ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN CONTROLADOR ELECTRÓNICO DE VELOCIDAD CON FRENO REGENERATIVO PARA UNA PLATAFORMA AUTÓNOMA MÓVIL TERRESTRE CON TRACCIÓN DIFERENCIAL

PROYECTO PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y CONTROL

SERGIO EDUARDO AVILA PEREZ

sergio.avila@epn.edu.ec

VERÓNICA DEL ROCÍO CUÁSQUER GUALOTO

verónica.cuasquerg@epn.edu.ec

DIRECTOR: ING. LEONARDO DAVID ORTEGA CAMINO, MSc

leonardo.ortega@epn.edu.ec

Quito, Marzo 2016

DECLARACIÓN

Nosotros, Sergio Eduardo Avila Perez y Verónica del Rocío Cuásquer Gualoto, declaramos bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de nuestra autoría; que no ha sido previamente presentada para ningún grado o calificación profesional; y, que hemos consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

A través de la presente cedemos nuestros derechos de propiedad intelectual correspondientes a este trabajo, a la Escuela Politécnica Nacional, según lo establecido por la Ley de Propiedad Intelectual, por su Reglamento y por normativa institucional vigente.

Sergio Eduardo Avila Perez

Verónica del Rocío Cuásquer Gualoto

CERTIFICACIÓN

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por Sergio Eduardo Avila Perez y Verónica del Rocío Cuásquer Gualoto bajo mi supervisión

Ing. Leonardo Ortega C. MSc.
DIRECTOR DEL PROYECTO

AGRADECIMIENTO

A Dios por haberme dado la fuerza y sabiduría para seguir adelante y afrontar las adversidades que se me han presentado en la vida. Es tan amoroso y misericordioso que me ha rodeado de gente tan especial e importante que menciono en las siguientes líneas.

A mi madre Lourdes por haberme transmitido tantos valores entre los que destacan la valentía, lucha, honestidad y humildad que han sido los pilares para celebrar mis triunfos y aceptar mis derrotas en la vida.

A mi familia que siempre ha estado pendiente de mí y han sabido cubrirme de Bendiciones con sus oraciones y buenos presagios.

A Eduardo porque estuvo apoyándome constantemente para poder culminar con este proyecto importante en nuestra vida universitaria y al mismo tiempo para no decaer en la lucha a pesar de que a veces todo parecía ponerse en nuestra contra.

A la familia Avila por brindarnos tanto amor y apoyo que nos dio muchísima fortaleza e inspiración para obtener nuestros tan anhelados títulos universitarios.

A la Escuela Politécnica Nacional por forjar excelentes estudiantes a través de los invaluables conocimientos impartidos por nuestros queridos maestros dentro de los cuales destacan MSc. Leonardo Ortega y Dr. Ing. Marcelo Pozo que nos brindaron su apoyo moral y aportaron con valiosos conocimientos para la realización del proyecto. Además de ser excelentes profesional son excelentes seres humanos.

A mi familia politécnica, Andrés, Jeaneth, Jonathan, Marco y amigos del Club de Robótica, que Dios sepa recompensarles por convertirse en los hermanos que no pude tener en la vida. Gracias por aceptarme y quererme con mis virtudes y defectos.

Verito

AGRADECIMIENTO

A Dios por ser mi guía y fortaleza a lo largo de toda mi vida; a mis abuelitos Ángel y Maria Luisa por ser el ejemplo de lucha, perseverancia, sacrificio y por brindarme todo su amor y apoyo para conseguir mis metas; a mi madre Sara (+) por cuidarme y bendecirme desde el cielo; a mi padre Sergio y mi hermano Ricardo por brindarme todo su amor, cariño, apoyo y formarme como un gran ser humano lleno de valores morales; a mis tías, tíos y primos por estar a mi lado cuando más los necesito.

A Vero por ser la persona que a lo largo de esta carrera estuvo siempre a mi lado para seguir adelante, brindándome su apoyo incondicional y no dejarme caer, por su entrega en la realización de este trabajo.

A todas esas personas que estuvieron en las buenas y en las malas acompañándonos y apoyándonos a lo largo de la vida universitaria, nuestra segunda familia Jonathan, Andrés, Viviana y a los amigos del Club de Robótica, gracias totales.

Al MSc. Leonardo Ortega por brindarnos la oportunidad y su confianza para la realización de este trabajo y al Dr. Marcelo Pozo por compartir sus conocimientos y brindarnos su ayuda para la culminación de este proyecto.

A la Escuela Politécnica Nacional por forjarnos como profesionales.

Eduardo

DEDICATORIA

“Reza como si todo dependiera de Dios. Trabaja como si todo dependiera de ti.”

San Agustín (354-430)

Dedico este trabajo a mi Padre Celestial, que ha estado cubriéndome con su infinito amor desde que nací y ha estado para levantarme después de mis tropiezos. Es tan perfecto que quiso hacer de mí una persona de bien a través de una vida tan particular que he logrado llevar a cuestas gracias al apoyo y al amor de uno de sus ángeles, mi madre.

La segunda protagonista de esta dedicatoria es mi madre a quien respeto, amo y admiro tanto porque durante toda su vida ha hecho sacrificios inconmensurables que me han llevado a concluir que las cosas que se consiguen con esfuerzo las valoramos y cuidamos más que aquellas que simplemente recibimos gratuitamente, esto dignifica al ser humano y perpetúa en su personalidad un destello de humildad.

Por esto y mucho más les debo una vida entera.

Verito

DEDICATORIA

Este trabajo es dedicado a los dos ángeles que han sido los pilares en mi vida, aquellas personas que desde que recuerdo han estado a mi lado bridándome todo su amor y apoyo, a quienes les debo todo en la vida, mis abuelitos Papito Ángel y Mamita Lu.

Este trabajo se lo dedico también al ángel que desde hace 20 años me cuida desde el cielo, que aunque no esté aquí para compartir este logro sé que estará orgullosa, a mi mami Sarita.

Eduardo

CONTENIDO

ÍNDICE DE FIGURAS ..... **x**

ÍNDICE DE TABLAS ..... **xvi**

GLOSARIO ..... **xviii**

RESUMEN ..... **xxi**

PRESENTACIÓN ..... **xxii**

CAPÍTULO 1 ..... **1**

1. MARCO TEÓRICO **1**

1.1 MOTOR DE CORRIENTE CONTINUA DC 1

1.1.1 Partes constitutivas 1

1.1.2 Principio de funcionamiento 2

1.1.3 Ecuaciones básicas del motor DC con campo constante o de imán permanente 2

1.1.4 Operación en cuatro cuadrantes 7

1.1.5 Métodos de Frenado 9

1.2 CONVERTIDORES ESTÁTICOS DE ENERGÍA PARA MOTORES DC 12

1.2.1 Convertidores DC/DC 12

1.2.2 Convertidor DC/DC de puente completo 15

1.3 CONTROLADORES ELECTRÓNICOS DE VELOCIDAD 17

1.3.1 Definición y funcionamiento 17

1.3.2 Aplicaciones de los CEV en Plataformas Móviles 17

1.4 TRACCIÓN DE UNA PLATAFORMA MÓVIL 20

1.4.1 Tracción Diferencial 20

1.5 ANÁLISIS DE FUERZAS EN UN SISTEMA MÓVIL 21
1.5.1 Fuerza de resistencia aerodinámica 22
1.5.2 Fuerza de resistencia a la rodadura.....24
1.5.3 Fuerza gravitatoria.....25
1.5.4 Fuerza de tracción 26
1.5.5 Potencia y corriente durante la tracción 27
1.5.6 Potencia y corriente durante la regeneración.....28
1.6 FUENTES DE ENERGÍA 28
1.6.1 Baterías 28
1.6.2 Ultracapacitores.....31
1.6.3 Análisis comparativo entre baterías y ultracapacitores 33

CAPÍTULO 2.....36

2. DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROLADOR ELECTRÓNICO DE VELOCIDAD Y DEL SISTEMA DE FRENADO REGENERATIVO 36

2.1 DINÁMICA DE LA PLATAFORMA MÓVIL 36
2.1.1 Cálculo de la fuerza de tracción y potencia durante el ascenso.....38
2.1.2 Cálculo de la fuerza de tracción y potencia en terrenos planos 39
2.1.3 Cálculo de la fuerza de tracción y potencia durante el descenso.....40
2.2 DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA 41
2.2.1 Descripción del funcionamiento 42
2.2.2 Diseño del conversor dc-dc de puente completo 45
2.2.3 Sistema de freno 57
2.3 FUENTES DE ALIMENTACION.....68
2.4 DIMENSIONAMIENTO DE BATERÍAS Y PROTECCIONES ELÉCTRICAS 69
2.4.1 Cálculo de la capacidad de la batería 69

2.4.2 Dimensionamiento del breaker de protección 71
2.4.3 Dimensionamiento del fusible principal de protección 71
2.5 MEDICIÓN DE VARIABLES 72
2.5.1 Sistema de medición de corriente 72
2.5.2 Sistema de medición de velocidad 74
2.5.3 Sistema de medición de voltajes 75
2.6 SISTEMA DE COMUNICACIONES 77

CAPÍTULO 3 80

3. DESARROLLO DEL SOFTWARE DE CONTROL 80
3.1 GENERALIDADES 80
3.2 MODELAMIENTO DE MOTORES [55] 81
3.2.1 Parámetros eléctricos 81
3.2.2 Parámetros mecánicos 85
3.2.3 Obtención del modelo 94
3.3 DISEÑO DEL CONTROLADOR DE CORRIENTE 95
3.4 DISEÑO DEL CONTROLADOR DE VELOCIDAD 97
3.4.1 LECTURA DE VELOCIDAD 99
3.5 SELECCIÓN DEL MICROCONTROLADOR 101
3.5.1 Plataforma de desarrollo STM32F401RE 102
3.6 DIAGRAMAS DE FLUJO DEL SOFTWARE IMPLEMENTADO 106
3.6.1 Programa principal 106
3.6.2 Subrutina controlador de corriente 108
3.6.3 Subrutina controlador de velocidad 109
3.6.4 Subrutina envío de datos monitoreados 110
3.6.5 Interrupción de recepción de datos 111
3.6.6 Subrutina datos Labview 111

3.6.7 Subrutina de interrupción del timer 9 113
3.6.8 Subrutina de interrupción del timer 11 113
3.7 INTERFAZ HMI 114
3.7.1 Datos enviados 114
3.7.2 Datos recibidos 116
3.7.3 Indicadores 117

CAPÍTULO 4....118

4. PRUEBAS Y RESULTADOS....118
4.1 PRUEBAS EN VACÍO 118
4.1.1 Pruebas del controlador de corriente 118
4.1.2 Pruebas del controlador de velocidad 119
4.2 PRUEBAS CON CARGA 123
4.2.1 Pruebas de velocidad y regeneración de energía en terrenos planos 123
4.2.2 Pruebas de velocidad durante el ascenso por una pendiente 128
4.2.3 Pruebas de velocidad y regeneración de energía durante el descenso por una pendiente 133
4.2.4 Pruebas de entrega de energía de los ultracapacitores frente a requerimientos bruscos de corriente 137
4.2.5 Pruebas de tracción diferencial 141
4.3 COSTOS DEL PROYECTO 142

CAPÍTULO 5....145

5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES 145
5.1 CONCLUSIONES 145
5.2 RECOMENDACIONES 147

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS 149

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1. Partes constitutivas de una máquina DC de imán permanente [1].....1
Figura 1.2. Modelo electro-mecánico de un motor DC de imán permanente 2
Figura 1.3. Esquema del sistema mecánico acoplado a un motor 4
Figura 1.4. Curva característica par-velocidad [4] 6
Figura 1.5. Función lineal inversa de la característica par-velocidad 7
Figura 1.6. Operación de la máquina DC en cuatro cuadrantes 8
Figura 1.7. Mapa conceptual de los tipos de frenado de la máquina DC 9
Figura 1.8. Conexiones para el frenado dinámico [6].....10
Figura 1.9. Conexiones para el frenado a contracorriente [6] 10
Figura 1.10. Frenado Regenerativo [6].....11
Figura 1.11. Convertidor DC/DC reductor.....13
Figura 1.12. Formas de onda para modo de conducción continua [8] 14
Figura 1.13. Convertidor DC/DC de Puente Completo 15
Figura 1.14. Funcionamiento en primer cuadrante: a) S1 activado b) S1 desactivado.....15
Figura 1.15. Funcionamiento en segundo cuadrante: a) S2 activado b) S2 desactivado.....16
Figura 1.16. Funcionamiento en tercer cuadrante: a) S3 activado b) S3 desactivado 16
Figura 1.17. Funcionamiento en cuarto cuadrante: a) S4 activado b) S4 desactivado.....17
Figura 1.18. Punto de recarga de vehículos eléctricos en España [11] 18
Figura 1.19. Plataformas aéreas [12] 19
Figura 1.20. Configuraciones típicas para robots móviles [14]:.....20
Figura 1.21. Diagrama de fuerzas de un móvil en ascenso por una pendiente...22
Figura 1.22. Túnel de viento para un vehículo marca Audi [18] 24
Figura 1.23. Diagrama de fuerzas de un móvil en descenso por una pendiente.27
Figura 1.24. Circuito esquemático de una batería 29
Figura 1.25. Diversas Aplicaciones y las tecnologías más aplicadas [19].....31
Figura 1.26. Estructura interna del ultracapacitor [22] 32
Figura 1.27. Modelo eléctrico extendido del ultracapacitor [23] 33
Figura 1.28. Segundo modelo eléctrico del ultracapacitor [24] 33

Figura 1.29. Modelo simplificado del UC 33
Figura 1.30. Diagrama comparativo de fuentes de energía 35
Figura 2.1. Área frontal del móvil.....37
Figura 2.2. Diagrama general de la etapa de potencia 41
Figura 2.3. Gráfica del voltaje de armadura vs velocidad angular.....44
Figura 2.4. Circuitos constitutivos de los puentes DC/DC.....45
Figura 2.5. Distribución de pines del IRFZ48.....46
Figura 2.6. Conexión de MOSFETs en paralelo 47
Figura 2.7. Red snubber RC conectada a un mosfet.....47
Figura 2.8. Forma de onda del voltaje en drenaje-fuente sin red snubber 48
Figura 2.9. Frecuencia de resonancia del sobrepico de voltaje 48
Figura 2.10. Frecuencia de resonancia de sobrepico de voltaje (reducida) 48
Figura 2.11. Forma de onda de voltaje en drenaje-fuente con red snubber.....50
Figura 2.12. Circuito térmico equivalente 50
Figura 2.13. HIP4081A: a) Imagen Real [27], b) Distribución de pines [28] 53
Figura 2.14. Conexión del circuito integrado HIP4081A para un puente H 53
Figura 2.15 Ciclo de carga capacitor Bootstrap [30] 54
Figura 2.16. Configuración del circuito integrado 6n137 56
Figura 2.17. Ultracapacitores PowerStor XV, 400F, 2.7V 59
Figura 2.18. Sistema de conmutación baterías-ultracapacitores.....60
Figura 2.19. Distribución de pines del diodo MUR3040PT.....60
Figura 2.20. Optoacoplador 4n25 [34]**:** a) Imagen Real, b) Distribución de pines 61
Figura 2.21. Regulador de voltaje aislado SC001A2B91-SRZ [35].....61
Figura 2.22. Conexiones de reguladores aislados para alimentar mosfets S1 y S2 [35].....61
Figura 2.23. Voltaje y corriente de carga del ultracapacitor [36] 62
Figura 2.24. Circuito RC del banco de UC con resistencia de carga 64
Figura 2.25. Voltaje de la resistencia de carga 65
Figura 2.26. Corriente de la resistencia de carga 65
Figura 2.27. Potencia de la resistencia de carga 66
Figura 2.28. Resistencia de carga 1.6 Ω, 100W [37] 66
Figura 2.29. Relé para resistencia de carga [38] 67

Figura 2.30. Circuito equivalente del Puente H en etapa de regeneración 67
Figura 2.31. LM2596: a) Diagrama circuital [40], b) Imagen real [41] 68
Figura 2.32. Reguladores de voltaje [42]: LM78XX b) LM79XX.....69
Figura 2.33. MultiStar 20000mAh 6S (22.2V) de bajo Peso [43].....70
Figura 2.34. Batería de Plomo – Ácido de 12 V, 70 Ah [44].....71
Figura 2.35. Breaker de 32 A [45].....71
Figura 2.36. Fusible de 40 A [46].....72
Figura 2.37. Sensor de corriente ACS712 72
Figura 2.38. Circuito de acondicionamiento de la señal de voltaje del sensor ACS712 73
Figura 2.39. Encoder YUMO E6B2-CWZ6C.....74
Figura 2.40. Circuito integrado 74LS14 75
Figura 2.41. Acondicionamiento de señal de salida de encoder 75
Figura 2.42. Divisor de voltaje 76
Figura 2.43. Circuito para sensar voltaje de las baterías 76
Figura 2.44. Circuito para medir voltaje del banco de UC y del bus DC.....77
Figura 2.45. Tipos de antenas para los módulos Xbee's [53] 77
Figura 2.46. Formas de comunicación de los módulos XBee [54] 78
Figura 2.47. Conexión física del XBee.....78
Figura 3.1. Diagrama de bloques del sistema de control con doble lazo de realimentación.....80
Figura 3.2. Corrientes a rotor bloqueado: a) Motor 1 b) Motor 2 83
Figura 3.3. Circuitos eléctricos de los motores NPCT74 a rotor bloqueado 83
Figura 3.4. Forma de onda de corriente de motor 1: a) Escala 100 ms; b) Escala 1 ms.....84
Figura 3.5. Forma de onda de corriente de motor 2: a) Escala 100 ms; b) Escala 1 ms.....84
Figura 3.6. Gráfica del torque según resultados experimentales del motor 1 86
Figura 3.7. Gráfica del torque según resultados experimentales del motor 2 87
Figura 3.8. Determinación del tiempo de apagado del motor 1.....89
Figura 3.9. Determinación del tiempo de apagado del motor 2.....89
Figura 3.10. Curvas de corriente: a) del motor 1 y b) del motor 2 90
Figura 3.11. Constante eléctrica de tiempo del motor 1.....91

Figura 3.12. Constante eléctrica de tiempo del motor 2.....91
Figura 3.13. Curva de la velocidad angular del motor 1.....92
Figura 3.14. Curva de la velocidad angular del motor 2.....93
Figura 3.15. Diagrama de bloques del lazo de control de corriente 95
Figura 3.16. Diagrama de bloques del lazo de control de corriente de los motores DC 97
Figura 3.17. Diagrama de bloques del doble lazo de control para un motor DC .98
Figura 3.18. Diagrama de bode de TFIaLCs.....98
Figura 3.19. Diagrama de bloques del lazo de control de velocidad 99
Figura 3.20. Tren de pulsos del encoder dentro de una ventana de tiempo 99
Figura 3.21. Detección de 1 pulso en la ventana de tiempo 100
Figura 3.22. Plataforma de desarrollo STM32F401RE [61] 103
Figura 3.23. Distribución de pines del STM32F401RE (Arduino Headers) [61].104
Figura 3.24. Distribución de pines del STM32F401RE (Morpho Headers) [61].105
Figura 3.25. Diagrama de flujo del programa principal (Parte I).....107
Figura 3.26. Diagrama de flujo del programa principal (Parte II).....108
Figura 3.27. Subrutina para la ejecución del controlador de corriente 109
Figura 3.28. Subrutina para la ejecución del controlador de velocidad 109
Figura 3.29. Subrutina para enviar datos de monitoreo 110
Figura 3.30. Subrutina de interrupción de recepción de datos.....111
Figura 3.31. Subrutina para análisis de datos recibidos desde la HMI.....112
Figura 3.32. Subrutina para la lectura de encoders 113
Figura 3.33. Subrutina para la lectura de sensores de corriente.....113
Figura 3.34. Primera forma de control de velocidad lineal 114
Figura 3.35. Segunda forma de control de velocidad angular.....114
Figura 3.36. Configuración de los parámetros para el XBee.....115
Figura 3.37. Trama para configurar velocidad 116
Figura 3.38. Trama de datos enviada del uC a la PC 116
Figura 4.1. Respuesta de corriente de motor 1 en lazo cerrado 118
Figura 4.2. Respuesta de corriente de motor 2 en lazo cerrado 119
Figura 4.3. Respuesta de velocidad del motor 1 a 60 RPM.....119
Figura 4.4. Respuesta de velocidad del motor 2 a 60 RPM.....120
Figura 4.5. Curvas de velocidades en vacío a 15/ 30/ 60 RPM 120

Figura 4.6. Curvas de velocidades en vacío a 75/ 100/ 150 RPM.....121
Figura 4.7. Curvas de velocidades en vacío a 101/ 195 RPM 121
Figura 4.8. Comparación de errores porcentuales de velocidad para el motor 1 122
Figura 4.9. Comparación de errores porcentuales de velocidad para el motor 2 123
Figura 4.10. Terreno plano para realización de pruebas 124
Figura 4.11. Pruebas con la plataforma en plano a 15 RPM.....125
Figura 4.12. Pruebas con la plataforma en plano a 30 RPM.....125
Figura 4.13. Pruebas con la plataforma en plano a 60 RPM.....126
Figura 4.14. Pruebas con la plataforma en plano a 120 RPM.....126
Figura 4.15. Cantidad de energía regenerada en terrenos planos.....128
Figura 4.16. Primer terreno inclinado (6.5°) para pruebas 129
Figura 4.17. Curvas de velocidades con la plataforma ascendiendo a 20 RPM por una pendiente de 6.5° 129
Figura 4.18. Curvas de velocidades con la plataforma ascendiendo a 30 RPM por una pendiente de 6.5° 130
Figura 4.19. Segundo terreno inclinado (10°) para pruebas 130
Figura 4.20. Curvas de velocidades con la plataforma ascendiendo a 30 RPM por una pendiente de 10° 131
Figura 4.21. Curvas de velocidades con la plataforma ascendiendo a 35 RPM por una pendiente de 10° 131
Figura 4.22. Curvas de velocidades con la plataforma ascendiendo a 50 RPM por una pendiente de 10° 132
Figura 4.23. Terreno inclinado para pruebas de regeneración de energía.....133
Figura 4.24. Velocidades y voltaje del banco de UC con la plataforma regenerando energía en una bajada a 30 RPM.....134
Figura 4.25. Velocidades y voltaje del banco de UC con la plataforma regenerando energía en una bajada a 35 RPM.....134
Figura 4.26. Velocidades y voltaje del banco de UC con la plataforma regenerando energía en una bajada a 40 RPM.....135
Figura 4.27. Velocidades y voltaje del banco de UC con la plataforma regenerando energía en una bajada a 45 RPM.....135

Figura 4.28. Cantidad de energía regenerada en terreno inclinado 137
Figura 4.29. Pruebas de extracción de energía del banco de UC en una pendiente 138
Figura 4.30. Pruebas de extracción de energía del banco de UC en terreno plano-pendiente 139
Figura 4.31. Pruebas de extracción de energía del banco de UC en terreno plano a 30 rpm.....139
Figura 4.32. Cantidad de energía entregada por el banco de UC.....140
Figura 4.33. Pruebas de tracción diferencial a diferentes velocidades 141

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1.1. Valores de densidad del aire ambiente [17] 23
Tabla 1.2. Valores de Cr para diferentes tipos de suelo [16].....25
Tabla 1.3. Voltajes nominales, máximos y mínimos por celda para distintos tipos de baterías [20]. 30
Tabla 1.4. Comparación de diferentes tipos de baterías [20] 30
Tabla 2.1. Masas de la plataforma móvil.....36
Tabla 2.2. Potencia y corriente de la batería con la plataforma en terreno plano y en subidas 40
Tabla 2.3. Valores de los elementos del circuito de disparo de la Figura 2.14 55
Tabla 2.4 Características principales del circuito integrado 6n137 [31].....55
Tabla 2.5. Flujos de Energía por tipos de Ferrocarril [32] 57
Tabla 2.6. Características principales del SC001A2B91-SRZ.....61
Tabla 2.7. Características del sensor de corriente ACS712 72
Tabla 2.8 Características principales de encoder YUMO E6B2-CWZ6C [50].....74
Tabla 3.1. Resultado de pruebas a rotor bloqueado 82
Tabla 3.2. Mediciones para determinar T del motor 1 86
Tabla 3.3. Mediciones para determinar T del motor 2 86
Tabla 3.4. Valores de B y Tf obtenidos experimentalmente 87
Tabla 3.5. Cálculo de la constante de torque para cada motor 87
Tabla 3.6. Resultados experimentales del tiempo de apagado $toff$.....89
Tabla 3.7. Parámetros determinados experimentalmente 90
Tabla 3.8. Comparación de constantes eléctricas.....91
Tabla 3.9. Cuadro comparativo de las constantes de tiempo mecánicas 93
Tabla 3.10. Parámetros del lazo de control de corriente 96
Tabla 3.11. Parámetros del lazo de control de velocidad 100
Tabla 3.12. Análisis de requerimientos indispensables del CEV 101
Tabla 3.13. Funciones de los pines de la plataforma STM32F401RE [61] 105
Tabla 3.14. Datos seriales para control de dirección.....116
Tabla 4.1. Pruebas de velocidad en vacío para el motor 1 121
Tabla 4.2. Pruebas de velocidad en vacío para el motor 2 122
Tabla 4.3. Medición de corrientes en motores y batería.....123

Tabla 4.4. Pruebas de velocidad con la plataforma moviéndose en terreno plano 127
Tabla 4.5. Errores porcentuales de medidas de velocidad lineal en terreno plano 127
Tabla 4.6. Cuadro comparativo de energía almacenada en el banco de UC 127
Tabla 4.7. Pruebas de velocidad con la plataforma subiendo (6.5°) 132
Tabla 4.8. Errores porcentuales de velocidad lineal subiendo (6.5°).....132
Tabla 4.9. Pruebas de velocidad con la plataforma subiendo (10°) 133
Tabla 4.10. Errores porcentuales de velocidad lineal subiendo (10°).....133
Tabla 4.11. Pruebas de velocidad con la plataforma descendiendo un terreno inclinado.....136
Tabla 4.12. Errores porcentuales de medidas de velocidad lineal en terreno inclinado.....136
Tabla 4.13. Cuadro comparativo de energía regenerada en el banco de UC.....137
Tabla 4.14. Resultados de entrega de energía del banco de UC.....140
Tabla 4.15. Errores porcentuales de medidas de velocidad angular (tracción diferencial) 141
Tabla 4.16. Costos de elementos 142
Tabla 4.17. Costo de Ingeniería.....143

GLOSARIO

V_a: Voltaje aplicado a los terminales del motor.

I_a: Corriente de armadura.

R_a: Resistencia de armadura.

L_a: Inductancia del bobinado de armadura.

E_a: Fuerza contraelectromotriz.

k_v: Constante de la fuerza contraelectromotriz del motor

τ_e: Constante de tiempo eléctrica del motor

T: Torque, momento o par de fuerza desarrollado por la máquina.

J: Momento de inercia del rotor.

ω: Velocidad angular.

RPM: Revoluciones por minuto

$\frac{d\omega}{dt}$: Aceleración angular.

B: Constante de rozamiento viscoso.

T_f : Torque de rozamiento seco.

T_L: Torque de carga.

k_T: Constante de torque del motor

n_a: Relación de acoplamiento

n_1, n_2: Número de dientes de los engranajes

τ_m: Constante de tiempo mecánica

P_e: Potencia eléctrica

P_m: Potencia mecánica

$P_{pérdidas}$: Potencia de pérdidas

m (kg): Masa de la plataforma móvil.

a: Aceleración.

F_t: Fuerza resultante de tracción que depende de la velocidad y aceleración.

F_a: Fuerza de resistencia aerodinámica (debida al rozamiento con el aire).

F_r: Fuerza de resistencia a la rodadura (generada en el punto de contacto con el terreno).

F_g: Fuerza generada por la aceleración de la gravedad cuando el vehículo sube una pendiente de ángulo α.

ρ_a: Densidad del aire.

A_f: Área frontal del vehículo.

C_x: Coeficiente de penetración aerodinámica.

v: Velocidad lineal.

r: Radio de las llantas

C_r: Coeficiente de rodadura

g: Aceleración de la gravedad

$\propto$: Ángulo de elevación

Q: Carga de una batería.

Wh: Vatios-hora

Ah: Amperios-hora

C: Capacitancia

E: Energía

V: Voltaje

V_{cc}: Voltaje en corriente continua

GND: Tierra general

UC: Ultracapacitores

V_f: Velocidad final

V_o: Velocidad inicial

Δt: Variación de tiempo en segundos

C_{bus}: Capacitor del bus de voltaje DC

$D1$: Diodo del bus de voltaje DC

$S1$: Mosfet para conexión de batería al bus de voltaje DC

$S2$: Mosfet para conexión de ultracapacitores al bus de voltaje DC

HMI: Interfaz gráfica

V_N : Voltaje nominal

I_N : Corriente nominal

V_{DS}: Voltaje drenaje-fuente de un mosfet

I_D: Corriente de drenaje de un mosfet

f: Frecuencia

$E_{ultracap}$: Energía de ultracapacitores

$P_{ultracap}$: Potencia de ultracapacitores

τ: Constante de tiempo

$Xbee$: Dispositivo de comunicación inalámbrica

v_R: Voltaje de la Resistencia de carga

i_R: Corriente de la Resistencia de carga

P_R: Potencia de la Resistencia de carga

RESUMEN

En el presente proyecto se diseña e implementa un controlador electrónico de velocidad con freno regenerativo para una plataforma autónoma móvil terrestre con tracción diferencial.

Para realizar el control de velocidad se aplican lazos anidados de control para la corriente y para la velocidad. Éste último es el encargado de fijar el valor de referencia de corriente (setpoint) que ingresa al lazo del mismo nombre que se encarga de determinar el valor de la relación de trabajo para aplicar la técnica de modulación PWM a los mosfets de dos conversores DC-DC de puente completo; de esta manera se consigue controlar la velocidad angular a través de la variación del voltaje de alimentación de armadura de ambos motores independientemente.

Cuando se detecta que las máquinas motrices han empezado a actuar como generadores; es decir que entregan energía hacia el bus de 24 V, se direcciona dicha energía hacia un banco de ultracapacitores (UC) para aprovecharla posteriormente y evitar su disipación al medio ambiente en forma de calor. Según el nivel de carga de los UC, éstos pueden apoyar a la batería para suplir requerimientos bruscos de corriente.

El microcontrolador embebido STM32F401RE se encarga de medir periódicamente voltajes, corrientes y velocidades angulares de cada motor para posteriormente ejecutar las acciones de control pertinentes y enviar una trama de datos monitoreados a través del puerto serial al cual se conecta un módulo de radiofrecuencia XBee. Este módulo se comunica inalámbricamente con otro módulo XBee conectado a una computadora que contiene la interfaz gráfica HMI realizada en el entorno de programación de LabView. Dicha HMI permite enviar los comandos hacia el STM32F401RE para controlar fácilmente el movimiento de la plataforma.

PRESENTACIÓN

El presente proyecto de titulación tiene como objetivo diseñar y construir un Controlador Electrónico de Velocidad que permite controlar el giro de dos motores de corriente continua ya sea cuando se encuentran funcionando como motores o como generadores manteniendo como fuente suplementaria de voltaje a un banco de ultracapacitores que sirve para almacenar o proporcionar energía al sistema.

Con este fin, el presente trabajo se ha dividido en cinco secciones:

En el Primer Capítulo se presenta el marco teórico que aborda de manera general los temas relacionados con motores D.C., convertidores estáticos, información básica sobre controladores electrónicos de velocidad, tracción diferencial análisis dinámico de un móvil y análisis comparativo entre baterías y ultracapacitores.

En el Segundo Capítulo se realiza un estudio y análisis de las fuerzas involucradas en el movimiento de la plataforma con el propósito de determinar la potencia necesaria requerida por los motores que sirve de base para diseños y realización de pruebas. Además se diseñan y explican los circuitos usados en la etapa de control y de potencia que en conjunto permiten el funcionamiento del controlador electrónico de velocidad (CEV).

En el Tercer Capítulo se obtienen los modelos electromecánicos de los motores que fijan las bases para proceder al diseño y calibración de los controladores PI para el lazo de corriente y el de velocidad. Esta sección culmina con la explicación del software de control a través de diagramas de flujo y de la interfaz HMI que monitorea y controla la velocidad y dirección de los motores.

En el Cuarto Capítulo se presentan y analizan los resultados de pruebas de velocidad realizadas en terrenos planos e inclinados con varios ángulos de pendiente. Se realiza el análisis comparativo entre las cantidades de energía regeneradas así como también la respuesta de los ultracapacitores frente a requerimientos bruscos del sistema.

En el Quinto Capítulo se extraen las conclusiones y recomendaciones del presente proyecto de titulación.

CAPÍTULO 1

MARCO TEÓRICO

En este capítulo se abordan temas relacionados con motores D.C., convertidores estáticos, información básica sobre controladores electrónicos de velocidad, tracción diferencial, análisis dinámico de un móvil y análisis comparativo entre baterías y ultracapacitores.

1.1 MOTOR DE CORRIENTE CONTINUA DC

1.1.1 PARTES CONSTITUTIVAS

El motor de corriente continua DC es una máquina que está constituida principalmente de dos devanados (Figura 1.1) que deben ser energizados con corriente continua:

- Un devanado de campo que se encuentra superpuesto en la armadura o estator del motor (parte fija).
- Un devanado de armadura o inducido que se encuentra superpuesto en el rotor (parte móvil).

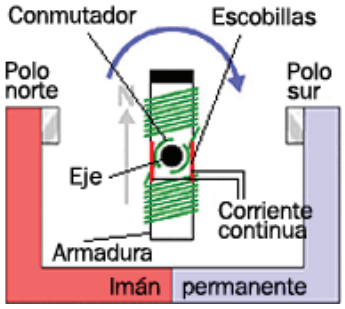


Figura 1.1. Partes constitutivas de una máquina DC de imán permanente [1]

El colector es un anillo rotatorio que se encuentra situado en el rotor y se conecta a los conductores de la armadura, por lo que se comporta como un rectificador con la finalidad de mantener una corriente unidireccional a través de las escobillas en todos los rangos de velocidad. Como desventaja, el colector restringe la velocidad y potencia, aumenta la inercia y exige un mantenimiento periódico [2].

1.1.2 PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO

La máquina de c.c. posee en el rotor (parte móvil) un arreglo de bobinados que generan el campo magnético que asimismo genera el torque de giro. Por su parte, el estator posee polos salientes y se excita mediante los bobinados de campo, como en el caso de las máquinas en derivación, o a su vez se pueden sustituir los polos por imanes permanentes omitiéndose la presencia de los devanados de campo, como es el caso de las máquinas de imán permanente.

1.1.3 ECUACIONES BÁSICAS DEL MOTOR DC CON CAMPO CONSTANTE O DE IMÁN PERMANENTE

1.1.3.1 Ecuaciones de parámetros eléctricos

La máquina de imán permanente mantiene el flujo ∅ constante, es decir que la corriente del devanado de campo es igual a su valor nominal, por lo tanto en las ecuaciones no se encuentran las variables referentes a dicho bobinado. En la Figura 1.2 se observa el esquema del circuito eléctrico del bobinado de armadura (rotor).

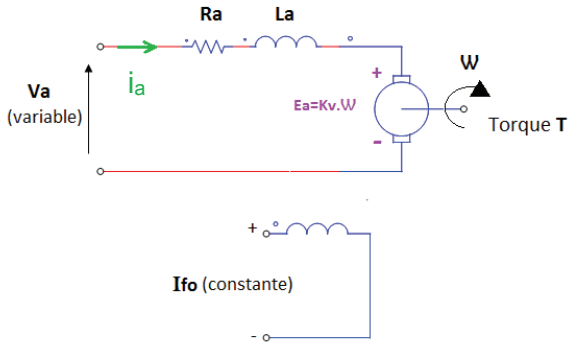


Figura 1.2. Modelo electro-mecánico de un motor DC de imán permanente

El valor instantáneo del voltaje de armadura V_a está dado por:

$$V_a = i_a R_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E_a \qquad (1.1)$$

V_a $(Voltios)$: Voltaje aplicado a los terminales del motor.

i_a $(Amperios)$: Corriente de armadura.

R_a $(Ohmios)$: Resistencia de armadura.

L_a $(Henrios)$: Inductancia del bobinado de armadura.

E_a $(Voltios)$: Fuerza contraelectromotriz.

En estado estable, la corriente i_a se mantiene en un valor medio constante,I_a, por lo tanto el término $\frac{di_a}{dt}$ se anula.

$$V_a = I_a R_a + E_a \qquad (1.2)$$

La expresión matemática de la fuerza contraelectromotriz (f.c.e.m.) E_a en función de la velocidad angular se indica en (1.3) denominándose k_v a la constante de la f.c.e.m. del motor medida en $\frac{V}{rad/s}$.

$$E_a = k_v . \omega \qquad (1.3)$$

1.1.3.1.1 Constante de tiempo eléctrica

Se define como una constante que determina el tiempo que le toma a la corriente del motor llegar al 63.2% del valor alcanzado en estado estable. Matemáticamente se define mediante la relación mostrada en la ecuación (1.4). Una explicación más detallada de este parámetro se analiza en la sección 3.2.3.

$$\tau_e = \frac{L_a}{R_a} \qquad (1.4)$$

1.1.3.2 Ecuaciones de parámetros mecánicos

La ecuación del equilibrio mecánico del sistema queda expresada en función de los torques en la ecuación (1.5).

$$\mathrm{T} = J\frac{d\omega}{dt} + B\omega + T_f + T_L \qquad (1.5)$$

Donde:

T $(N.m)$: Torque, momento o par de fuerza desarrollado por la máquina.

J $(kg.m^2)$: Masa inercial del rotor.

$\omega(rad\ /\ s)$: Velocidad angular.

$\frac{d\omega}{dt}$ $(rad\ /\ s^2)$: Aceleración angular.

B $(N.m.s)$: Constante de rozamiento viscoso.

$B\omega\ (N.m)$: Torque de rozamiento viscoso

$T_f\ (N.m)$: Torque de rozamiento seco.

$T_L\ (N.m)$: Torque de carga.

En estado estable, la aceleración angular se anula $\frac{d\omega}{dt} = 0$ por lo tanto la ecuación anterior se reduce.

$$\mathrm{T} = B\omega + T_f + T_L \qquad (1.6)$$

El torque se relaciona con la corriente a través de la expresión (1.7) siendo k_T la constante de torque expresada en Nm/A.

$$\mathrm{T} = \mathrm{k_T}.\,\mathrm{I_a} \qquad (1.7)$$

Si se trabaja con las adecuadas unidades de medidas, sistema internacional S.I., las constantes k_v y k_T son idénticas en valor numérico.

1.1.3.2.1 Sistemas mecánicos de transmisión

El motor puede conectarse directamente a la carga o puede hacerlo a través de mecanismos como una caja reductora (de engranajes) o bandas, como indica la Figura 1.3. En cuyo caso es necesario que los parámetros de la carga sean reflejados al eje del motor según las relaciones matemáticas mostradas en la ecuación (1.8) [2].

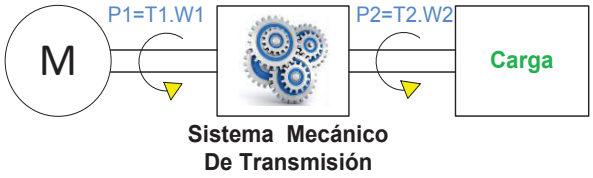


Figura 1.3. Esquema del sistema mecánico acoplado a un motor

$$n_a = \frac{n_1}{n_2} = \frac{T_1}{T_2} = \frac{\omega_2}{\omega_1} \qquad (1.8)$$

Donde:

n_a: Relación de acoplamiento

n_1, n_2: Número de dientes del engranaje del lado del motor y del engranaje del lado de la carga respectivamente.

