



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL
ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA
Unidad Profesional “Adolfo López Mateos”

Desarrollo de prototipo de un circuito de control
para una silla de ruedas eléctrica por medio de
Joystick.

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE
INGENIERO EN COMUNICACIONES Y ELECTRÓNICA

PRESENTAN:

Adriana Shantal Contreras Olivares
Daniel Saavedra González

DIRIGIDA POR:

Ing. Fernando Lauro Sánchez Martínez
Dr. Jesica Azucena Escobar Medina
M. en C. Ismael Gabriel Cosme Cisneros



México D.F. Enero 2016

Contenido

Índice de Figuras, Diagramas y Fotografías.....	4
Capítulo I Introducción	6
1.1. Planteamiento del problema	7
1.2. Objetivo General	7
1.3 Justificación	8
Capítulo II Marco Teórico.....	9
2.1 Momentos de la silla	9
2.1.1 Ecuaciones de cargas inherentes	9
2.1.2 Fuerzas y momentos locales y globales	10
2.1.3 Factores cinéticos importantes	13
2.2 Motores de DC	14
2.2.1 Motor DC de imán permanente	15
2.2.2 Dimensionamiento del motor	24
2.2.3 Motorreductor	28
2.3 PWM.....	28
2.4 Puente H.....	28
2.4.1 Transistores de Potencia	28
2.4.2 Transistores de efecto de campo de metal óxido semiconductor (MOSFET)	29
2.4.3 Transistores Bipolares de Unión (BJT).....	32
2.4.4 Dispositivos de aislamiento de compuerta	37
Capítulo III Desarrollo	39
3.1 Motores.....	39
3.2 Puente H.....	40
3.3 Joystick	44
3.4 PWM.....	44
3.5 Protección	45
3.6 Programa.....	46
3.7 Conexión de interfaces.....	47
3.8 Control aplicado al prototipo	47

3.9	Cálculos del Circuito de Control	47
3.10	Diagramas de Conexión del Prototipo	50
3.11	Diagrama a Bloques del Programa	51
3.12	Configuración del Microcontrolador	52
Capítulo IV	Conclusiones y Perspectivas.....	55
4.1	Conclusiones.....	55
4.2	Perspectivas	55
Bibliografía	56
Anexo	Placas del Circuito de Control	¡Error! Marcador no definido.

Índice de Figuras, Diagramas y Fotografías

Figura 2.1.1 Posición inicial y orientación del sistema de coordenadas global y dos sistemas de coordenadas locales de la rueda instrumentada	9
Figura 2.1.2 Cargas locales después de la rotación Θ de la rueda	10
Figura 2.1.3 Componentes de la fuerza de propulsión respecto al sistema de coordenadas global y local	11
Figura 2.1.4 Componentes del momento de propulsión respecto al sistema de coordenadas global	11
Figura 2.1.5 Momentos y fuerzas aplicadas en el aro de impulso manual. a) Vista lateral. b) Vista frontal.....	12
Figura 2.1.6 Fuerza total y fuerza total eficaz en el sistema de coordenadas global, y fuerza fraccionaria eficaz durante la propulsión.....	14
Figura 2.2.1 Componentes de un motor DC.....	14
Figura 2.2.2 Operación de un motor DC de imán permanente.....	15
Figura 2.2.3 Motor DC de imán permanente	16
Figura 2.2.4 Conmutación de la armadura.....	17
Figura 2.2.5 Cambio en el sentido de giro de un motor de imán permanente.....	17
Figura 2.2.6 CEMF del motor.....	18
Figura 2.2.7 Posición del plano neutral bajo condiciones sin carga y con carga en el motor.....	19
Figura 2.2.8 Interpolos	19
Figura 2.2.9 Velocidad del motor DC	20
Figura 2.2.10 Armadura controlada de un motor DC.....	21
Figura 2.2.11 Circuito de motor DC.....	22
Figura 2.2.12 Curvas típicas de torque-velocidad de un motor DC	23
Figura 2.2.13 Perfil de movimiento triangular	25
Figura 2.2.14 Perfil de movimiento trapezoidal.....	26
Figura 2.4.1 MOSFET tipo decremental	29
Figura 2.4.2 MOSFET tipo incremental	30
Figura 2.4.3 Características de transferencia de los MOSFET	31
Figura 2.4.4 Características de salida de un MOSFET tipo incremental.....	31
Figura 2.4.5 Formas de onda y tiempos de conmutación	32
Figura 2.4.6 Transistores bipolares	32
Figura 2.4.7 Secciones transversales de un BJT	33
Figura 2.4.8 Características de los transistores NPN.....	33
Figura 2.4.9 Características de transferencia.....	34
Figura 2.4.10 Interruptor de transistor	34
Figura 2.4.11 Tiempos de conmutación de transistores bipolares	36
Figura 2.4.12 Optoacoplador 4N25.....	38

Diagrama 1 Puente H	40
Diagrama 2 Etapa de encendido entre el Microcontrolador y el Puente H.....	41
Diagrama 3 Reducción de voltaje de la batería	42
Diagrama 4 Lectura del estado del motor.....	42
Diagrama 5 Lectura del Joystick.....	43
Diagrama 6 Diagrama general a bloques	50
Diagrama 7 Diagrama de control	50
Diagrama 8 Diagrama a bloques del programa.....	51
Diagrama 9 PCB del Puente H	57
Diagrama 10 PCB de la placa lateral de conexiones	58
Diagrama 11 PCB de la base para el Joystick	59
Diagrama 12 PCB de la placa para el ajuste del estado de los motores	60
Fotografía 1 Puente H	57
Fotografía 2 Placa lateral de conexiones	58
Fotografía 3 Base para el Joystick (Sin el joystick montado).....	59
Fotografía 4 Base para el Joystick (Con el joystick montado)	59
Fotografía 5 Placa para el ajuste del estado de los motores	60
Fotografía 6 Circuito de control ensamblado.	61

Capítulo I Introducción

Se diseñó un prototipo para una silla de ruedas eléctrica controlada por medio de Joystick. El usuario interactúa con la silla eléctrica a través de comandos de Joystick, los cuales son procesados por medio de un Microcontrolador msp430G2553 de Texas Instrument. El Microcontrolador convierte dichos comandos a señales eléctricas, las cuales corresponden a la función a realizar por los motores de la silla. Dicha programación se llevó a cabo en la plataforma IAR Embedded Workbench, en lenguaje C.

El diseño del sistema de control por medio de Joystick para una silla de ruedas eléctrica se divide en 2 etapas: la interfaz con el usuario, en la cual se eligen las funciones a ejecutar (avance, retroceso, detención, control de velocidad y control de sentido de giro), y la interfaz entre el Microcontrolador y los motores, en la cual se asegura el control adecuado de los motores.

1.1. Planteamiento del problema

En los últimos años el avance tecnológico ha generado aportaciones en el campo biomédico, en donde el desarrollo de sillas de ruedas eléctricas ha sido fundamental para otorgar movilidad a personas que padecen diferentes tipos de discapacidades.

Un grupo de estudiantes de la Universidad Brigham Young en Utah, Estados Unidos, diseñó una silla de ruedas eléctrica para niños controlada por medio de Joystick, la cual está hecha con materiales económicos [1].

Invacare, empresa global de fabricación de productos y equipo médico para rehabilitación y recuperación, desarrolla una silla de ruedas eléctrica controlada mediante Joystick, adicionando la nueva tecnología G-Trac que actúa como una brújula electrónica (giroscopio) garantizando que la dirección indicada por el mando sea seguida por la silla de ruedas a pesar de los obstáculos [2].

Dentro del Instituto Politécnico Nacional se han desarrollado un par de proyectos similares, el primero de ellos en la ESIME Azcapotzalco donde se realizó el Estudio de una silla de ruedas automática cuyo objetivo es la innovación de una silla eléctrica que brinda la posibilidad de cambiar de posición al usuario al estar sentado y poder levantarse, cabe mencionar que este trabajo consta únicamente del estudio de la misma y no se llevó a cabo [3].

En segundo lugar se encuentra la Automatización de una silla de ruedas, elaborada por un grupo de estudiantes de la ESIME Culhuacán, este proyecto consiste en la automatización de una silla de ruedas plegable cuya función es desplazarse en cuatro direcciones por medio de Joystick [4].

A partir de lo anterior se observa que el campo de desarrollo de sillas de ruedas eléctricas tiene mucho por desarrollar.

1.2. Objetivo General

Diseñar un prototipo de una silla de ruedas eléctrica controlada por el usuario por medio de Joystick, que represente una solución práctica para cualquier persona con alguna dificultad que le impida desplazarse normalmente, ya sea temporalmente o no.

1.3 Justificación

A pesar del gran avance tecnológico en la bioelectrónica, actualmente son pocos los proyectos similares desarrollados para facilitar el desplazamiento de personas con discapacidades motrices. Aunque ha sido notable el existente incremento [5] [6] en la necesidad del uso de las sillas de ruedas eléctricas debido a la demanda en la autonomía de movilidad por parte de las personas que presentan algún tipo de discapacidad motriz, ya sea temporalmente o no, la oferta actual es de elevado costo; esto nos conduce a desarrollar un prototipo de silla de ruedas eléctrica de tecnología confiable a un costo menor.

Cabe mencionar que entre las funciones de esta silla de ruedas eléctrica se encuentran el avance, retroceso, detención, control de velocidad y el control de sentido de giro, las cuales son funciones adecuadas y necesarias para lograr facilitar el movimiento autónomo de una persona con alguna discapacidad, dichas funciones colocan en buena posición a éste proyecto respecto a su desempeño y costo, ya que los equipos existentes en el mercado que desarrollan las mismas funciones tienen costos elevados que varían entre los 200 mil y 500 mil pesos, mientras que los costos de proyectos similares anteriores varían entre los 20 mil y 30 mil pesos [1].

Capítulo II Marco Teórico

El marco teórico está formado por los conceptos básicos teóricos que fundamentan el trabajo y permiten el desarrollo sustentado del prototipo.

2.1 Momentos de la silla

2.1.1 Ecuaciones de cargas inherentes

Las siguientes ecuaciones se utilizan para medir las cargas inherentes netas en las ruedas de la silla eléctrica. Como las cargas inherentes cambian sinusoidalmente con la rotación de la rueda, sus valores son calculados y sus ecuaciones son determinadas respecto al sistema de coordenadas global (Figura 2.1.1)

Todas las cargas inherentes siguen una ecuación periódica dada como:

$$P = a \sin(\theta + \alpha) + b$$

Ecuación 2.1.1

En esta ecuación, P representa las fuerzas y momentos precargados, a y b son constantes con dimensiones [N] o [N.m], θ es la posición angular de la rueda [radianes] (la cual es función del tiempo) y α es la diferencia de fase [radianes] para las salidas de los canales x , y , z .

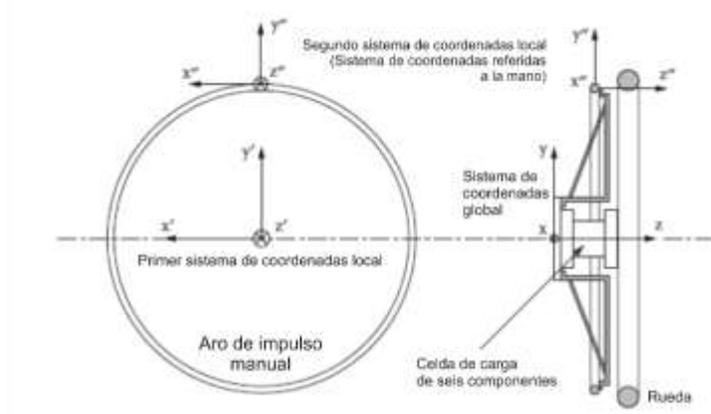


Figura 2.1.1 Posición inicial y orientación del sistema de coordenadas global y dos sistemas de coordenadas locales de la rueda instrumentada

2.1.2 Fuerzas y momentos locales y globales

Los efectos de cargas inherentes deben ser considerados, y usando las ecuaciones siguientes, se pueden calcular las fuerzas netas locales y momentos respecto al primer sistema de coordenadas local:

$$\begin{aligned}
 F_{Lx} &= F_x - F_{px} \\
 F_{Ly} &= F_y - F_{py} \\
 F_{Lz} &= F_z - F_{pz} \\
 M_{Lx} &= M_x - M_{px} \\
 M_{Ly} &= M_y - M_{py} \\
 M_{Lz} &= M_z - M_{pz}
 \end{aligned}$$

Ecuación 2.1.2

Donde $F_{Lx}, F_{Ly}, F_{Lz}, M_{Lx}, M_{Ly}$ y M_{Lz} son fuerzas y momentos aplicados por el usuario de la silla de ruedas (manualmente), y F_x, F_y, F_z, M_x, M_y y M_z son las fuerzas y momentos medidos. Todos los valores son con respecto al primer sistema de coordenadas local al centro de la rueda.

El primer sistema local está ajustado a la rueda y rota con ella. El sistema de coordenadas globales debe ser usado para calcular las fuerzas y momentos respecto a un sistema de referencia fijo.

Así, el siguiente paso es transformar los valores del primer sistema de coordenadas local al sistema de coordenadas global.

Se debe enfatizar que el origen del sistema de coordenadas global coincide con el del primer sistema de coordenadas local, y sus ejes z están alineados. Para calcular las fuerzas y momentos en el sistema de coordenadas global, se usan las siguientes relaciones de transformación en la Figura 2.1.2.

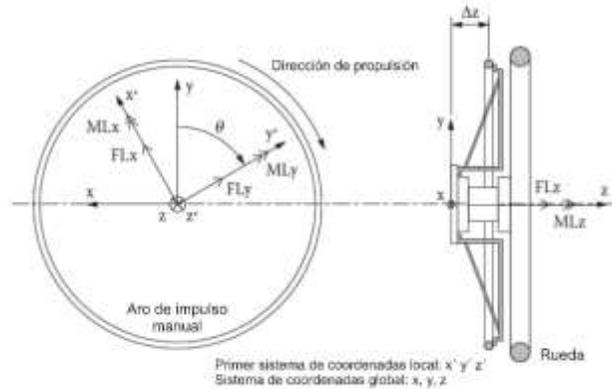


Figura 2.1.2 Cargas locales después de la rotación θ de la rueda

$$F_{gx} = \cos\theta * F_{Lx} - \sin\theta * F_{Ly}$$

$$F_{gy} = \sin\theta * F_{Lx} + \cos\theta * F_{Ly}$$

$$F_{gz} = F_{Lz}$$

$$M_{gx} = \cos\theta * M_{Lx} - \sin\theta * M_{Ly}$$

$$M_{gy} = \sin\theta * M_{Lx} + \cos\theta * M_{Ly}$$

$$M_{gz} = M_{Lz}$$

Estas relaciones pueden expresarse en una matriz como la siguiente

$$\begin{bmatrix} F_{\text{p}} \\ F_{\text{p}} \\ F_{\text{p}} \\ M_{\text{p}} \\ M_{\text{p}} \\ M_{\text{p}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \sin\theta & \cos\theta & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cos\theta & -\sin\theta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{Lx} \\ F_{Ly} \\ F_{Lz} \\ M_{Lx} \\ M_{Ly} \\ M_{Lz} \end{bmatrix}$$

Y en su forma compacta:

$$Q_g = \lambda Q_L$$

Donde λ es la matriz de transformación para transformar los valores locales en valores globales, Q_g representa el vector de las fuerzas y momentos globales, y Q_L es el vector de las fuerzas y momentos locales (Figuras 2.1.3 y 2.1.4).

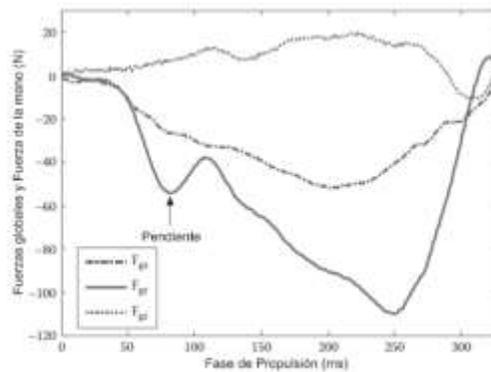


Figura 2.1.3 Componentes de la fuerza de propulsión respecto al sistema de coordenadas global y local

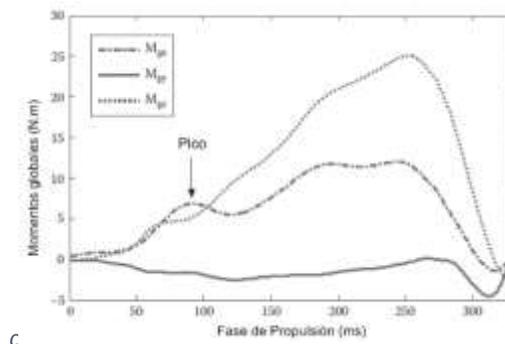


Figura 2.1.4 Componentes del momento de propulsión respecto al sistema de coordenadas global

Usando las Ecuaciones 2.1.1, 2.1.2, y 2.1.3, se calculan las fuerzas y momentos globales durante la fase de propulsión. Las fuerzas globales son las mismas que las fuerzas locales (Sistema de

Coordenadas referidas a la mano). La Figura 2.1.3 muestra las fuerzas producidas por el usuario de la silla de ruedas durante la fase del manejo manual respecto al sistema de coordenadas global.

