

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BAJA CALIFORNIA
FACULTAD DE CIENCIAS DE LA INGENIERÍA Y
TECNOLOGÍA



CONTROL DE VELOCIDAD DIGITAL PARA MOTOR DE ALTO
TORQUE

TESIS QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE INGENIERO EN
ELECTRÓNICA PRESENTA:

CANEK SILVA TÉLLEZ

DIRECTORA DE TESIS:

DANIELA MERCEDES MARTINEZ PLATA

TIJUANA, BAJA CALIFORNIA, MÉXICO

Noviembre de 2021

Resumen:

En el presente documento se desarrolla un controlador digital de velocidad para un motor cd de alto torque. Para esto se analizó la teoría concerniente a un motor cd, así como sus distintos métodos de control.

Se modificó un driver de control de velocidad comercial para que, en base a un microcontrolador, un circuito de control digital regule el voltaje que entra en el driver y de esta manera, el driver ejecute una función de transformador de voltaje necesario para suministrar la potencia que requiere el motor.

El correcto funcionamiento de este dispositivo significa que es posible alcanzar una mayor precisión en la velocidad deseada por un usuario cualquiera, a diferencia de un tradicional control análogo. Esto se logra mediante el accionamiento de botones, los cuales a su vez garantizan que en una cantidad determinada de pulsaciones, pueden alcanzar siempre la misma velocidad, en comparación con un control análogo basado en una perilla, mediante el cual, se requiere de un proceso de análisis más complejo, ya que no asegura que siempre se alcanzara la misma velocidad.

Palabras clave:

Driver de control de velocidad, control analógico, control digital, transformador de voltaje

Dedicatoria

A mis padres, por darme la oportunidad de alcanzar este logro.

Agradecimientos

Las personas a quienes más agradezco son mis padres. Por esforzarse para que mis hermanos y yo no sufriéramos las carencias que ellos vivieron.

Al profesor Víctor, por ser un mentor y un amigo más allá del salón de clases

A la doctora Daniela, por su guía y paciencia. Sin su apoyo este documento no hubiese sido posible

No dejo de agradecer al niño a quien, cuando los adultos preguntaban qué quería ser cuando creciera, respondía con ilusión:

-Quiero ser inventor.

Índice	
Capítulo 1.....	11
Introducción	11
Contexto del problema.....	13
Preguntas de investigación.	13
Objetivos	13
Objetivo general	13
Objetivos específicos	13
Capítulo 2.....	15
Máquinas eléctricas	15
Posición y velocidad Angular.....	15
Par de un motor	16
Circuitos magnéticos	17
Frecuencia.....	19
Fuerza electromotriz inducida.	20
Ley de Faraday	21
Generador de corriente alterna (CA)	22
Generador de corriente directa (CD)	23
Ley de Lenz.....	25
Fuerza electromotriz de movimiento.	26
Capítulo 3: Motores CD.....	29
Construcción de las máquinas CD.....	29
Construcción de los polos y de la estructura.....	30
Construcción del rotor o inducido	31
El conmutador y las escobillas.....	31
Aislamiento de los devanados.....	31
Funcionamiento	32
Fórmula fundamental de la tensión en un generador de c.c., para la fem entre escobillas.....	33
Velocidad de un motor en función de la fuerza contra electromotriz.	34
Tipos de motores de CD	35
Motor en serie.....	35

Motor en paralelo o en derivación	36
Motor compuesto	37
Características de velocidad de los motores CD	39
Tipos de control de velocidad para lo motores de CD	40
Control de campo.....	40
Control de la resistencia del inducido	41
Control de la resistencia de inducido en serie y <i>shunt</i>	42
Control de la tensión de inducido	43
Control electrónico de los motores CD.....	44
El SCR	44
Capítulo 4: Modelado de control de un motor CD	49
Sistemas de control retroalimentados o de lazo cerrado	49
Sistemas de control en lazo abierto.....	49
Control en lazo cerrado en comparación con control en lazo abierto.....	50
Funciones de transferencia para una red eléctrica	50
Función de transferencia de un sistema mecánico traslacional.....	51
Funciones de transferencia de un sistema mecánico rotacional	51
Funciones de transferencia de un sistema electromecánico	52
Función de transferencia de un motor CD	52
Estimación de parámetros del motor de corriente directa	55
Resistencia de la armadura (R) e inductancia en el motor	55
Cálculo del momento de inercia (J).....	57
Capítulo 5: El controlador de velocidad	61
Potenciómetro digital	64
5.5 El microcontrolador.....	66
Incremento/decremento en potenciómetro digital.....	66
Amplificador no inversor	67
Fuente de poder rectificadora en el Op-Amp.	69
Lector de Revoluciones por minuto (RPM)	72
Capítulo 6 Descripción de resultados	76

Comparación de RPM medido con respecto al calculado	76
Conclusiones.....	79
Referencias.....	115

Índice de figuras

Figura 1. a) Fuerza aplicada a un cilindro de manera que todo que pase por su eje de rotación $\tau=0$. b) Fuerza aplicada a un cilindro de manera que su línea de acción no pase por el eje de rotación.....	16
Figura 2. Deducción de la ecuación del par en un objeto	17
Figura 3. Circuito eléctrico sencillo en comparación con un circuito magnético análogo al núcleo del transformador.....	17
Figura 4. Determinación de la polaridad de una fuente de fuerza magnetomotriz en un circuito magnético	18
Figura 5. Variación del número de ciclos en función de pares de polos [3].	20
Figura 6. Inducción mutua [4]	21
Figura 7. Diagrama de un alternador	22
Figura 8. Gráfica del flujo a través de la espira y la fem resultante entre las terminales a y b, a lo largo de las posiciones correspondientes de la espira durante una rotación completa.	23
Figura 9. Diagrama de un generador CD que utiliza un conmutador de anillo partido. Las mitades del anillo están unidas a la espira y giran con esta. [5].....	24
Figura 10. Gráfica de la fem inducida resultante entre las terminales a y b. [5].....	25
Figura 11. Inducción de una corriente por medio del movimiento de un imán que se desplaza dentro de una bobina.....	25
Figura 12. Regla de Fleming o “Regla de la mano derecha” para determinar la dirección de la corriente inducida. [6]	26
Figura 13. Dirección de la fuerza magnética F sobre una partícula con carga positiva que se mueve con una velocidad v en la presencia de un campo magnético B [7].....	27
Figura 14. La fuerza magnética sobre este conductor con corriente se dirige hacia arriba fuera de la página [7].....	27
Figura 15. Cargas q moviéndose de forma centrípeta al campo B . [7].....	28
Figura 16. Diagrama simplificado de una máquina de CD. [3]	30
Figura 17. Polos con un entrehierro más ancho en los extremos para reducir la reacción del inducido. a) Polos achaflanados; b) polos excéntricos o uniformemente nivelados. [3].....	30
Figura 18	32
Figura 19	32

Figura 20.Circuito equivalente del motor en serie (Las bobinas están dispuestas de manera ficticia) [9]	35
Figura 21.Circuito equivalente del motor paralelo en configuración autoexcitado [9].....	36
Figura 22. Circuito equivalente del motor paralelo en configuración excitación separada [9].....	37
Figura 23. Circuito equivalente de un motor con conexión de derivación larga [2], [9]	38
Figura 24. Circuito equivalente de un motor con conexión de derivación corta [2], [9].....	38
Figura 25. Comparación de las características velocidad-carga para una máquina de CD determinada. [10].....	39
Figura 26. Control de resistencias en la excitación y en el inducido	40
Figura 27. Control de resistencia de inducido.....	41
Figura 28. Control de la resistencia de inducido en serie y shunt.....	43
Figura 29. Control de la tensión de inducido.....	44
Figura 30 Rectificador de Silicio Controlado (SCR)	45
Figura 31.Circuito virtual de un SCR (basado en transistores pnp y npn)	46
Figura 32. Control de la tensión de inducido unidireccional en puente de onda completa.	47
Figura 33. Control de la tensión de inducido unidireccional del tipo de puente	48
Figura 34. Ejemplo de un sistema de control en lazo cerrado [13].....	49
Figura 35. Sistema de calefacción central (ejemplo de lazo abierto).	50
Figura 36.Modelado de un motor CD [15]	52
Figura 37. Diagrama de bloques en SimuLink para el sistema de ecuaciones 44-47.....	58
Figura 38. Diagrama de bloques comprimido a subsistema con monitores para la corriente y la velocidad angular	58
Figura 39. Gráfica velocidad angular (vertical) en comparación al tiempo en segundos (horizontal).....	59
<i>Figura 40. Gráfica de estabilización de la corriente (vertical) en comparación al tiempo en segundos (horizontal).....</i>	<i>59</i>
Figura 41. Grafica del RPM esperado respecto al voltaje simulado	60
Figura 42. Motor CD de alto torque.....	61
Figura 43 DCV KBLC HHLC.....	61
Figura 44. Diagrama de conexión del DCV KBLC HHLC.....	62
Figura 45. Diagrama de bloques que describe el flujo del sistema	63
Figura 46 Configuración de puertos para el potenciómetro XC9102P	64
Figura 47. Amplificador no inversor y su circuito equivalente ideal [16].....	67
Figura 48. Amplificador no inversor con resistencia de entrada R_z [17]	68
Figura 49 Amplificador con ganancia 10.....	69

Figura 50. Diagrama de bloque que muestra las partes de una fuente de alimentación [18].....	70
Figura 51. Filtro de capacitor simple [18].....	70
Figura 52. Operación de un filtro de capacitor: a) voltaje de rectificador de onda completa; b) voltaje de salida filtrado [18].....	71
Figura 53. Circuito rectificador con filtro de capacitor	72
Figura 54. Sensor QRD1114 acoplado al eje del motor	73
Figura 55. Diagrama eléctrico del sensor QRD1114.....	73
Figura 56. Algoritmo que permite el sensado de vueltas del motor en un minuto.....	74
Figura 57. Diagrama de circuitos que componen al controlador digital	75
Figura 58. Modelado de control con diferentes entradas y salidas	76
Figura 59 Gráfica comparativa del RPM medido con respecto al calculado en el motor	77
Figura 60. Gráfica del porcentaje de error en el rpm medido con respecto al calculado.....	78

Lista de notaciones y símbolos

θ	Ángulo
ω	Velocidad angular
ω_m	Radianes por segundo
f_m	Revoluciones por segundo
n_m	Revoluciones por minuto
τ	Par
$\mathcal{F}$	Fuerza magnetomotriz
ϕ	Flujo del circuito
R	Reluctancia del circuito
T	Periodo
f	Frecuencia
N_V	Velocidad de rotación del rotor
p	Polos
f_{em}	Fuerza electromotriz
φ_B	Flujo del campo
q	Carga
M_F	Magnitud de fuerza magnética
L	Longitud
r	Radio
E_c	Fuerza contra electromotriz
E_g	Fem generada (cuando se analiza un generador)
V_a	Tensión en los bornes del inducido
Z	Número total de conductores en el inducido
a	Número de ramas de corriente entre escobillas de polaridad opuesta
I_a	Corriente en el inducido o armadura
R_a	Resistencia en el inducido o armadura
S	Velocidad en RPM
ϕ_p	Flujo por polo
E_a	Voltaje de armadura
R_S	Resistencia de serie
I_S	Corriente de serie
K	Constante dependiente de la construcción de la máquina eléctrica
V_p	Voltaje
I_a	Corriente de campo paralelo

Capítulo 1

Introducción

A partir de la invención del primer motor eléctrico en 1821, por el británico Michael Faraday, la humanidad ha presenciado una constante evolución en las características y capacidades de estas importantes máquinas eléctricas.

Un motor eléctrico es un dispositivo capaz de convertir la energía eléctrica en energía mecánica de rotación, por medio de la acción de los campos magnéticos que se generan en sus bobinas. Los motores eléctricos han comprobado ser superiores a los motores de combustión interna bajo determinadas circunstancias, esto debido a que un motor eléctrico es capaz de ofrecer un nivel de potencia similar al de un motor de combustión interna, pero con tamaño y peso reducidos. Además, los motores eléctricos no emiten contaminantes, al menos no de manera directa, y poseen una eficiencia elevada.

Los primeros motores eléctricos que se popularizaron fueron motores alimentados por corriente alterna (AC, por sus siglas en inglés), los cuales siguen siendo utilizados en la actualidad. No obstante, recientemente se ha popularizado el uso de los motores de corriente directa (DC, por sus siglas en inglés) dado que los motores de AC presentan características de velocidad-torque no lineales, gran tamaño y baja eficiencia respecto a los motores DC.

Los motores DC solucionan gran parte de los problemas de los motores AC al integrar un elemento conmutador que proporciona la información necesaria para excitar a los devanados en el momento correcto. Los primeros conmutadores fueron elementos mecánicos que en los últimos años han evolucionado hasta llegar a la conmutación electrónica, tal es el caso de los motores DC sin escobillas (BLDC, por sus siglas en inglés).

Dadas las numerosas aplicaciones de los motores DC, resulta imprescindible establecer métricas de desempeño para el funcionamiento de los mismos. Típicamente, las curvas características que se utilizan para describir el desempeño de un motor de CD son torque-velocidad, torque-corriente y velocidad-corriente. En conjunto, estas curvas describen el comportamiento del motor en condiciones de no carga y en condiciones de carga total.

Además de la descripción de las características inherentes al motor, otro factor fundamental que se debe tomar en consideración es la capacidad con la que se cuenta para controlar la velocidad de operación del motor. Ya que de nada sirve contar con un motor de alto desempeño, si el sistema que controla su operación no proporcionará la respuesta necesaria para controlar el sistema en donde el motor se encuentra embebido.

Tradicionalmente, los motores de CD se controlan mediante un driver de control de velocidad, el cual es operado por medio de una perilla acoplada a un potenciómetro

analógico. Es decir, en esta configuración de control, el ajuste de velocidad depende de un movimiento analógico realizado por un operador. Este tipo de control resulta ineficiente cuando el motor será utilizado para una aplicación de carácter estandarizado, pues al no conocer con precisión la velocidad a la que se mueve el eje del motor, un operador se ve forzado a realizar un proceso de evaluación empírica para llegar a la velocidad deseada; siendo que en muchos casos la velocidad requerida no es alcanzada por el operador y en lugar de ello, se obtiene una aproximación a la velocidad requerida con un margen de error impredecible.

El desarrollo de tecnologías digitales ha permitido reemplazar dispositivos analógicos, de tal forma que resulte posible contar con una medición precisa de las variables obtenidas. En el caso de los sistemas de control de velocidad para los motores CD, transitar de un elemento de control analógico a uno de control digital permite incrementar la precisión en el ajuste de velocidad del motor, lo cual resulta en consecuencia en una reducción de los errores de velocidad, mejorando con ello el desempeño del sistema en el que se integra el motor.

En metrología, la repetibilidad y la reproducibilidad son dos conceptos independientes, necesarios para clasificar los resultados obtenidos por un sistema de medición, tomando en consideración las diferentes condiciones presentes al momento de realizar una medición.

La repetibilidad se define como una condición de medición en la que se incluye el mismo procedimiento de medida, los mismos operadores, el mismo sistema de medida, las mismas condiciones de operación y el mismo lugar, así como mediciones repetidas del mismo objeto o de un objeto similar en un periodo corto de tiempo [1]

Por otro lado, la reproducibilidad se define como una condición de medición que incluye diferentes lugares, operadores, sistemas de medida y mediciones repetidas de los mismos objetos u objetos similares [1].

Existen diversos análisis de repetibilidad y reproducibilidad, denotados a menudo como R&R, basados en la evaluación estadística de las dispersiones y los resultados, los cuales se basan en métodos estadísticos específicos, entre los que se mencionan: Método del Rango, Método del Promedio y Rango y Análisis de Varianza (ANOVA). [1]

Aplicado al estudio de confiabilidad de la respuesta de la velocidad en motores CD, los estudios de repetibilidad y reproducibilidad permiten determinar la eficiencia del control de velocidad aplicado a un motor de CD.

Contexto del problema

Los motores de alto torque normalmente son operados con un control analógico, lo que aumenta el riesgo de una baja reproducibilidad, lo que implica un incremento en la variación de la velocidad del motor y con ello el incremento del error en dicho parámetro. Esto dificulta predicciones al momento de diseñar una aplicación basada en motores de CD.

En este trabajo se propone el desarrollo de un sistema de control digital, con el cual sea posible incrementar la repetibilidad y la reproducibilidad de la medición de velocidad que provee el motor, permitiendo con ello incrementar la confiabilidad en la lectura de velocidad presente en el motor para una configuración determinada.

Hipótesis

Un motor de corriente directa que integra un dispositivo de control digital de velocidad incrementa la repetibilidad y la reproducibilidad observadas al momento de que el operador ajusta la velocidad de operación del motor.

Preguntas de investigación.

¿Cuáles son los parámetros de ajuste que se deben conocer del motor de corriente directa para determinar los requerimientos de un controlador digital que permita incrementar la repetibilidad y la reproducibilidad de la velocidad?

¿Cuáles son los requerimientos del controlador de velocidad digital que permitan incrementar la repetibilidad y la reproducibilidad de la velocidad en un motor de corriente directa?

Objetivos

Objetivo general

Incrementar la repetibilidad y la reproducibilidad que se generan al momento en que el operador ajusta la velocidad de un motor de corriente directa.

Objetivos específicos

- Caracterizar el motor de corriente directa para obtener los parámetros de ajuste necesarios para el desarrollo del controlador digital de velocidad.
- Desarrollar un programa informático que permita controlar el potenciómetro digital que proporcionará los cambios de estado necesarios para regular la velocidad del motor de corriente directa.

- Desarrollar un modelo de control de lazo abierto para evaluar el grado de confiabilidad de la respuesta del controlador digital con respecto al modelo de caracterización de la respuesta de velocidad del motor de corriente directa.

Estructura del documento

El presente documento de tesis se compone por seis capítulos, los cuales se resumen a continuación.

- **Capítulo 2.** Se describe el concepto de una máquina eléctrica, así como los principios físicos que permiten su funcionamiento. Se definen los conceptos de posición angular, velocidad angular, par, frecuencia, fuerza electromotriz inducida. Se describe el funcionamiento de un generador de corriente alterna, así como el funcionamiento de un generador de corriente directa. También se explican los enunciados conocidos como *ley de Faraday* y *ley de Lenz*, los cuales explican la relación que existe entre el flujo magnético y corriente eléctrica presentes en toda máquina eléctrica.
- **Capítulo 3.** Se describe la construcción de un motor de corriente directa y sus componentes. Se analizan las ecuaciones que rigen el comportamiento de cada uno de sus partes y se obtiene la ecuación fundamental de la velocidad de un motor CD. Se describen los diferentes tipos de motores CD que existen junto a sus diferencias con respecto a los demás. Se describen los diferentes controles que pueden regular la velocidad en un motor CD así como algunos de sus componentes más importantes.
- **Capítulo 4.** Se definen los sistemas de lazo abierto y lazo cerrado al igual que sus diferencias. Se describe un sistema de ecuaciones con el cual, al combinarse matemáticamente en uno sólo, describen la velocidad de un motor tomando en cuenta su respuesta en el tiempo. Se describe el procedimiento para la caracterización de un motor de CD. En base al modelo de control obtenido, se crea una simulación utilizando la herramienta SimuLink del software Matlab para obtener una estimación matemática de los resultados que pretenden obtenerse.
- **Capítulo 5.** Se describe la construcción del controlador digital del motor CD de alto torque. Se describen los componentes individuales del controlador y cómo fueron acoplados para un funcionamiento conjunto. Se comparan los resultados obtenidos en la práctica en relación a los obtenidos por medio de una simulación previa.
- **Capítulo 6.** Presenta las conclusiones y contribuciones del trabajo de investigación, así como los posibles trabajos futuros que puedan derivar de esta investigación.

Capítulo 2

Máquinas eléctricas

Una máquina eléctrica es un dispositivo que puede convertir energía mecánica en energía eléctrica o energía eléctrica en energía mecánica. Cuando este dispositivo se utiliza para convertir energía mecánica en energía eléctrica se denomina *generador*, y cuando convierte energía eléctrica en energía mecánica se llama *motor*. Puesto que puede convertir energía eléctrica en mecánica o viceversa, una máquina eléctrica se puede utilizar como motor o generador [2].

Posición y velocidad Angular

La posición angular de un objeto es el ángulo en el que se sitúa, medido desde algún punto de referencia arbitrario. Por lo general, la posición angular se mide en radianes o grados, lo cual es equivalente al concepto de distancia en el movimiento rectilíneo; se representa con la letra griega Theta (θ). [2]

La velocidad angular es la tasa de cambio en la posición angular con respecto al tiempo; se representa mediante la letra griega Omega (ω). En el movimiento giratorio, la velocidad angular es el concepto análogo al concepto de la velocidad lineal. La velocidad lineal unidimensional se define como la tasa o razón de cambio en el desplazamiento sobre la línea (r) con respecto al tiempo. [2]

$$v = \frac{dr}{dt} \quad (1)$$

De manera similar, la velocidad angular ω se define como la tasa o razón de cambio del desplazamiento angular θ con respecto al tiempo. [2]

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (2)$$

Debido a que la unidad más común para trabajar con la posición angular θ , sean los radianes, la velocidad angular ω se mide utilizando radianes por segundo (ω_m), o bien, puede ser expresada en revoluciones (ciclo de una vuelta circular) por segundo (f_m). También se puede encontrar expresada en unidades de revoluciones por minuto (n_m). Cabe destacar que el subíndice m representa una cantidad mecánica, lo cual es útil para evitar confusiones cuando se requiera establecer una diferencia entre una cantidad mecánica y una cantidad eléctrica. [2]

$$n_m = 60f_m \quad (3)$$

$$f_m = \frac{\omega_n}{2\pi} \quad (4)$$

Par de un motor

Cuando se habla de un movimiento rotatorio, su velocidad angular permanecerá constante o en estado de reposo a menos que un *par* actúe sobre el mismo. Cuanto mayor sea el par aplicado al objeto, más rápidamente cambiará su velocidad. [2]. En la figura 1 se representa gráficamente la interacción que ejerce una fuerza con respecto al eje de un cilindro.

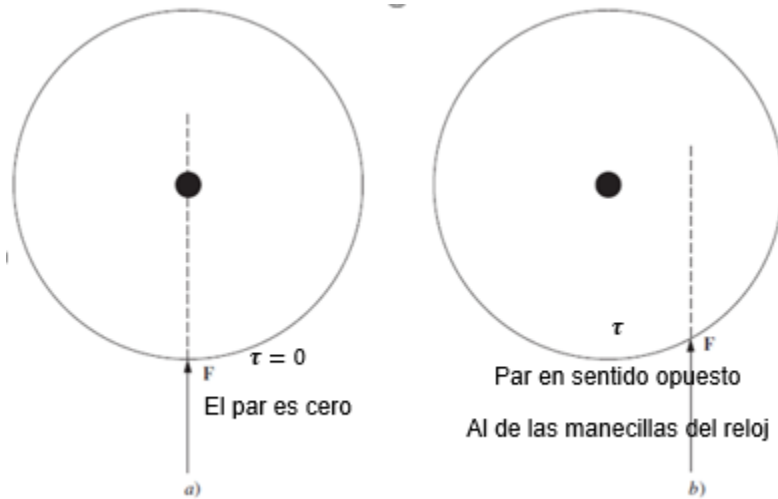


Figura 1. a) Fuerza aplicada a un cilindro de manera que todo que pase por su eje de rotación $\tau=0$. b) Fuerza aplicada a un cilindro de manera que su línea de acción no pase por el eje de rotación. [2]

El par sobre un objeto se define como el producto de la fuerza aplicada al objeto y la distancia más corta entre la línea de acción de la fuerza y el eje de rotación del objeto. Si r es un vector que apunta desde el eje de rotación hasta el punto de aplicación de la fuerza y si F es la fuerza aplicada el par debe describirse como

$$\begin{aligned} \tau &= (\text{Fuerza aplicada}) (\text{distancia perpendicular}) \\ &= (F)(r \sin \theta) \\ &= rF \sin \theta \end{aligned} \quad (5)$$

Donde θ es el ángulo entre r y el vector F . Las unidades del par son newton-metro en las unidades del SI y libra-pie para el sistema inglés. En la figura 2 se representa gráficamente la ecuación del par sobre un objeto. [2]

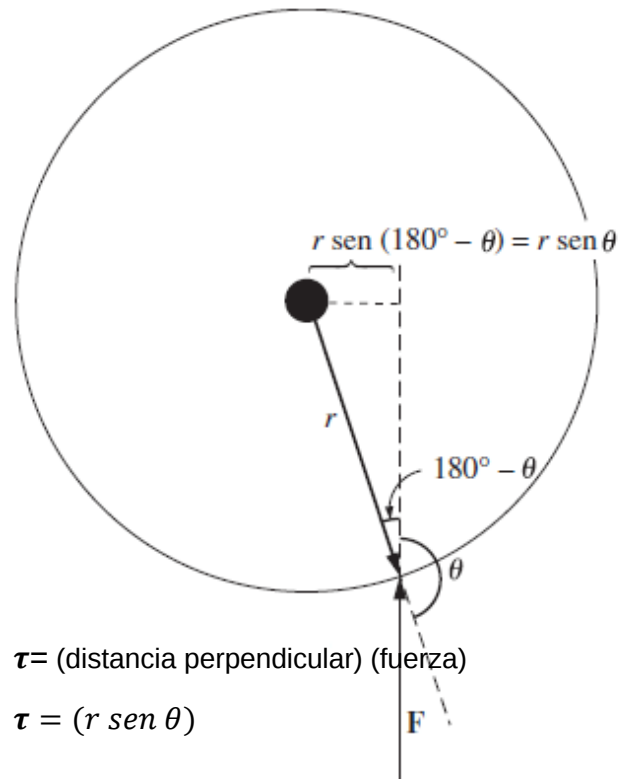


Figura 2. Deducción de la ecuación del par en un objeto [2]

Circuitos magnéticos

Un circuito magnético puede ser definido si es que su comportamiento está determinado por ecuaciones análogas establecidas para un circuito eléctrico. [2]

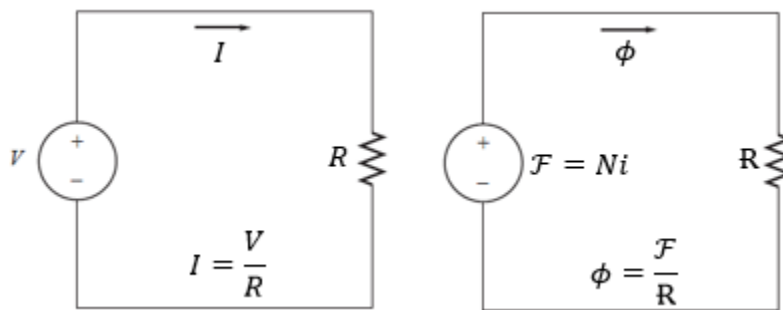


Figura 3. Circuito eléctrico sencillo en comparación con un circuito magnético análogo al núcleo del transformador. [2]

Es común que se utilice un modelo de circuito eléctrico para representar un circuito de este tipo, ya que este proceso simplifica el proceso de diseño. [2]

En un circuito magnético sencillo como el de la figura 3, la fuente de voltaje V genera corriente I a lo largo de la resistencia R . La relación entre estas cantidades está dada por la ley de ohm $V = IR$. En el circuito eléctrico, el voltaje o fuerza electromotriz genera el flujo de corriente. Por analogía, la cantidad correspondiente en el circuito magnético se denomina *fuerza magnetomotriz* (fmm). La fmm de un circuito magnético es igual al fujo efectivo de corriente aplicado al núcleo. [2]

$$\mathcal{F} = Ni \quad (6)$$

Donde $\mathcal{F}$ es el símbolo de la fuerza magnetomotriz, medida en ampere-vueltas, y la corriente I_{neta} es Ni , puesto que la bobina de alambre corta N veces (número de vueltas) mientras pasa por la corriente i . [2] En la figura 4 se muestra gráficamente el flujo del campo en un circuito magnético.

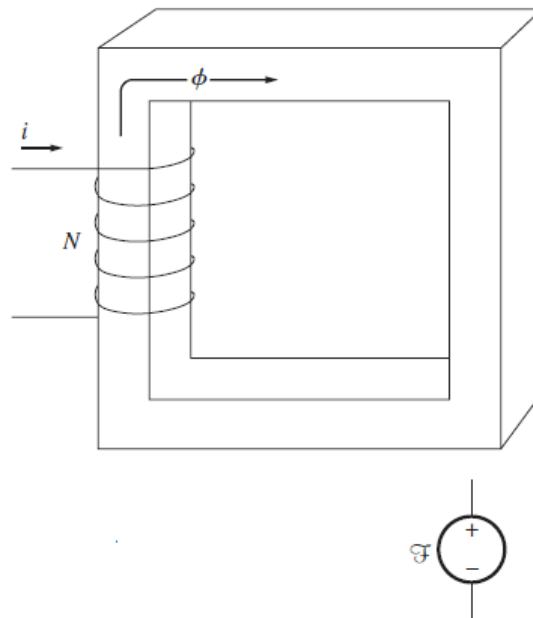


Figura 4. Determinación de la polaridad de una fuente de fuerza magnetomotriz en un circuito magnético [2]

En un circuito eléctrico, el voltaje aplicado ocasiona un flujo de corriente I . En forma similar, en un circuito eléctrico está dada por la ley de Ohm; en forma semejante, a relación entre la fuerza magnetomotriz de flujo es

$$\mathcal{F} = \phi R \quad (7)$$

Donde

$\mathcal{F}$ = Fuerza magnetomotriz del circuito

ϕ = Flujo del circuito

R = Reluctancia del circuito

La reluctancia del circuito magnético es homóloga de la resistencia del circuito eléctrico y se mide en amperes-vueltas por weber. [2]

Frecuencia

En el estudio de la máquina elemental de dos polos, una vuelta completa de la espira (ciclo geométrico), genera un ciclo (eléctrico) en la fuerza electromotriz inducida. El tiempo que tarda en producirse dicho ciclo se denomina periodo (T) y se expresa en segundos. Así, el número de ciclos por segundo se denomina frecuencia (f) y se mide en hercios (Hz). De esta forma se puede establecer una relación entre las dos magnitudes:

$$T = \frac{1}{f} \quad (8)$$

Así se deduce, que, si en un mismo tiempo se producen más o menos ciclos, la frecuencia también variará en consecuencia. Si la máquina dispone de más de dos polos, como es habitual en las máquinas reales, el número de ciclos por vuelta será igual al número de pares de polos según se muestra en la figura 5 [3].

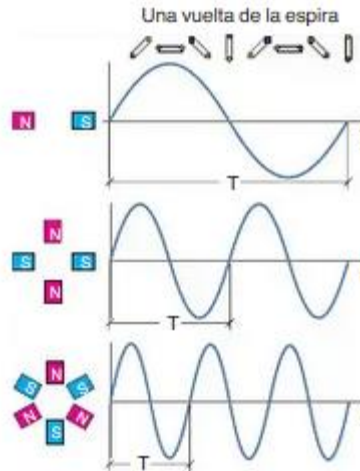


Figura 5. Variación del número de ciclos en función de pares de polos [3].

En máquinas eléctricas rotativas de corriente alterna, la frecuencia está relacionada con la velocidad de rotación del rotor (N) en revoluciones por minuto (rpm) y con el número de pares de polos (p) de la máquina.

$$f = p \frac{N}{60} \quad (9)$$

De esta forma es posible conocer la frecuencia de un generador de la velocidad a la que gira su sistema motriz. La velocidad obtenida por la expresión anterior se denomina velocidad de sincronismo. Así, una máquina que consigue que su rotor gire a dicha velocidad se denomina síncrona [3].

Fuerza electromotriz inducida.

La fuerza electromotriz (fem) se define como un voltaje o diferencia de potencial eléctrico capaz de crear una corriente eléctrica. Se observa en forma experimental que un imán que se mantiene estacionario cerca de una espira de alambre conductor no induce una fem (y, por tanto, no produce corriente) en esa espira. Sin embargo, si el imán se acerca a la espira, se producirá una corriente eléctrica en la espira, al igual que si el imán se aleja. Lo cual indica que este fenómeno sólo se produce durante la acción de alejar-acercar el imán. [4]

Otra forma de inducir una corriente en una espira estacionaria de alambre, consiste en conectar una segunda espira a una batería. Cuando en el circuito de la figura 6, se cierra el interruptor de la batería, la corriente en la espira derecha pasa de cero a algún valor constante en un breve lapso de tiempo. Cuando la corriente en la espira derecha llega a su valor estable, el campo magnético que produce se vuelve constante, y la corriente en la espira izquierda baja a cero. De igual manera, cuando se abre el interruptor en la espira derecha, su corriente y su campo disminuyen hasta llegar a cero, y el medidor se desvía en dirección contraria, indicando una inversión de la dirección de la corriente inducida en

la espira izquierda. Esto demuestra que la corriente inducida en una espira sólo se presenta cuando cambia el campo magnético en esa espira. [4]

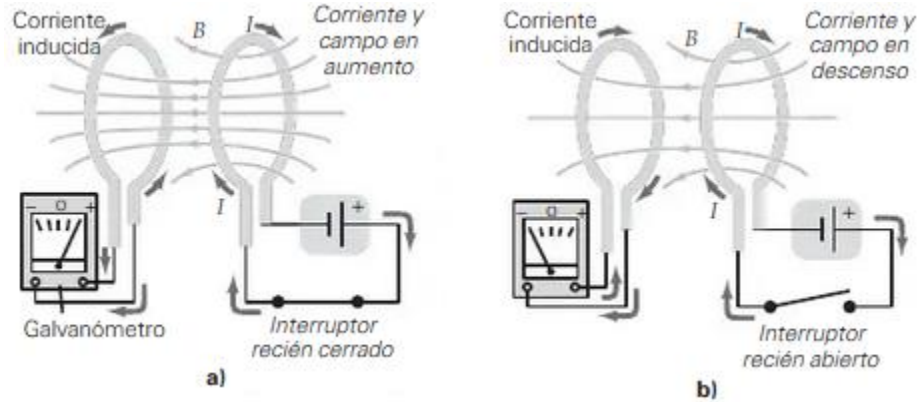


Figura 6. Inducción mutua [4]

Ley de Faraday

La ley de Faraday de la inducción, establece que la fem inducida en un circuito cerrado es igual al negativo de la razón de cambio en el tiempo del flujo magnético a través del circuito [5].

$$\varepsilon = - \frac{d\phi_B}{dt} \quad (10)$$

El flujo magnético variable a través de un circuito es un elemento común de la inducción. Para un elemento de área infinitesimal $d\vec{A}$ en un campo magnético $\vec{B}$, el flujo magnético $d\phi_B$ a través del área es

$$d\phi_B = \vec{B} \cdot d\vec{A} = B_{\perp} dA = B dA \cos\phi$$

Donde $B_{\perp}$ es la componente de $\vec{B}$ perpendicular a la superficie del elemento de área, y ϕ es el ángulo entre $\vec{B}$ y $d\vec{A}$ (no se debe confundir entre el ángulo ϕ y el flujo del campo ϕ_B) [5].