T_1, ω_1 : Torque (en Nm) y velocidad angular (en rad/s) en el eje del motor

T_2, ω_2: Torque (en Nm) y velocidad angular (en rad/s) entregados a la carga

P_1: Potencia en el eje del motor (en Vatios)

P_2: Potencia de la carga (en Vatios)

El acoplamiento de estos dispositivos se realiza con el fin de reducir la velocidad entregada por la máquina a cambio de entregar mayor torque en la carga bajo el principio que sustenta que la potencia del sistema permanece constante P1=P2 en un sistema ideal sin pérdidas.

La potencia P del motor queda definida por el producto del Torque T por la velocidad angular ω, como se indica en (1.9), por ello en la Figura 1.3 se observa que P1 se relaciona con el torque y la velocidad del eje del motor mientras que P2 se relaciona con el torque y la velocidad medidos en la carga.

$$\mathrm{P} = \mathrm{T}.\omega \qquad (1.9)$$

1.1.3.2.2 Constante de tiempo mecánica

Se define como una constante que determina el tiempo que le toma a la velocidad angular del motor llegar al 63.2% del valor alcanzado en estado estable.

Matemáticamente se define mediante la relación (1.10) bajo la consideración de un torque de carga nulo, T_L=0, coeficiente de rozamiento viscoso B igual a cero y un torque de rozamiento seco T_f despreciable [3].

$$\tau_m = \frac{J.R_a}{k_T.k_v} \qquad (1.10)$$

1.1.3.3 Ecuaciones de potencias

La potencia eléctrica P_e es aquella consumida por la máquina y no es igual a la potencia mecánica P_m evidenciada en el eje a causa de las pérdidas $P_{pérdidas}$ existentes en todo sistema.

$$P_e = P_m + P_{pérdidas} \qquad (1.11)$$

$$P_e = V_a.I_a \qquad (1.12)$$

$$P_m = \mathrm{T}.\omega \quad (1.13)$$

$$P_{pérdidas} = {I_a}^2.R_a \quad (1.14)$$

$P_e\ (Watts)$: Potencia eléctrica a la entrada de la máquina.

$P_m\ (Watts)$: Potencia mecánica obtenida en el eje (salida).

$P_{pérdidas}\ (Watts)$: Pérdidas debidas a R_a y L_a

1.1.3.4 Análisis de la curva característica par - velocidad

Sustituyendo las ecuaciones (1.12), (1.13)y (1.14) en (1.11) y despejando T se obtiene la fórmula (1.16).

$$V_a.I_a = \mathrm{T}.\omega + {I_a}^2.R_a \quad (1.15)$$

$$\mathrm{T} = \frac{(V_a - I_a R_a)I_a}{\omega} \quad (1.16)$$

El motor de imanes permanentes es más compacto que otros motores DC de similar potencia, y además presenta mayor rendimiento pues no existen las pérdidas debidas al bobinado de campo. Su curva par-velocidad angular se observa en la Figura 1.4 llevando al lector a notar un decremento de la velocidad a medida que mayor torque se exige a la máquina manteniendo el voltaje de alimentación V_a constante [4].

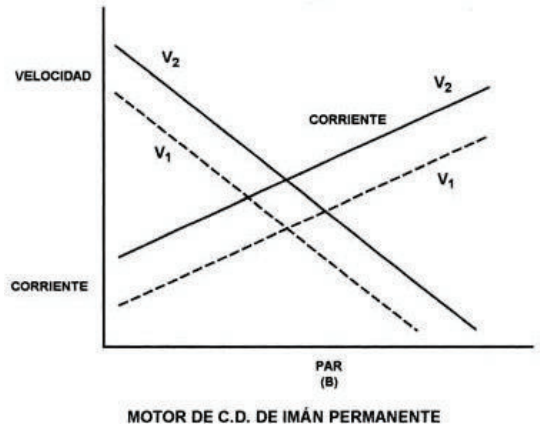


Figura 1.4. Curva característica par-velocidad [4]

De la ecuación (1.2) se despeja I_a y se obtiene la expresión (1.17).

$$I_a = \frac{V_a - E_a}{R_a} \qquad (1.17)$$

El torque se relaciona con la corriente mediante la ecuación (1.7); al reemplazar la expresión (1.17) y (1.3) en dicha ecuación se obtiene otra fórmula del torque.

$$\mathrm{T} = k_T.\left(\frac{V_a - E_a}{R_a}\right) = \frac{k_T(V_a - k_v.\omega)}{R_a} \qquad (1.18)$$

Para el análisis, se despeja la velocidad angular de la ecuación anterior, obteniéndose (1.19) y la representación gráfica evidencia una función lineal inversa (Figura 1.5).

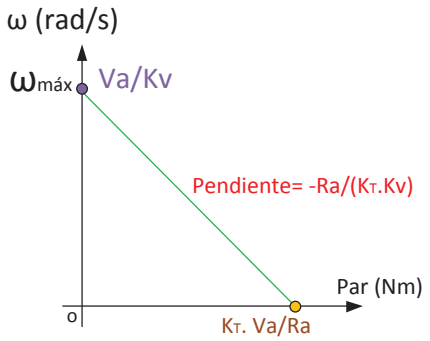


Figura 1.5. Función lineal inversa de la característica par-velocidad

$$\omega = \frac{V_a}{k_v} - \frac{R_a}{k_T.k_v}.T \qquad (1.19)$$

Torque de arranque = $\frac{k_T.V_a}{R_a}$

Velocidad máxima= $\frac{V_a}{k_v}$

Pendiente=$-\frac{R_a}{k_T.k_v}$

1.1.4 OPERACIÓN EN CUATRO CUADRANTES

Para determinadas aplicaciones se requiere invertir el sentido de giro del motor e incluso hacerlo actuar como generador para devolver energía eléctrica a la fuente mientras la máquina se va frenando.

La Figura 1.6 muestra las posibilidades de una fuente de voltaje Va, fuerzas contraelectromotrices Ea y las corrientes en el inducido Ia que existen en la máquina de cc para obtener las diferentes operaciones en cuatro cuadrantes mientras gira con cierta velocidad angular ω ejerciendo un torque T [5].

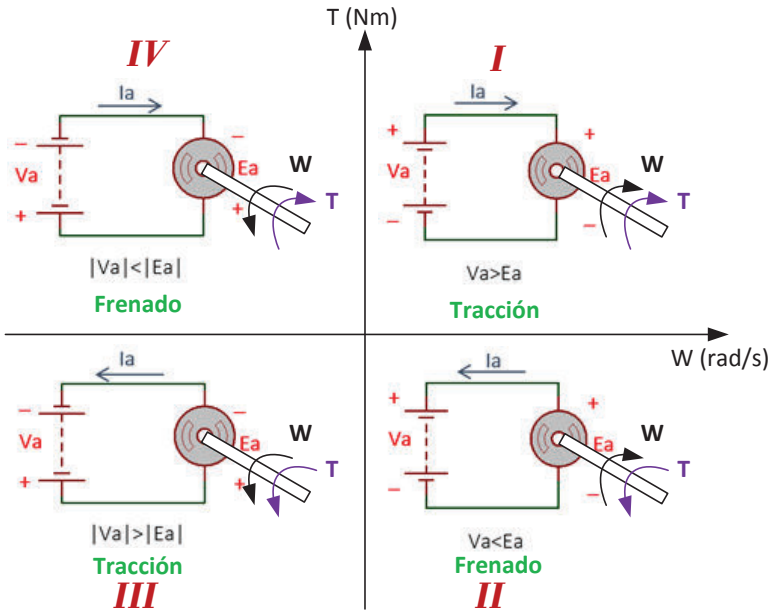


Figura 1.6. Operación de la máquina DC en cuatro cuadrantes

1.1.4.1 Cuadrante I

En este modo de funcionamiento la máquina gira en sentido horario, que se considera como sentido directo, mientras las variables Va, Ea, Ia y T son tomadas como positivas.

$$Ia = \frac{Va - Ea}{Ra} > 0 \qquad (1.20)$$

1.1.4.2 Cuadrante II

La máquina va frenando manteniendo el sentido de giro horario y por lo tanto la fuerza electromotriz Ea se mantiene positiva y es mayor al voltaje Va. Por dicha diferencia de potenciales, la corriente invierte su sentido y por ello el sentido del torque también se invierte.

$$Ia = \frac{Va - Ea}{Ra} < 0 \qquad (1.21)$$

1.1.4.3 Cuadrante III

En este cuadrante la máquina gira en sentido inverso y el voltaje Va es negativo, así como también Ea, pero siendo la primera mayor a la segunda en valor absoluto $|Va| > |Ea|$ por lo tanto la corriente Ia es negativa y la máquina estará traccionando, girando en sentido inverso.

1.1.4.4 Cuadrante IV

La máquina estará frenando con giro en sentido inverso. La fuerza electromotriz Ea es negativa y $|Va| < |Ea|$ razón por la cual la corriente es positiva.

1.1.5 MÉTODOS DE FRENADO

Las formas de frenado se dividen en dos grupos evidenciables en la Figura 1.7 [6].

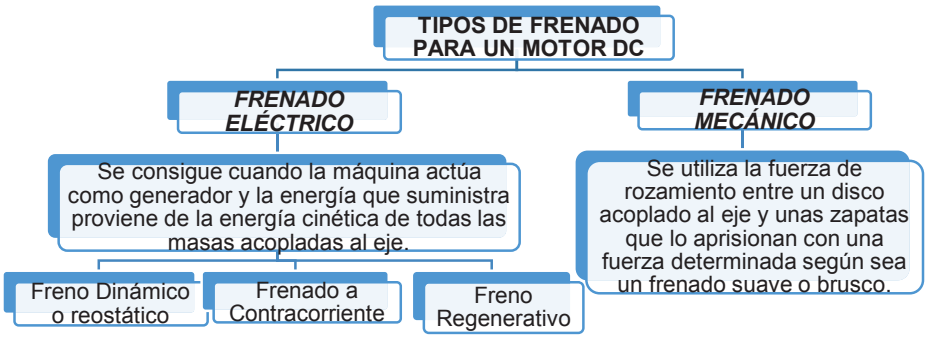


Figura 1.7. Mapa conceptual de los tipos de frenado de la máquina DC

1.1.5.1 Frenado Dinámico o reostático (rheostatic o dynamic braking)

Consiste en desconectar la alimentación del inducido y conectar rápidamente una resistencia externa R_{ext} en la cual la energía del motor, actuando como generador, se disipa en forma de calor y el frenado es más rápido que cuando simplemente se deja sin alimentación al motor.

En la Figura 1.8 cuando el interruptor S está en la posición 1 de la máquina trabaja como motor y absorbe corriente I_a de la fuente, mientras que al pasar a la posición

2 se carga el inducido sobre la resistencia externa Rext, lo que provocaría una inversión en el sentido de la corriente y la fuerza contraelectromotriz del motor es igual a E_a. Por lo tanto el torque del frenado desarrollado es negativo y la corriente viene dada por la ecuación (1.22).

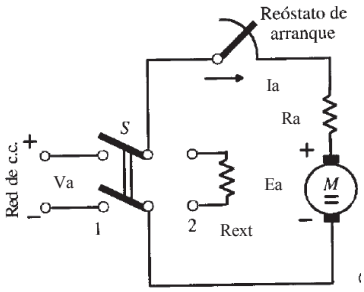


Figura 1.8. Conexiones para el frenado dinámico [6]

$$I_a = -\frac{Ea}{R_a + R_{ext}} \qquad (1.22)$$

1.1.5.2 Frenado a contracorriente (counter current braking o plugging)

Mientras la máquina está girando (Figura 1.9) y absorbiendo corriente con el interruptor S en la posición 1 se cumple la ecuación (1.23).

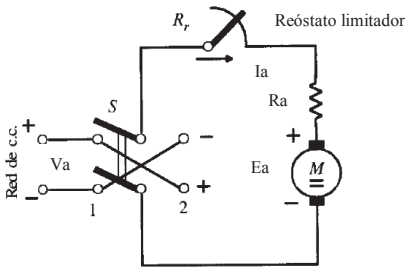


Figura 1.9. Conexiones para el frenado a contracorriente [6]

$$I_a = \frac{Va - Ea}{R_a} \qquad (1.23)$$

Cuando se conmuta a la posición 2, se invierte la polaridad del voltaje aplicado al motor y la expresión de la corriente cambia.

$$I_a = -\frac{Va + Ea}{R_a}. \qquad (1.24)$$

Este tipo de freno se usa cuando se requiere parar un motor e invertir el sentido de giro del mismo.

1.1.5.3 Frenado Regenerativo (regenerative braking)

Este método puede usarse cuando el motor se mueve por el mecanismo accionado con una velocidad mayor a la velocidad correspondiente en vacío $\omega > \omega_o$.

En la Figura 1.10 se tiene al motor trabajando en el punto de operación A en donde la f.c.e.m. es menor que el voltaje de alimentación $E < V$ por lo tanto el sentido de la corriente es de la fuente hacia la máquina y su correspondiente cálculo se puede realizar con la ecuación (1.23).

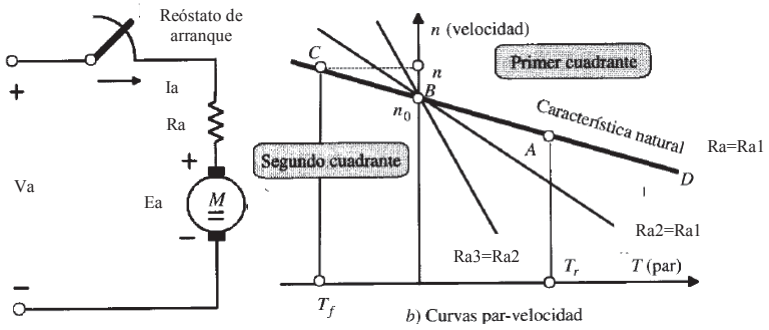


Figura 1.10. Frenado Regenerativo [6]

Existe la opción de que la máquina logre girar a una mayor velocidad de la prevista; como ocurriría en una bajada debido a la inercia propia de un vehículo eléctrico, alcanzando el punto de funcionamiento B en el cual la velocidad va incrementando hasta que la f.c.e.m iguala al voltaje de la fuente Ea=Va, por lo tanto no existe corriente circulante y tampoco se genera torque alguno. Bajo esta misma condición, al aumentar la velocidad aún más se cumplirá que Ea llega a superar a Va, es decir que la máquina actúa como generador trabajando en el punto C del segundo cuadrante y por consecuentemente la fuente actúa como receptor de corriente lo cual va frenando a la máquina con una corriente circulante expresada en (1.25) .

$$I_a = -\frac{Ea - Va}{R_a} \qquad (1.25)$$

La utilización del freno regenerativo implica una cantidad mayor de ventajas antes que desventajas.

Ventajas:

- Este tipo de frenado favorece a la disminución del consumo de combustible o de electricidad de la red lo que representa ahorro de recursos.

- Gracias a este sistema de frenado se contribuye al menor consumo de combustibles tradicionales que se obtienen de combustibles fósiles o nucleares cuya utilización empeora el efecto invernadero debido a la emisión de gases contaminantes.

- Contribuye a incrementar el rendimiento del sistema pues se tiene a la entrada una fuente donde se ha almacenado la energía regenerada consiguiéndose compensar, en cierta forma, las pérdidas de potencia que siempre existen en todo sistema.

Desventaja:

La realización de circuitos adicionales que permitan la regeneración de energía se refleja en precios superiores que no pueden competir con los típicos sistemas de frenado y no permite la generalización de su aplicación.

1.2 CONVERTIDORES ESTÁTICOS DE ENERGÍA PARA MOTORES DC

Para regular de manera continua la transferencia de energía desde una fuente hacia un motor DC es necesario la implementación de convertidores estáticos de energía conformados por dispositivos electrónicos de potencia como tiristores, transistores bipolares de juntura (TBJ), mosfets o IGBTs.

1.2.1 CONVERTIDORES DC/DC

El voltaje que se administra a la armadura o al campo de un motor DC se puede variar con el uso de conversores conmutados por línea [2] si la fuente de alimentación es de alterna, si por su parte, la fuente de alimentación suministra voltaje continuo es necesario utilizar conversores DC-DC constituidos por elementos semiconductores.

Un convertidor dc/dc, también conocido como chopper, es un dispositivo electrónico de potencia que convierte un voltaje de entrada DC fijo en un voltaje de salida DC variable. Los convertidores dc/dc son ampliamente utilizados debido a su sistema de rápida respuesta, alta eficiencia y capacidad de operación de regeneración.

Entre los principales conversores DC/DC destacan:

• Convertidor reductor (Buck).

• Convertidor elevador (Boost).

• Convertidor reductor-elevador (Buck-Boost).

• Convertidor flyback.

• Convertidor de Cúk.

• Dual Half Bridge.

• Dual Active Bridge.

Los dispositivos semiconductores de potencia que son empleados en este tipo de convertidores de energía son TBJs de potencia, MOSFETs e IGBTs, los cuales trabajan como un interruptor.

Se toma como referencia al esquema básico de un conversor reductor (Buck) indicado en la Figura 1.11.

Cuando el interruptor S está encendido el voltaje Vfuente es aplicado al motor, mientras que cuando el interruptor está apagado no fluye energía desde la fuente de alimentación hacia el motor y la corriente de armadura continua circulando a través del diodo debido a que la bobina de armadura ha almacenado energía en forma de corriente mientras S estaba cerrado.

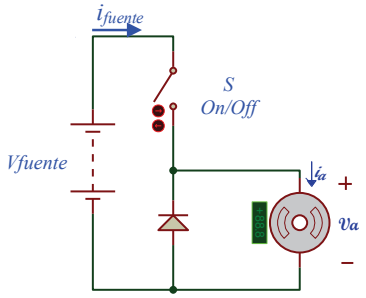


Figura 1.11. Convertidor DC/DC reductor

Generalmente a los dispositivos semiconductores se les aplica un tren de pulsos utilizando la técnica de modulación de ancho de pulso (PWM) para conmutarlos con una frecuencia de trabajo que puede llegar hasta los 50 KHz, siendo $f = 1/T$; donde f es la frecuencia de conmutación, T es el período de la onda. [7]

La corriente que fluye a través del motor varía entre un valor máximo $I_{máx}$ y un valor mínimo $I_{mín}$ mayores que cero; esta variación depende del tiempo en que el interruptor se encuentre cerrado *a* que es cuando la inductancia de armadura La se carga, y el tiempo que el interruptor se encuentre abierto (T-a) que es cuando la inductancia descarga toda su energía almacenada a través del diodo. Las formas de onda correspondientes se observan en la Figura 1.12.

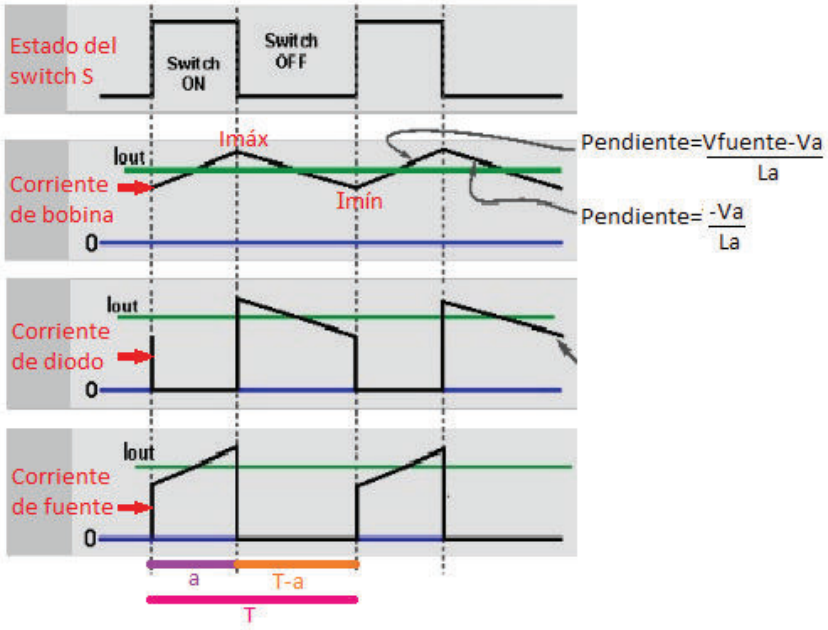


Figura 1.12. Formas de onda para modo de conducción continua [8]

La relación entre el tiempo de activación del interruptor S y el periodo de conmutación se denomina relación de trabajo δ.

$$\delta = \frac{a}{T} \qquad (1.26)$$

En este modo de operación el voltaje de salida V_a está en función de la relación de trabajo y del voltaje de entrada.

$$V_a = V_{fuente}\delta \qquad (1.27)$$

1.2.2 CONVERTIDOR DC/DC DE PUENTE COMPLETO

El convertidor DC/DC de puente completo mostrado en la Figura 1.13 está constituido por cuatro interruptores con los que se puede lograr diferentes métodos de control que son usados para la operación de un motor DC en cuatro cuadrantes, es decir, control de voltaje y corriente bidireccional [2].

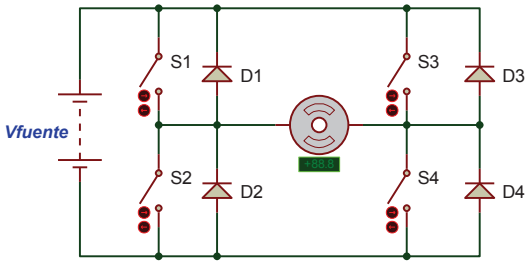
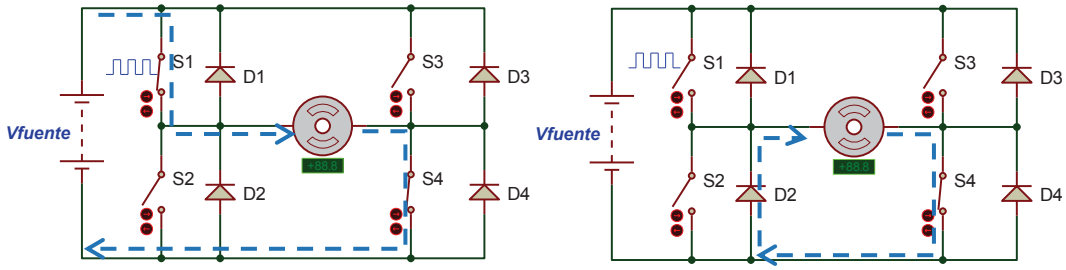


Figura 1.13. Convertidor DC/DC de Puente Completo

1.2.2.1 Primer Cuadrante

En este modo de funcionamiento los interruptores S_2 y S_3 están desactivados y los interruptores S_1 y S_4 están activados como se observa en la Figura 1.14a; en el instante en que S_1 y S_4 son activados simultáneamente el voltaje de la fuente es aplicado a los terminales del motor y en la bobina se almacena energía en forma de corriente. Cuando S_1 es desactivado y S_4 permanece activado la corriente de armadura decae por medio de D_2 y S_4 (Figura 1.14b).



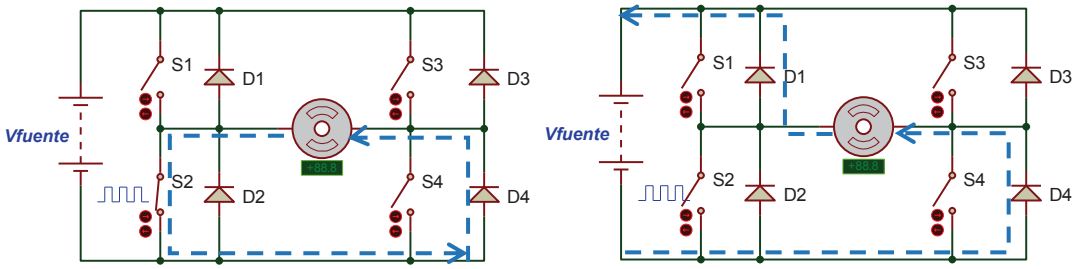
a) b)

Figura 1.14. Funcionamiento en primer cuadrante: a) S1 activado b) S1 desactivado

1.2.2.2 Segundo Cuadrante

En este modo de funcionamiento los interruptores S_1, S_3 y S_4 están desactivados y al interruptor S_2 se le aplica una señal PWM como se observa la Figura 1.15; en el

instante en que S_2 es activado y la corriente de armadura fluye a través de S_2 y D_4. Cuando S_2 es desactivado el motor actúa como generador y entrega esta energía hacia la fuente por medio de los diodos D_1 y D_4.

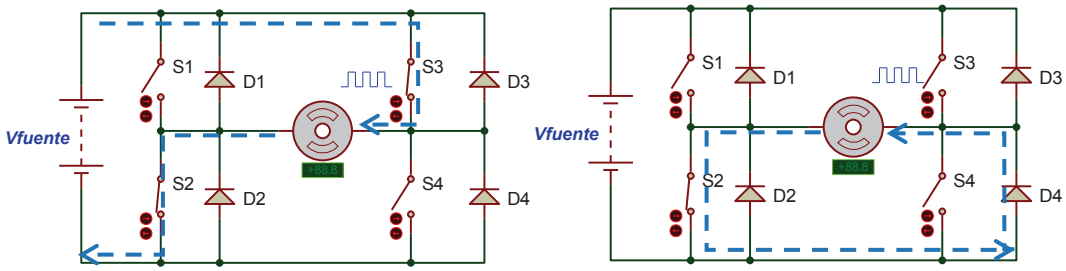


a) b)

Figura 1.15. Funcionamiento en segundo cuadrante: a) S2 activado b) S2 desactivado

1.2.2.3 Tercer Cuadrante

Cuando el motor opera en el tercer cuadrante la corriente de armadura cambia de sentido y el motor invierte su giro. Los interruptores S1 y S4 están desactivados y los interruptores S2 y S3 están activados como se observa en la Figura 1.16. En el instante en que S2 y S3 son activados al mismo tiempo el voltaje de la fuente es aplicado a los terminales del motor y la corriente de armadura aumenta y circula en sentido contrario a la dirección que tenía en la operación de primer cuadrante. Cuando S3 es desactivado y S2 permanece activado la corriente de armadura decrece por medio de D4 y S2.



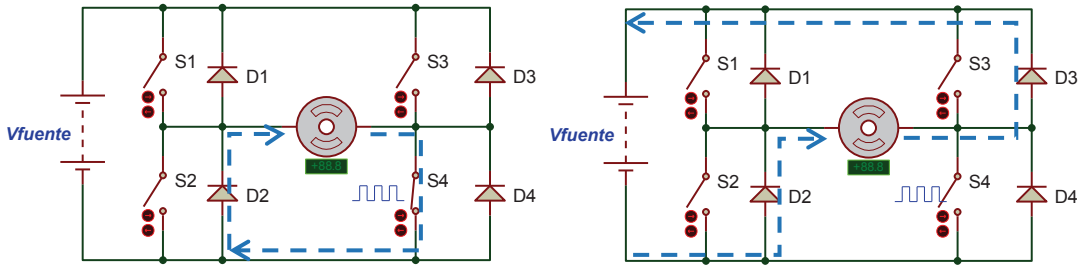
a) b)

Figura 1.16. Funcionamiento en tercer cuadrante: a) S3 activado b) S3 desactivado

1.2.2.4 Cuarto Cuadrante

Cuando el motor opera en cuarto cuadrante (Figura 1.17) los interruptores S_1, S_2 y S_3 están desactivados. En el instante en que S_4 es activado la corriente de armadura

se incrementa y fluye a través de S_2 y D_4. Cuando S_2 es desactivado el motor actúa como generador nuevamente y entrega esta energía a la fuente por medio de los diodos D_2 y D_3.



a) b)

Figura 1.17. Funcionamiento en cuarto cuadrante: a) S4 activado b) S4 desactivado

1.3 CONTROLADORES ELECTRÓNICOS DE VELOCIDAD

1.3.1 DEFINICIÓN Y FUNCIONAMIENTO

El Controlador Electrónico de Velocidad (CEV, en inglés conocido como Electronic Speed Controller ESC) es un dispositivo electrónico cuyo circuito principal es un conversor constituido por una red de transistores de efecto de campo o FETs distribuidos de diferente manera de acuerdo a la topología del conversor. La alta velocidad de conmutación de los FETs permite regular el paso de energía hacia los motores, permitiendo una variación más suave, más precisa y eficiente de la velocidad, dirección y torque del motor eléctrico. Por estas cualidades son ampliamente utilizados en Plataformas móviles que adicionalmente pueden contar con un sistema de autonomía.

1.3.2 APLICACIONES DE LOS CEV EN PLATAFORMAS MÓVILES

1.3.2.1 Vehículos eléctricos

Frente a la situación actual de la economía mundial referente a la disminución de producción petrolífera así como también respecto a los niveles de contaminación debido al uso de hidrocarburos, las empresas líderes en fabricación y ensamblaje de vehículos se centran en investigar, crear y mejorar vehículos cuya propulsión provenga de motores eléctricos de eficiencia considerable.

En la actualidad las tecnologías más comercializadas son: [9]

- Los de alimentación externa de energía (trolebús, trenes eléctricos, etc.)
- Los de alimentación suministrada al vehículo cuando está parado (baterías)
- Los vehículos híbridos.

De estas tres alternativas las únicas que verdaderamente no generan directamente emisiones nocivas son las dos primeras.

En estos vehículos, la aplicación del control de velocidad juega un factor indispensable porque determina las máximas velocidades alcanzadas, el peso soportado, los tiempos de aceleración y desaceleración, etc.

Haciendo un enfoque a las carreras de autos, un CEV permite que el movimiento del carro sea hacia adelante o atrás, giros, e incluso algunos tienen las opciones de utilizar ya sea freno dinámico o freno regenerativo.

1.3.2.1.1 Ventajas [10]

- El coste por kilómetro es sustancialmente inferior a los vehículos de motor de combustión.
- No contaminan el medio ambiente.

1.3.2.1.2 Desventajas [10]

El uso de coches eléctricos aún no es ponderante en el mundo debido a la falta de adaptación a este tipo de tecnología. Uno de los principales problemas es la falta de puntos de recarga para las baterías de los coches como se ve en la Figura 1.18.

Figura 1.18. Punto de recarga de vehículos eléctricos en España [11]

1.3.2.2 Aeronaves eléctricas

Se basan en los mismos principios aplicados para los vehículos eléctricos y su energía proviene de celdas de combustible, celdas solares, baterías, o ultracapacitores. Al realizar desplazamiento aéreo, requiere de un permanente sensado y monitoreo de velocidad, altura, dirección del viento, demás parámetros aerodinámicos.

Los CEV's diseñados para algunas naves omiten el avance en retroceso así como también anulan la opción de frenado regenerativo o dinámico. Por su parte, los aeroplanos más modernos y sofisticados vienen con una configuración de extensión del tiempo de vuelo a través de un modo de ahorro de energía cuando el controlador del sistema detecta que la fuente de energía ha descendido de valor. La ventaja más conveniente de mantener el control de aeronaves es la posible programación del piloto automático con tan solo fijar un cierto valor de velocidad y dirección del móvil [12].

Los quadrocópteros, llamados también cuadrotores o cuadrirrotores, es un helicóptero que eleva su vuelo gracias al control de cuatro rotores.

Figura 1.19. Plataformas aéreas [12]

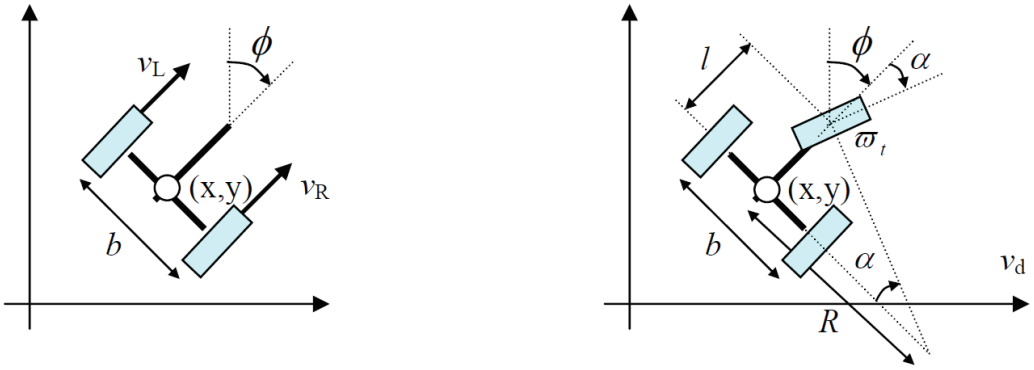
1.3.2.3 Bicicletas eléctricas [13]

Son bicicletas a las cuales se ha realizado una adecuación de sus componentes de manera que el usuario recibe ayuda en el avance por la fuerza de tracción generada por uno o más motores eléctricos. La velocidad de desplazamiento se determina mediante un potenciómetro ajustable y el CEV depende de las señales obtenidas de sensores como el de rotación del pedal, el de freno, de corriente, de voltaje, entre otros.

1.4 TRACCIÓN DE UNA PLATAFORMA MÓVIL

El movimiento de una plataforma móvil depende de la ubicación y del número de llantas ubicadas en la misma. Siendo las configuraciones más comunes las de tracción diferencial o aquellas de tres llantas, como se indica en la Figura 1.20.

El término tracción diferencial hace referencia al manejo de cada una de las llantas, acopladas previamente a motores, de forma independiente; es decir, que cada una va a tener una velocidad diferente, v_L y v_R, según las señales de control que llegan a los motores. Dichas velocidades determinan el ángulo de orientación $\emptyset$ adquirido que le permite al móvil desplazarse en el plano 2D hasta cierto punto.



a) b)

Figura 1.20. Configuraciones típicas para robots móviles [14]:

a) Diferencial b) Móvil de tres llantas

Por su parte, los móviles de tres llantas poseen un motor que controla a la llanta delantera haciendo que esta gire con cierto ángulo $\propto$ hasta llegar a la posición deseada. Las llantas posteriores se mantienen unidas por medio del mismo eje y sirven como soporte para el movimiento.

1.4.1 TRACCIÓN DIFERENCIAL

En el análisis del movimiento para móviles con este tipo de tracción es indispensable conocer el valor del radio r de las llantas, así como también la separación transversal b existente entre ambas.

Cada llanta se mueve con cierta velocidad tangencial, v_L y v_R, que se traduce en la existencia de velocidades angulares asimismo independientes, ω_L y ω_R [14].

Si se trabaja con el Sistema Internacional S.I. de unidades las velocidades lineales se miden en m/s, las velocidades angulares en rad/s y las longitudes, como son r y b, quedarían expresadas en metros m.

Al desplazarse, el valor de velocidad lineal v adquirido por la plataforma depende de las velocidades tangenciales y angulares de cada llanta.

$$v = \frac{v_R + v_L}{2} \quad (1.28)$$

$$v = \frac{(\omega_R + \omega_L)\,\mathrm{r}}{2} \quad (1.29)$$

El valor de velocidad angular promedio del móvil ω se puede también determinar en función de las velocidades lineales o angulares.

$$\omega = \frac{v_R - v_L}{b} \quad (1.30)$$

$$\omega = \frac{(\omega_R - \omega_L)\,\mathrm{r}}{b} \quad (1.31)$$

Si el sistema en el que se trabaja, provee como dato la velocidad lineal y angular requerida para la plataforma, entonces los parámetros de cada llanta se obtienen de las ecuaciones (1.28), (1.29), (1.30)y (1.31) y se expresan en las ecuaciones (1.32) y (1.33).

$$\omega_R = \frac{v + (b/2)\omega}{r} \quad (1.32)$$

$$\omega_L = \frac{v - (b/2)\omega}{r} \quad (1.33)$$

1.5 ANÁLISIS DE FUERZAS EN UN SISTEMA MÓVIL

Este análisis se realiza en base a un modelo bidireccional simplificado en el cual el eje X coincide con la dirección del movimiento del vehículo.

La energía mecánica necesaria para el movimiento de un vehículo depende de varios factores provenientes de la arquitectura propia del móvil así como de las condiciones del medio en el cual se encuentra desplazándose entre las que destacan las pérdidas por fricción aerodinámica, la resistencia a la rodadura y la energía disipada en los frenos.

Para el análisis de cada una de las fuerzas indicadas en la Figura 1.21, se plantea la Segunda Ley de Newton para el movimiento que sostiene que la sumatoria de fuerzas actuantes en un sistema provoca la existencia de una fuerza neta que será equivalente al valor de la aceleración alcanzada por el valor de la masa [15] como indica la ecuación (1.34).

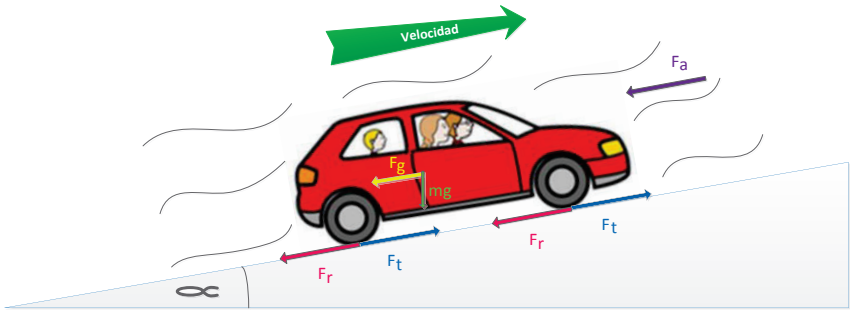


Figura 1.21. Diagrama de fuerzas de un móvil en ascenso por una pendiente

$$\sum F_x = m.a = F_t - (F_a + F_r + F_g) \qquad (1.34)$$

Donde:

m (kg): Masa de la plataforma móvil.

a $\left(\frac{m}{s^2}\right)$: Aceleración.

F_t (N): Fuerza resultante de tracción que depende de la velocidad y aceleración.

F_a (N): Fuerza de resistencia aerodinámica (debida al rozamiento con el aire).

F_r (N): Fuerza de resistencia a la rodadura (generada en el punto de contacto con el terreno).

F_g(N): Fuerza generada por la aceleración de la gravedad cuando el vehículo sube una pendiente de ángulo α.

1.5.1 FUERZA DE RESISTENCIA AERODINÁMICA

Es la fuerza que se genera en oposición al movimiento de un cuerpo que se desplaza en un ambiente por donde circula aire. Se la representa como una fuerza que se opone al movimiento [16] y matemáticamente queda definida por (1.35).

$$F_a = \frac{1}{2}\rho_a . A_f . C_x . v^2 \qquad (1.35)$$

Siendo:

ρ_a $\left(\frac{kg}{m^3}\right)$: Densidad del aire.

A_f (m^2): Área frontal del vehículo.

C_x: Coeficiente de penetración aerodinámica.

v $\left(\frac{m}{s}\right)$: Velocidad lineal.

De la fórmula se deduce que esta fuerza depende principalmente de la velocidad del movimiento, de manera que si ésta tiene un valor muy bajo, la fuerza F_a prácticamente es despreciable.

1.5.1.1 Densidad del aire

Depende principalmente de la altitud a la cual se encuentra la zona geográfica en donde se proyecta la utilización más frecuente del móvil. En la Tabla 1.1 se exponen los valores más comunes de densidades a diferentes alturas.

Tabla 1.1. Valores de densidad del aire ambiente [17]

Altitud $(\boldsymbol{metros})$	**Valores de densidad del aire ambiente** $(\boldsymbol{kg/m^3})$		
	Mínimo	**Promedio**	**Máximo**
0	1.1405	1.2254	1.3167
305	1.1101	1.1886	1.2735
610	1.0812	1.1533	1.2302
914	1.0524	1.1197	1.222
1219	1.0252	1.0861	1.1501
1524	0.9996	1.0556	1.1133
1829	0.9739	1.0236	1.0764
2000	0.9595	1.0076	1.0572
2134	0.9483	0.9931	1.0412
2438	0.9243	0.9643	1.0060
2743	0.8986	0.9355	0.9723
3000	0.8794	0.9115	0.9467
3048	0.8762	0.9082	0.9419

1.5.1.2 Área frontal

Corresponde a la superficie frontal del móvil que va a estar en contacto con el aire y depende propiamente de la geometría del vehículo, pudiéndose despreciar en caso de vehículos muy pequeños.

1.5.1.3 Coeficiente aerodinámico

Es un coeficiente adimensional que representa la resistencia que ofrece un cuerpo a moverse dentro de un fluido (aire) según su forma. Como referencia se toma la resistencia que hace una plancha cuadrada de metal de 1 m de longitud. Al coeficiente de la plancha se le atribuye el valor 1, y a otros cuerpos se les atribuye un valor como referencia a ese.