Está postulado que la pendiente en la curva para F_{gy} (la fuerza vertical en el sistema de coordenadas global) durante el tiempo primario de la fase de propulsión es debido al impacto del contacto entre la mano y el aro de impulso manual. Ésta pendiente aparece en los resultados porque el usuario que llevó a cabo la experimentación era inexperto.

La presencia o ausencia de la pendiente ha sido reportada por otros investigadores quienes consideraron usuarios expertos e inexpertos en sus investigaciones.

La Figura 2.1.4 muestra el momento producido por la mano del usuario de la silla de ruedas respecto al sistema de coordenadas global. Estos momentos están calculados usando las ecuaciones 2.1.1, 2.1.2, y 2.1.3.

La curva de M_{gx} (el momento sobre el eje x del sistema de coordenadas global) muestra un punto en la temprana fase de la propulsión, que es debido a la pendiente de F_{gy} .

El único momento importante de la propulsión manual de la silla de ruedas es M_{gz} , el cual es el momento efectivo. Los otros dos momentos son indeseados y reducen la eficiencia de propulsión.

Como se requiere determinar las fuerzas y momentos en el punto de contacto entre la mano del usuario de la silla de ruedas y el aro de impulso manual durante la fase de empuje, es necesaria otra transformación del sistema de coordenadas global al sistema de coordenadas del movimiento paralelo local de la mano (segundo local). Estas fuerzas y momentos son las siguientes, con referencia en las Figuras 2.1.2 y 2.1.5.

$$\begin{aligned}
 F_{hx} &= F_{gx} \\
 F_{hy} &= F_{gy} \\
 F_{hz} &= F_{gz} \\
 M_{hx} &= M_{gx} - F_{gz} * r_h * \text{Sin}\varphi + F_{gy} * \Delta_z \\
 M_{hy} &= M_{gy} + F_{gz} * r_h * \text{Cos}\varphi - F_{gx} * \Delta_z \\
 M_{hz} &= M_{gz} + r_h * (F_{gx} * \text{Sin}\varphi - F_{gy} * \text{Cos}\varphi)
 \end{aligned}
 \tag{Ecuación 2.1.6}$$

donde r_h es el radio del aro de impulso manual, y Δ_z es el offset de distancia entre el plano del aro de impulso manual y el origen del sistema de coordenadas global en la dirección z. También el ángulo φ es la posición instantánea de la mano en el aro de impulso manual en el sistema de coordenadas global (plano x-y) medido en el sentido de las manecillas del reloj con respecto al eje +x.

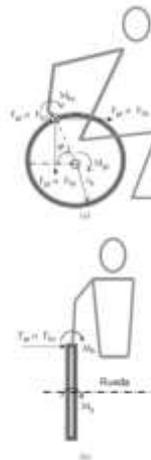


Figura 2.1.5 Momentos y fuerzas aplicadas en el aro de impulso manual. a) Vista lateral. b) Vista frontal.

2.1.3 Factores cinéticos importantes

La fuerza total (F_{total}) aplicada en el aro de impulso manual se obtiene usando los componentes de la fuerza de la mano (F_{hx} , F_{hy} , y F_{hz}) y la Ecuación 2.1.7.

La Fuerza Total Eficaz (TEF), que es la fuerza virtual requerida para producir propulsión, se obtiene usando M_{gz} , el momento alrededor del eje z y el radio del aro de impulso manual (Ecuación 2.1.8).

La Fuerza Fraccionaria Eficaz (FEF) es un factor importante porque muestra la proporción de la fuerza requerida para la propulsión y la fuerza producida por el usuario de la silla de ruedas durante la fase de propulsión. FEF (en porcentaje) es relacionado a F_{total} y TEF con la Ecuación 2.1.9. La Figura 2.1.5 ilustra los momentos y fuerzas mencionadas arriba.

Los componentes de la fuerza en la mano y F_{total} están calculados respecto al segundo sistema de coordenadas local (estos componentes son los mismos que en el sistema de coordenadas global). Todos los otros factores están calculados respecto al sistema de coordenadas global.

$$F_{total} = \sqrt{(F_{hx}^2 + F_{hy}^2 + F_{hz}^2)} \quad \text{Ecuación 2.1.7}$$

$$TEF = M_{gz} r_h^{-1} \quad \text{Ecuación 2.1.8}$$

$$FEF = \left(\frac{TEF}{F_{total}} \right) * 100 \quad \text{Ecuación 2.1.9}$$

La Figura 2.1.6 muestra la fuerza total, la Fuerza total eficaz, y la Fuerza Fraccionaria Eficaz, que están calculadas usando las Ecuaciones 2.1.7, 2.1.8 y 2.1.9 y los datos de la prueba principal.

La fuerza total es relacionada con sus componentes (F_{hx} , F_{hy} , y F_{hz}). La Figura 2.1.6 muestra un punto en la curva para F_{total} durante la primera parte de la fase de propulsión.

Esta postulado que el pico resulta del impacto del contacto entre la mano de un usuario inexperto y el aro de impulso manual. Al inicio y al final de la fase de propulsión, el impulso necesario para vencer la inercia inicial es parcial y suave, pero durante el resto de la fase de propulsión el usuario tiene un buen impulso inicial. Durante una parte del inicio del período de la fase de propulsión, la fuerza del impulso necesario para vencer la inercia inicial incrementa bruscamente para usuarios inexpertos, lo que produce el pico de la gráfica.

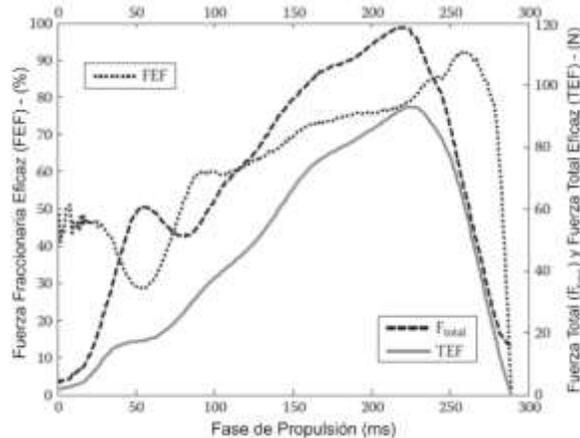


Figura 2.1.6 Fuerza total y fuerza total eficaz en el sistema de coordenadas global, y fuerza fraccionaria eficaz durante la propulsión

La fuerza total eficaz es una fuerza virtual que produce el momento de propulsión. Considerando los niveles generalmente bajos de eficacia para la propulsión manual de la silla de ruedas, es razonable esperar un valor inferior para la fuerza total eficaz comparada con la fuerza total producida durante la fase de propulsión. Para mejorar la propulsión manual de la silla de ruedas, habría que intentar reducir la fuerza total tanto como sea posible, más cercana a la fuerza total eficaz, escogiendo el tamaño de silla de ruedas apropiado y la posición del asiento para cada usuario.

La fuerza fraccionaria eficaz es un factor importante en la determinación de la eficacia de propulsión manual de la silla de ruedas y es usada como una alternativa a la eficacia. La Figura 2.1.6 muestra que FEF tiene valores bajos en aproximadamente el primer 30 % y en el último 5 % de la fase de propulsión. No tenemos alta fiabilidad en el primer y último 5 % de la fase de propulsión debido a las vibraciones debido al contacto inicial entre la mano y el aro de impulso, y la liberación del mismo [7].

2.2 Motores de DC

El motor de corriente directa es un convertidor electromagnético rotativo que en virtud de los fenómenos de inducción y de par electromagnético transforma la energía eléctrica en energía mecánica.

Los motores de corriente directa son usados donde se requiere un amplio rango de torque preciso y control de velocidad [8].

La construcción de un motor DC (Figura 2.2.1) es considerablemente más complicada y costosa que la de un motor ac, por el conmutador, las escobillas y el devanado de la armadura.

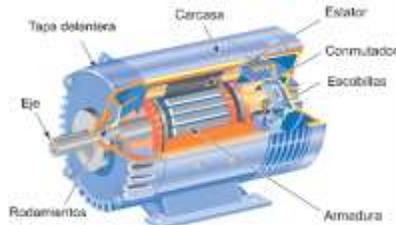


Figura 2.2.1 Componentes de un motor DC

La velocidad del motor, y los caballos de fuerza (hp) son parámetros importantes para predecir el comportamiento del motor DC.

Velocidad: se refiere a la velocidad rotacional del eje del motor y se mide en revoluciones por minuto (rpm).

Torque: se refiere a la fuerza de giro requerida por el eje del motor. El torque consiste en la fuerza de acción en el radio.

Caballos de fuerza: se refiere a la tasa a la que el trabajo está hecho. Se pueden usar watts para calcular los caballos de fuerza y viceversa.

Hay cuatro clases principales de motores DC de uso general:

- El motor DC con excitación en derivación
- El motor DC de imán permanente
- El motor DC serie
- El motor DC compuesto

2.2.1 Motor DC de imán permanente

Los motores DC de imán permanente usan imanes permanentes para suministrar el principal flujo de campo y electroimanes para proporcionar el flujo de armadura. El movimiento del campo magnético de la armadura es alcanzado por el cambio de la corriente entre las bobinas dentro del motor. Esta acción se conoce como conmutación, la Figura 2.2.2 ilustra la operación simple del motor de imán permanente.

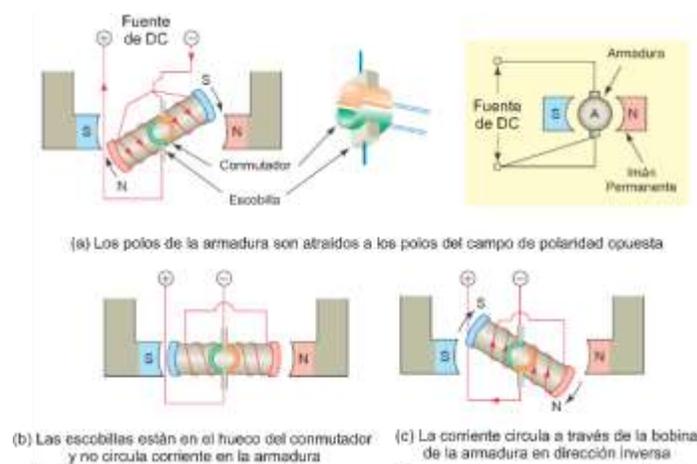


Figura 2.2.2 Operación de un motor DC de imán permanente

La operación del circuito puede resumirse así:

- La corriente fluye a través de la bobina de la armadura hasta que el voltaje suministrado cause que la armadura funcione como un electroimán.
- Los polos de la armadura son atraídos a los polos del campo de polaridad opuesta causando que la armadura rote en dirección a las manecillas de reloj. Figura 2.2.2a.
- Cuando los polos de la armadura están alineados con los polos del campo, las escobillas están en el hueco del conmutador y no circula corriente en la armadura. Figura 2.2.2b. En este punto la fuerza de atracción y repulsión magnética paran y la inercia regresa a la armadura a su punto neutral.
- Una vez pasado el punto neutral, la corriente circula por la bobina de la armadura en dirección inversa debido a la acción inversa del conmutador (Figura 2.2.2c). Esta acción en curso invierte la polaridad de los polos de la armadura, causando una repulsión en los polos y una rotación en dirección contraria a las manecillas del reloj.
- El ciclo se repite con la corriente circulando por la armadura revertida por el conmutador una vez cada ciclo para producir una rotación continua de la armadura en la dirección de las manecillas del reloj.

La Figura 2.2.3 muestra un motor de imán permanente. El motor está hecho de dos partes principales: un alojamiento que contiene los electroimanes del campo y la armadura que consiste en bobinas de rollos de cable en ranuras que están en una coraza de hierro que está conectada a un conmutador.



Figura 2.2.3 Motor DC de imán permanente

Las escobillas están en contacto con el conmutador y llevan corriente a las bobinas. Los motores de imán permanente producen un torque alto, aunque están limitados en la capacidad para manejar carga por lo que son usados principalmente en aplicaciones que requieran pocos caballos de fuerza.

La fuerza que hace rotar la armadura del motor es el resultado de la interacción entre dos campos magnéticos (el campo del estator y el campo de la armadura). Para producir un torque constante del motor, estos dos campos deben permanecer constantes en magnitud y en la orientación relativa.

Esto se logra construyendo la armadura como series de una pequeña sección conectada a los segmentos del conmutador, como se ilustra en la Figura 2.2.4.

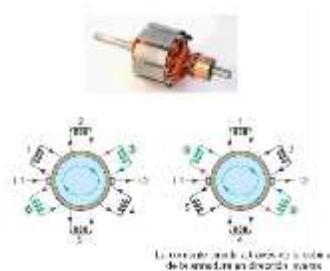


Figura 2.2.4 Conmutación de la armadura

La conexión eléctrica con el conmutador se lleva a cabo por medio de dos escobillas. Se puede ver que si la armadura rota 1/6 de revolución en el sentido de las manecillas del reloj, la corriente en la bobina 3 y 6 habrá cambiado de dirección.

Sucesivamente cuando los segmentos del conmutador pasan las escobillas, la corriente en las bobinas conectadas a estos segmentos cambia de dirección. El conmutador puede ser visto como un interruptor que mantiene la apropiada dirección de la corriente en las bobinas de la armadura para producir un torque constante unidireccional.

La dirección de la rotación de un motor DC de imán permanente está determinada por la dirección del flujo de corriente a través de la armadura. Invertiendo la polaridad del voltaje aplicado a la armadura invertirá el sentido de la rotación, como se ilustra en la Figura 2.2.5.

Un control de variación la velocidad de un motor de imán permanente se logra variando el valor del voltaje aplicado a la armadura. La velocidad del motor varía directamente con la cantidad de voltaje en la armadura aplicado. Entre más alto sea el valor del voltaje en la armadura más rápido se moverá el motor.

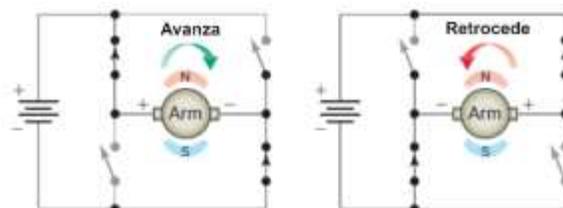


Figura 2.2.5 Cambio en el sentido de giro de un motor de imán permanente

2.2.1.1 Fuerza Contra-electromotriz del motor (CEMF)

Mientras que la armadura rota en el motor DC, la bobina de la armadura corta el campo magnético del estator e induce voltaje, o una fuerza electromotriz, en estas bobinas. Esto ocurre en un motor como producto de la rotación del motor y en algunas ocasiones se refiere a la acción de un motor como generador.

Debido a que este voltaje inducido se opone al voltaje aplicado en la terminal, se denomina fuerza contra-electromotriz (CEMF).

La CEMF es una forma de resistencia que se opone y limita el flujo de corriente de la armadura, como se ilustra en la Figura 2.2.6. El efecto general de la CEMF es que este voltaje será sustraído de la terminal de voltaje del motor de tal manera que la armadura del motor verá un pequeño potencial de voltaje. La CEMF es igual al voltaje aplicado menos el del circuito de la armadura $I_A R_A$.

La corriente de la armadura, de acuerdo a la ley de Ohm, es igual a:

$$I_A = \frac{V_{MTR} - CEMF}{R_A}$$

Ecuación 2.2.1

Donde

I_A = Corriente de armadura

V_{MTR} = Terminal de voltaje del motor

$CEMF$ = Fuerza contra-electromotriz

R_A = Resistencia del circuito de armadura

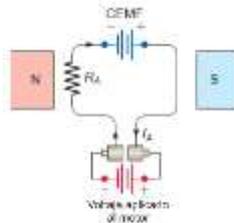


Figura 2.2.6 CEMF del motor.

La CEMF es directamente proporcional a la velocidad de la armadura y de la fuerza del campo. Esto indica que la CEMF incrementa o decrementa si la velocidad es aumentada o decremada, respectivamente. Lo mismo es verdad si la fuerza del campo es aumentada o decremada. En el momento en que el motor comienza a funcionar, la armadura no está rotando, entonces no hay CEMF generada en la armadura. El voltaje de trazo continuo es aplicado a través de la armadura, y esto genera una cantidad relativamente grande de corriente. En este punto, el único factor que limita la corriente a través de la armadura es relativamente la baja resistencia de las cuerdas. Como el motor alcanza velocidad, una CEMF es generada en la armadura, que se opone al voltaje aplicado en la terminal y rápidamente reduce la cantidad de corriente en la armadura.

Cuando un motor alcanza su velocidad máxima sin carga, está diseñado que genere una CEMF cercana al valor de voltaje aplicado. Sólo bastante corriente puede fluir para mantener esta velocidad. Cuando una carga es aplicada al motor, su velocidad decrecerá, lo cual reduce la CEMF, y mayor corriente será conducida por la armadura hacia la carga. Así, la carga de un motor regula la velocidad afectando la CEMF y el flujo de corriente.

2.2.1.2 Reacción de la armadura

El campo magnético producido por el flujo de corriente a través de los conductores de la armadura deforma y debilita el flujo que viene del campo principal de los polos. Esta distorsión y debilitamiento de campo del estator del motor se conoce como la reacción de la armadura. La Figura 2.2.7 muestra la posición del plano neutral bajo condiciones de operación sin carga y con carga en el motor.