El flujo magnético total ϕ_B a través de un área finita es la integral de esta expresión sobre el área:

$$\phi_B = \int \vec{B} \cdot d\vec{A} = \int B dA \cos\phi \quad (11)$$

Si $\vec{B}$ es uniforme a través de un área plana $\vec{A}$, entonces:

$$\phi_B = \vec{B} \cdot \vec{A} = BA \cos\phi \quad (12)$$

Si se tiene una bobina con N espiras idénticas y si el flujo varía a la misma razón a través de cada espira, la razón total de cambio a través de todas las espiras es N veces más grande que para una sola espira. Si ϕ_B es el flujo a través de cada espira, a fem total en una bobina con N espiras es [5]:

$$\varepsilon = -N \frac{d\phi_B}{dt} \quad (13)$$

Generador de corriente alterna (CA)

Se puede utilizar un alternador como fuente de fem en un circuito externo utilizando dos anillos conectores que giran con la espira como se muestra en la figura 7. Los anillos se deslizan contra contactos fijos llamados *escobillas*, que están conectados a las terminales exteriores a y b . Como la fem varía en forma sinusoidal, la corriente resultante en el circuito es alterna, cuya magnitud y dirección también varían en forma sinusoidal. La amplitud de la fem aumenta si se incrementa la rapidez de la rotación, la magnitud del campo o el área de la espira [5].

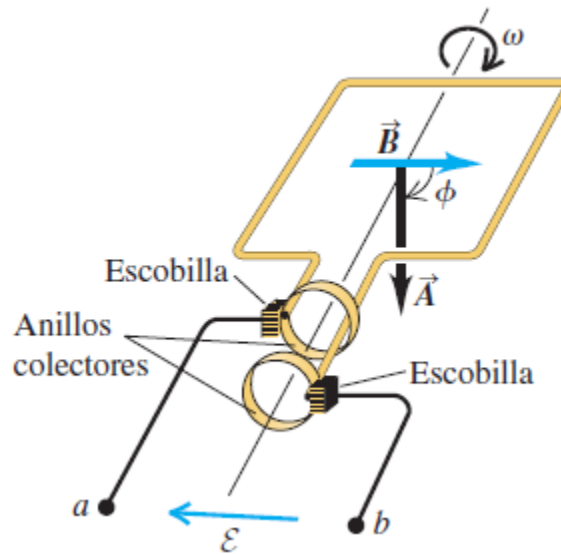


Figura 7. Diagrama de un alternador [5]

En la figura anterior se hace girar una espira rectangular con rapidez angular constante ω alrededor del eje que se indica. El campo magnético $\vec{B}$ es uniforme y constante. Debido a que el campo magnético es uniforme en toda la espira, el flujo magnético es $\phi_B = BA \cos \phi = BA \cos \omega t$. Entonces, por la ley de Faraday (ecuación 9) la fem inducida es [5]:

$$\varepsilon = -\frac{d\phi_B}{dt} = -\frac{d}{dt}(BA \cos \omega t) = \omega BA \sin \omega t \quad (14)$$

En la figura 8 se muestra de manera gráfica cómo la fem actúa en relación al flujo en un motor de corriente alterna.

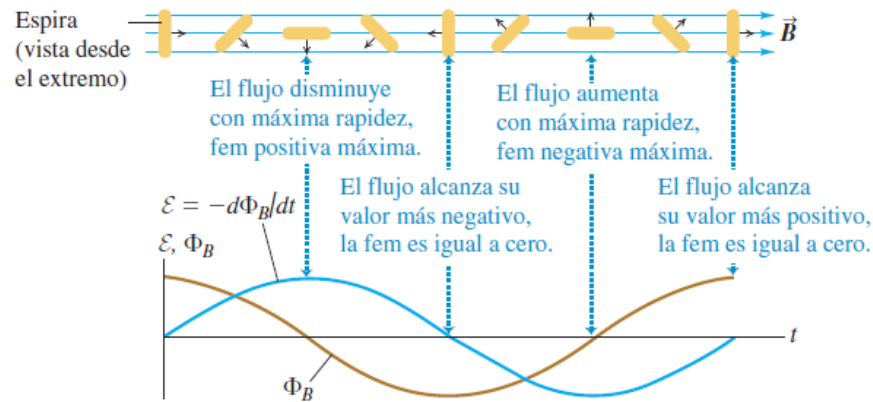


Figura 8. Gráfica del flujo a través de la espira y la fem resultante entre las terminales a y b, a lo largo de las posiciones correspondientes de la espira durante una rotación completa. [5]

Generador de corriente directa (CD)

La figura 9 muestra un generador de corriente directa (CD) que produce una fem en que siempre tiene la misma polaridad. El arreglo de anillos colectores se denomina *conmutador*; revierte las conexiones del circuito externo en posiciones angulares donde se invierte la fem. Los generadores de cd comerciales tienen un gran número de segmentos con bobinas y conmutadores; este arreglo suaviza las fluctuaciones en la fem, por lo que el voltaje terminal no solo es unidireccional, sino prácticamente constante [5].

En cuanto a términos matemáticos se refiere, la situación es la misma que en la descripción anterior, excepto que ahora hay N espiras de alambre. Sin el conmutador, la fem alternaría entre valores positivos y negativos, y tendría un valor medio de cero. Pero con el conmutador, la fem nunca es negativa y su valor medio es positivo. [5]

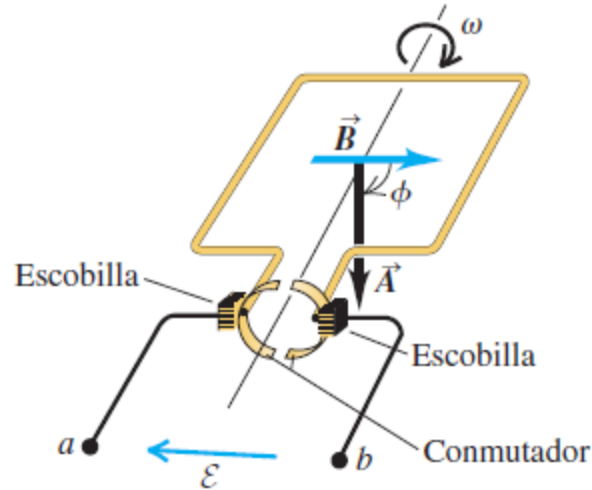


Figura 9. Diagrama de un generador CD que utiliza un conmutador de anillo partido. Las mitades del anillo están unidas a la espira y giran con esta. [5]

La *fuerza contraelectromotriz* (f_{cem}) del motor es justamente la fem inducida por el flujo magnético variable a través de su bobina giratoria. En este caso, la f_{cem} del motor es exactamente N veces el valor absoluto de la fem calculada para un alternador que genere una corriente alterna. Esto en base a la ecuación (13), quiere decir que de acuerdo a [5],

$$|\varepsilon| = N\omega BA |\sen(\omega t)| \quad (15)$$

Para obtener la f_{cem} media se sustituye $|\sen \omega t|$ por su valor medio. Esto se logra integrando $|\sen \omega t|$ durante medio ciclo, $t = 0$ a $t = \frac{T}{2} = \pi/\omega$, para luego dividir el resultado entre el tiempo transcurrido π/ω . Durante este medio ciclo, la función seno es positiva, por lo que $|\sen \omega t| = \sen \omega t$, y se tiene [5]

$$(|\sen \omega t|)_{med} = \frac{\left(\int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \sen \omega t \, dt \right)}{\frac{\pi}{\omega}} = \frac{2}{\pi} \quad (16)$$

Entonces la f_{cem} media es

$$\varepsilon_{med} = \frac{2N\omega BA}{\pi} \quad (17)$$

La figura 10 muestra de manera gráfica el comportamiento de la fem con respecto al flujo para un motor de corriente directa.

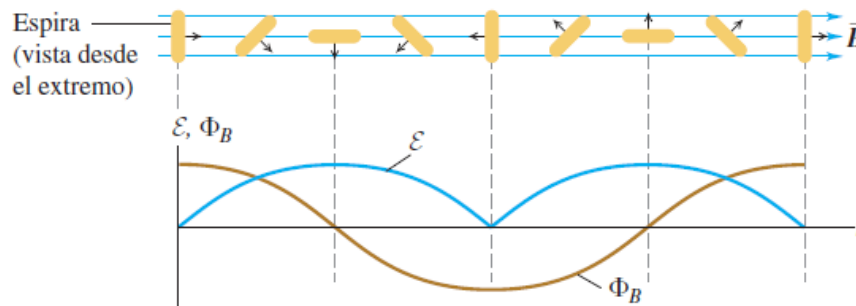


Figura 10. Gráfica de la fem inducida resultante entre las terminales a y b. [5]

Ley de Lenz

La ley de Lenz establece que una corriente inducida fluirá en una dirección tal que por medio de su campo magnético se opondrá al movimiento del campo magnético que la produce. [6]

Lo anterior mencionado puede ilustrarse en la figura 11. Se considera que el polo norte de un imán introducido en una bobina induce una corriente que a su vez origina otro campo magnético. El segundo campo produce una fuerza que se opone a la fuerza original. Si se retira el imán se crea una fuerza que se opone a la acción de retirar el imán. [6]

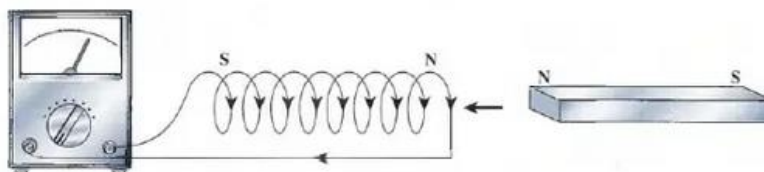


Figura 11. Inducción de una corriente por medio del movimiento de un imán que se desliza dentro de una bobina. [6]

Cuanto más trabajo se realiza al mover el imán en la bobina, mayor será la corriente inducida y, por tanto, mayor fuerza de resistencia. Esto concuerda con la ley de la conservación de la energía, la cual establece que *la materia no se crea ni se destruye, solo se transforma*. [6]

La dirección de la corriente inducida en un conductor recto que se mueve a través de un campo magnético se puede determinar por la ley de Lenz. Sin embargo, resulta más simple utilizar el llamado *método de Fleming*, el cual establece que *si el pulgar, el dedo índice y el dedo medio de la mano derecha se colocan en ángulo recto entre sí, apuntando con el pulgar en la dirección en la que se mueve el conductor, y apuntando con el índice en la dirección del campo (N a S), el dedo medio apuntará en la dirección convencional de la corriente inducida*. [6]. Este procedimiento se ilustra en la figura 12.

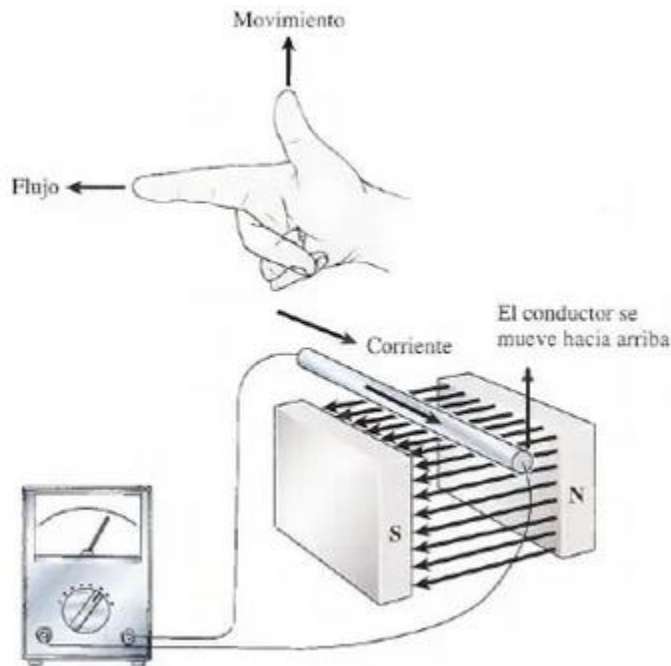


Figura 12. Regla de Fleming o “Regla de la mano derecha” para determinar la dirección de la corriente inducida. [6]

Fuerza electromotriz de movimiento.

Cuando una partícula cargada se mueve a través de un campo magnético, sobre ella actúa una fuerza magnética. En comparación con una fuerza eléctrica, esta se dirige paralela al campo eléctrico, mientras que la fuerza magnética sobre una carga en un movimiento se dirige perpendicular al campo magnético. Esto se ilustra en la figura 13 [7]

Se puede describir las propiedades de un campo magnético $\vec{B}$ en algún punto en términos de la fuerza magnética que se ejerce sobre una carga q que se mueve con velocidad $\vec{v}$. Experimentalmente se descubre que la intensidad de la fuerza magnética sobre la partícula es proporcional a la magnitud de la carga q , la magnitud de la velocidad $\vec{v}$, la intensidad del campo magnético externo $\vec{B}$ y el seno del ángulo θ entre la dirección de $\vec{v}$ y la dirección de $\vec{B}$. Estas observaciones se pueden resumir al escribir la magnitud de la fuerza magnética como

$$F = qvB \sen \theta \quad (18)$$

Esta expresión se usa para definir la magnitud del campo magnético como [7]

$$B = \frac{F}{qv \sen \theta}$$

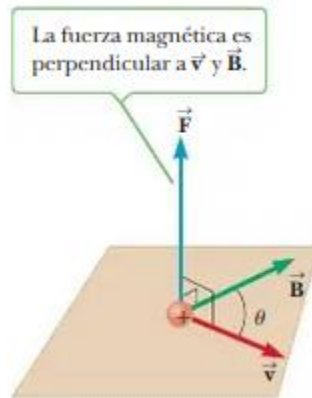


Figura 13. Dirección de la fuerza magnética $\vec{F}$ sobre una partícula con carga positiva que se mueve con una velocidad $\vec{v}$ en la presencia de un campo magnético $\vec{B}$ [7]

Un campo magnético ejerce una fuerza sobre una sola partícula cargada cuando se mueve perpendicularmente en un campo magnético, lo mismo sucede cuando se ejercen fuerzas magnéticas sobre un alambre portador de corriente. Puesto que la corriente es una colección de muchas partículas cargadas en movimiento, la fuerza resultante sobre el alambre se debe a la suma de las fuerzas individuales sobre las partículas cargadas. La fuerza sobre las partículas se transmite hacia el “volumen” del alambre mediante colisiones con los átomos que constituyen al alambre. [7]

Si un conductor recto de longitud L porta una corriente I , la fuerza magnética sobre dicho conductor cuando se coloca en un campo magnético externo uniforme $\vec{B}$ es

$$F = BIL \sin \theta \quad (19)$$

Donde θ es el ángulo entre la dirección de la corriente y la dirección del campo magnético. Esto se ilustra en la figura 14.

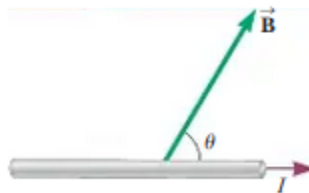


Figura 14. La fuerza magnética sobre este conductor con corriente se dirige hacia arriba fuera de la página [7]

Si una partícula cargada se mueve en un campo magnético uniforme de modo que su velocidad inicial es perpendicular al campo, se moverá en una trayectoria circular en un plano perpendicular al campo magnético. El radio r de la trayectoria circular se puede

encontrar a partir de la segunda ley de Newton y la aceleración centrípeta, y está dado por

$$r = \frac{mv}{qB} \quad (20)$$

Donde m es la masa de la partícula y q su carga. [7]

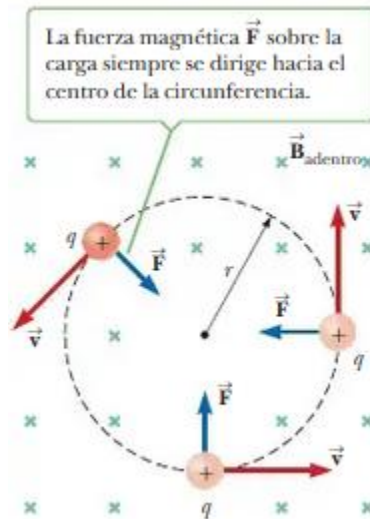


Figura 15. Cargas q moviéndose de forma centrípeta al campo $\vec{B}$. [7]

La figura 15 ilustra lo antes mencionado.

Capítulo 3: Motores CD

En el capítulo anterior se describió cómo una espira rotativa puede generar electricidad a partir de movimiento (generador) y recíprocamente, al inyectársele una corriente eléctrica en las escobillas, se genera movimiento en la espira (motor).

Este es el llamado *principio de reversibilidad*, el cual establece que una máquina eléctrica, en teoría, es capaz de producir electricidad mediante movimiento, a la vez que es capaz de producir movimiento mediante energía eléctrica.

Por la facilidad con que son controlados, los sistemas de máquinas de corriente directa se utilizan con frecuencia en aplicaciones que requieren una gran gama de velocidades de motor o el control preciso del rendimiento del motor [8].

Una regulación de velocidad positiva significa que la velocidad del motor cae cuando se incrementa la carga, mientras que una regulación de voltaje negativa implica que la velocidad del motor se incrementa cuando disminuye la carga. La magnitud de la regulación de velocidad dicta aproximadamente la inclinación de la pendiente de la curva par-velocidad [2].

Los motores de CD son accionados desde una fuente de potencia de CD. A menos que se especifique lo contrario, *se considera que el voltaje de entrada del motor es constante* [2], porque esto simplifica el análisis de los motores y la comparación entre los distintos tipos de ellos.

Construcción de las máquinas CD

La estructura física de la máquina consta de dos partes: el estator o parte estacionaria y el rotor o parte giratoria. La parte estacionaria de la máquina consta de una estructura, que proporciona el soporte físico, y de las piezas polares, que se proyectan hacia adentro y proporcionan un camino para el flujo magnético de la máquina. Los extremos de las piezas polares que están cerca del rotor se extienden sobre la superficie de éste para distribuir su flujo uniformemente sobre la superficie del rotor. Estos extremos se llaman *zapatas polares*. La superficie expuesta de una zapata polar se llama *cara polar* y la distancia entre la cara polar y el rotor se llama *entrehierro*. [3]

Hay dos devanados principales en una máquina de cd: los devanados del inducido y los devanados de campo. Los devanados del inducido se definen como aquellos en los que se induce el voltaje mientras que los devanados del campo se definen como aquellos que producen el flujo magnético principal en la máquina. En una máquina de cd normal, los devanados del inducido están ubicados en el rotor y los devanados de campo están ubicados en el estator. Puesto que los devanados del inducido están ubicados en el rotor, el rotor de una máquina de cd a menudo se llama *inducido*. [3] La figura 16 ilustra la construcción tradicional de una máquina eléctrica de corriente directa.

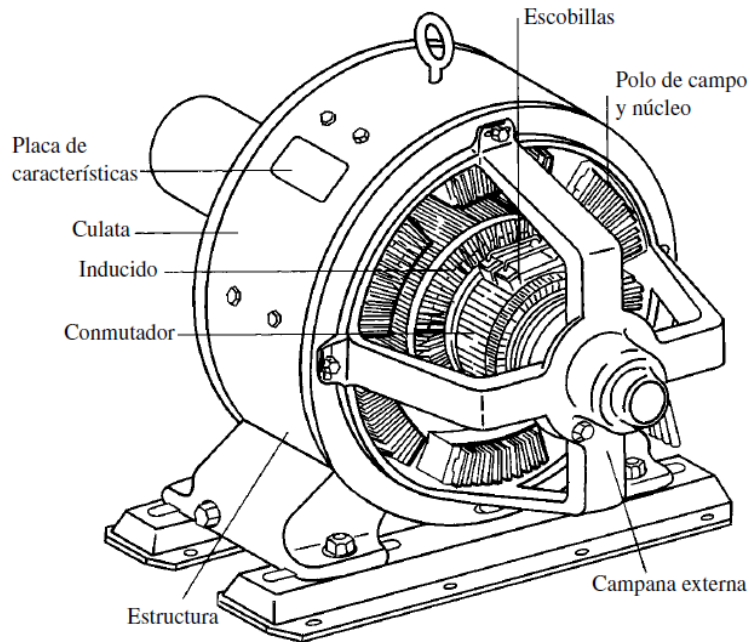


Figura 16. Diagrama simplificado de una máquina de CD. [3]

Construcción de los polos y de la estructura

Desde que se volvieron comunes los paquetes de controladores en estado sólido, los polos principales de las máquinas más nuevas están hechos en su totalidad de material laminado, como se muestra en la figura 17. Esto se debe a que hay un contenido de ca mucho más grande en la potencia suministrada a los motores cd controlados por paquetes de controladores en estado sólido, lo que provoca pérdidas por corrientes parásitas mucho más grandes en los estatores de las máquinas. Normalmente la construcción de las caras de los polos es *achaflanada* o *excéntrica*, lo que quiere decir que los externos de las caras polares están un poco más lejos de la superficie del rotor que el centro de la cara polar. Lo anterior dicho se ilustra en la figura 17. Esto incrementa la reluctancia en los extremos de la cara polar y, por lo tanto, reduce el efecto de agrupamiento de flujo ocasionado por la reacción del inducido la máquina. [3]

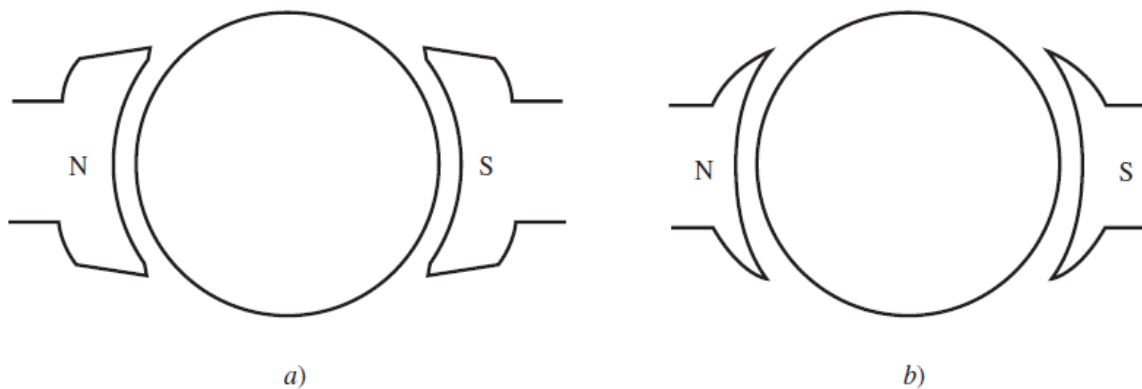


Figura 17 Polos con un entrehierro más ancho en los extremos para reducir la reacción del inducido. a) Polos achaflanados; b) polos excéntricos o uniformemente nivelados. [3]

Los polos en la máquina de cd están ubicados entre los polos principales, Cada vez es más común que estén hechos de laminado debido a los mismos problemas que se presentan en los polos principales. [3]

Construcción del rotor o inducido

El rotor o inducido de una máquina de cd consta de un eje maquinado a partir de una barra de acero y al que se le construye un núcleo montado sobre él. El núcleo está compuesto por muchas láminas troqueladas de una placa de acero, con muescas o ranuras en su superficie exterior para sostener los devanados del inducido se disponen en las ranuras en el núcleo y sus extremos se conectan a los segmentos del conmutador. [3]

El conmutador y las escobillas

Por lo regular, el conmutador de una máquina de cd está hecho de barras de cobre aisladas con un material parecido a la mica. Las barras de cobre son lo suficientemente gruesas como para resistir el desgaste normal que sufrirán durante la vida útil del motor. El aislamiento de mica entre los segmentos del conmutador es más duro que el material del conmutador mismo, por lo que conforme pasa el tiempo, a menudo es necesario rebajar el aislamiento del conmutador para asegurar que no sobresalga por encima del nivel de las barras de cobre. [3]

Las escobillas de la máquina están hechas de carbón, grafito, metal grafitado o una mezcla de carbón y grafito. Tienen una conductividad alta para reducir las pérdidas eléctricas y un bajo coeficiente de fricción para reducir el desgaste excesivo. Se fabrican deliberadamente de un material mucho más blando que el de los segmentos del conmutador para que la superficie del conmutador sufra muy poco desgaste. En la sección de la dureza de las escobillas hay que tomar en cuenta que, si las escobillas son demasiado blandas, tendrán que ser reemplazadas con demasiada frecuencia; pero si son muy duras, la superficie del conmutador se desgastará excesivamente durante la vida útil de la máquina. [3]

Aislamiento de los devanados

Además del conmutador, la parte más crítica del diseño de un motor de cd es el aislamiento de los devanados, ya que, si se desintegra, el motor hace cortocircuito. La reparación de una máquina con el aislamiento en cortocircuito es demasiado costosa, si es que es posible repararla. Para evitar que el aislamiento en los devanados de la máquina se desintegre por el sobrecalentamiento, se requiere limitar la temperatura en los devanados. Esto se puede lograr en forma parcial suministrando una corriente de aire frío sobre ellos, pero finalmente la temperatura máxima en el devanado limita la potencia máxima que la máquina puede suministrar de manera continua. [3]

Es muy raro que el aislamiento falle de inmediato ante una temperatura crítica. En cambio, el incremento de la temperatura provoca una degradación paulatina del aislamiento, volviéndolo propenso a fallar por alguna otra causa, tal como un impacto, vibración o fatiga eléctrica. Hay una vieja regla practica que dice que la esperanza de vida de un

motor con cierto aislamiento se reduce a la mitad por cada incremento de 10% de la temperatura del devanado. [3]

Funcionamiento

Cuando un devanado de campo se excita por medio de una corriente continua, se establece un flujo magnético fijo en la máquina, y si aplica un esfuerzo mecánico al eje del rotor haciendo que gire, las bobinas de la armadura cortarán el flujo magnético induciéndose en ellas tensión de CA, la cual es convertida en CD mediante el colector de delgas y las escobillas, y en esta caso, la máquina se encuentra operando como generador de CD, y al mismo tiempo el devanado de campo es excitado por la misma fuente de CD o una fuente externa, ambos flujos interactúan haciendo que la armadura de la máquina gire en cierta dirección; en este caso, la máquina está operando como motor [9].

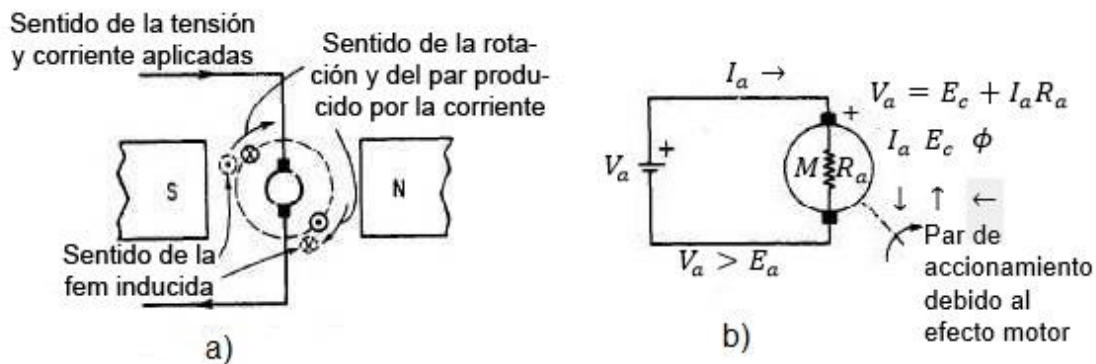


Figura 18 a) Rotación de un motor con respecto a la inductancia b) Circuito eléctrico de un motor. [9]

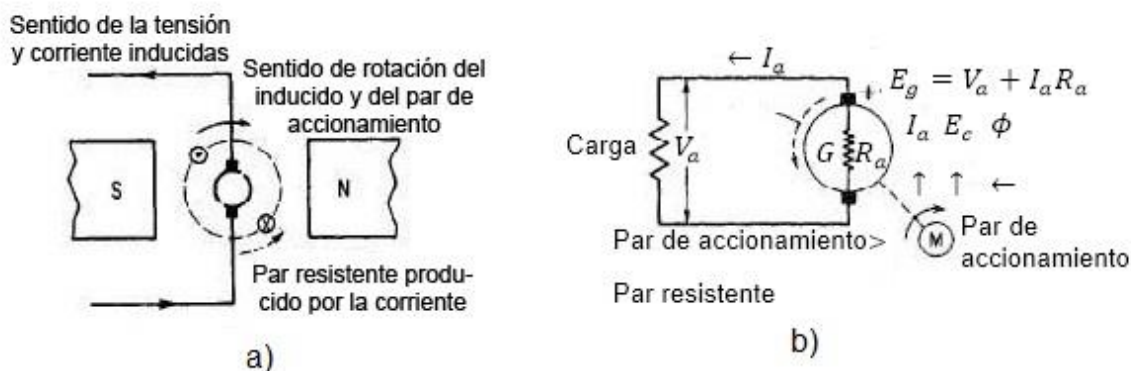


Figura 19 a) par resistente producido por la corriente b) Circuito eléctrico con respecto al par resistente. [9]

En las figuras 18 y 19, se comparan el motor y el generador elementales para el mismo sentido de rotación e indica los circuitos eléctricos de ambos. En la figura 18, se muestra el sentido de la f_{cm} opuesta a la tensión aplicada. A fin de que la corriente origine una rotación en el sentido de las agujas del reloj, es necesario que la tensión aplicada en bornes del inducido, V_a , sea mayor que la f_{cm} desarrollada E_c . Por lo tanto, cuando una máquina funciona como motor, la f_{cm} generada, siempre es menor que la tensión en bornes y se opone a la corriente del inducido [10].

Cuando una máquina funciona como generador, la corriente de inducido tiene el mismo sentido que la f_{em} generada y que en ésta, E_g , supera a la tensión en bornes del inducido V_a que se aplica a la carga [10].

Las ecuaciones que describen este comportamiento son:

$$V_a = E_c + I_a R_a \quad (21)$$

$$E_c = V_a - I_a R_a \quad (22)$$

En el caso del motor y

$$E_g = V_a + I_a R_a \quad (23)$$

En el caso del generador, donde en ambas ecuaciones En el caso del generador, donde en ambas ecuaciones V_a es la tensión aplicada (tensión en bornes medible) al inducido. E_c es la f_{cm} generada en el inducido del motor. E_a es la f_{em} generada, desarrollada en el inducido del generador. $I_a R_a$ es la caída de tensión en el inducido dada R_a . [10]

Fórmula fundamental de la tensión en un generador de c.c., para la f_{em} entre escobillas

Si Z es el número total de conductores de inducido o lados de bobina y si a es el número de ramas o *camino*s (*trayectorias*) de corriente en paralelo entre escobillas de polaridad opuesta, entonces el número total de espiras N por circuito de inducido es $Z/2a$. Además, si la velocidad S se expresa en rpm, entonces $s = S/60$. Finalmente, puesto que la *fem media inducida por bobina* es $4\phi N_s \times 10^{-8}$ (en volts), si una máquina posee P polos, el resultado debe multiplicarse por $P/2$. La *fem media total inducida entre escobillas* es:

$$E_g = 4\phi N_s \times 10^{-8} = 4\phi \left(\frac{P}{2}\right) \left(\frac{Z}{2a}\right) \left(\frac{S}{60}\right) 10^{-8} \quad (24)$$

$$E_g = \frac{\phi Z S P}{60a} \times 10^{-8} V \quad (25)$$

Ecuación

En la que ϕ es el flujo por polo, P es el número de polos, Z es el número de conductores de inducido (el doble de las espiras totales en el inducido), a es el número de ramas del inducido en paralelo y S es la velocidad en rpm [10].

Para una máquina determinada, el número de polos P , el número total de conductores del inducido Z . El número de ramas a , puede determinarse a partir de los datos del devanado del inducido y utilizando las ecuaciones

$$\text{Para un devanado imbricado} \quad a = mP \quad (26)$$

$$\text{Para un devanado ondulado} \quad a = 2m \quad (27)$$

Por tanto, para un inducido dado en un generador determinado, P, Z y a en la **ecuación (24)** son constantes. La **ecuación (25)** puede escribirse de la forma

$$E_g = K\phi S \quad (28)$$

De la **ecuación (28)**, ϕ es el flujo por polo (flujo mutuo en el entrehierro) y S es la velocidad en rpm [10].

$$K = \frac{PZ \times 10^{-8}}{60a} \quad (29)$$

Velocidad de un motor en función de la fuerza contra electromotriz.

Para una máquina de CD determinada, tanto la **ecuación (24)**, como la **ecuación (25)** pueden volver a escribirse en función de sus variables y la fuerza contra electro motriz de un motor puede expresarse mediante

$$E_c = k\phi S \quad (30)$$

En la que las variables son las mismas que en la **ecuación (24)**.

