJECTION	ISSUE DATE
	IEC	JEDEC	EIAJ		
SOT18/13	B11/C7 type 3	TO-18			97-04-18

Anexo VII. Transistor 2N3906, datasheet.

FAIRCHILD

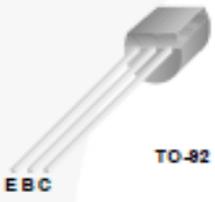
April 2014

2N3906 / MMBT3906 / PZT3906 PNP General-Purpose Amplifier

Description

This device is designed for general-purpose amplifier and switching applications at collector currents of 10 mA to 100 mA.

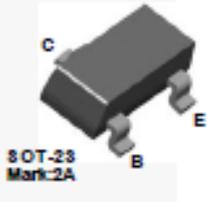
2N3906



TO-92

E B C

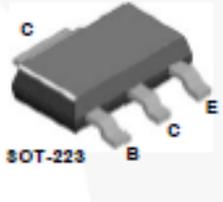
MMBT3906



SOT-23
Mark:2A

C B E

PZT3906



SOT-223

C B E

Ordering Information

Part Number	Marking	Package	Packing Method	Pack Quantity
2N3906BU	2N3906	TO-92 3L	Bulk	10000
2N3906TA	2N3906	TO-92 3L	Ammo	2000
2N3906TAR	2N3906	TO-92 3L	Ammo	2000
2N3906TF	2N3906	TO-92 3L	Tape and Reel	2000
2N3906TFR	2N3906	TO-92 3L	Tape and Reel	2000
MMBT3906	2A	SOT-23 3L	Tape and Reel	3000
PZT3906	3906	SOT-223 4L	Tape and Reel	2500

Absolute Maximum Ratings⁽¹⁾

Stresses exceeding the absolute maximum ratings may damage the device. The device may not function or be operable above the recommended operating conditions and stressing the parts to these levels is not recommended. In addition, extended exposure to stresses above the recommended operating conditions may affect device reliability. The absolute maximum ratings are stress ratings only. Values are at $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage	-40	V
V_{CBO}	Collector-Base Voltage	-40	V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage	-5.0	V
I_C	Collector Current - Continuous	-200	mA
T_J, T_{STG}	Operating and Storage Junction Temperature Range	-55 to +150	$^\circ\text{C}$

Note:

1. These ratings are based on a maximum junction temperature of 150°C .

These are steady-state limits. Fairchild Semiconductor should be consulted on applications involving pulsed or low-duty cycle operations.

Thermal Characteristics

Values are at $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	Maximum			Unit
		2N3906 ⁽³⁾	MMBT3906 ⁽²⁾	PZT3906 ⁽³⁾	
P_D	Total Device Dissipation	625	350	1,000	mW
	Derate Above 25°C	5.0	2.8	8.0	mW/ $^\circ\text{C}$
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance, Junction to Case	83.3			$^\circ\text{C}/\text{W}$
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient	200	357	125	$^\circ\text{C}/\text{W}$

Notes:

2. Device is mounted on FR-4 PCB 1.6 Inch X 1.6 Inch X 0.06 Inch.

3. PCB size: FR-4, 76 mm x 114 mm x 1.57 mm (3.0 Inch x 4.5 Inch x 0.062 Inch) with minimum land pattern size.



Electrical Characteristics

Values are at $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	Conditions	Min.	Max.	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
$V_{(BR)CEO}$	Collector-Emitter Breakdown Voltage ⁽⁴⁾	$I_C = -1.0\text{ mA}, I_B = 0$	-40		V
$V_{(BR)CBO}$	Collector-Base Breakdown Voltage	$I_C = -10\text{ }\mu\text{A}, I_E = 0$	-40		V
$V_{(BR)EBO}$	Emitter-Base Breakdown Voltage	$I_E = -10\text{ }\mu\text{A}, I_C = 0$	-5.0		V
I_{BL}	Base Cut-Off Current	$V_{CE} = -30\text{ V}, V_{BE} = 3.0\text{ V}$		-50	nA
I_{CEX}	Collector Cut-Off Current	$V_{CE} = -30\text{ V}, V_{BE} = 3.0\text{ V}$		-50	nA
ON CHARACTERISTICS					
h_{FE}	DC Current Gain ⁽⁴⁾	$I_C = -0.1\text{ mA}, V_{CE} = -1.0\text{ V}$	60		
		$I_C = -1.0\text{ mA}, V_{CE} = -1.0\text{ V}$	80		
		$I_C = -10\text{ mA}, V_{CE} = -1.0\text{ V}$	100	300	
		$I_C = -50\text{ mA}, V_{CE} = -1.0\text{ V}$	60		
		$I_C = -100\text{ mA}, V_{CE} = -1.0\text{ V}$	30		
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = -10\text{ mA}, I_B = -1.0\text{ mA}$		-0.25	V
		$I_C = -50\text{ mA}, I_B = -5.0\text{ mA}$		-0.40	
$V_{BE(sat)}$	Base-Emitter Saturation Voltage	$I_C = -10\text{ mA}, I_B = -1.0\text{ mA}$	-0.65	-0.85	V
		$I_C = -50\text{ mA}, I_B = -5.0\text{ mA}$		-0.95	
SMALL SIGNAL CHARACTERISTICS					
f_T	Current Gain - Bandwidth Product	$I_C = -10\text{ mA}, V_{CE} = -20\text{ V}, f = 100\text{ MHz}$	250		MHz
C_{obo}	Output Capacitance	$V_{CB} = -5.0\text{ V}, I_E = 0, f = 100\text{ kHz}$		4.5	pF
C_{ibo}	Input Capacitance	$V_{EB} = -0.5\text{ V}, I_C = 0, f = 100\text{ kHz}$		10.0	pF
NF	Noise Figure	$I_C = -100\text{ }\mu\text{A}, V_{CE} = -5.0\text{ V}, R_S = 1.0\text{ k}\Omega, f = 10\text{ Hz to }15.7\text{ kHz}$		4.0	dB
SWITCHING CHARACTERISTICS					
t_d	Delay Time	$V_{CC} = -3.0\text{ V}, V_{BE} = -0.5\text{ V}$		35	ns
t_r	Rise Time	$I_C = -10\text{ mA}, I_{B1} = -1.0\text{ mA}$		35	ns
t_s	Storage Time	$V_{CC} = -3.0\text{ V}, I_C = -10\text{ mA}, I_{B1} = I_{B2} = -1.0\text{ mA}$		225	ns
t_f	Fall Time			75	ns