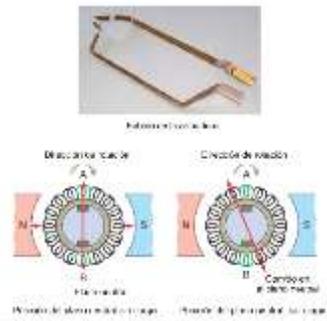


Figura 2.2.7 Posición del plano neutral bajo condiciones sin carga y con carga en el motor

Conforme cada segmento del conmutador rotativo pasa bajo una escobilla, la escobilla conecta bobina tras bobina en la armadura. Note que las bobinas de la armadura A y B están posicionadas relativamente en las escobillas para que al instante que cada una sea conectada, se mueva paralelamente al campo principal, así no hay voltaje inducido en ellas en ese momento.

Cuando opera bajo condiciones de carga, debido a la reacción de la armadura, el plano neutral es cambiado hacia atrás, oponiéndose a la dirección de la rotación. Como resultado la reacción de la armadura afecta la operación del motor de las siguientes maneras:

- Cambiando el plano neutral en la dirección opuesta a la dirección de rotación de la armadura.
- Reduciendo el torque del motor como resultado de un debilitamiento del campo magnético.
- Formando un arco en las escobillas debido al cortocircuito del voltaje siendo inducido en las bobinas que sufren la conmutación.

Cuando la carga sobre el motor fluctúa, el plano neutral cambia hacia adelante y hacia atrás entre las posiciones sin carga y con carga. Para pequeños motores DC, las escobillas son puestas en una posición intermedia para producir la conmutación aceptable en todas las cargas. En motores DC más grandes, interpolos (también se conoce como polos de conmutación) son colocados entre los polos principales del campo, como se ilustra en la Figura 2.2.8, para reducir al mínimo los efectos de reacción de la armadura.

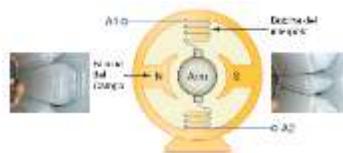


Figura 2.2.8 Interpolos

Estos polos estrechos tienen unas vueltas de cable de medida más grande unido en serie con la armadura. La fuerza del campo de interpolo varía con la corriente de armadura. El campo magnético generado por los interpolos está diseñado para ser igual y opuesto, para que se produzca por la reacción de la armadura para todos los valores de la corriente de carga y promueve la conmutación.

2.2.1.3 Regulación de velocidad

La regulación de velocidad de un motor es una medida de la capacidad del motor para mantener su velocidad cuando no tiene carga y cuando la tiene, sin tener cambios en el voltaje aplicado a la armadura o a las bobinas. Un motor tiene buena regulación de velocidad si el cambio entre sin carga y carga es pequeño, y si es constante bajo otras condiciones.

La regulación de velocidad de un motor DC es proporcional a la resistencia de la armadura y generalmente se expresa como un porcentaje de la velocidad base del motor. Motores DC que tienen una resistencia de armadura muy baja tendrán una mejor regulación de velocidad.

La regulación de velocidad es la proporción de la pérdida en velocidad, entre sin carga y con carga, a la velocidad con carga y se calcula de la siguiente manera (mientras más bajo sea el porcentaje, mejor será la regulación de velocidad):

$$\text{Porcentaje de regulación de velocidad} = \frac{\text{Velocidad sin carga} - \text{velocidad con carga}}{\text{velocidad con carga}} \times 100\% \quad \text{Ecuación 2.2.2}$$

2.2.1.4 Variación de la velocidad

La velocidad base catalogada en un motor DC es una indicación de qué tan rápido el motor correrá con el voltaje de armadura nominal y amperes de carga nominales en la corriente nominal del campo (Figura 2.2.9).

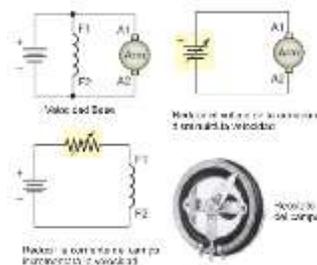


Figura 2.2.9 Velocidad del motor DC

Los motores DC pueden ser manejados debajo de la velocidad base reduciendo la cantidad de voltaje aplicado a la armadura y encima de la velocidad base reduciendo la corriente de campo.

El funcionamiento de un motor encima de su velocidad nominal máxima puede causar daño al equipo y al personal. Cuando sólo la velocidad base es catalogada, es recomendable comprobar con el vendedor antes de hacerlo funcionar encima de la velocidad especificada.

Tal vez una de las grandes ventajas de un motor DC es su control de velocidad.

En aplicaciones de armadura controlada por velocidad ajustable, el campo está conectado a un voltaje constante y la armadura está conectada a una fuente de voltaje ajustable independiente (Figura 2.2.10). Incrementando y decrementando el voltaje de la armadura, la velocidad del motor incrementará o bajará proporcionalmente.

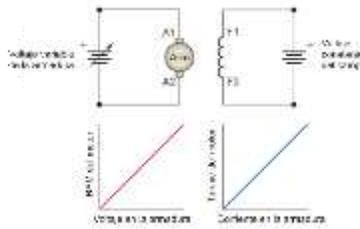


Figura 2.2.10 Armadura controlada de un motor DC

Motores DC con armadura controlada son capaces de proveer un torque nominal a cualquier velocidad entre cero y la velocidad nominal del motor. Los caballos de fuerza varían de manera directamente proporcional a la velocidad.

Si un motor DC sufre una pérdida en la excitación de corriente mientras está operando, el motor automáticamente comenzará a acelerar a la máxima velocidad que la carga permita. Esto provocará que el motor se rompa si está ligeramente cargado. Por esta razón una forma de protección para la pérdida de campo debe ser proporcionada en el circuito de control del motor, que automáticamente detenga al motor en el caso de que la corriente al circuito de campo se pierda o esté debajo de un valor seguro [9].

2.2.1.2 Modelo matemático

Un motor de corriente directa trabaja bajo el principio que dicta que una corriente a través de un conductor en un campo magnético experimenta una fuerza $F = i \times \phi$, donde ϕ es el flujo magnético e i es la corriente en el conductor. Como ya se mencionaba, el motor en sí mismo consiste de un estator y un rotor móvil que rota dentro del estator. Si el estator produce un flujo magnético radial ϕ y la corriente en el rotor (también llamado *corriente de armadura*) es i entonces habrá un torque en el rotor causando que rote. La magnitud del toque está dado por:

$$T_m = K_1 \phi i_a \quad \text{Ecuación 2.2.3}$$

Donde T_m es el torque del motor (N - m), ϕ es el flujo magnético (webers), i_a es la corriente de armadura (amperes), y K_1 es una constante física. En adición, siempre que un conductor se mueva en un campo magnético, un voltaje V_b es generado en sus terminales que es proporcional a la velocidad del conductor en el campo.

Este voltaje, llamado fuerza contra-electromotriz, tenderá a oponerse a la corriente que fluye por el conductor.

De este modo, en adición al torque T_m tenemos la relación de la fuerza contra-electromotriz.

$$V_b = K_2 \phi \omega_n \quad \text{Ecuación 2.2.4}$$

Donde V_b denota la fuerza contra-electromotriz (volts), ω_n es la velocidad angular del rotor (rad/sec), y K_2 es una constante de proporcionalidad.

En el caso del motor con imán permanente podemos tomar el flujo ϕ , como constante. El torque en el rotor se controla entonces mediante el control de la corriente de armadura i_a .

Considere el diagrama de la Figura 2.2.11.

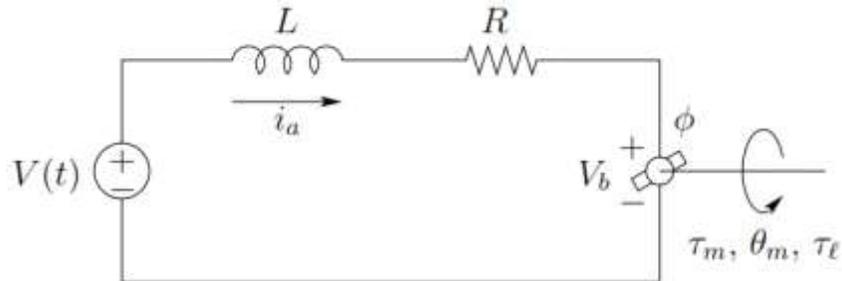


Figura 2.2.11 Circuito de motor DC

Donde

V = Voltaje

L = Inductancia de armadura

R = Resistencia de armadura

V_b = Fuerza contra electromotriz

i_a = Corriente de armadura

θ_m = Posición del rotor (radianes)

T_m = Torque generado

T_l = Torque de carga

ϕ = Flujo magnético debido al estator

La ecuación diferencial para la corriente de armadura es entonces

$$L \frac{d i_a}{dt} + R i_a = V - V_b \quad \text{Ecuación 2.2.5}$$

Ya que el flujo ϕ es constante el torque desarrollado por el motor es

$$T_m = K_1 \phi i_a = K_m i_a \quad \text{Ecuación 2.2.6}$$

Donde K_m es la constante de torque (N-m/amp).

Así tenemos:

$$V_b = K_2 \phi \omega_n = K_b \omega_n = K_b \frac{d\theta_m}{dt} \quad \text{Ecuación 2.2.7}$$

Donde K_b es la constante de fuerza contra-electromotriz.

Podemos determinar la constante de torque de un motor de CD usando las curvas de torque-velocidad mostrados en la Figura 2.2.12 para varios valores del voltaje aplicado.

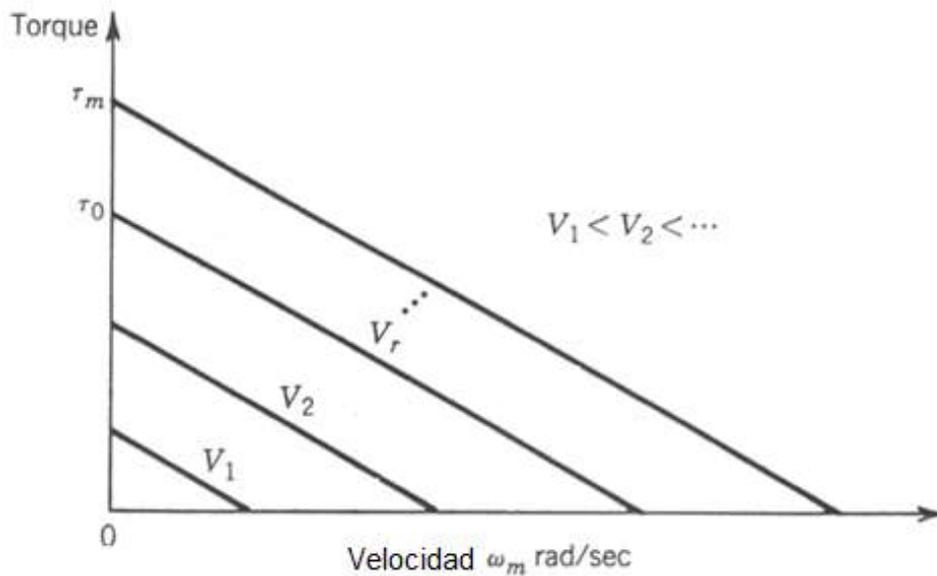


Figura 2.2.12 Curvas típicas de torque-velocidad de un motor DC

Cuando el motor se encuentra con el rotor bloqueado, el torque es denotado por T_0 . Usando la Ecuación 2.2.5 con $V_b = 0$ y $\frac{d(i_a)}{dt} = 0$ tenemos

$$V_r = R i_a = \frac{R T_0}{K_m} \quad \text{Ecuación 2.2.8}$$

Despejando de la ecuación 2.2.8 i_a obtenemos $i_a = \frac{T_m}{K_m}$

Por lo tanto la constante de torque es [10]

$$K_m = \frac{R T_0}{V_r}$$

Ecuación 2.2.9

2.2.2 Dimensionamiento del motor

La primera tarea sencilla para el diseño de un sistema de movimiento, antes de sintonizar y programar los componentes eléctricos, es especificar el motor que proporciona el torque, la velocidad y aceleración requerida por las configuraciones mecánicas.

Dimensionar un motor puede reducir los costos al ahorrar energía, reducir los costos de operación y de compra, además de que ayudará al mejor diseño del sistema de control de movimiento.

El método convencional de dimensionamiento de motores está basado en los cálculos del sistema de carga, que determina el tamaño requerido del motor. Los estándares prácticos demandan añadir un factor seguro a los requerimientos del torque para cubrir la fuerza de fricción adicional que podría ocurrir debido al desgaste de los componentes mecánicos. Sin embargo, la determinación del sistema de carga y la selección del motor correcto puede ser muy absorbente. Cada motor tiene su inercia de rotor, que contribuye al sistema de torque de la carga, el torque es igual al tiempo de aceleración de la inercia.

Los objetivos de dimensionar el motor son:

- Obtener el mejor funcionamiento por el mejor precio.
- Emparejar lo más cercano posible, el torque del motor con el torque de la carga.
- Emparejar lo más cercano posible, la inercia del motor con la inercia de carga.
- Encontrar un motor que empareje o exceda la velocidad requerida.

2.2.2.1 Proceso de selección y dimensionamiento del motor

El dimensionamiento del motor y el proceso de selección están basados en el cálculo del torque y la inercia impuestos por la configuración mecánica requerida para la aplicación. El motor seleccionado debe ser capaz de manejar la configuración mecánica para que provea el suficiente torque y velocidad.

El proceso de dimensionamiento involucra los siguientes pasos:

- Establecer los objetivos de movimiento.
- Seleccionar los componentes mecánicos: para la transmisión de velocidad debe usarse un sistema de engranes.
- Definición del ciclo de carga: se debe definir la velocidad y aceleración máximas, el ciclo de carga, las rampas de aceleración y desaceleración, específicos para la aplicación.
- Cálculos de carga: el torque requerido para manejar la configuración mecánica define la carga. La inercia “reflejada” de la configuración mecánica al motor y la aceleración en el eje del motor determinan el torque.

- Selección del motor: el motor debe proveer el torque requerido por la configuración mecánica más el torque infligido por el propio rotor. Cada motor tiene una inercia de rotor específica, que contribuye al torque del sistema de movimiento entero.

2.2.2.2 Definición del ciclo de carga

Las formas más simples del ciclo de carga son, perfiles de movimiento triangular y trapezoidal. Estos definen los datos críticos como la velocidad máxima y la aceleración máxima y estos son suficientes para cubrir la mayoría de las aplicaciones y la subsecuente determinación de los requerimientos del torque. Naturalmente, existen perfiles de movimiento muy complejos cuyo detallado procesamiento resulta en la determinación del torque requerido (RMS), mientras que el requerimiento del torque del pico (intermitente) depende principalmente de la aceleración máxima dentro del ciclo de movimiento.

2.2.2.3 Perfil de movimiento triangular

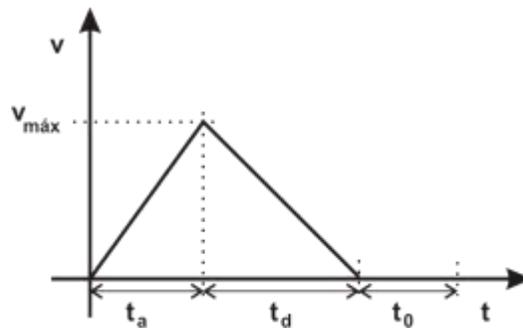


Figura 2.2.13 Perfil de movimiento triangular

Símbolo	Descripción
v	Velocidad
v_{max}	Velocidad máxima
T	Tiempo
t_a	Tiempo de aceleración
t_d	Tiempo de desaceleración
t_0	Tiempo con velocidad cero

Tabla 1 Perfil de movimiento triangular

El motor acelera a la máxima velocidad y luego inmediatamente después de alcanzar el valor máximo, desacelera hasta cero. Dependiendo de la aplicación, el motor puede permanecer en reposo por algún tiempo.

2.2.2.4 Perfil de movimiento trapezoidal

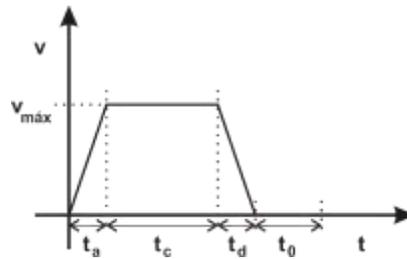


Figura 2.2.14 Perfil de movimiento trapezoidal

Símbolo	Descripción
v	Velocidad
v_{max}	Velocidad máxima
T	Tiempo
t_c	Tiempo constante
t_a	Tiempo de aceleración
t_d	Tiempo de desaceleración
t_0	Tiempo con velocidad cero

Tabla 2 Perfil de movimiento trapezoidal

El motor acelera hasta la máxima velocidad, mantiene esa velocidad por algún tiempo y luego desacelera hasta cero. Dependiendo de la aplicación, el motor puede permanecer en reposo por algún tiempo.

2.2.2.5 Procesamiento del perfil de movimiento

Las siguientes ecuaciones son universales para los perfiles de movimiento triangular y trapezoidal, considerando que el perfil de movimiento triangular se comporta como un perfil de movimiento trapezoidal sin el tiempo de velocidad constante.