Pero la fuerza contraelectromotriz del motor, incluyendo la caída de tensión de las escobillas (BD), tomando en cuenta la ecuación (21)

$$E_c = V_a - (I_a R_a + BD) \quad (31)$$

Y sustituyendo $k\phi S$ en lugar de E_c y despejando S , la velocidad del motor resulta

$$S = \frac{V_a - (I_a R_a + BD)}{(k\phi)} \quad (32)$$

La **ecuación (32)** se denomina *ecuación fundamental de la velocidad de un motor CD*, ya que permite la predicción del comportamiento de un motor de CD muy fácilmente. [10] Se puede observar que, si el flujo de excitación de un motor de CD se debilita considerablemente, el motor se *embalará* o *desbocará*. Si el denominador de la **ecuación (29)** tiende a 0, la velocidad tiende a infinito. Si la corriente del inducido y el flujo de la carga se mantienen constantes y si se aumenta la tensión aplicada al inducido del motor, la velocidad aumentará en igual proporción. Finalmente, si el flujo de

excitación y la tensión en bornes del inducido son constantes y la corriente del inducido aumenta debido a una mayor carga, la velocidad del motor disminuirá en la misma proporción que lo hace la fuerza contraelectromotriz. [10]

Tipos de motores de CD

Motor en serie

Se refiere al motor cuya bobina de campo (inductor) está conectada en serie con la bobina de la armadura (inducido). Las bobinas de campo son construidas de pocas espiras y con un conductor de gran sección.

Este tipo de motor se caracteriza por su par de arranque elevado, ya que el par de esta máquina es directamente proporcional a la corriente de armadura al cuadrado. La velocidad del motor depende totalmente de la corriente de campo, por lo tanto, la velocidad es baja cuando la carga es pesada y alta con cargas ligeras. Esta característica presenta el peligro potencial de que el motor pueda *desembocarse* o *embalarse* si la carga del motor es aliviada repentinamente. Esto es debido a que la corriente de campo es igual que la corriente de armadura, por estar conectados en serie [9]

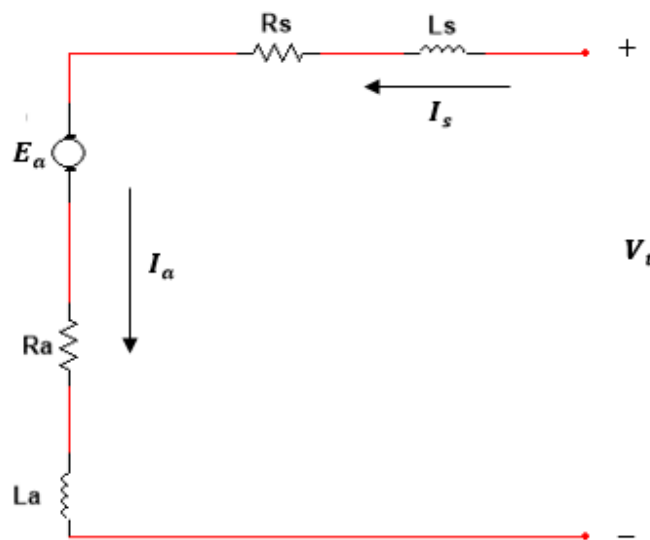


Figura 20. Circuito equivalente del motor en serie (Las bobinas están dispuestas de manera ficticia) [9]

De acuerdo al circuito equivalente mostrado en la **figura 20**, las ecuaciones que rigen este tipo de máquinas son:

$$V_t = E_a + (R_a + R_s)I_a \quad (33)$$

$$I_a = I_s \quad (34)$$

Donde V_t es el voltaje en las terminales, E_a es el voltaje de armadura, R_a y R_s son las resistencias de armadura y de serie, respectivamente; I_a e I_s son las corrientes de armadura y de serie. [9]

El voltaje en las terminales de la armadura también se puede calcular a partir de:

$$E_a + k\phi\omega \quad (35)$$

En donde K es una constante que depende de la construcción de la máquina, ϕ es el flujo del devanado de campo de serie dado en webers y ω es la velocidad angular de la máquina en rad/sec. El par que entrega la máquina en base a sus V_t , está dado por:

$$\tau = k\phi I_a \quad (36)$$

En donde τ es el par que proporciona la máquina en Newton-Metro (N-m) y la I_a es la corriente de la armadura. [9]

Motor en paralelo o en derivación

En este tipo de motor, el devanado inductor está conectado en paralelo con la armadura. Este motor presenta la principal diferencia con los motores en serie, cuando se observa que la bobina de campo en derivación, está devanada con alambre de calibre delgado y muchas vueltas para generar un campo lo suficientemente fuerte para mantener la velocidad de esta máquina prácticamente constante. Esto significa que el motor tiene un par de arranque menor que el motor en serie, pero es más estable con respecto a su velocidad de operación. [9]

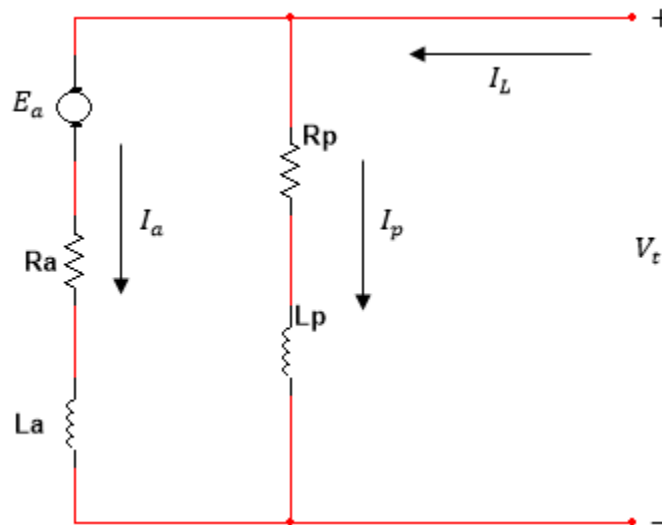


Figura 21. Circuito equivalente del motor paralelo en configuración autoexcitado [9]

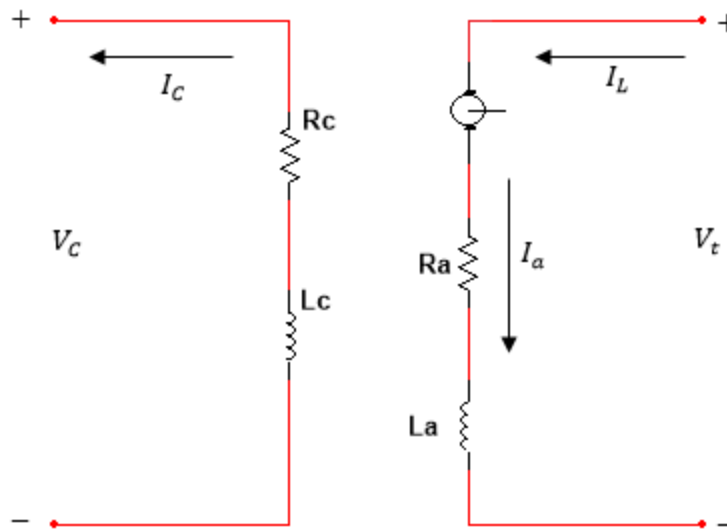


Figura 22. Circuito equivalente del motor paralelo en configuración excitación separada [9]

Las ecuaciones de este tipo de máquina se pueden obtener a partir del circuito equivalente mostrado en las **figuras 21 y 22**

$$V_t = E_a + I_a R_a \quad (37)$$

$$V_p = V_t$$

En donde V_t , es el voltaje en las terminales de la máquina, E_a es el voltaje en las terminales de la armadura, I_a es la corriente en la armadura, R_a es la resistencia de armadura y V_p es el voltaje de paralelo o voltaje de campo paralelo [9].

Motor compuesto

Un motor compuesto combina las características de un motor en serie y paralelo, ya que esta máquina tiene un devanado de campo de serie y un devanado de campo paralelo. Esto significa que se puede construir un motor que aproveche el alto par de arranque del motor en serie con la estabilidad del motor en paralelo según requiera la aplicación. [9]

Cuando el devanado de campo se conecta en serie con la armadura, se conoce como motor compuesto largo, y cuando el devanado de campo se conecta en serie con la línea se le conoce como motor compuesto corto [9].

En la figura 21, se muestra un motor en el cual los puntos que aparecen en las dos bobinas de campo significan que la corriente que fluye hacia un punto, produce una fuerza magnetomotriz positiva. Si la corriente fluye hacia los puntos en ambas bobinas de campo, las fuerzas magnetomotrizes resultantes se suman para producir una fuerza magnetomotriz total más grande. Esta situación se conoce como *composición acumulativa*. Si la corriente fluye hacia el punto en una bobina de campo y hacia afuera

del punto en la otra bobina de campo, la fuerza magnetomotriz resultante se resta [2]. En las figuras 23 y 24, los puntos redondos (•) corresponden a la composición acumulativa del motor y los cuadrados (■) a la composición diferencial. [9]

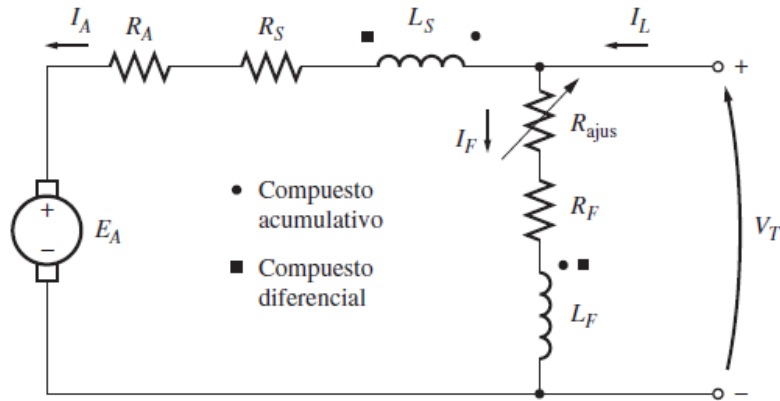


Figura 23. Circuito equivalente de un motor con conexión de derivación larga [2], [9]

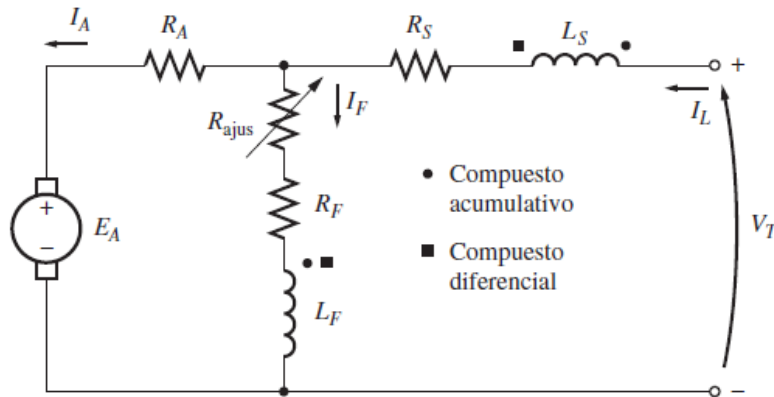


Figura 24. Circuito equivalente de un motor con conexión de derivación corta [2], [9]

A partir del circuito equivalente de la figura 23, se pueden obtener las ecuaciones [9]

$$V_t = E_a + (R_a + R_s)I_a \quad (38)$$

$$\begin{aligned} V_t &= V_p \\ I_L &= I_a + I_p \end{aligned} \quad (39)$$

$$\begin{aligned} I_a &= I_s \\ I_p &= \frac{V_p}{R_p} \end{aligned} \quad (40)$$

Y a partir de la figura 24, se pueden obtener las ecuaciones:

$$V_t = E_a + R_a I_a + R_s I_s \quad (41)$$

$$V_p = E_a + R_a I_a \quad (42)$$

$$I_L = I_s = I_a + I_p \quad (43)$$

$$I_p = \frac{V_p}{R_p} \quad (44)$$

En donde V_t es el voltaje en las terminales de la máquina, E_a es el voltaje en las terminales de la armadura, R_a, R_s, R_p respectivamente son las resistencias de armadura, serie y paralelo, V_p es el voltaje de campo paralelo, I_a es la corriente de armadura e I_p es la corriente de campo paralelo [9].

Características de velocidad de los motores CD

La **ecuación fundamental 32**, proporciona un medio de predecir cómo variará la velocidad de cada uno de los motores que han sido descritos en el apartado anterior con la aplicación de una carga (suponiendo que la tensión BD en las escobillas es 0). Si se analiza un motor determinado que ha sido llevado hasta la velocidad nominal y funciona en vacío, puesto que el flujo de excitación del motor (sin tener en cuenta la reacción del inducido) puede considerarse *constante*, la velocidad del motor puede expresarse según la ecuación básica de la velocidad. [10]

$$S = \frac{E}{k' \phi_f} = \frac{k(V_a - I_a R_a)}{\phi_f} \quad (45)$$

Cuando el eje del inducido se aplica carga mecánica, la fuerza contraelectromotriz disminuye y la velocidad lo hace proporcionalmente [10].

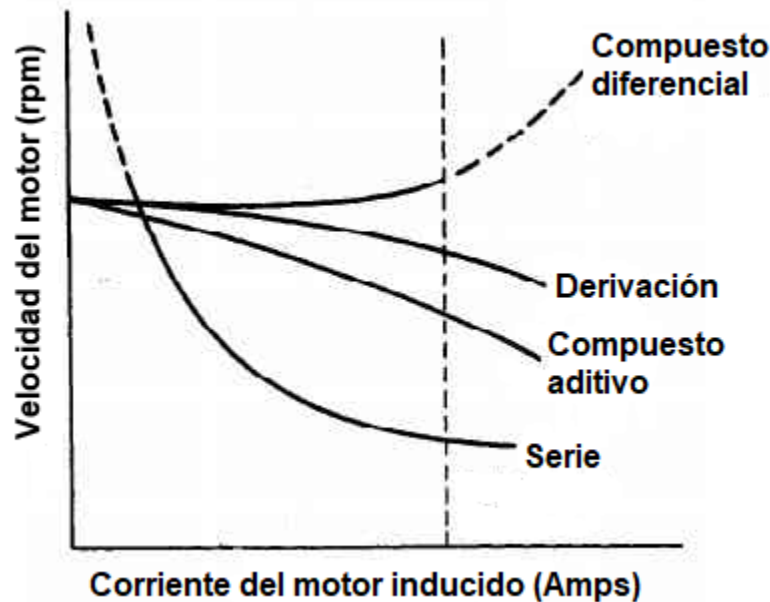


Figura 25. Comparación de las características velocidad-carga para una máquina de CD determinada. [10]

La figura 25 describe gráficamente como varía la velocidad de un motor que ya se encuentra en velocidad nominal si se aumenta la carga mecánica en el eje. [10]

Tipos de control de velocidad para lo motores de CD

En el apartado anterior, se definió la ecuación 32 como la ecuación fundamental de la velocidad:

$$S = k \frac{V_a - I_a R_a}{\phi}$$

Esto indica que la velocidad en un motor puede variarse mediante el cambio de una de sus variables. [10]

Control de campo

En este método, al aplicarle tensión al inducido de un motor de CD, se puede variar el flujo de campo de forma manual o automática mediante un reóstato de campo o en paralelo con el devanado de excitación. [11]

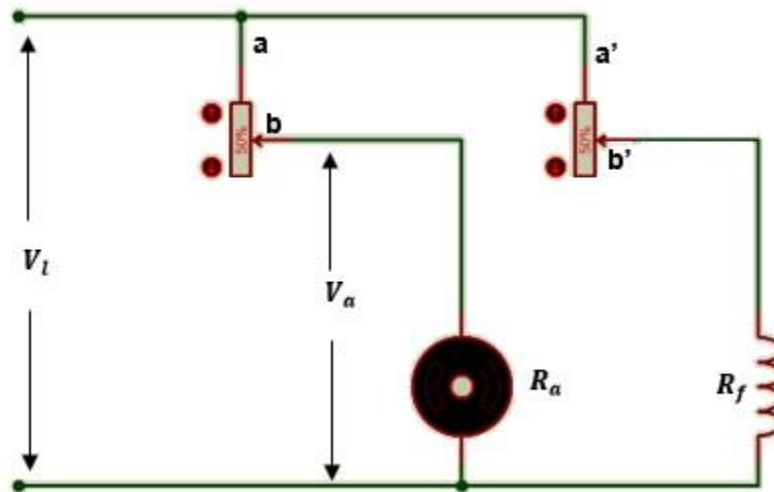


Figura 26. Control de resistencias en la excitación y en el inducido [11]

Cuando el motor se pone en marcha y se cortocircuita la resistencia variable del inducido (punto a en la **figura 26**) de forma que V_a iguale V_t , se puede conseguir el control de la velocidad mediante variación del reóstato de campo del punto a' (resistencia de campo no añadida o corriente de campo a plena excitación) al punto b' (máxima resistencia de campo o mínima corriente de excitación). [11]

La velocidad alcanzada con la plena tensión de inducido y plena corriente de excitación (resistencia de campo no añadida) se denomina *velocidad básica* del motor. Por consiguiente, incrementando la resistencia de campo disminuirán la corriente y el flujo de excitación en la ecuación fundamental de la velocidad, haciendo que aumente su velocidad. De ahí que deba decirse que el *control de campo sólo puede originar velocidades por encima de la básica*. [11]

Entre las principales ventajas de este tipo de control se encuentran:

- 1.- El control de campo es relativamente económico y sencillo de lograr, tanto manual como automáticamente.

2.- Es relativamente eficaz en términos de rendimiento del motor, puesto que las pérdidas del circuito de excitación sólo presentan del 3 al 5 por ciento de la potencia total absorbida por el motor.

3.- Permite un control de velocidad relativamente suave y continuo.

Las principales desventajas de este tipo de control son:

1.- Imposibilidad de obtener velocidades por debajo de la velocidad base

2.- Inestabilidad a elevadas temperaturas debido a la reacción del inducido

3.- Dificultades de conmutación y posible deterioro del conmutador a elevadas velocidades.

Control de la resistencia del inducido

Este método se logra mediante ajustando el valor de una resistencia en serie con el inducido, esta resistencia se regula de forma que la tensión en el inducido V_a , quede regulada por debajo de la tensión línea V_l . Aumentando la resistencia en serie del inducido se reduce su tensión en bornes (a una determinada carga) en la ecuación fundamental de la velocidad, haciendo que la velocidad descienda. Por esta razón, puede decirse que el control de la resistencia de inducido sólo puede generar velocidades por debajo de la básica. [11] La figura 27 describe el funcionamiento de este circuito.

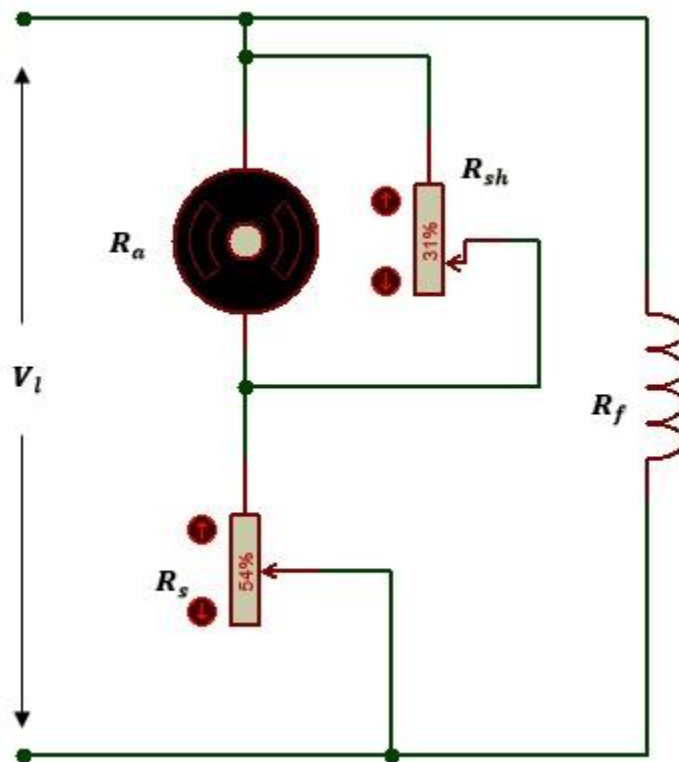


Figura 27. Control de resistencia de inducido [11]

Las ventajas de este tipo de control son

- 1.- La posibilidad de alcanzar velocidades por debajo de la básica
- 2.- Simplicidad y facilidad de conexión
- 3.- La posibilidad de combinar las funciones de arranque del motor con el control de velocidad.

A la par, sus desventajas se manifiestan en:

- 1.- El costo relativamente elevado de resistencias grandes, adecuadas para disipar grandes cantidades de energía.
- 2.- Pobre regulación de velocidad para un ajuste determinado (precisión).
- 3.- Bajo rendimiento, lo que puede ocasionar un elevado costo de funcionamiento.
- 4.- Dificultad para obtener un control continuo de la velocidad para potencias grandes.

Control de la resistencia de inducido en serie y *shunt*

Este método consta de realizar una variación de la tensión V_a en bornes del inducido, y la corriente I_a en el mismo, mediante la combinación de dos resistencias variables en paralelo y en serie con el inducido (**figura 28**). La primera R_{sh} actúa como un desviador que tiende a reducir la corriente de inducido a medida que la misma resistencia se reduce. La última resistencia R_s , actúa de la misma forma que el control visto anteriormente. [11]

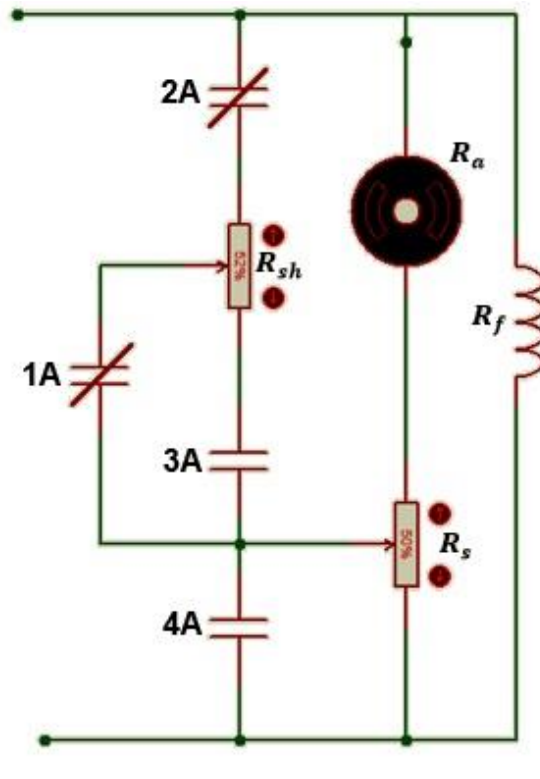


Figura 28. Control de la resistencia de inducido en serie y shunt [11]

Si se observa la ecuación fundamental de la velocidad, un aumento de R_s producirá una disminución de V_a y una caída de velocidad. De la misma manera, un aumento de R_{sh} producirá un aumento en la caída $I_a R_a$, lo que se traduce en una disminución de velocidad. Por tanto, la velocidad puede incrementarse disminuyendo R_s y R_{sh} . [11]

Las ventajas de este tipo de control son:

- 1.- Mejor regulación de la velocidad (en comparación con el método anterior).
- 2.- Posible utilización de la resistencia de inducido *shunt* para el frenado dinámico.

Mientras que sus desventajas son:

- 1.- Par de funcionamiento reducido con el aumento de la desviación de la corriente de inducido
- 2.- Rendimiento reducido debido a las pérdidas de potencia en ambas resistencias.

Control de la tensión de inducido

En este método, se emplea una fuente de tensión controlada de CD variable para modificar la tensión V_a en bornes del inducido de un motor de excitación independiente. [11]

El campo queda siempre excitado (mientras se le suministre energía) desde una fuente de alimentación de corriente o tensión constantes tal como se muestra en la figura 29,

este método también elimina la necesidad de una resistencia de arranque en serie con el inducido. [11]

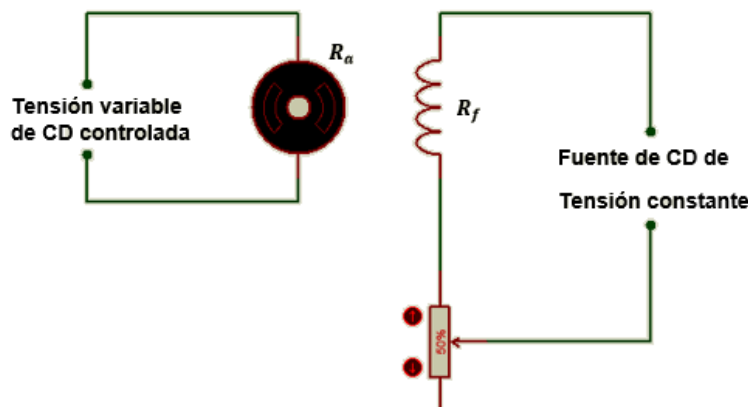


Figura 29. Control de la tensión de inducido [11]

Si la tensión del inducido que se suministra de la fuente de alimentación variable es cero el motor desarrolla un par nulo $T = k\phi I_a$ y queda en reposo. Si la tensión del inducido se incrementa ligeramente, de acuerdo con la ecuación fundamental de la velocidad, el motor se pone en marcha y gira a una velocidad lenta con un mínimo de aceleración. Reduciendo la tensión de inducido a cero, e invirtiendo la polaridad de la fuente de tensión variable, se parará el motor y se invertirá el movimiento de acuerdo a la regla de la mano derecha. [11]

Control electrónico de los motores CD

El desarrollo del *tiristor* o *rectificador de silicio controlado* (SCR por sus siglas en inglés) para funciones de baja y mediana potencia, ha creado posibilidades casi ilimitadas para el control de motores de CD, desde una fuente CA, mediante procedimientos electrónicos. El pequeño tamaño, la elevada seguridad en el funcionamiento y la relativa eficacia del SCR ha sido una importante parte del control electrónico de motores de CD a partir de la última mitad del siglo XX [11].

De acuerdo a la **Figura 30**, el scr puede considerarse formado por dos transistores *nnp* y *pnnp* conectado en oposición. El resultado es un semiconductor *pnpn* que se compone de tres uniones: anódica, de control y catódica (J_1, J_2 , y J_3 , respectivamente) entre cuatro zonas producidas en un solo monocristal *impurificado* de uniones [11]

El SCR

El funcionamiento del SCR puede analizarse atendiendo a la teoría de un simple transistor en términos de transistores *pnp* y *nnp*, Q_1 y Q_2 , respectivamente, cómo se observa en la **figura 30** el colector Q_2 gobierna la base de Q_1 , y simultáneamente el colector de Q_1 gobierna la base de Q_2 . Si β_1 es la ganancia de corriente de Q_1 , y si β_2 es la ganancia de corriente de Q_2 , el producto $\beta_1\beta_2$ es la ganancia del bucle de realimentación positivo o β_3 . Cuando β_3 es inferior a la unidad, el circuito se halla en estado estable y el SCR no está polarizado; es decir, la única corriente que circula entre el ánodo y el cátodo

es la corriente de corte del colector entre las dos zonas del *transistor virtual*, traduciéndose en una impedancia muy grande entre el ánodo y el cátodo. Cuando se aplica una tensión positiva a la puerta de control G , el *transistor virtual* Q_2 está polarizado en sentido de conducción, produciendo un incremento en la corriente de colector a un punto donde su ganancia de corriente β_1 ocasionará que la ganancia de lazo β_3 sea mayor que la unidad. Cuando las zonas *nnp* y *pnp* se llevan a la saturación, la impedancia entre el ánodo A y el cátodo C disminuye a un valor muy pequeño, y la corriente unidireccional puede circular en el sentido de A a C [11].

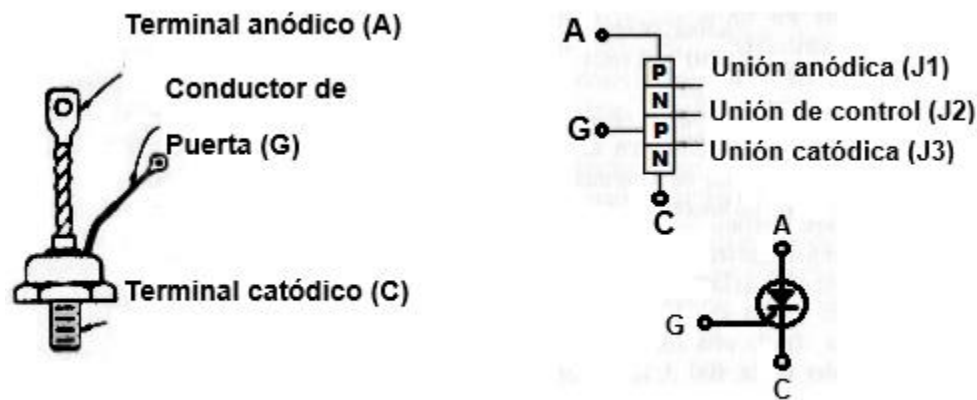


Figura 30 Rectificador de Silicio Controlado (SCR) [11]

Cuando se dispara mediante una tensión positiva a G de un estado de *bloqueo* al de *conducción*, es innecesario continuar manteniendo una tensión positiva a la puerta. El SCR permanecerá en estado de *conducción* porque la zona *pnp* aporta la ganancia de corriente suficiente para gobernar de una forma regenerativa la base de la zona *nnp*. De esta forma, simplemente un pulso positivo de magnitud suficiente para incrementar β_1 de forma que β_3 sobrepase la unidad. El SCR puede ponerse fuera de conducción únicamente mediante la reducción de la corriente de colector de la zona *pnp* de forma que β_1 sea menor que la unidad. Esto solo puede conseguirse disminuyendo la tensión de emisor a ánodo A de la zona *pnp*, para reducir β_3 a un valor inferior a la unidad y restablecer el estado estable de bloqueo. De esta forma, mientras la puerta inicia la conducción del SCR, no tiene control sobre ésta una vez iniciada. [11]

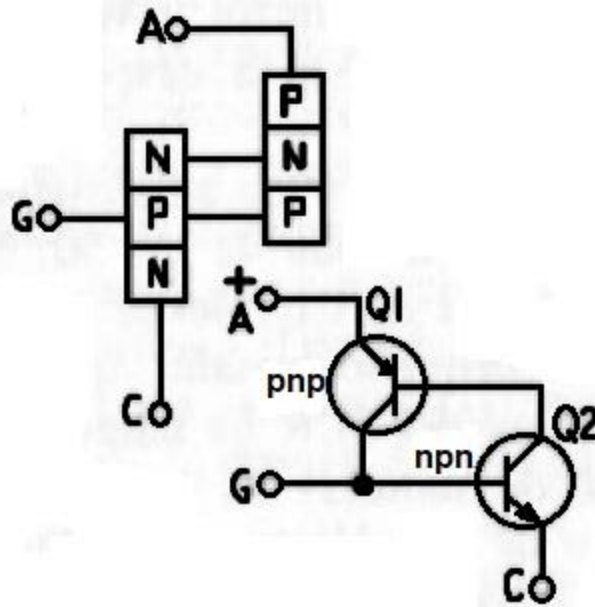


Figura 31. Circuito virtual de un SCR (basado en transistores pnp y npn) [11]

El circuito de **la figura 31** es un circuito de puente rectificador, en el que dos ramas del mismo son diodos simples de estado sólido, CR_1 y CR_2 respectivamente, y las otras dos ramas del puente son SCRs. La fase de las entradas a puerta 1 y 2, respectivamente, pueden regularse, por medio de circuitos de desfase o de disparo, para hacer posible la conducción idéntica en cada semiperíodo de la corriente alterna. [11]

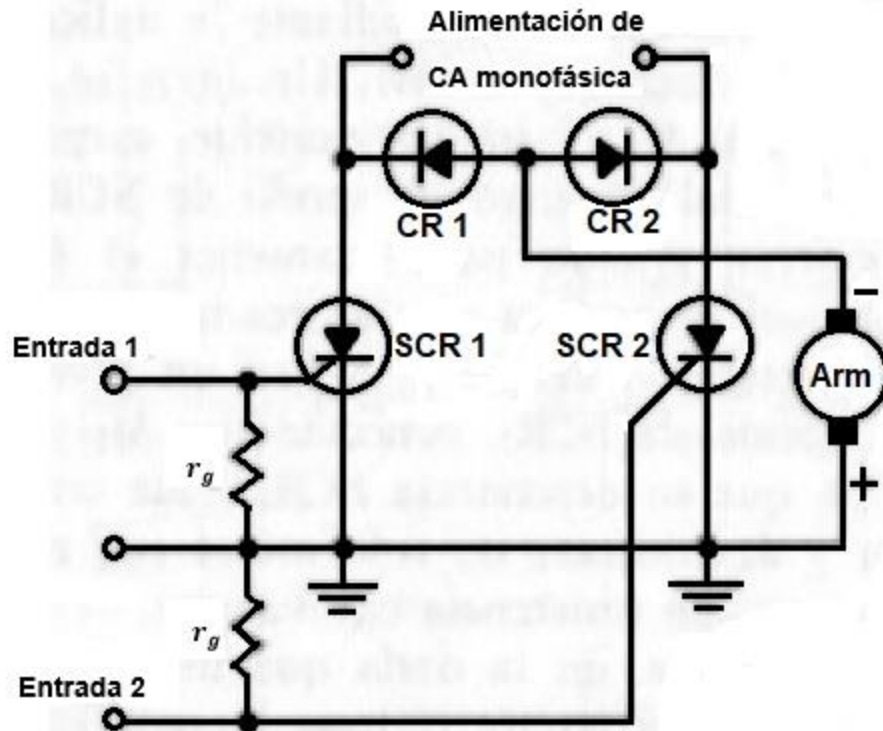


Figura 32. Control de la tensión de inducido unidireccional en puente de onda completa. [11]

Para el funcionamiento a tensiones de CA más elevadas, puede emplearse el circuito de **la figura 32**. Este circuito sitúa el inducido del motor de CD en bornes de la salida de CD de un puente de onda completa. SCR_1 y SCR_2 , respectivamente, se emplean simplemente como interruptores sensibilizadores de fase que determinan la parte en que ocurre la conducción de cada semiciclo. Los impulsos aplicados a las entradas 1 y 2 pueden regularse para producir la supresión del circuito para el ciclo completo, para partes correspondientes idénticas de cada semiciclo., o para duraciones desiguales de cada uno de ellos. La figura 33 describe un circuito parecido, con la diferencia que se cuenta con un puente rectificador completo construido con diodos. La activación de los SCR 1 y 2 controlan la dirección del motor. [11]

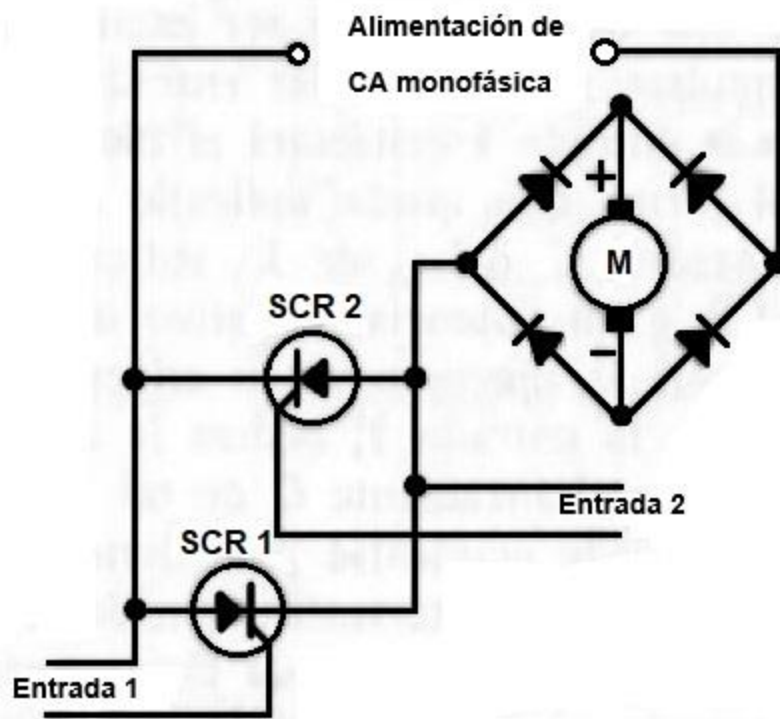


Figura 33. Control de la tensión de inducido unidireccional del tipo de puente [11]

Capítulo 4: Modelado de control de un motor CD

En el capítulo anterior se mencionó que la ecuación fundamental de la velocidad (32) no toma en cuenta la tensión aplicada en los bornes o escobillas. En lugar de eso, está pensada para describir la velocidad en base a la carga que se aplica en el eje. Si se quiere tomar en cuenta la velocidad que puede alcanzar el motor en la tensión que hay entre las escobillas es necesario otro tipo de análisis. Debido a que el driver de control de velocidad opera con este método fue necesario obtener el modelado de control para un motor cd, ya que este puede describir la velocidad del motor en base al voltaje que existe entre sus escobillas.