Si las condiciones climáticas ocasionan un impacto considerable del viento sobre el vehículo, se realiza el cálculo con la velocidad relativa respecto a este medio.

A nivel industrial, los fabricantes consiguen bajos coeficientes aerodinámicos gracias a la realización de diversas pruebas en túneles aerodinámicos en los cuales el objeto de prueba permanece inmóvil mientras se propulsa el paso de aire alrededor del mismo como se observa en la Figura 1.22.

Figura 1.22. Túnel de viento para un vehículo marca Audi [18]

1.5.1.4 Velocidad Lineal

La rapidez lineal v propiamente dicha tiene como unidad m/s, y se determina a partir de la relación entre la velocidad angular ω, medida en rad/s, y el radio r de las llantas del móvil medido en metros.

$$v = \omega r \qquad (1.36)$$

1.5.2 FUERZA DE RESISTENCIA A LA RODADURA

Se genera en los neumáticos cuando el vehículo se traslada sobre una superficie de manera que ambos, o uno de ellos, sufren deformación inelástica.

Es importante establecer que no debe confundirse esta fuerza de resistencia F_r con la fuerza de adherencia o fricción pues son fuerzas totalmente independientes pudiéndose presentar el caso en el que la presencia de agua sobre la carretera ocasiona la disminución de la adherencia de las llantas sin embargo la resistencia a la rodadura aumenta.

$$F_r = C_r . m . g . \cos(\alpha) \qquad (1.37)$$

Siendo:

C_r: Coeficiente de rodadura

g $\left(\frac{m}{s^2}\right)$: Aceleración de la gravedad

$\propto$ (°): Ángulo de elevación

1.5.2.1 Coeficiente de rodadura

Es un valor adimensional C_r que depende de la superficie sobre la cual se produce la traslación del móvil y para su determinación se utiliza los valores referenciales expresados en la Tabla 1.2.

Tabla 1.2. Valores de Cr para diferentes tipos de suelo [16]

Naturaleza y estado del suelo	**Coeficiente de resistencia a la rodadura C_r**
Carretera en buen estado	0.02 a 0.04
Camino de tierra afirmado	0.03 a 0.05
Camino de tierra	0.04 a 0.06
Suelo baldío	0.06 a 0.10
Rastrojo seco	0.08 a 0.10
Tierra labrada	0.10 a 0.20
Arena y suelo muy suelto	0.15 a 0.30

1.5.3 FUERZA GRAVITATORIA

Es la fuerza equivalente a la componente del peso en la dirección longitudinal del movimiento. Interviene en la dinámica del vehículo cuando éste se encuentra desplazándose por una rampa ya sea ascendiendo o descendiendo. En el primer caso, constituye una fuerza resistiva (en oposición al movimiento) mientras que

resulta ser una fuerza activa durante el descenso (a favor del movimiento) según la ecuación (1.38).

$$F_g = m.g.\sin(\alpha) \qquad (1.38)$$

1.5.4 FUERZA DE TRACCIÓN

Es determinada por las características intrínsecas del móvil tales como el torque del motor, caja de cambios, rendimiento del sistema entre otros. La aplicación de esta fuerza se representa en la dirección del movimiento, para el caso de aceleraciones, o en sentido contrario al movimiento, para cuando se desacelera.

1.5.4.1 Fuerza de tracción durante el ascenso

Partiendo de la ecuación (1.34) es posible calcular la fuerza de tracción total que se tendrá durante el ascenso según la ecuación (1.39).

$$F_t = m.a + F_a + F_r + F_g \qquad (1.39)$$

1.5.4.2 Fuerzas durante el descenso

Una de las condiciones durante la cual se puede regenerar energía y direccionarla hacia una fuente de almacenamiento es la situación en la cual la plataforma se mueve por una bajada y no se requiere que el motor ejerza una fuerza de tracción Ft porque la fuerza del peso Fg (debido a la inclinación del terreno) se encarga de acelerar al móvil. Por lo tanto el movimiento rotatorio de las llantas causa que se genere una fuerza contraelectromotriz que genera un voltaje Ea en los terminales de la máquina, según la ecuación (1.3), ocasionándose que fluya energía hacia la fuente en lugar de extraerla (por lo explicado en la sección 1.1.5.3).

Bajo esta situación, se plantea la Segunda Ley de Newton a partir de la ecuación (1.34 *)* con las fuerzas indicadas en la Figura 1.23 en donde la fuerza de tracción se omite bajo la condición de que la máquina motriz actúe como generador y se obtienen las ecuaciones (1.40) y (1.41).

$$\sum F = m.a = F_g - (F_a + F_r) \quad (1.40)$$

$$F_{total} = F_g - F_a - F_r \quad (1.41)$$

Esta fuerza total genera la potencia instantánea máxima que se traduce en energía regenerada.

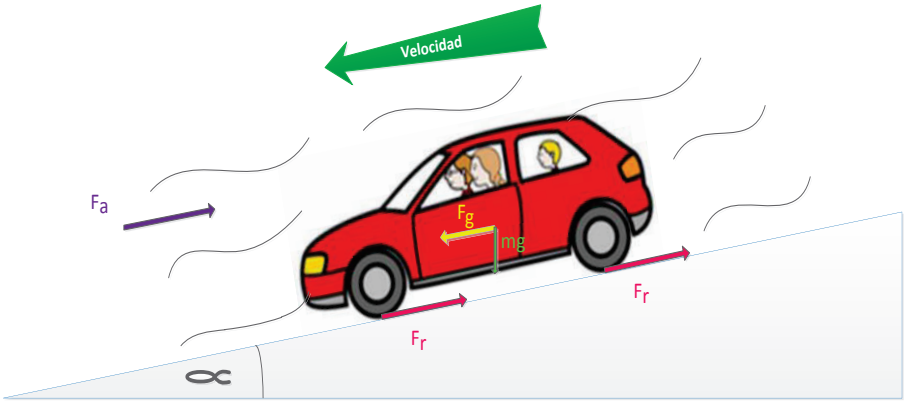


Figura 1.23. Diagrama de fuerzas de un móvil en descenso por una pendiente

1.5.5 POTENCIA Y CORRIENTE DURANTE LA TRACCIÓN

El cálculo de la potencia necesaria para mover al vehículo por una pendiente se realiza según la fórmula (1.42) [15].

$$P_{motores} = F_t \,.\, v \quad (1.42)$$

Siendo:

$Pmotores\ (W)$: Potencia de los motores.

$F_t\ (N)$: Fuerza de tracción ejercida por los motores.

$v\ (m/s)$: Velocidad lineal.

En un modelo ideal, se considera que las pérdidas son nulas, por lo tanto la potencia mecánica, obtenida en (1.42), es igual a la potencia eléctrica entregada por la batería a la entrada del sistema.

$$P_{motores} = P_{batería} = V_{batería} . I_{batería} \quad (1.43)$$

Donde:

$P_{batería}$: Potencia entregada por la batería.

$V_{batería}$: Voltaje en los terminales de la batería.

$I_{batería}$: Corriente circulante entre la carga y la batería.

1.5.6 POTENCIA Y CORRIENTE DURANTE LA REGENERACIÓN

La potencia en cada instante de tiempo durante el descenso, denominada $P_{regeneración}$, se rige a la ecuación (1.42) en donde se considera que la F_{total} corresponde a la expresada en la ecuación (1.41).

$$P_{regeneración} = F_{total} \cdot v \qquad (1.44)$$

Entonces la potencia teórica que se mediría en la fuente donde se almacene la energía regenerada se puede determinar mediante la ecuación (1.45).

$$P_{fa} = P_{regeneración} = V_{fa} \cdot I_{fa} \qquad (1.45)$$

Donde:

P_{fa}: Potencia entregada a la fuente de almacenamiento de energía regenerada.

V_{fa}: Voltaje en los terminales de la fuente de almacenamiento.

I_{fa}: Corriente circulante entre el motor y la fuente de almacenamiento.

1.6 FUENTES DE ENERGÍA

1.6.1 BATERÍAS

La batería es una fuente de energía portátil formada por dos o más celdas eléctricas dentro de las cuales se llevan a cabo reacciones que convierten la energía química en eléctrica debido a la presencia de una sustancia química llamada electrolito.

La estructura de cualquier batería (Figura 1.24) incluye una resistencia interna R que ocasiona una disminución en el voltaje V entregado a la carga; mientras mayor sea la corriente I extraída mayor caída de voltaje se tendrá en R [19].

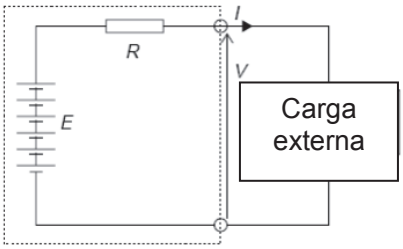


Figura 1.24. Circuito esquemático de una batería

La medida de la carga Q (en Coulombs) de una batería se determina mediante la ecuación (1.46) en donde I es la corriente en Amperios y t es el tiempo de funcionamiento de la batería medido en horas. A partir de la antes mencionada medida, se conoce el número de Amperios-Hora Ah extraídos.

$$Q = I.t \qquad (1.46)$$

Otro parámetro a tomar en cuenta es la cantidad de energía, medida en Vatios-hora (Wh), que puede almacenar la batería a partir del producto del voltaje nominal V (en voltios) por el número de Amperios-hora.

$$Wh = VxAh \qquad (1.47)$$

1.6.1.1 Tipos de Baterías

En el mercado existen diversos fabricantes que desarrollan e investigan los procesos para producir baterías cada vez mejores que las ya existentes. Existen:

- Sodio sulfuro (NaS)
- Plomo-acido (Pb-ácido)
- Niquel-cadmio (NiCd)
- Niquel-hidruro metálico (NiMH)
- Ion-Litio (Li-ion)
- Litio-ferrofosfato (LiFe)
- Polímero-Litio (Li-Po)

Cada batería permite determinados valores máximos y mínimos de voltaje en cada celda que la constituyen y deben ser respetados tanto en la carga o descarga para no causar daños a la fuente de voltaje según los valores indicados en la Tabla 1.3.

Tabla 1.3. Voltajes nominales, máximos y mínimos por celda para distintos tipos de baterías [20].

Tecnología / Voltajes	Pb-ácido	Ni-Cd	Ni-MH	Li-ión	$LiFePO_4$	Li-PO
Voltaje Nominal (V)	2	1.2	1.2	3.6/3.7	3.3	3.7
Voltaje Mínimo (V)	1.75	0.85	0.85	2.5	2	3
Voltaje Máximo (V)	2.46	1.6	1.6	4.1	3.6	4.23

Adicional a los límites de voltajes, existen otras características intrínsecas que han sido objeto de estudio de varios proyectos, como se muestra en la Tabla 1.4 [20].

Tabla 1.4. Comparación de diferentes tipos de baterías [20]

Tecnología Parámetros	Pb-ácido	Ni-Cd	Ni-MH	Li-ión	LiFe	Li-PO
Voltaje (V/Celda)	2 V	1.2 V	1.2 V	3.6 V/3.7 V	3.3 V	3.7 V
Autodescarga (%/mes)	3 %-20 %	10 %	30 %	8 %	-	5 %
Descarga en continua	-	10 c	8 c	1 c	26 c	20-45 c
Descarga por picos	-	-	-	-	52 c	30-90 c
Mantenimiento	Bueno	Malo	Regular	Fácil	Bueno	Fácil
Ciclos de vida	500-800	1500-2000	300-500	400-1200	2000	>1000
Densidad energética (Wh/l)	60-75	50-150	140-300	250-360	220	300
Energía específica (Wh/kg)	30-40	40-60	30-80	100-250	90-110	130-200
Potencia específica (W/kg)	180	150	250-1000	250-340	3000	7100
Corriente carga rápida (C)	0.4	1-2	1-2	1	4	1-2
Eficiencia. Carg/Desc	50 %-92%	70 %-90 %	66 %	80 %- 90 %	-	99.8 %
Tolerancia a sobrecargas	-	M. buena	Media	M. mala	Mala	M. mala
Robustez a impactos	Buena	M. buena	Media	M. mala	Mala	M. mala
Altas temperaturas	Media	M. buena	Media	M. mala	Mala	M. mala
Problemas de ecualización	No	No	No	Si	Si	Si
Seguridad	M. buena	M. buena	M. buena	M. buena	M. buena	Buena
Formato	-	Cilíndrico	Cilíndrico	Prisma	Pris/Cilin	Prisma

La selección del sistema de almacenamiento de energía más adecuado está limitada al tipo de aplicación y a la potencia requerida por la carga. En la Figura 1.25 se observa que para potencias de unos cuantos KW se utilizan

preferentemente las de ión de Litio y Níquel Cadmio para tiempos de funcionamiento cercanos a una hora y más bien de Plomo ácido cuando el tiempo de funcionamiento se prolonga hasta unas 10 horas aproximadamente.

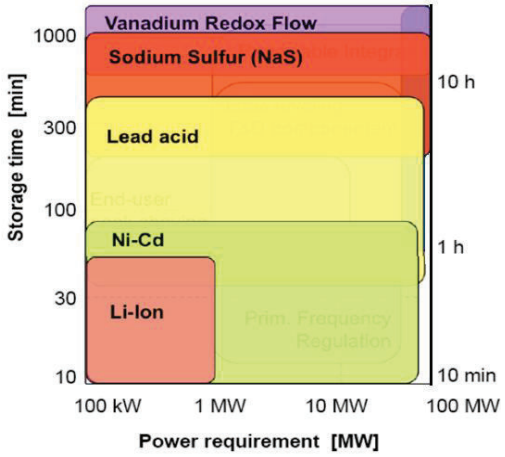


Figura 1.25. Diversas Aplicaciones y las tecnologías más aplicadas [19]

1.6.2 ULTRACAPACITORES

Los ultracapacitores (UC), algunas veces referidos como supercapacitores o capacitores electroquímicos de doble capa (Electrochemical Double Layer Capacitors EDLC), son dispositivos que pueden almacenar energía electrostática. Su principio de funcionamiento es análogo al de los capacitores convencionales cuyo papel en un circuito puede ser encaminado al filtrado de señales o al nivelamiento de carga [21]. La trascendental diferencia, respecto a capacitores comunes, está en la capacidad de almacenamiento de energía que resulta ser tan grande como para ser utilizados en sistemas de potencia híbridos tal como en algunos vehículos eléctricos comercializados en la actualidad.

1.6.2.1 Estructura y funcionamiento

Están constituidos por dos electrodos de área superficial A bastante grande separados entre sí por una distancia d muy pequeña, ambos sumergidos dentro de una sustancia electrolítica, comúnmente hidróxido de potasio o ácido sulfúrico. El valor de capacitancia C (en Faradios) depende de estos factores, así como también de la constante dieléctrica absoluta ε.

$$C = \varepsilon \frac{A}{d} \qquad (1.48)$$

Los altos valores de capacitancia son el resultado de la utilización de materiales avanzados, típicamente carbono activado, y la aplicación de la micromanufactura para obtener electrodos con porosidades diminutas que permiten obtener un producto muy compacto, ligero y de altas capacitancias.

Al aplicar un potencial en el electrodo positivo, éste atrae a los iones negativos del electrolito y asimismo el electrodo negativo atrae a los iones positivos de dicha sustancia formando indirectamente dos capacitores internamente.

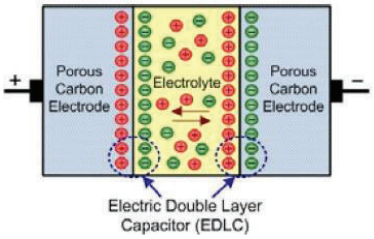


Figura 1.26. Estructura interna del ultracapacitor [22]

La energía almacenada E (en Joules) depende del número de cargas acumuladas Q (en Coulombs) así como también de la diferencia de voltaje V (en voltios).

$$E = \frac{1}{2}\frac{Q^2}{C} = \frac{1}{2}QV = \frac{1}{2}CV^2 \qquad (1.49)$$

En relación a estos valores, la capacitancia puede también expresarse con la ecuación (1.50).

$$C = \frac{Q}{V} \qquad (1.50)$$

1.6.2.2 Modelo eléctrico

Varios modelos eléctricos se pueden presentar como resultado de investigaciones a lo largo de los años, siendo uno de los más detallados el presentado a continuación en la Figura 1.27. Este modelo no lineal de tres ramales contiene redes RC con múltiples constantes de tiempo [23]. El primero de ellos consta de una resistencia R_{fast} y de las capacitancias C_{fast0} y C_{fast1} que en conjunto representan la carga acumulada en los macroporos de los electrodos. El segundo ramal se asocia con el comportamiento de la carga en los meso-poros a través de la resistencia R_{med} y C_{med}. Finalmente, se tiene al ramal con la mayor constante de

tiempo formado por R_{slow} y C_{slow} que modelan la actividad alrededor de los microporos. La resistencia R_{leak} representa las pérdidas por corrientes de fuga debido a la autodescarga del UC y L se usa como símbolo de la inductancia parásita debida al material propio de los terminales y electrodos.

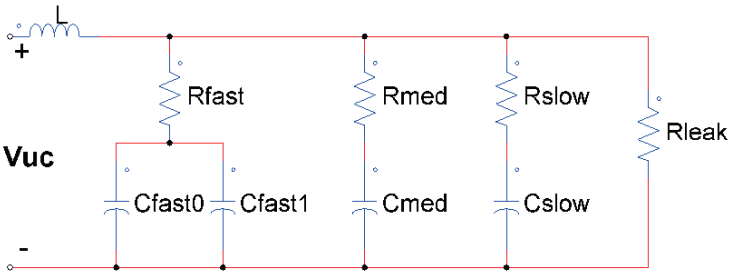


Figura 1.27. Modelo eléctrico extendido del ultracapacitor [23]

Una versión más compacta del modelo, se presenta en la Figura 1.28. En ésta se prioriza la representación de las pérdidas por conducción a través de la resistencia equivalente en serie R_{ESR} cuyo valor oscila en el orden de 1 a 10 miliohms $(m\Omega)$ por la alta conductividad que tienen las láminas de carbón activado.

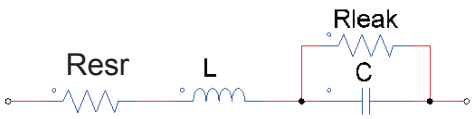


Figura 1.28. Segundo modelo eléctrico del ultracapacitor [24]

La inductancia parásita L así como también R_{leak} pueden despreciarse quedando el circuito representado en la Figura 1.29.

Figura 1.29. Modelo simplificado del UC

1.6.3 ANÁLISIS COMPARATIVO ENTRE BATERÍAS Y ULTRACAPACITORES

1.6.3.1 Reacciones químicas VS eléctricas

Las baterías basan su funcionamiento en procesos químicos que resultan ser lentos y son causantes de la baja densidad de potencia de las baterías respecto a los UC. Con el paso del tiempo los electrodos de las baterías sufren desgaste y esas impurezas se acumulan en forma de depósitos químicos ocasionando la degradación de la batería en cuanto a tiempo de vida y funcionamiento. Este

inconveniente se suprime para los UC pues su funcionamiento se basa en almacenamiento de energía en forma de campo eléctrico.

1.6.3.2 Voltaje

El voltaje nominal de un UC es bajo, del orden de los 2.5 a 2.7 V por lo que se requiere hacer arreglos en serie de manera que la capacitancia total quede reducida en comparación a la capacitancia de cada uno de los UC. Por su parte las baterías no presentan este inconveniente, encontrándose en el mercado diversos valores estándar que permiten la compra de una sola batería.

1.6.3.3 Corriente

En comparación a las baterías, los UC pueden llegar a entregar hasta miles de amperios como consecuencia de poseer una resistencia equivalente serie R_{ESR} del orden de los miliohmios. Asimismo alta corriente por periodos largos implica mayores pérdidas que reducen su rendimiento.

1.6.3.4 Tiempo de carga y descarga

Los condensadores de doble capa pueden absorber energía de manera muy rápida, mientras que las baterías pueden tardar minutos incluso horas. Por esta razón los UC son los favoritos cuando se trata de aplicaciones con freno regenerativo potenciando así el principio de energías limpias de este siglo.

1.6.3.5 Tipo de carga

Los ultracapacitores son más solicitados que las baterías para aplicaciones de carga pulsante.

1.6.3.6 Densidad de energía VS densidad de potencia

En comparación con las baterías, la diferencia resulta escasa, ya que las nuevas baterías de Ion-Litio pueden superar los 100 (Wh/kg). No obstante, lo compensan con una densidad de potencia mucho mayor, pues los ultracondensadores pueden llegar a 1-10 (kW/kg), mientras que las baterías no llegan a superar los 200 (W/kg). Estos datos se pueden ver de manera clara en el diagrama de la Figura 1.30 que

representa la densidad de energía en el eje vertical (Wh/kg), en el eje horizontal a la densidad de potencia (W/kg) y las líneas diagonales simbolizan el tiempo de descarga asumiendo una potencia constante de 1W [24].

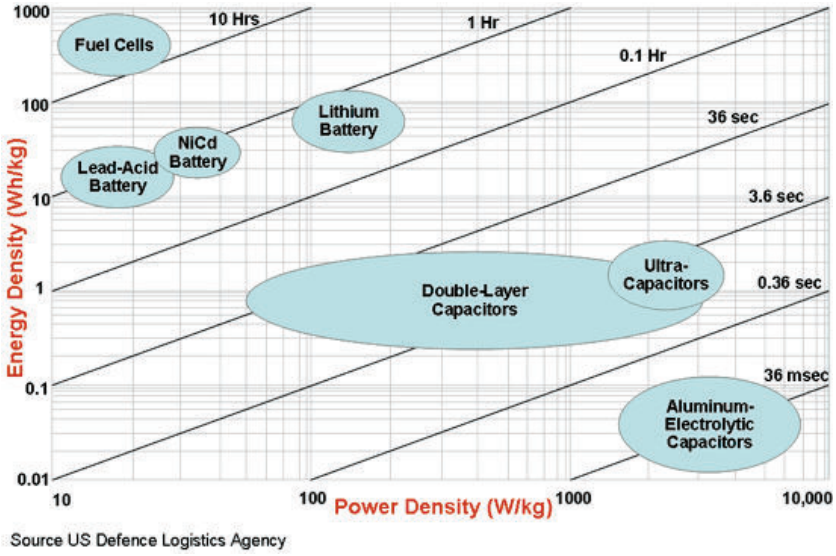


Figura 1.30. Diagrama comparativo de fuentes de energía

Al finalizar este capítulo se ha conseguido dar a conocer los fundamentos teóricos utilizados y que sirvieron para realizar análisis, diseños y comparaciones dentro de todo el proyecto.

En el siguiente capítulo se procede a realizar el dimensionamiento y selección de elementos constitutivos del hardware de las etapas de control y de potencia de la plataforma móvil.

CAPÍTULO 2

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROLADOR ELECTRÓNICO DE VELOCIDAD Y DEL SISTEMA DE FRENADO REGENERATIVO

En este capítulo se realiza el análisis dinámico de un móvil en trayectorias con un determinado ángulo de inclinación para calcular valores referenciales de fuerzas netas y potencias del sistema electro-mecánico. Estos valores son utilizados para dimensionamiento de los elementos constituyentes del hardware de las etapas de control y potencia.

2.1 DINÁMICA DE LA PLATAFORMA MÓVIL

Masa: Para el cálculo de la masa promedio del vehículo se consideran todas las cargas para el montaje detalladas en la Tabla 2.1.

Tabla 2.1. Masas de la plataforma móvil

Descripción	Cantidad	Masa Unit. (kg)	Masa Total (kg)
Estructura metálica	1	34	34
Baterías	2	17,5	35
Motores	2	6,54	13,08
Ultracapacitores	10	0,08	0,8
Caja de circuitos	1	1,5	1,5
Peso muerto	1	11	11
TOTAL			**95,38**

Con esto se obtiene un valor de masa m=95 kg. Cabe aclarar que este valor numérico se lo ha definido con el objetivo de dimensionar los elementos, de manera que sea un sistema capaz de transportar masas (relativamente pesadas).

Velocidades lineal y angular: Se conoce que la velocidad angular nominal ω de los motores es de 245 RPM o lo que es lo mismo 25.65 rad/s.

$$\omega = 245\frac{rev}{min}.\frac{2\pi rad}{1\,rev}.\frac{1\,min}{60s} = 25.65\ \frac{rad}{s}$$

Se utilizan ruedas de radio 28.5 cm, por lo tanto la velocidad lineal máxima v, según la ecuación (1.36) es 7.31 m/s.

$$v = 25.65(0.285) = 7.31\frac{m}{s} = 26.32\ \frac{km}{h}$$

Recorrer 7.3 metros en un segundo es una velocidad demasiado elevada para la plataforma utilizada en el presente proyecto ya que no se ha realizado el diseño mecánico que soporte altas velocidades, y se considera un valor típico de velocidad de 5.4 km/h (1.5 m/s) a la cual las llantas giran a 50 RPM (5.23 rad/s).

Aceleración: Para llegar a 1.5 m/s se aplica una rampa de aceleración en el programa del microcontrolador de manera que se alcance el valor de velocidad final en un intervalo de tiempo de 1.20 segundos que resulta ser el menor tiempo obtenido tras una serie de pruebas cuyo objetivo fue tener un arranque suave sin que la plataforma tienda a levantarse. En la ecuación (2.1) V_f es la velocidad final, $V_o$es la velocidad inicial y Δt es el tiempo.

$$a = \frac{V_f - V_o}{\Delta t} \qquad (2.1)$$

$$a = \frac{1.5 - 0}{1.20} = 1.25\frac{m}{s^2}$$

Densidad del aire: Las pruebas se llevan a cabo en el Distrito Metropolitano de Quito, ciudad ubicada a 2850 metros sobre el nivel del mar, y la densidad del aire en esta región es aproximadamente $\rho_a = 0.94\frac{kg}{m^3}$ según la Tabla 1.1.

Área frontal: Se ha determinado que la superficie frontal del móvil que va a estar en contacto con el aire es aproximadamente de forma rectangular (Figura 2.1).

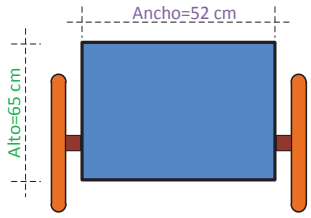


Figura 2.1. Área frontal del móvil

Por lo tanto el área frontal será el producto del ancho por el largo.

$$A_f = 52cm\ x\ 65cm = 3380cm^2 = 0.34\ m^2$$

Coeficiente aerodinámico: Se considera un coeficiente de valor promedio $C_x = 0.7$ debido a que el objetivo del presente proyecto de titulación no consiste en minimizarlo al máximo como lo hacen los fabricantes de vehículos a gran escala.

Coeficiente de rodadura: La peor condición para la elaboración de pruebas de funcionamiento es en un terreno de tierra labrada para lo cual el coeficiente de rodadura puede tomar el valor de $C_r = 0.2$ tal como indica la Tabla 1.2.

Ángulo de elevación: Para la realización de pruebas se utiliza una pendiente constante de 10° aproximadamente.

2.1.1 CÁLCULO DE LA FUERZA DE TRACCIÓN Y POTENCIA DURANTE EL ASCENSO

Con los datos anteriores, y según las ecuaciones del capítulo 1, (1.35), (1.37) y (1.38) se calculan las fuerzas del movimiento.

$$F_a = \frac{1}{2}(0.94).(0.34).(0.7).(1.5)^2 = 0.25 \text{ N}$$

$$F_r = (0.2).(95).(9.81).\cos(10°) = 183.5 \text{ N}$$

$$F_g = (95).(9.81).\sin(10°) = 161.83 \text{ N}$$

Partiendo de las ecuaciones (1.39) y (1.42) se determina la fuerza de tracción durante el arranque con la rampa de aceleración de 1.25 m/s^2 que está relacionada con la potencia instantánea necesaria justo cuando ha terminado la etapa de aceleración y se ha alcanzado la velocidad fijada como referencia (1.5 m/s).

$$F_t = (95)(1.25) + 0.25 + 183.5 + 161.83 = 464.33 \text{ N}$$

$$P_{motor(arranque)} = 464.33(1.5) = 697 \text{ W} = 0.93 \text{ HP}$$

La corriente teórica extraída de las baterías durante el inicio del movimiento se obtiene a partir de la ecuación (1.43).

$$I_{batería(arranque)} = \frac{697 \text{ W}}{24 \text{ V}} = 29 \text{ A} \qquad (2.2)$$

Cuando el móvil ya está subiendo a velocidad constante la aceleración se anula por lo tanto se observa que la fuerza de tracción así como la potencia teórica son menores a los valores calculados durante el arranque.

$$F_t = (95)(0) + 0.25 + 183.5 + 161.83 = 345.58 \text{ N}$$

$$P_{motor(estado_estable)} = 345.58(1.5) = 518.37 \text{ W} = 0.69 \text{ HP}$$

La corriente teórica extraída de las baterías durante el movimiento en estado estable resulta ser de 21.6 A.

$$I_{batería(estado_estable)} = \frac{518.37 \text{ W}}{24\ V} = 21.6\ A \qquad (2.3)$$

En cualquiera de los casos, la potencia requerida por el sistema es menor a la potencia nominal entregada por ambos motores, 3.4HP, garantizándose su desempeño sin riesgo a que ocurran desperfectos por sobrecarga.

2.1.2 CÁLCULO DE LA FUERZA DE TRACCIÓN Y POTENCIA EN TERRENOS PLANOS

El cálculo de la fuerza de tracción ejercida por el motor en terrenos planos se realiza usando la ecuación (1.34) considerando que el ángulo α es nulo ($\propto = 0°$). Bajo esta condición se calcula la fuerza de resistencia aerodinámica Fa, ecuación (1.35), fuerza de resistencia a la rodadura Fr, ecuación (1.37), y la fuerza gravitatoria de la ecuación (1.38).

$$F_a = \frac{1}{2}(0.94).(0.34).(0.7).(1.5)^2 = 0.25 \text{ N}$$

$$F_r = (0.2).(95).(9.81).\cos(0°) = 186.39 \text{ N}$$

$$F_g = (95).(9.81).\sin(0°) = 0 \text{ N}$$

Con los cálculos anteriores se determina la fuerza de tracción durante el arranque en plano con la rampa de aceleración de 1.25 m/s^2.

$$F_t = (95)(1.25) + 0.25 + 186.39 + 0 = 305.39 \text{ N}$$

$$P_{motor(arranque)} = 305.39(1.5) = 458 \text{ W} = 0.6 \text{ HP}$$

La corriente teórica extraída de las baterías durante el inicio del movimiento en plano se obtiene a partir de la ecuación (1.43).

$$I_{batería(arranque)} = \frac{458 \text{ W}}{24\ V} = 19\ A \qquad (2.4)$$

Cuando el móvil ya está moviéndose en la superficie plana a velocidad constante la aceleración se anula por lo tanto se observa que la fuerza de tracción así como la potencia teórica son menores a los valores calculados durante el arranque.

$$F_t = (95)(0) + 0.25 + 186.39 \ + 0 = \ 186.64 \text{ N}$$

$$P_{motor(estado_estable)} = \ 186.64(1.5) = 280 \text{ W} = 0.37 \text{ HP}$$

La corriente teórica extraída de las baterías durante el movimiento en estado estable resulta ser de 21.6 A.

$$I_{batería(estado_estable)} = \frac{280 \text{ W}}{24 \ V} = 11.6 \ A \qquad (2.5)$$

La Tabla 2.2 muestra un resumen de los valores teóricos calculados de potencia requerida por el sistema y la corriente promedio que se debe extraer de la batería.

Tabla 2.2. Potencia y corriente de la batería con la plataforma en terreno plano y en subidas

Etapa	**Parámetros eléctricos**	**Ascenso**	**Plano**
En el arranque	Potencia	697 W	458 W
	Corriente	29 A	19 A
En estado estable	Potencia	518.37 W	280 W
	Corriente	21.6 A	11.6 A

En cualquiera de los casos, la potencia requerida por el sistema es menor a la potencia nominal entregada por ambos motores, 3.4 HP (2536 W), garantizándose su desempeño sin riesgo a que ocurran desperfectos por sobrecarga.

2.1.3 CÁLCULO DE LA FUERZA DE TRACCIÓN Y POTENCIA DURANTE EL DESCENSO

La fuerza total durante el descenso mientras los motores actúan como generadores se determina haciendo uso de la ecuación (1.41).

$$F_{total} \ = \ 161.83 - 0.25 - 183.5 = -21.92 \text{ N}$$

Esta fuerza neta tiene signo negativa porque la fuerza de resistencia a la rodadura Fr tiene un valor de 183.5 N que es mayor a la fuerza gravitatoria Fg de 161.83 N. Para que la plataforma tenga movimiento uniforme y los motores puedan regenerar

energía se necesita que el terreno esté en mejores condiciones y así se minimiza la fuerza de resistencia a la rodadura; por lo tanto se recalcula esta última fuerza con un coeficiente de rodadura Cr= 0.02 correspondiente a una carretera asfaltada (ver Tabla 1.2) haciendo uso de la ecuación (1.37).

$$F_r = (0.02).(95).(9.81).\cos(10°) = 18.35\ \text{N}$$

$$F_{total} = 161.83 - 0.25 - 18.35 = 143.23\ \text{N}$$

Por tanto la potencia regenerada teórica se calcula mediante la ecuación (1.44).

$$P_{regeneración} = 143.23\ (1.5) = 214\ \text{W} = 0.28\ \text{HP} \qquad (2.6)$$

Según (2.7) la potencia que se podría recuperar por regeneración representa el 8.4 % de la potencia total que los motores son capaces de entregar 3.4 HP.

$$\frac{P_{regeneración}}{P_{total}} = \frac{214\ \text{W}}{2536.4\ \text{W}}.100\% = 8.4\ \% \qquad (2.7)$$

2.2 DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA

La etapa de potencia se encuentra conformada por tres circuitos (ver Figura 2.2):

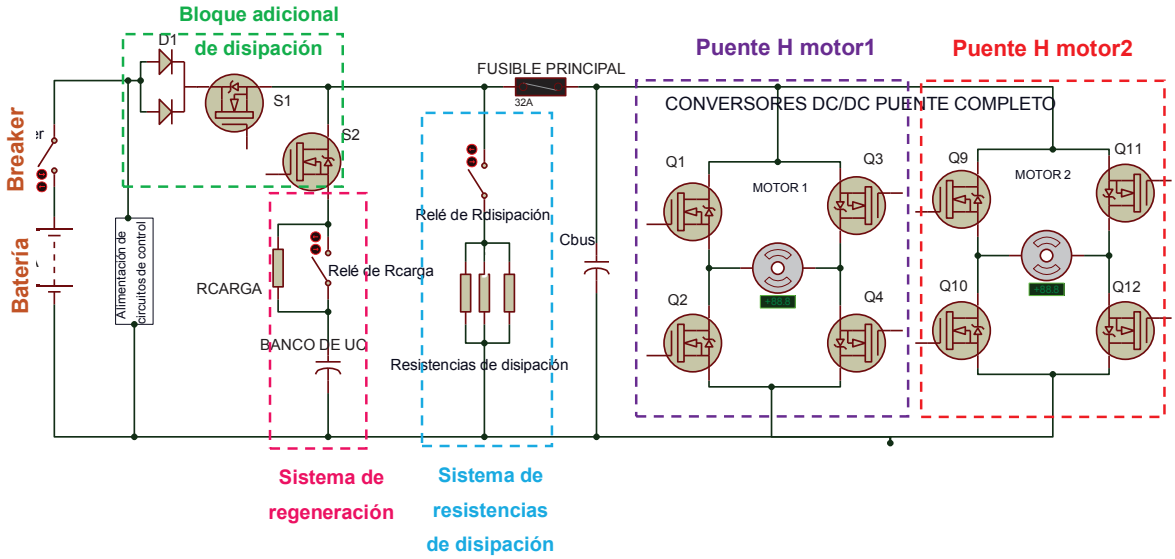


Figura 2.2. Diagrama general de la etapa de potencia

Dos conversores DC-DC Puente Completo para el control de los motores DC, el sistema de Ultracapacitores para el almacenamiento de la energía regenerada y un bloque adicional de disipación.

2.2.1 DESCRIPCIÓN DEL FUNCIONAMIENTO

El conversor DC-DC de puente completo tiene a la entrada un capacitor Cbus encargado de mantener el voltaje constante en caso de que haya variaciones bruscas en la energía provista por la batería, dicho voltaje está monitoreándose constantemente en la HMI.

Al encender el sistema, el relé de resistencias de disipación está desactivado y desconecta a las mismas del bus DC y se analiza el estado de carga del banco de UC:

- Si su voltaje es menor a 11 V se procede a activar los mosfets S1 y S2 de la Figura 2.2 para cargar al banco de UC hasta 11 V. Durante este tiempo el relé de Rcarga permanece inactivo de manera que el banco de UC queda conectado a la resistencia de carga Rcarga cuya finalidad es evitar sobrepicos de corriente y garantizar la vida útil de los circuitos.

- Si su voltaje es mayor o igual a 11 V, los puentes completos se encuentran funcionando en el segundo cuadrante (de freno) motivo por el cual al mosfet S1 se lo deja abierto y el mosfet S2 se encuentra activo. Se desconecta la resistencia de carga a través de la desactivación de su respectivo relé.

El funcionamiento del sistema se lo puede describir en dos etapas:

2.2.1.1 Etapa de alimentación a los motores

Al presionar alguna de las flechas direccionales de la interfaz, la energía fluye hacia los motores desde las baterías o ultracapacitores dependiendo del requerimiento de corriente de los mismos:

Caso1: Cuando los ultracapacitores estén cargados a un voltaje menor a 15V, la energía requerida por los motores será suministrada únicamente por las baterías al cerrarse S1 y quedando S2 desactivado.

Caso 2: La energía puede provenir de los ultracapacitores en dos circunstancias:

- Por la forma de conexión de los circuitos (hardware): cuando los ultracapacitores estén cargados a un voltaje superior a 20V

aproximadamente, y se produzca un requerimiento brusco de corriente, el voltaje de la batería va a decaer y, debido a la forma de conexión del banco de UC, el diodo interno del mosfet S2 (D2) de la Figura 2.2 puede quedar polarizado directamente permitiendo que el banco de UC entregue el voltaje al sistema hasta cuando dicha condición transitoria se extinga.

- Por la lógica implementada en el microcontrolador (software): cuando los motores parten del reposo y tienen que vencer la inercia del sistema a través del incremento de corriente, en esta condición si el microcontrolador detecta que el voltaje de UC es mayor o igual a 15V se desconectan las baterías, abriendo el mosfet S1, y también se apaga el mosfet S2, por lo que la energía requerida por la carga proviene de los ultracapacitores a través del diodo D2 hasta que se llegue al setpoint de velocidad establecido. Una vez alcanzado este punto se conectan las baterías y el diodo interno del mosfet S2 se polariza inversamente dejando a los UC desconectados del bus DC.

2.2.1.2 Selección y justificación del voltaje mínimo del banco de UC para ser utilizado en los arranques

El banco de UC está presente para regenerar energía pero asimismo debe entregarla cuando se producen requerimientos bruscos de corriente siempre y cuando se encuentre cargado con el suficiente voltaje para alcanzar el valor de velocidad deseado.