Para calcular el torque requerido se necesitan los siguientes datos del perfil de movimiento:

Torque RMS

- Tiempo total del ciclo
- Tiempo de aceleración y desaceleración
- Tiempo de velocidad constante
- Tiempo con velocidad cero

Torque del pico (intermitente)

- Máxima aceleración/desaceleración (torque = tiempo de aceleración de la inercia)

Los parámetros del ciclo de carga para la determinación del torque RMS pueden ser derivados directamente del perfil de movimiento. La aceleración máxima se calcula con las siguientes Ecuaciones de aceleración 2.2.10 y desaceleración 2.2.11:

$$a_a = \frac{V_{max}}{t_a}$$

Ecuación 2.2.10

$$a_d = \frac{V_{max}}{t_d}$$

Ecuación 2.2.11

Para determinar el valor máximo de la aceleración/desaceleración es necesario usar el valor absoluto de la desaceleración, ya que es una aceleración negativa. El torque máximo ocurrirá durante la aceleración/desaceleración más alta.

Ambos perfiles de movimiento usan el mismo tiempo total de ciclo. El perfil trapezoidal, sin embargo, requiere una tasa mayor de aceleración/desaceleración, lo que resulta en requerimientos más altos de torque.

2.2.2.6 Cálculo de carga

La carga de un motor está determinada por su propia inercia de rotor, la inercia total reflejada de la configuración mecánica, el torque constante de la configuración mecánica, la velocidad máxima y la aceleración máxima para la aplicación.

Los cálculos de los parámetros de la carga empiezan con el último componente mecánico en la configuración.

La velocidad, la aceleración, la inercia y el torque constante son reflejados mecanismo a mecanismo hasta que alcanzan al motor. Cada componente agregará su propia inercia y constante de torque. Los componentes de transmisión de velocidad, como los engranes, también transformarán la inercia, velocidad y aceleración del componente previo de acuerdo al radio de transmisión.

La inercia total del sistema y la aceleración máxima determinarán el torque de aceleración. El torque total, el pico de torque requerido es la suma del torque de aceleración y el torque constante de cada segmento de movimiento [11].

Los datos básicos requeridos para seleccionar un motor son:

- Velocidad máxima de carga
- Torque máximo (intermitente) de carga
- Torque máximo de carga
- Inercia de carga

2.2.3 Motorreductor

El motorreductor es un reductor de velocidad para un motor que proporciona potencia directa a baja velocidad y torque alto. El motorreductor proporciona una extremadamente compacta y eficiente pieza de potencia directa.

Un motorreductor consiste usualmente de un motor AC o DC estándar y un tren de engrane sellado correctamente y acoplado para la carga. Este ensamble es montado en una sola base como una sola pieza de potencia directa. La ventaja de este dispositivo radica en que es extremadamente compacto. Un motorreductor es más pequeño que un motor estándar de baja velocidad de los mismos caballos de fuerza.

Cuando se selecciona un motorreductor, una importante consideración es el grado del servicio del motorreductor y su tiempo de vida, basados en las condiciones a las que el motor estará sujeto [12].

2.3 PWM

En general existen dos tipos de *drivers* para motores DC con escobillas: *driver* lineal y *driver* PWM (*Pulse Width Modulation*)

El ancho de pulso modulado (PWM) es el *driver* más usado y es dado por una sola fuente DC, con un cambio de encendido a apagado a una frecuencia elegida y un ángulo de disparo variable, así que la potencia promedio (en términos del voltaje y la corriente) es controlada.

La frecuencia del PWM se mantiene normalmente en un rango inaudible para mantener el sistema en reposo. Una frecuencia de operación más alta aseguraría una mayor distribución de potencia y un movimiento más suave.

2.4 Puente H

Un Puente H es un circuito electrónico que permite a un motor eléctrico DC girar en ambos sentidos, avance y retroceso.

2.4.1 Transistores de Potencia

Los transistores de potencia tienen características controladas de encendido y apagado. Los transistores, que se utilizan como elementos de conmutación, se operan en la región de saturación, y producen una pequeña caída de voltaje en el estado de encendido. Los transistores de potencia se pueden clasificar, de manera general, en cinco categorías:

1. Transistores bipolares de unión (BJT)
2. Transistores de efecto de campo de metal óxido semiconductor (MOSFET)
3. Transistores de inducción estática (SIT)
4. Transistores bipolares de compuerta aislada (IGBT)
5. COOLMOS

Un transistor se puede operar como un interruptor, los transistores prácticos difieren de los dispositivos ideales; tienen ciertas limitaciones, y se restringen a algunas aplicaciones. Se deben examinar las características y especificaciones nominales de cada tipo para determinar su adecuación a determinada aplicación.

2.4.2 Transistores de efecto de campo de metal óxido semiconductor (MOSFET)

Un MOSFET de potencia es un dispositivo controlado por voltaje, y sólo requiere una pequeña corriente de entrada. La velocidad de conmutación es muy alta, y los tiempos de conmutación son del orden de los nanosegundos. Los MOSFET no tienen los problemas de fenómenos de segunda avalancha, como los BJT. Sin embargo, los MOSFET tienen los problemas de descarga electrostática y requieren cuidados especiales en su manejo. Además es relativamente difícil protegerlos en condiciones de falla por cortocircuito.

Los dos tipos de MOSFET son 1) MOSFET decrementales y 2) MOSFET incrementales. Un MOSFET de tipo decremental con canal n se forma sobre un sustrato de silicio tipo p , como se ve en la Figura 2.4.1a, con dos regiones de silicio n^+ muy dopado, para formar conexiones de baja resistencia. La compuerta está aislada del canal por una capa muy delgada de óxido. Las tres terminales son *compuerta*, *drenaje* y *fuerza*. En el caso normal, el sustrato se conecta a la fuerza. El voltaje de compuerta a fuerza es V_{GS} , y puede ser positivo o negativo. Si V_{GS} es negativo, algunos de los electrones en el área del canal n son repelidos, y se crea una región de agotamiento debajo de la capa de óxido, dando como resultado un canal efectivo más angosto y una alta resistencia del drenaje a la fuerza R_{DS} . Si se hace que V_{GS} sea lo suficientemente negativo, el canal se decrementa hasta desaparecer, "se agota", por completo y presenta un valor muy alto de R_{DS} , y no pasa corriente del drenaje a la fuerza: $I_{DS} = 0$. El valor de V_{GS} , cuando eso sucede, se llama *voltaje de estrechamiento* V_p . Por otra parte, si V_{GS} se hace positivo, el canal se incrementa haciéndose más ancho y aumenta I_{DS} , debido a la reducción de R_{DS} . Con un MOSFET de tipo decremental de canal n , se invierten las polaridades de V_{DS} , I_{DS} y V_{GS} , como se ve en la Figura 2.4.1b.

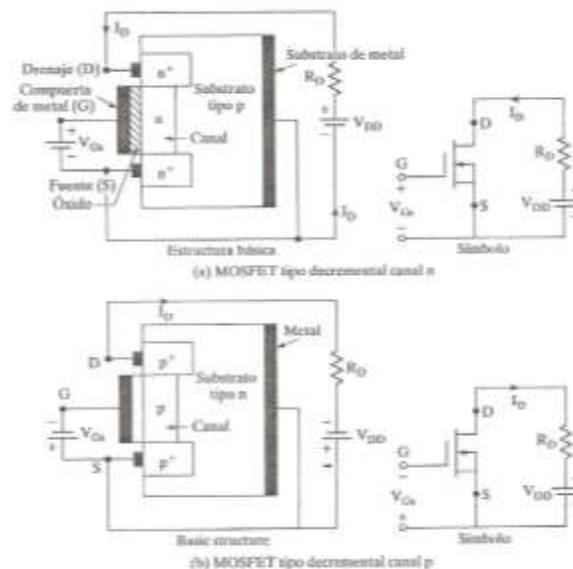


Figura 2.4.1 MOSFET tipo decremental

Un MOSFET de canal n de tipo incremental no tiene canal físico, como se ve en la Figura 2.4.2a. Si V_{GS} es positivo, un voltaje inducido atrae a los electrones del sustrato p y los acumula en la superficie, bajo la capa de óxido. Si V_{GS} es mayor o igual a un valor llamado *voltaje de umbral* o

voltaje de entrada, V_T , se acumula una cantidad suficiente de electrones para formar un canal n virtual, y la corriente circula del drenaje a la fuente. Se invierten las polaridades de V_{DS} , I_{DS} y V_{GS} en un MOSFET de tipo incremental de canal p , como se ve en la Figura 2.4.2b.

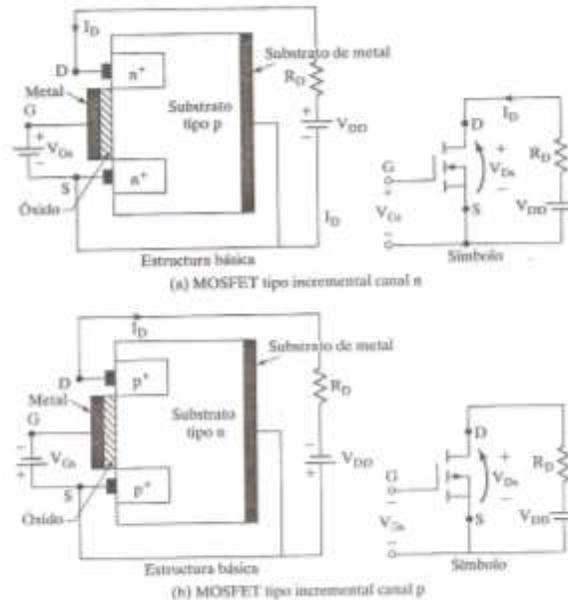


Figura 2.4.2 MOSFET tipo incremental

Ya que un MOSFET de decremental permanece activo con voltaje de compuerta igual a cero, mientras que un MOSFET de tipo incremental permanece apagado con el mismo voltaje, en general los MOSFET de tipo incremental se usan como dispositivos de conmutación en la electrónica de potencia.

Cuando la compuerta tiene un voltaje lo bastante positivo con respecto a la fuente, el efecto de su campo eléctrico atrae los electrones de la capa n^+ hacia la capa p . Con esto se forma un canal de vecino a la compuerta, el cual a su vez permite el flujo de la corriente de drenaje a la fuente. Hay una capa de dieléctrico de óxido de silicio (SiO) entre el metal de la compuerta y la unión n^+ y p . El MOSFET está muy dopado en el lado del drenaje, para formar un acoplamiento debajo de la capa de desplazamiento n . Este acoplamiento evita que la capa de decremental llegue al metal, distribuye el esfuerzo dieléctrico (esfuerzo por el voltaje) a través de la capa n y también reduce la caída de voltaje en sentido directo durante la conducción. También, la capa de acoplamiento hace que sea un dispositivo asimétrico, con una capacidad bastante baja de voltaje en sentido inverso.

Los MOSFET requieren poca energía de compuerta, y tienen una velocidad muy grande de conmutación, y bajas pérdidas por conmutación. La resistencia de entrada es muy alta, de $10^9 - 10^{11}\Omega$. Sin embargo la desventaja de los MOSFET es su alta resistencia en sentido directo en estado activo.

2.4.2.1 Características en estado permanente

Los MOSFET son dispositivos controlados por voltaje y tienen una impedancia de entrada muy alta. La compuerta toma una corriente de fuga muy pequeña, del orden de los nanoamperes. La ganancia de corriente, que es la relación entre la corriente de drenaje I_D y la corriente de compuerta I_G suele ser del orden de 10^9 . Sin embargo, la ganancia de corriente no es un parámetro importante. La transconductancia, que es la relación de la corriente de drenaje al voltaje de compuerta, define las características de transferencia, y es un parámetro muy importante.

En la Figura 2.4.3 se muestran las características de transferencia de MOSFET de canal n y de canal p .

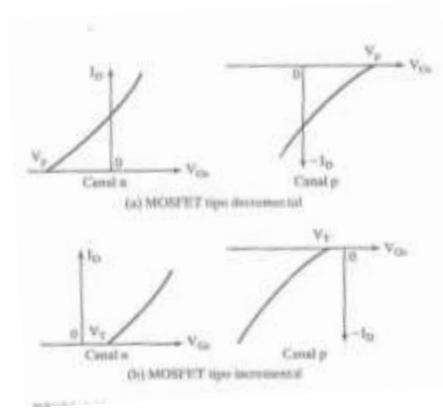


Figura 2.4.3 Características de transferencia de los MOSFET

La Figura 2.4.4 muestra las características de salida de un MOSFET de canal n incremental. Hay tres regiones de operación: 1) la región de corte, donde $V_{GS} \leq V_T$; 2) la región de estrechamiento o saturación, donde $V_{DS} = V_{GS} - V_T$, y 3) la región lineal, donde $V_{DS} \leq V_{GS} - V_T$. La región de estrechamiento se presenta en $V_{DS} = V_{GS} - V_T$. En la región lineal, la corriente de drenaje I_D varía en proporción con el voltaje de drenaje a la fuente, V_{DS} . Debido a la gran corriente de drenaje y al bajo voltaje de drenaje, los MOSFET se operan en la región lineal, para las acciones de conmutación. En la región de saturación la corriente de drenaje permanece casi constante para cualquier aumento en el valor de V_{DS} , y en esta región se usan los transistores para amplificar voltaje.

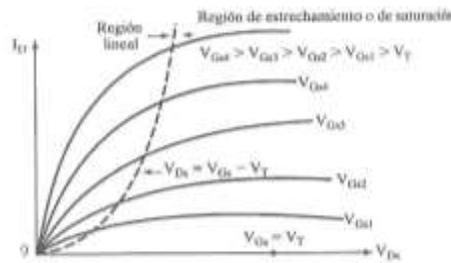


Figura 2.4.4 Características de salida de un MOSFET tipo incremental

Para los MOSFET de tipo de decremental, el voltaje de compuerta (o de entrada) podría ser positivo o negativo. Sin embargo, los MOSFET de tipo de incremental sólo responden a un voltaje de compuerta positivo.

2.4.2.2 Características de conmutación

Las formas de onda y los tiempos típicos de conmutación se ven en la Figura 2.4.5. El retardo de encendido $t_{d(enc)}$ es el tiempo necesario para cargar la capacitancia de entrada hasta el valor del voltaje umbral. El tiempo de subida t_r es el tiempo de carga de la compuerta, desde el nivel de umbral hasta el voltaje total de compuerta V_{GSP} , que se requiere para activar al transistor hasta la región lineal. El tiempo de retardo de apagado $t_{d(apag)}$ es el necesario para que la capacitancia de entrada se descargue desde el voltaje de sobresaturación V_1 hasta la región de estrechamiento. El voltaje V_{GS} debe disminuir en forma apreciable antes de que V_{DS} comience a subir. El tiempo de caída t_f es el necesario para que la capacitancia de entrada se descargue desde la región de estrechamiento hasta el voltaje de umbral. Si $V_{GS} \leq V_T$, el transistor se desactiva.

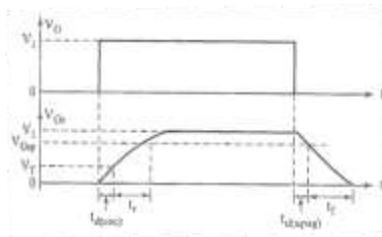


Figura 2.4.5 Formas de onda y tiempos de conmutación

2.4.3 Transistores Bipolares de Unión (BJT)

Un transistor bipolar se forma agregando una segunda región p o n a un diodo de unión pn . Con dos regiones n y una p , se forman dos uniones, teniéndose así un *transistor NPN*, como se muestra en la Figura 2.4.6a. Con dos regiones p y una n , se forma lo que se llama *transistor PNP*, que se muestra en la Figura 2.4.6b. Las tres terminales son *colector*, *emisor* y *base*. Un transistor bipolar tiene dos uniones: la unión colector-base (CBJ) y la unión base-emisor (BEJ).

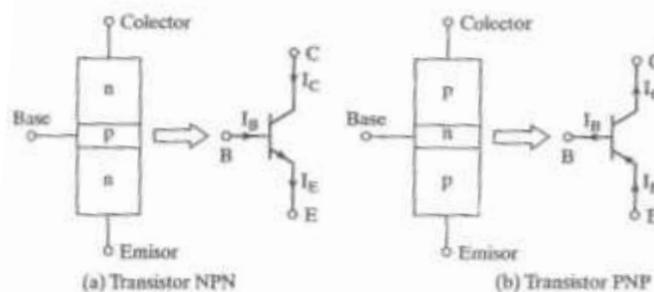


Figura 2.4.6 Transistores bipolares

Hay dos regiones n^+ para el emisor del transistor NPN de la Figura 2.4.7a, y dos regiones p^+ para el emisor del transistor PNP de la Figura 2.4.7b. Para un transistor NPN, la capa n del lado del emisor es ancha, la base p es angosta, y la capa n del lado del colector es angosta y con un fuerte dopado. Para un transistor PNP, la capa p del lado del emisor es ancha, la base n es angosta y la capa p del lado del colector es angosta y con un fuerte dopado. Las corrientes de base y de colector fluyen por dos trayectorias paralelas resultando en una baja resistencia colector-emisor en saturación $R_{CE(ENC)}$.