Sistemas de control retroalimentados o de lazo cerrado

Un sistema que mantiene una relación determinada entre la salida y la entrada de referencia, comparándolas y usando a diferencia como medio de control, se denomina *sistema de control retroalimentado*. En este tipo de sistemas, se alimenta al controlador la señal de error de actuación (que es la diferencia entre la señal de entrada y la señal de salida y sus derivadas y/o integrales), con el fin de reducir el error y llevar la salida del sistema a un valor deseado. El término control de lazo cerrado siempre implica el uso de una acción de control retroalimentado para reducir el error del sistema [12]. Un ejemplo de un sistema de control se describe en la figura 34.

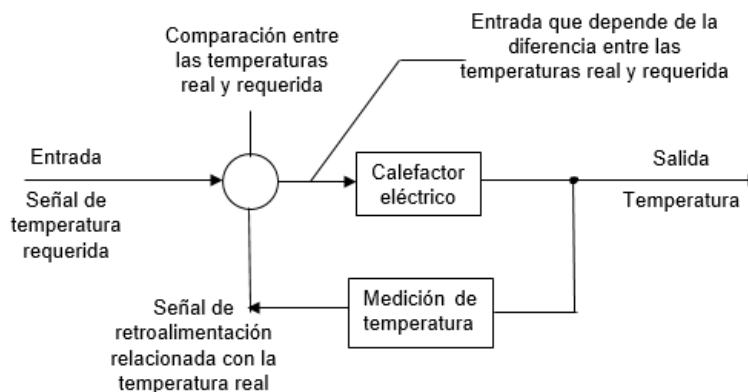


Figura 34. Ejemplo de un sistema de control en lazo cerrado [13]

Sistemas de control en lazo abierto

Se denomina así a los sistemas cuya salida no tiene efecto sobre la acción de control, es decir, la salida no se compara con la entrada de referencia. Así, a cada entrada de referencia le corresponde una condición de operación fija; como resultado de ello, la precisión del sistema depende de la calibración. En la práctica, el control en lazo abierto solo se usa si se conoce la relación entre la entrada y la salida. En este tipo de sistema, se espera con que no existan perturbaciones externas o que estas sean insignificantes [12].

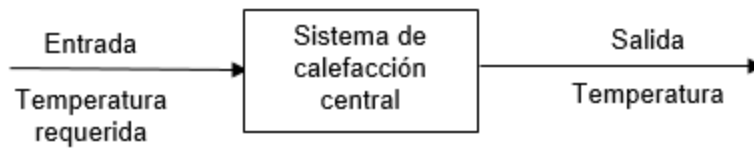


Figura 35. Sistema de calefacción central (ejemplo de lazo abierto).

La figura 35 muestra un ejemplo simple de un sistema de control, en el que la entrada del sistema es la temperatura requerida y la salida es la temperatura que proporciona el sistema de calefacción.

Control en lazo cerrado en comparación con control en lazo abierto.

Pareciera ser evidente las ventajas que ofrece un diseño de control en lazo cerrado sobre las que ofrece el control en lazo abierto. Sin embargo, los sistemas en lazo abierto son inherentemente más simples que su contraparte en lazo cerrado y son más fáciles de desarrollar desde el punto de vista de la estabilidad, puesto que esta no es un factor importante dentro del mismo sistema. Sin embargo, son susceptibles a problemas en los valores de calibración, lo que significa que máquinas que funcionen bajo este sistema necesitan de mantenimiento y recalibración constante [12].

Los sistemas de control en lazo cerrado se utilizan cuando se requiere precisión en la respuesta de salida, ya que, en su etapa de retroalimentación, el sistema es capaz de corregir la salida, volviéndolo así, relativamente insensible a perturbaciones externas.

Funciones de transferencia para una red eléctrica

Los circuitos equivalentes para las redes eléctricas más comunes están formados por tres componentes lineales pasivos (donde no existe fuente interna de energía): resistores, capacitores e inductores. En base a las leyes de Kirchhoff y suponiendo condiciones iniciales de cero, se llega a la tabla 1, donde se resume las relaciones entre voltaje, corriente y carga [14].

Componente	Voltaje-Corriente	Corriente-Voltaje	Voltaje-Carga	Impedancia $Z(s) = \frac{V(s)}{I(s)}$	Admitancia $Y(s) = \frac{I(s)}{V(s)}$
Capacitor (símbolo)	$v(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i(\tau) d\tau$	$i(t) = C \frac{dv(t)}{dt}$	$v(t) = \frac{1}{C} q(t)$	$\frac{1}{Cs}$	Cs
Resistor (símbolo)	$v(t) = Ri(t)$	$i(t) = \frac{1}{R} v(t)$	$v(t) = R \frac{dq(t)}{dt}$	R	$\frac{1}{R} = G$
Inductor (símbolo)	$v(t) = L \frac{di(t)}{dt}$	$i(t) = \frac{1}{L} \int_0^t v(\tau) d(\tau)$	$v(t) = L \frac{d^2q(t)}{dt^2}$	Ls	$\frac{1}{Ls}$

Tabla 1.

Función de transferencia de un sistema mecánico traslacional.

Los sistemas mecánicos, al igual que las redes eléctricas, tienen tres componentes lineales pasivos. Dos de ellos, el resorte y la masa, son elementos que almacenan energía, mientras que uno de ellos; el amortiguamiento viscoso, disipa energía. [14]

Al igual que los sistemas eléctricos, los sistemas mecánicos generan funciones de transferencia, que algebraicamente relaciona la transformada de Laplace de la salida con la transformada de Laplace de la entrada. [14]

Los dos elementos que almacenan energía mecánica (resorte y masa) son análogos a los dos elementos que almacenan energía eléctrica (inductor y capacitor). Mientras que el disipador de energía mecánica (amortiguador viscoso) es análogo a la resistencia eléctrica. [14]

En la tabla 2, se resume las relaciones de fuerza, velocidad y desplazamiento

Componente	Fuerza-velocidad	Fuerza-desplazamiento	Impedancia $Z_M(s) = F(s)/X(s)$
Resorte	$f(t) = K \int_0^1 v(\tau) d\tau$	$f(t) = Kx(t)$	K
Amortiguador viscoso	$f(t) = f_v v(t)$	$f(t) = f_v \frac{dx(t)}{dt}$	$f_v s$
Masa	$f(t) = M \frac{dv(t)}{dt}$	$f(t) = M \frac{d^2x(t)}{dt^2}$	$M s^2$

Tabla 2

Nótese que las funciones de transferencia mecánicas son sumamente similares a las generados por los sistemas eléctricos. En consecuencia, una red eléctrica se puede acoplar a un sistema mecánico al formar en cascada sus funciones de transferencia, siempre que un sistema no esté cargado por el otro [14].

Funciones de transferencia de un sistema mecánico rotacional

Los sistemas mecánicos rotacionales se manejan en la misma forma que los sistemas mecánicos traslacionales, excepto que un par sustituye fuerza y un desplazamiento angular sustituye a un desplazamiento lineal. Los componentes mecánicos para los sistemas rotacionales son los mismos que para los sistemas traslacionales, salvo que los componentes experimentan rotación en lugar de traslación. [14]

Componente	Par-Velocidad angular	Par-Desplazamiento angular	Impedancia $Z_M(s) = \frac{T(s)}{\theta(s)}$
Resorte	$T(t) = K \int_0^1 \omega(\tau) d\tau$	$T(t) = K\theta(t)$	K

Amortiguador viscoso	$T(t) = B\omega(t)$	$T(t) = B \frac{d\theta(t)}{dt}$	Bs
Inercia	$T(t) = J \frac{d\omega(t)}{dt}$	$T(t) = J \frac{d^2\theta(t)}{dt^2}$	Js^2

Tabla 3

La tabla 3 muestra las ecuaciones correspondientes. Nótese que los símbolos para los componentes son iguales que los de traslación, pero los componentes experimentan rotación y no traslación. Los valores de K , B y J se llaman constante de resorte, coeficiente de fricción viscosa y momento de inercia, respectivamente [14].

Funciones de transferencia de un sistema electromecánico

Un motor es un componente electromecánico que produce una salida de desplazamiento para una entrada de voltaje, es decir, una salida mecánica generada por una entrada eléctrica. [14]

En la figura se forma un campo magnético mediante imanes permanentes estacionarios o mediante un electroimán estacionario llamado *campo fijo*. Un circuito giratorio llamado *armadura*, por el que circula una corriente $i_a(t)$, pasa por este campo magnético a ángulos rectos y detecta una fuerza. El par resultante hace girar el rotor, que es el elemento giratorio del motor [14].

Función de transferencia de un motor CD

El circuito electromecánico de un motor CD es el que se muestra en **La Figura 36**

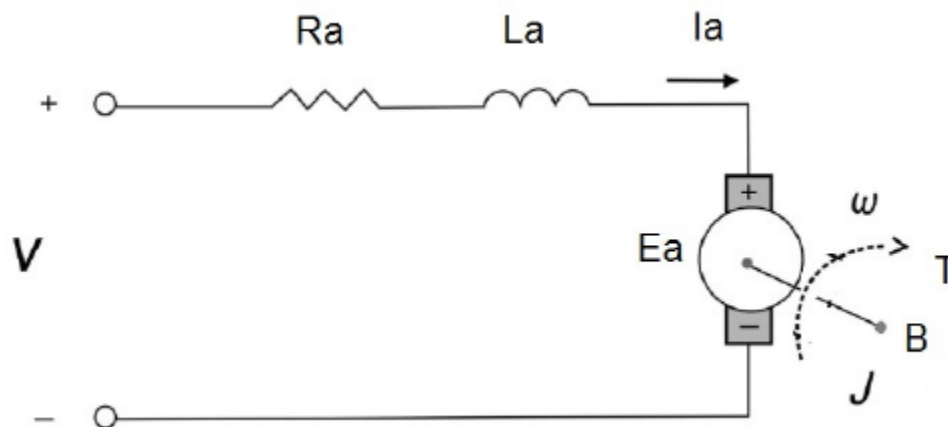


Figura 36. Modelado de un motor CD [15]

De acuerdo a las leyes de Kirchoff, la ecuación que corresponde a la componente eléctrica es:

$$v(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} + E_a(t) \quad (46)$$

Donde $E_a(t)$ es la fuerza contra electromotriz

Mientras que las ecuaciones que representan la componente mecánica se definen como:

$$T_m(t) = J \frac{d\omega(t)}{dt} + B\omega(t) \quad (47)$$

Se proponen relaciones que permiten la interacción de las ecuaciones **(45) y (46)**. De esa forma, se asume que existe una relación proporcional entre el voltaje inducido en la armadura y la velocidad angular de giro del motor [14].

$$E_a(t) = K_a\omega(t) \quad (48)$$

Donde K_a es una constante de proporcionalidad llamada *constante de contra fem* [14].

De igual manera, el par creado por el motor es proporcional a la corriente de armadura.

$$T_m(s) = K_m i_a \quad (49)$$

Donde T_m es el par creado por el motor y K_m es una constante de proporcionalidad, llamada *constante de par del motor*, que depende de las características del motor y del campo magnético. En un conjunto de unidades consistente, el valor de K_a es igual al valor de K_m . [14]

Aplicando la transformada de Laplace a las ecuaciones **(44 - 48)**, se obtienen las siguientes ecuaciones en el dominio de Laplace

$$V(s) = R_a i_a(s) + L_a s i_a(s) + E_a(s) \quad (50)$$

$$T_m(s) = J s \omega(s) + B \omega(s) \rightarrow T_m(s) = (J s + B) \omega(s) \quad (51)$$

$$E_a(s) = K_a \omega(s) \quad (52)$$

$$T_m(s) = K_m i_a(s) \quad (53)$$

Despejando la **ecuación (52)** Se obtiene:

$$i_a(s) = \frac{T_m(s)}{K_m} \quad (54)$$

Sustituyendo **las ecuaciones (51) y (53) en (49)** se obtiene que

$$V(s) = R_a \frac{T_m(s)}{K_m} + L_a s \frac{T_m(s)}{K_m} + K_a \omega(s)$$

$$V(s) = \frac{(R_a + L_a s)T_m(s)}{K_m} + K_a \omega(s) \quad (55)$$

A partir de la ecuación **(51)** se puede despejar $\omega(s)$, de modo que:

$$\omega(s) = \frac{T_m(s)}{JS + B}$$

Sustituyendo en la ecuación **(54)** se tiene:

$$V(s) = \frac{(R_a + L_a s)T_m(s)}{K_m} + K_a \frac{T_m(s)}{JS + B}$$

Con motivo de separar el torque T_m , se obtiene que:

$$V(s) = \left(\frac{(R_a + L_a s)}{K_m} + \frac{K_a}{JS + B} \right) T_m(s) \quad (56)$$

Resolviendo dentro del paréntesis

$$V(s) = \left(\frac{(R_a + L_a s)(JS + B) + K_m K_a}{K_m(JS + B)} \right) T_m(s)$$

$$V(s) = \left(\frac{L_a JS^2 + (R_a J + L_a B)S + R_a B + K_m K_a}{K_m(JS + B)} \right) T_m(s) \quad (57)$$

Finalmente, adquiere la forma de la ecuación de transferencia:

$$\frac{T_m(s)}{V(s)} = \left(\frac{K_m(JS + B)}{L_a JS^2 + (R_a J + L_a B)S + R_a B + K_m K_a} \right) \quad (58)$$

La cual relaciona el torque con respecto al voltaje de entrada del sistema en términos de control.

Se puede sustituir la ecuación **47** en la ecuación **52** para obtener.

$$V(s) = \left(\frac{L_a JS^2 + (R_a J + L_a B)S + R_a B + K_m K_a}{K_m(JS + B)} \right) (JS + B)\omega(s)$$

$$V(s) = \left(\frac{L_a JS^2 + (R_a J + L_a B)S + R_a B + K_m K_a}{K_m} \right) \omega(s)$$

Para finalmente obtener la ecuación

$$\frac{\omega(s)}{V(s)} = \left(\frac{K_m}{L_a J S^2 + (R_a J + L_a B) S + R_a B + K_m K_a} \right) \quad (59)$$

Esta ecuación relaciona la velocidad angular en comparación con el voltaje de entrada del sistema en términos de control.

Estimación de parámetros del motor de corriente directa

Para poder obtener la función del modelado del motor, es necesario el realizar la medición de los siguientes parámetros:

- Resistencia de la armadura
- Inductancia de la armadura
- Constante de fuerza contra electromotriz
- Coeficiente de fricción viscosa
- Momento de inercia

Resistencia de la armadura (R) e inductancia en el motor

La resistencia de la armadura se puede obtener directamente midiendo las terminales del motor con un óhmetro. Si la resistencia que presenta fuera muy pequeña, se puede realizar la lectura a través de un puente de Winston y medir la resistencia en el devanado. También se puede tomar lectura justo antes de que el motor arranque, aplicando un valor de voltaje conocido, con este valor y la ley de Ohm se puede conocer la resistencia de la armadura.

En este caso, la resistencia arrojó un valor de 11 Ohms

Con la ayuda del LCR en su función de inductametro, se pudo determinar que la inductancia presente en el motor es de 103 mili-Henrios (mH).

MEDICIÓN DE CONSTANTE DE FUERZA CONTRA ELECTROMOTRIZ (Kb)

Para calcular dicha constante se realizan mediciones de la máquina operando a diferentes valores de tensión y por lo tanto diferentes velocidades. Se toman datos de voltaje, corriente y velocidad. El Kb resultante será el promedio de los datos obtenidos.

$$\begin{aligned} v &= RI + E \\ v &= RI + K\omega \\ Kb &= \frac{v - RI}{\omega} \end{aligned} \quad (60)$$

Una vez obtenido los valores se calcula directamente la constante mecánica a través de la siguiente relación

$$K_T = Kb \left[\frac{Nm}{A}; \frac{V}{rad/s} \right]$$

El promedio de los datos obtenidos con una velocidad de 10 rpm a 12V, una corriente de armadura de 11Ω , y una corriente de 0.19A resulta en

$$Kb = \frac{12V - 11\Omega * 0.19A}{10 \text{ r.p.m}}$$

$$K_T = Kb = 0.911$$

Cálculo del coeficiente de fricción viscosa (B)

Para calcular el coeficiente de fricción viscosa es necesaria la siguiente ecuación

$$J \frac{d\omega}{dt} = K_b I - B\omega \quad (61)$$

Asumiendo que se encuentra en estado estable

$$J \frac{d\omega}{dt} = 0$$

Se despeja B de la ecuación (61)

$$B = \frac{K_b I}{\omega} \quad (62)$$

Sustituyendo los valores obtenidos en la medición anterior determinamos el valor del coeficiente de fricción viscosa.

$$B = \frac{0.991 * 0.19}{10 \text{ r.p.m}}$$

$$B = 0.018829$$

Cálculo del momento de inercia (J)

Para calcular la constante de inercia del motor, primero se requiere hallar la constante de tiempo τ_m (no debe confundirse con la variable T_m , la cual representa el par mecánico creado por el motor) la cual se estima como un tercio del tiempo que transcurre al desconectar la alimentación del motor y el alto total. Para ello se tomó diferentes tiempos de parada de la máquina a velocidad nominal para así hallar dicha constante.

Se calcula con la siguiente ecuación

$$\tau_m = \frac{J}{B} \quad (63)$$

Como ya se conocen valores de la constante de tiempo (50 milisegundos) y el coeficiente de fricción viscosa, sólo se despeja la inercia del motor de la ecuación (63) dando como resultado la siguiente ecuación donde se sustituyen los valores.

$$J = \tau_m B \quad (64)$$

$$J = 50 * 0.018829$$

$$J = 0.94145$$

Una vez que se han obtenido los parámetros necesarios del motor, se puede construir un modelo de control en la herramienta SimuLink. Utilizando el sistema de ecuaciones (47-50), se realizó un modelo de bloques con una entrada de 12V (**Figura 37**), esto para poder hacer pruebas en el modelo matemático y que poder compararlas fácilmente con los resultados obtenidos en el motor.

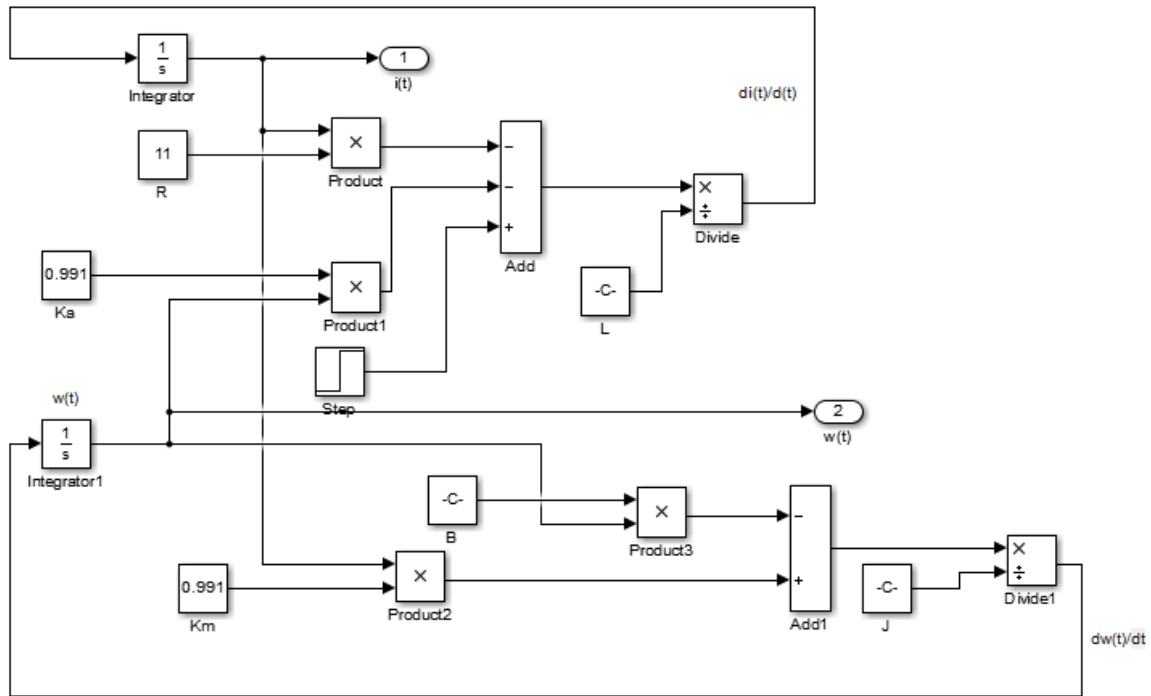


Figura 37. Diagrama de bloques en SimuLink para el sistema de ecuaciones 44-47

Para procurar un mejor orden visual, el diagrama de bloques anterior fue comprimido en un subsistema tal como se muestra en la **figura (38)**.

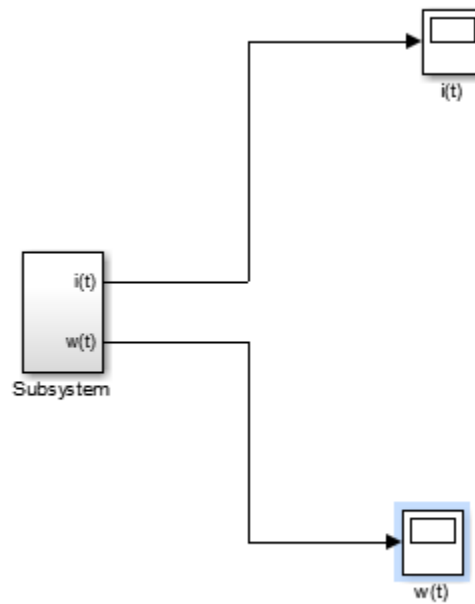


Figura 38. Diagrama de bloques comprimido a subsistema con monitores para la corriente y la velocidad angular

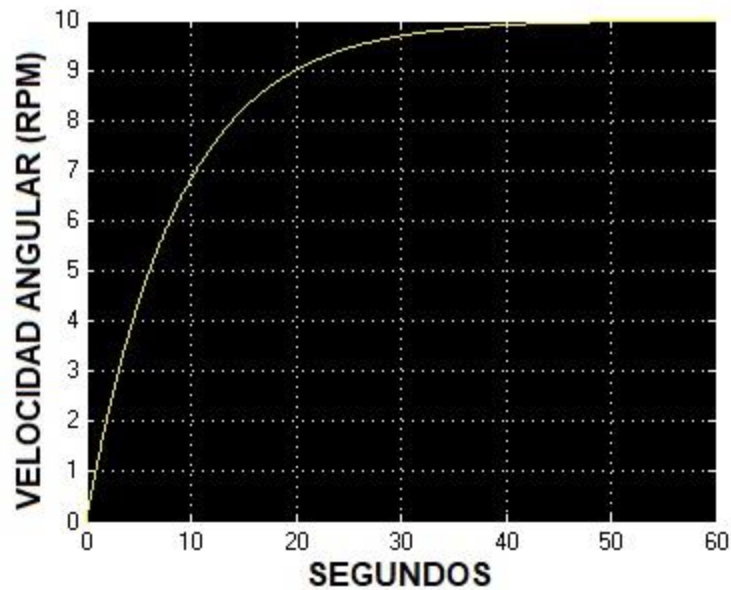


Figura 39. Gráfica velocidad angular (vertical) en comparación al tiempo en segundos (horizontal)

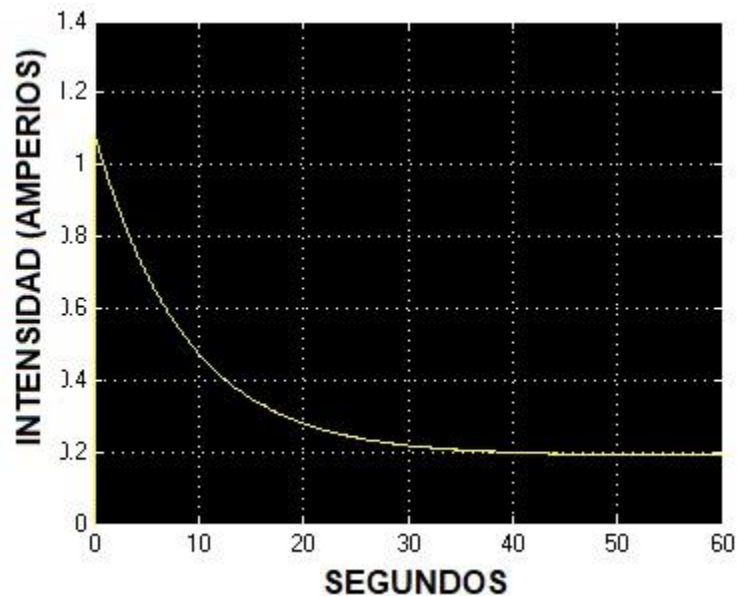


Figura 40. Gráfica de estabilización de la corriente (vertical) en comparación al tiempo en segundos (horizontal)

En las gráficas **39 y 40** se muestran los resultados de las simulaciones. Cabe mencionar que, en las gráficas obtenidas, al sistema matemático le toma 60 segundos para estabilizarse, ya que es el tiempo máximo que se le asignó, esto para tomar velocidades basadas en un rango de minutos. En la práctica, el motor toma estos valores en un periodo de tiempo casi imperceptible.

Considerando que el voltaje máximo recomendado para el motor de alto torque es de 90 V, se realizó una simulación en el software de Simulink con incrementos de 10 voltios.

Los resultados se muestran en la **tabla (4)**

Voltaje en motor simulado	RPM Esperado
10	8.3249
20	16.6498
30	24.9747
40	33.2996
50	41.6245
60	49.9494
70	58.2743
80	66.5992
90	74.9241

Tabla 4. Velocidad con relación al voltaje

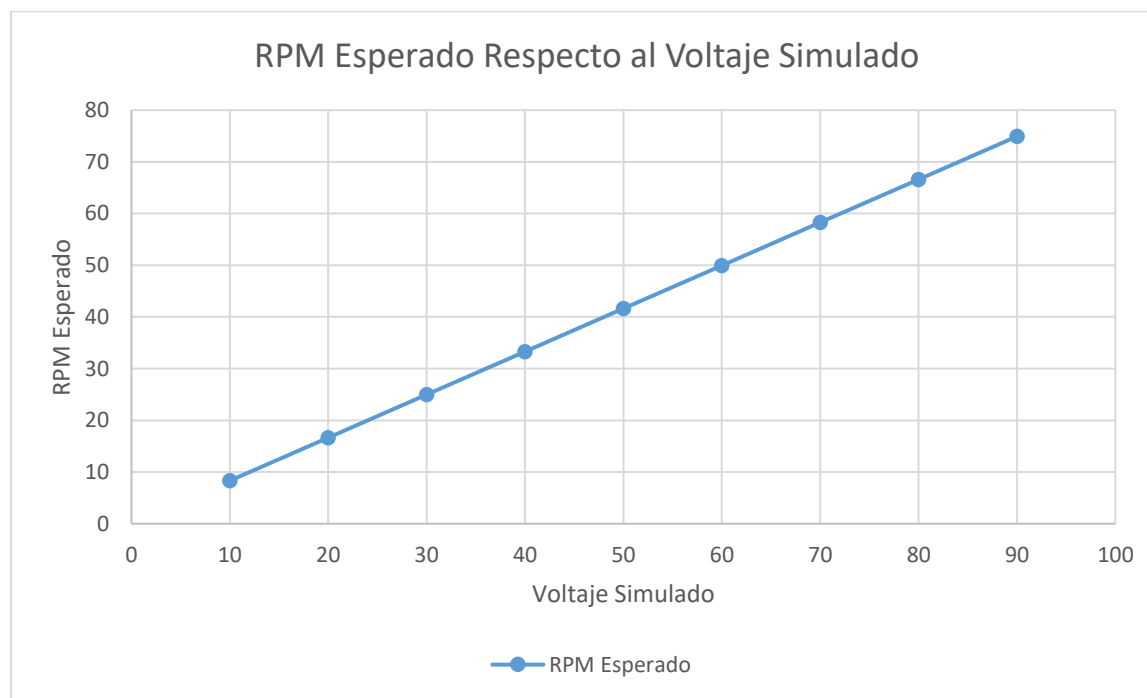


Figura 41. Grafica del RPM esperado respecto al voltaje simulado

En la figura 41 se puede observar un incremento de forma lineal. Una vez obtenidos los datos teóricos, es posible establecer un punto de comparación. De modo que al momento en que se registren los datos obtenidos en la práctica, es posible establecer un margen de error con respecto a los datos teóricos.

Capítulo 5: El controlador de velocidad

El motor seleccionado se muestra en la **figura (42)**, este es un motor CD, sus datos y especificaciones se muestran en la **tabla (5)**.



Figura 42. Motor CD de alto torque

Parámetro	Cantidad
Caballos de fuerza	1/8
Voltaje	90 CD
Amperaje	1.3 CD
R.P.M	75
Torque	60 Lb

Tabla 5. Parámetros del motor CD de alto torque

Al momento de adquirir este motor, el vendedor suministró un *driver de control de velocidad* (DCV) KBLC, modelo HHLC 120, tal como se muestra en la **figura (43)**.

El DCV realiza la función de transformación y rectificación de potencia utilizando un circuito similar al de la figura (38), en donde un arreglo de 2 SCR y 2 diodos son controlados mediante un transformador de pulsos, el cual a su vez es controlado con un potenciómetro análogo accionado por una perilla.



Figura 43 DCV KBLC HHLC [16]

El diagrama de conexión del DCV se muestra en la **figura (43)**. Se puede observar que el potenciómetro analógico debe conectarse en las terminales P1 y P3, de manera que funcionen como entrada y voltaje de referencia; mientras que la terminal P2 funciona como la entrada de la diferencia de tensión que existe entre ambas terminales. Se pretende sustituir el potenciómetro analógico por uno digital y conectar su salida a la terminal P2, de manera que sea la nueva entrada que suministre la diferencia de tensión que controle el voltaje de salida que el DCV suministra al motor en sus bornes.