De la ecuación (1.2) se puede despreciar al término $I_a \times R_a$ debido al bajo valor de la resistencia de armadura. Por lo tanto se tiene la aproximación de la ecuación (2.8) y en la Figura 2.3 se observa la gráfica para el motor 1.

$$V_a \approx k_v . \omega \qquad (2.8)$$

$$V_a \approx 0.8906\omega$$

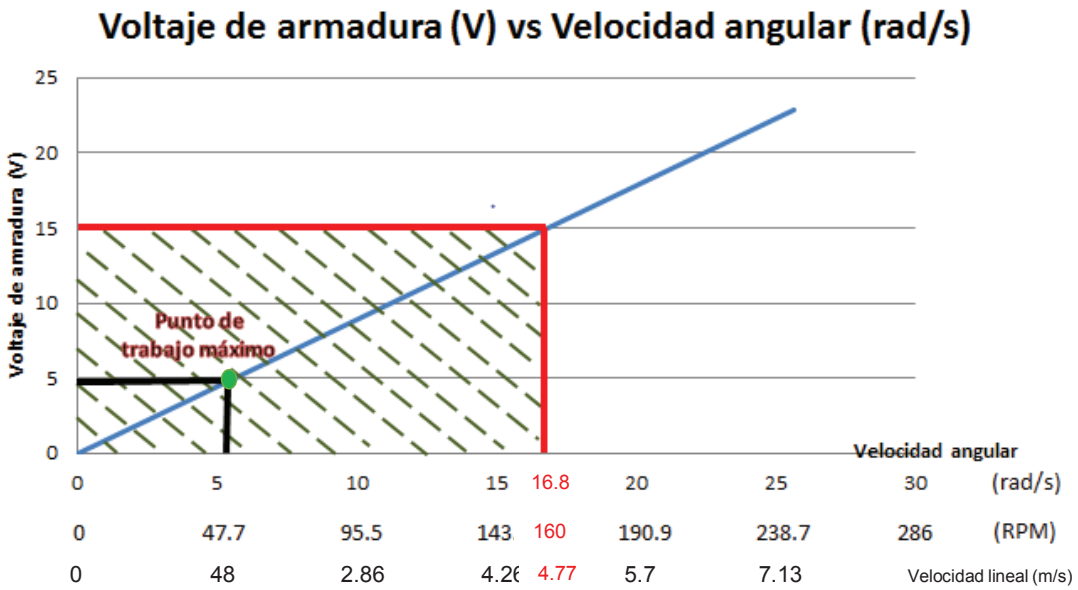


Figura 2.3. Gráfica del voltaje de armadura vs velocidad angular

Se puede ver que idealmente los motores requieren que el voltaje de armadura sea 5.2 V para moverse a 50 rpm (1.5 m/s) que es la velocidad límite a la cual se puede desplazar la plataforma (sección 2.1).

En el proyecto se ha establecido que el voltaje mínimo al cual debe estar cargando el banco de UC es 15 V ya que con este valor se podría lograr que la plataforma arranque desde cero hasta 4.77 m/s con los motores girando a 160 rpm. En las pruebas y resultados, que se exponen en el Capítulo 4, se trabajó con velocidades menores a 50 rpm y una sola vez se alcanzó 120 rpm que resultan ser puntos de operación dentro de la zona de capacidad de abastecimiento de energía del banco de UC (Zona verde de la Figura 2.3).

2.2.1.3 Etapa de regeneración de energía

El conversor funciona en los cuadrantes de freno cuando se deja de presionar las flechas direccionales de la HMI o cuando la plataforma desciende por una pendiente en donde la máquina actúa como generador provocando la elevación del voltaje en el condensador del bus DC. En esta etapa el mosfet S1 de la Figura 2.2 se desactivará para que la energía que fluya hacia el banco de UC o al banco de resistencias de disipación provenga únicamente de los motores (actuando como generadores) y no de la batería.

- Cuando los ultracapacitores se encuentren cargados a un voltaje menor a 24 V, la energía regenerada se almacena en éstos a través del mosfet S2.
- Cuando los ultracapacitores se encuentren cargados a un voltaje igual o mayor a 24 V, se los desconectan del bus de energía y se activa un relé que conecta un banco de resistencias al bus para que la energía regenerada se disipe en forma de calor debido a que no es posible superar el voltaje del banco de UC que es 27 V como máximo.

2.2.2 DISEÑO DEL CONVERSOR DC-DC DE PUENTE COMPLETO

Este circuito se encuentra constituido por un puente de mosfets como se observa en la Figura 2.2. El conversor se conecta al bus de 24VDC para controlar la energía que se transmite a los motores, de esta forma se puede controlar sus velocidades angulares. Para dicho funcionamiento se realizan los diseños de cuatro circuitos.

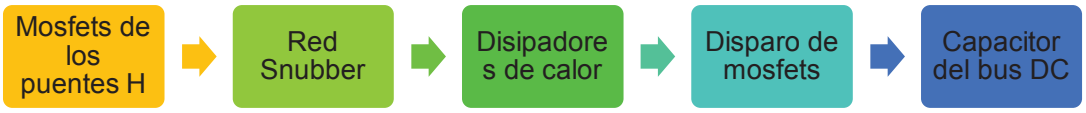


Figura 2.4. Circuitos constitutivos de los puentes DC/DC

2.2.2.1 Dimensionamiento de los mosfets

Se selecciona como elemento semiconductor al mosfet teniendo en cuenta los parámetros eléctricos requeridos para el manejo de los motores DC, así como también la frecuencia de conmutación para la aplicación correcta de las acciones de control necesarias.

Para el dimensionamiento del mosfet se toma en cuenta los valores nominales de voltaje y corriente de los motores explicado a detalle en la sección 3.2.1 con las ecuaciones (3.4) y (3.5).

$$V_{N\,motor} = 24V$$

$$I_{\mathrm{N}\,1} = 55.3\ A$$

$$I_{\mathrm{N}\,2} = 54.5\ A$$

Con los parámetros mencionados anteriormente se diseña el mosfet en base a los siguientes criterios.

$$V_{DS} \gg V_{DC}motor \tag{2.9}$$

Se sobredimensiona al 100% el voltaje drenaje-fuente V_{DS}.

$$V_{DS} \geq 2 \times V_{DC}motor \tag{2.10}$$

$$V_{DS} \geq 2 \times 24 = 48V$$

La corriente de drenaje del mosfet se sobredimensiona al 25% del valor de mayor corriente de los motores.

$$I_D \geq 1.25 \times I_{DC}motor \tag{2.11}$$

$$I_D \geq 1.25 \times 55.3 = 69.1\ A$$

Teniendo en consideración que la corriente puede aumentar si se aumenta la carga, por seguridad se utilizan dos mosfets IRFZ48 en paralelo (Figura 2.6), que soportan 60 V de voltaje V_{DS} y corrientes de 50 A cada uno (en total 100A), siendo su resistencia interna del orden de los miliohmios (Anexo D).

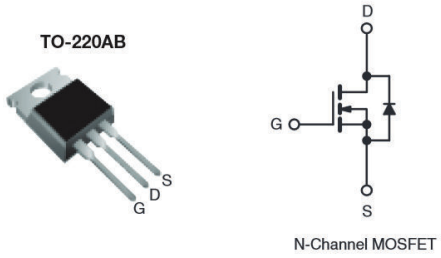


Figura 2.5. Distribución de pines del IRFZ48

2.2.2.1.1 Reglas generales para conectar mosfets en paralelo

Para conectar mosfets en paralelo se tiene en cuenta las siguientes consideraciones [25]:

- Utilizar resistencias individuales en el gate de cada mosfet para eliminar el riesgo de oscilación parásita.
- Asegurarse de que los mosfets en paralelo tengan un acoplamiento térmico apretado.
- Reducir la inductancia parásita a valores que proporcionen sobrepicos aceptables en la corriente de operación máxima.

- Los diodos zener en los circuitos de disparo pueden causar oscilaciones, por lo que si es necesario colocarlos se debe hacerlo entre el driver de mosfet y la resistencia de desacoplamiento del gate.
- Las componentes parásitas se reducen al mínimo mediante un diseño estrecho e igualado por la colocación simétrica de los componentes y el enrutamiento de las conexiones.

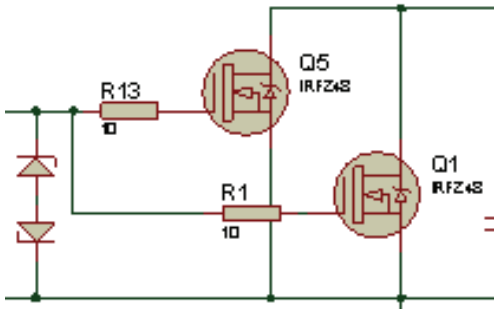


Figura 2.6. Conexión de MOSFETs en paralelo

2.2.2.2 Diseño de la Red Snubber

Una red snubber RC constan de una resistencia y un capacitor conectados en paralelo a los terminales drain y source del mosfet como indica la Figura 2.7.

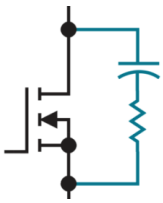


Figura 2.7. Red snubber RC conectada a un mosfet

El diseño de este circuito es indispensable para evitar sobrepicos de voltaje drain-source durante el apagado de los mosfets debido a la presencia de inductancias parásitas. Dichos picos de voltaje provocan altos picos de potencia que desembocan en el recalentamiento del elemento semiconductor que viene asociado con su deterioro y posible funcionamiento incorrecto.

Sin red snubber, Figura 2.8, la forma de onda del voltaje de drain-source alcanza un sobrepico de hasta 54.5 V que representa más del 100 % del voltaje nominal (24V).

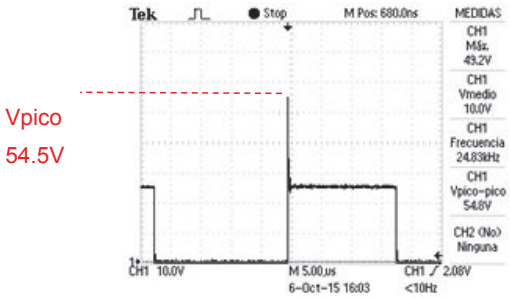


Figura 2.8. Forma de onda del voltaje en drenaje-fuente sin red snubber

El procedimiento para el diseño de la red snubber se describe a continuación [26]:

Se mide la frecuencia de resonancia del semiperiodo del sobrepico de voltaje en drenaje-fuente que resulta ser 13.16 MHz (ver Figura 2.9), por lo tanto la frecuencia del periodo completo será la mitad de dicho valor, 6.58 MHz.

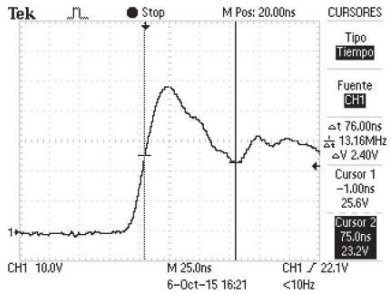


Figura 2.9. Frecuencia de resonancia del sobrepico de voltaje

$$f = 6.58\ MHz \qquad (2.12)$$

Agregar capacitores en paralelo a drenaje-fuente del mosfet hasta lograr que la frecuencia de resonancia del sobrepico de voltaje se reduzca a la mitad, es decir que llegue a 3.29 MHz, o lo que es lo mismo que el semiperiodo del sobrepico de voltaje tenga una frecuencia de 6.58 MHz como se comprueba en la Figura 2.10.

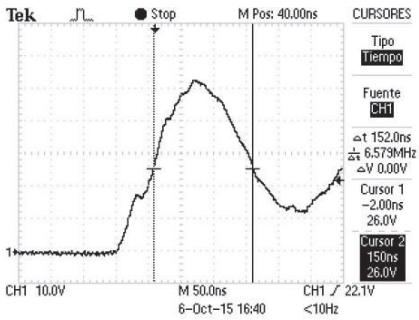


Figura 2.10. Frecuencia de resonancia de sobrepico de voltaje (reducida)

Este valor de capacitancia agregada, será tres veces el valor de la capacitancia parásita que provoca los sobrepicos de voltaje [26].

$$C_{agregada} = 7\ nF$$

Por lo que la capacitancia parásita es 2.33 nF.

$$C_{parásita} = C_{agregada}/3 \qquad (2.13)$$

$$C_{parásita} = 7\ nF/3 = 2.33nF$$

Con la capacitancia parásita encontrada se logra determinar la inductancia parásita.

$$L = \frac{1}{(2\pi f)^2 C} \qquad (2.14)$$

f: Frecuencia de resonancia del sobrepico de voltaje

C: Capacitancia parásita

L: Inductancia parásita

$$L = \frac{1}{(2\pi \times 6.58 \times 10^6)^2 \times 2.33 \times 10^{-9}} = 0.2507\ \mu H$$

Con los dos parámetros se puede determinar la impedancia característica de resonancia.

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} \qquad (2.15)$$

$$Z = \sqrt{\frac{0.2597 \times 10^{-6}}{2.33 \times 10^{-9}}} = 10.36\ \Omega$$

La teoría recomienda que la resistencia en el circuito snubber RC debe ser dimensionada de menor o igual al valor de la impedancia característica, mientras que el valor del capacitor debe ser de cuatro a diez veces la capacitancia parásita.

Cabe mencionar que mientras se use capacitores más grandes se reduce el sobrepico de voltaje a expensas de una mayor disipación de energía en la resistencia.

Después de realizar varias pruebas con diferentes valores de resistencias y capacitores, la red snubber queda conformada por una resistencia R= 6.66 Ω y un capacitor cerámico de 230nF que es 100 veces mayor a la capacitancia parásita, hecho que no corresponde con los análisis teóricos pero que generó apropiados resultados en la parte práctica.

La Figura 2.11 evidencia que el voltaje pico es de 33.2 V lo cual implica que se ha reducido un 40% el valor pico de la señal sin red snubber visto en la Figura 2.8.

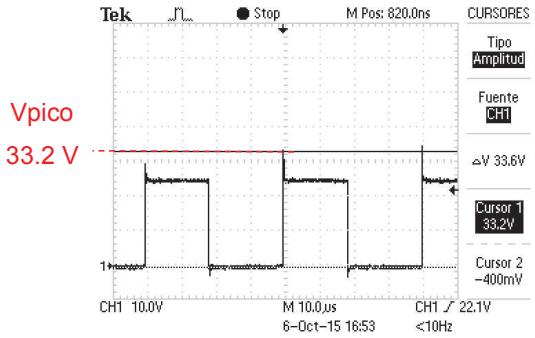


Figura 2.11. Forma de onda de voltaje en drenaje-fuente con red snubber

2.2.2.3 Diseño de los disipadores de calor

Para el diseño del disipador térmico se utiliza el circuito equivalente de la Figura 2.13.

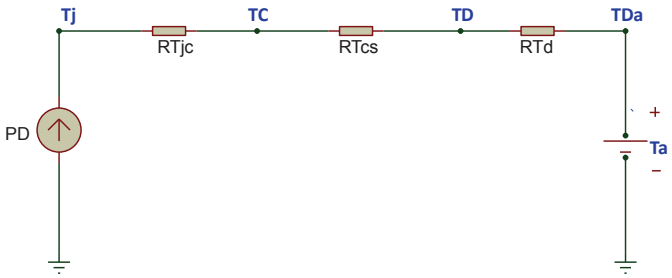


Figura 2.12. Circuito térmico equivalente

Dónde:

P_D: Potencia de disipación del mosfet.

RT_{jc}: Resistencia térmica juntura-carcasa.

RT_{cs}: Resistencia térmica carcasa-disipador.

RT_d: Resistencia térmica del disipador.

T_j: Temperatura en la juntura del mosfet.

T_C: Temperatura en la carcasa del mosfet.

T_D: Temperatura en el disipador.

T_{Da}: Temperatura en el disipador-ambiente.

T_a: Temperatura del ambiente.

Del manual del fabricante del mosfet utilizado IRFZ48 se obtienen los siguientes parámetros:

$$T_{jmax} = 175\ °\text{C}$$

$$RT_{jc} = 0.8\ °C/W$$

$$RT_{cs} = 0.5\ °C/W$$

Se utiliza un margen de seguridad para los cálculos del disipador por lo que $T_j = 150\ °\text{C}$

Como el prototipo estará dentro de una caja en la plataforma móvil expuesto a condiciones de temperaturas ambientales altas, se asume una temperatura ambiente $T_a = 30°C$.

La corriente nominal de los motores es aproximadamente 55 A, al utilizar dos mosfets en paralelo la corriente que circulará por cada mosfet es 27.5 A y la resistencia de disipación del mosfet $R_{DS} = 0.018\ \Omega$ se obtiene la potencia máxima de disipación.

$$P_D = (I_N/2)^2 \times R_{DS} \qquad (2.16)$$

$$P_D = (27.5)^2 \times 0.018 = 13.61\ W$$

Se calculan las temperaturas en las resistencias térmicas.

$$T_{RT_{jc}} = P_D * RT_{jc} \qquad (2.17)$$

$$T_{RT_{jc}} = (13.61\ W)\left(0.8\ \frac{°C}{W}\right) = 10.88\ °\text{C}$$

$$T_{RT_{cs}} = P_D * RT_{cs} \quad (2.18)$$

$$T_{RT_{cs}} = (13.61\ W)\left(0.5\ \frac{^{\circ}C}{W}\right) = 6.805\ ^{\circ}\text{C}$$

Por diferencia de temperaturas se obtienen la temperatura en la carcasa del mosfet.

$$T_C = T_j - T_{RT_{jc}} \quad (2.19)$$

$$T_C = 150 - 10.88 = 139.12\ ^{\circ}C$$

Con el mismo procedimiento se obtiene la temperatura en el disipador.

$$T_D = T_C - T_{RT_{cs}} \quad (2.20)$$

$$T_C = 139.12 - 6.85 = 132.315\ ^{\circ}C$$

Con este valor de temperatura se obtiene la resistencia térmica del disipador de calor.

$$RT_D = \frac{T_D - T_a}{P_D} \quad (2.21)$$

$$RT_D = \frac{132.61 - 30}{13} = 7.5\ ^{\circ}C\ /W$$

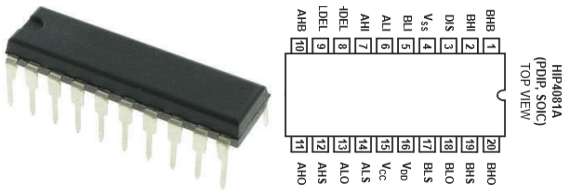
Se debe escoger un disipador con una resistencia térmica de $7.5\ ^{\circ}C\ /W$.

2.2.2.4 Circuito de disparo de los mosfets

El mosfet es un elemento semiconductor que se activa al aplicar una señal de voltaje entre compuerta y fuente. Sin obviar el hecho de que para la activación de los mosfets ubicados en la parte superior del puente completo, se aplica una señal de voltaje con referencia distinta a los mosfets ubicados en la parte inferior del puente, teniendo en cuenta también la inserción de tiempos muertos para evitar cortocircuitos.

Con lo mencionado anteriormente se elige el circuito integrado HIP4081A mostrado en la Figura 2.13, el cual es un driver de mosfets para conversores estáticos de tipo puente completo cuya característica principal es proveer referencias de voltaje con tierras virtuales para los mosfets situados en la parte superior del puente,

utilizando la tierra propia de la fuente con la que se alimenta a los mosfets de la parte inferior.



a) b)

Figura 2.13. HIP4081A: a) Imagen Real [27], b) Distribución de pines [28]

Características [28]:

- Cuatro manejadores independientes de FET canal N en medio puentes o puentes completos.

- Voltaje máximo de alimentación de fuente flotante de 95 V_{DC}.

- Tiempos de subida y de bajada de 10ns.

- Señales de entrada compatible con niveles lógicos de 5V a 15V

La conexión entre el circuito integrado y los mosfets es la indicada en la Figura 2.14.

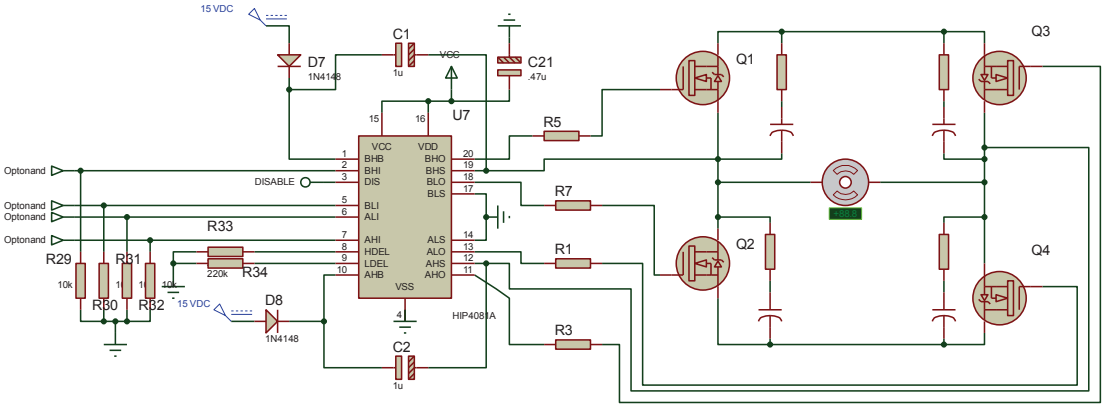


Figura 2.14. Conexión del circuito integrado HIP4081A para un puente H

Las resistencias R1, R3, R5 y R7 sirven para controlar la carga de la capacitancia del gate y también para controlar el comportamiento de conmutación del mosfet [29]. Si estas resistencias son de muy bajo valor se reducen los tiempos de encendido o apagado y se podría tener muchos problemas debido a las

interferencias electromagnéticas (EMI). Si por el contrario colocamos valores muy altos de resistencia, las pérdidas durante las conmutaciones de los mosfets aumentan y éstos se recalientan. Las resistencias R33 y R34 son las encargadas de fijar un tiempo muerto de 90 ns [30].

Los capacitores C1 y C2 (capacitores de Bootstrap) son los encargados de funcionar como fuente flotante con su tierra virtual gracias a que forman parte del circuito Bootstrap.

En un circuito Bootstrap como el indicado en la Figura 2.15, una vez que el ciclo de conmutación comienza y completada la transferencia de carga desde el capacitor de Bootstrap a la capacitancia del gate, el voltaje en el capacitor de Bootstrap alcanzará el nivel de voltaje más bajo en el ciclo de conmutación. La carga perdida en el capacitor de Bootstrap será muy cercana a la carga transferida a la capacitancia equivalente de gate-source del mosfet [30].

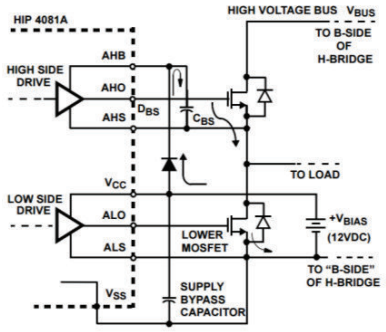


Figura 2.15 Ciclo de carga capacitor Bootstrap [30]

Cada vez que un pulso de apagado de la PWM es emitido a un mosfet superior (Q1 o Q3 de la Figura 2.14), el capacitor de bootstrap de ese mosfet comienza su ciclo de refresco. Un ciclo de refresco termina cuando el mosfet superior es encendido nuevamente, el cual varía dependiendo de la frecuencia de la PWM y del ciclo de trabajo. [30]

Al momento que el mosfet superior se apaga el voltaje en el source comienza a descender. Cuando el voltaje de source llega a ser menor que el voltaje Vcc, comienza la carga del capacitor de bootstrap. Mientras el voltaje de source es menor a Vcc la carga continua hasta que los voltajes del capacitor bootstrap con el voltaje Vcc sean iguales [30].

Tabla 2.3. Valores de los elementos del circuito de disparo de la Figura 2.14

Elemento	Valor	Unidad
Resistencias R_1, R_3, R_5, R_7	10	(Ω)
Resistencias R_{29},R_{30}, R_{31}, R_{32}	10k	
Resistencias R_{33},R_{34}	220k	
Capacitores C_1,C_2	1	(uF)
Capacitor C_{21}	0.47	

Además de utilizar el circuito integrado HIP4081A para disparar los mosfets, se utiliza una etapa de aislamiento entre la etapa de control y la de potencia, con la finalidad de evitar que las perturbaciones generadas en la parte de potencia afecten al funcionamiento de los elementos de la parte de control. Estas perturbaciones se dan debido a la conmutación de los elementos semiconductores, en este caso de los mosfets, generándose ruido de alta frecuencia.

Para el aislamiento entre la etapa de control y la etapa de potencia se escogió el circuito integrado 6n137, este dispositivo posee un acoplamiento óptico que permite el manejo de señales tipo TTL y LVTTL, y además al ser una opto-nand posee un tiempo de respuesta rápido en comparación a otro tipo de opto-acopladores, lo cual favorece al manejo de frecuencias más altas en las señales de control.

Tabla 2.4 Características principales del circuito integrado 6n137 [31]

Parámetro	Valor		Unidad
	Min	Max	
Voltaje de alimentación	4.5	5.5	V
Voltaje lógico en nivel alto	2	V_{CC}	
Voltaje lógico en nivel bajo	0	0.8	
Tiempo de subida de salida	23		ns
Tiempo de bajada de salida	7		
Voltaje de aislamiento	2500		Vrms

Debido a que la opto-nand entrega a la salida una señal invertida y ésta a su vez se conecta al circuito integrado HIP4081A, se utiliza el circuito de la Figura 2.16, el cual es una modificación del circuito recomendado por el fabricante [31].

En esta configuración se aplica un divisor de voltaje para la alimentación de la opto-nand teniendo como fuente de alimentación un voltaje de 15 $V_{DC.}$

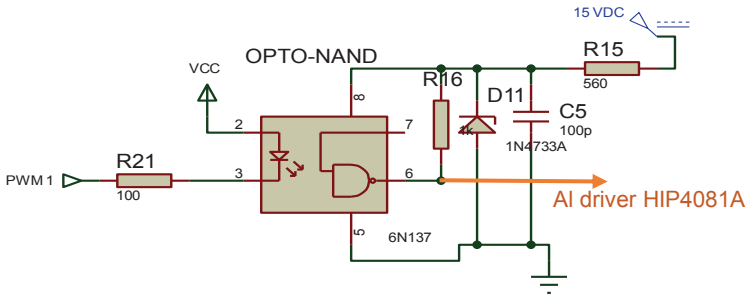


Figura 2.16. Configuración del circuito integrado 6n137

$$V_{Optonand} = \frac{V_{fuente} \times R_{16}}{R_{15} + R_{16}} \qquad (2.22)$$

$$V_{Optonand} = \frac{15\ V \times 1k\Omega}{1k\Omega + 560\Omega} = 9.6\ V$$

Como se mencionó en la Tabla 2.4 al circuito integrado se le aplica un voltaje máximo de 5.5 V por lo que se coloca en paralelo un diodo zéner 1n4733 que limita el voltaje a 5.1 V.

En la entrada de la opto-nand se utiliza una resistencia de 100Ω para limitar la corriente que circula por el diodo.

2.2.2.5 Dimensionamiento del capacitor del bus DC

Este capacitor se coloca con el objetivo de disminuir el rizado de voltaje que puede provenir de las baterías; es decir, mantener constante el voltaje a la entrada del puente. Para conocer el valor de la capacitancia C partimos de la ecuación de corriente del capacitor i_c que depende de la variación del voltaje dv_C en un determinado intervalo de tiempo dt [13].

$$i_c = C.\frac{dv_C}{dt} \qquad (2.23)$$

$$dv_C = \frac{1}{C} i_c dt \qquad (2.24)$$

En forma más específica, dv_C representa la variación del voltaje DC, es decir el rizado existente ΔV, cuando circula una corriente media I_o durante el tiempo de encendido de los mosfets δT, o lo que es igual $\frac{\delta}{f}$ siendo f la frecuencia de la PWM.

$$C = \frac{I_o \delta}{f \Delta V} \qquad (2.25)$$

En el caso de la presente aplicación se considera el valor de corriente teórica calculada en la ecuación (2.2), $I_o = 29\,A$, la máxima relación de trabajo $\delta = 1$, la frecuencia de conmutación 25 kHz y un rizado de voltaje de batería igual a 0.24 V que corresponde al 2.5 % del voltaje total de 24 V.

$$C \geq \frac{29A.1}{25000Hz.0.24V} = 1933\,\mu F$$

Se utiliza un capacitor electrolítico de 2200 uF, 63 V.

2.2.3 SISTEMA DE FRENO

2.2.3.1 Dimensionamiento de Ultracapacitores

A pesar de su baja densidad de energía en comparación con las baterías, los ultracapacitores pueden aplicarse en sistemas de alimentación ininterrumpida. Su objetivo no consiste en alcanzar largos periodos de autonomía, sino más bien proporcionar o almacenar energía en cortos periodos de tiempo, suficiente para superar situaciones críticas de manera rápida siendo ideales para aplicar freno regenerativo en el sistema.

Ante de empezar el dimensionamiento de la capacitancia del banco de UC, es indispensable tener una referencia sobre la cantidad de energía que se puede regenerar según la potencia de la máquina motriz del sistema. En la Tabla 2.5 se analiza el flujo de energía según el tipo de ferrocarriles circulantes en España [32].

Tabla 2.5. Flujos de Energía por tipos de Ferrocarril [32]

FLUJOS DE ENERGIA POR TIPOS DE FERROCARRIL (VALORES ABSOLUTOS EN GWh AL AÑO)							
	Entrada sub. Sin minorar	Importada en pantografo proced subes.	Generada en freno	Aprovechada en otros trenes	Devuelta a la red publica	Perdida en Reostatico por falta consumos	Perdida por falta freno regenerativo
Ferrocarriles de alta velocidad (25 kV)	555,8	562,4	88,9	12,8	76,1	0,0	16,6
Ferrocarriles conven. larga y media distancia	228,8	151,6	11,0	2,3	0,0	8,8	6,5
Ferrocarriles cercanias 3 kV	746,2	724,4	386,4	180,6	0,0	205,7	58,0
Ferrocarriles mercancias	581,7	557,2	55,7	0,3	0,0	55,5	52,9
Ferrocarriles autonomicos y v. metrica (<1,5 kV)	174,5	166,2	67,8	24,5	0,0	43,3	3,9
Metros	734,1	683,1	488,0	338,4	0,0	149,6	4,6
Tranvias	46,2	43,0	37,6	18,4	0,0	19,2	5,0
TOTAL	3.067,4	2.888,0	1.135,3	577,1	76,1	482,1	147,4

La cantidad de energía generada durante el freno de los ferrocarriles depende de qué tan rápidos son, de su tamaño que está ligado al valor de su masa y también de la potencia eléctrica del sistema. Se hace notar al lector que los ferrocarriles de alta velocidad (25 kV) consumen al año cerca de 560 GWh mientras que durante los periodos de freno genera 88 GWh que representan un 15% del total de energía consumida.

La magnitud del presente proyecto sin duda es mucho menor que la de un ferrocarril, por ello la potencia teórica que se va a almacenar en el banco de UC es de unos 214 W, según lo expuesto en (2.6).

El tiempo de carga de los ultracapacitores está en un rango que va desde fracciones de segundo hasta unos pocos minutos [33], por lo tanto para el diseño del banco de UC se escoge un tiempo de carga de 1 minuto que constituye un valor apropiado para la realización de pruebas de regeneración de energía [13].

Cuando la plataforma descienda por una pendiente durante un intervalo de 1 minuto se logrará recuperar una energía $E_{regenerada}$ de manera que el banco de UC se cargue desde 0 hasta 24V.

$$E_{regenerada} = P_{regenerada}.t. \qquad (2.26)$$

De (1.49) se expresa a la capacitancia total C_{total} en función del voltaje final V_f y del inicial V_o.

$$C_{total} = \frac{2E_{regenerada}}{{V_f}^2 - {V_O}^2} \qquad (2.27)$$

Sustituyendo la ecuación (2.26) en (2.27).

$$C_{total} = \frac{2(214)(60)}{(24)^2} = 44\ \mathrm{F}$$

Se requiere el acoplamiento en serie de capacitores de igual valor para lo cual se cumple la relación (2.28).

$$\frac{1}{C_{total}} = \sum_{i=1}^{n} \frac{1}{C_i} = \frac{n}{C_i} \qquad (2.28)$$

Siendo C_i el valor de capacitancia de cada condensador que se conecta en serie y n representa el número de unidades a utilizar.

$$\frac{1}{C_{total}} = \frac{10}{C_{ultracap}}$$

$$C_{ultracap} = 10C_{total}$$

$$C_{ultracap} = 10(44) = 440\text{F}$$

Se usan 10 capacitores de 400F, 2.7V de la marca PowerStor XV SeriesSnap, Figura 2.17, de manera que permiten almacenar 27V, que es un voltaje mayor al previsto. Se ha escogido 400 F en lugar de escoger 440 F debido a que estos últimos resultan ser más costosos y la cantidad de energía que se estima regenerar no va a alcanzar porcentajes considerables debido a que se trata de una plataforma móvil pequeña.

Figura 2.17. Ultracapacitores PowerStor XV, 400F, 2.7V

La capacitancia total será de 40 Faradios y permite almacenar $14580\ J$ que durante un minuto representa una potencia de $243W$.

$$E_{ultracap} = \frac{1}{2}(40)(27)^2 = 14580\text{J}$$

$$P_{ultracap} = \frac{14580\ \text{J}}{60\ \text{s}} = 243W$$

2.2.3.2 Conmutación Baterías-Ultracapacitores

Esta etapa consta de dos mosfets, S1 y S2 de la Figura 2.18, los cuales alternan su funcionamiento entre baterías y ultracapacitores de acuerdo al modo de administración de la energía que se está ejecutando. El diodo D1 actúa como bloqueador para evitar que la energía retorne hacia las baterías.

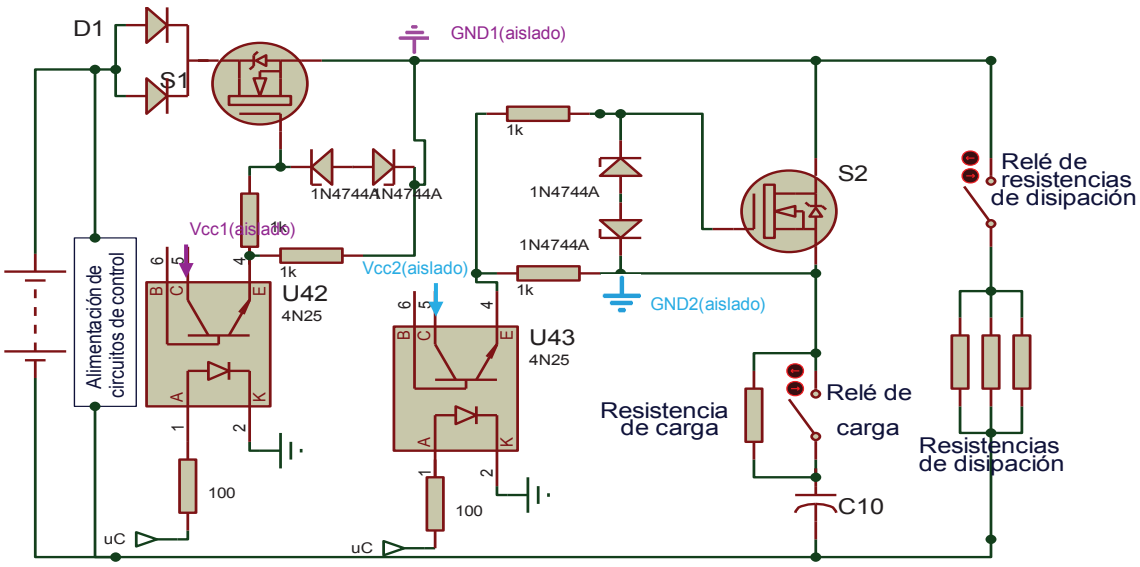


Figura 2.18. Sistema de conmutación baterías-ultracapacitores

Estos mosfets, al igual que el diodo de bloqueo, deben ser dimensionados para soportar la potencia requerida por los dos motores al igual que el voltaje del bus de 24 V. Tomando como referencia la ecuación (2.10) se tiene que $V_{DS} \geq 48\,V$ y se requieren mosfets cuyo voltaje drenaje-fuente sea mayor a 48 V. Se necesita un diodo cuyo voltaje reverso repetitivo V_{RRM} sea mayor a 48 V.

La corriente teórica circulante por S1, S2 y D1 es 29 A (sección 2.1) que al sobredimensionarse al 25 % se obtiene que se puede usar mosfets y un diodo que soporten como mínimo 36.3 A.

$$I \geq 1.25 \times I_{batería(arranque)} \tag{2.29}$$

$$I \geq 1.25 \times 29\,A = 36.3\,A$$

Con los datos de voltaje y corriente obtenidos se decide que S1 y S2 sean los IRFZ48 que soportan 60 V de voltaje V_{DS} y 50 A de corriente al igual que los mosfets usados en la sección 2.2.2.1. Para D1 se usan dos diodos en paralelo MUR3040PT de 600 V, 30 A que soportaría una corriente total de hasta 60 A (ver anexo C).

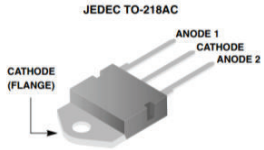
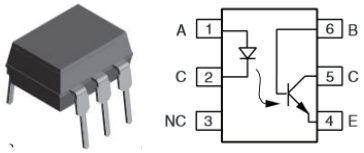


Figura 2.19. Distribución de pines del diodo MUR3040PT

Para el disparo de los mosfets S1 y S2 se usa un opto-acoplador 4n25 cuyas características se pueden observar en el ANEXO C.



a) b)

Figura 2.20. Optoacoplador 4n25 [34]**:** a) Imagen Real, b) Distribución de pines

Además de utilizar el opto-acoplador para el disparo de los mosfets, es necesario utilizar fuentes independientes con diferente referencia respecto a la batería, por lo que se utiliza dos reguladores de voltaje aislado SC001A2B91-SRZ (Figura 2.21) cuya característica principal (Tabla 2.6) es entregar 12 V con referencia de tierra diferente a la fuente de alimentación de dichos reguladores.

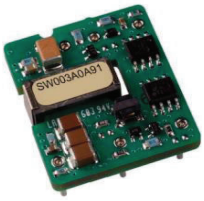


Figura 2.21. Regulador de voltaje aislado SC001A2B91-SRZ [35]

Tabla 2.6. Características principales del SC001A2B91-SRZ

Parámetro	Valor máx.	Unidades
Voltaje de entrada	18-36	(V)
Voltaje de salida	12	(V)
Corriente de salida	1.2	(A)
Voltaje de aislamiento	2.25	(kV)

Estos reguladores alimentan a cada mosfet de la Figura 2.18 tal como indican las etiquetas de la Figura 2.22.

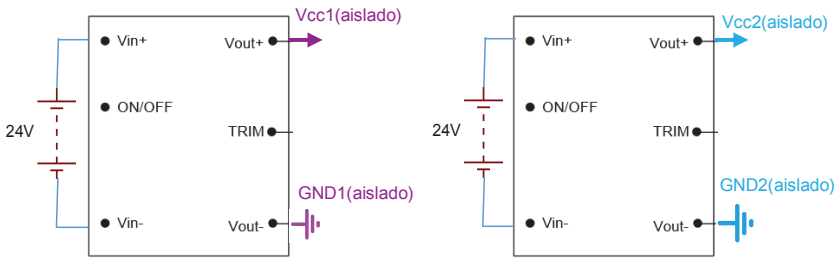


Figura 2.22. Conexiones de reguladores aislados para alimentar mosfets S1 y S2 [35]

2.2.3.3 Dimensionamiento de resistencia de carga de ultracapacitores y relé de cortocircuito

La carga inicial de energía en los UC se realiza por medio de la batería, para lo cual es necesario colocar una resistencia de carga y consecuentemente evitar picos de corriente de valores muy altos que pueden dañar los elementos electrónicos. Para el diseño de esta resistencia R (Ω) se toma en cuenta la capacitancia C medida en faradios, para conseguir una carga relativamente rápida según la constante de tiempo τ , en segundos, de un circuito RC.

$$\tau = R.C \qquad (2.30)$$

La constante de tiempo τ, por definición, es el tiempo en el cual el capacitor se ha cargado hasta el 63 % del voltaje de la fuente Vs (Figura 2.23).