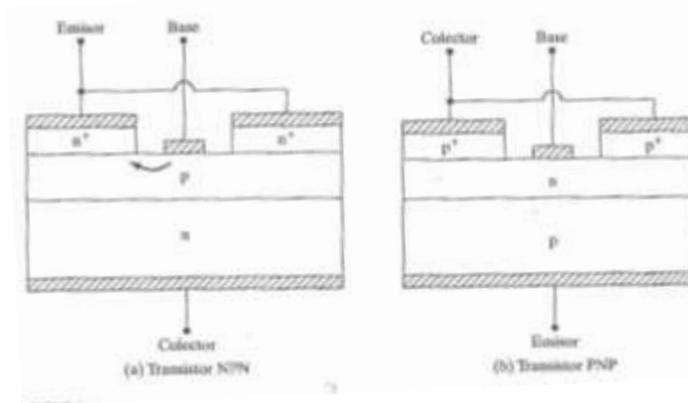


Figura 2.4.7 Secciones transversales de un BJT

2.4.3.1 Características en estado permanente

Aunque hay tres configuraciones posibles: colector común, base común y emisor común, la configuración emisor común, que se ve en la Figura 2.4.8a para un transistor NPN, es la que generalmente se utiliza en aplicaciones de conmutación. En la Figura 2.4.8b se muestran las características típicas de entrada de corriente de base I_B en función del voltaje base-emisor V_{BE} . Para un transistor PNP, se invierten las polaridades de todas las corrientes y voltajes.

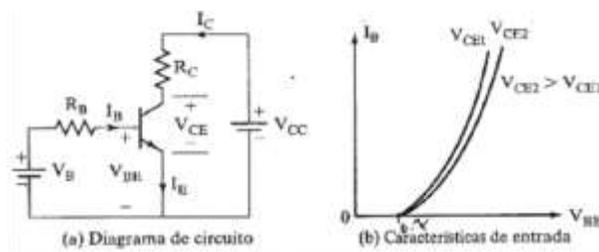


Figura 2.4.8 Características de los transistores NPN

Hay tres regiones de operación de un transistor: de corte, activa y de saturación. En la región de corte, el transistor está abierto o apagado, la corriente de base no es suficiente para saturarlo, y las dos uniones están polarizadas inversamente. En la región activa, el transistor actúa como un amplificador, en el que la corriente de base amplifica una ganancia determinada, y el voltaje colector-emisor disminuye al aumentar la corriente de base. La unión colector-base (CBJ) está polarizada inversamente, y la unión colector-emisor (BEJ) tiene polarización directa. En la región de saturación, la corriente de base es suficientemente alta como para que el voltaje colector-

emisor sea bajo, y el transistor actúa como un interruptor. Las dos uniones (CBJ y BEJ) tienen polarización directa. La característica de transferencia, que es una gráfica de V_{CE} en función de I_B , se muestra en la Figura 2.4.9.

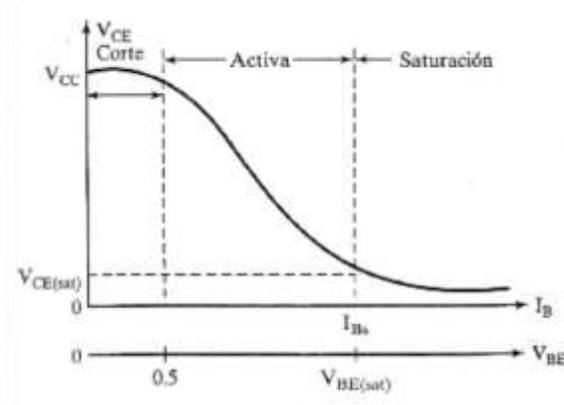


Figura 2.4.9 Características de transferencia

En la Figura 2.4.10, se ve el comportamiento de un transistor que opera como interruptor.

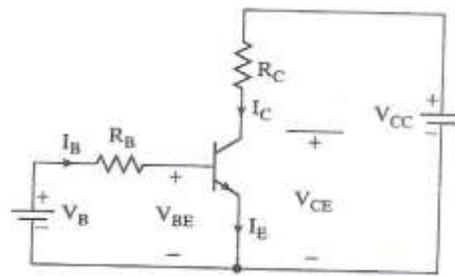


Figura 2.4.10 Interruptor de transistor

La ecuación que relaciona las corrientes es:

$$I_E = I_C + I_B \quad \text{Ecuación 2.4.1}$$

La corriente de base es de hecho la de entrada, y la corriente del colector es la de la salida. La relación de la corriente de colector I_C entre la corriente de base I_B se llama ganancia de corriente en sentido directo β_F

$$\beta_F = h_{FE} = \frac{I_C}{I_B} \quad \text{Ecuación 2.4.2}$$

$$I_B = \frac{V_B - V_{BE}}{R_B} \quad \text{Ecuación 2.4.3}$$

$$V_C = V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = V_{CC} - \frac{\beta_F R_C}{R_B} (V_B - V_{BE}) \quad \text{Ecuación 2.4.4}$$

$$V_{CE} = V_{CB} + V_{BE} \quad \text{Ecuación 2.4.5}$$

Es decir

$$V_{CB} = V_{CE} - V_{BE} \quad \text{Ecuación 2.4.6}$$

La Ecuación 2.4.6 indica que siempre que $V_{CE} \geq V_{BE}$, la unión CBJ tiene una polarización inversa, y el transistor está en la región activa. La corriente máxima de colector en la región activa se puede obtener igualando $V_{CB} = 0$ y $V_{BE} = V_{CE}$, es

$$I_{CM} = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C} \quad \text{Ecuación 2.4.7}$$

Y el valor correspondiente de la corriente de base es

$$I_{BM} = \frac{I_{CM}}{\beta_F} \quad \text{Ecuación 2.4.8}$$

Si la misma corriente de base aumenta arriba de I_{BM} , entonces V_{BE} aumenta, la corriente de colector aumenta y el V_{CE} baja a menos de V_{BE} . Esto continúa hasta que la unión colector-base tiene polarización inversa, con V_{BC} aproximadamente de 0.4 a 0.5 V. Entonces el transistor pasa a la saturación. La saturación de un transistor se puede definir como el punto arriba del cual todo aumento en la corriente de base no aumenta en forma apreciable la corriente de colector.

En la saturación, la corriente de colector permanece caso constante. Si el voltaje de saturación de colector a emisor es $V_{CE(sat)}$, la corriente de colector es

$$I_{CS} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_C} \quad \text{Ecuación 2.4.9}$$

Y el valor correspondiente de la corriente de base es

$$I_{BS} = \frac{I_{CS}}{\beta_F} \quad \text{Ecuación 2.4.10}$$

En el caso normal, el circuito se diseña para que I_B sea mayor que I_{BS} . La relación de I_B a I_{BS} se llama factor de sobresaturación (ODF, de *overdrive factor*)

$$ODF = \frac{I_B}{I_{BS}} \quad \text{Ecuación 2.4.11}$$

Y la relación de I_{CS} a I_B se llama β forzada:

$$\beta_{forzada} = \frac{I_{CS}}{I_B} \quad \text{Ecuación 2.4.12}$$

La disipación total de potencia en las dos uniones es

$$P_T = V_{BE}I_B + V_{CE}I_C \quad \text{Ecuación 2.4.13}$$

Un valor alto de ODF no puede reducir en forma apreciable el voltaje de colector a emisor. Sin embargo, V_{BE} aumenta debido al incremento de la corriente de base, y el resultado es mayor disipación de potencia en la unión BEJ.

2.4.3.2 Características de conmutación

Una unión *pn* con polarización directa contiene dos capacitancias en paralelo: una capacitancia de la capa de agotamiento y una capacitancia de difusión. Por otra parte, una unión *pn* con polarización inversa solo tiene la capacitancia de agotamiento. Bajo condiciones de estado permanente, estas capacitancias no juegan papel alguno. Sin embargo, bajo condiciones transitorias, influyen sobre el comportamiento del transistor en su encendido y apagado.

A causa de las capacitancias internas, es transistor no enciende al instante. La figura 31 ilustra las formas de onda y los tiempos de conmutación. Cuando el voltaje de entrada v_B aumenta de 0 a V_1 y la corriente de base aumenta a I_{B1} , la corriente de colector no responde de inmediato. Hay un retardo, llamado tiempo de retardo t_d , para que haya un flujo de corriente por el colector. Este retardo se requiere para cargar la capacitancia de la unión BEJ hasta el voltaje de polarización directa V_{BE} (unos 0.7V). Después de este retardo, la corriente de colector sube hasta el valor I_{CS} de estado permanente. El tiempo de subida t_r depende de la constante de tiempo determinada por la capacitancia de la unión BEJ.

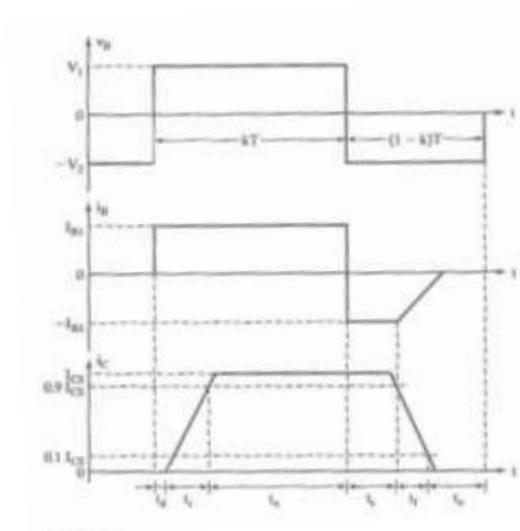


Figura 2.4.11 Tiempos de conmutación de transistores bipolares

En el caso normal, la corriente de base es mayor que la necesaria para saturar al transistor. El resultado es que el exceso de carga debido a los portadores minoritarios se almacena en la región de la base. Mientras mayor sea el ODF, más alta será la cantidad de carga adicional almacenada en la base.

Cuando el voltaje de entrada se invierte de V_1 a $-V_2$ y la corriente de base también cambia a $-I_{B2}$, la corriente de colector no cambia durante un tiempo t_s , llamado tiempo de almacenamiento. Se requiere el t_s para remover la carga de saturación de la base. Como v_{BE} todavía es positivo, aproximadamente sólo de 0.7V, la corriente de base aumenta su dirección debido al cambio de polaridad de v_B , desde V_1 hasta V_2 . La corriente $-I_{B2}$ en sentido inverso ayuda a descargar la base y a remover la carga extra de la base. Si no hay $-I_{B2}$, la carga de saturación debe removerse por completo por recombinación, y el tiempo de almacenamiento sería mayor.

Una vez removida la carga adicional, la capacitancia de unión BEJ se carga hasta el voltaje de entrada $-V_2$, y la corriente de base cae a cero. El tiempo de caída t_f , depende de la constante de tiempo, que está determinada por la capacitancia de la unión BEJ con polarización inversa.

El tiempo de encendido o tiempo de activación, t_{enc} , es la suma del tiempo de retardo t_d y el tiempo de subida t_r : $t_{enc} = t_d + t_r$

Y el tiempo de apagado o tiempo de desactivación, t_{apg} , es la suma del tiempo de almacenamiento t_s y el tiempo de caída t_f [13].

$$t_{apg} = t_s + t_f \quad \text{Ecuación 2.4.14}$$

2.4.4 Dispositivos de aislamiento de compuerta

Para operar transistores de potencia como interruptores, se deben aplicar un voltaje de compuerta o una corriente de base para excitar los transistores al modo de saturación, para bajo voltaje de encendido. El voltaje de control se debería aplicar entre las terminales de la compuerta y la alimentación, o entre las de la base y el emisor. En algunos de estos casos hay necesidad de tener circuitos de aislamiento e interconexión entre el circuito lógico y los transistores de potencia. En forma básica hay dos maneras de flotar o aislar la señal de control o de compuerta con respecto a tierra [9].

- Transformadores de pulsos
- Optoacopladores

2.4.4.1 Optoacopladores

Consiste de un diodo emisor de luz infrarroja y un fototransistor de silicio en el mismo circuito integrado, pero no tiene conexiones eléctricas. La corriente a través del diodo, que es controlada por un circuito, crea emisiones infrarrojas que son sensadas por el fototransistor, cuya corriente de colector circula en otro circuito. Así la corriente del diodo controla la corriente del transistor sin conexiones eléctricas.

El optoacoplador mantiene el diodo emisor y el fototransistor en una cercana proximidad física pero permite un aislamiento de voltaje entre los dos.

La señal de entrada se aplica al ILED y la señal de salida se toma del fototransistor. Los tiempos de subida y bajada de los fototransistores son muy pequeños; los valores típicos de tiempo de encendido t_{on} son de 2 a 5 μs , y de tiempo de apagado t_{off} son de 300ns. Estos tiempos de encendido y apagado limitan las aplicaciones en alta frecuencia [12].

A continuación se muestra el diagrama del optoacoplador:

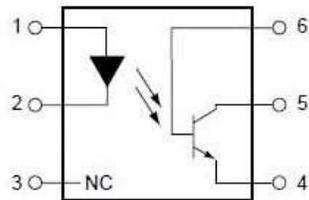


Figura 2.4.12 Optoacoplador 4N25

1. Cátodo
2. Ánodo
3. Sin conexión
4. Emisor
5. Colector
6. Base

Capítulo III Desarrollo

En este capítulo se describe la solución propuesta, dividida en cada una de las etapas del desarrollo del prototipo:

- Motores
- Puente H
- Joystick
- PWM
- Protección

3.1 Motores

Para el desarrollo de la parte mecánica del prototipo se utilizaron un par de motores de 12V de corriente directa, de la marca Johnson electric DC motor con modelo RS-775, los cuales están contruidos de imán permanente con escobillas de carbón, pesan 34g, tienen un torque de 17.1 g cm, corriente continua de 0.14 -1.31 A, una velocidad de 6000-9000RPM, una potencia de salida de 1.5-2.58 W, una eficiencia de 58.5% y un torque de estancamiento (*stall torque*) de 5 g cm -30 kg cm.

Estos motores están adaptados a un motorreductor que disminuye la velocidad y aumenta el torque, permitiendo el movimiento de la silla con una persona de máximo 60kg sentada, dichos motores están alimentados por una batería RT 12180, que proporciona 12V, 18Ah y tiene una resistencia interna de 14mΩ.

Las siguientes tablas determinan la acción a ejecutar por los motores:

Motor Izquierdo							Motor Derecho								
1	Detenido	Detenido	Detenido	Rápido	Rápido	Rápido	Rápido	1	Rápido	Rápido	Rápido	Rápido	Detenido	Detenido	Detenido
2	Detenido	Detenido	Detenido	Medio	Medio	Medio	Medio	2	Medio	Medio	Medio	Medio	Detenido	Detenido	Detenido
3	Detenido	Detenido	Detenido	Lento	Lento	Lento	Lento	3	Lento	Lento	Lento	Lento	Detenido	Detenido	Detenido
4	Rápido	Mediano	Lento	Detenido	Lento	Medio	Rápido	4	Rápido	Medio	Lento	Detenido	Lento	Medio	Rápido
5	Detenido	Detenido	Detenido	Lento	Lento	Lento	Lento	5	Lento	Lento	Lento	Lento	Detenido	Detenido	Detenido
6	Detenido	Detenido	Detenido	Medio	Medio	Medio	Medio	6	Medio	Medio	Medio	Medio	Detenido	Detenido	Detenido
7	Detenido	Detenido	Detenido	Rápido	Rápido	Rápido	Rápido	7	Rápido	Rápido	Rápido	Rápido	Detenido	Detenido	Detenido
	1	2	3	4	5	6	7		1	2	3	4	5	6	7

Tabla 5 Acción de los motores

3.2 Puente H

3.2.1 Cambio en el sentido de giro del motor

En el siguiente diagrama se muestra el puente H utilizado para controlar el sentido de giro del motor.

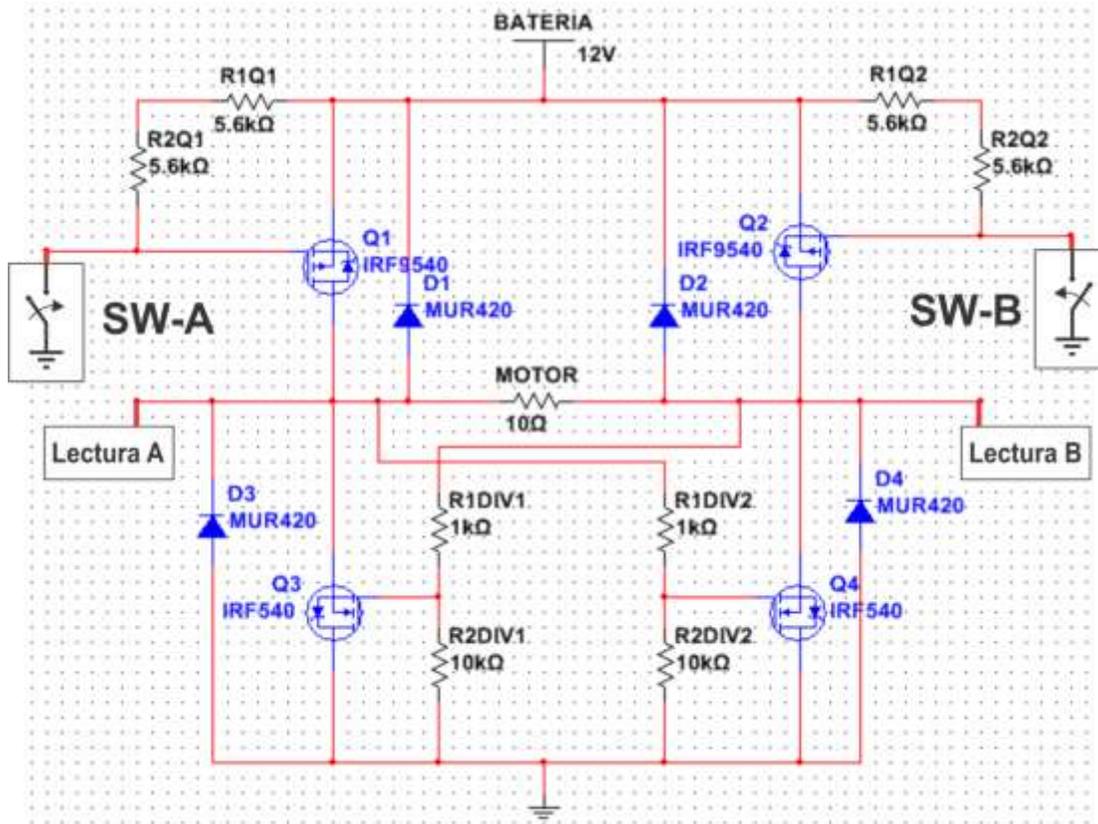


Diagrama 1 Puente H

Los interruptores SW-A y SW-B definen el estado del motor, de acuerdo a la siguiente tabla:

A	B	Estado	Descripción
0	0	No Gira	No hay diferencia de potencial entre las terminales del motor
0	1	Avanza	Q2 conecta al motor a 12V, y Q3 lo conecta a GND
1	0	Retrocede	Q1 conecta al motor a 12V, y Q4 lo conecta a GND
1	1	Prohibido	Q1 y Q2 conectan a 12V, Q3 y Q4 conectan a GND, produciendo un cortocircuito

Tabla 6 Estado del motor

Las resistencias R1DIV1 y R2DIV1 se utilizan como divisor de voltaje para la puerta en Q3. De esta manera, Q3 encenderá si Q2 se cierra y conecta a 12V. R1DIV2 y R2DIV2 funcionan de la misma manera con respecto a Q4 y Q1. El voltaje en la parte media del divisor es de 10.90V. Este voltaje es superior al voltaje de umbral del transistor MOSFET IRF540, de 6V. En serie, cada par de resistencias produce un consumo aproximado de 1mA. Además, la potencia consumida en estas resistencias es inferior a medio watt.