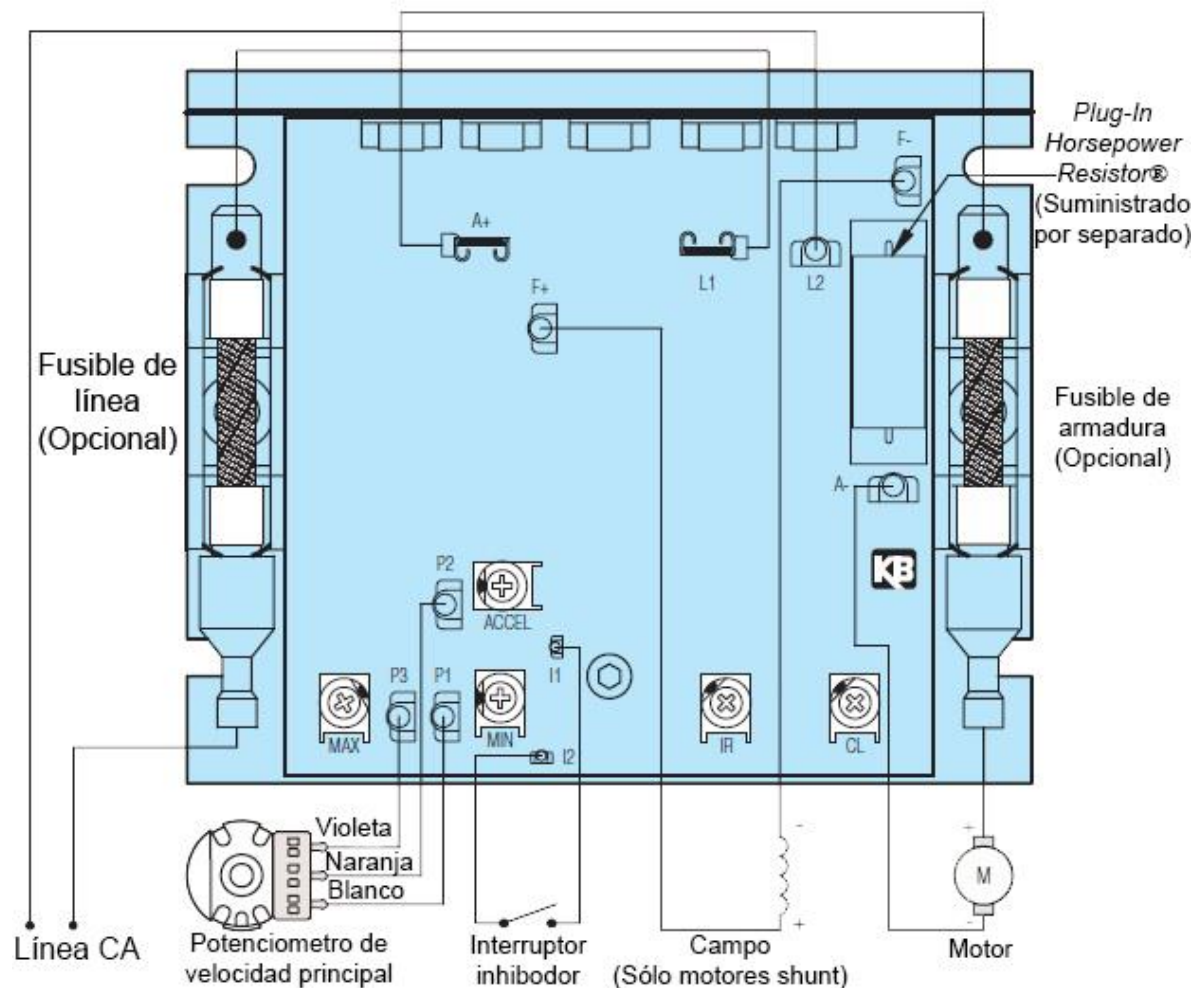


Figura 44. Diagrama de conexión del DCV KBLC HHLC [16]

Con el fin de sustituir el controlador accionado mediante una perilla, se diseñó un controlador digital accionado mediante botones. El modelo de bloques de la **figura (44)** explica el funcionamiento del controlador digital.

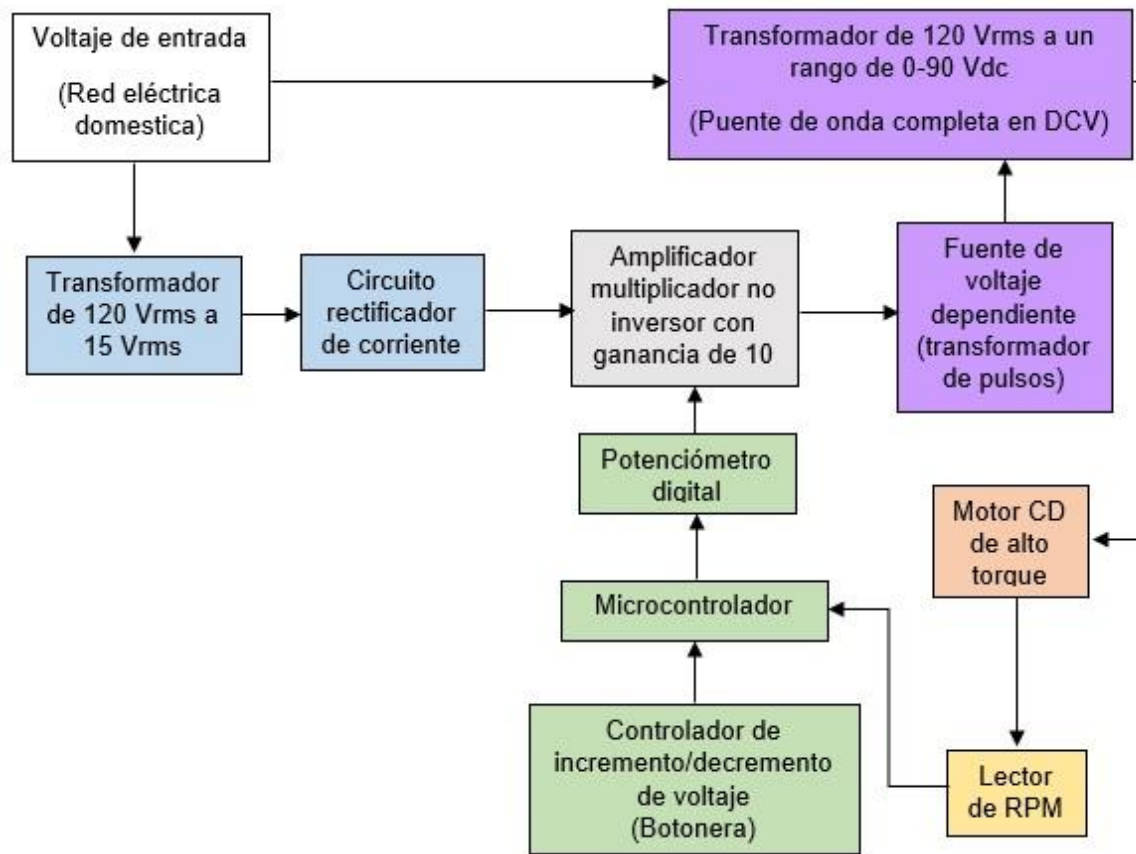


Figura 45. Diagrama de bloques que describe el flujo del sistema

En el diagrama de la figura 45, se observa que el bloque central es el amplificador no inversor. Esto es de esperarse si se considera que en este punto convergen 3 etapas del circuito:

- La etapa rectificadora, donde se rectifica el voltaje rms ya transformado y es utilizado para alimentar el amplificador
- El potenciómetro digital, el voltaje que se está amplificando.
- La salida del amplificador funciona a su vez como entrada a la siguiente etapa del circuito que es la fuente de voltaje dependiente.

Sin embargo, se debe recalcar que el bloque más próximo al centro de la imagen resulta ser el bloque del potenciómetro digital, pues controlando la salida de este, se logra un verdadero dominio sobre el voltaje que entra al amplificador.

En el diagrama también se observa que después de esta etapa el flujo del circuito sigue un orden más conciso, en el sentido que un bloque da paso al siguiente. La fuente de voltaje dependiente controla el transformador de voltaje a 90 VCD y es este último el cual controla la tensión inducida en los bornes del motor, método con el cual se regula la velocidad. Cabe mencionar que este es un transformador construido a base de diodos de potencia y SCR's similares a los descritos en la figura (32)

Con el lector de rpm se asegurar que se conoce la velocidad del motor.

Potenci3metro digital

En el apartado anterior se abord3 la importancia que el potenci3metro digital tiene en el circuito. Es por eso que en primera instancia se debe conocer el funcionamiento del potenci3metro digital, pues s3lo de esta manera se puede dise1ar un c3digo que ejecutado por el microcontrolador logre controlar el voltaje de salida.

El dispositivo seleccionado para esta etapa, fue el potenci3metro digital *XC9102P*; fabricado por *Intersil*.

Se trata de un potenci3metro digital de 1K Ω , el cual implementa un arreglo compuesto por 99 elementos resistivos y una *wiper switching network* (se refiere a una red de interruptores que controlan el barrido o cambio de resistencia en el potenci3metro). La posici3n de la terminal *wiper* (barrido) es controlada por las entradas CS (chip selector o selector de chip), U/D (up / down o arriba/abajo) e INC (increase o incremento). La posici3n de wiper puede ser almacenada en memoria no vol3til y despu3s ser reutilizada por medio de una operaci3n de encendido [17]. Esto quiere decir que almacenar3 el voltaje, aunque no se encuentre energizado.

El diagrama del potenci3metro se muestra en la **Figura (46)**.

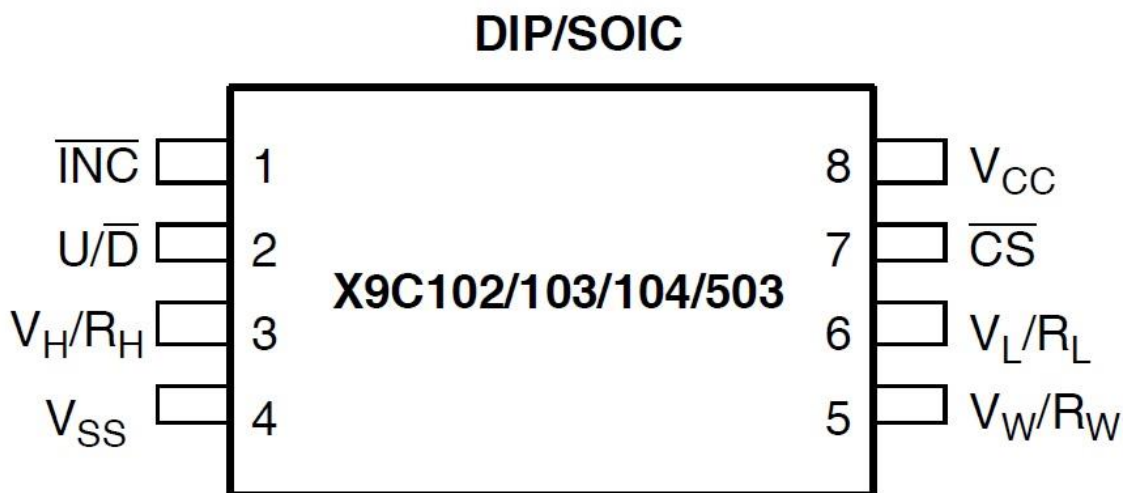


Figura 46 Configuraci3n de puertos para el potenci3metro *XC9102P* [17]

La **Tabla (6)** explica el funcionamiento de cada pin en el circuito integrado. Cabe mencionar que el diagrama se refiere al circuito encapsulado para montaje superficial. El vendedor lo incorpora a un pcb que debe ser conectado por medio de tecnolog3a *through hole*, lo cual permite un montaje y desmontaje sencillo en cualquier prototipo. En este caso result3 en una funci3n muy 3til al momento de ensamblar el circuito.

V_H/R_H	Terminal de voltaje máximo
V_L/R_L	Terminal de voltaje mínimo
V_W/R_W	Terminal "Wiper"
INC	Incremento/Decremento de wiper
CS	Selector de Chip
U/D	Control alto/bajo
Vcc	Entrada de VCD (3V - 5V)
Vss	Salida a tierra

Tabla 6 Terminales del potenciómetro XC9102P

Terminal V_H/R_H : Es la terminal equivalente al voltaje máximo en un potenciómetro analógico. El divisor de voltaje depende de la tensión de entrada en esta terminal. El voltaje máximo soportado es de 5.

Terminal V_L/R_L : Es la terminal equivalente al voltaje mínimo en un potenciómetro analógico. El voltaje mínimo soportado es de -5.

Terminal V_W/R_W : Es la terminal equivalente a la resistencia regulada en un potenciómetro analógico.

Terminal U/D: Por medio de esta terminal se determina si el cambio de la salida de resistencia regulada. Mientras más sea incrementada la resistencia, el voltaje de salida se acercará más al voltaje que exista en la terminal V_L/R_L y si la resistencia es disminuida, el voltaje de salida se acercará a la tensión que exista en la terminal V_H/R_H . Si en esta terminal hay un voltaje digital positivo, el potenciómetro decrementará e incrementará si existe un voltaje digital negado.

Terminal INC: Por medio de esta terminal se acciona el cambio de resistencia en la terminal V_W/R_W . Esta terminal es accionada cuando ocurra un cambio de un estado lógico alto a un estado lógico bajo.

Terminal CS: Esta terminal funciona como medida preventiva para su operación. No se efectuará el cambio de resistencia a menos que en esta terminal exista un estado bajo. Cuando exista un estado alto, entrará en modo de bloqueo y arrojará el último valor almacenado en su memoria no volátil hasta que la entrada vuelva a recibir un valor bajo y ocurra un caída de estado en la terminal INC.

5.5 El microcontrolador

Se decidió utilizar la plataforma de desarrollo *Arduino*, junto con el microcontrolador *Arduino Mega* el cual está basado en el microcontrolador *Atmega2560*, la principal razón para utilizar es para aprovechar su gran cantidad de puertos habilitados para trabajar con interrupciones de código a un bajo costo.

Incremento/decremento en potenciómetro digital

Ya que las hojas de especificación no hacen mención la tasa de incremento que puede alcanzar el potenciómetro digital, se realizó una prueba para determinar la misma. Se utilizó el microcontrolador para obtener un tren de pulsos digitales con un cambio de estado en el intervalo de 1 segundo. Los resultados obtenidos se describen en las tablas 7 y 8.

No. Pulso	Voltaje subida	No. Pulso	Voltaje subida	No. Pulso	Voltaje subida	No. Pulso	Voltaje subida	No. Pulso	Voltaje subida
0	0	11	0.047	22	0.057	33	0.067	44	0.081
1	0.024	12	0.048	23	0.058	34	0.068	45	0.082
2	0.031	13	0.049	24	0.058	35	0.069	46	0.084
3	0.036	14	0.050~0.049	25	0.059	36	0.07	47	0.086
4	0.038	15	0.05	26	0.6	37	0.071	48	0.087
5	0.04	16	0.051	27	0.061	38	0.073	49	0.089
6	0.042	17	0.052	28	0.062	39	0.074	50	0.091
7	0.043	18	0.053	29	0.063	40	0.075	51	0.093
8	0.044	19	0.054	30	0.064	41	0.077	52	0.095
9	0.045	20	0.055	31	0.065	42	0.078	53	0.097
10	0.046	21	0.056	32	0.066	43	0.079	54	0.099

Tabla 7. Relación de aumento de voltaje en el potenciómetro digital

No. Pulso	Voltaje subida	No. Pulso	Voltaje subida	No. Pulso	Voltaje subida	No. Pulso	Voltaje subida
55	0.102	66	0.136	77	0.205	88	0.411
56	0.104	67	0.14	78	0.215	89	0.452
57	0.106	68	0.145	79	0.225	90	0.503
58	0.109	69	0.15	80	0.237	91	0.567
59	0.112	70	0.155	81	0.251	92	0.648
60	0.115	71	0.160	82	0.265	93	0.758
61	0.118	72	0.166	83	0.282	94	0.913
62	0.121	73	0.173	84	0.301	95	1.142
63	0.125	74	0.18	85	0.323	96	1.53
64	0.128	75	0.188	86	0.348	97	2.314
65	0.132	76	0.196	87	0.377	98	4.714

Tabla 8. (Continuación de tabla 7)

Al observar que el incremento de voltaje no es de forma lineal, se tuvo que elaborar un código con el cual se pueda lograr esa cantidad de pulsos de forma rápida. Considerando el punto anterior, se optó por utilizar sólo valores de voltaje de 0.1 hasta 1.5, con esto se

puede lograr un mayor control sobre el potenciómetro para después ser amplificado con una ganancia de 10.

Un arreglo de botones conectados al microcontrolador, determinan si es que el potenciómetro incrementa o decrementa su voltaje de salida.

En el diagrama de flujo anexo al final del documento, se describe el funcionamiento del código construido.

Amplificador no inversor

Debido a que el potenciómetro digital seleccionado sólo puede proporcionar una salida máxima de 5.5 V, es necesario desarrollar una etapa de amplificación la cual pueda suministrar el voltaje necesario para que la señal producida por el potenciómetro digital pueda ser reemplazado en el DCV.

Conociendo que el potenciómetro digital es capaz presentar incrementos controlados que van desde los 0 hasta los 5.5 volts, se diseñó un algoritmo el cual por medio de un microcontrolador proporcione un incremento (o decremento según sea el caso) de 0.5 V con un máximo de 1.5 V. De esta forma, la señal de salida del potenciómetro digital puede ser amplificada con una ganancia de 10 para así obtener el rango de 0 a 15 volts necesarios para el funcionamiento del DCV.

La construcción de este diseño está basada en la configuración amplificador no inversor. **(FIGURA 47)** Utilizando el principio matemático de la multiplicación, en el cual el resultado es obtenido sumando el mismo número en una determinada cantidad de iteraciones, se diseñó un circuito el cual toma el voltaje de salida del potenciómetro digital y es sumado consigo mismo diez veces.

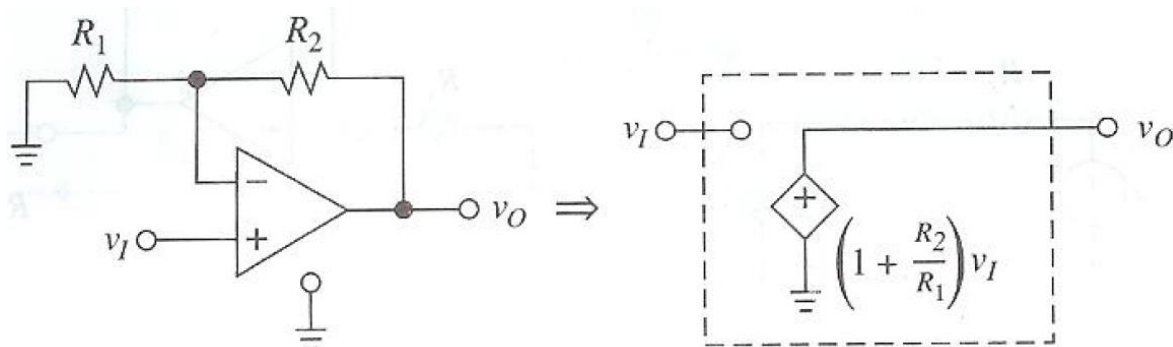


Figura 47. Amplificador no inversor y su circuito equivalente ideal [18]

La fórmula para obtener el voltaje de salida se obtiene de la siguiente manera:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_I \quad (65)$$

En donde V_I y V_O son voltaje de entrada y voltaje de salida respectivamente; mientras que R_1 es una resistencia de retroalimentación y R_2 es una resistencia que funciona como divisor de voltaje en la terminal inversora del op-amp.

Despejando la ecuación (65) para V_O , se tiene que

$$\begin{aligned} A &= \frac{V_O}{V_I} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \\ A &= \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \end{aligned} \quad (66)$$

Donde A es la ganancia del op-amp.

Al observar la ecuación (66), se concluye que lo más práctico resulta en igualar la diferencia de R_2 y R_1 en 9 para obtener una ganancia de 10. Tomando como referencia una resistencia R_2 de $1K\Omega$ (puesto que es el valor de resistencia más fácil de conseguir), se procedió a hallar un valor de resistencia para R_1 que satisfaga el resultado esperado, esto es

$$\frac{R_2}{R_1} = 9$$

$$\frac{1000 \Omega}{9} = R_1$$

$$R_1 = 111.\overline{11} \rightarrow R_1 \cong 110 \Omega$$

Para evitar variaciones causadas por la corriente tan pequeña en la entrada V_I , se añade una resistencia R_Z , tal como se muestra en la **figura (48)** la cual no tiene efecto sobre la ganancia de salida.

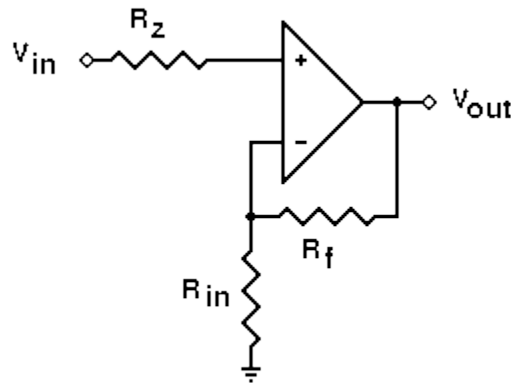


Figura 48. Amplificador no inversor con resistencia de entrada R_Z [19]

Esta nueva resistencia debe ser calculada mediante el paralelo de R_1 con R_2 [19] de manera que:

$$R_Z = R_1 || R_2$$

$$R_Z = 110 \, \Omega || 1 \, K\Omega$$

$$R_Z = \frac{1}{\frac{1}{110} + \frac{1}{1000}}$$

$$R_Z = 100 \, \Omega$$

Puesto que no fue posible conseguir una resistencia de $100 \, \Omega$, se utilizó una resistencia con un valor de $89 \, \Omega$ con la que se contaba a la mano. El circuito resultante se ilustra en la **figura (49)**.

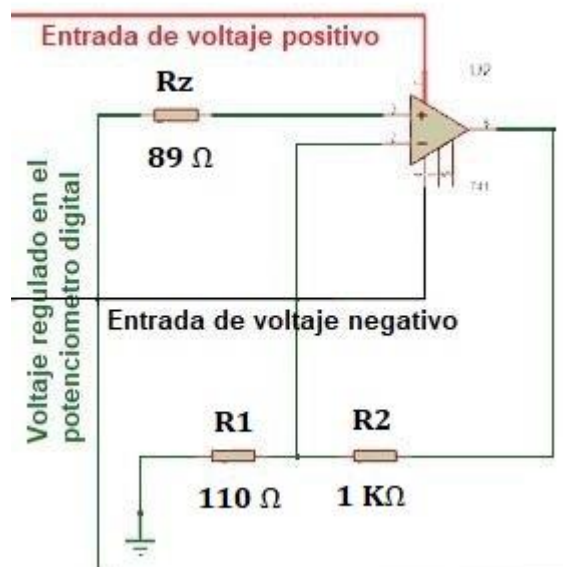


Figura 49 Amplificador con ganancia 10

Fuente de poder rectificadora en el Op-Amp.

Todo op-amp requiere ser alimentado por una fuente de poder capaz de satisfacer las necesidades que requiere su señal de salida. En este caso, se requiere que la señal de salida del op-amp, proporcione un máximo de 15 volts en corriente directa. Debido a esto, fue necesaria la construcción de un rectificador de voltaje, el cual pueda alimentar al op-amp con la potencia necesaria. **En la figura (50)** se muestra el diagrama de bloques que debe tener una fuente de alimentación.

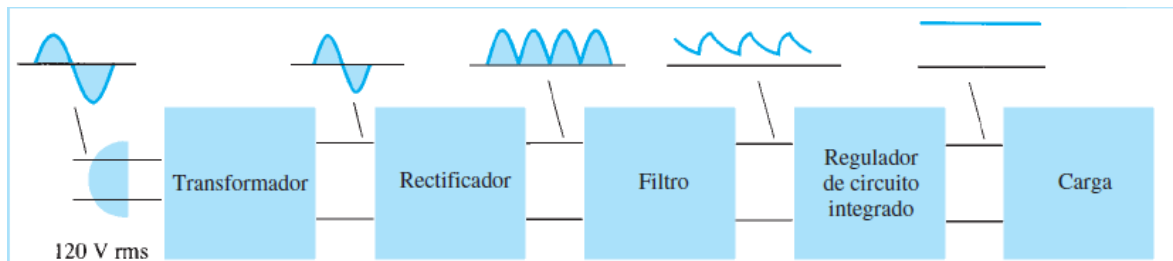


Figura 50. Diagrama de bloque que muestra las partes de una fuente de alimentación [20]

Filtro de capacitor

Se decidió utilizar un filtro basado en capacitores, tal como se muestra en la **figura (51)**. Debido a su naturaleza eléctrica, la cual, al colocarse en paralelo en un circuito, descarga lentamente el voltaje sobre el mismo. De esta manera, antes que el capacitor se descargue por completo, un nuevo ciclo de voltaje alterno vuelve a cargar el capacitor; creando así una señal de salida en el cual, el voltaje pico no difiere en gran medida del voltaje mínimo. Este tipo de comportamiento en la señal de salida es llamado *rizo*, mientras menor sea un porcentaje de rizo, la señal de salida será más estable.

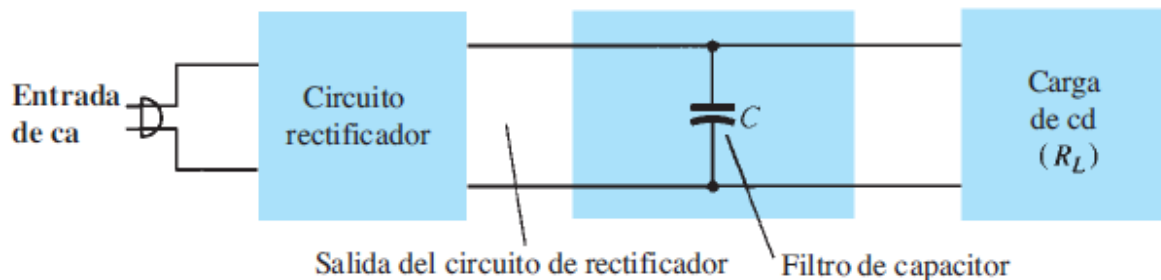


Figura 51. Filtro de capacitor simple [20]

En primera instancia, se utilizó un transformador de corriente, el cual es capaz de transformar los $110\text{ V}_{\text{RMS}}$ en 15 V_{RMS} , junto con una intensidad eléctrica de $1.2\text{ A}_{\text{RMS}}$. Posteriormente se utilizó un filtro basado en capacitores para filtrar la señal de onda completa obtenida. **En la figura (52)** se muestra la señal de salida esperada.

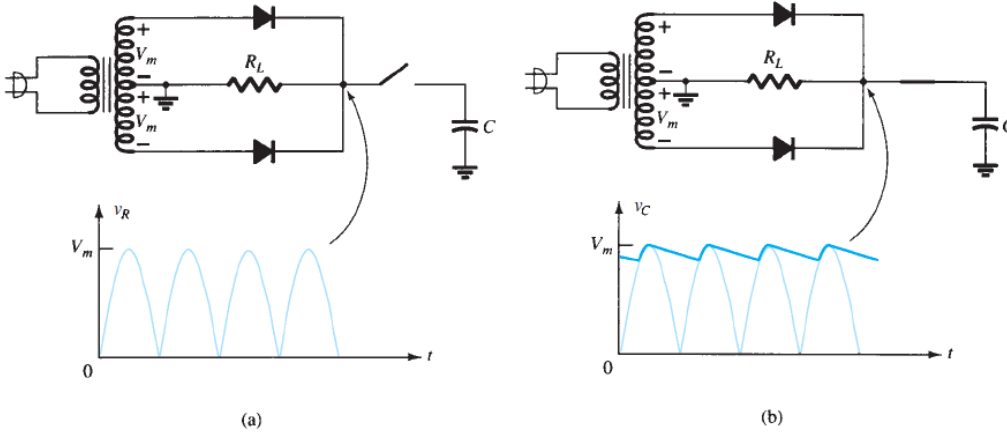


Figura 52. Operación de un filtro de capacitor: a) voltaje de rectificador de onda completa; b) voltaje de salida filtrado [20]

El voltaje de rizo se calcula a partir de la ecuación

$$V_r(rms) = \frac{I_{cd}}{4\sqrt{3}fC} = \frac{2.4I_{cd}}{C} = \frac{2.4V_{cd}}{R_L C} \quad (67)$$

Donde I_{cd} es la corriente que pretende absorber la carga, la cual está en miliamperes (mA). C es la capacitancia en el capacitor, la cual está en microfaradios (μF). R_L es la impedancia en la carga, la cual está en kilo-ohms ($K\Omega$). [20]

De la ecuación anterior, se puede expresar el valor de cd de la forma de onda a través del capacitor de filtrado como

$$V_{cd} = V_m - \frac{I_{cd}}{4fC} = V_m - \frac{4.17I_{cd}}{C} \quad (68)$$

Donde V_m es el voltaje pico del rectificador.

Con la definición del rizo en la ecuación (67), y considerando $V_{cd} \approx V_m$, se puede obtener la expresión para el rizo de la forma de onda de salida de un rectificador de onda completa y el circuito de capacitor de filtrado: [20]

$$r = \frac{V_r(rms)}{V_{cd}} \times 100\% = \frac{2.4I_{cd}}{CV_{cd}} \times 100\% = \frac{2.4}{R_L C} \times 100\% \quad (69)$$

Teniendo en cuenta la ecuación (68), se puede eliminar virtualmente el voltaje de rizo si se selecciona una capacitancia cuyo valor sea igual al producto de la corriente deseada en la carga y el valor constante de 4.17. de manera que:

$$0 = \frac{4.17 * 1200}{C} \rightarrow C = 4.17 * 1200 \rightarrow C = 5004$$

Comercialmente no existe un capacitor electrolítico de este valor, por lo que se utilizaron dos capacitores electrolíticos de $2200\mu F$ en paralelo, para así obtener la cantidad de $4400\mu F$. Utilizando la ecuación anterior se tiene que.

$$V_{cd} = 15 - \frac{4.17 * 1200}{4400} \rightarrow V_{cd} = 14.87$$

Utilizando la ecuación (67), se puede obtener el porcentaje de rizo, resultando:

$$r = \frac{V_r(rms)}{V_{cd}} \times 100\% \rightarrow r = \frac{2.4 * 1200}{4400 * 14.87} \times 100 \rightarrow r = 4.40\%$$

Lo cual es un valor aceptable considerando la aplicación que se pretende.

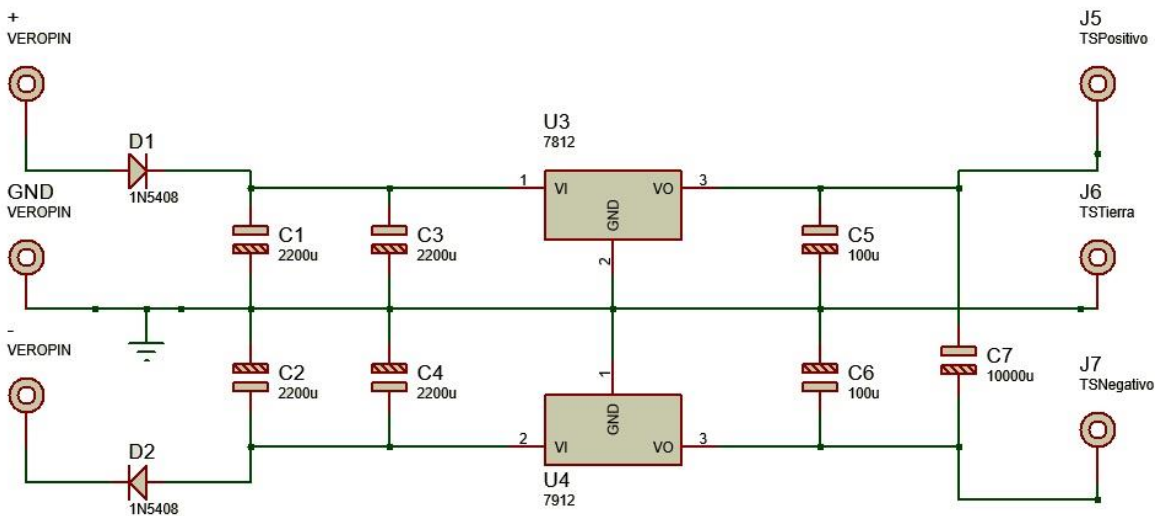


Figura 53. Circuito rectificador con filtro de capacitor

En la figura (53) se muestra el diagrama del circuito rectificador construido.

Lector de Revoluciones por minuto (RPM)

Para demostrar que la velocidad que puede alcanzar el motor utilizando el controlador digital es similar a la calculada fue necesario construir un lector de velocidad angular basado en las rpm.

Para la construcción de este dispositivo un tubo de material PVC fue acoplado a un eje del motor, posteriormente se pintó de blanco con pintura acrílica y rodeado con cinta aislante dejando una abertura de color blanco.



Figura 54. Sensor QRD1114 acoplado al eje del motor

Un sensor QRD1114 como el que se muestra en la **figura(54)** fue unido a una vara de madera, misma que a su vez se acopló con el motor y se posicionó al sensor a una distancia de operación apropiada.

Cuando la luz infrarroja del sensor es reflejada en la superficie oscura del tubo, el foto-transistor entra en estado de conducción, pero cuando la luz infrarroja incide sobre la zona clara del tubo, el reflejo es interrumpido y el foto transistor entra en estado de bloqueo. Esta acción puede ser fue censada mediante código en el microcontrolador.

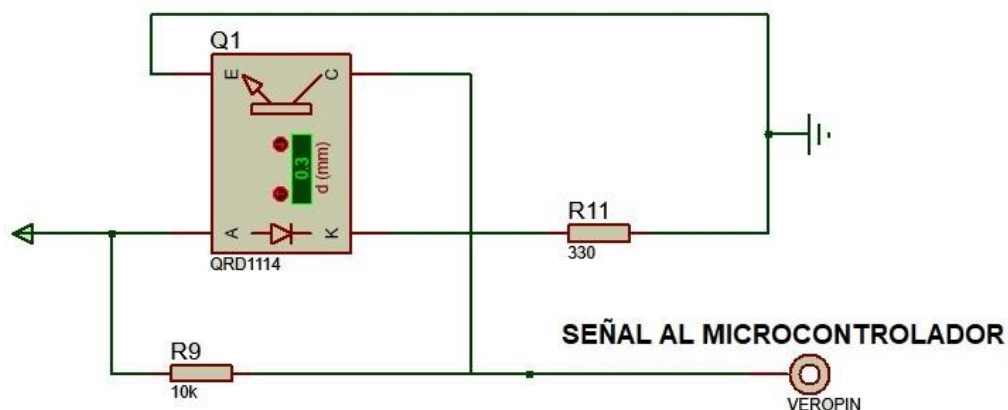


Figura 55. Diagrama eléctrico del sensor QRD1114

En el diagrama de flujo de la figura **56**, describe el algoritmo mediante el cual es posible la lectura de rpm en el motor. Cabe aclarar que la variable “interrupción”, es una variable digital, por lo que sólo responde a valores “alto” y “bajo”. La manera en la que la

plataforma arduino puede censar la interrupción es cuando el valor en el pin de lectura digital cae de un estado alto a un estado bajo.