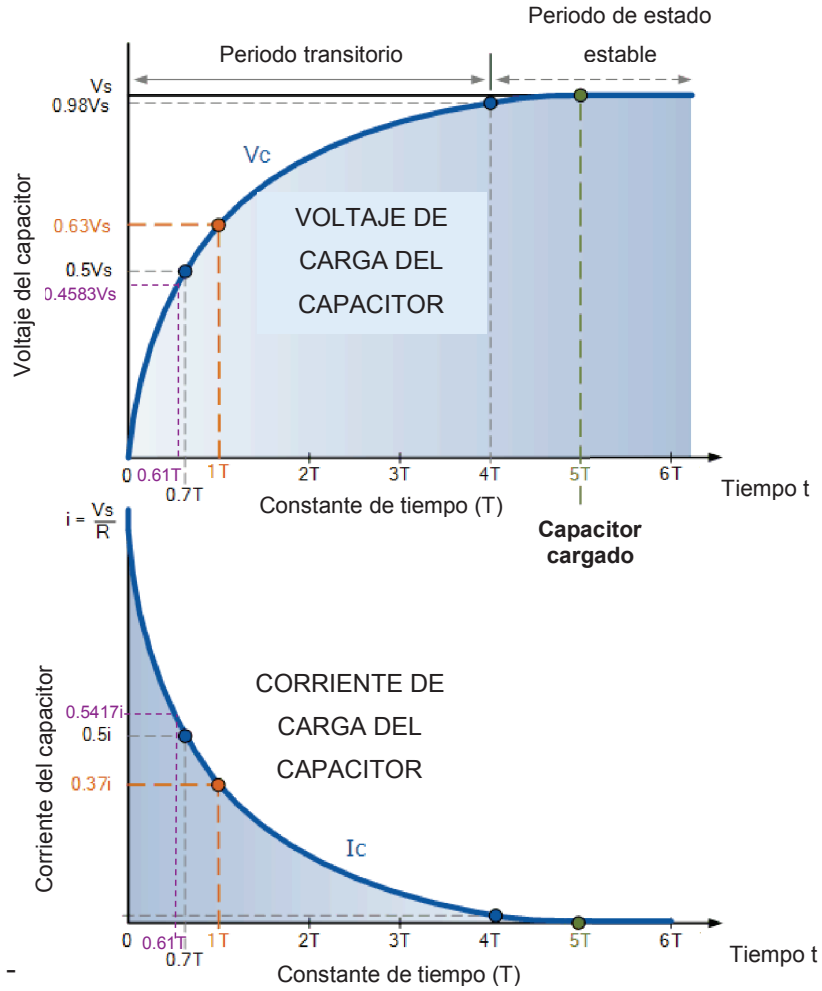


Figura 2.23. Voltaje y corriente de carga del ultracapacitor [36]

Un tiempo de carga razonable para el banco de UC de 40 Faradios es 1 minuto, por lo que se necesita una resistencia de $R = 60s/\ 40F = 1.5\ \Omega$.

Como se explicó en la sección 2.2.1, la resistencia de carga se utiliza solamente hasta que el banco de UC sea cargado por la batería hasta 11 V, $V_{UC,}$ que representa el 45.83 % del voltaje de la batería (11 V/24 V=0.4583).

$$V_{UC} = 0.4583\ V_{batería} \qquad (2.31)$$

Por otro lado, las ecuaciones exponenciales del voltaje y corriente del banco de UC se rige a las ecuaciones en función del tiempo t mostradas en (2.32) y(2.33).

$$v_{UC} = V_{batería}\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \qquad (2.32)$$

$$i_{UC} = \frac{V_{batería}}{R} e^{-\frac{t}{\tau}} \qquad (2.33)$$

Al sustituir (2.31) en (2.32) se determina que el tiempo t_{11V} que le tardará al banco de UC cargarse hasta 11 V corresponde al 61.3 % de la constante de tiempo τ de 60 segundos.

$$t_{11V} = 0.613\tau \qquad (2.34)$$

$$t_{11V} = 0.613\ (60) = 36.78\ s$$

Se puede ver que se ha seleccionado un valor bajo de resistencia de carga $(1.5\ \Omega)$ debido a que la capacitancia del banco de UC es grande con el fin de tener una constante de tiempo lo más pequeña posible. Sin embargo al ser una resistencia de bajo valor, el pico de corriente $I_{carga_máx}$ en el tiempo t=0 será de16 A.

$$I_{carga_máx} = \frac{V_{batería}}{R} \qquad (2.35)$$

$$I_{carga_máx} = \frac{24V}{1.5\Omega} = 16\ A$$

Mientras que en el tiempo $t_{11V} = 0.613\tau$ la corriente circulante I_{11V} corresponde al 54.17 % del valor de corriente pico (Figura 2.2).

$$I_{11V} = 0.5417 I_{carga_máx} \qquad (2.36)$$

$$I_{11V} = 0.5417(16) \approx 8\ A$$

Con la corriente pico $I_{carga_máx}$ la potencia del resistor R resulta ser demasiado grande y no utilizable porque esta corriente dura un instante muy corto. Por ello se opta por trabajar con el dato de I_{11V}.

$$P_{máx} = (I_{11V})^2 . R \qquad (2.37)$$

$$P_{máx} = 8^2(1.5) = 96W$$

Cuando el banco de UC está siendo cargado por la batería se tiene el circuito eléctrico de la Figura 2.24.

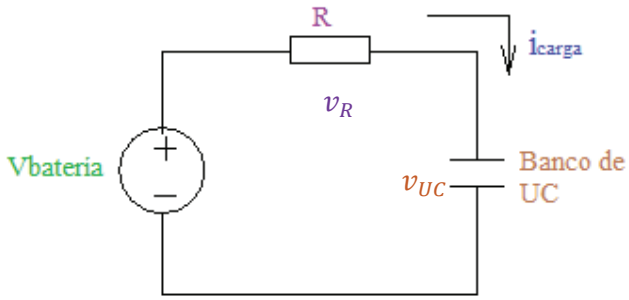


Figura 2.24. Circuito RC del banco de UC con resistencia de carga

El voltaje de la resistencia de carga v_R resulta ser la diferencia entre el voltaje de la batería y el del banco de UC. Al sustituir (2.32) en (2.38) se obtiene la ecuación (2.39).

$$v_R = V_{batería} - v_{UC} \qquad (2.38)$$

$$v_R = V_{batería} e^{-\frac{t}{\tau}} \qquad (2.39)$$

$$v_R = 24e^{-\frac{t}{60}}$$

La corriente i_R que circula por R resulta ser la misma usada en la ecuación (2.33).

$$i_R = 16e^{-\frac{t}{60}}$$

La potencia se define como el producto del voltaje por la corriente, por lo tanto se multiplica (2.33) con (2.39) y obtenemos la función exponencial que representa la potencia de la resistencia de carga P_R.

$$P_R = \frac{V_{batería}{}^2}{R} e^{-\frac{2t}{60}} \qquad (2.40)$$

$$P_R = 384e^{-\frac{t}{30}}$$

En la Figura 2.25, Figura 2.26 y Figura 2.27 se representan las curvas de voltaje, corriente y potencia de la resistencia de carga. Nótese que en el tiempo $t_{11V} = 36.78\ s$ se observa que la resistencia está a 11 V, con una corriente instantánea de 8.6 A.

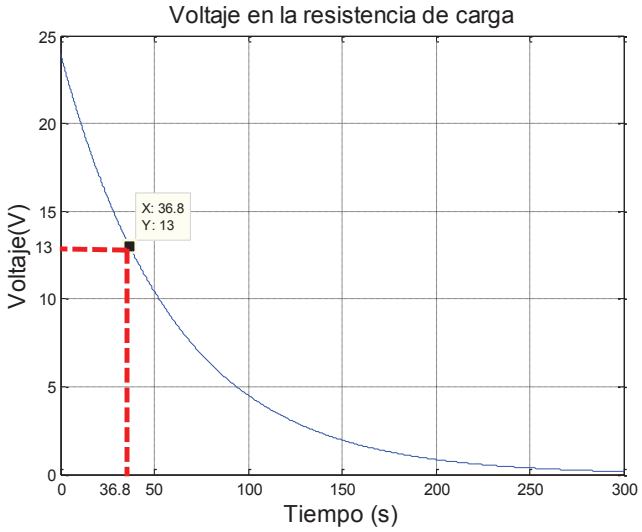


Figura 2.25. Voltaje de la resistencia de carga

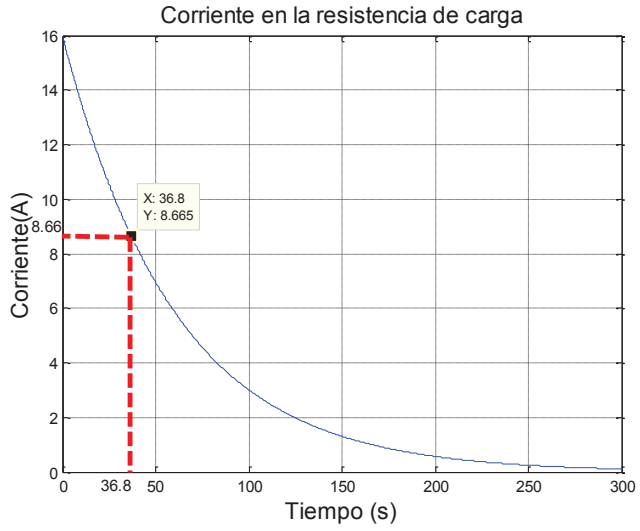


Figura 2.26. Corriente de la resistencia de carga

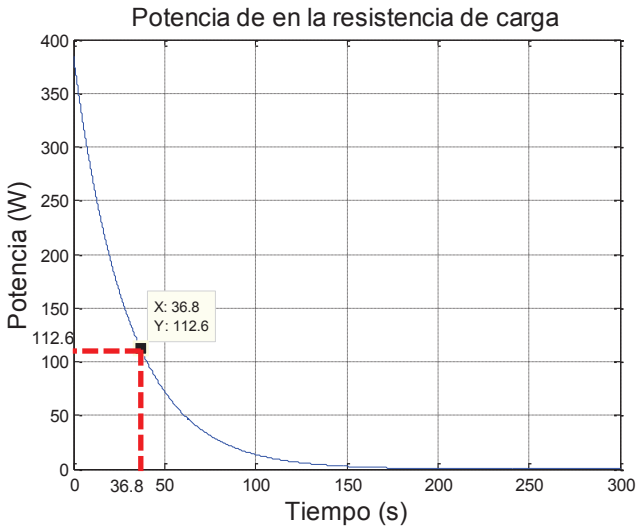


Figura 2.27. Potencia de la resistencia de carga

Para determinar la potencia necesaria para la resistencia de carga durante el tiempo t_{11V} aplicamos la ecuación (2.40) y al resolver la integral se llega a conocer que durante ese tiempo se disipa 58.9 W en forma de calor.

$$P_R = \frac{1}{\tau}\int_0^{t_{11v}} \frac{V_{batería}{}^2}{R} e^{-\frac{2t}{60}} \qquad (2.41)$$

$$P_R = \frac{1}{60}\int_0^{36.78} 384e^{-\frac{t}{30}} = 58.9\ W$$

Se elige una resistencia de 1.6 Ω / 100 W del fabricante DALE Electronics Inc.

Figura 2.28. Resistencia de carga 1.6 Ω, 100W [37]

Cuando los ultracapacitores están cargados a 11 V se desconecta la batería del bus DC y se cortocircuita la resistencia de carga con un relé tal como se observa en la Figura 2.2 .

Este relé permanece energizado siempre que los puentes H se encuentren en el cuadrante de freno (sección 1.2.2.2) por lo tanto la corriente teórica máxima que circularía a través del contacto del relé puede llegar a ser la corriente en estado

permanente del banco de UC ya que se encuentran conectados en serie (Figura 2.2). En el Anexo C se indica que la corriente en estado permanente de cada ultracapacitor es 26 A por lo que se usa un relé DNI 8115 de 5 terminales que tiene como característica principal que sus contactos soportan 50 A y 30 A mientras que su bobina debe energizarse con 12 V.

Figura 2.29. Relé para resistencia de carga [38]

2.2.3.4 Dimensionamiento de resistencias de disipación

Cuando el motor se encuentra en etapa de generación actúa como fuente de energía y el circuito en esta etapa se observa en la Figura 2.30.

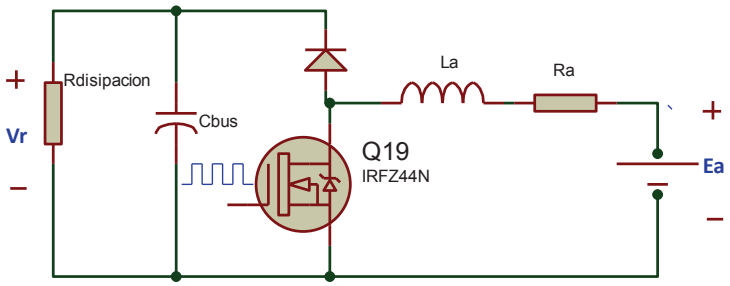


Figura 2.30. Circuito equivalente del Puente H en etapa de regeneración

En esta configuración el Puente H se comporta como un conversor DC/DC elevador que cumple la relación (2.42) [39].

$$V_r = \frac{E_a}{(1-\delta)} \qquad (2.42)$$

En donde:

V_r: Voltaje en la resistencia de disipación.

δ: Relación de trabajo.

Al tener la resistencia de armadura un valor muy pequeño se la considera despreciable.

Para obtener el voltaje que cae en la resistencia de disipación se considera la velocidad máxima alcanzable debido a la estructura de la plataforma, 1.5 m/s o 50 RPM, y la relación de trabajo más crítica, δ=0.9.

$$V_r = \frac{K_v \times \omega}{(1-\delta)} \qquad (2.43)$$

$$V_r = \frac{0.8906 \times 50 \times \pi/30}{(1-0.9)} = 46.63\ V$$

Se toma la potencia teórica que se estima que el sistema puede regenerar (ver sección 2.1.3), con lo cual se obtiene el valor de la resistencia de disipación.

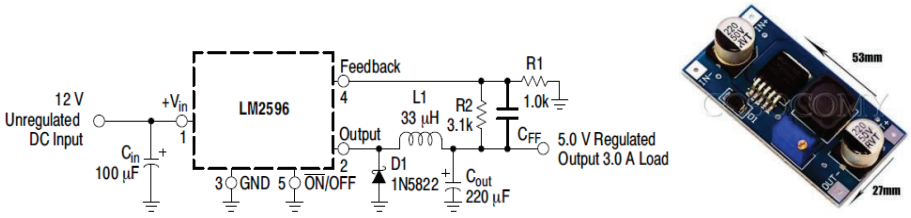
$$R_{dispacion} = \frac{Vr^2}{P_{regenerada}} \qquad (2.44)$$

$$R_{dispacion} = \frac{(46.63\ V)^2}{214\ \mathrm{W}} = 10.16\ \Omega$$

Se requiere un resistor de 10 Ω, 200 W.

2.3 FUENTES DE ALIMENTACION

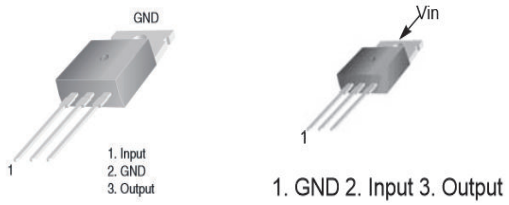
Para la alimentación de la etapa de control es necesario disponer de varios niveles de voltaje para alimentar a los dispositivos electrónicos, circuitos integrados, plataforma de desarrollo, etc. Se utiliza el módulo reductor de voltaje DC-DC LM2596 (Figura 2.31) cuya característica principal es entregar voltaje ajustable en un rango de 1.23 V a 37 V con una corriente de salida máxima de 3 A.



a) b)

Figura 2.31. LM2596: a) Diagrama circuital [40], b) Imagen real [41]

En este caso el voltaje de salida es regulado a 15 V para ser regulado nuevamente al nivel de voltaje requerido por los amplificadores operacionales, microcontrolador, circuitos integrados, etc., por lo que se utiliza los reguladores de voltaje LM7805, LM7809, LM7909, LM7815 como se indica en el Anexo B.



a) b)

Figura 2.32. Reguladores de voltaje [42]: LM78XX b) LM79XX

2.4 DIMENSIONAMIENTO DE BATERÍAS Y PROTECCIONES ELÉCTRICAS

2.4.1 CÁLCULO DE LA CAPACIDAD DE LA BATERÍA

Por el análisis comparativo de baterías realizado en la sección 1.6.1.1 la batería recomendable para esta aplicación resulta ser la de polímero de Litio Li-Po:

- Son pequeñas y ligeras: Dejando libre la opción de usar la plataforma para transportar cargas adicionales.
- Proporcionan mayor voltaje por cada celda: Nominal: 3.7 V y máximo 4.23 V.
- Bajo porcentaje de autodescarga: Cerca al 5 % que es el más bajo respecto a otras baterías (Tabla 1.4).
- Bajo tiempo de carga: Lo cual favorece a la optimización del tiempo del usuario.
- Tienen varios ciclos de vida: Mayor vida útil de la batería.

La corriente de consumo de los motores durante el arranque puede llegar a ser de 29 A (sección 2.1 ecuación (2.2)) por lo tanto para la selección de la batería se sobredimensiona dicho valor en un 25 %.

$$I_{máx_batería} \geq 1.25(29) = 36.25\ A$$

La corriente en estado continuo que debe entregar la batería (en un tiempo estimado de 30 minutos) puede llegar a ser 21.6 A por lo indicado en (2.3) y también se sobredimensiona en un 25 %.

$$I_{batería} \geq 1.25(21.6) = 27\ A$$

$$Q \geq 27\ A(0.5\ h) = 13.5\ Ah$$

La batería Li-Po aplicable es la MultiStar 20000 mAh 6S (22.2 V). Es una batería de mayor capacidad (más energía) cuando se compara con una batería lipo estándar de igual peso. Por lo que la autonomía de la batería MultiStar es mayor.

Figura 2.33. MultiStar 20000mAh 6S (22.2V) de bajo Peso [43]

Especificaciones:

Capacidad mínima: 20.000mAh

Configuración: 6S1P / 22.2V / 6Cell

Descarga constante: 10C (200 Amp)

Descargas Picos (10 seg): 20C (400 Amp MAX)

Tamaño / Peso similar que las baterías lipo estandar de capacidad mucho menor.

Peso del paquete: 2400 gr.

Tamaño del paquete: 200 x 90 x 60 mm

Conector Equilibrado: JST-XH

Plug de descarga: XT90

En esta etapa de la realización del proyecto resultó no haber existencias de esta batería en el mercado ecuatoriano razón por lo cual se procedió a realizar las pruebas con dos baterías de Plomo Ácido que a pesar de no presentar excelentes características como las baterías Li-Po también pueden ser usadas en esta aplicación debido a sus características eléctricas. Se utilizan dos baterías en serie de la marca Bosch 12 V, 70 Ah cada una, de la serie S4 – 66FE 900. Dimensiones: 273x174x175 mm.

Figura 2.34. Batería de Plomo – Ácido de 12 V, 70 Ah [44]

2.4.2 DIMENSIONAMIENTO DEL BREAKER DE PROTECCIÓN

El breaker colocado a la entrada de la alimentación de todos los circuitos de las etapas de control y potencia, Figura 2.2, actúa como elemento de protección frente a sobrecargas. Para su diseño se consideró la corriente que debe entregar la batería en estado continuo, 21.6 A, según (2.3) y se la sobredimensiona al 30 %.

$$I_{breaker} \approx 1.30\ (21.6) \approx 28.1\ A$$

El braker seleccionado es de la marca CNC YCL7-63 de 32 A.

Figura 2.35. Breaker de 32 A [45]

2.4.3 DIMENSIONAMIENTO DEL FUSIBLE PRINCIPAL DE PROTECCIÓN

El fusible principal colocado a la entrada de los conversores DC/DC de puente completo, justo antes del capacitor Cbus de la Figura 2.2, sirve para proteger a la etapa de potencia frente a sobrepicos. Para su diseño se tomó en cuenta la corriente máxima considerada para la batería, 29 A, según (2.2) y se la sobredimensionó al 50 %.

$$I_{fusible} \approx 1.50\ (29) \approx 43\ A$$

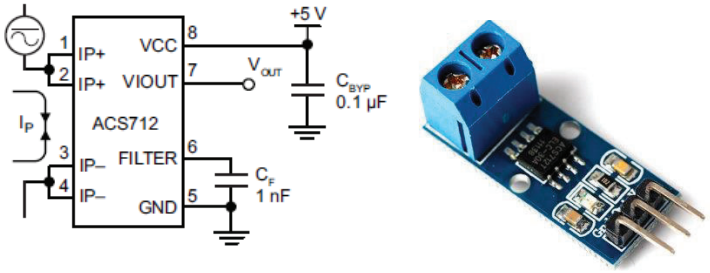
Se utiliza un fusible de 40 A.

Figura 2.36. Fusible de 40 A [46]

2.5 MEDICIÓN DE VARIABLES

2.5.1 SISTEMA DE MEDICIÓN DE CORRIENTE

Para el diseño de los controladores de los motores es de gran importancia adquirir continuamente el valor de la corriente, para lo cual se utiliza el sensor de corriente bidireccional ACS-712 de 30 A cuya distribución de pines e imagen real se muestran en la Figura 2.37.



a) b)

Figura 2.37. Sensor de corriente ACS712

a) Pines y forma de conexión [47], b) Imagen Real [48]

Su principio de funcionamiento se basa en el efecto hall por lo que la corriente pasa a través de un camino de cobre lo que genera un campo magnético que es convertido en señal de voltaje por un circuito integrado transductor, dicho voltaje es proporcional al campo magnético generado, por lo tanto también a la corriente sensada [47].

Tabla 2.7. Características del sensor de corriente ACS712

Parámetro	Valor	Unidad
Voltaje de alimentación	5	V
Rango de sensado de corriente	± 30	A
Tiempo de subida	3.5	ms
Sensibilidad	66	mV/A

Una de las características principales de este sensor es su bidireccionalidad, teniendo a la salida un valor de voltaje entre 2.5 V y 5 V si la corriente es positiva, mientras que se tiene un voltaje entre 0 V y 2.5 V si la corriente es negativa, mayor información de este sensor se muestra en el Anexo C.9.

2.5.1.1 Acondicionamiento de la señal

Como se mencionó anteriormente, los sensores de corriente utilizados tienen a la salida un nivel de voltaje TTL (Transistor Transistor Logic) que va desde 0 V hasta 5 V, pero en caso de utilizarse un microcontrolador que maneje niveles de voltaje bajos LVTTL (Low Voltage Transistor Transistor Logic) es indispensable diseñar un circuito de acondicionamiento que atenúe lineal y continuamente la señal de voltaje desde 5 V hasta 3.3 V.

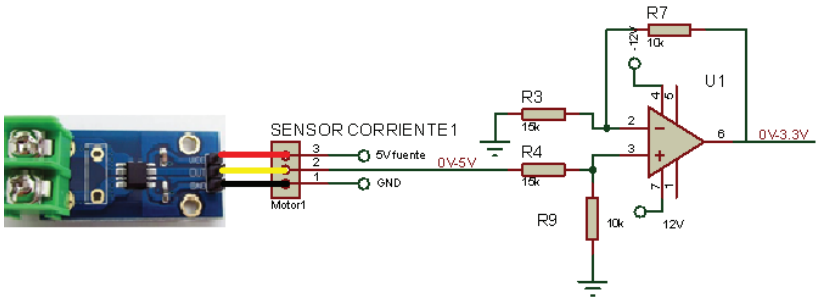


Figura 2.38. Circuito de acondicionamiento de la señal de voltaje del sensor ACS712

El circuito está constituido por un amplificador operacional AO en configuración diferencial con ganancia menor a 1. El voltaje de salida V_o depende del voltaje en la entrada positiva del amplificador operacional V_+, del voltaje en la entrada negativa V_-, y además del valor de las resistencias R_a (R_7 y R_9) y R_b (R_3 y R_4) [49].

$$V_o = (V_+ - V_-) \times \left(\frac{R_a}{R_b}\right) \qquad (2.45)$$

$$3.3 = (5 - 0) \times \left(\frac{R_a}{R_b}\right)$$

$$\frac{R_a}{R_b} = \frac{3.3\text{V}}{5\text{V}} = 0.66$$

Se asume el valor de la resistencia R_a=10 kΩ.

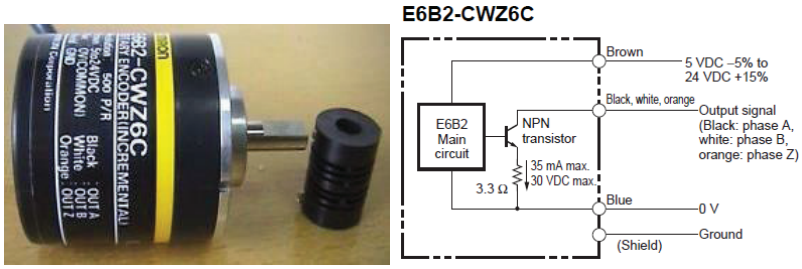
$$\frac{10\ k\Omega}{R_b} = 0.66 \qquad (2.46)$$

$$R_b = \frac{10\ k\Omega}{0.66} = 15.1515\ k\Omega$$

Por lo que se escoge R_b= 15 kΩ.

2.5.2 SISTEMA DE MEDICIÓN DE VELOCIDAD

La medición de velocidad se realiza de forma periódica haciendo uso de los encoders ópticos incrementales YUMO E6B2-CWZ6C cuya distribución de terminales es mostrada en la Figura 2.39.



a) b)

Figura 2.39. Encoder YUMO E6B2-CWZ6C

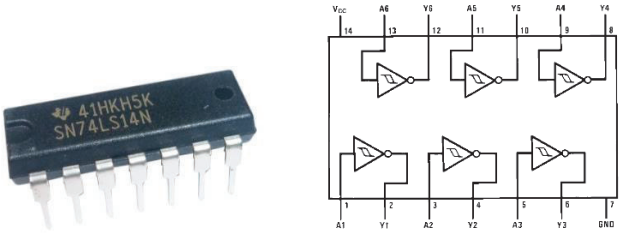
a) Imagen Real, b) Diagrama circuital [50]

Tabla 2.8 Características principales de encoder YUMO E6B2-CWZ6C [50]

Parámetro	Valor	Unidad
Voltaje de alimentación	5-12	V
Resolución	1024	PPR
Configuración de salida	NPN colector abierto	
Tiempos de subida y bajada a la salida	1	µs
Voltaje de salida	El mismo que el voltaje de alimentación	V

2.5.2.1 Acondicionamiento de la señal

Para obtener una mejora en la señal del encoder se usa el circuito integrado 74LS14 que es un Schmitt Trigger, ya que éste integrado limpia la señal de salida del encoder y la convierte en una señal digital pura a través de la minimización de los tiempos de subida y bajada de la señal cuadrada entregada por el encoder que se conecta al Schmitt Trigger como se indica en la Figura 2.41.



a) b)

Figura 2.40. Circuito integrado 74LS14

a) Imagen real [51], b) Distribución de pines [52]

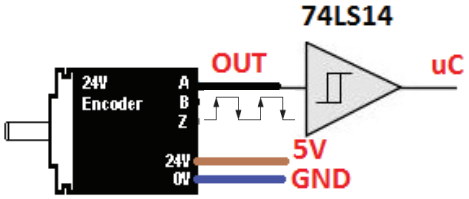


Figura 2.41. Acondicionamiento de señal de salida de encoder

La histéresis que se obtiene en el circuito integrado filtra cualquier ruido eléctrico, el cual puede ocasionar que la salida del encoder cambie rápidamente de estado durante una transición.

2.5.3 SISTEMA DE MEDICIÓN DE VOLTAJES

Para la medición de voltaje en baterías, ultracapacitores y en el bus DC, se utilizan divisores de voltaje cuyas salidas son conectadas a los canales analógicos del microcontrolador.

En cualquiera de los tres casos, la Figura 2.42 indica el circuito en el cual se conecta una resistencia R1 al terminal positivo del voltaje a medir Vcc y otro resistor RV para cerrar el circuito. El voltaje V_{ADC} obtenido en RV ingresa al canal ADC del microcontrolador.

$$\frac{V_{ADC}}{Vcc} = \frac{RV}{RV + R1} \quad (2.47)$$

$$RV = \frac{V_{ADC}}{Vcc - V_{ADC}} R1 \quad (2.48)$$

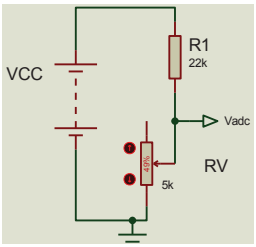


Figura 2.42. Divisor de voltaje

2.5.3.1 Diseño del circuito para la medición de voltaje en baterías

En la Figura 2.43 el valor de Vcc es el voltaje de la batería de alimentación (24 V). Si se elige R1=22 $k\Omega$, la resistencia RV1 debe ser de $3.507\ k\Omega$ por lo que se usa un potenciómetro de 5 $k\Omega$ dejando libre la opción de calibrar el circuito en caso de que el voltaje de la batería resulte ser mayor al valor teórico.

$$RV1 = \frac{3.3}{24 - 3.3}(22000) = 3.507\ k\Omega$$

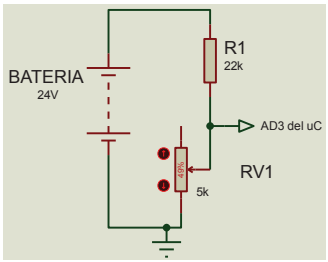


Figura 2.43. Circuito para sensar voltaje de las baterías

2.5.3.2 Diseño del circuito para la medición de voltaje en ultracapacitores y en el bus DC

El máximo valor almacenable en el banco de UC es 27 V por lo que para R1=22 $k\Omega$, la resistencia RV2 de la Figura 2.44 debe ser de $3.063\ k\Omega$ (potenciómetro de 5 $k\Omega$).

$$RV1 = \frac{3.3}{27 - 3.3}(22000) = 3.063\ k\Omega$$

En la Figura 2.2 se observa que el capacitor del bus teóricamente debe cargarse hasta el mismo voltaje de la batería pero cuando los motores comiencen a regenerar energía hacia el banco de UC, el voltaje del bus DC subirá al igual que el voltaje del banco por lo tanto el mismo diseño del divisor de voltaje se puede aplicar en ambos casos, ver Figura 2.44.

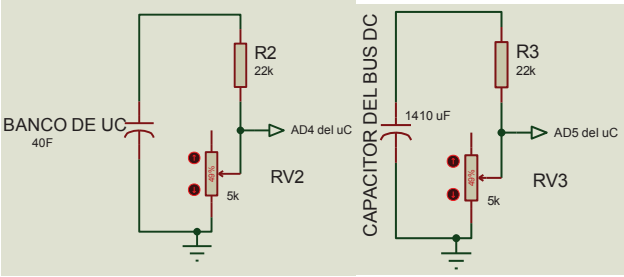


Figura 2.44. Circuito para medir voltaje del banco de UC y del bus DC

2.6 SISTEMA DE COMUNICACIONES

Se necesita controlar el movimiento de la plataforma de manera remota, por lo cual se utilizan dos módulos XBee, uno conectado al microcontrolador y otro conectado a una computadora, entre ellos la comunicación es de forma inalámbrica

En el mercado existen diferentes versiones de estos módulos de radiofrecuencia de las cuales se usa el XBee PRO que trabaja en la banda de 2.4 GHz.

Características del XBee PRO:

- Alimentación: 3.3 V @ 215mA
- Velocidad de transferencia: 250kbps Max
- Potencia de salida: 60mW, +18dBm
- Alcance: 1500 metros aprox.
- Antena integrada: diferentes opciones (Figura 2.45)
  - ✓ Wire Antenna (Whip Antenna)
  - ✓ Conector U. FL para antena externa al módulo
  - ✓ Antena chip integrada en el módulo
  - ✓ Conector RPSMA para antena externa al módulo

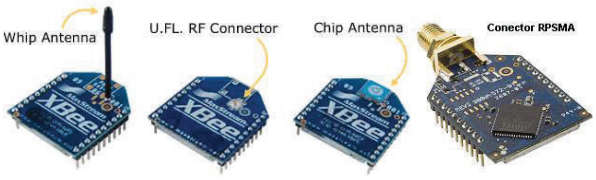
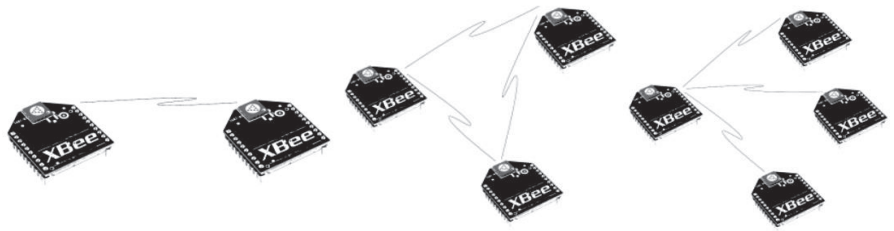


Figura 2.45. Tipos de antenas para los módulos Xbee's [53]

El protocolo de comunicación inalámbrica utilizado por los Xbee's es llamado ZigBee que se basa en el estándar IEEE 802.15.4 para crear redes PEER-TO-

PEER (punto a punto); o para redes FAST POINT-TO-MULTIPOINT (punto a multipunto), ver Figura 2.46. En el proyecto se utiliza la primera configuración y cada módulo tiene una antena externa con conector RPSMA [54].



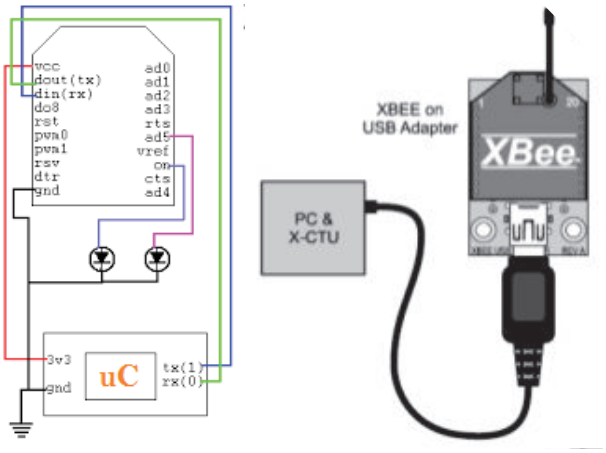
a) b) c)

Figura 2.46. Formas de comunicación de los módulos XBee [54]

a) Peer to peer (punto a punto) b) Peer to peer (entre pares) c) Punto a multipunto

Debido a que la comunicación es serial, los pines del XBee son Transmisión TX, Recepción RX, Vcc y GND para alimentación y conexión a tierra respectivamente.

Para enviar o recibir datos de una computadora, se conecta el módulo a la tarjeta USB adapter y es necesario configurarlo a través de distintos software's existentes en el mercado, siendo el más destacado el X-CTU.



a) b)

Figura 2.47. Conexión física del XBee

a) Conexión con un microcontrolador b) Conexión con una computadora [54]

En este capítulo se diseñó los circuitos, se dimensionó los elementos utilizados para el proyecto y se seleccionó los productos más adecuados existentes en el mercado

consiguiendo un correcto funcionamiento electrónico. Además se ha explicado a detalle cómo funciona cada circuito y de qué manera se conectan al sistema electrónico total.

En el capítulo siguiente se explica lo concerniente a la obtención de modelos, diseño de controladores, diagramas de flujo del programa de control y detalles sobre la interfaz gráfica implementada.

CAPÍTULO 3

DESARROLLO DEL SOFTWARE DE CONTROL

En este capítulo se explica lo concerniente a la obtención de modelos matemáticos que sirven como base para el diseño del controlador de corriente y velocidad para cada motor. La digitalización de dichos controladores se realiza en el microcontrolador seleccionado para este proyecto y las subrutinas e interrupciones del programa de control se explican y se muestran en diagramas de flujo. También se indica los componentes de la interfaz de comunicación HMI.

3.1 GENERALIDADES

La velocidad angular del motor DC se controla variando el voltaje de alimentación de la armadura a través del conversor DC-DC de puente completo. Las técnicas de control modernas abordan lazos anidados de control, y se caracteriza por tener un lazo de realimentación de corriente más interno que el lazo de control de velocidad, como se observa en la Figura 3.1.

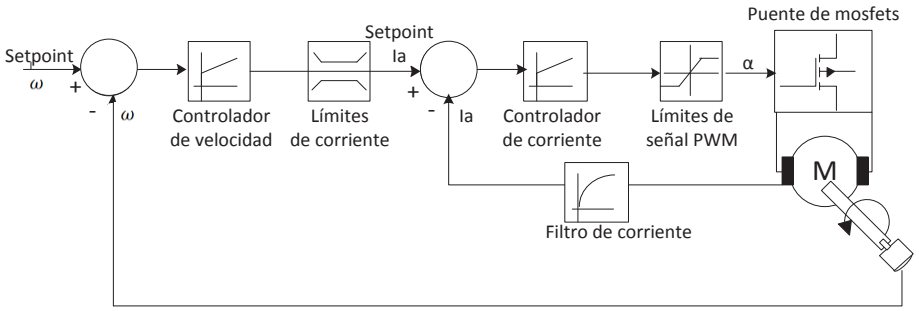


Figura 3.1. Diagrama de bloques del sistema de control con doble lazo de realimentación

Se utiliza un lazo de control de corriente por cuanto ésta es una variable eléctrica que sin duda puede variar bruscamente en cortos periodos de tiempo trayendo consigo la posibilidad de causar graves daños a los circuitos, además al ser un lazo de control interno ejercería una acción de control más rápida frente a perturbaciones. El controlador de corriente será el que determine el ángulo de disparo de la señal PWM que ingresa a los mosfets del convertidor de potencia.

El lazo de control de velocidad es el que debe mantener el valor de velocidad angular del motor establecida por el usuario sin importar las perturbaciones que existan sobre el motor. El controlador de velocidad será el que dictamine el valor de setpoint de corriente que ingrese al lazo de control de corriente.

3.2 MODELAMIENTO DE MOTORES [55]

Los dos motores usados son de la marca NPC Robotics, exactamente de la serie NPC T74.

- Voltaje Nominal: 24 V (Máximo 36 V)
- Velocidad Angular: 0 – 245RPM (0 – 25.65 rad/s)
- Relación de la Caja reductora: 20:1
- Masa: 14.4lb
- Potencia nominal: 1.7HP (1266.5W)
- Sentido de giro reversible
- Imán Permanente

3.2.1 PARÁMETROS ELÉCTRICOS

Los valores de estos parámetros pueden ser determinados a partir de la ecuación (1.1) del circuito eléctrico equivalente obtenido del devanado del inducido. Considerando que la máquina se encuentra funcionando a rotor bloqueado, no se genera una fuerza contra electromotriz, $E_a = 0$.

$$V_a = I_a R_a + L_a \frac{dI_a}{dt} \qquad (3.1)$$

Resolviendo la ecuación diferencial se obtiene la ecuación de la corriente de armadura en el dominio del tiempo.

$$i_a(t) = \frac{V_a}{R_a}\left(1 - e^{\left(-\frac{R_a}{L_a}t\right)}\right) \qquad (3.2)$$

Si $t \to 0 \;\; \therefore \;\; i_a(t) = 0$ Si $t \to \infty \;\; \therefore \;\; i_a(t) = \frac{V_a}{R_a}$

Para una mayor certidumbre del proceso, se han realizado varias mediciones a rotor bloqueado y se han obtenido los resultados de la Tabla 3.1.