3.2.2 Etapa entre el Microcontrolador y el puente H

Considerando que requieren un par de interruptores, y que la entrada del Microcontrolador debe estar eléctricamente aislada del circuito, se utilizaron optoacopladores. Además, la corriente demandada al Microcontrolador corresponde a una carga TTL (400µA), por lo que se utilizó un transistor BJT (BC337).

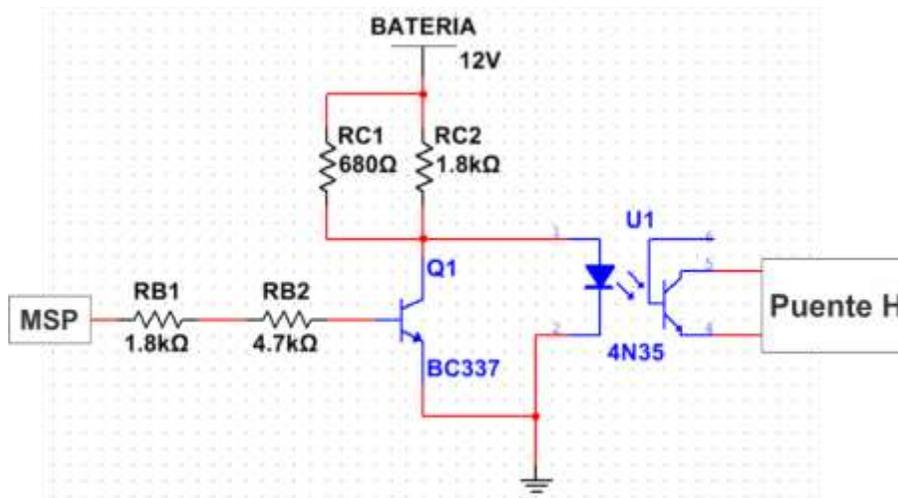


Diagrama 2 Etapa de encendido entre el Microcontrolador y el Puente H

El Microcontrolador otorga a la salida un voltaje de 3.3V. El transistor consume 0.7V de la entrada en las terminales Base-Emisor. Considerando que la corriente demandada al Microcontrolador será de 400µA, se obtiene la resistencia de Base, de 6.5kΩ.

Para saturar al transistor en el optoacoplador, se requiere que por el LED circule una corriente mayor a 20mA. Este LED consume 1.15V. Proponiendo una corriente de 25mA, se obtiene la resistencia de Colector, cuyo valor resultó 434Ω.

Cabe mencionar que cuando el transistor BC337 se satura, existe un consumo de corriente prácticamente igual a la del LED, de 26.95mA. Para este transistor, se considera un voltaje Colector-Emisor en saturación de 0.3V. Se consideró la corriente más alta para calcular la potencia consumida en esta resistencia de colector, resultando de 315.21mW.

Las terminales 4 y 5 del optoacoplador funcionan como el interruptor necesario para el Puente H. Las resistencias RQ1 y RQ2 del puente H limitan la corriente cuando se cierran los interruptores, a 1mA. Su valor resultó de 11.2kΩ. Se consideró que los fototransistores dentro del optoacoplador tienen un voltaje en sus terminales colector-emisor de 0.8V

3.2.3 Reducción del voltaje de la batería

El voltaje de la batería fue reducido a +5V y a +3.3V como se muestra en el siguiente esquema. Los capacitores colocados reducen las variaciones de voltaje ante cambios de corriente demandada por cargas conectadas a la batería o a las salidas. La salida de 3.3V sirve para energizar al microcontrolador, y la salida de 5V se manda a otro regulador para el Joystick.

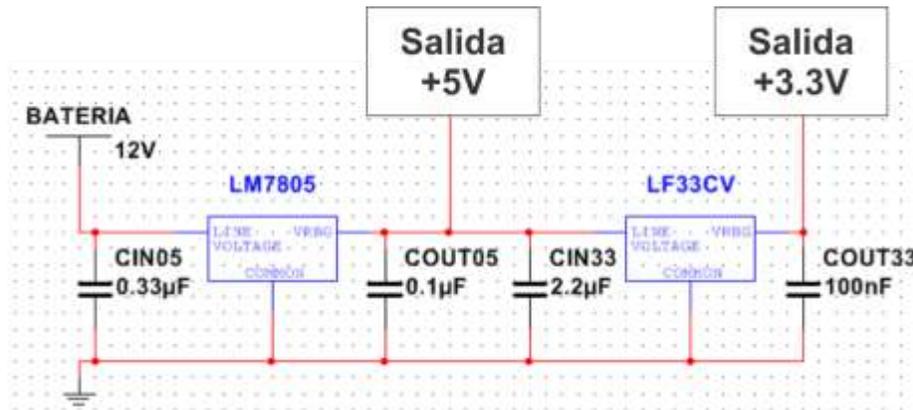


Diagrama 3 Reducción de voltaje de la batería

3.2.4 Lectura del estado del motor

Del diagrama del puente H, se utilizan las terminales de Lectura A y B, para que el microcontrolador pueda interpretar el sentido de giro del motor. Para adecuar estas señales, se utilizó el siguiente circuito.

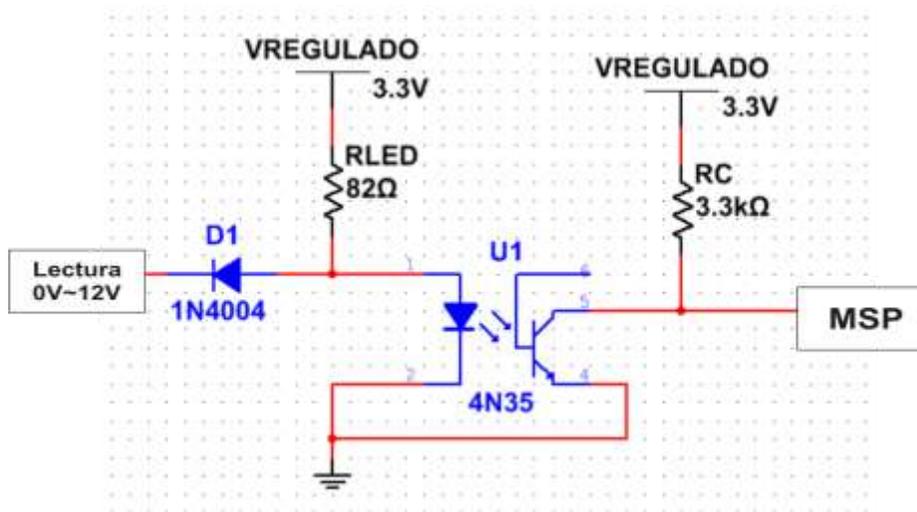


Diagrama 4 Lectura del estado del motor

Si el motor está girando, la lectura es de 12V, lo cual polariza al diodo D1 de manera inversa. De esta forma, la corriente circula por el LED en el optoacoplador. Se propone limitar dicha corriente a 25mA. Utilizando el valor comercial de 82Ω , la corriente del LED aumenta ligeramente, a 26.51mA. La potencia en esta resistencia es de 56.33mW. Del lado del microcontrolador, las terminales Colector-Emisor se cierran, y el microcontrolador recibe un estado lógico 0. La corriente que circula por el colector en este caso es de 0.757mA.

En el otro caso, cuando el motor está detenido, la lectura es de 0V, lo cual polariza al diodo D1 de manera directa. La corriente circulará hacia tierra, evitando el LED. El fototransistor se encontrará en la región de corte, y por el microcontrolador circulará una corriente limitada por R_c a 1mA. Se consideró esta corriente para obtener la potencia en esta resistencia de colector, resultando de 3.3mW.

3.2.5 Lectura del Joystick

Para el joystick, se utilizó la salida regulada a 5V, para obtener un valor cercano pero inferior a 2.5V, debido a que las entradas analógicas del microcontrolador pueden operar en el rango de 0V a 2.5V.

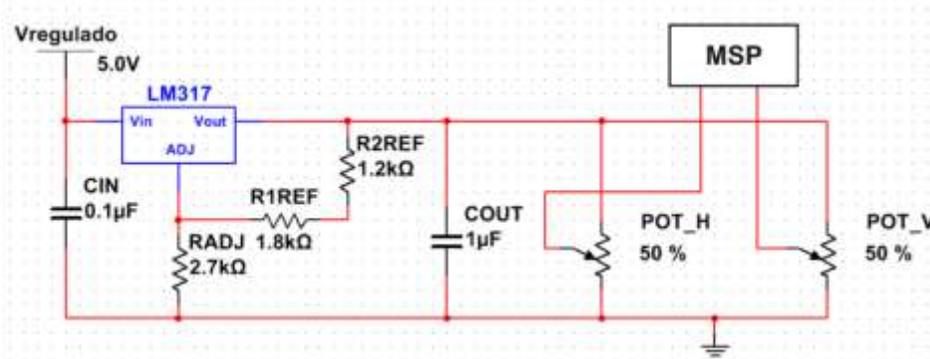


Diagrama 5 Lectura del Joystick

Considerando las resistencias mostradas en el Diagrama 5, de $2.7k\Omega$ para el ajuste y $3k\Omega$ para la referencia, el voltaje de salida del LM317 resultó de 2.42V.

El joystick se representa como un par de potenciómetros, cuya posición inicial corresponde a un 50% de la resistencia total. Al conectarse a la salida del LM317, se obtiene un divisor de voltaje, en donde interesa medir la tensión en la terminal central del potenciómetro. Dependiendo del movimiento del joystick, la tensión en dicha terminal variará entre 0 y 2.42V.

Los cálculos referentes a esta sección (Ecuaciones 3.2.1 – 3.2.17) se encuentran en el Apéndice A.

Cabe mencionar que los transistores de potencia utilizados en el puente H son MOSFETS ya que estos se controlan por voltaje además de que tienen una alta velocidad de conmutación, lo cual reduce el tiempo entre la zona de corte y saturación razón por la cual consumen menos potencia.

Una vez encontrados los valores para las resistencias se utilizan para el diseño de la placa pcb que se encuentra en el Apéndice E, para su posterior construcción.

Después se debe comprobar el funcionamiento de la placa, mandando una señal digital en las entradas A o B del microcontrolador para verificar que el motor “avanza” (gira en un sentido) cuando la señal A está activa y la señal B inactiva, y que el motor “retrocede” (gira en sentido opuesto) cuando la señal B está activa y la señal A inactiva. Con lo anterior se comprueba que el Puente H produce la respuesta necesaria para que el motor pueda girar en ambos sentidos y de esta manera la silla de ruedas pueda ser movilizada.

3.3 Joystick

El control de la silla de ruedas eléctrica se realiza mediante el uso del Sparkfun Joystick Shield Kit DEV-09760.

Este dispositivo cuenta con dos potenciómetros internos que varían en función de la posición en la que la palanca del Joystick se encuentra, cada potenciómetro corresponde a la posición vertical y horizontal.

Para conocer el intervalo de variación del Joystick se energizó mediante un LM317 a 2.4V. En seguida se utilizó un multímetro para observar su variación, el Joystick utilizado para el prototipo tiene los siguientes intervalos:

Posición	Voltaje	Valor Hexadecimal
Frente	2.14	906
Centro	1.13	455
Atrás	0	0

Tabla 7 Intervalo de movimiento vertical

Posición	Voltaje	Valor Hexadecimal
Izquierda	0	0
Centro	1.31	543
Derecha	2.31	937

Tabla 8 Intervalo de movimiento horizontal

3.4 PWM

El primer paso para trabajar sobre el PWM consiste en la elaboración de un programa que controle el ciclo útil del PWM, es necesario conocer la frecuencia de operación adecuada para controlar la velocidad del motor.

Esto se realizó enviando pulsos a los motores con diferentes valores de frecuencia, manteniendo el ciclo útil al 10% para obtener la frecuencia adecuada, determinada a partir de la observación de la respuesta de los motores. Finalmente la frecuencia de operación utilizada para el prototipo es 40Hz.

Dicha frecuencia es lo suficientemente alta para observar que el movimiento del motor es continuo y también es lo suficientemente baja para que el motor perciba el cambio de potencia.

Una vez establecida la frecuencia de operación se realizó la programación de un PWM mediante el microcontrolador, lo cual se detallará posteriormente, en la sección 3.6.

3.5 Protección

En operación normal, cada motor presenta un consumo de corriente de 1.3A. Sin embargo, al aumentar la carga de los motores, la corriente demandada incrementa superando los límites permitidos por el circuito, razón por la cual es necesario añadir una etapa de protección.

En primer lugar, se colocaron disipadores de calor adecuados a la potencia disipada por los transistores MOSFET.

Cuando el motor está en movimiento, la potencia en los transistores es relativamente baja. El par de transistores cerrados a través de los cuales circula la corriente demandada por la carga, tiene una diferencia de potencial cercana a 0V. Por otra parte, el par de transistores abiertos, a pesar de estar sometidos a una tensión de 12V, no permite el paso de corriente.

Sin embargo, durante la transición entre encendido y apagado, el par de transistores cerrados está sometido a una tensión de 12V, y a la misma corriente que demanda la carga. En operación normal, la potencia máxima disipada es de 15.6W.

Aunque esta potencia es instantánea, se consideró para el cálculo de la resistencia térmica disipador-ambiente R_{da} , a manera de protección térmica. Debido a que los disipadores permanecen en posición vertical y en el exterior, se estableció el coeficiente de seguridad k como 0.7. Considerando una temperatura ambiente de 20°C, se obtuvo una R_{da} de $4.57 \frac{^{\circ}C}{W}$.

De acuerdo a los disipadores utilizados, se consideraron dos valores de corriente superiores al consumo en operación normal, para que el microcontrolador pueda responder de dos maneras. El primer caso se presenta cuando la corriente demandada por algún motor es tal que la temperatura de los MOSFETs alcanzaría un 80% del valor máximo permitido. El segundo caso ocurre al 90%. Para medir la corriente consumida por cada puente H, se utilizaron sensores ACS712. La primera corriente resultó de 1.522A, y la segunda de 1.744A.

Si se presenta el primer caso, el microcontrolador manda una señal intermitente a un LED ubicado junto al joystick, para alertar al usuario del problema de sobrecarga. En el segundo caso, el microcontrolador manda una señal de apagado a ambos puentes H, deteniendo la silla, y dejando de responder ante las señales enviadas a través del joystick. Además, enciende el mismo LED de manera continua, para indicar al usuario que la silla se ha detenido por seguridad. Ante esta situación, el usuario deberá presionar el joystick para reestablecer el sistema.

Los cálculos referentes a esta sección (Ecuaciones 3.5.1 – 3.5.6) se encuentran en 3.9 Cálculos del Circuito de Control.

3.6 Programa

Para controlar la interacción de todos los módulos, se utilizó el microcontrolador MSP430G2553 de Texas Instrument. Se seleccionó este microcontrolador debido a que su consumo de corriente es bastante bajo, ya que las funciones sólo demandan energía cuando están en uso, además es de bajo costo y esta aplicación no requiere muchos puertos de entrada y salida ni de gran capacidad matemática.

El programa se describe a continuación.

Debido a que el Joystick está energizado con 2.4V, su movimiento produce un par de valores analógicos dependiendo del desplazamiento horizontal y vertical.

Estas señales se envían al microcontrolador para cuantificar la posición del joystick. En este proceso se considera que los valores referentes a los centros de los potenciómetros internos no son iguales, por lo que se utilizaron datos medidos para realizar el ajuste.