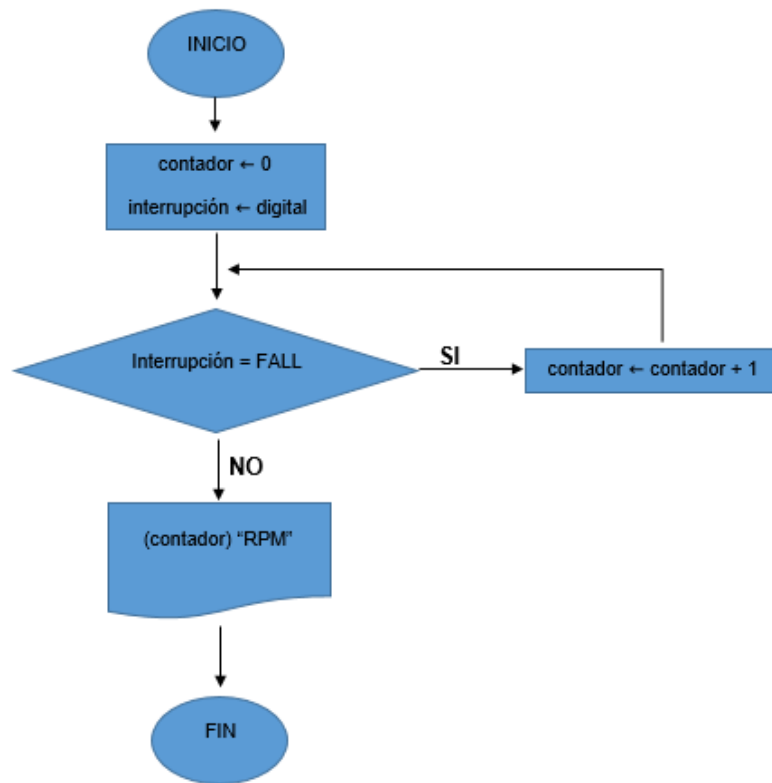


Figura 56. Algoritmo que permite el censado de vueltas del motor en un minuto

El programa funciona de manera paralela al contador de rpm, por lo que ambos códigos pueden correr sin que uno afecte al otro.

El controlador digital.

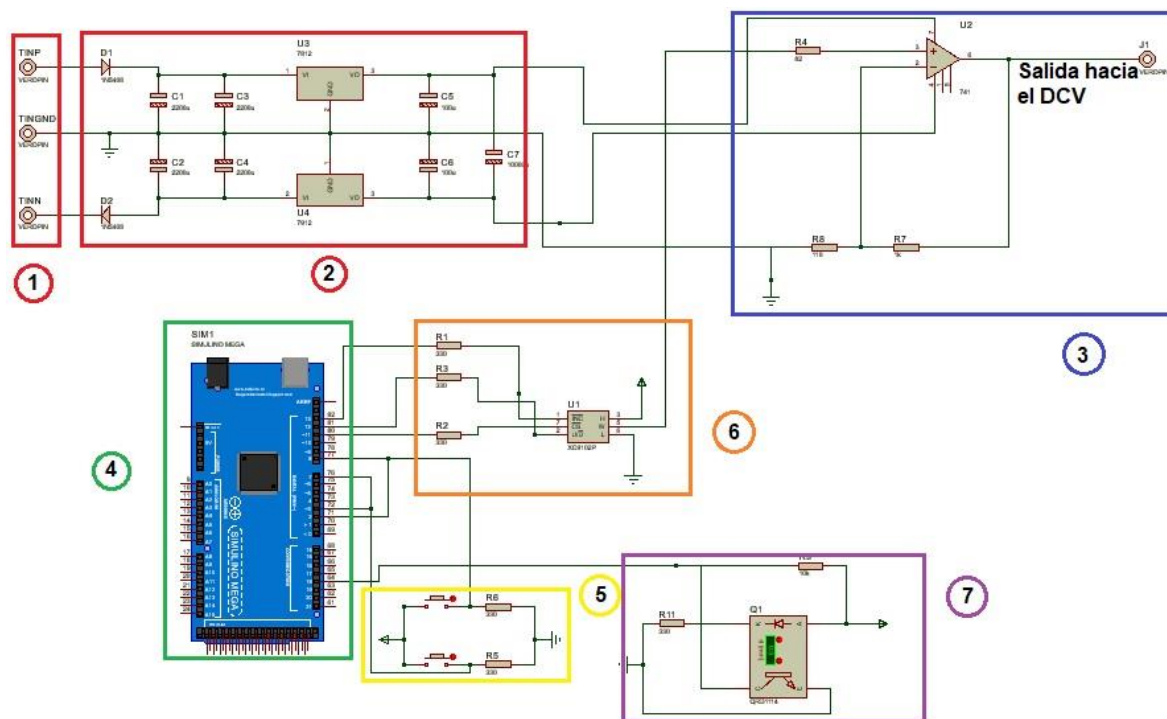


Figura 57. Diagrama de circuitos que componen al controlador digital

En la figura (57) se muestra el controlador digital con sus diferentes componentes enumerados

- 1.- Salidas del transformador de voltaje de 3 hilos.
- 2.- Circuito rectificador de voltaje.
- 3.- Op-amp multiplicador no inversor con ganancia de 10.
- 4.- Microcontrolador.
- 5.- Arreglo de botones con el fin de incrementar y decrementar el voltaje en el potenciómetro digital.
- 6.- Potenciómetro digital con salida hacia el op-amp.
- 7.- Circuito lector de rpm.

Capítulo 6 Descripción de resultados

Comparación de RPM medido con respecto al calculado

Al momento en que se registraron los valores de RPM en el motor por medio del microcontrolador, se midió el voltaje en las terminales del motor para así poder comparar los resultados obtenidos en la práctica con respecto a los valores obtenidos teóricamente.

Con motivo de facilitar la comparación de los valores calculados utilizando el modelado matemático, se le agregó un bloque multiplexor a la entrada del sistema (**Figura 58**). Esto permite utilizar diferentes entradas en un mismo sistema a la vez que un bloque demultiplexor puede separar dichos resultados en distintas gráficas.

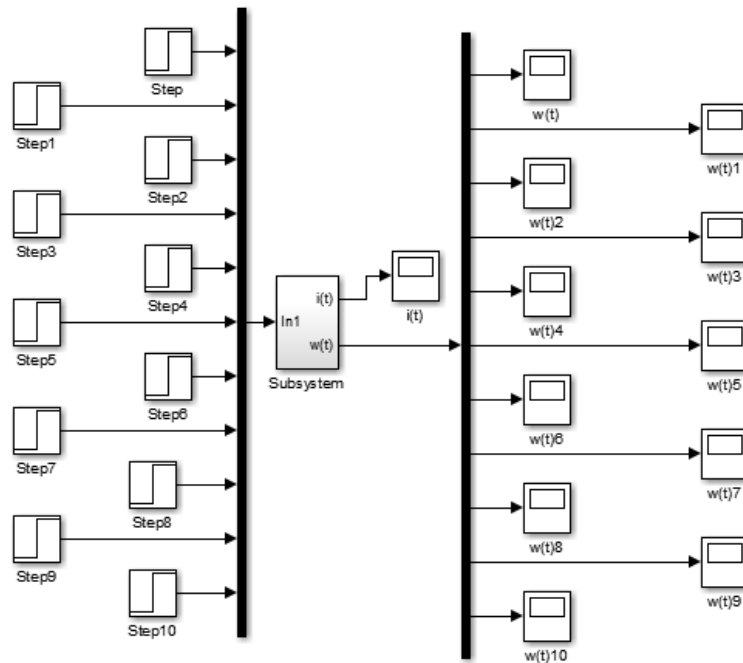


Figura 58. Modelado de control con diferentes entradas y salidas

Una vez que se obtuvieron las gráficas necesarias, por medio de un comando en el workspace de Matlab, se puede obtener el valor pasados los 60 segundos simulados. Dichos valores fueron recopilados en una tabla y fueron comparados con respecto a los valores medidos en el motor. Los datos obtenidos fueron registrados en la **tabla 9**

Voltaje en motor	RPM calculado	RPM medido
0	0	0
7.4	6.1604	6
13.56	11.2886	12
21.1	17.5655	19
27.5	22.8935	25
34.8	28.9706	32
38	31.6346	36
51.2	42.6235	48
65.6	54.6113	62
75.7	63.0194	74
89.3	74.3413	86
108.5	90.3251	115

Tabla 9. Comparación de resultados calculados y medidos

Gracias a estas mediciones obtenidas, fue posible obtener una gráfica comparativa (Figura 59).

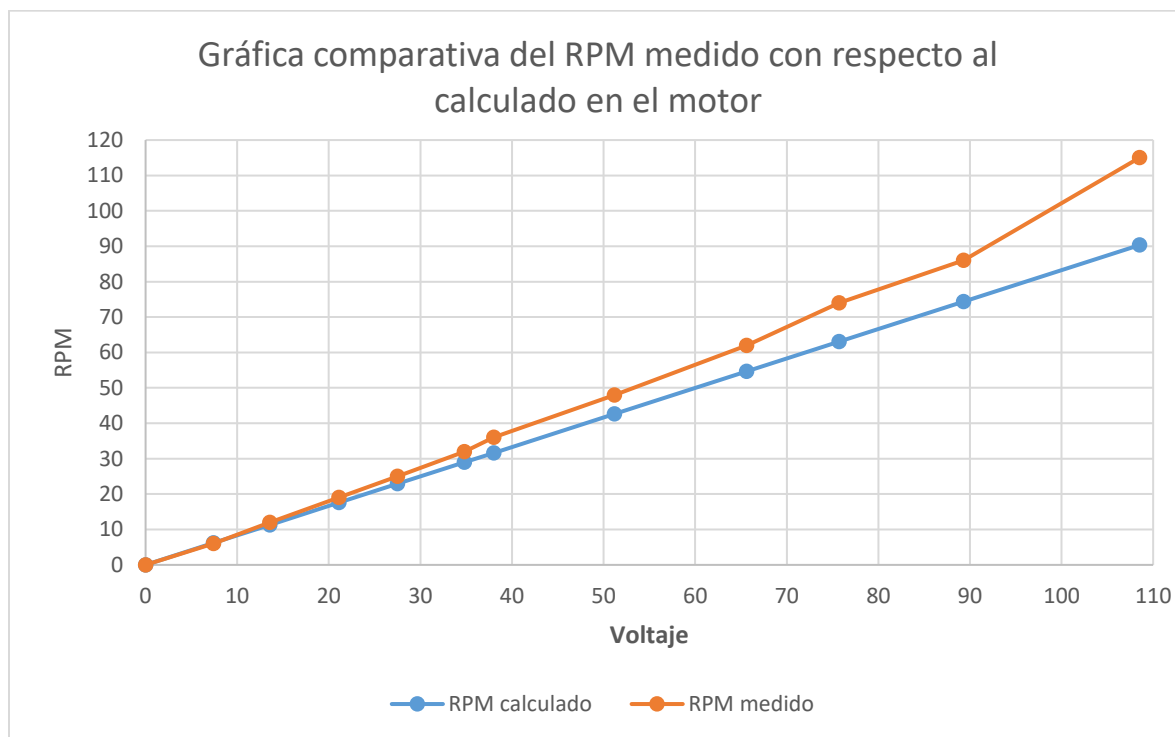


Figura 59 Gráfica comparativa del RPM medido con respecto al calculado en el motor

Se puede apreciar en la gráfica que el rpm calculado (en azul), presenta un crecimiento que se puede considerar como lineal; mientras que el RPM obtenido en el motor, se puede observar que presenta un crecimiento similar al calculado, con una marcada diferencia en su máxima velocidad.

Ahora que se cuenta con los valores medidos, se puede establecer un porcentaje de error con respecto a los valores esperados mediante la simulación (valores teóricos).

Voltaje en motor	RPM calculado	RPM medido	Error	%Error
0	0	0	0	0
7.4	6.1604	6	-0.1604	2.67
13.56	11.2886	12	0.7114	5.93
21.1	17.5655	19	1.4345	7.55
27.5	22.8935	25	2.1065	8.43
34.8	28.9706	32	3.0294	9.47
38	31.6346	36	4.3654	12.13
51.2	42.6235	48	5.3765	11.20
65.6	54.6113	62	7.3887	11.92
75.7	63.0194	74	10.9806	14.84
89.3	74.3413	86	11.6587	13.56
108.5	90.3251	115	24.6749	21.46

Tabla 10. Porcentaje de error del rpm medido con respecto al calculado.

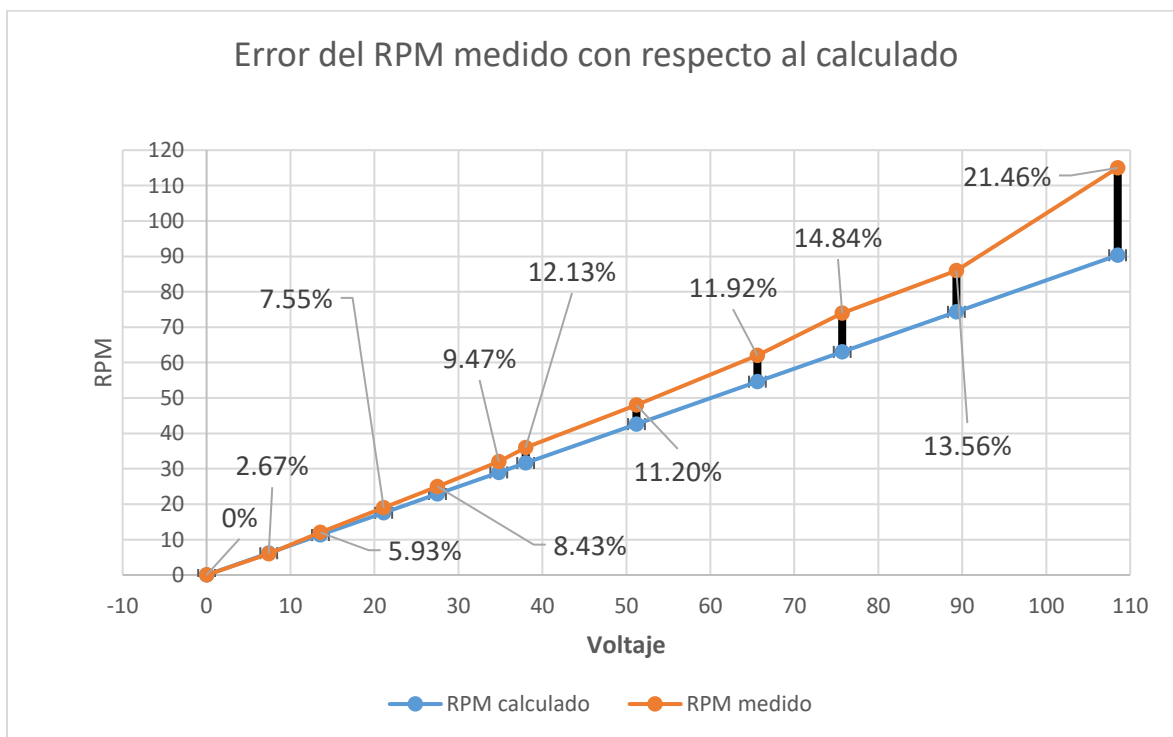


Figura 60. Gráfica del porcentaje de error en el rpm medido con respecto al calculado

Ahora que se ha establecido el margen de error que presenta el controlador digital con respecto al modelado de control, este método puede ser evaluado para así determinar si es que su desempeño puede satisfacer una aplicación de control de velocidad en un motor de corriente directa de alto torque.

Conclusiones

De acuerdo a lo establecido en el capítulo 2, la velocidad de un motor de este tipo es controlado cuando se le aplica una tensión en los bornes del inducido, de manera que al regular el voltaje que en ellos entra, se puede controlar la velocidad en base al voltaje suministrado.

El driver utilizado tiene como base un circuito similar al de la figura 30, de manera que un arreglo de SCR's funciona a manera de rectificador de voltaje a la vez que funciona como regulador de voltaje, esto gracias a control que el mismo driver utiliza por medio de un transformador de pulsos, el cual actúa como puente entre el control del potenciómetro originalmente analógico, el cual otorgaba un máximo de 15 volts, y la señal de corriente alterna necesaria en el arreglo de SCR's.

El algoritmo de control tiene su base en un potenciómetro digital. Para su funcionamiento, es necesario que un microcontrolador accione los pulsos necesarios para que el potenciómetro digital alcance el voltaje deseado (inferior de 1.6 volts). Después, este voltaje es llevado a una etapa de amplificación con ganancia de 10, mismo para el cual fue necesaria la construcción de una fuente rectificadora, la cual otorga a un amplificador operacional un voltaje positivo, negativo, así como una señal neutra que es utilizada en todo el circuito. De esta manera se aprovecha el funcionamiento del DCV únicamente al sustituir el potenciómetro analógico en la terminal reservada para la entrada de voltaje regulado.

El modelado de control para la velocidad del motor está en función de los parámetros del motor, con el voltaje de entrada y la corriente demandada por el mismo como únicos valores de entrada. Por lo que el adiciónamiento de un control digital no afecta el resultado esperado por el modelo matemático, si no que, con este control digital, se logra controlar el valor de entrada que recibe el modelo.

Controlando el número de pulsos en el potenciómetro digital mediante código en el microcontrolador se asegura que determinadas pulsaciones en la botonera arrojarán el mismo voltaje. De esta manera se asegura la reproducibilidad cuando se cambie de operador y la repetibilidad al momento de ajustar la velocidad en el motor

Trabajos posteriores en este control pueden incluir una aplicación específica en la que se requiera un control preciso y repetible en la velocidad del motor, así como un funcionamiento remoto por medio del microcontrolador.

Anexos

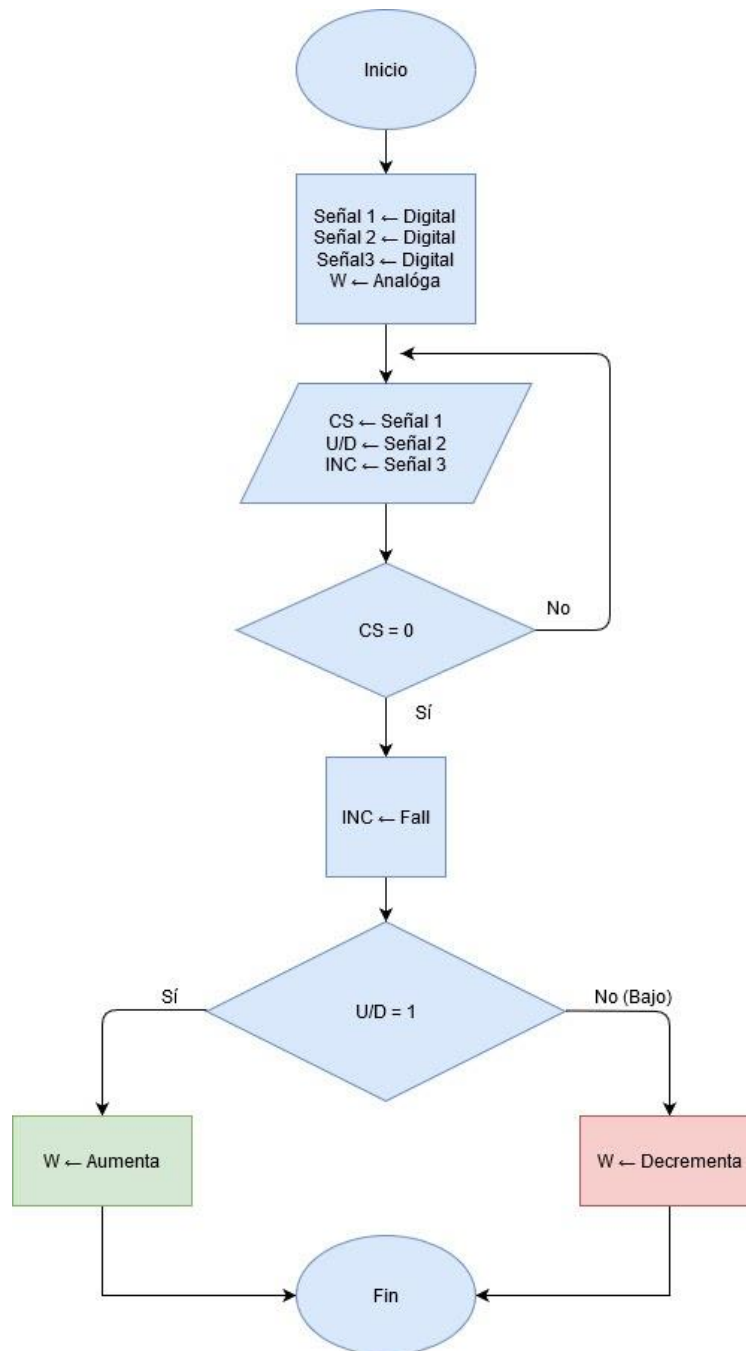
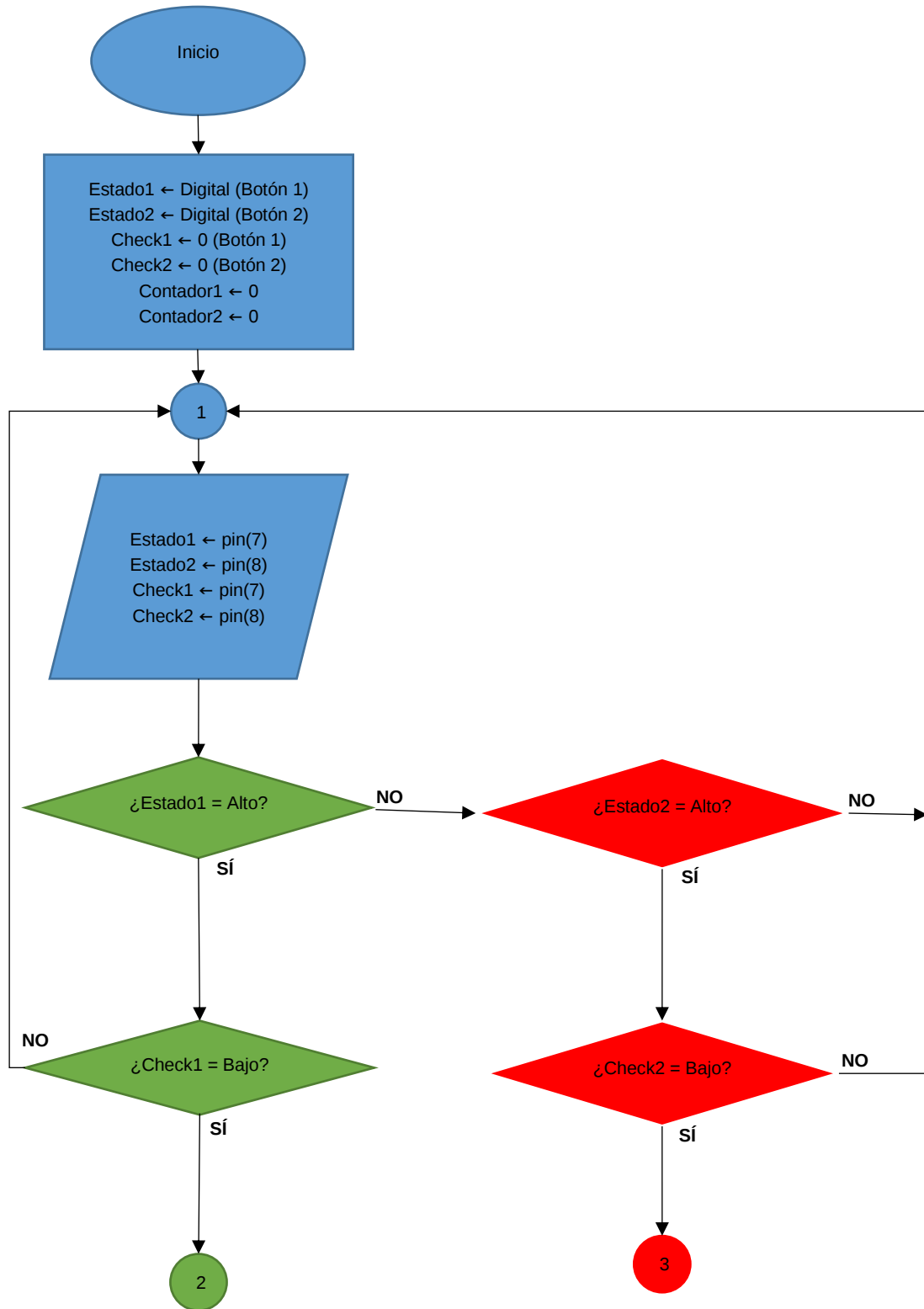
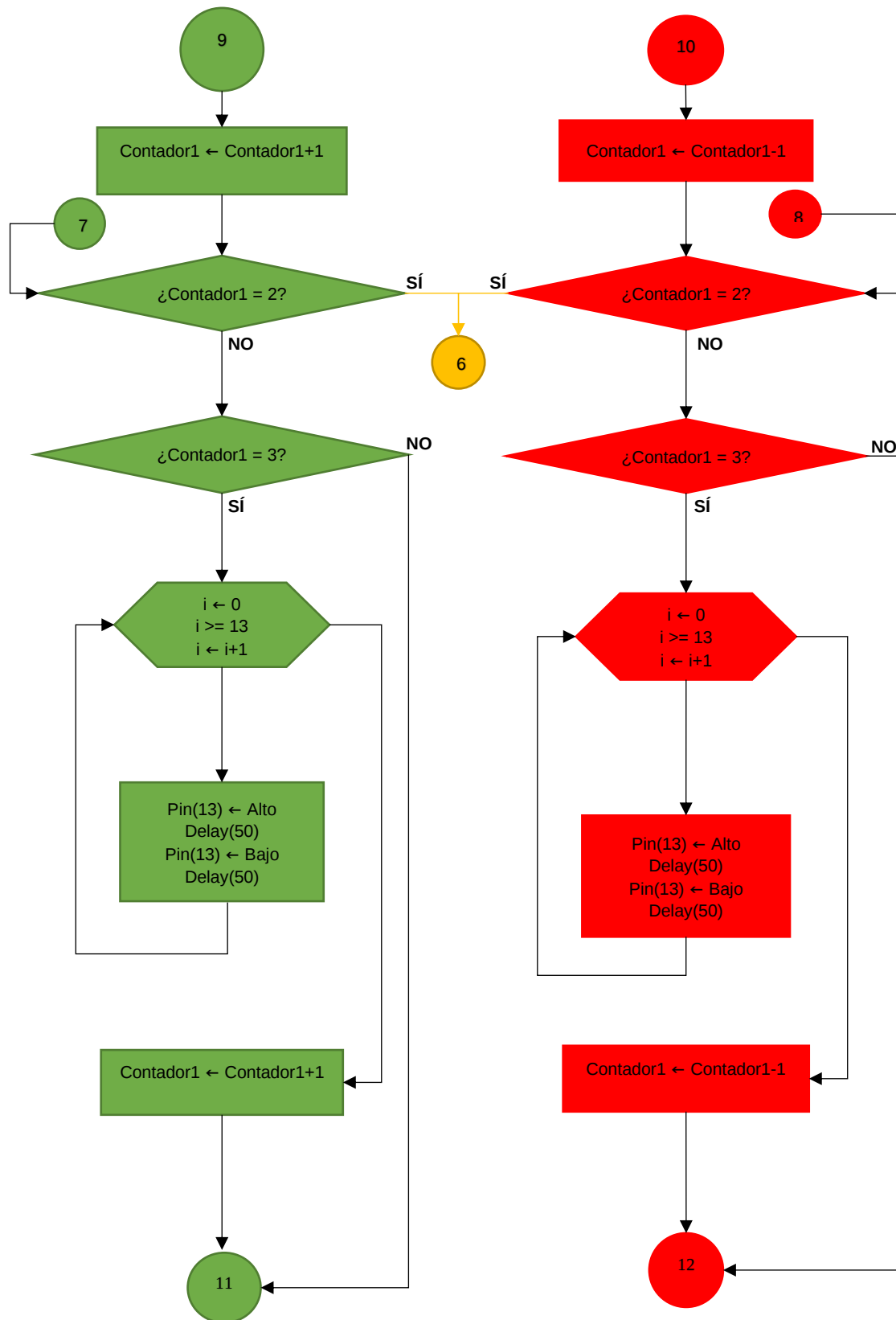
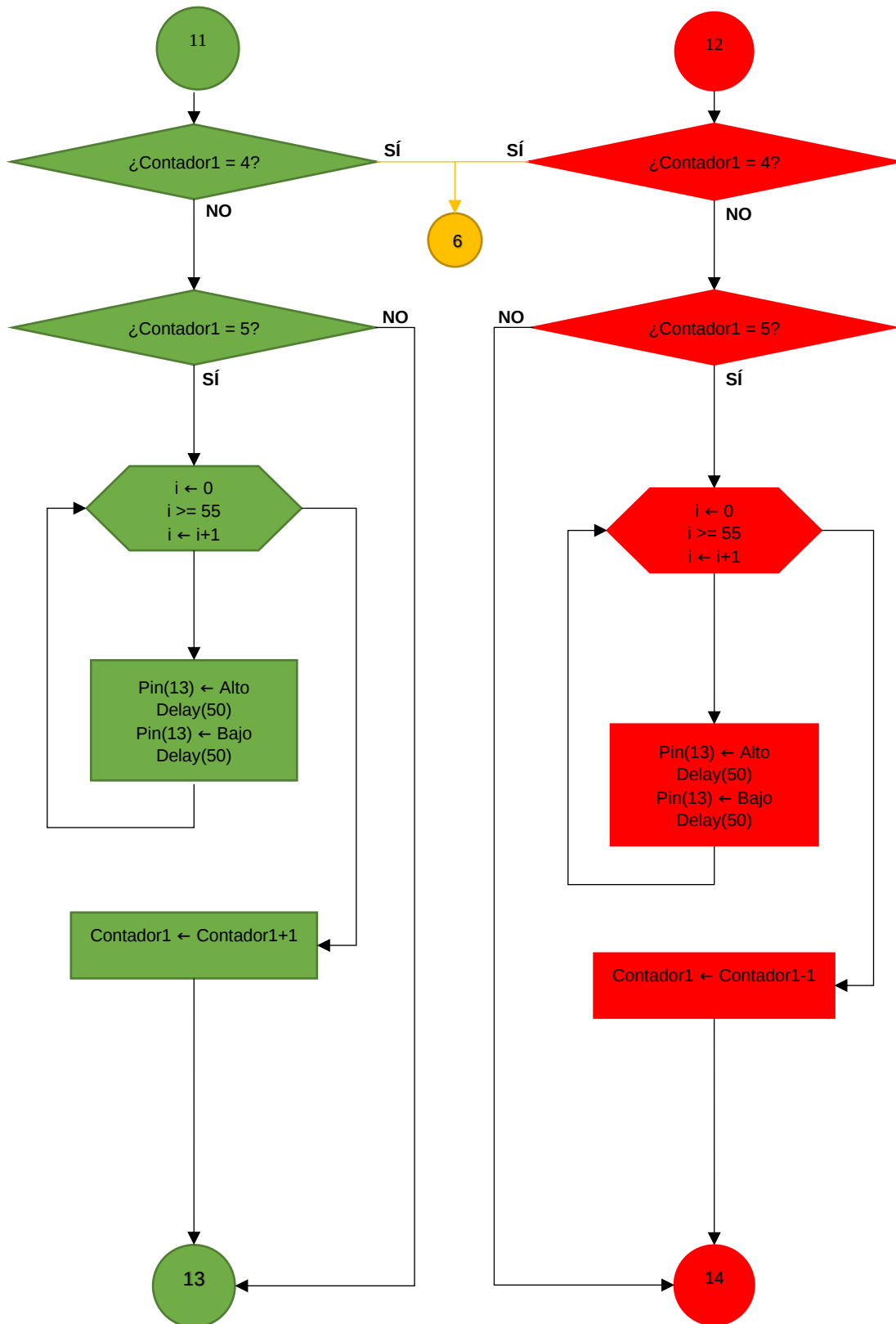