Tabla 3.1. Resultado de pruebas a rotor bloqueado

MOTOR 1			MOTOR 2		
V_a (V)	I_a (A)	R_a (Ω)	V_a (V)	I_a (A)	R_a (Ω)
0.14	0.614	0.228013029	0.3	1.32	0.227272727
0.3	1.4	0.214285714	0.5	2.08	0.240384615
0.78	3.56	0.219101124	0.71	2.74	0.259124088
0.9	4.27	0.210772834	1.02	5.02	0.203187251
1.06	5.04	0.21031746	1.18	5.68	0.207746479
1.46	7.43	0.196500673	1.3	6.45	0.201550388
1.87	8.82	0.212018141	1.55	7.9	0.196202532
2	9.2	0.217391304	1.66	8.8	0.188636364
$\overline{R_{a1}}$		213.5 mΩ	$\overline{R_{a2}}$		215.5 mΩ

De la ecuación (3.2) se despeja el valor de L_a y se obtiene la fórmula (3.3).

$$i_a(t) = I_a\left(1 - e^{\left(-\frac{R_a}{L_a}t\right)}\right)$$

$$1 - \frac{i_a(t)}{I_a} = e^{\left(-\frac{R_a}{L_a}t\right)}$$

$$ln\left(1 - \frac{i_a(t)}{I_a}\right) = -\frac{R_a}{L_a}\,t$$

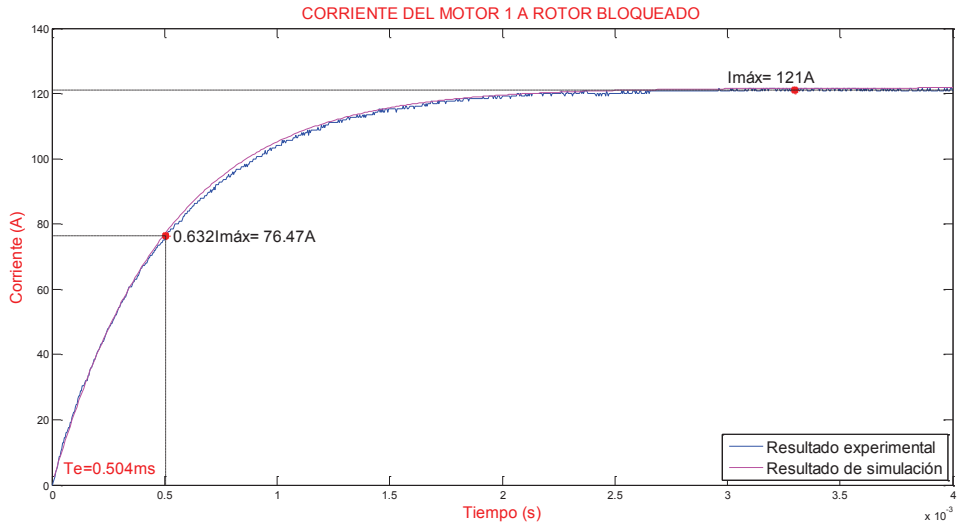
$$L_a = -\frac{R_a\,.\,t}{ln\left(1 - \frac{i_a(t)}{I_a}\right)} \qquad (3.3)$$

Siendo t el tiempo en el cual la corriente llega al 63.2% de su valor en estado estable [56]. Según las pruebas realizadas a rotor bloqueado se obtuvo $t_1 = 0.000501\ s$ y $t_2 = 0.000548\ s$.

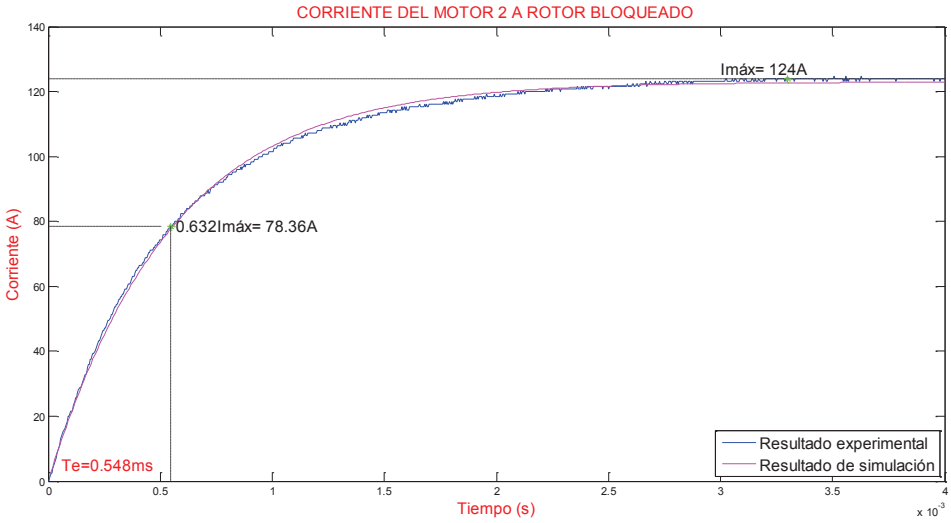
$$L_{a1} = -\frac{R_{a1}\,.\,t_1}{ln\left(1 - \frac{0.632I_a}{I_a}\right)} = -\frac{0.2135.(0.000501)}{ln(0.368)} = 0.000107H = 0.107\,mH$$

$$L_{a2} = -\frac{0.2155.(0.000548)}{ln(0.368)} = 0.000118H = 0.118\,mH$$

En la Figura 3.2 se muestran las gráficas de los datos obtenidos experimentalmente así como también de los resultados obtenidos de la simulación del programa PowerSim con los valores de R_a y L_a calculados.



a)



b)

Figura 3.2. Corrientes a rotor bloqueado: a) Motor 1 b) Motor 2

El circuito eléctrico equivalente de cada motor se visualiza en la Figura 3.3.

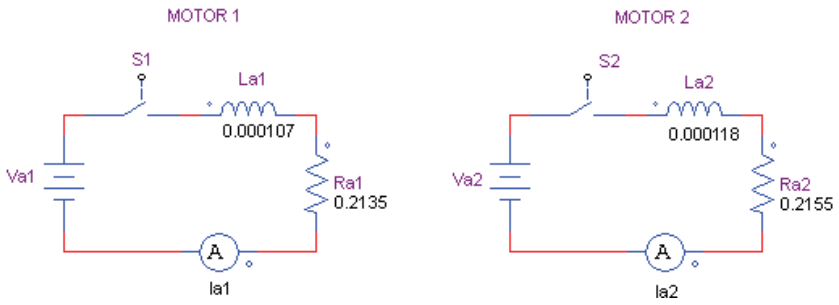
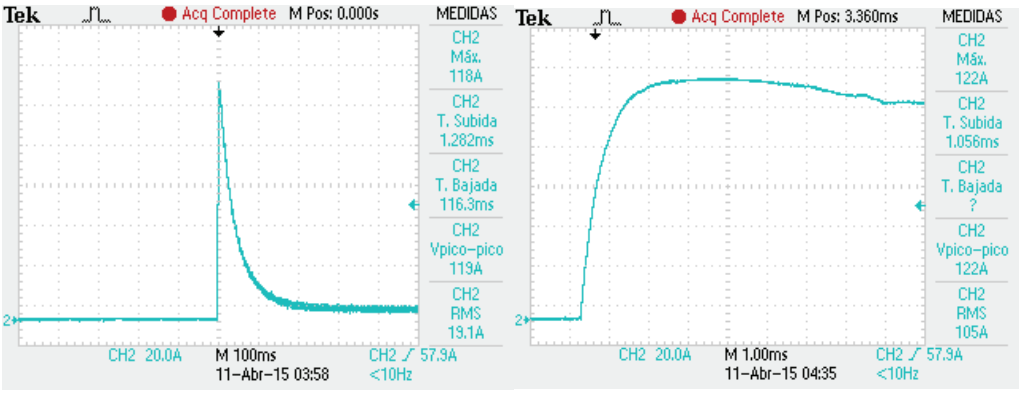


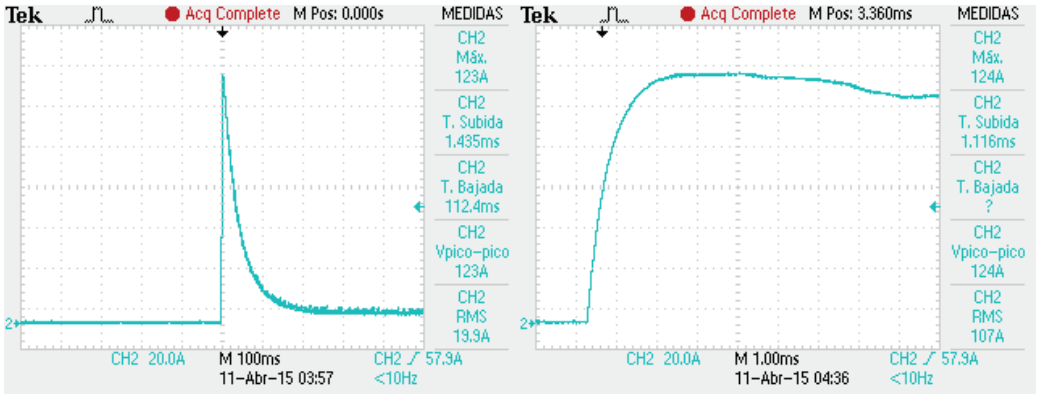
Figura 3.3. Circuitos eléctricos de los motores NPCT74 a rotor bloqueado

Las gráficas de corriente de armadura presentadas son comprobadas experimentalmente al energizar a los motores con 24 V y obteniendo la forma de onda en un osciloscopio, como se observa en la Figura 3.4 y Figura 3.5.



a) b)

Figura 3.4. Forma de onda de corriente de motor 1: a) Escala 100 ms; b) Escala 1 ms



a) b)

Figura 3.5. Forma de onda de corriente de motor 2: a) Escala 100 ms; b) Escala 1 ms

El valor de corriente nominal de los motores I_N no se especifica en la placa de datos por lo que a partir de la expresión (1.13), del primer capítulo, se obtiene el torque nominal T_N y además un valor referencial de corriente usando la ecuación (1.7) del primer capítulo.

$$T_N = \frac{P_N}{\omega_N} = \frac{1266.5}{25.65} = 49.3\ Nm$$

$$I_{N1} = \frac{T_N}{k_{T1}} = \frac{49.3}{0.8906} = 55.3\ A \qquad (3.4)$$

$$I_{N2} = \frac{T_N}{k_{T2}} = \frac{49.3}{0.9048} = 54.5\ A \qquad (3.5)$$

3.2.2 PARÁMETROS MECÁNICOS

En la ecuación (1.5), al considerar que no se aplica carga en el eje del motor, el término T_l se anula y se llega a la ecuación (3.6).

$$T = J\frac{d\omega}{dt} + B\omega + T_f \qquad (3.6)$$

3.2.2.1 Cálculo del torque de rozamiento viscoso y de rozamiento seco

Cuando se llega a un valor de velocidad angular estable $\omega = cte$ el término $\frac{d\omega}{dt}$ se anula, de manera que la ecuación (3.6) se convierte en una ecuación lineal en la que el torque está en función de los rozamientos seco y viscoso.

$$\mathrm{T} = \mathrm{B}\omega + \mathrm{T_f} \qquad (3.7)$$

Una función lineal se determina a partir de su pendiente m y del valor de ordenada al origen b, siendo y la variable dependiente y x la variable independiente.

$$\mathrm{y} = \mathrm{mx} + \mathrm{b} \qquad (3.8)$$

En la ecuación (3.7) se verifica que el torque T depende del valor de velocidad angular ω, B resulta ser la pendiente de la función lineal y cuando la velocidad angular es nula el torque es igual al valor del torque de rozamiento seco $\mathrm{T} = T_f$.

Para conseguir los datos indicados en la Tabla 3.2 y Tabla 3.3 se realizaron mediciones de corriente de armadura, y velocidad del eje de los motores, usando un tacómetro óptico así como también encoders, para diversos valores de voltaje aplicados a los terminales del motor. Con esto se determinó el torque T en ambos motores haciendo uso de la ecuación (1.16).

De la Tabla 3.2 y Tabla 3.3 se obtienen las gráficas de torque para cada motor mostrados en la Figura 3.6 y Figura 3.7.

Tabla 3.2. Mediciones para determinar T del motor 1

V_a (V)	I_a (A)	P_m (W)	$\omega_m\ (rpm)$ tacómetro	$\omega_m\ (rpm)$ encoders	$\omega_m\ (rpm)$ promedio	ω_m $(\frac{rad}{s})$	T (Nm)
2.349	2.76	4.857	20.4	20.51	20.45	2.1419	2.2674
4.8	2.97	12.372	45.2	46.14	45.67	4.7827	2.5869
7.2	3.08	20.150	69.7	70.31	70.01	7.3310	2.7486
9.6	3.24	28.862	94.1	95.21	94.66	9.9125	2.9117
12	3.36	37.909	119	120.70	119.85	12.5508	3.0204
14.4	3.44	47.009	143	145.02	144.01	15.0807	3.1172
16.8	3.48	55.878	168	170.51	169.25	17.7242	3.1526
19.2	3.61	66.529	194	195.56	194.78	20.3971	3.2617
21.6	3.72	77.397	218.2	220.46	219.33	22.9681	3.3697
24	3.79	87.893	244	246.83	245.41	25.6996	3.4200

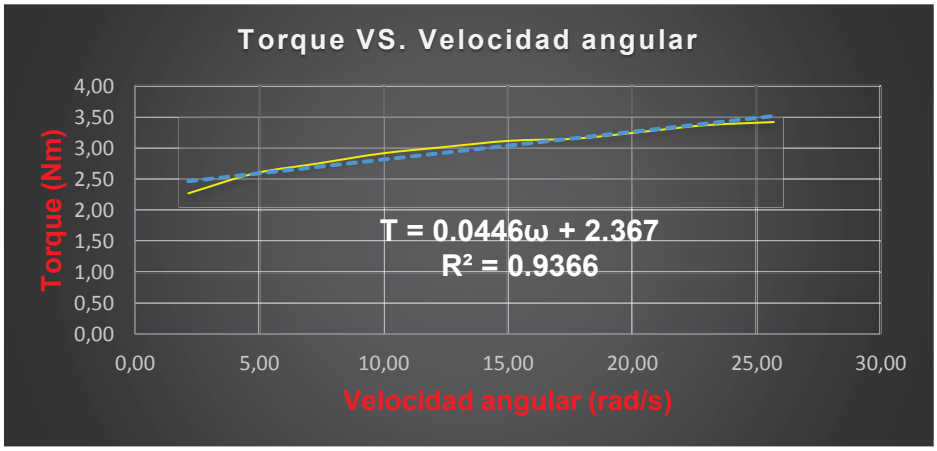


Figura 3.6. Gráfica del torque según resultados experimentales del motor 1

Tabla 3.3. Mediciones para determinar T del motor 2

V_a (V)	I_a (A)	P_m (W)	$\omega_m\ (rpm)$ tacómetro	$\omega_m\ (rpm)$ encoders	$\omega_m\ (rpm)$ promedio	ω_m $(\frac{rad}{s})$	T (Nm)
2.4	2.88	6.91	20.9	21.24	21.07	2.21	2.3225
4.8	3.27	15.70	44.2	44.68	44.44	4.65	2.8777
7.2	3.33	23.98	68.1	68.85	68.47	7.17	3.0104
9.6	3.59	34.46	91.8	93.02	92.41	9.68	3.2744
12	3.74	44.88	116	116.46	116.23	12.17	3.4397
14.4	3.78	54.43	140	141.36	140.68	14.73	3.4858
16.8	3.82	64.18	164	166.26	165.13	17.29	3.5294
19.2	3.89	74.69	188	189.70	188.85	19.78	3.6118
21.6	3.98	85.97	212.4	214.60	213.50	22.36	3.6924
24	4.05	97.20	238.8	239.50	239.15	25.04	3.7400

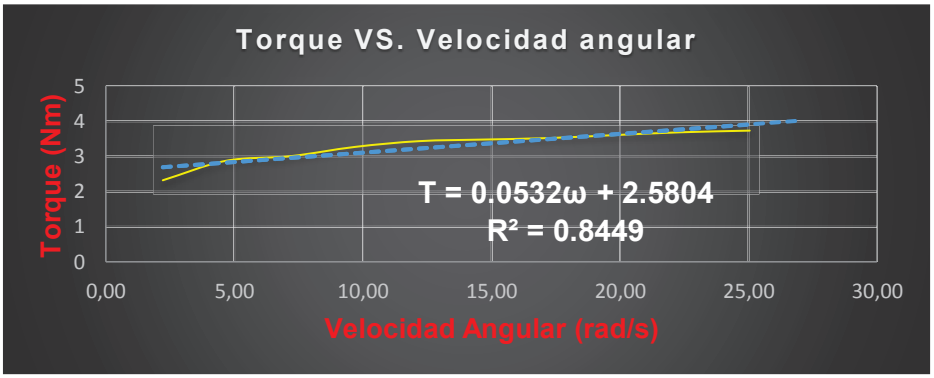


Figura 3.7. Gráfica del torque según resultados experimentales del motor 2

Los resultados experimentales ratifican la linealidad de ambas variables pues el estadístico R^2 nos da el nivel de asociación que hay entre las variables T y ω, y se ha obtenido valores bastante cercanos a 1, llegándose a concluir gráficamente los datos de constante de rozamiento viscoso B y el torque de rozamiento seco T_f.

Tabla 3.4. Valores de B y Tf obtenidos experimentalmente

	B (Nms)	T_f (Nm)
Motor 1	0.0446	2.367
Motor 2	0.0532	2.580

3.2.2.2 Cálculo de las constantes k_T y k_v

Con las mediciones de corriente y el cálculo del torque realizado previamente, se determina el valor promedio de k_T según la ecuación (1.7).

Tabla 3.5. Cálculo de la constante de torque para cada motor

MOTOR 1			MOTOR 2		
$I_a(A)$	$T_e(Nm)$	$k_T\left(\frac{N.m}{A}\right) = T_e/I_a$	$I_a(A)$	$T_e(Nm)$	$k_T(\frac{N.m}{A}) = T_e/I_a$
2.76	2.2674	0.822	2.88	2.3225	0.806
2.97	2.5869	0.871	3.27	2.8777	0.880
3.08	2.7486	0.892	3.33	3.0104	0.904
3.24	2.9117	0.899	3.59	3.2744	0.912
3.36	3.0204	0.899	3.74	3.4397	0.920
3.44	3.1172	0.906	3.78	3.4858	0.922
3.48	3.1526	0.906	3.82	3.5294	0.924
3.61	3.2617	0.904	3.89	3.6118	0.928

3.72	3.3697	0.906	3.98	3.6924	0.928
3.79	3.4200	0.902	4.05	3.7400	0.923
$\overline{k_{T1}} = \overline{k_{V1}}$		**0.8906**		$\overline{k_{T2}} = \overline{k_{V2}}$	**0.9048**

3.2.2.3 Cálculo del momento de inercia J del motor

Para la determinación de J, se utiliza la ecuación (3.6) considerando la situación en la cual se tiene al motor girando a una velocidad estable ω_o y se desconecta la alimentación a los terminales, es decir $V_a = 0$ con la consecuente anulación del torque $\mathrm{T} = 0$; con lo que se consigue que la máquina vaya perdiendo energía cinética rotacional hasta detenerse en un valor de tiempo t_{off}.

$$0 = J\frac{d\omega}{dt} + B\omega + T_f \tag{3.9}$$

Al resolver la ecuación diferencial se obtiene la respuesta en el dominio del tiempo.

$$\omega(t) = \left(\omega_o + \frac{T_f}{B}\right)e^{\left(-\frac{B}{J}t\right)} - \frac{T_f}{B} \tag{3.10}$$

Despejando J y considerando que $\omega = 0$ se obtiene la ecuación (3.11).

$$e^{-\frac{B}{J}t} = \frac{\frac{T_f}{B}}{\omega_o + \frac{T_f}{B}}$$

$$ln\left(\frac{\frac{T_f}{B}}{\omega_o + \frac{T_f}{B}}\right) = -\frac{B}{J}\,t$$

$$J = \frac{B.t_{off}}{ln\left(\frac{\omega_o + \frac{T_f}{B}}{\frac{T_f}{B}}\right)} \tag{3.11}$$

Para verificar estos cálculos, se procede a analizar la curva de velocidad vs. tiempo de cada motor al dejarlo sin energía, ver Figura 3.8 y Figura 3.9.

Para esto se hace girar el motor a velocidad nominal (ω_o) y se acopla al eje de cada motor otro motor que actúe como generador y se ha almacenado los valores de voltaje medidos por cuanto la fuerza contraelectromotriz E_a es proporcional a la velocidad angular ω, tal como se indicó en la ecuación (1.3).

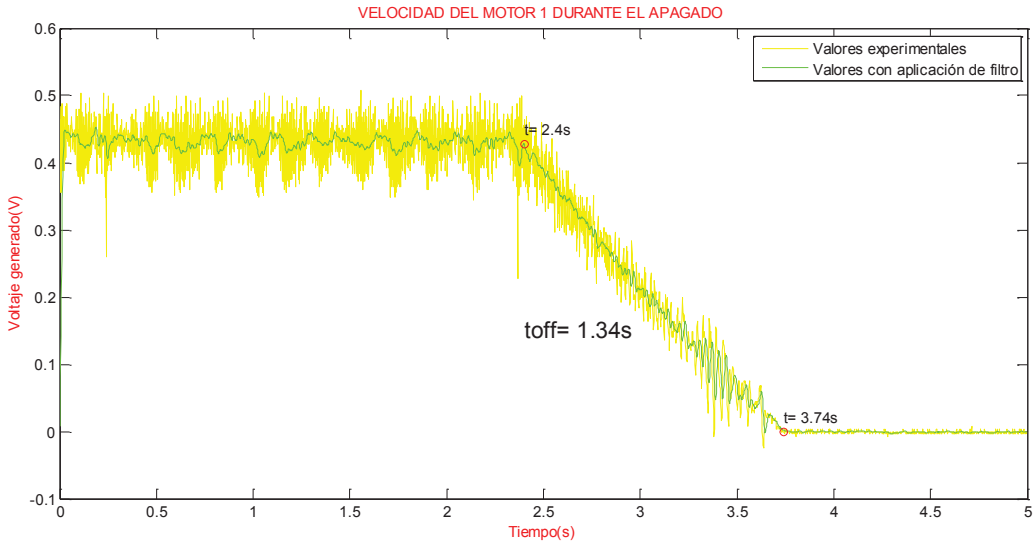


Figura 3.8. Determinación del tiempo de apagado del motor 1

En las gráficas se visualiza la señal obtenida del osciloscopio (señal en amarillo), así como también la obtenida después de aplicarse un filtro a través de MatLab.

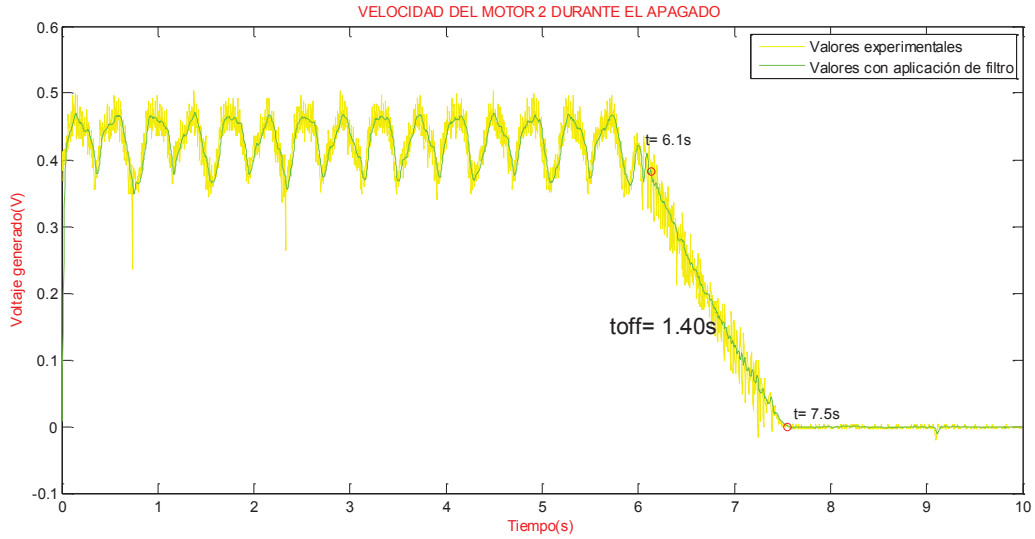


Figura 3.9. Determinación del tiempo de apagado del motor 2

Los tiempos que le tomó a cada motor detenerse se resumen en la Tabla 3.6.

Tabla 3.6. Resultados experimentales del tiempo de apagado t_{off}

	$\omega_o \left(\frac{rad}{s}\right)$	$t_{off}(s)$
Motor 1	25.70	1.34
Motor 2	25.04	1.40

Al reemplazar los valores en la ecuación (3.11) se logra calcular los valores de J.

$$J1 = 0.0446\ (1.34) \Big/ ln\left(\frac{25.70\ + {}^{2.367}/_{0.0446}}{{}^{2.367}/_{0.0446}}\right) = \mathbf{0.1513\ kg.m^2}$$

$$J2 = 0.0532\ (1.40) \Big/ ln\left(\frac{25.04\ + {}^{2.58}/_{0.0532}}{{}^{2.58}/_{0.0532}}\right) = \mathbf{0.1788\ kg.m^2}$$

En la Tabla 3.7 se resumen todos los parámetros obtenidos.

Tabla 3.7. Parámetros determinados experimentalmente

	R_a	L_a	J	B	k_T	k_v
	$(m\Omega)$	(uH)	$(kg.m^2)$	$(N.m.s)$	(Nm/A)	$\left(\frac{V}{rad/s}\right)$
Motor 1	213.5	107	0.1513	0.0446	0.8906	0.8906
Motor 2	215.5	118	0.1788	0.0532	0.9048	0.9048

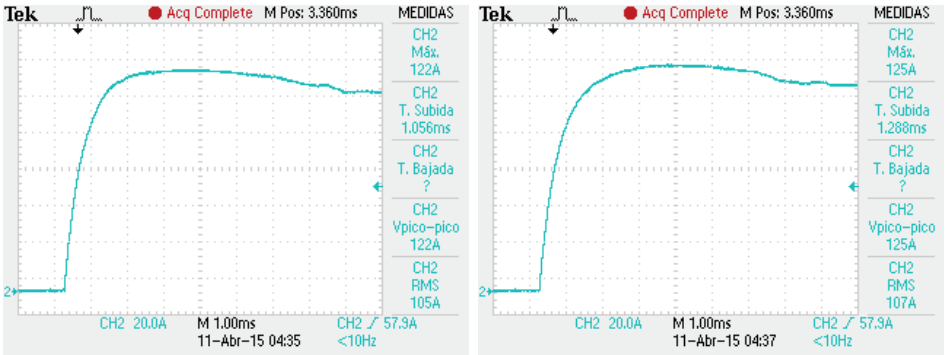
3.2.2.4 Constante de tiempo eléctrica τ_e

Reemplazando los valores de los parámetros L_a y R_a en (1.4) se determina los valores teóricos de las constantes de tiempo eléctricas.

$$\tau_{e1} = {}^{0.107mH}/_{213.5m\Omega} = 0.501ms = 501\ us$$

$$\tau_{e2} = {}^{0.118mH}/_{215.5m\Omega} = 0.547ms = 547\ us$$

Para verificar estos cálculos, se procede a analizar la curva de corriente vs. tiempo de cada motor mostrados en la Figura 3.10.



a) b)

Figura 3.10. Curvas de corriente: a) del motor 1 y b) del motor 2

Al pasar estos datos a MatLab se puede determinar gráficamente la constante de tiempo eléctrica de la máquina 1 y 2 de las Figura 3.11 y Figura 3.12.

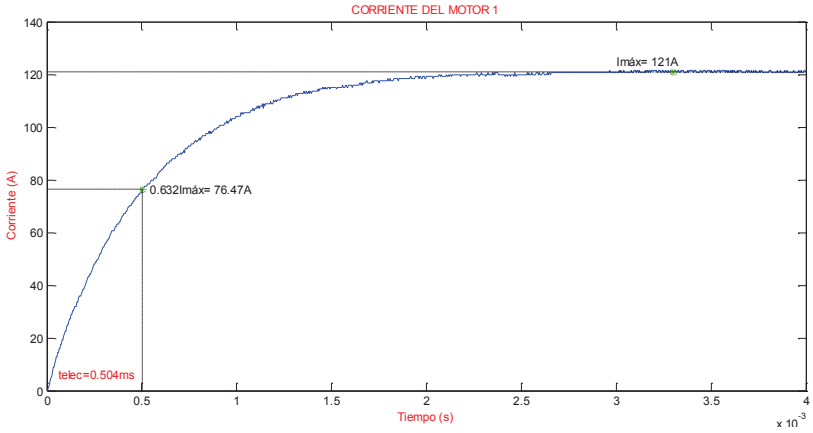


Figura 3.11. Constante eléctrica de tiempo del motor 1

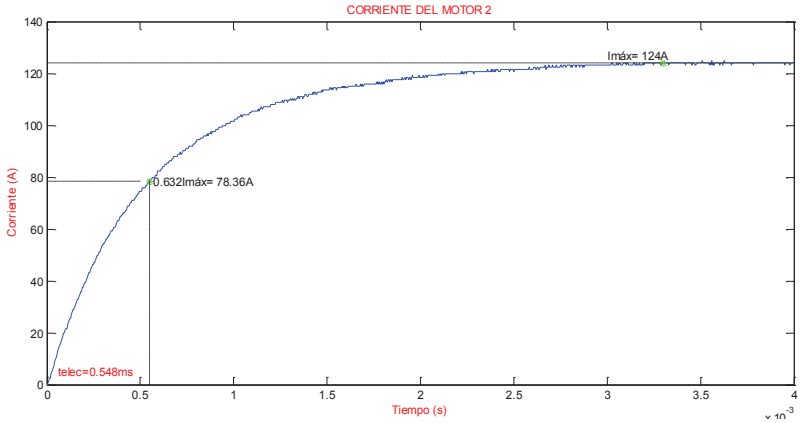


Figura 3.12. Constante eléctrica de tiempo del motor 2

Realizando el análisis comparativo de los valores de constantes calculadas y obtenidas gráficamente de la Tabla 3.8 se verifica que no existe una diferencia apreciable lo cual ratifica un modelo matemático bastante cercano al real.

Tabla 3.8. Comparación de constantes eléctricas

	$\tau_e\ (ms)$	
	Matemáticamente	Gráficamente
Motor 1	0.501	0.504
Motor 2	0.547	0.548

En el proceso de diseño y cálculos posteriores se trabaja con las constantes de tiempo eléctricas obtenidas matemáticamente.

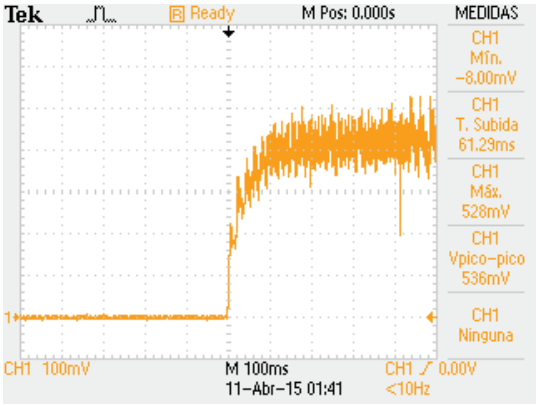
3.2.2.5 Constante de tiempo mecánica τ_m

Reemplazando los valores de los parámetros obtenidos en la ecuación (1.10) se llega a conseguir constantes mecánicas del orden de los ms.

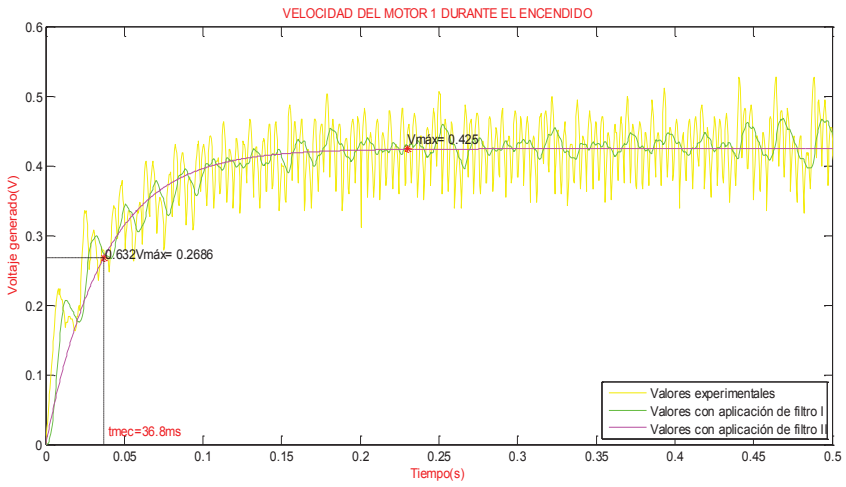
$$\tau_{m1} = 0.1513\left(\frac{0.2135}{0.8906^2}\right) = 40.73\ ms$$

$$\tau_{m2} = 0.1788\left(\frac{0.2155}{0.9048^2}\right) = 47.06\ ms$$

Para verificar estos cálculos, se procede a analizar la curva de velocidad vs. tiempo mostrada en la Figura 3.13 y Figura 3.14 al aplicar una entrada tipo paso de 24 V.



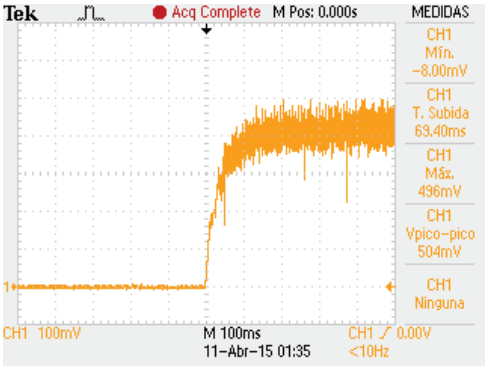
a)



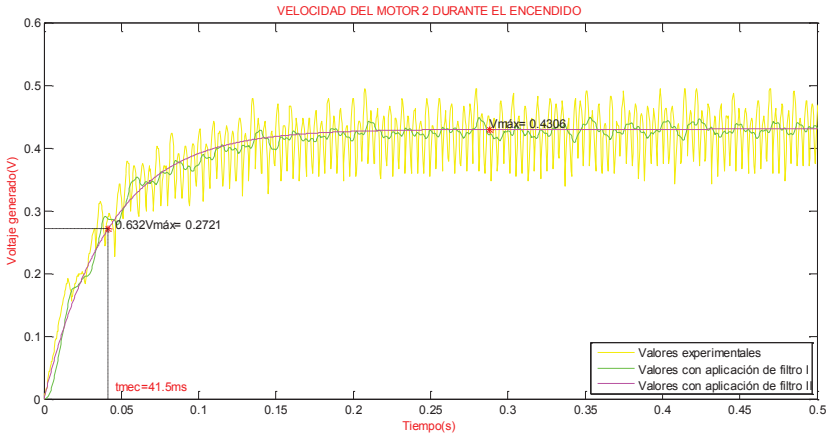
b)

Figura 3.13. Curva de la velocidad angular del motor 1

a) Obtenida experimentalmente y b) representada en MatLab



a)



b)

Figura 3.14. Curva de la velocidad angular del motor 2

a) Obtenida experimentalmente y b) representada en MatLab

El análisis cuantitativo a partir de las constantes de la Tabla 3.9 permite verificar que no existe total proximidad entre los valores obtenidos, sin embargo la diferencia entre ellos no supera los 6 ms por tanto se los toma como válidos.

Tabla 3.9. Cuadro comparativo de las constantes de tiempo mecánicas

	$\tau_m\ (ms)$	
	Matemáticamente	**Gráficamente**
Motor 1	40.73	36.8
Motor 2	47.06	41.5

En el proceso de diseño y cálculos posteriores se trabaja con las constantes de tiempo mecánicas obtenidas matemáticamente.

3.2.3 OBTENCIÓN DEL MODELO

Las ecuaciones (1.1) y (1.5) representadas en espacio de estados quedan planteadas en función de las variables de estado de la corriente i_a y velocidad ω del motor, como variables de estado, así como también se consideran al voltaje de armadura V_a y al torque de rozamiento seco T_f como entradas del sistema.

$$\begin{bmatrix} \dot{i_a} \\ \dot{\omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K_v}{L_a} \\ \frac{K_T}{J} & -\frac{B}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ T_L \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Aplicando de la Transformada de Laplace, las ecuaciones del modelo quedan expresadas en el dominio de la frecuencia.

$$I_a(s) = \left[\frac{1}{L_a s + R_a}\right] [V_a(s) - K_v \omega(s)] \quad (3.13)$$

$$\omega(s) = \left[\frac{1}{Js + B}\right] [K_T I_a(s) - T_L] \quad (3.14)$$

Al expresar la ecuación (3.13) como una función de transferencia que relaciona la salida del sistema I_a, versus las variables de entrada V_a y E_a, se puede ver que influye la constante eléctrica de tiempo τ_e definida en la ecuación (1.4).

$$\frac{I_a(s)}{V_a(s) - E_a(s)} = \frac{1}{L_a s + R_a} = \frac{1/R_a}{1 + \frac{L_a}{R_a} s}$$

$$\frac{I_a(s)}{V_a(s) - E_a(s)} = \frac{1/R_a}{1 + \tau_e s} \quad (3.15)$$

En la función de transferencia obtenida, se observa la incidencia de la fuerza contraelectromotriz Ea(s) que resulta ser un parámetro intrínseco de la máquina. Para la anulación de este valor se realiza la compensación del mismo dentro del microcontrolador como se observa en la Figura 3.15 (en color amarillo) de esta manera se consigue controlar una planta de corriente I_a en función del voltaje de armadura V_a.

En este diagrama se considera que el convertidor de potencia, al no poseer elementos activos, posee una ganancia igual a 1. Por lo tanto la planta G(s) resulta ser idéntica a la explicada en (3.15).

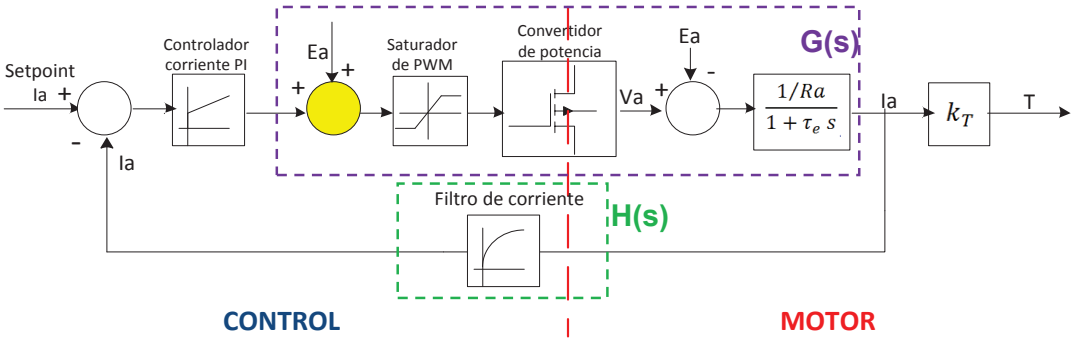


Figura 3.15. Diagrama de bloques del lazo de control de corriente

La conmutación de los mosfets de los convertidores de potencia es realizada mediante la técnica de modulación de ancho de pulso (PWM) la cual genera un retardo, DPWM, debido a la modulación dentro del microcontrolador. Dicho retardo es representado mediante la aproximación de Padé de la ecuación (3.16) en donde T_s es el período de la PWM [57].

$$DPWM \approx \frac{1 - s\frac{Ts}{4}}{1 + s\frac{Ts}{4}} \qquad (3.16)$$

Para obtener el valor medio de la corriente de armadura y discriminar las interferencias electromagnéticas (EMI'S), ruido u otras señales no deseadas, se emplea un filtro digital de polo simple que permite calcular la salida $y[n]$ en función del valor de la señal de entrada $x[n]$ y del valor anterior de la salida $y[n-1]$, multiplicados por las constantes a_o y b_1 respectivamente (ver Anexo C).

$$y[n] = a_o x[n] + b_1 y[n-1] \qquad (3.17)$$

3.3 DISEÑO DEL CONTROLADOR DE CORRIENTE

El diseño de los controladores de corriente, tipo Proporcional-Integrador PI, se realiza usando la herramienta de MatLab llamada Sisotool. Aplicando la técnica de cancelación de ceros y polos [58], se introduce un cero del controlador en la misma posición del polo que tiene la planta de corriente. La forma general de los PI obtenidos en el dominio de s depende de la constante proporcional K_p y de la constante de integración K_i.

$$PI_i(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (3.18)$$

Existe la opción discretizar el PI directamente en MatLab, a través del comando *Tustin* en donde Ts_i es el timepo de muestreo de la corriente.

$$PI_i(z) = \text{tustin}(PI_i(s), Ts_i) \quad (3.19)$$

La función de transferencia del controlador discretizado $PI_i(z)$ es una relación entre la señal de control $U(z)$ y el error $E(z)$ que resulta al restar el valor de referencia de la corriente menos el valor de realimentación de la misma.

$$PI_i(z) = \frac{\mathrm{U(z)}}{\mathrm{E(z)}} \quad (3.20)$$

A partir de la expresión anterior se logra determinar la ley de control $U(k)$ que resulta ser la ecuación implementada en el microcontrolador para cada motor.