Se consideró una matriz de 7 filas y 7 columnas para llevar a cabo la cuantificación. Se obtienen un par de datos correspondientes al ancho de pulso deseado en cada motor de la silla, de acuerdo a la posición discreta obtenida del joystick. Estos datos se encuentran en el Apéndice B.

Con dichos datos es posible indicar a los puentes H si se desea que los motores avancen, retrocedan o se detengan.

Cabe mencionar que al energizar el sistema completo, el microcontrolador generará un retardo aproximado a 5 segundos antes de inicializar el sistema, para asegurar que el estado inicial de la silla sea el reposo.

Para llevar a cabo la etapa de protección, se envían un par de valores analógicos provenientes de los sensores de corriente al microcontrolador. En caso de que la corriente medida en alguno de los dos puentes H sea superior al primer límite establecido, se enviará una señal intermitente al LED junto al joystick, y en caso de que la corriente supere el segundo límite establecido, se enviará una señal continua al mismo LED. En este momento, para proteger al circuito se desactivarán los puentes H y dejarán de responder a los movimientos del joystick. Para reestablecer el sistema, el usuario deberá presionar el joystick.

Por otra parte, el programa sensa el estado actual del motor para no arrancar en sentido inverso hasta que el motor esté detenido.

El diagrama a bloques del programa se encuentra en el Apéndice D, y las palabras de configuración utilizadas para manejar el microcontrolador se agregan en el Apéndice F.

3.7 Conexión de interfaces

Finalmente se realiza la inclusión de todos los elementos que componen el prototipo; se conecta el Joystick como entrada para determinar la acción establecida por el usuario.

Se conectan las terminales de cada motor como entradas para sensar el sentido de giro (de cada motor). También se conectan los motores como salida para que lleven a cabo la acción elegida por el usuario a través del Joystick mediante a la Tabla 6, que se encuentra en el Apéndice B.

3.8 Control aplicado al prototipo

El proceso del prototipo consiste en mover la silla de ruedas mediante un joystick, a través del sentido de giro y la velocidad. El movimiento del joystick genera señales analógicas que son consideradas como el punto de ajuste. Dichas señales son interpretadas y adecuadas por el microcontrolador mediante el proceso de cuantificación. Además, el microcontrolador también actúa como controlador, al determinar la velocidad y el sentido de giro de cada motor correspondiente a la entrada establecida. Las señales a su salida son recibidas por el actuador, que consiste en la combinación de los puentes H y los motores, los cuales producen el movimiento deseado en la silla.

El control mencionado es a lazo abierto, debido a que no existe retroalimentación para el controlador, al ser un error a lazo abierto se debe mencionar que el error está en la respuesta de la silla, es decir, que al usuario no le guste. Cabe mencionar que este control es proporcional, ya que la posición del joystick determina en qué proporción aumentará o disminuirá la velocidad de los motores, además al ser un control proporcional se tiene inherente un error en estado estacionario y el offset no afecta, ya que las ganancias (velocidades) están precargadas.

En este proyecto, el elemento primario de control es el usuario quien percibe el error, la variable de control es el ciclo útil del PWM, ya que controla la velocidad la cual es la variable de proceso, el elemento de control final son los motores. Cabe mencionar que la etapa de protección se basa en los sensores de corriente y que la etapa de potencia se presenta en los puentes h.

El diagrama de conexión del prototipo y el diagrama de control se muestran en el Apéndice C. Las placas PCB utilizadas, así como el prototipo ensamblado, se muestran en el apéndice E.

3.9 Cálculos del Circuito de Control

A continuación se muestran los cálculos mencionados en el desarrollo.

3.9.1 Cambio en el sentido de giro del motor

$$V_{div} = \frac{V_{bateria}(R_{2div})(12V)(10k)}{R_{1div} + R_{2div} (10k + 1k)} = 10.90V \quad \text{Ecuación 3.2.1}$$

$$I_{div} = \frac{V_{batería}}{R_{1div} + R_{2div}} = \frac{12V}{10k + 1k} = 1.09mA \quad \text{Ecuación 3.2.2}$$

$$P_{R1div} = V_{R1div} * I_{div} = (1.1V)(1.09mA) = 1.19mW \quad \text{Ecuación 3.2.3}$$

$$P_{R2div} = V_{R2div} * I_{div} = (10.9V)(1.09mA) = 11.88mW \quad \text{Ecuación 3.2.4}$$

$$R_{Q1} = R_{Q2} = \frac{V_{Batería} - V_{CE}}{I_C} = \frac{12V - 0.8V}{1mA} = 11.2k\Omega = 5.6k\Omega + 5.6k\Omega \quad \text{Ecuación 3.2.5}$$

$$P_{RQ1} = P_{RQ2} = I_C^2 * R_{Q1} = (1mA)^2(11.2k\Omega) = 11.2mW \quad \text{Ecuación 3.2.6}$$

3.9.2 Etapa entre el microcontrolador y el puente H

$$R_B = \frac{V_{micro} - V_{BE}}{I_{micro}} = \frac{3.3V - 0.7V}{400\mu A} = 6.5k\Omega = 4.7k\Omega + 1.8k\Omega \quad \text{Ecuación 3.2.7}$$

Debido a que la corriente en esta resistencia es muy baja, se omitió el cálculo de potencia.

$$I_C = \frac{V_{batería} - V_{CE}}{R_C} = \frac{12V - 0.3V}{434\Omega} = 26.95mA \quad \text{Ecuación 3.2.8}$$

$$R_C = \frac{V_{batería} - V_{LED}}{I_{LED}} = \frac{12V - 1.15V}{25mA} = 434\Omega = 680\Omega || 1.8k\Omega \quad \text{Ecuación 3.2.9}$$

$$P_{Rc} = I_C^2 * R_C = (26.95mA)^2(434\Omega) = 315.21mW \quad \text{Ecuación 3.2.10}$$

3.9.5 Lectura del estado del motor

$$R_{LED} = \frac{V_{regulado} - V_{LED}}{I_{LED}} = \frac{3.3V - 1.15V}{25mA} = 86\Omega \approx 82\Omega \quad \text{Ecuación 3.2.11}$$

$$I_{LED} = \frac{V_{regulado} - V_{LED}}{R_{LED(comercial)}} = \frac{3.3V - 1.15V}{82\Omega} = 26.21mA \quad \text{Ecuación 3.2.12}$$

$$P_{RLED} = I_{LED}^2(R_{LED}) = (26.21mA)^2(82\Omega) = 56.33mW \quad \text{Ecuación 3.2.13}$$

$$I_C = \frac{V_{regulado} - V_{CE}}{R_2} = \frac{3.3V - 0.8V}{3.3k\Omega} = 0.757mA \quad \text{Ecuación 3.2.14}$$

$$I_{microcontrolador} = \frac{V_{regulado}}{R_C} = \frac{3.3V}{3300\Omega} = 1mA \quad \text{Ecuación 3.2.15}$$

$$P_{RC} = (I_{microcontrolador})^2(R_C) = (1mA)^2(3.3k\Omega) = 3.3mW \quad \text{Ecuación 3.2.16}$$

3.9.4 Lectura del Joystick

$$V_{LM317} = V_{REF} \left(1 + \frac{R_{REF}}{R_{ADJ}} \right) = 1.15V \left(1 + \frac{3k\Omega}{2.7k\Omega} \right) = 2.42V \quad \text{Ecuación 3.2.17}$$

3.9.5 Protección de los transistores

$$P_{Q(MAX)} = V_{Q(MAX)}I_{Q(MAX)} = (12V)(1.3A) = 15.6W \quad \text{Ecuación 3.5.1}$$

$$R_{da} = \frac{k(T_j) - T_a}{W} - R_{jc} - R_{cd} = \frac{0.7(175^\circ C) - 20^\circ C}{15.6W} - 1 \frac{^\circ C}{W} - 1 \frac{^\circ C}{W} = 4.57 \frac{^\circ C}{W} \quad \text{Ecuación 3.5.2}$$

$$P_{Q(80\%)} = \frac{k(T_j) - T_a}{R_{da} + R_{jc} + R_{cd}} = \frac{0.8(175^\circ C) - 20^\circ C}{4.57 \frac{^\circ C}{W} + 1 \frac{^\circ C}{W} + 1 \frac{^\circ C}{W}} = 18.265W \quad \text{Ecuación 3.5.3}$$

$$P_{Q(90\%)} = \frac{k(T_j) - T_a}{R_{da} + R_{jc} + R_{cd}} = \frac{0.9(175^\circ C) - 20^\circ C}{4.57 \frac{^\circ C}{W} + 1 \frac{^\circ C}{W} + 1 \frac{^\circ C}{W}} = 20.928W \quad \text{Ecuación 3.5.4}$$

$$I_{LIM1} = \frac{P_{Q(80\%)}}{V_{Q(MAX)}} = \frac{18.265W}{12V} = 1.522 A \quad \text{Ecuación 3.5.5}$$

$$I_{LIM2} = \frac{P_{Q(90\%)}}{V_{Q(MAX)}} = \frac{20.928W}{12V} = 1.744 A$$

Ecuación 3.5.6

3.10 Diagramas de Conexión del Prototipo

Diagrama general

El siguiente diagrama a bloques muestra el funcionamiento completo del prototipo.

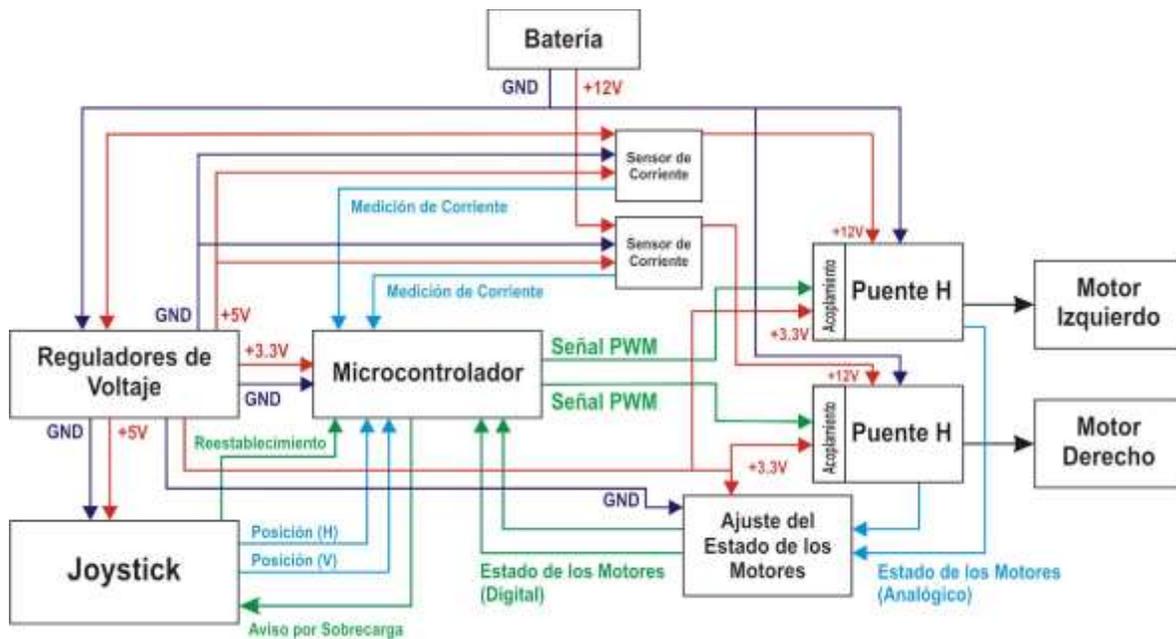


Diagrama 6 Diagrama general a bloques

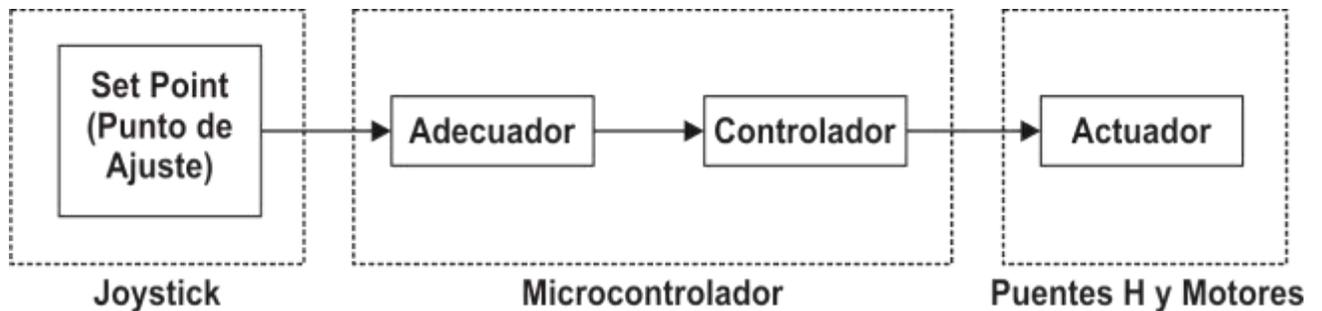


Diagrama 7 Diagrama de control

3.11 Diagrama a bloques del programa

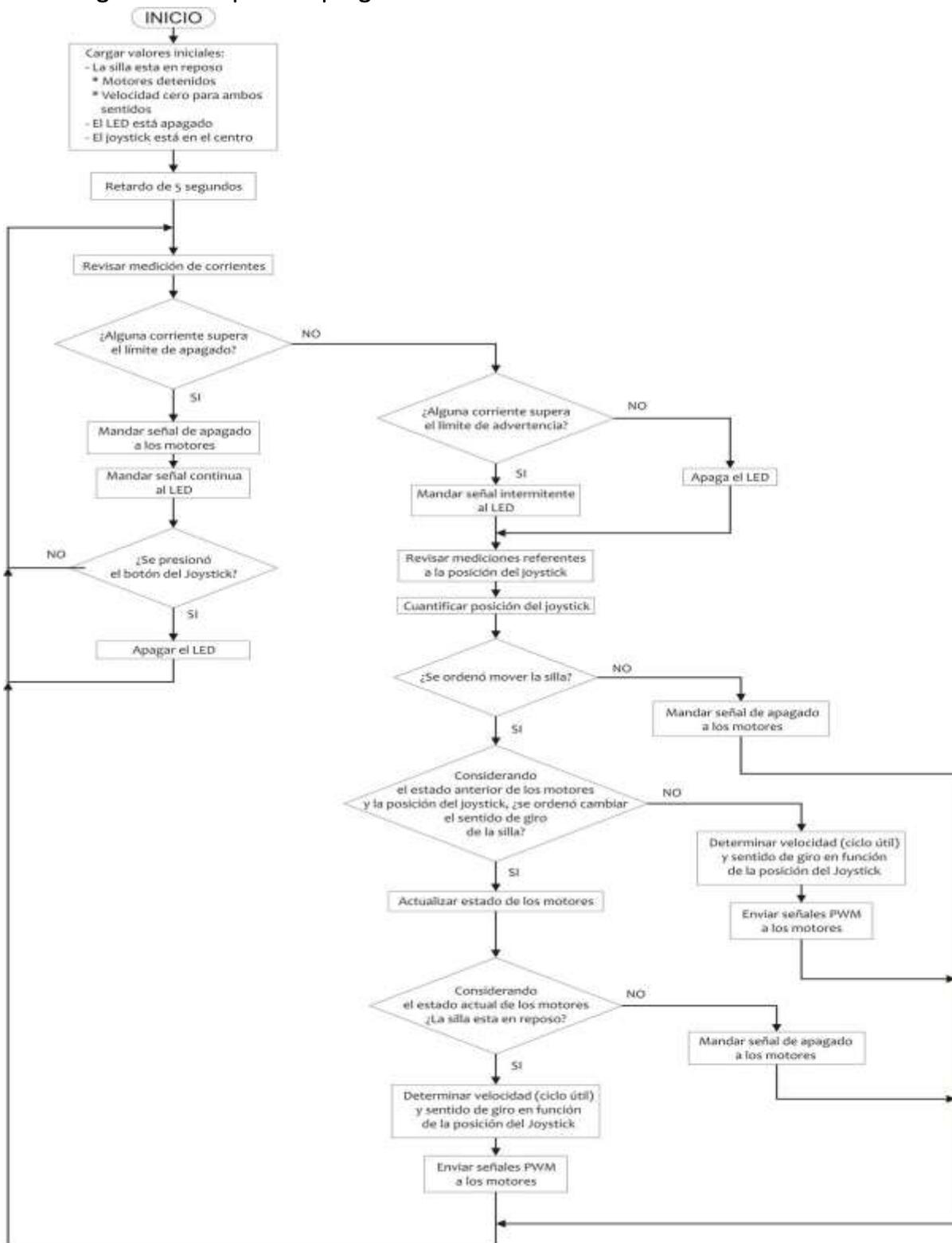


Diagrama 8 Diagrama a bloques del programa

3.12 Configuración del Microcontrolador

Se utilizaron los módulos de:

- Convertidor analógico digital
- Temporizador
- Puertos Digitales de Entrada y Salida

A continuación se describe el uso de cada módulo, así como los registros necesarios para que desempeñen la función deseada.

3.12.1 Convertidor Analógico Digital de 10 Bits

Utilizado para medir las señales provenientes del joystick y de los sensores de corrientes.

- Registro de control 0: ADC10CTL0

SREF_1: Las lecturas de voltaje serán con base en el voltaje de referencia V_{REF}

REF2_5V: El voltaje de referencia generado será de 2.5V.