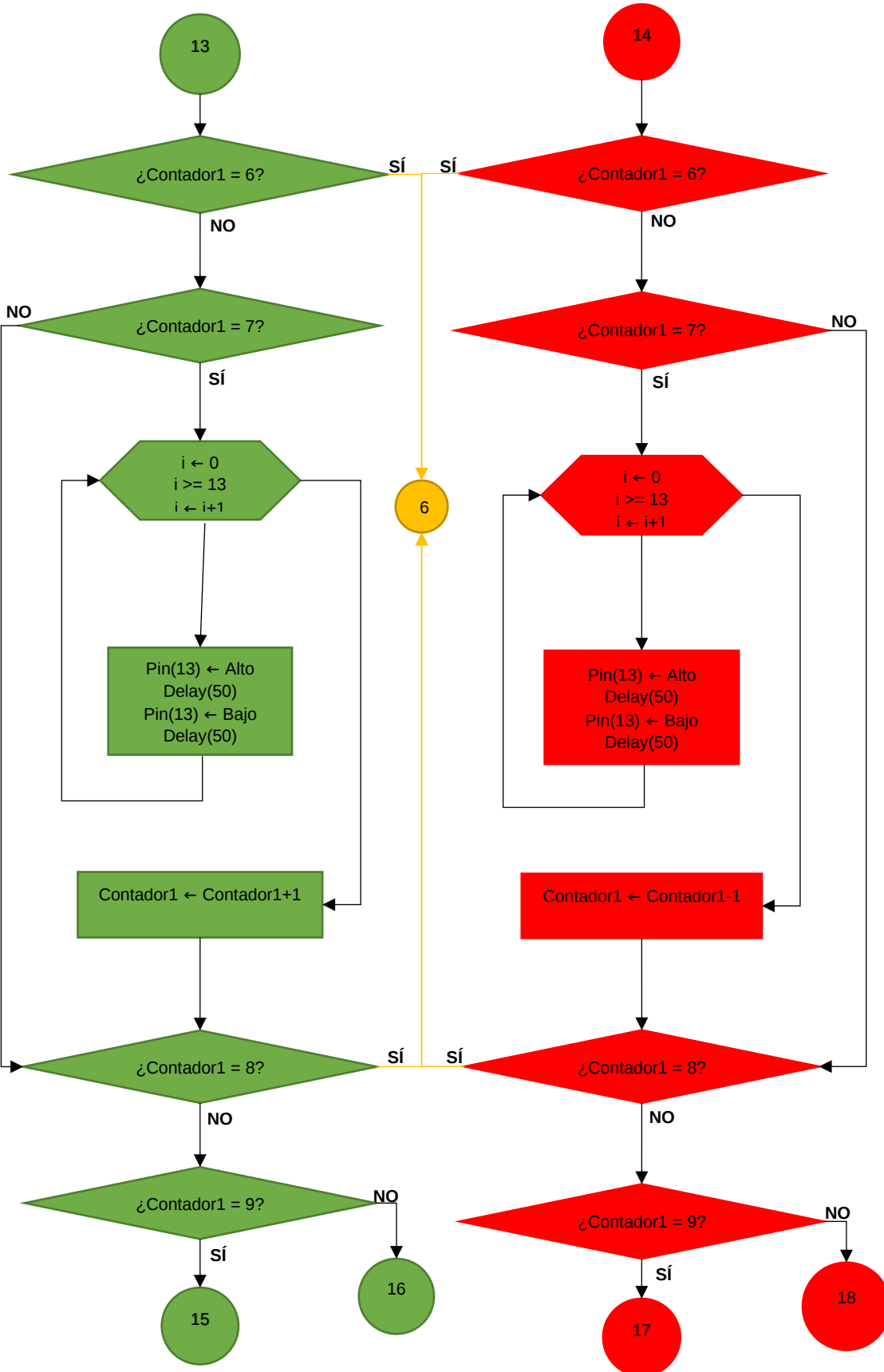
Diagrama de flujo que describe el funcionamiento del potenciómetro digital

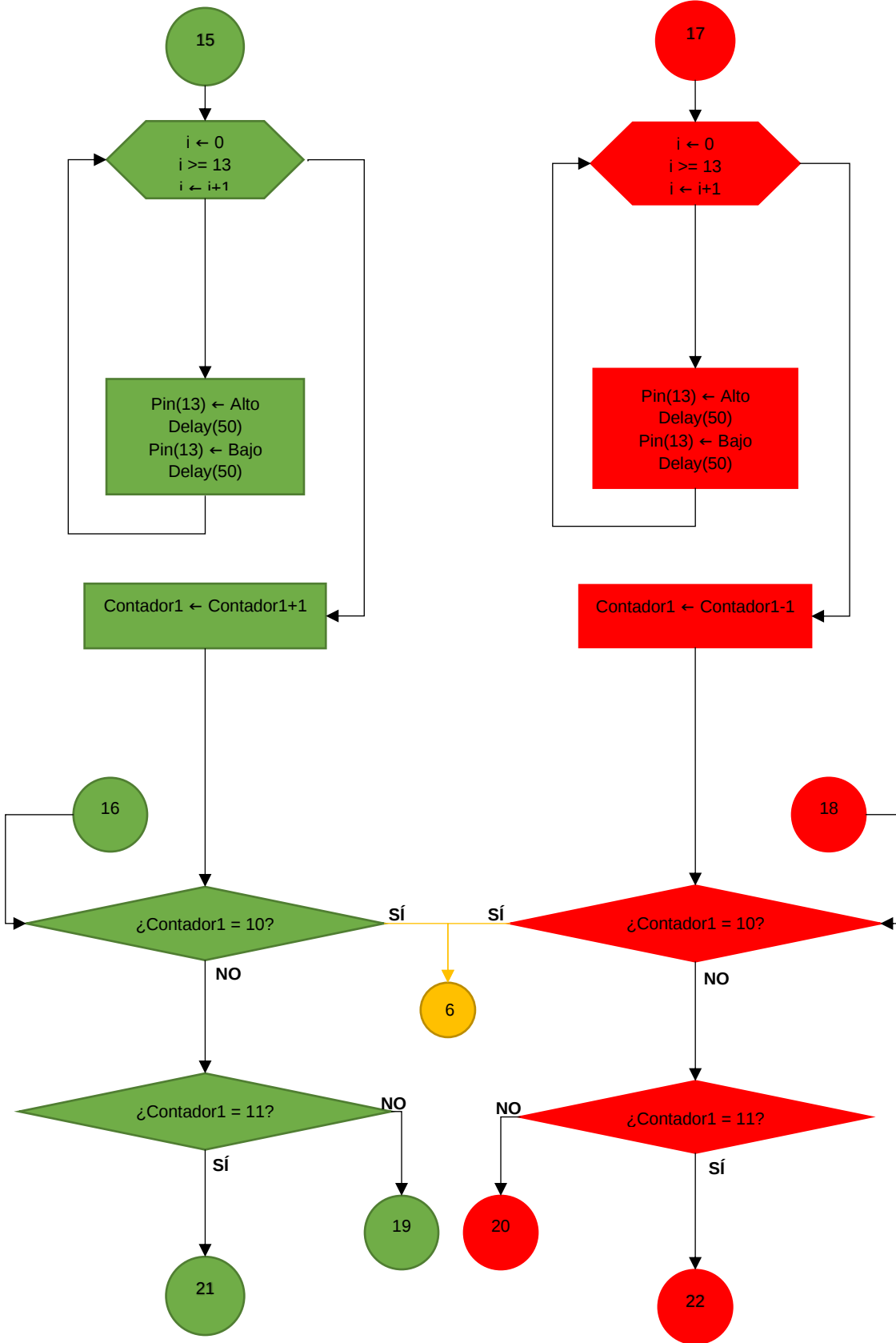












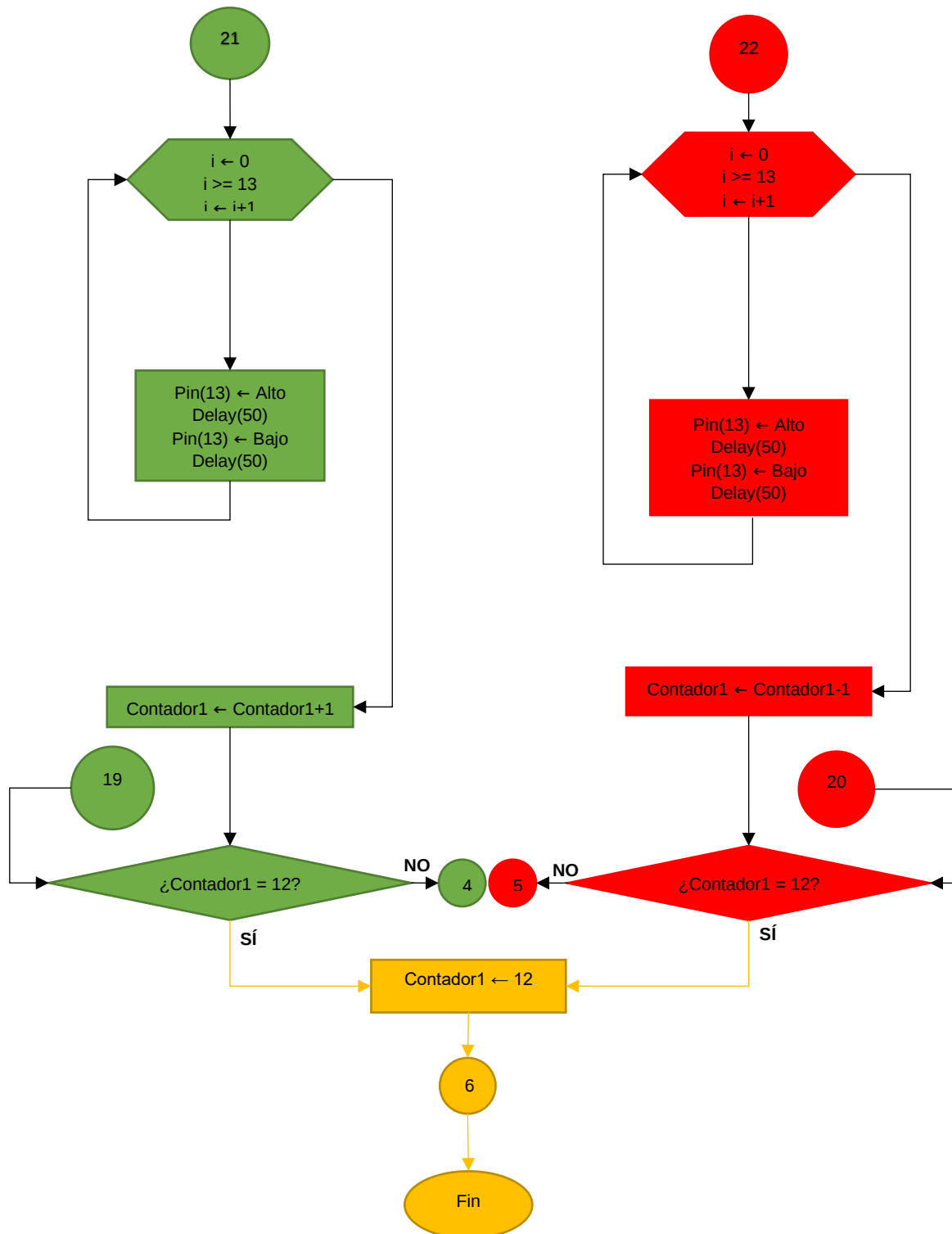


Diagrama de flujo que describe el funcionamiento del controlador para el potenciómetro digital.

Datasheet del DCV KBLC 120 HHLC

DATA SHEET D-207

KBLC™

Variable Speed DC Motor Controls For Shunt Wound and PM Motors

1/100 – 1 HP¹ @ 115 VAC – 50/60 Hz
1/50 – 2 HP¹ @ 230 VAC – 50/60 Hz

TYPICAL APPLICATIONS

- Conveyors • Packaging Machines
- Exercise Equipment • Pumps • Feeders
- Screening and Printing Equipment
- Welding Positioners • Machine Tools



Model KBLC-120 Shown

STANDARD FEATURES

- Plug-in Horsepower Resistor³ – Allows a single KBLC model to be used on a wide range of motor horsepower without recalibration. (Supplied separately).
- MOV Transient Protection
- Trimpots: MIN, MAX, ACCEL, IR, CL
- Voltage Following
- Auto Inhibit⁴, Inhibit™

ACCESSORIES

- Potentiometer Kit (Part No. 9111) – 5K ohm
- Auxiliary Heat Sink (Part No. 9861) – Doubles the Horsepower rating of the control.
- Dial Plate and Knob Kit (Part No. 9832) – Contains a 1 1/4" diameter set screw knob and a 2" x 2 1/4" "0-100" scale dial plate.
- Barrier Terminal Accessory Kit (Part No. 9863) – When used with the Auxiliary Heat Sink, it converts the quick-connect terminals of the KBLC™ to a barrier terminal block and provides fusing.
- Barrier Terminal Board (Part No. 9884) – Converts the quick-connect terminals of the KBLC™ to a barrier terminal block. Contains PC board mounted line and armature fuse holders. Plugs onto the quick-connect terminals of the KBLC™.
- SI-5 Signal Isolator (Part No. 9443) – Provides isolation between the non-isolated signal sources or a main speed potentiometer, and the KBLC™. Plugs onto the quick-connect terminals of the KBLC™.
- KBRF-200A RFI Filter (Part No. 9945C) – Provides RFI and EMI suppression. Complies with CE Directive 89/336/EEC (EN55011) relating to the EMC Class A Industrial Standard. Rated 24 Amps at 115/230 Volts AC, 50/60 Hz.

SPECIFICATIONS

Speed Range (Ratio)	50:1
Load Regulation (0 – Full Load, 50:1 Speed Range) (% Base Speed)	1 ⁴
Line Voltage Regulation (at Full Load, ± 15% Line Variation) (% Speed)	0.5 ¹
Control Linearity (% Speed vs. Dial Rotation)	2
CL/Torque Range (% Full Load)	0 – 200
ACCEL Time Range (Secs.)	0.5 – 4
MIN Speed Trimpot Range (% Full Speed)	0 – 30 ¹
MAX Speed Trimpot Range (% Full Speed)	50 – 120 ¹
Maximum Allowable Ambient Temperature (at Full Rating) (°C/°F)	45/113

DESCRIPTION

The KBLC™ full-wave DC motor speed controls are designed for applications demanding excellent performance, high reliability and low cost. Although compact in size (only 4.30" x 3.64" x 1.25"), these controls offer better than 2% regulation over a 50:1 speed range. The controls are fabricated with components which have proven reliability, including MOV transient protection, which is used to protect the power bridge. Integrated circuitry is used to provide a non-complicated design with superior load and line voltage regulation. Electronic current limiting (CL) protects the motor and control against overloads by limiting the maximum level of output current. Acceleration start (adjustable from 0.5 to 4 seconds) provides a smooth start each time the AC power is applied.

A unique feature of the KBLC™ control is the Plug-in Horsepower Resistor³. It eliminates the need for recalibrating IR Comp and Current Limit when the control is used on various horsepower motors. Additional versatility is achieved by using the Auxiliary Heat Sink (optional) which is used to double the horsepower rating of each model. The output of the control is a linear function of potentiometer rotation. The KBLC™ can also be operated in a voltage following mode by supplying an isolated analog signal (0 – 7 VDC) to the input terminals P2 (+) and F–. If an isolated input signal is not available, the optional Barrier Terminal Board Signal Isolator can be used.

The controls are terminated as standard with Q-D terminals. A Barrier Terminal Accessory Kit is available which incorporates both line and armature fuses.

The Inhibit™ circuit (terminals I1 and I2) is provided to electronically reduce the armature output voltage to zero. Another standard feature is Auto Inhibit⁴. This circuit prevents false starts and high surge currents when cycling the KBLC™ control with the AC line.

A variety of models are provided with choices of voltage and current ratings. Model KBLC-240D operates on both 115 and 230 VAC to provide 0 – 90 and 180 VDC output. Model KBLC-240DS operates on both 115 and 230 VAC to provide 0 – 90 VDC output. Included with the controls are full installation and operating instructions.

Notes:

1. Rating indicated is with Auxiliary Heat Sink. For maximum rating without Auxiliary Heat Sink see Electrical Rating Chart. 2. CE compliance requires KBRF-200A RFI Filter (or equivalent) and proper wiring practices. 3. A Plug-In Horsepower Resistor³ must be installed for control to operate. 4. Performance is for 90V PM motors on 115 VAC and 180V PM motors on 230 VAC.

PENTA KB POWER

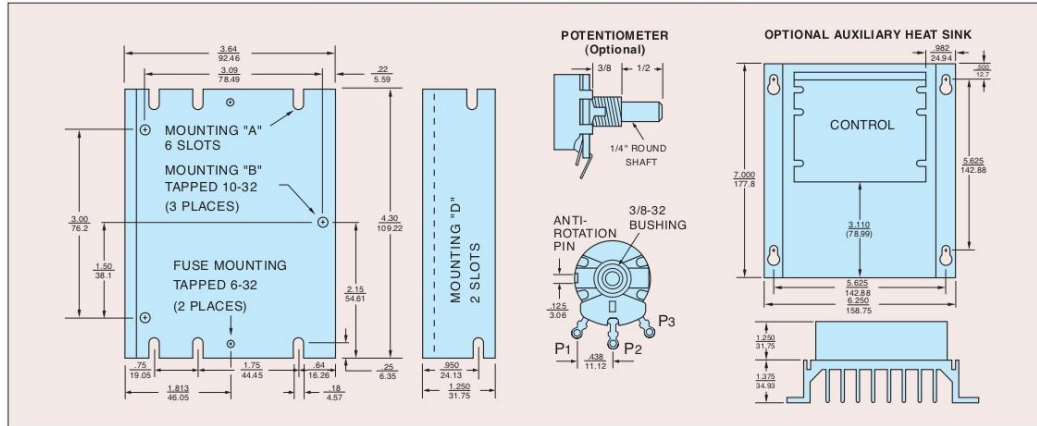
A Complete Line of Motor Drives

ELECTRICAL RATINGS

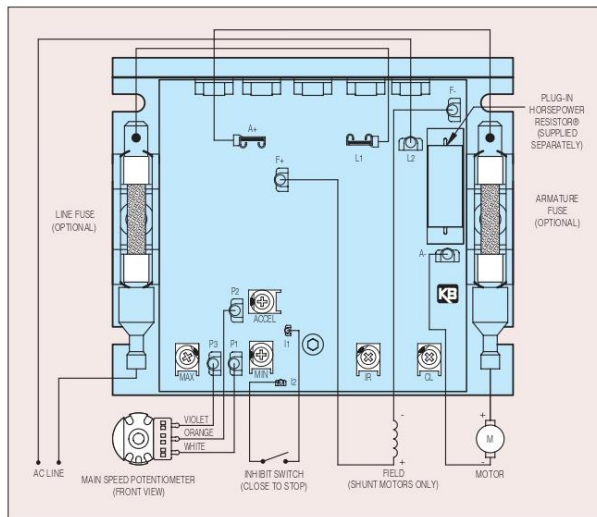
Model Number	Part Number	AC Line Voltage (VAC) $\pm 15\%$ 50/60 Hz	Motor Voltage (VDC)	Rating Without Auxiliary Heat Sink			Rating With Auxiliary Heat Sink			Field Voltage (Shunt Wound Motors Only) (VDC)
				Max AC Load Current (RMS Amps)	Max DC Load Current (Avg. Amps)	Maximum Horsepower HP, (kW)	Max AC Load Current (RMS Amps)	Max DC Load Current (Avg. Amps)	Maximum Horsepower HP, (kW)	
KBLC-120	9109	115	0 – 90	9.0	6.0	0.5, (0.37)	18.0	12.0	1.0, (0.75)	50, 100
KBLC-240	9110	230	0 – 180	9.0	6.0	1.0, (0.75)	18.0	12.0	2.0, (1.50)	100, 200
KBLC-240D	9112	115	0 – 90	9.0	6.0	0.5, (0.37)	18.0	12.0	1.0, (0.75)	50, 100
		230	0 – 180			1.0, (0.75)			2.0, (1.50)	100, 200
KBLC-240DS	9116	115/230	0 – 90*	9.0	6.0	0.5, (0.37)	18.0	12.0	1.0, (0.75)	100

*Step-Down Operation.

MECHANICAL SPECIFICATIONS (Inches / mm)



CONNECTION DIAGRAM



PLUG-IN HORSEPOWER RESISTOR® & FUSE SELECTION CHART

Motor Horsepower Range*		Plug-in Horsepower Resistor®		Recommended Fuse Size (Amps)	
Armature Voltage 90 – 130 VDC	Armature Voltage 180 VDC	Value	KB P/N	Line	Armature
1/100 – 1/50	1/50 – 1/25	1.0	9833	12	1/3
1/50 – 1/30	1/25 – 1/15	.51	9834	12	1/2
1/30 – 1/20	1/15 – 1/10	.35	9835	12	3/4
1/20 – 1/12	1/10 – 1/6	.25	9836	12	1 1/4
1/12 – 1/8	1/6 – 1/4	.18	9837	12	2
1/8 – 1/5	1/4 – 1/3	.1	9838	12	2 1/2
1/4	1/2	.05	9839	12	4
1/3	3/4	.035	9840	12	5
1/2	1	.025	9841	12	8
3/4**	1 1/2**	.015	9842	15	12
1**	2**	.01	9843	25	15

* For overlapping motor horsepower range use lower value Plug-in Horsepower Resistor®.

**Use with Auxiliary Heat Sink – see Electrical Ratings.



KB ELECTRONICS, INC.
 12095 NW 39th Street, Coral Springs, FL 33065-2516 • (954) 346-4900 • Fax (954) 346-3377
 Outside Florida Call **Toll Free** (800) 221-6570 • **E-mail** – info@kbelectronics.com
 www.kbelectronics.com

(A40266) – Rev. B – 10/2002

Datasheet del potenciómetro digital X9C102.



X9C102, X9C103, X9C104, X9C503

Data Sheet

December 20, 2006

FN8222.1

Digitally Controlled Potentiometer (XDCP™)

FEATURES

- Solid-state potentiometer
- 3-wire serial interface
- 100 wiper tap points
 - Wiper position stored in nonvolatile memory and recalled on power-up
- 99 resistive elements
 - Temperature compensated
 - End to end resistance, $\pm 20\%$
 - Terminal voltages, $\pm 5V$
- Low power CMOS
 - $V_{CC} = 5V$
 - Active current, 3mA max.
 - Standby current, 750 μA max.
- High reliability
 - Endurance, 100,000 data changes per bit
 - Register data retention, 100 years
- X9C102 = 1k Ω
- X9C103 = 10k Ω
- X9C503 = 50k Ω
- X9C104 = 100k Ω
- Packages
 - 8 Ld SOIC and 8 Ld PDIP
- Pb-free plus anneal available (RoHS compliant)

DESCRIPTION

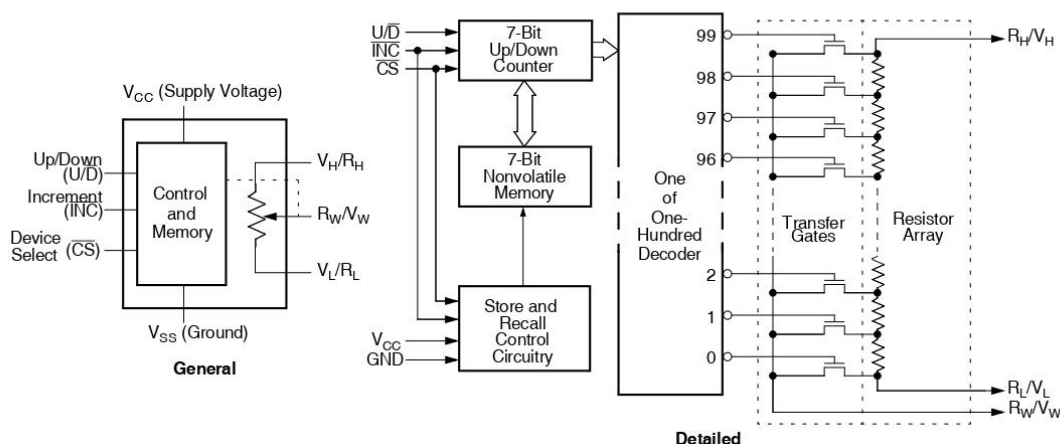
The X9Cxxx are Intersil digitally controlled (XDCP) potentiometers. The device consists of a resistor array, wiper switches, a control section, and nonvolatile memory. The wiper position is controlled by a three-wire interface.

The potentiometer is implemented by a resistor array composed of 99 resistive elements and a wiper switching network. Between each element and at either end are tap points accessible to the wiper terminal. The position of the wiper element is controlled by the $\overline{CS}$, U/D, and INC inputs. The position of the wiper can be stored in nonvolatile memory and then be recalled upon a subsequent power-up operation.

The device can be used as a three-terminal potentiometer or as a two-terminal variable resistor in a wide variety of applications including:

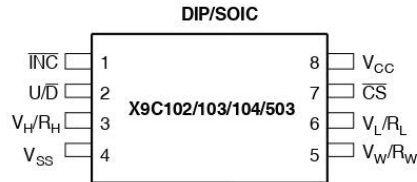
- control
- parameter adjustments
- signal processing

BLOCK DIAGRAM



X9C102, X9C103, X9C104, X9C503

PIN CONFIGURATION



ORDERING INFORMATION

PART NUMBER	PART MARKING	R _{TOTAL} (kΩ)	TEMPERATURE RANGE (°C)	PACKAGE	PKG. DWG. #
X9C102P	X9C102P	1	0 to 70	8 Ld PDIP	MDP0031
X9C102PZ (Note)	X9C102P Z		0 to 70	8 Ld PDIP (Pb-free)	MDP0031
X9C102PI	X9C102P I		-40 to 85	8 Ld PDIP	MDP0031
X9C102PIZ (Note)	X9C102P ZI		-40 to 85	8 Ld PDIP (Pb-free)	MDP0031
X9C102S*, **	X9C102S		0 to 70	8 Ld SOIC	MDP0027
X9C102SZ* (Note)	X9C102S Z		0 to 70	8 Ld SOIC (Pb-free)	MDP0027
X9C102SI*, **	X9C102S I		-40 to 85	8 Ld SOIC	MDP0027
X9C102SIZ*, ** (Note)	X9C102S ZI		-40 to 85	8 Ld SOIC (Pb-free)	MDP0027
X9C103P	X9C103P	10	0 to 70	8 Ld PDIP	MDP0031
X9C103PZ (Note)	X9C103P Z		0 to 70	8 Ld PDIP (Pb-free)	MDP0031
X9C103PI	X9C103P I		-40 to 85	8 Ld PDIP	MDP0031
X9C103PIZ (Note)	X9C103P ZI		-40 to 85	8 Ld PDIP (Pb-free)	MDP0031
X9C103S*, **	X9C103S		0 to 70	8 Ld SOIC	MDP0027
X9C103SZ*, ** (Note)	X9C103S Z		0 to 70	8 Ld SOIC (Pb-free)	MDP0027
X9C103SI*, **	X9C103S I		-40 to 85	8 Ld SOIC	MDP0027
X9C103SIZ*, ** (Note)	X9C103S ZI		-40 to 85	8 Ld SOIC (Pb-free)	MDP0027
X9C503P	X9C503P	50	0 to 70	8 Ld PDIP	MDP0031
X9C503PZ (Note)	X9C503P Z		0 to 70	8 Ld PDIP (Pb-free)	MDP0031
X9C503PI	X9C503P I		-40 to 85	8 Ld PDIP	MDP0031
X9C503PIZ (Note)	X9C503P ZI		-40 to 85	8 Ld PDIP (Pb-free)	MDP0031
X9C503S*	X9C503S		0 to 70	8 Ld SOIC	MDP0027
X9C503SZ* (Note)	X9C503S Z		0 to 70	8 Ld SOIC (Pb-free)	MDP0027
X9C503SI*, **	X9C503S I		-40 to 85	8 Ld SOIC	MDP0027
X9C503SIZ*, ** (Note)	X9C503S ZI		-40 to 85	8 Ld SOIC (Pb-free)	MDP0027
X9C104P	X9C104P	100	0 to 70	8 Ld PDIP	MDP0031
X9C104PI	X9C104P I		-40 to 85	8 Ld PDIP	MDP0031
X9C104PIZ (Note)	X9C104P ZI		-40 to 85	8 Ld PDIP (Pb-free)	MDP0031
X9C104S*, **	X9C104S		0 to 70	8 Ld SOIC	MDP0027
X9C104SZ*, ** (Note)	X9C104S Z		0 to 70	8 Ld SOIC (Pb-free)	MDP0027
X9C104SI*, **	X9C104S I		-40 to 85	8 Ld SOIC	MDP0027
X9C104SIZ*, ** (Note)	X9C104S ZI		-40 to 85	8 Ld SOIC (Pb-free)	MDP0027

NOTE: Intersil Pb-free plus anneal products employ special Pb-free material sets; molding compounds/die attach materials and 100% matte tin plate termination finish, which are RoHS compliant and compatible with both SnPb and Pb-free soldering operations. Intersil Pb-free products are MSL classified at Pb-free peak reflow temperatures that meet or exceed the Pb-free requirements of IPC/JEDEC J STD-020.

*Add "T1" suffix for tape and reel.

**Add "T2" suffix for tape and reel.

X9C102, X9C103, X9C104, X9C503

PIN DESCRIPTIONS

Pin	Symbol	Brief Description
1	$\overline{\text{INC}}$	Increment . The $\overline{\text{INC}}$ input is negative-edge triggered. Toggling $\overline{\text{INC}}$ will move the wiper and either increment or decrement the counter in the direction indicated by the logic level on the $\text{U}/\overline{\text{D}}$ input.
2	$\text{U}/\overline{\text{D}}$	Up/Down . The $\text{U}/\overline{\text{D}}$ input controls the direction of the wiper movement and whether the counter is incremented or decremented.
3	$\text{R}_\text{H}/\text{V}_\text{H}$	$\text{R}_\text{H}/\text{V}_\text{H}$. The high ($\text{V}_\text{H}/\text{R}_\text{H}$) terminals of the X9C102/103/104/503 are equivalent to the fixed terminals of a mechanical potentiometer. The minimum voltage is -5V and the maximum is +5V. The terminology of $\text{V}_\text{H}/\text{R}_\text{H}$ and $\text{V}_\text{L}/\text{R}_\text{L}$ references the relative position of the terminal in relation to wiper movement direction selected by the $\text{U}/\overline{\text{D}}$ input and not the voltage potential on the terminal.
4	V_SS	V_SS
5	$\text{V}_\text{W}/\text{R}_\text{W}$	$\text{V}_\text{W}/\text{R}_\text{W}$. $\text{V}_\text{W}/\text{R}_\text{W}$ is the wiper terminal, and is equivalent to the movable terminal of a mechanical potentiometer. The position of the wiper within the array is determined by the control inputs. The wiper terminal series resistance is typically 40 Ω .
6	$\text{R}_\text{L}/\text{V}_\text{L}$	$\text{R}_\text{L}/\text{V}_\text{L}$. The low ($\text{V}_\text{L}/\text{R}_\text{L}$) terminals of the X9C102/103/104/503 are equivalent to the fixed terminals of a mechanical potentiometer. The minimum voltage is -5V and the maximum is +5V. The terminology of $\text{V}_\text{H}/\text{R}_\text{H}$ and $\text{V}_\text{L}/\text{R}_\text{L}$ references the relative position of the terminal in relation to wiper movement direction selected by the $\text{U}/\overline{\text{D}}$ input and not the voltage potential on the terminal.
7	$\overline{\text{CS}}$	$\overline{\text{CS}}$. The device is selected when the $\overline{\text{CS}}$ input is LOW. The current counter value is stored in nonvolatile memory when $\overline{\text{CS}}$ is returned HIGH while the $\overline{\text{INC}}$ input is also HIGH. After the store operation is complete the X9C102/103/104/503 device will be placed in the low power standby mode until the device is selected once again.
8	V_CC	V_CC

X9C102, X9C103, X9C104, X9C503

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Temperature under bias -65°C to +135°C
 Storage temperature -65°C to +150°C
 Voltage on $\overline{CS}$, $\overline{INC}$, $\overline{U/D}$ and V_{CC}
 with respect to V_{SS} -1V to +7V
 Voltage on V_H/R_H and V_L/R_L
 referenced to V_{SS} -8V to +8V
 $\Delta V = |V_H/R_H - V_L/R_L|$
 X9C102 4V
 X9C103, X9C503, and X9C104 10V
 Lead temperature (soldering, 10 seconds) +300°C
 I_W (10 seconds) 8.8mA
 Power rating X9C102 16mW
 Power rating X9C103/104/503 10mW

COMMENT

Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device (at these or any other conditions above those listed in the operational sections of this specification) is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Temperature	Min.	Max.
Commercial	0°C	+70°C
Industrial	-40°C	+85°C

Supply Voltage (V_{CC})	Limits
X9C102/103/104/503	5V $\pm 10\%$

POTENTIOMETER CHARACTERISTICS (Over recommended operating conditions unless otherwise stated.)

Symbol	Parameter	Limits			Unit	Test Conditions/Notes
		Min.	Typ.	Max.		
R_{TOTAL}	End to end resistance variation	-20		+20	%	
$V_{VH/RH}$	V_H terminal voltage	-5		+5	V	
$V_{VL/RL}$	V_L terminal voltage	-5		+5	V	
I_W	Wiper current	-4.4		4.4	mA	
R_W	Wiper resistance		40	100	Ω	Wiper Current = ± 1 mA
	Noise ⁽⁵⁾		-120		dBV	Ref. 1kHz
	Resolution		1		%	
	Absolute linearity ⁽¹⁾	-1		+1	MI ⁽³⁾	$V_{W(n)(actual)} - V_{W(n)(expected)}$
	Relative linearity ⁽²⁾	-0.2		+0.2	MI ⁽³⁾	$V_{W(n+1)(actual)} - [V_{W(n)} + MI]$
	RTOTAL temperature coefficient		± 300 ⁽⁵⁾		ppm/°C	X9C103/503/104
	RTOTAL temperature coefficient		± 600 ⁽⁵⁾		ppm/°C	X9C102
	Ratiometric temperature coefficient		± 20		ppm/°C	
$C_H/C_L/C_W$ ⁽⁵⁾	Potentiometer capacitances		10/10/25		pF	See Circuit #3, Macro Model

Notes: (1) Absolute linearity is utilized to determine actual wiper voltage versus expected voltage = $[V_{W(n)(actual)} - V_{W(n)(expected)}] = \pm 1$ MI Maximum.
 (2) Relative linearity is a measure of the error in step size between taps = $V_{W(n+1)} - [V_{W(n)} + MI] = +0.2$ MI.
 (3) 1 MI = Minimum Increment = $R_{TOT}/99$
 (4) Typical values are for $T_A = +25^\circ\text{C}$ and nominal supply voltage.
 (5) This parameter is not 100% tested.