La Tabla 3.10 resume las consideraciones aplicadas para el diseño del lazo de control de corriente.

Tabla 3.10. Parámetros del lazo de control de corriente

	Motor 1	Motor 2
τ_e (µs)	501	547
Ts_i (µs)	40	
$DPWM(s)$	$\frac{1 - 1.10^{-5}s}{1 + 1.10^{-5}s}$	
$G(s) = \frac{I_a(s)}{V_a(s)}$	$\frac{9349}{s + 1996}$	$\frac{8483}{s + 1828}$
Filtro de corriente H(s)	$\frac{25020}{s + 25060}$	
Filtro digital de corriente	$y[n] = 0.632x[n] + 0.367y[n-1]$	
$PI_i(s)$	$\frac{s + 2000}{s}$	$\frac{1.1\,s + 2000}{s}$
$PI_i(z)$	$\frac{1.04z - 0.96}{z - 1}$	$\frac{1.14z - 1.06}{z - 1}$
Ley de control	$u(k) = u(k-1) + 1.04e(k) - 0.96(k-1)$	$u(k) = u(k-1) + 1.14e(k) - 1.06e(k-1)$

Las constantes de tiempo eléctricas τ_e son las expuestas en la Tabla 3.8. El tiempo de muestreo de la corriente Ts_i es igual al periodo de la PWM ($Ts_\omega = 40\ \mu s$). Cada vez que transcurre este tiempo, en el microcontrolador procede a la lectura de corriente para posteriormente ejecutar la subrutina de cálculo de la relación de trabajo δ con la que se maneja a los mosfets de cada puente H. La planta teórica de corriente $G(s)$ es la expresada en (3.15).

En la ley de control se observa la influencia de $u(k-1)$ que es el valor de señal de control calculado en la iteración anterior del programa, el valor del error actual $e(k)$ así como también el error anterior $e(k-1)$ en el instante $t_{(k-1)}$.

La Figura 3.16 resume las funciones de transferencias de todos los bloques integrantes del lazo de control de corriente.

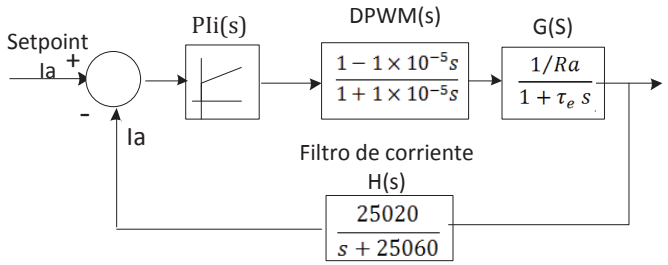


Figura 3.16. Diagrama de bloques del lazo de control de corriente de los motores DC

La función de transferencia de la planta de corriente en lazo cerrado $TFI_{a_{LC}}$ se obtiene mediante la ecuación (3.21) para cada motor.

$$TFI_{a_{LC}}(s) = \frac{PIi(s).DPWM(s).G(s)}{1 + PIi(s).DPWM(s).G(s).H(s)} \qquad (3.21)$$

$$TFI1_{a_{LC}}(s) = \frac{9349 \times (s + 2.51 \times 10^4)}{s^2 + 2.506 \times 10^4 s + 2.34 \times 10^8} \qquad (3.22)$$

$$TFI2_{a_{LC}}(s) = \frac{9331.3 \times (s + 2.51 \times 10^4)}{s^2 + 2.507 \times 10^4 s + 2.34 \times 10^8} \qquad (3.23)$$

3.4 DISEÑO DEL CONTROLADOR DE VELOCIDAD

Como se explicó al principio de este capítulo, el lazo de control de velocidad es más externo que el de corriente y por lo tanto se encarga de fijar el setpoint de referencia para este último como está representado en la Figura 3.17.

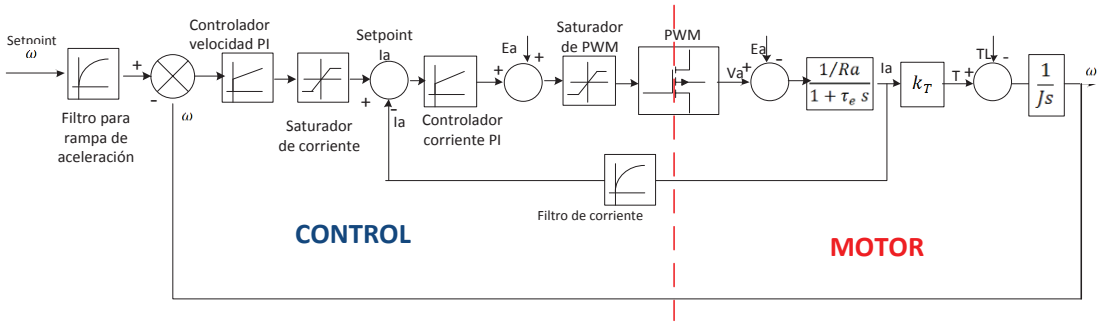


Figura 3.17. Diagrama de bloques del doble lazo de control para un motor DC

El diagrama de Bode de la función $TFI_{a_{LC}}(s)$ para ambos motores se muestra en la Figura 3.18 en donde se ha ubicado la frecuencia (f_e) correspondiente a la constante de tiempo eléctrica τ_e y la frecuencia (f_m) correspondiente a la constante mecánica τ_m.

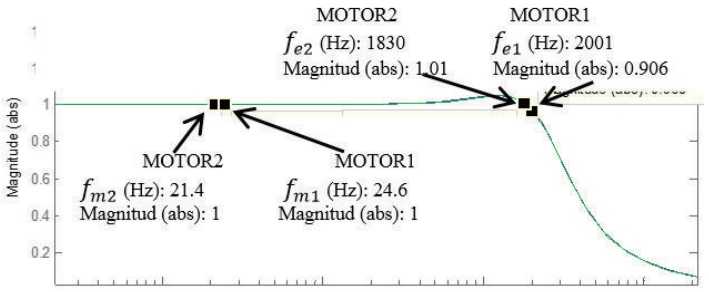


Figura 3.18. Diagrama de bode de $TFI_{a_{LC}}(s)$

Como se puede observar, la frecuencia de $114\ \text{rads/s}$ corresponde a la región de ganancia constante del diagrama de bode y además es de muy bajo valor respecto a $1.56 \times 10^5\ \text{rads/s}$ por lo tanto $\text{TFI}_{\text{a}_{\text{LC}}}(\text{s})$ puede ser considerada como una ganancia K igual a 1 para ambos motores.

El controlador de velocidad actúa sobre la función de transferencia $TF\omega(s)$ constituida por la función de transferencia del lazo cerrado de corriente $TFI_{a_{LC}}(s)$, la ganancia K_T y el bloque integrador con el término 1/Js (Figura 3.19. Diagrama de bloques del lazo de control de velocidad $TF\boldsymbol{\omega}(s)$).

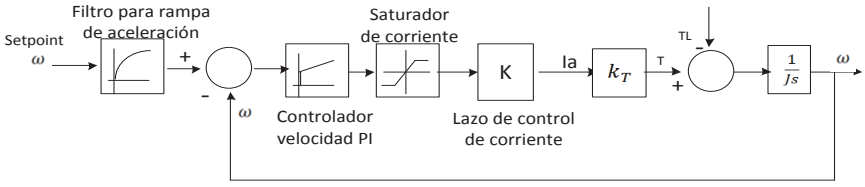


Figura 3.19. Diagrama de bloques del lazo de control de velocidad

3.4.1 LECTURA DE VELOCIDAD

El método más simple para determinar la velocidad del rotor es medir la frecuencia del tren de pulsos entregado del encoder, contando el número de pulsos en una ventana de tiempo constante T_{sc}, como se observa en la Figura 3.20.

Figura 3.20. Tren de pulsos del encoder dentro de una ventana de tiempo

La velocidad angular ω en RPM se puede calcular mediante ecuación (3.24), en donde ΔN es el número de pulsos contados dentro de la ventana de tiempo, N_p es el número de pulsos por revolución (ppr) del encoder y N_r es la relación de engranajes de la caja reductora del motor [59].

$$\omega \cong \frac{60 \times \Delta N}{N_p \times T_{sc}} \times \frac{1}{N_r} \ (RPM) \tag{3.24}$$

Si se desea conocer ω en unidades del sistema internacional S.I., la ecuación anterior queda expresada mediante la ecuación (3.25).

$$\omega \cong \frac{2\pi \times \Delta N}{N_p \times T_{sc}} \times \frac{1}{N_r} \left(\frac{rad}{s}\right) \tag{3.25}$$

La ventana de tiempo T_{sc} debe ser lo suficientemente amplia para obtener todos los pulsos del encoder a cualquier velocidad sin perder información, es decir mínimo 1 pulso ($\Delta N = 1$), aun cuando ω es 1 RPM y el período de la señal del encoder es máximo, como se muestra en la Figura 3.21. Bajo esta condición, se despeja T_{sc} de la ecuación (3.25).

Figura 3.21. Detección de 1 pulso en la ventana de tiempo

$$T_{sc} \cong \frac{2\pi \times \Delta N}{N_p \times \omega} \times \frac{1}{N_r}(s) \tag{3.26}$$

La resolución de los encoders utilizados es de 1024 ppr. Para para duplicar este valor se detecta el flanco de subida y el flanco de bajada de la señal de los encoders consiguiendo una resolución de 2048 ppr. La relación de engranajes N_r es igual a 20 tomado de la placa de datos del motor. Reemplazando los parámetros explicados en la ecuación (3.26) se obtiene el valor mínimo de T_{sc}.

$$T_{sc} \cong \frac{2\pi\ rad \times 1\ pulso}{\left(2048\ \frac{pulso}{rev}\right)\left(1\frac{rev}{min} \times \frac{2\pi\ rad}{1\ rev} \times \frac{1\ min}{60\ s}\right)} \times \frac{1}{20} \cong 0.00146\ s \tag{3.27}$$

Con lo descrito anteriormente se escoge una ventana de tiempo de 2 ms.

Se diseñó el controlador de velocidad $\mathrm{PI}_{\omega}(s)$ para ambos motores siguiendo el mismo procedimiento explicado para el controlador de corriente. La Tabla 3.11 resume los parámetros considerados para el diseño del controlador de velocidad.

Tabla 3.11. Parámetros del lazo de control de velocidad

	Motor 1	Motor 2
τ_m (ms)	40.25	46.44
Ts_{ω} (us)	40	
$TF\omega(s)$	$\frac{5.8863}{s}$	$\frac{5.0604}{s}$
$PI_{\omega}(s)$	$\frac{300.577\ s + 1534.6}{s}$	
$PI_{\omega}(z)$	$\frac{302.115z - 299.04}{z-1}$	
$U(k)$	$u(k) = u(k-1) + 302.115e(k) - 299.04e(k-1)$	

Las constantes de tiempo mecánica τ_m son las expuestas en la Tabla 3.9.

El tiempo de muestreo para el control de la velocidad de los motores es igual al período de la PWM utilizada en la conmutación de los mosfets ($Ts_\omega = 40\ \mu s$), de esta manera en cada ciclo de trabajo se actualizará el valor del setpoint de corriente y consecuentemente el lazo más interno actualizará el valor del ancho de pulso de la PWM obteniendo de esta manera un controlador más rápido. El controlador de velocidad $PI_\omega(s)$ actúa sobre la función de transferencia de velocidad $TF\omega$.

3.5 SELECCIÓN DEL MICROCONTROLADOR

Según la descripción del funcionamiento del sistema se realiza un análisis de los requerimientos fundamentales (Tabla 3.12) para la selección del microcontrolador.

Tabla 3.12. Análisis de requerimientos indispensables del CEV

Requerimiento	Característica	Justificación
Más de 50 MHz	Velocidad de procesamiento de hasta 84MHz.	El tiempo de muestreo de corriente y velocidad es de 40 us por lo que entre una muestra y otra el microcontrolador debe ser capaz de realizar más operaciones.
Número de bits	16 o 32 bits	Alta capacidad de procesamiento que se asocia con mayor velocidad.
Niveles de voltaje	TTL/LVTTL	Puede manejarse de 0 a 5 V, o de 0 a 3.3 V
Salidas PWM	8	Señales de disparo para los mosfets de dos puentes H
Timers	12	1 Timer: Para tiempo de muestreo de corrientes Ts_i 1 Timer: Para Ventana de tiempo T_{sc} 8 Timers en modo PWM: Para señales de disparo de mosfets 2 Timers en modo contador: Para detectar flancos de subida y bajada de la señal del encoder del motor 1 y del motor 2.
Canales ADC	5	Para lecturas del sensor de corriente del motor 1, sensor de corriente del motor 2, voltaje de las baterías, voltaje de los ultracapacitores y voltaje del bus DC
Comunicación serial, TX y RX	2	Para envío y recepción de datos entre microcontrolador y PC
Salidas digitales	4	Para controlar: Al mosfet S1 que conecta o desconecta la batería del bus DC. Al mosfet S2 que conecta o desconecta el banco de UC del bus DC.

		Al relé para cortocircuitar resistencia de carga de ultracapacitores. Al relé de conexión del banco de resistencias de disipación.

Para implementar el programa de control se seleccionó la tarjeta de desarrollo STM32F401RE de la empresa STMicroelectronics debido a sus características de desempeño y por los suficientes recursos que posee para controlar el funcionamiento del hardware así como también el manejo de la comunicación inalámbrica.

3.5.1 PLATAFORMA DE DESARROLLO STM32F401RE

Es un dispositivo de alto rendimiento que tiene como núcleo principal un microcontrolador ARM®Cortex®-M4.

Las características principales de esta plataforma son [60]:

- Núcleo ARM®Cortex®-M4 con CPU de 32bits.
- Velocidad de procesamiento de hasta 84MHz.
- Memoria Flash de 512Kbytes.
- Memoria SRAM de 96Kbytes.
- 81 puertos de entrada y salida de 1.7 V a 3.6 V (LVTTL)
- Unidad de punto flotante
- Conversor ADC de 10 a 12bits de 16 canales
- 6 timers de 16 bits, 2 timers de 32 bits
- DMA de propósito general
- 3 interfaces de comunicación I^2C
- 3 interfaces de comunicación USART
- 4 interfaces de comunicación SPI
- Conectividad avanzada: dispositivo USB2.0 de alta velocidad

Esta plataforma se utilizó para realizar:

- Generación de las señales PWM de 25 kHz para el control de los conversores DC-DC de puente completo que manejan a cada uno de los motores.

- Control del sistema de relés para la conmutación baterías/ultracapacitores
- Lectura de voltaje de baterías y ultracapacitores, sensores de corriente y encoders.
- Comunicación con la HMI para el monitoreo y control de datos.

En la Figura 3.22 se muestra una imagen de la vista superior de la plataforma de desarrollo.

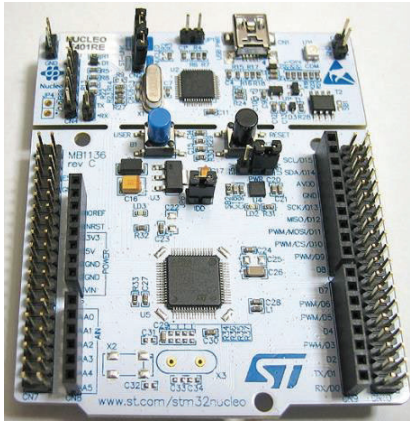


Figura 3.22. Plataforma de desarrollo STM32F401RE [61]

En la Figura 3.23 se muestra la distribución de los pines Arduino headers del microcontrolador.

En la Figura 3.24 se muestra la distribución de los pines Morpho headers del microcontrolador.

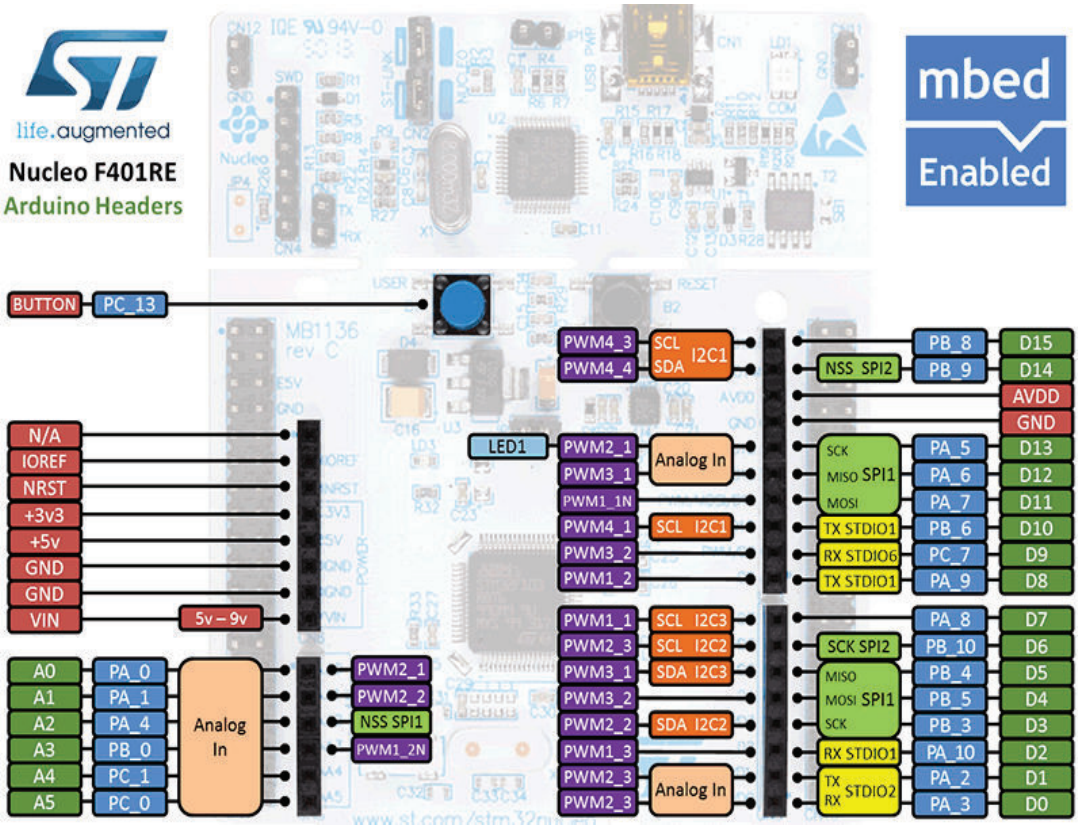


Figura 3.23. Distribución de pines del STM32F401RE (Arduino Headers) [61]

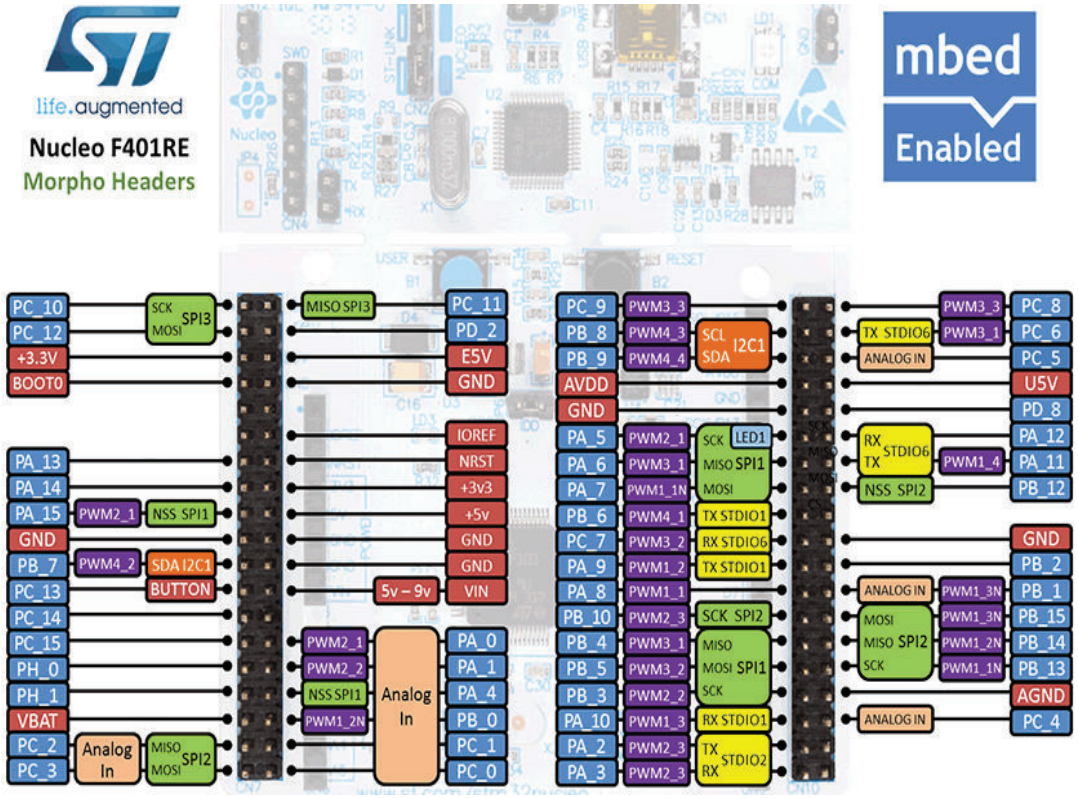


Figura 3.24. Distribución de pines del STM32F401RE (Morpho Headers) [61]

En esta plataforma se utilizan los recursos indicados en la Tabla 3.13.

Tabla 3.13. Funciones de los pines de la plataforma STM32F401RE [61]

Pin	Función	Descripción
PB4	Timer 3	Salida de la PWM1 para motor 1
PB5		Salida de la PWM2 para motor 1
PC8		Salida de la PWM3 para motor 1
PC9		Salida de la PWM4 para motor 1
PB13	Timer 1	Salida de la PWM1 para motor 2
PB14		Salida de la PWM2 para motor 2
PB15		Salida de la PWM3 para motor 2
PA11		Salida de la PWM4 para motor 2
PA1	ADC 1	Lectura del sensor de corriente de motor 1
PA4	ADC 4	Lectura del sensor de corriente de motor 2
PB0	ADC 8	Lectura del voltaje de las baterías
PC1	ADC 11	Lectura del voltaje de los ultracapacitores

PB6	Timer 4	Lectura de encoder de motor 1
PA0	Timer 2	Lectura de encoder de motor 2
PB2	Salida	Control de relé de conmutación en el bus de 24 V
PA6	Salida	Control de relé de conmutación en el bus de ultracapacitores
PC12	Salida	Control de relé para cortocircuitar resistencia de carga de ultracapacitores
PC10	Salida	Control de relé de conmutación entre ultracapacitores y banco de resistencias
PA9, PA10	TX de USART1	Envío de datos hacia el computador
PA10	RX de USART1	Recepción de datos hacia el STM32F401RE

3.6 DIAGRAMAS DE FLUJO DEL SOFTWARE IMPLEMENTADO

3.6.1 PROGRAMA PRINCIPAL

Antes de que el programa ingrese al lazo principal se ejecuta un lazo de carga inicial del banco de ultracapacitores hasta llegar a 11 V.

En el lazo principal se envían los datos monitoreados del sistema, se ejecuta la rampa de aceleración y se compara el voltaje del bus DC con el voltaje de la batería para analizar si la plataforma se encuentra moviéndose en una superficie plana y bajando una pendiente.

La variable calcular_velocidad_encoder toma el valor de 1 cuando han transcurrido los 2 ms de la ventana de tiempo para proceder a dar lectura al número de pulsos del encoder y calcular la velocidad angular de los motores.

La variable calcular_datos_corriente toma el valor de 1 cuando han transcurrido 40 µs del tiempo de muestreo y se ejecutan los controladores de velocidad y corriente.

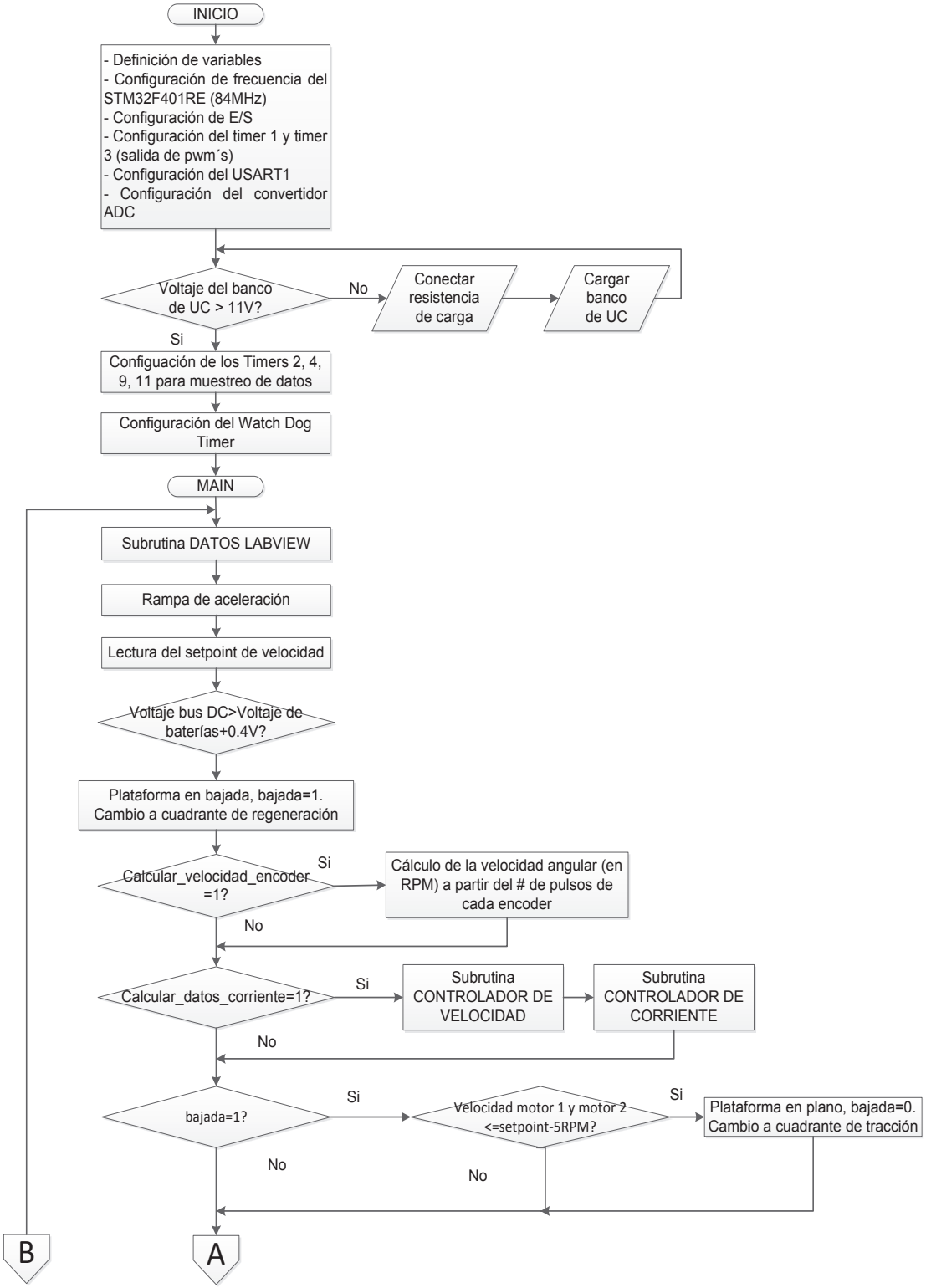


Figura 3.25. Diagrama de flujo del programa principal (Parte I)

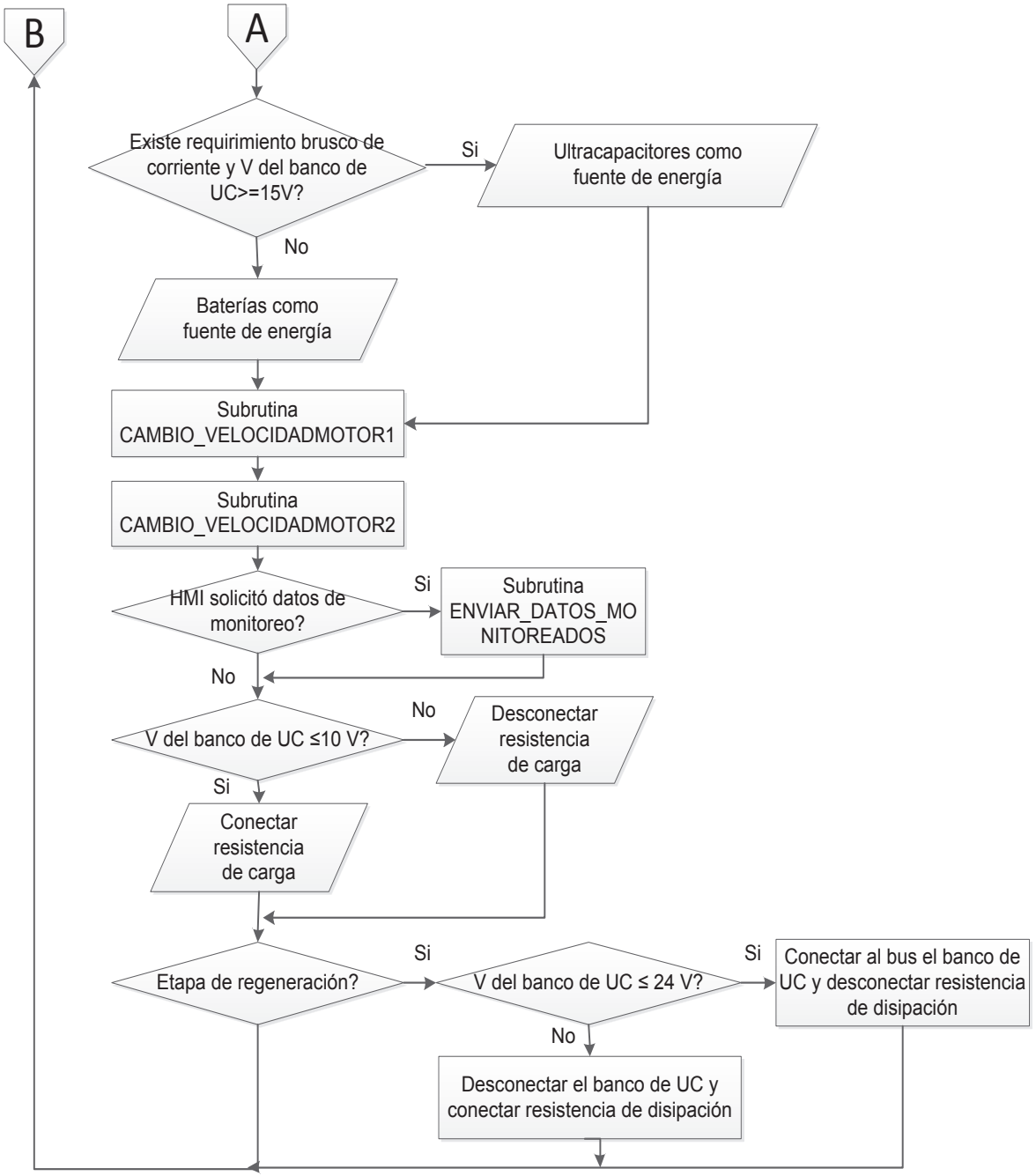


Figura 3.26. Diagrama de flujo del programa principal (Parte II)

3.6.2 SUBRUTINA CONTROLADOR DE CORRIENTE

En esta subrutina se aplican las ecuaciones de las leyes de control indicadas en la Tabla 3.10.

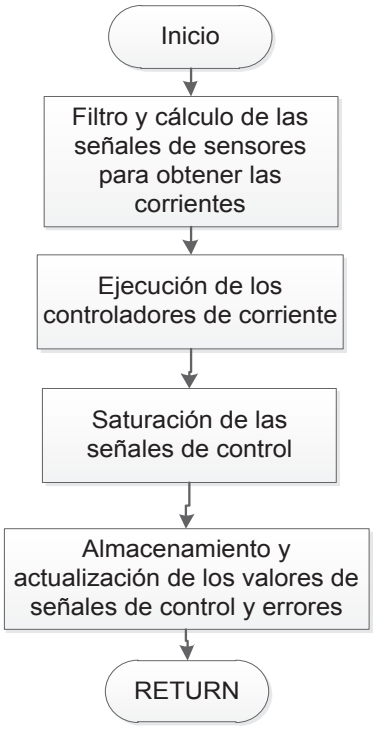


Figura 3.27. Subrutina para la ejecución del controlador de corriente

3.6.3 SUBRUTINA CONTROLADOR DE VELOCIDAD

En esta subrutina se ejecutan los controladores de velocidad de los motores.

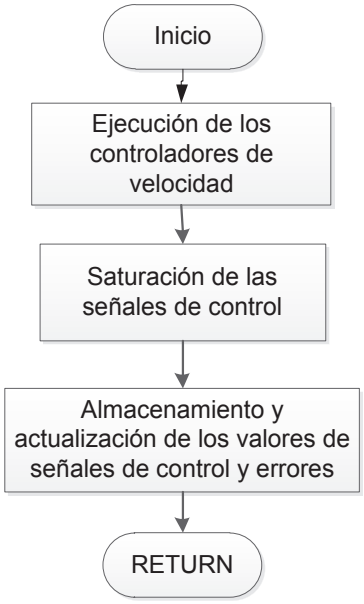


Figura 3.28. Subrutina para la ejecución del controlador de velocidad

3.6.4 SUBRUTINA ENVÍO DE DATOS MONITOREADOS

En esta subrutina se envían por comunicación inalámbrica las variables de voltaje, corriente y velocidad monitoreadas hacia la HMI.

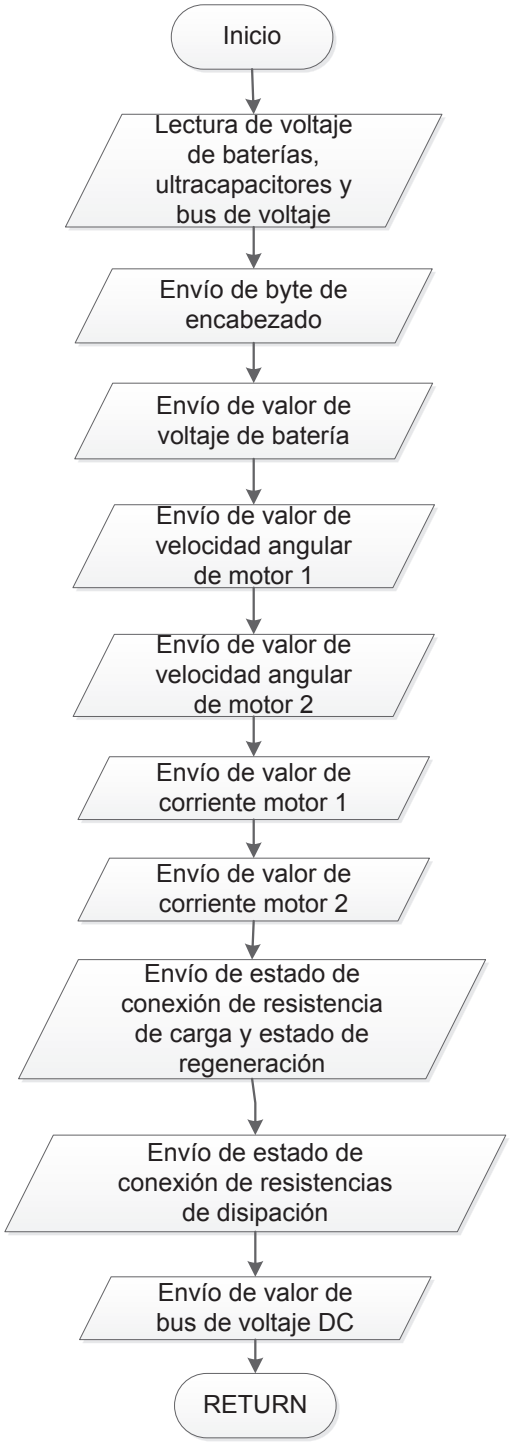


Figura 3.29. Subrutina para enviar datos de monitoreo

3.6.5 INTERRUPCIÓN DE RECEPCIÓN DE DATOS

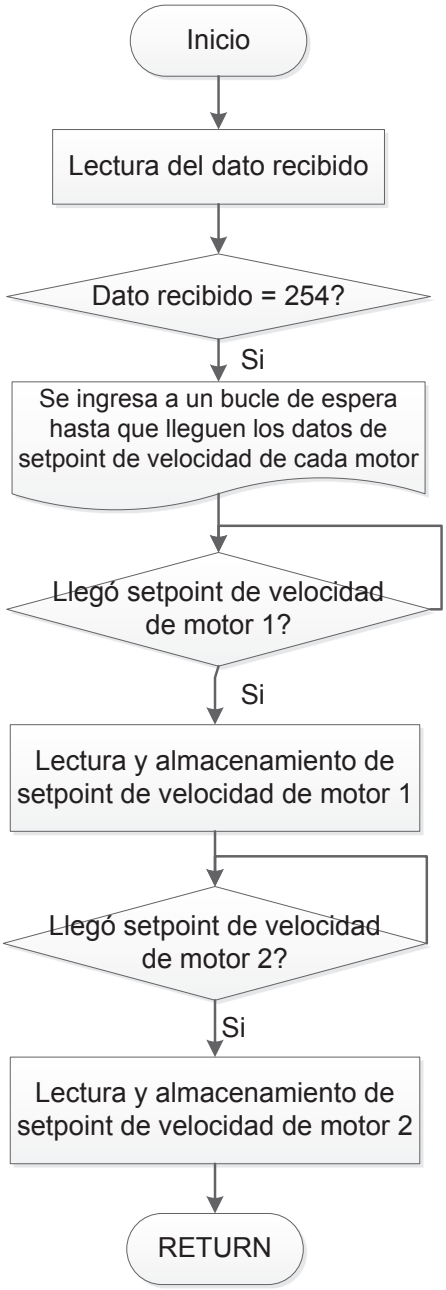


Figura 3.30. Subrutina de interrupción de recepción de datos

3.6.6 SUBRUTINA DATOS LABVIEW

En esta subrutina se analizan los datos recibidos desde la HMI y se determina la acción correspondiente al dato recibido.