Note:

4. Pulse test: pulse width $\leq 300\text{ }\mu\text{s}$, duty cycle $\leq 2.0\%$.

Anexo VIII. Transistor mosfet IRFZ44Z,dataheet.

International
IR Rectifier

AUTOMOTIVE MOSFET

PD - 94797

IRFZ44Z
IRFZ44ZS
IRFZ44ZL

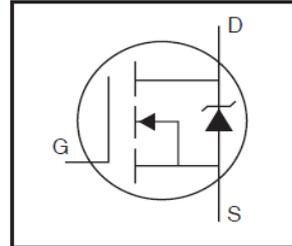
HEXFET® Power MOSFET

Features

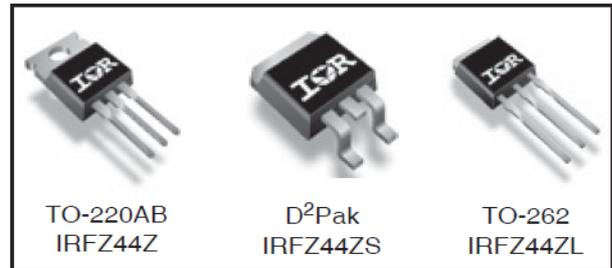
- Advanced Process Technology
- Ultra Low On-Resistance
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Repetitive Avalanche Allowed up to Tjmax

Description

Specifically designed for Automotive applications, this HEXFET® Power MOSFET utilizes the latest processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. Additional features of this design are a 175°C junction operating temperature, fast switching speed and improved repetitive avalanche rating. These features combine to make this design an extremely efficient and reliable device for use in Automotive applications and a wide variety of other applications.



$V_{DSS} = 55V$
$R_{DS(on)} = 13.9m\Omega$
$I_D = 51A$



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$ (Silicon Limited)	51	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$ (See Fig. 9)	36	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	200	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Maximum Power Dissipation	80	W
	Linear Derating Factor	0.53	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy (Thermally Limited) ②	86	mJ
$E_{AS} (tested)$	Single Pulse Avalanche Energy Tested Value ②	105	
I_{AR}	Avalanche Current ①	See Fig.12a,12b,15,16	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ③		mJ
T_J	Operating Junction and	-55 to + 175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1N•m)	

Thermal Resistance

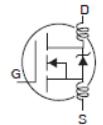
	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	1.87	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	62	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient (PCB Mount, steady state)④	—	40	

IRFZ44Z/S/L

International
IOR Rectifier

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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	55	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$
$\Delta BV_{DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.054	—	V/°C	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D = 1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	11.1	13.9	mΩ	$V_{GS} = 10V, I_D = 31A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu A$
gfs	Forward Transconductance	22	—	—	S	$V_{DS} = 25V, I_D = 31A$
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	20	μA	$V_{DS} = 55V, V_{GS} = 0V$
		—	—	250		$V_{DS} = 55V, V_{GS} = 0V, T_J = 125^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	200	nA	$V_{GS} = 20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-200		$V_{GS} = -20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	29	43	nC	$I_D = 31A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	7.2	11		$V_{DS} = 44V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	12	18		$V_{GS} = 10V$ ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	14	—		$V_{DD} = 28V$
t_r	Rise Time	—	68	—	ns	$I_D = 31A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	33	—		$R_G = 15\Omega$
t_f	Fall Time	—	41	—		$V_{GS} = 10V$ ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	1420	—	pF	$V_{GS} = 0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	240	—		$V_{DS} = 25V$
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	130	—		$f = 1.0\text{MHz}$, See Fig. 5
C_{oss}	Output Capacitance	—	830	—		$V_{GS} = 0V, V_{DS} = 1.0V, f = 1.0\text{MHz}$
C_{oss}	Output Capacitance	—	190	—		$V_{GS} = 0V, V_{DS} = 44V, f = 1.0\text{MHz}$
$C_{oss\ eff.}$	Effective Output Capacitance	—	300	—		$V_{GS} = 0V, V_{DS} = 0V\ \text{to}\ 44V$



Diode Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	51	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	200		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.2	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = 31A, V_{GS} = 0V$ ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	23	35	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_F = 31A, V_{DD} = 28V$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	17	26	nC	$di/dt = 100A/\mu s$ ④
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