X9C102, X9C103, X9C104, X9C503

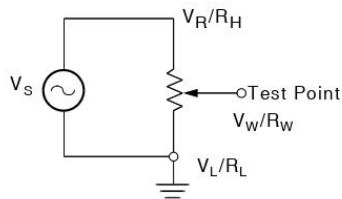
D.C. OPERATING CHARACTERISTICS (Over recommended operating conditions unless otherwise specified.)

Symbol	Parameter	Limits			Unit	Test Conditions
		Min.	Typ. ⁽⁴⁾	Max.		
I_{CC}	V_{CC} active current		1	3	mA	$\overline{CS} = V_{IL}$, $U/\overline{D} = V_{IL}$ or V_{IH} and $\overline{INC} = 0.4V$ to $2.4V$ @ max. t_{CYC}
I_{SB}	Standby supply current		200	750	μA	$\overline{CS} = V_{CC} - 0.3V$, $U/\overline{D}$ and $\overline{INC} = V_{SS}$ or $V_{CC} - 0.3V$
I_{LI}	$\overline{CS}$, $\overline{INC}$, $U/\overline{D}$ input leakage current			± 10	μA	$V_{IN} = V_{SS}$ to V_{CC}
V_{IH}	$\overline{CS}$, $\overline{INC}$, $U/\overline{D}$ input HIGH voltage	2			V	
V_{IL}	$\overline{CS}$, $\overline{INC}$, $U/\overline{D}$ input LOW voltage			0.8	V	
$C_{IN}^{(5)}$	$\overline{CS}$, $\overline{INC}$, $U/\overline{D}$ input capacitance		10		pF	$V_{CC} = 5V$, $V_{IN} = V_{SS}$, $T_A = 25^\circ C$, $f = 1MHz$

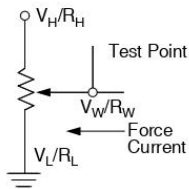
ENDURANCE AND DATA RETENTION

Parameter	Min.	Unit
Minimum endurance	100,000	Data changes per bit per register
Data retention	100	years

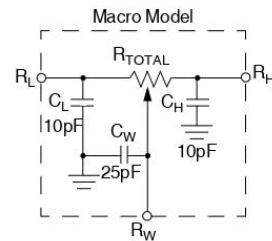
Test Circuit #1



Test Circuit #2



Test Circuit #3



A.C. CONDITIONS OF TEST

Input pulse levels	0V to 3V
Input rise and fall times	10ns
Input reference levels	1.5V

X9C102, X9C103, X9C104, X9C503

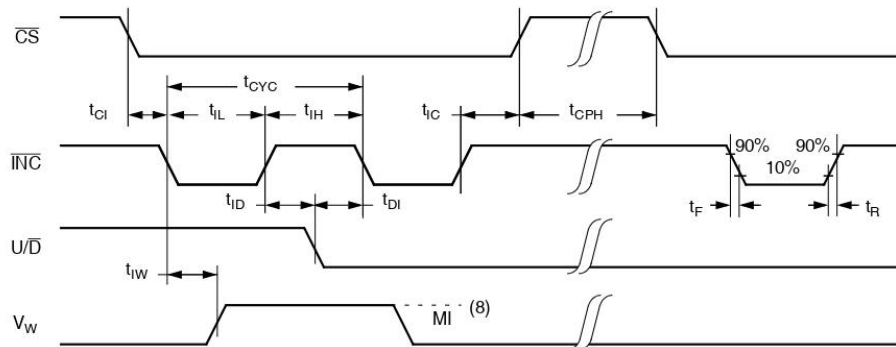
A.C. OPERATING CHARACTERISTICS (Over recommended operating conditions unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Limits			Unit
		Min.	Typ. ⁽⁶⁾	Max.	
t_{CI}	$\overline{CS}$ to $\overline{INC}$ setup	100			ns
t_{ID}	$\overline{INC}$ HIGH to U/D change	100			ns
t_{DI}	U/D to $\overline{INC}$ setup	2.9			μ s
t_{IL}	$\overline{INC}$ LOW period	1			μ s
t_{IH}	$\overline{INC}$ HIGH period	1			μ s
t_{IC}	$\overline{INC}$ inactive to $\overline{CS}$ inactive	1			μ s
t_{CPH}	$\overline{CS}$ deselect time (STORE)	20			ms
t_{CPH}	$\overline{CS}$ deselect time (NO STORE)	100			ns
$t_{IW}^{(5)}$	$\overline{INC}$ to V_W/RW change		100		μ s
t_{CYC}	$\overline{INC}$ cycle time	2			μ s
$t_R, t_F^{(5)}$	$\overline{INC}$ input rise and fall time			500	μ s
$t_{PU}^{(5)}$	Power-up to wiper stable		500		μ s
$t_R V_{CC}^{(5)}$	V_{CC} power-up rate	0.2		50	V/ms

POWER-UP AND DOWN REQUIREMENTS

At all times, voltages on the potentiometer pins must be less than $\pm V_{CC}$. The recall of the wiper position from nonvolatile memory is not in effect until the V_{CC} supply reaches its final value. The V_{CC} ramp rate spec is always in effect.

A.C. TIMING



Notes: (6) Typical values are for $T_A = 25^\circ\text{C}$ and nominal supply voltage.

(7) This parameter is periodically sampled and not 100% tested.

(8) MI in the A.C. timing diagram refers to the minimum incremental change in the V_W output due to a change in the wiper position.

X9C102, X9C103, X9C104, X9C503

DETAILED PIN DESCRIPTIONS

R_H/V_H and R_L/V_L

The high (V_H/R_H) and low (V_L/R_L) terminals of the X9C102/103/104/503 are equivalent to the fixed terminals of a mechanical potentiometer. The minimum voltage is -5V and the maximum is +5V. The terminology of V_H/R_H and V_L/R_L references the relative position of the terminal in relation to wiper movement direction selected by the $U/\bar{D}$ input and not the voltage potential on the terminal.

R_W/V_W

V_W/R_W is the wiper terminal, and is equivalent to the movable terminal of a mechanical potentiometer. The position of the wiper within the array is determined by the control inputs. The wiper terminal series resistance is typically 40Ω.

Up/Down ($U/\bar{D}$)

The $U/\bar{D}$ input controls the direction of the wiper movement and whether the counter is incremented or decremented.

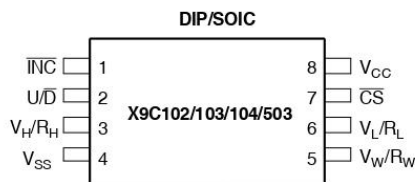
Increment ($\bar{INC}$)

The $\bar{INC}$ input is negative-edge triggered. Toggling $\bar{INC}$ will move the wiper and either increment or decrement the counter in the direction indicated by the logic level on the $U/\bar{D}$ input.

Chip Select ($\bar{CS}$)

The device is selected when the $\bar{CS}$ input is LOW. The current counter value is stored in nonvolatile memory when $\bar{CS}$ is returned HIGH while the $\bar{INC}$ input is also HIGH. After the store operation is complete the X9C102/103/104/503 device will be placed in the low power standby mode until the device is selected once again.

PIN CONFIGURATION



PIN NAMES

Symbol	Description
V_H/R_H	High Terminal
V_W/R_W	Wiper Terminal
V_L/R_L	Low Terminal
V_{SS}	Ground
V_{CC}	Supply Voltage
$U/\bar{D}$	Up/Down Control Input
$\bar{INC}$	Increment Control Input
$\bar{CS}$	Chip Select Control Input
NC	No Connection

PRINCIPLES OF OPERATION

There are three sections of the X9Cxxx: the input control, counter and decode section; the nonvolatile memory; and the resistor array. The input control section operates just like an up/down counter. The output of this counter is decoded to turn on a single electronic switch connecting a point on the resistor array to the wiper output. Under the proper conditions the contents of the counter can be stored in nonvolatile memory and retained for future use. The resistor array is comprised of 99 individual resistors connected in series. At either end of the array and between each resistor is an electronic switch that transfers the potential at that point to the wiper.

The wiper, when at either fixed terminal, acts like its mechanical equivalent and does not move beyond the last position. That is, the counter does not wrap around when clocked to either extreme.

The electronic switches on the device operate in a "make before break" mode when the wiper changes tap positions. If the wiper is moved several positions, multiple taps are connected to the wiper for t_W ($\bar{INC}$ to V_W/R_W change). The R_{TOTAL} value for the device can temporarily be reduced by a significant amount if the wiper is moved several positions.

When the device is powered-down, the last wiper position stored will be maintained in the nonvolatile memory. When power is restored, the contents of the memory are recalled and the wiper is set to the value last stored.

INSTRUCTIONS AND PROGRAMMING

The $\overline{\text{INC}}$, U/D and $\overline{\text{CS}}$ inputs control the movement of the wiper along the resistor array. With $\overline{\text{CS}}$ set LOW the device is selected and enabled to respond to the U/D and $\overline{\text{INC}}$ inputs. HIGH to LOW transitions on $\overline{\text{INC}}$ will increment or decrement (depending on the state of the U/D input) a seven-bit counter. The output of this counter is decoded to select one of one-hundred wiper positions along the resistive array.

The value of the counter is stored in nonvolatile memory whenever $\overline{\text{CS}}$ transitions HIGH while the $\overline{\text{INC}}$ input is also HIGH.

The system may select the X9Cxxx, move the wiper, and deselect the device without having to store the latest wiper position in nonvolatile memory. After the wiper movement is performed as described above and once the new position is reached, the system must keep $\overline{\text{INC}}$ LOW while taking $\overline{\text{CS}}$ HIGH. The new wiper position will be maintained until changed by the system or until a power-down/up cycle recalled the previously stored data.

This procedure allows the system to always power-up to a preset value stored in nonvolatile memory; then during system operation minor adjustments could be made. The adjustments might be based on user preference: system parameter changes due to temperature drift, etc...

The state of U/D may be changed while $\overline{\text{CS}}$ remains LOW. This allows the host system to enable the device and then move the wiper up and down until the proper trim is attained.

MODE SELECTION

$\overline{\text{CS}}$	$\overline{\text{INC}}$	U/D	Mode
L		H	Wiper Up
L		L	Wiper Down
	H	X	Store Wiper Position
H	X	X	Standby Current
	L	X	No Store, Return to Standby
	L	H	Wiper Up (not recommended)
	L	L	Wiper Down (not recommended)

SYMBOL TABLE

WAVEFORM	INPUTS	OUTPUTS
	Must be steady	Will be steady
	May change from Low to High	Will change from Low to High
	May change from High to Low	Will change from High to Low
	Don't Care: Changes Allowed	Changing: State Not Known
	N/A	Center Line is High Impedance

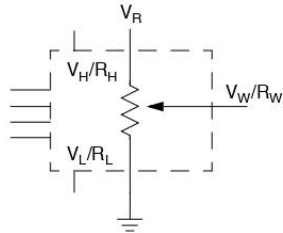
PERFORMANCE CHARACTERISTICS

Contact the factory for more information.

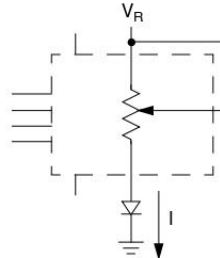
APPLICATIONS INFORMATION

Electronic digitally controlled (XCDP) potentiometers provide three powerful application advantages; (1) the variability and reliability of a solid-state potentiometer, (2) the flexibility of computer-based digital controls, and (3) the retentivity of nonvolatile memory used for the storage of multiple potentiometer settings or data.

Basic Configurations of Electronic Potentiometers

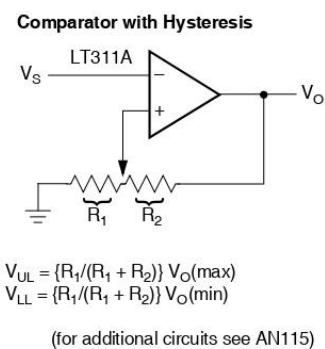
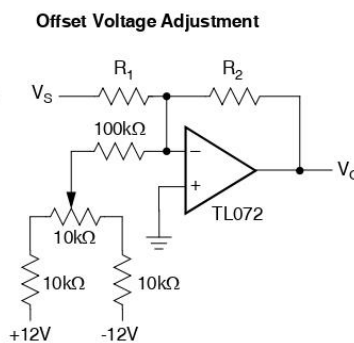
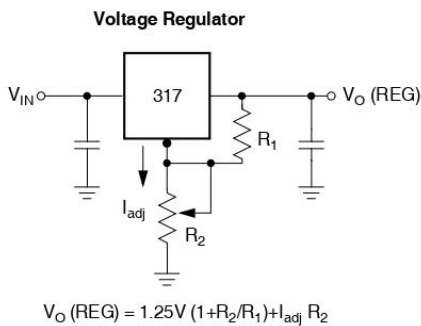
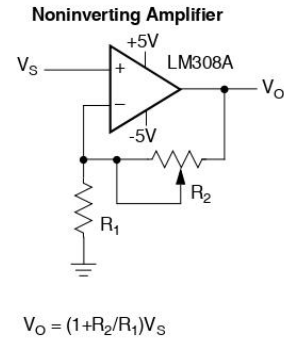
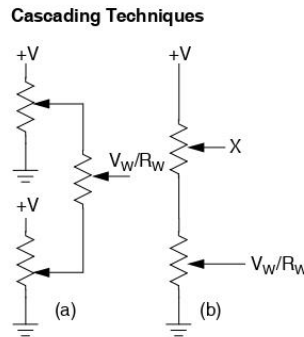
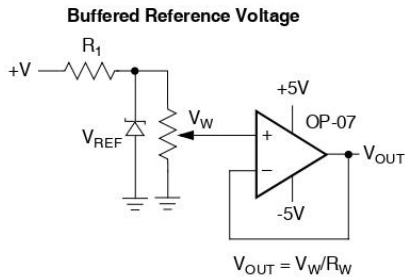


Three terminal potentiometer;
variable voltage divider



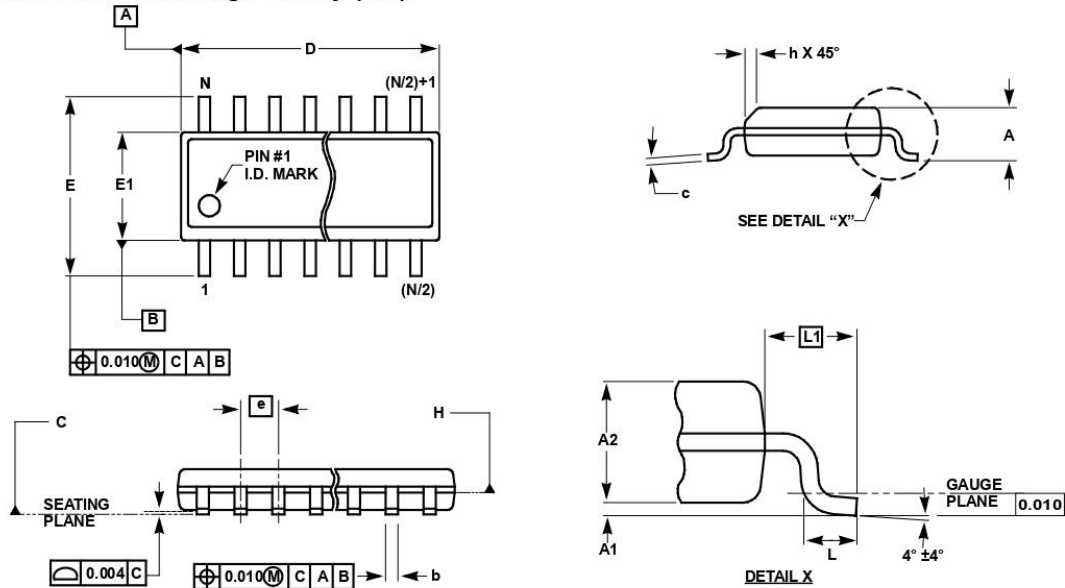
Two terminal variable resistor;
variable current

Basic Circuits



X9C102, X9C103, X9C104, X9C503

Small Outline Package Family (SO)



MDP0027

SMALL OUTLINE PACKAGE FAMILY (SO)

SYMBOL	SO-8	SO-14	SO16 (0.150")	SO16 (0.300") (SOL-16)	SO20 (SOL-20)	SO24 (SOL-24)	SO28 (SOL-28)	TOLERANCE	NOTES
A	0.068	0.068	0.068	0.104	0.104	0.104	0.104	MAX	-
A1	0.006	0.006	0.006	0.007	0.007	0.007	0.007	±0.003	-
A2	0.057	0.057	0.057	0.092	0.092	0.092	0.092	±0.002	-
b	0.017	0.017	0.017	0.017	0.017	0.017	0.017	±0.003	-
c	0.009	0.009	0.009	0.011	0.011	0.011	0.011	±0.001	-
D	0.193	0.341	0.390	0.406	0.504	0.606	0.704	±0.004	1, 3
E	0.236	0.236	0.236	0.406	0.406	0.406	0.406	±0.008	-
E1	0.154	0.154	0.154	0.295	0.295	0.295	0.295	±0.004	2, 3
e	0.050	0.050	0.050	0.050	0.050	0.050	0.050	Basic	-
L	0.025	0.025	0.025	0.030	0.030	0.030	0.030	±0.009	-
L1	0.041	0.041	0.041	0.056	0.056	0.056	0.056	Basic	-
h	0.013	0.013	0.013	0.020	0.020	0.020	0.020	Reference	-
N	8	14	16	16	20	24	28	Reference	-

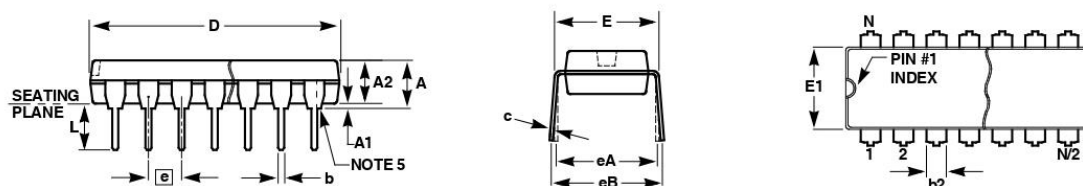
NOTES:

1. Plastic or metal protrusions of 0.006" maximum per side are not included.
2. Plastic interlead protrusions of 0.010" maximum per side are not included.
3. Dimensions "D" and "E1" are measured at Datum Plane "H".
4. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M-1994

Rev. L 2/01

X9C102, X9C103, X9C104, X9C503

Plastic Dual-In-Line Packages (PDIP)



MDP0031

PLASTIC DUAL-IN-LINE PACKAGE

SYMBOL	PDIP8	PDIP14	PDIP16	PDIP18	PDIP20	TOLERANCE	NOTES
A	0.210	0.210	0.210	0.210	0.210	MAX	
A1	0.015	0.015	0.015	0.015	0.015	MIN	
A2	0.130	0.130	0.130	0.130	0.130	± 0.005	
b	0.018	0.018	0.018	0.018	0.018	± 0.002	
b2	0.060	0.060	0.060	0.060	0.060	$+0.010/-0.015$	
c	0.010	0.010	0.010	0.010	0.010	$+0.004/-0.002$	
D	0.375	0.750	0.750	0.890	1.020	± 0.010	1
E	0.310	0.310	0.310	0.310	0.310	$+0.015/-0.010$	
E1	0.250	0.250	0.250	0.250	0.250	± 0.005	2
e	0.100	0.100	0.100	0.100	0.100	Basic	
eA	0.300	0.300	0.300	0.300	0.300	Basic	
eB	0.345	0.345	0.345	0.345	0.345	± 0.025	
L	0.125	0.125	0.125	0.125	0.125	± 0.010	
N	8	14	16	18	20	Reference	

Rev. B 2/99

NOTES:

1. Plastic or metal protrusions of 0.010" maximum per side are not included.
2. Plastic interlead protrusions of 0.010" maximum per side are not included.
3. Dimensions E and eA are measured with the leads constrained perpendicular to the seating plane.
4. Dimension eB is measured with the lead tips unconstrained.
5. 8 and 16 lead packages have half end-leads as shown.

All Intersil U.S. products are manufactured, assembled and tested utilizing ISO9000 quality systems.

Intersil Corporation's quality certifications can be viewed at www.intersil.com/design/quality

Intersil products are sold by description only. Intersil Corporation reserves the right to make changes in circuit design, software and/or specifications at any time without notice. Accordingly, the reader is cautioned to verify that data sheets are current before placing orders. Information furnished by Intersil is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Intersil or its subsidiaries for its use; nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Intersil or its subsidiaries.

For information regarding Intersil Corporation and its products, see www.intersil.com

Codigo de programación utilizado para controlar el potenciómetro digital X9C102

```
volatile int counter = 0;  
volatile int Estado1 = 0;  
volatile int Estado2 = 0;  
int check1 = 0;  
int check2 = 0;  
int contador2 = 0;
```

```
int ledPin = 14;  
volatile byte rpmcount;  
volatile byte rpmcount2;  
unsigned int rpm;
```

```
void rpm()  
{  
  
rpmcount++;  
}
```

```
void setup() {
```

```
Serial.begin(9600);
```

```
pinMode(13,OUTPUT);//INC  
pinMode(12,OUTPUT);//U/D  
pinMode(11,OUTPUT);//CS
```

```
pinMode(2,INPUT);  
pinMode(3,INPUT);
```

```
pinMode(7,INPUT);//check1//Sube  
pinMode(8,INPUT);//check2/Baja3
```

```
attachInterrupt(digitalPinToInterrupt(2),Contador1,RISING);  
attachInterrupt(digitalPinToInterrupt(3),Contador2,RISING);
```

```
attachInterrupt(digitalPinToInterrupt(18), rpm, FALLING);
```

```
rpmcount = 0;  
rpmcount2 = 0;  
rpm = 0;
```

```
}
```

```
void Contador1(){  
    delayMicroseconds(20);  
    Estado1=1;  
    //counter++;  
    digitalWrite(12,HIGH);  
  
}
```

```
void Contador2(){  
    delayMicroseconds(20);  
    Estado2=1;  
    //counter--;  
    digitalWrite(12,LOW);  
  
}
```

```

void loop() {

    delay(1000);          // retardo de casi 1 segundo
    rpmcount2++;
    Serial.print(rpm);
    Serial.println(" RPM");

    Serial.print(rpmcount);
    Serial.println(" Vuelatas");

    Serial.print(rpmcount2);
    Serial.println(" Segundos");

    if (rpmcount2 >= 60){
        rpm = rpmcount;
        rpmcount = 0;
        rpmcount2 = 0;
    }

    check1 = digitalRead(7);
    check2 = digitalRead(8);

    digitalWrite(11,LOW);//CS

    if(Estado1 == HIGH && check1 == LOW){
        check1 = digitalRead(7);
        check2 = digitalRead(8);
        counter++;
        contador2 = 1;
        Estado1 = 0;

        Serial.println("Estado 1");
        Serial.println("check 1");
        Serial.println(check1);
    }
}

```

```
}
```

```
else if(Estado2 == HIGH && check2 == LOW){
```

```
    check1 = digitalRead(7);
```

```
    check2 = digitalRead(8);
```

```
    counter--;
```

```
    contador2 = 2;
```

```
    Estado2 = 0;
```

```
        Serial.println("Estado 2");
```

```
        Serial.println("check 2");
```

```
        Serial.println(check2);
```

```
}
```

```
switch(contador2){
```

```
case 1:
```

```
if(counter == 0){
```

```
    check2 = digitalRead(8);
```

```
    digitalWrite(13,LOW);
```

```
}
```

```
else if (counter == 1){
```

```
do {
```

```
for(int i=0;i<=55;i++){
```

```
    digitalWrite(13,HIGH);
```

```
    delay(50);
```

```
    digitalWrite(13,LOW);
```

```
    delay(50);
```

```
}
```

```
}while (counter < 0);
```

```
    counter++;
```

```
Serial.println("Caso 1 ; 1");
```

```
Serial.println("Counter");
```

```
Serial.println(counter);
```

```
}
```

```
else if(counter == 2){  
    check2 = digitalRead(8);  
    digitalWrite(13,LOW);  
    Serial.println("Caso 2 ; 1");  
    Serial.println("Counter");  
    Serial.println(counter);  
}
```

```
else if(counter == 3){  
    do {  
        for(int i=0;i<=13;i++){  
            digitalWrite(13,HIGH);  
            delay(50);  
            digitalWrite(13,LOW);  
            delay(50);  
        }  
    }while (counter < 0);
```

```
    Serial.println("Caso 3 ; 1");  
    Serial.println("Counter");  
    Serial.println(counter);  
    counter++;  
}
```

```
else if(counter == 4){  
    check2 = digitalRead(8);  
    digitalWrite(13,LOW);  
    Serial.println("Caso 4 ; 1");  
    Serial.println("Counter");  
    Serial.println(counter);
```

```
}
```

```
else if(counter == 5){
```

```
do {
```

```
for(int i=0;i<=7;i++){
```

```
    digitalWrite(13,HIGH);
```

```
    delay(50);
```

```
    digitalWrite(13,LOW);
```

```
    delay(50);
```

```
}
```

```
} while (counter < 0);
```

```
Serial.println("Caso 5 ; 1");
```

```
    Serial.println("Counter");
```

```
    Serial.println(counter);
```

```
    counter++;
```

```
}
```

```
else if(counter == 6){
```

```
    check2 = digitalRead(8);
```

```
    digitalWrite(13,LOW);
```

```
    Serial.println("Caso 6 ; 1");
```

```
    Serial.println("Counter");
```

```
    Serial.println(counter);
```

```
}
```

```
if(counter == 7){
```

```
do {
```

```
for(int i=0;i<=3;i++){
```

```
    digitalWrite(13,HIGH);
```

```

    delay(50);
    digitalWrite(13,LOW);
    delay(50);
  }
} while (counter < 0);

Serial.println("Caso 7 ; 1");
  Serial.println("Counter");
  Serial.println(counter);
  counter++;
}

else if (counter == 8){
  check2 = digitalRead(8);
  digitalWrite(13,LOW);
  Serial.println("Caso 8 ; 1");
  Serial.println("Counter");
  Serial.println(counter);

}

if(counter == 9){

do {
for(int i=0;i<=2;i++){
  digitalWrite(13,HIGH);
  delay(50);
  digitalWrite(13,LOW);
  delay(50);
}
} while (counter < 0);

Serial.println("Caso 9 ; 1");
  Serial.println("Counter");

```

```

        Serial.println(counter);
        counter++;
    }

else if (counter == 10){
    check2 = digitalRead(8);
    digitalWrite(13,LOW);
    Serial.println("Caso 10 ; 1");
    Serial.println("Counter");
    Serial.println(counter);

}

if(counter == 11){

do {
for(int i=0;i<=0;i++){
    digitalWrite(13,HIGH);
    delay(50);
    digitalWrite(13,LOW);
    delay(50);
}
} while (counter < 0);

Serial.println("Caso 11 ; 1");
    Serial.println("Counter");
    Serial.println(counter);
    counter++;
}

else if (counter == 12){
    check2 = digitalRead(8);
    digitalWrite(13,LOW);
    Serial.println("Caso 12 ; 1");

```

```
    Serial.println("Counter");
    Serial.println(counter);

}
```

```
if (counter < 0){
//
counter = 0;
}
else if(counter > 12){
counter = 12;

}
```

```
break;
```

```
case 2:
```

```
if(counter == 0){
    check2 = digitalRead(8);
    digitalWrite(13,LOW);
}
```

```
else if (counter == 1){
do {
for(int i=0;i<=55;i++){
    digitalWrite(13,HIGH);
    delay(50);
    digitalWrite(13,LOW);
    delay(50);
```

```

    }
}while (counter < 0);

    counter--;
Serial.println("Caso 1 ; 2");
    Serial.println("Counter");
    Serial.println(counter);

    }
//  delay(1000);
else if(counter == 2){
    check2 = digitalRead(8);
    digitalWrite(13,LOW);
    Serial.println("Caso 2 ; 2");
    Serial.println("Counter");
    Serial.println(counter);

}

else if(counter == 3){
    do {
        for(int i=0;i<=13;i++){
            digitalWrite(13,HIGH);
            delay(50);
            digitalWrite(13,LOW);
            delay(50);
        }
    }while (counter < 0);

Serial.println("Caso 3 ; 2");
    Serial.println("Counter");
    Serial.println(counter);

```

```
        counter--;  
    }  
  
    else if(counter == 4){  
        check2 = digitalRead(8);  
        digitalWrite(13,LOW);  
        Serial.println("Caso 4 ; 2");  
        Serial.println("Counter");  
        Serial.println(counter);  
    }
```

```
    else if(counter == 5){  
  
        do {  
            for(int i=0;i<=7;i++){  
                digitalWrite(13,HIGH);  
                delay(50);  
                digitalWrite(13,LOW);  
                delay(50);  
            }  
        } while (counter < 0);
```

```
        Serial.println("Caso 5 ; 2");  
        Serial.println("Counter");  
        Serial.println(counter);  
        counter--;  
    }
```

```
    else if(counter == 6){  
        check2 = digitalRead(8);  
        digitalWrite(13,LOW);
```

```
    Serial.println("Caso 6 ; 2");
    Serial.println("Counter");
    Serial.println(counter);

}
```

```
    if(counter == 7){

do {
for(int i=0;i<=3;i++){
    digitalWrite(13,HIGH);
    delay(50);
    digitalWrite(13,LOW);
    delay(50);
}
} while (counter < 0);
```

```
Serial.println("Caso 7 ; 2");
    Serial.println("Counter");
    Serial.println(counter);
    counter--;

}
```

```
else if (counter == 8){
    check2 = digitalRead(8);
    digitalWrite(13,LOW);
    Serial.println("Caso 8 ; 2");
    Serial.println("Counter");
    Serial.println(counter);

}
```

```

    if(counter == 9){

do {
for(int i=0;i<=2;i++){
    digitalWrite(13,HIGH);
    delay(50);
    digitalWrite(13,LOW);
    delay(50);
}
} while (counter < 0);

Serial.println("Caso 9 ; 2");
    Serial.println("Counter");
    Serial.println(counter);
    counter--;
}

else if (counter == 10){
    check2 = digitalRead(8);
    digitalWrite(13,LOW);
    Serial.println("Caso 10 ; 2");
    Serial.println("Counter");
    Serial.println(counter);

}

    if(counter == 11){

do {
for(int i=0;i<=0;i++){
    digitalWrite(13,HIGH);
    delay(50);
    digitalWrite(13,LOW);

```

```

    delay(50);
  }
} while (counter < 0);

Serial.println("Caso 11 ; 2");
  Serial.println("Counter");
  Serial.println(counter);
  counter--;
}

else if (counter == 12){
  check2 = digitalRead(8);
  digitalWrite(13,LOW);
  Serial.println("Caso 12 ; 2");
  Serial.println("Counter");
  Serial.println(counter);

}

if (counter < 0){

  counter = 0;
}
else if(counter > 12){
  counter = 12;

}
break;
}/// switch contador2
}

```

Referencias

- [1] Y. Portuondo Paisan y J. Portuondo Moret, «LA REPETIBILIDAD Y REPRODUCIBILIDAD EN EL ASEGURAMIENTO DE LA CALIDAD DE LOS PROCESOS DE MEDICIÓN,» *Tecnología Química*, vol. 2, nº XXX, pp. 117-121, 2010.
- [2] S. Chapman, de *Máquinas eléctricas*, Ciudad de México, McGraw-Hill, 2012.
- [3] J. C. M. Castillo, de *Máquinas eléctricas*, Madrid, Editex, 2012.
- [4] J. Wilson, A. J. Bufo y B. Lou, Física, México: Pearson Educación, 2007.
- [5] H. D. Young y R. A. Freedman, Física universitaria con física moderna (Vol II), México: Pearson Educación, 2013.
- [6] P. E. Tippens, Física, conceptos y aplicaciones, México, D.F.: McGraw-Hill Interamericana, 2011.
- [7] R. A. Serway y C. Vuille, Fundamentos de Física Volumen 2, México, D.F.: Cengage Learning, 2013.
- [8] A. E. Fitzgerald, C. Kingsley y S. D. Umans, Máquinas Eléctricas, México D.F.: McGraw-Hill Interamericana, 2004.
- [9] P. P. Cruz, Máquinas eléctricas. Técnicas modernas de control, Ciudad de México: Alfaomega, 2017.
- [10] I. L. Kosow, Máquinas eléctricas y transformadores, Barcelona: Reverté, 2015.
- [11] I. L. Kosow, Control de Máquinas eléctricas, Barcelona: Reverté, 2015.
- [12] K. Ogata, «Ingeniería de Control Moderna,» Madrid, Pearson Educación, 2010.
- [13] W. Bolton, Ingeniería de Control, Ciudad de México: Alfaomega, 2014.
- [14] N. S. Nise, Sistemas de control para ingeniería, México, D.F.: Grupo Editorial Patria, 2009.
- [15] I. Cerón-Morales, J. O. Vázquez-Espinoza y E. Aquino-Díaz, Modelo matemático del motor de corriente directa, Puebla: ResearchGate, 2017.
- [16] I. KB ELECTRONICS, «Variable Speed DC Motor Controls». Patente DATA SHEET D-207, Oct 2002.

- [17] I. A. Inc., «Digitally Controlled Potentiometer». Patente FN8222.1, Dic 2006.
- [18] F. Sergio, Diseño con amplificadores operacionales y circuitos integrados, México, D.F.: McGraw-Hill Interamericana editores, 2005.
- [19] K. Bigelow, «www.play-hookey.com,» [En línea]. Available: www.play-hookey.com/analog/feedback_circuits/non-inverting_amplifier.html. [Último acceso: 19 09 2020].
- [20] R. L. Boylestad y L. Nashelsky, Electrónica: Teoría de circuitos y dispositivos electrónicos, México: Pearson Educación, 2009.
- [21] M. M. Canteli, «Convertidores Electrónicos de Potencia,» de *Regulación, contro y protección de máquinas eléctricas*, Santander.
- [22] J. Castillo Pedrosa y E. Marrufo Gonzales, Instalaciones Eléctricas Básicas, Grado Medio, Madrid: McGraw-Hill / Interamericana de España, 2010.