REFON: Trabaja en conjunto con REF2_5V.

ADC10SHT_3: Multiplicador del tiempo de muestreo y retención, ajustado a x64.

ADC10ON: Indica que se utilizará el convertidor Analógico Digital de 10 bits.

ADC10IE: Habilita las interrupciones por el convertidor Analógico Digital.

- Registro de Control 1: ADC10CTL1

INCH_3: Selección del canal de entrada. Establecido a partir de A3.

CONSEQ_1: Selección del modo de la secuencia de conversión. Establecido en un canal, múltiples conversiones.

ADC10SSEL_3: Selección de la señal de reloj que utilizará el ADC10. Se seleccionó el *SubMaster Clock* (configurado a 1MHz).

- Registro de control 0 para la habilitación de entradas analógicas: ADC10AEO
Se habilitaron los bits 0 – 3 del puerto 1, correspondientes a A0 – A3.
- Registro de control 1 para la transferencia de datos: ADC10DTC1
Se establecieron 4 transferencias por bloque.

- Registro de memoria de inicio para transferencia de datos: ADC10SA
Se utilizó un vector de tipo entero sin signo de 4 elementos para contener los datos transferidos por este convertidor.

3.12.2 Puertos Digitales de Entrada y Salida

Se requieren:

- 4 Entradas para los estados de los motores
 - 1 Entrada para la señal de restablecimiento, con interrupción
 - 4 Salidas para las señales PWM
 - 1 Salida para la señal de aviso por sobrecarga
-
- Registros de selección de Función: PxSEL, PxSEL2
En conjunto determinan qué función desempeñará cada puerto. Se mantienen en 0, 0 para que operen como Puertos Digitales de E/S. Su valor es irrelevante para aquellos bits donde se habilite la entrada analógica.
 - Registros de dirección: PxDIR
Determina si el puerto será de entrada o salida.
 - Registro de salida: PxOUT
Establece el valor de salida del puerto.
Estos registros fueron configurados para establecer los valores iniciales.
En el caso de las salidas, estos valores se establecieron de manera tal que las señales PWM correspondan a la orden "Apagado", mientras que la señal de aviso por sobrecarga indique operación "Normal".
En el caso de las entradas, estos valores se establecieron de manera tal que los estados de los motores indican "Detenido", y la señal de restablecimiento esta "Desactivada".
 - Registros de Habilitación de Resistencias de Pull Up / Pull Down: PxREN
Se desactivaron las resistencias internas de Pull Up / Pull Down.
 - Registros de selección del Flanco de Interrupción: PxIES
Selecciona qué flanco activará la interrupción. Al presionar el botón del Joystick, la señal cambia de 1 a 0. Se seleccionó el flanco de subida para que la interrupción se active al soltar el botón.
 - Habilitación de Interrupciones: PxIE
Permite habilitar la interrupción por diferentes bits de un mismo puerto. Se habilitó sólo uno para la señal de restablecimiento.
 - Registros de Banderas de Interrupción: PxIFG
Indica si existe una interrupción pendiente debido al puerto indicado. Se debe limpiar manualmente después de una interrupción provocada por un puerto de entrada.

3.12.3 Temporizador

Utilizado junto a un contador para generar las 4 señales PWMs requeridas. Configurado para interrumpir cada 0.1ms, incrementando el contador desde 0 hasta 249. Esto permite generar ciclos de 25ms, correspondientes a los 40Hz requeridos para las señales PWM. Dentro de la interrupción, se compara el contador con variables para poder modificar el ciclo útil de varias señales PWMs.

Esto permite generar tantas señales PWMs como sean necesarias, con una resolución de 0.1ms para los tiempos en estado alto y en estado bajo.

- Registro de Control del Temporizador A0: TA0CTL

TASSEL_2: Selección de la señal de reloj a utilizar. Se seleccionó el *SubMaster Clock*.

MC_1: Modo de control. Se seleccionó el modo de subida, mediante el cual el temporizador cuenta de 0 al valor establecido en TA0CCR0.

TAIE: Habilita la interrupción por temporizador.

- Registro de Captura/Comparación del Temporizador A0: TA0CCR0
Mantiene el valor a comparar con TAR.
Debido a que la frecuencia es de 1MHz, se establece como 99 para interrumpir cada 0.1ms.
- Registro del Temporizador A0: TAR
Es el contador del Temporizador A0.

Capítulo IV Conclusiones y Perspectivas

4.1 Conclusiones

Se ha desarrollado un prototipo de silla de ruedas eléctrica controlado mediante Joystick, el cual ejecuta las funciones de avance, retroceso, control de velocidad y sentido de giro, dicho funcionamiento es realizado de manera segura y confiable.

Este prototipo funciona de manera eficaz debido al uso de motorreductores de alto torque los cuales permiten que la carga soportada sea aceptable para observar su adecuado funcionamiento.

Además se consideró que durante el arranque se presenta un pico de corriente indeseado debido a la fuerza contra-electromotriz generada por los motores; el cual se redujo limitando el voltaje máximo permitido por el controlador, aunado a la velocidad proporcional que determina el usuario mediante el Joystick.

Se utilizó la posición del Joystick para seleccionar el punto de ajuste deseado en cada motor para que la silla efectúe el movimiento esperado. Debido a que el control es de lazo abierto se preestablecieron los valores de ganancia proporcional en el control de velocidad de los motores.

4.2 Perspectivas

Para mejorar el funcionamiento de la silla de ruedas eléctrica se podría implementar un *encoder* como sensor de velocidad de cada motor para retroalimentar el controlador de velocidad y así poder mantener una velocidad constante en diferentes terrenos.

Otra mejora sería el uso de un giroscopio para compensar el trabajo requerido ante una pendiente.

Resultaría conveniente implementar un sensor del estado de carga de la batería con una alarma que identifique si la batería se encuentra en un estado bajo de carga, proporcionando al usuario el tiempo debido para que este pueda tomar precauciones.

Se podría mejorar el funcionamiento de la silla de ruedas eléctrica si se implementarán sensores de detección de obstáculos para evitar la colisión con los mismos.

Finalmente, una útil modificación sería emplear un freno dinámico, para evitar el retardo existente en la respuesta de la silla al ejecutar la función de detenido, además este freno junto con un *encoder* permitirían controlar la velocidad en pendientes, lo cual resultaría ventajoso al ir cuesta abajo.

Bibliografía

- [1] B. Y. University, «RPP Ciencia y Tecnología,» [En línea]. Available: http://www.rpp.com.pe/2015-04-07-disenan-una-economica-silla-de-ruedas-electrica-para-ninos-noticia_785210.html.
- [2] Invacare, «Ortoweb,» [En línea].
- [3] E. G. M. N. P. V. M. T. Z. Á. Jessica Barrón Escamilla, Estudio de una silla de ruedas automática, 2003.
- [4] D. P. E. Gloriela Nancy Bernal Reveles, Automatización de una silla de ruedas, 2015.
- [5] «INEGI:6.6% de la población tiene discapacidad,» *El Economista*, 3 Diciembre 2013.
- [6] G. e. I. Instituto Nacional de Estadística, *Las personas con discapacidad en México: una visión censal*, México, 2014.
- [7] F. S. M. Mallakzadeh, «Instrumented wheel for wheelchair propulsion analysis».
- [8] S. J. Chapman, «Máquinas eléctricas,» McGraw Hill.
- [9] F. D. Petruzella, «Electric motors and control systems,» McGraw Hill.
- [10] S. H. M. V. Mark W. Spong, «Robot modeling and control».
- [11] W. Voss, «A comprehensible guide to servo motor sizing,» Copperhill media corporation.
- [12] S. L. Herman, «Electric motor control».
- [13] M. H. Rashid, «Electrónica De Potencia,» de *Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones*, Pearson, 2004.

Anexo

Placas del Circuito de Control

A continuación se muestran las placas diseñadas para llevar a cabo el circuito de control para la silla de ruedas.

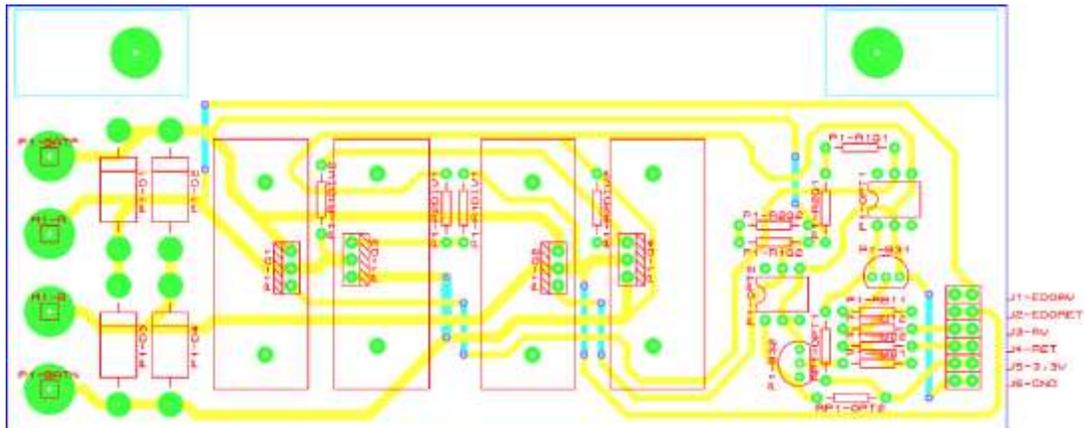


Diagrama 9 PCB del Puente H



Fotografía 1 Puente H

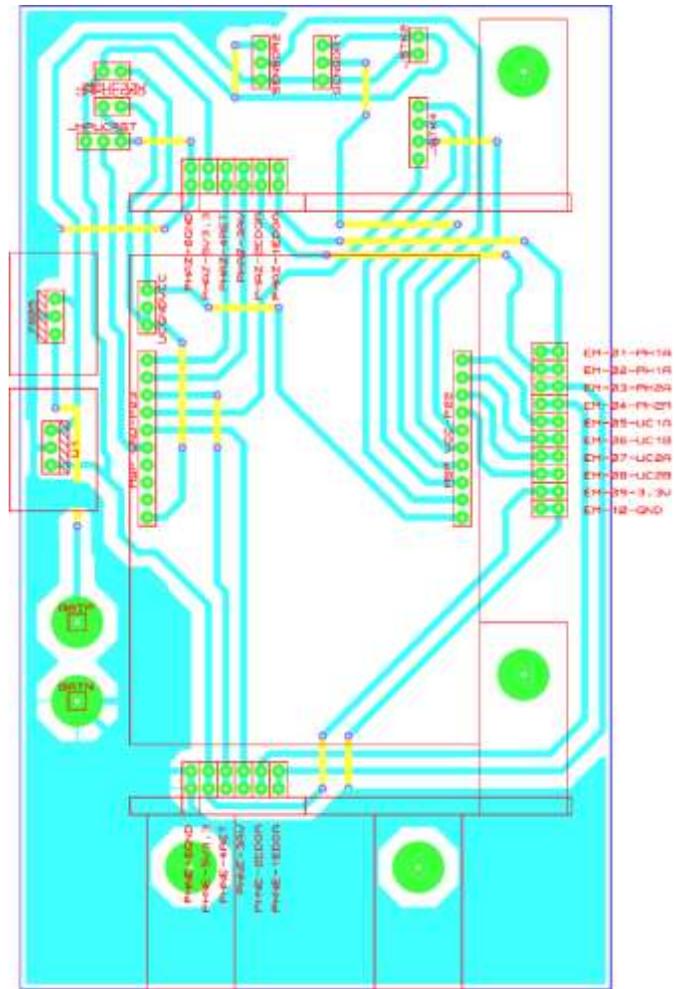
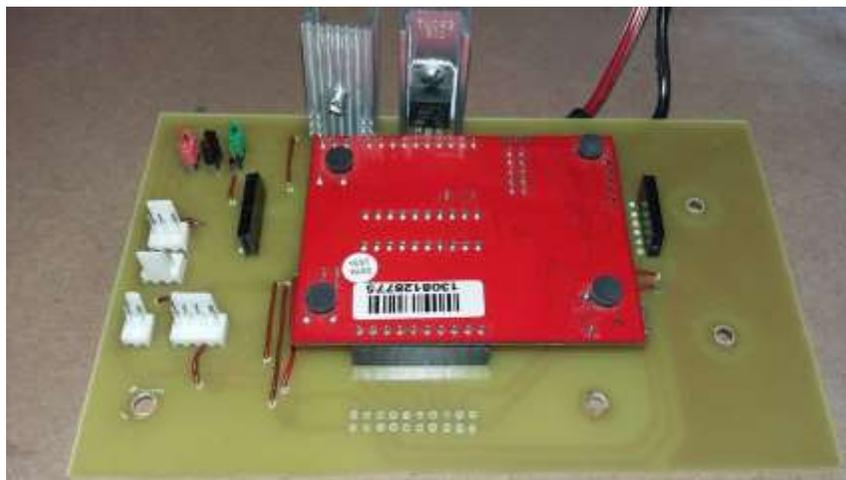


Diagrama 10 PCB de la placa lateral de conexiones



Fotografía 2 Placa lateral de conexiones

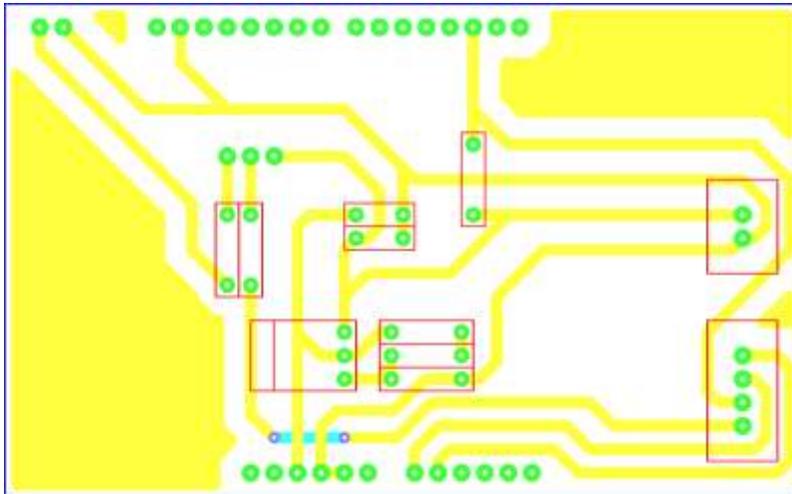
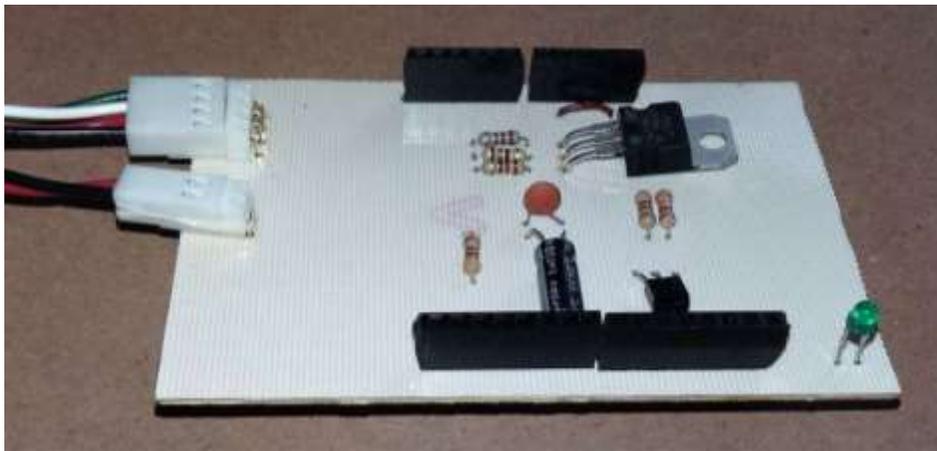


Diagrama 11 PCB de la base para el Joystick



Fotografía 3 Base para el Joystick (Sin el joystick montado)



Fotografía 4 Base para el Joystick (Con el joystick montado)

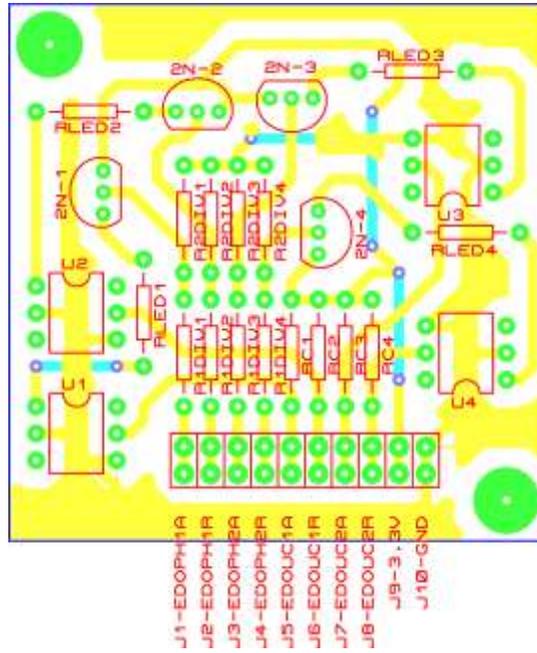


Diagrama 12 PCB de la placa para el ajuste del estado de los motores



Fotografía 5 Placa para el ajuste del estado de los motores



Fotografía 6 Circuito de control ensamblado.