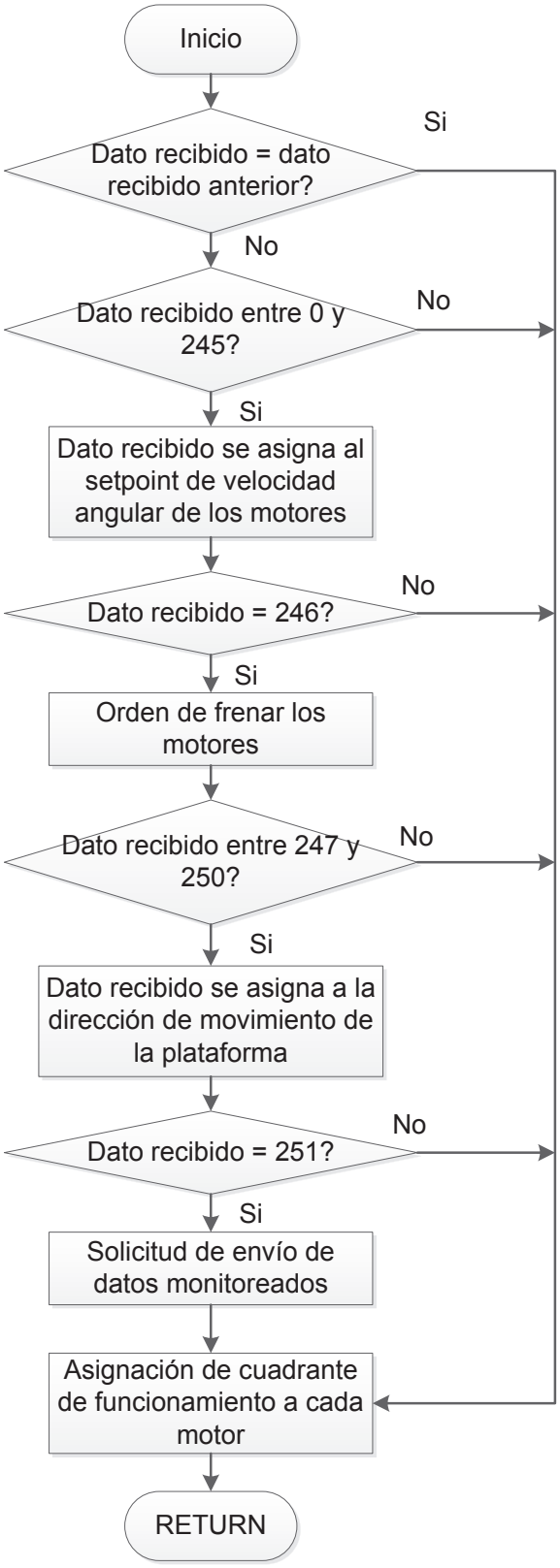


Figura 3.31. Subrutina para análisis de datos recibidos desde la HMI

3.6.7 SUBRUTINA DE INTERRUPCIÓN DEL TIMER 9

En esta subrutina se toma el valor total del número de pulsos de los encoders y se los asigna a variables para su posterior procesamiento.

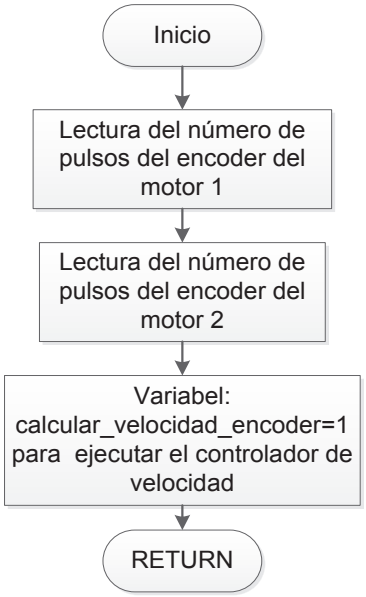


Figura 3.32. Subrutina para la lectura de encoders

3.6.8 SUBRUTINA DE INTERRUPCIÓN DEL TIMER 11

En esta subrutina se mide el voltaje de salida de los sensores de corriente.

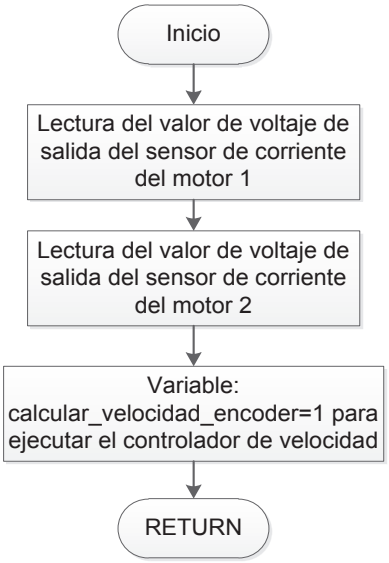


Figura 3.33. Subrutina para la lectura de sensores de corriente

3.7 INTERFAZ HMI

La interfaz de comunicación que permite mostrar al usuario los datos enviados y recibidos entre la PC y el microcontrolador ubicado en la plataforma se ha realizado usando el software LabView 2013.

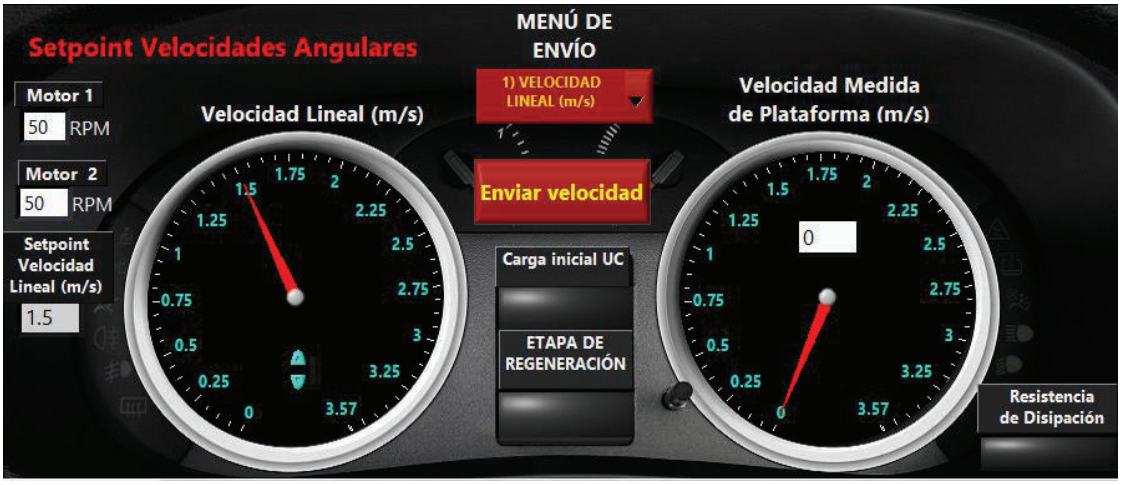


Figura 3.34. Primera forma de control de velocidad lineal

Figura 3.35. Segunda forma de control de velocidad angular

3.7.1 DATOS ENVIADOS

- Setpoint de velocidades angulares ω (en RPM): Esta sección contiene un "Menú de Envío" con dos opciones para controlar la velocidad de los motores:

Opción "VELOCIDAD LINEAL m/s": En esta opción se puede establecer la velocidad lineal a la cual se desea mover la plataforma. Se escoge una velocidad

lineal en m/s en el selector circular y LabView calcula, mediante las ecuaciones de tracción diferencial, el setpoint de velocidad angular que resulta ser el mismo para ambos motores.

Opción “VELOCIDADES ANGULARES RPM”: En esta opción se puede establecer independientemente la velocidad angular de cada motor por medio de dos sliders.

Cualquiera que sea la opción escogida, para cambiar la velocidad en los motores se debe presionar el botón “Enviar velocidad” para que el dato sea recibido por el microcontrolador STM32F401RE instalado en la placa de control.

- Opciones de movimiento: avance hacia adelante, avance en retroceso, giro sobre su propio eje hacia la izquierda o hacia la derecha. Este control se puede hacer mediante las flechas del teclado o presionando las flechas direccionales integradas en la parte superior derecha de la interfaz.
- Etapa de regeneración: Led que indica si la plataforma se encuentra descendiendo una pendiente y en etapa de regeneración de energía. (OFF: No hay regeneración de energía, ON: Regenerando energía)
- Solicitud de datos medidos: Mediante la interfaz se envía al microcontrolador la orden de devolver la trama de datos monitoreados. Dicho requerimiento se produce periódicamente cada 400ms.

Se pueden configurar los parámetros básicos de comunicación serial con el Xbee PRO como el puerto serial (COM) utilizado, velocidad de comunicación en baudios, bits de parada, paridad y número de bits de transmisión (Figura 3.36).

Figura 3.36. Configuración de los parámetros para el XBee

Además se tiene un display indicador del último dato enviado hacia el microcontrolador. Dichos parámetros deben ser configurados como se indica a

continuación para que la comunicación se realice correctamente entre PC y microcontrolador.

3.7.2 DATOS RECIBIDOS

Uno de los pasos iniciales consiste en enviar los valores de setpoint de velocidad angular para cada motor. Para ello se forma una trama de datos con tres bytes siendo el primero (254) el que indica al programa de control que los próximos dos siguientes datos serán la rapidez angular del motor 1 seguida por la rapidez angular del motor 2. Estos dos últimos deben ser valores de tipo unsigned (sin signo) de 8 bits cuyo valor puede ir desde 0 hasta 240 RPM pero para la plataforma utilizada se recomienda manejar estos valores entre 0 y 50 RPM que resulta ser un rango adecuado para la realización de pruebas.

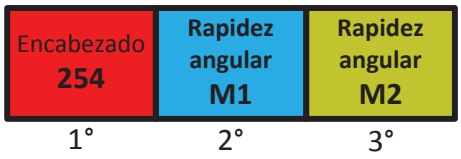


Figura 3.37. Trama para configurar velocidad

Si se desea iniciar el movimiento de los motores para que la plataforma se desplace existen cuatro posibles bytes a enviar así como también para la opción de frenado.

Tabla 3.14. Datos seriales para control de dirección

DIRECCIÓN	DATO SERIAL
Freno	246
Avance hacia adelante	247
Avance en retroceso	248
Giro sobre su propio eje hacia la derecha	249
Giro sobre su propio eje hacia la izquierda	250

Si se desea recibir los datos monitoreados se debe enviar serialmente el número *251* y el CEV responderá al requerimiento con la siguiente trama de 10 bytes que contiene un encabezado para definir el inicio de la trama.

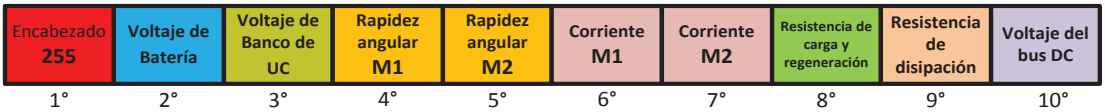


Figura 3.38. Trama de datos enviada del uC a la PC

3.7.3 INDICADORES

- Existe un display llamado DATO TX en donde el usuario puede visualizar y confirmar el dato que se ha enviado por el puerto serial (COM) de la computadora.
- Con las velocidades angulares de cada motor y haciendo uso de la ecuación del primer capítulo (1.29) se calcula la rapidez lineal adquirida por la plataforma y se muestra en el velocímetro del lado derecho (ver Figura 3.34).
- Se puede ver el voltaje del capacitor (Bus DC) ubicado a la entrada de los conversores DC/DC de puente completo y según su valor se conoce si el sistema está siendo alimentado por las baterías o por ultracapacitores e incluso evidencia si se está regenerando energía o no.
- Existen LEDS que indican si la resistencia de carga está conectada o no al banco de UC y además se puede saber si se ha conectado la resistencia de disipación al bus DC en caso de que el banco de UC haya superado los 24 V.

En este capítulo de realizó el desarrollo de software de control en lo que consta: elección del microcontrolador, modelamiento de motores, diagramas de flujo del programa de control y la interfaz HMI. En el siguiente capítulo se presentarán las pruebas realizadas y resultados obtenidos.

CAPÍTULO 4

PRUEBAS Y RESULTADOS

En este capítulo se presentan las pruebas de velocidad y regeneración realizadas en el CEV para verificar su correcto funcionamiento. A excepción de las pruebas en vacío, todas las pruebas presentadas en este capítulo son realizadas con una silla de ruedas con un peso de prueba de 95 Kg.

4.1 PRUEBAS EN VACÍO

Se procedió a utilizar soportes en la parte inferior de la plataforma para conseguir que las llantas giren libremente sin tener contacto con el suelo. De esta manera la única carga sobre el eje de cada motor resulta ser el acoplamiento mecánico y las llantas de la plataforma.

4.1.1 PRUEBAS DEL CONTROLADOR DE CORRIENTE

Para el diseño del controlador de corriente de los motores se establecieron limites máximos de sobrepico, Mp=10% del setpoint y tiempo de establecimiento de la señal , ts=3 a 5 veces el tiempo de muestreo de la señal de corriente [62] [63]. En la Figura 4.1 se oberva la respuesta de corriente del motor 1 frente a un setpoint de 4 A, en la cual se obtiene un valor de sobrepico de 4.32 A, lo equivalente a Mp= 8% y un además un ts=311 us, por lo que el controlador diseñado es aceptable.

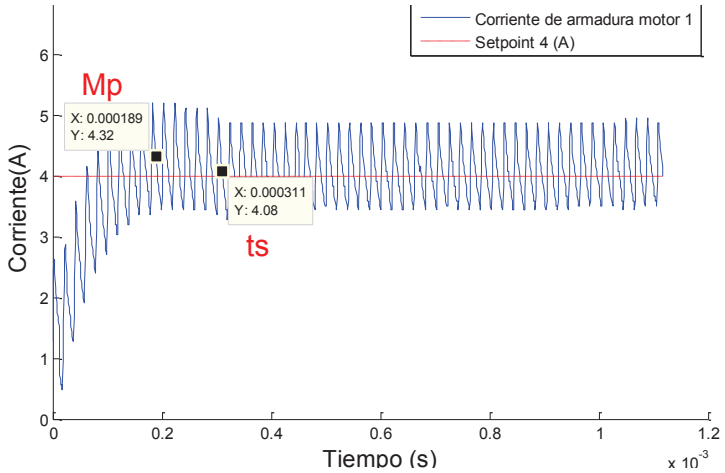


Figura 4.1. Respuesta de corriente de motor 1 en lazo cerrado

En la Figura 4.2 se observa la respuesta de corriente del motor 2, de igual manera se estableció un setpoint de 4 A y se obtuvo un sobrepico de 4.12 A que equivale a Mp=3%, junto con un ts=292 us, por lo que el controlador se considera aceptable.

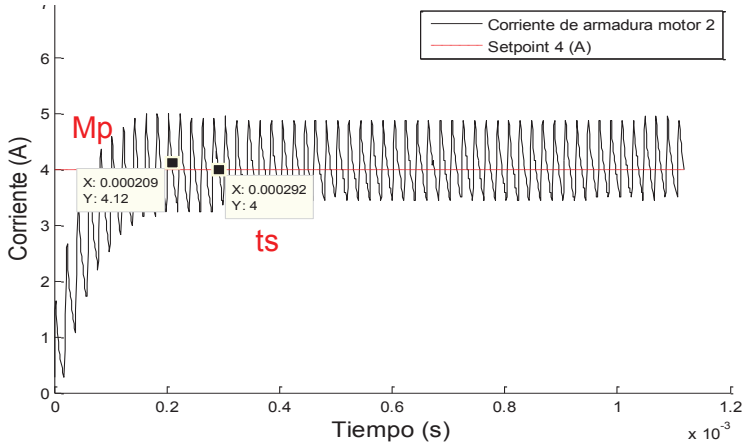


Figura 4.2. Respuesta de corriente de motor 2 en lazo cerrado

4.1.2 PRUEBAS DEL CONTROLADOR DE VELOCIDAD

Para comprobar el correcto funcionamiento del controlador de velocidad se establecen límites de máximo sobrepico (Mp) y tiempo de establecimiento (ts). Se plantea que el máximo sobrepico sea de $Mp < 10\%$. Como se conoce la constante de tiempo mecánica de los motores, se tiene que el tiempo de establecimiento del sistema de velocidad controlado debe ser $t_s \leq 4\tau_m$, por lo cual para el motor 1 $t_s \leq 162\,ms$, y para el motor 2 $t_s \leq 188\,ms$. En la Figura 4.3 y Figura 4.4 se puede observar las respuestas de velocidad con controlador no presentan sobrepico y cumplen con los parámetros de diseño especificados.

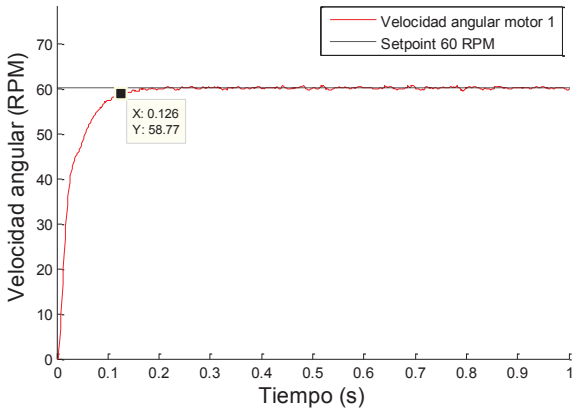


Figura 4.3. Respuesta de velocidad del motor 1 a 60 RPM

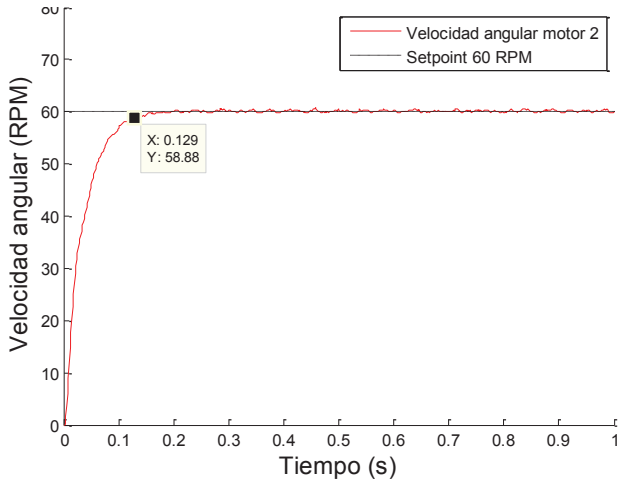


Figura 4.4. Respuesta de velocidad del motor 2 a 60 RPM

En las siguientes pruebas se fijó el valor de velocidad lineal deseada a través de la HMI; se realizó la lectura de velocidad angular ω con un tacómetro óptico y se compara con el valor promedio de ω realimentado por el microcontrolador hacia la HMI.

En primera instancia se verifica el correcto funcionamiento del CEV realizando pruebas en vacío subiendo la velocidad poco a poco como se observa en la Figura 4.5 y Figura 4.6, obteniendo como resultados que la velocidad en los motores llega a los valores de setpoint establecidos y presentando errores de posición de bajos valores.

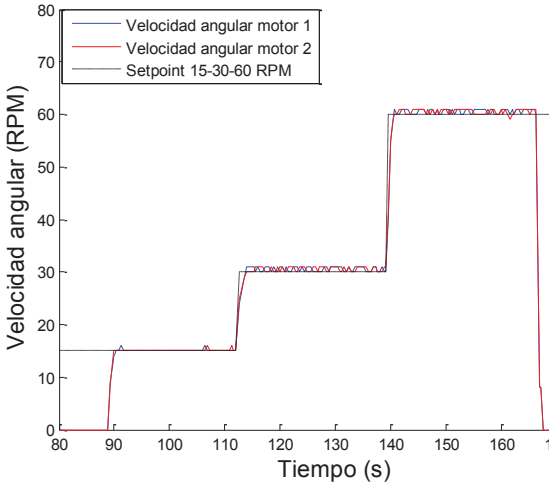


Figura 4.5. Curvas de velocidades en vacío a 15/ 30/ 60 RPM

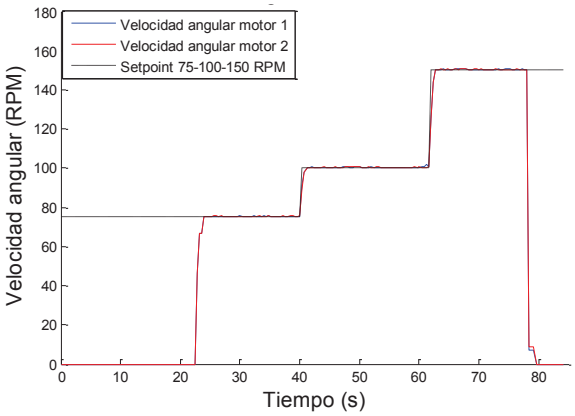


Figura 4.6. Curvas de velocidades en vacío a 75/ 100/ 150 RPM

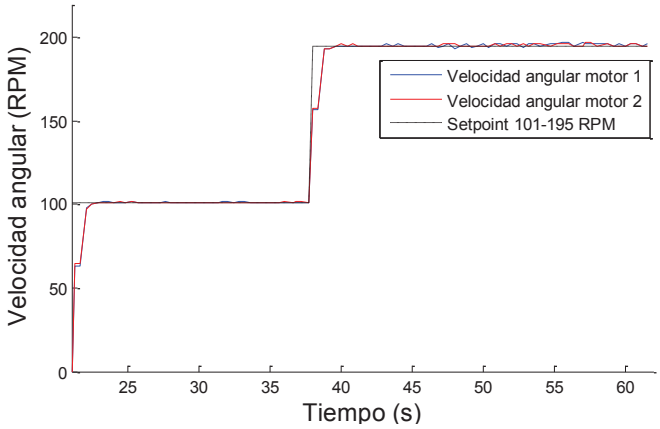


Figura 4.7. Curvas de velocidades en vacío a 101/ 195 RPM

Las pruebas de velocidad en vacío realizadas a mayor setpoint de la Figura 4.7 presentan de igual manera resultados con variaciones de velocidad mínima y errores que no superan el 2% del setpoint para ambos motores (Tabla 4.1 y Tabla 4.2).

Tabla 4.1. Pruebas de velocidad en vacío para el motor 1

Setpoint		Tacómetro		HMI	
Velocidad Lineal m/s	**Velocidad angular RPM**	**Valor medido RPM**	**Error porcentual (%)**	**Valor promedio RPM**	**Error porcentual (%)**
0,45	15	15,1	0,67	14,86	0,93
0,90	30	30,2	0,67	30,44	1,47
1,80	60	60,6	1,00	60,21	0,35
2,25	75	75,6	0,80	75,10	0,13
2,97	100	101,9	1,90	100,25	0,25
4,47	150	152,4	1,60	150,29	0,19
5,82	195	197,2	1,13	195,41	0,21

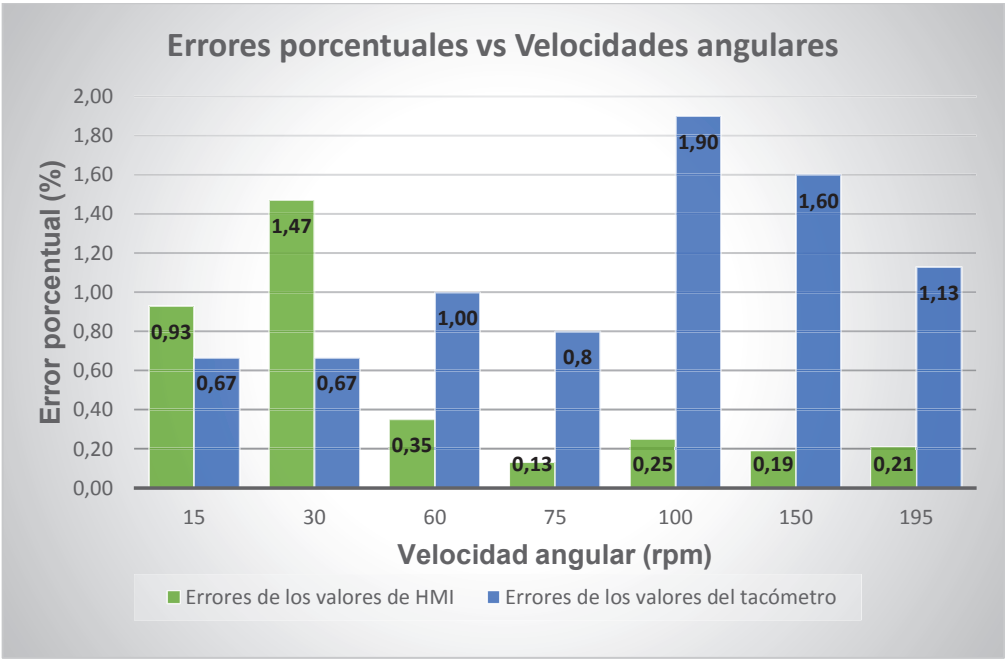


Figura 4.8. Comparación de errores porcentuales de velocidad para el motor 1

Se puede observar que se presentan diferentes valores de lectura de velocidad por parte del tacómetro óptico y el obtenido en el microcontrolador, a pesar de esto no existe una diferencia significativa que indique un mal funcionamiento del CEV ya que los errores obtenidos en ambas medidas son despreciables y la velocidad de los motores permanecen la mayor parte del tiempo en el setpoint asignado.

Tabla 4.2. Pruebas de velocidad en vacío para el motor 2

Setpoint		Tacómetro		HMI	
Velocidad Lineal m/s	**Velocidad angular RPM**	**Valor medido RPM**	**Error porcentual (%)**	**Valor promedio RPM**	**Error porcentual (%)**
0,45	15	15,1	0,67	14,88	0,80
0,90	30	30,3	1,00	30,41	1,37
1,80	60	60,5	0,83	60,19	0,32
2,25	75	75,7	0,93	75,22	0,29
2,97	100	101,9	1,90	100,29	0,29
4,47	150	152,2	1,47	150,29	0,19
5,82	195	197,4	1,23	195,39	0,20

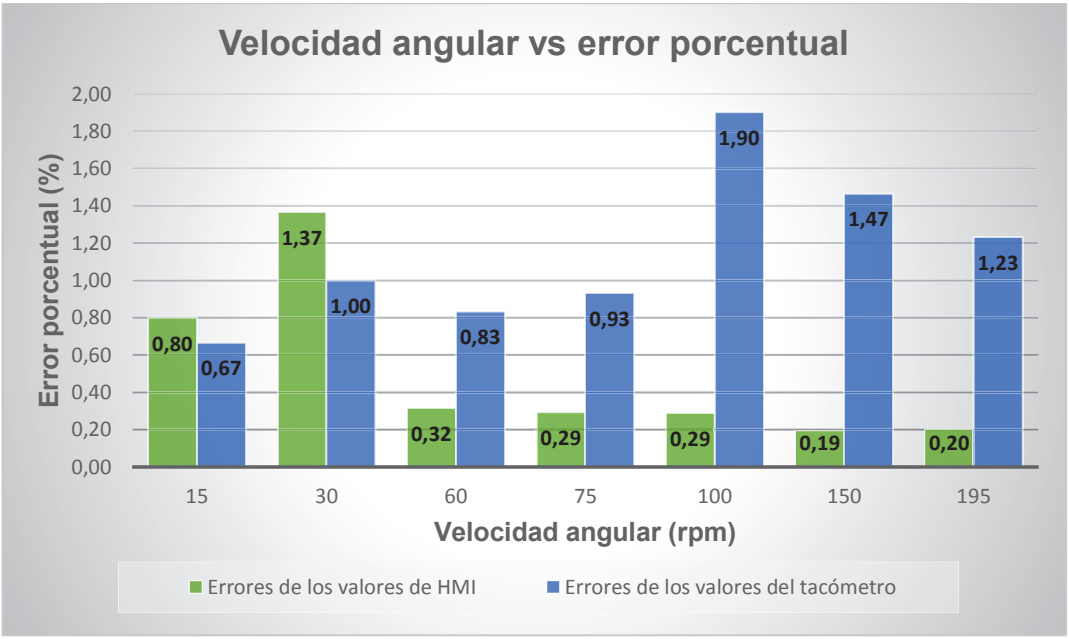


Figura 4.9. Comparación de errores porcentuales de velocidad para el motor 2

Bajo estas circunstancias es posible medir los valores promedio de corrientes en la batería y en cada motor notándose que en vacío la corriente de consumo de la batería no sobrepasa los 10 A.

Tabla 4.3. Medición de corrientes en motores y batería

Velocidad angular RPM	Corrientes A		
	Motor 1	Motor 2	Batería
15	3	2.8	2.4
30	3.2	3	2.87
60	3.5	3.2	3.87
75	3.7	3.3	4.41
100	4	3.5	5.42
150	4.3	3.9	7.6
195	5	4.6	9.5

4.2 PRUEBAS CON CARGA

4.2.1 PRUEBAS DE VELOCIDAD Y REGENERACIÓN DE ENERGÍA EN TERRENOS PLANOS

Las pruebas descritas a continuación se han realizado en un espacio plano, aproximadamente de 50 m de longitud, asfaltado pero con ciertas irregularidades que actúan como perturbaciones y resultan ideales para poner a prueba el CEV.

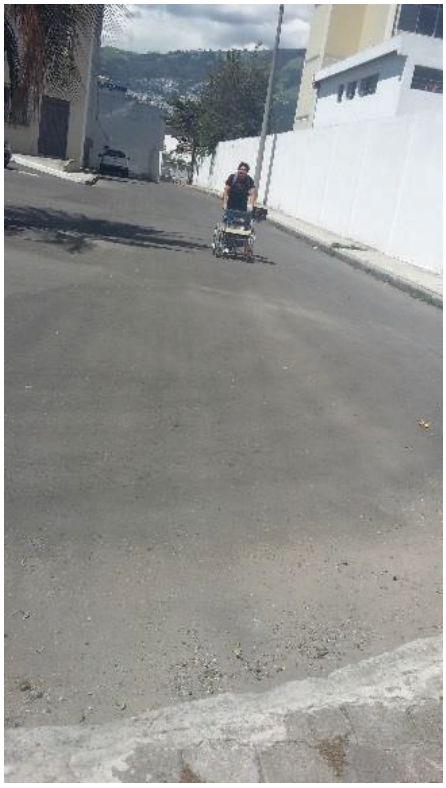


Figura 4.10. Terreno plano para realización de pruebas

En las pruebas realizadas se estableció un setpoint de velocidad angular determinado en ambos motores para comprobar el correcto funcionamiento del CEV y apreciar la cantidad de energía regenerada en el momento del frenado.

En la Figura 4.11 se presentan las respuestas de velocidad angular de los motores frente a un setpoint de velocidad de 15 RPM, en donde se puede observar que las velocidades presentan pequeñas oscilaciones debido a las irregularidades del terreno, con un rizado máximo de 3 RPM.

A pesar de esto las velocidades se encuentran la mayor parte del tiempo en el setpoint establecido.

Entre el tiempo 65 y 70 s de la misma figura los motores entran en cuadrante de freno y al estar previamente en movimiento a una velocidad muy pequeña, la energía regenerada es prácticamente despreciable y el incremento de voltaje en el banco de UC es mínimo.

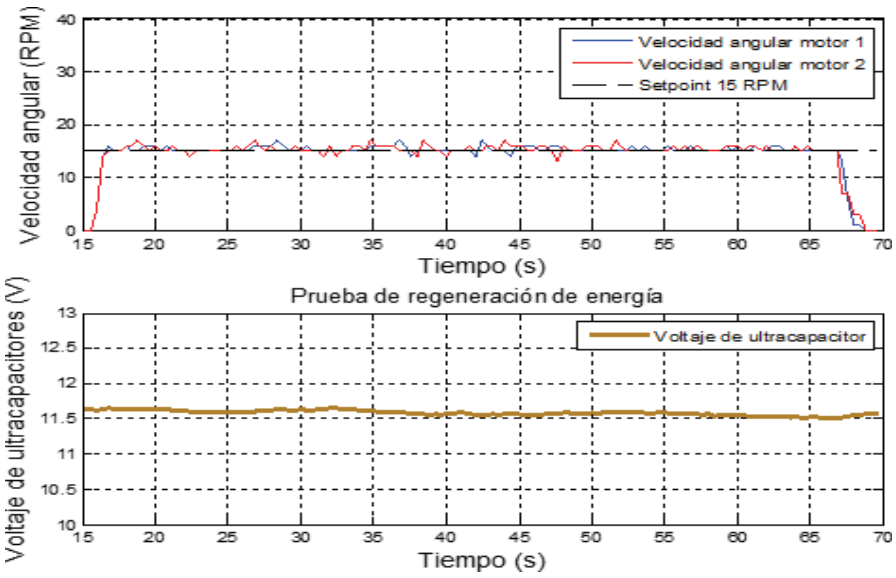


Figura 4.11. Pruebas con la plataforma en plano a 15 RPM

Los resultados obtenidos en la Figura 4.12 muestra las respuestas de velocidad angular con oscilaciones de velocidad similares a los resultados obtenidos en la Figura 4.11, con una diferencia significativa en el tiempo 35 s ya que se presenta una variación brusca de velocidad angular en el motor 2, esto se produjo debido a que la llanta acoplada a este motor cruzó por un pequeño bache lo que actuó como una perturbación más fuerte. Entre el tiempo 45 s y 50 s los motores entran en etapa de freno y nuevamente la energía regenerada es despreciable ya que la plataforma se detiene inmediatamente.

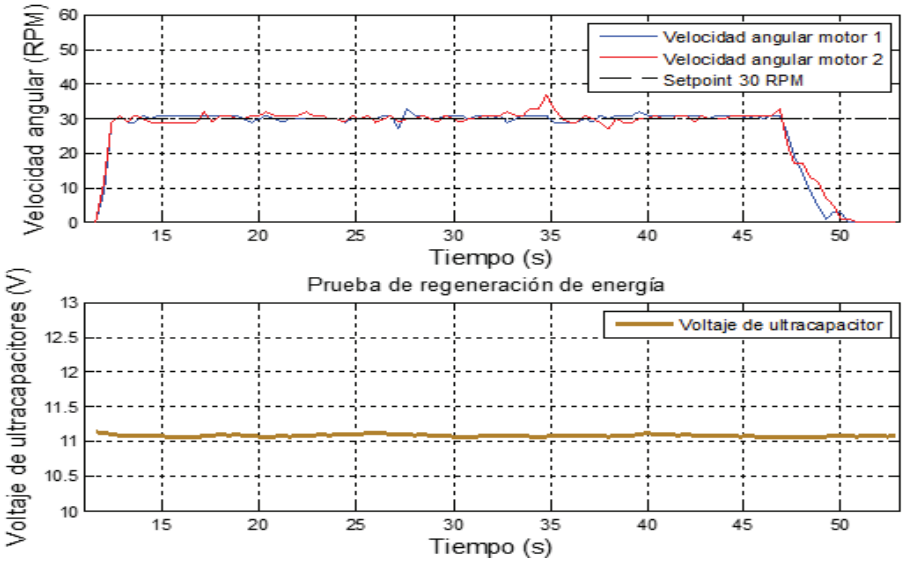


Figura 4.12. Pruebas con la plataforma en plano a 30 RPM

En pruebas a mayores velocidades se obtuvieron mejores resultados con respecto al control de velocidad, como se observa en la Figura 4.13 en la cual las respuestas de velocidad angular presentan pocas oscilaciones, permaneciendo en el setpoint establecido en casi todo el tiempo de prueba. De igual forma que en las pruebas anteriores no se evidencia regeneración de energía en el momento de frenado.

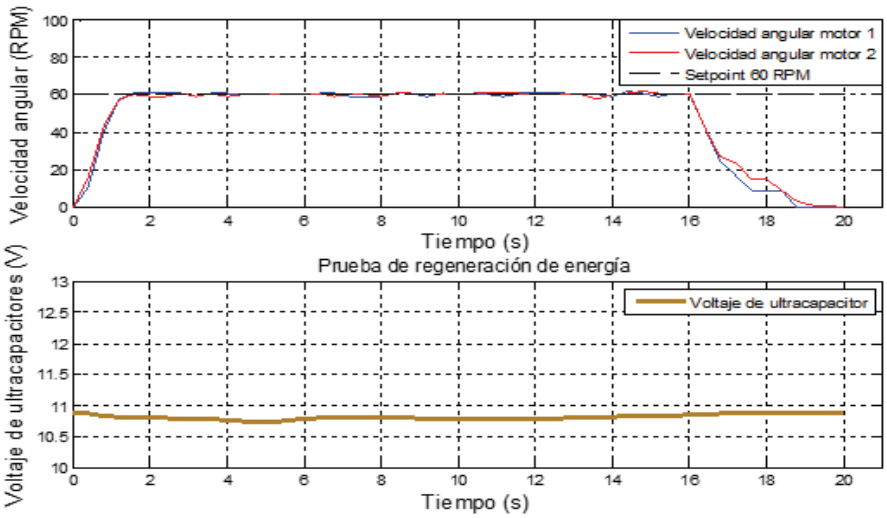


Figura 4.13. Pruebas con la plataforma en plano a 60 RPM

En la Figura 4.14 se puede observar claramente que existe regeneración de energía en el momento de frenado lo que se debe a que los motores giraban a una velocidad de 120 RPM antes de empezar a frenar por lo cual la plataforma continuó con su movimiento por unos instantes.

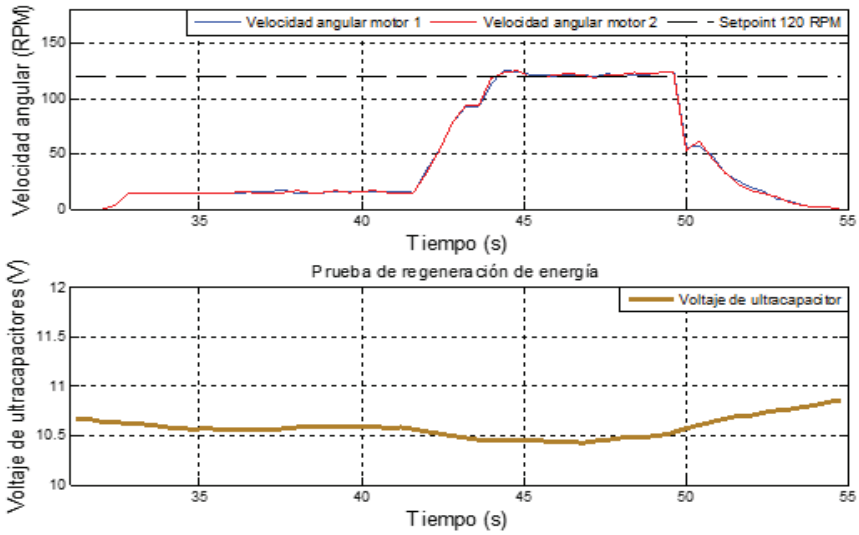


Figura 4.14. Pruebas con la plataforma en plano a 120 RPM

En las gráficas se evidencia que el valor promedio de las respuestas de velocidad si coincide con el valor de setpoint fijado y las pequeñas irregularidades del terreno ocasionan que la plataforma tienda a cambiar su energía cinética (asociada a la velocidad lineal) pero no lo consigue debido a la rápida respuesta del CEV.

En la Tabla 4.4 y Tabla 4.5 se puede observar que los porcentajes de error en los datos de velocidades son aceptables y no sobrepasan el 2.50%.

Tabla 4.4. Pruebas de velocidad con la plataforma moviéndose en terreno plano

Setpoint		**Valores mostrados en HMI**			
Velocidad Lineal v (m/s)	Velocidad angular ω (RPM)	Motor 1		Motor 2	
		ω (RPM)	Error (%)	ω (RPM)	Error (%)
0,45	15	15,29	1,93	15,36	2,40
0,90	30	30,5	1,67	30,4	1,33
1,80	60	60,3	0,50	60,15	0,25
3,60	120	121,2	1,00	121,53	1,28

Tabla 4.5. Errores porcentuales de medidas de velocidad lineal en terreno plano

Setpoint		**Valores mostrados en HMI**		**Resultados experimentales**			
Velocidad Lineal v (m/s)	Velocidad angular ω (RPM)	v (m/s)	Error (%)	Distancia d (m)	Tiempo t (s)	Velocidad $v = \mathrm{d/t}$ m/s	Error (%)
0,45	15	0,46	2,22	44.8	98.00	0.45	0.00
0,90	30	0,91	1,11	44.8	50.11	0.89	1.11
1,80	60	1,8	0,00	44.8	25.20	1.78	1.23
3,60	120	3,62	0,56	44.8	12.13	3.69	2.50

Una de las formas de regenerar energía es cuando una plataforma se está moviendo y frena, por ello en la Tabla 4.6 se resume la variación de voltaje en el banco de UC, el tiempo, la energía equivalente almacenada (ecuación (2.27)) y la potencia transferida (2.26) de los motores hacia los UC durante el frenado.

Tabla 4.6. Cuadro comparativo de energía almacenada en el banco de UC

Setpoint		**Banco de UC**					
Velocidad Lineal v (m/s)	Velocidad angular ω (RPM)	Voltaje inicial V_o (V)	Voltaje final V_f (V)	Variaciòn de voltaje ΔV (V)	Intervalo de tiempo Δt (s)	Energía almacenada ΔE (J)	Potencia transferida P (W)
0,45	15	11,51	11,53	0,04	2,8	9,22	3,29
0,90	30	11,07	11,1	0,04	3,2	13,30	4,16

1,80	60	10,84	10,88	0,04	4	17,38	4,34
3,60	120	10,53	10,85	0,32	5,19	136,83	26,36

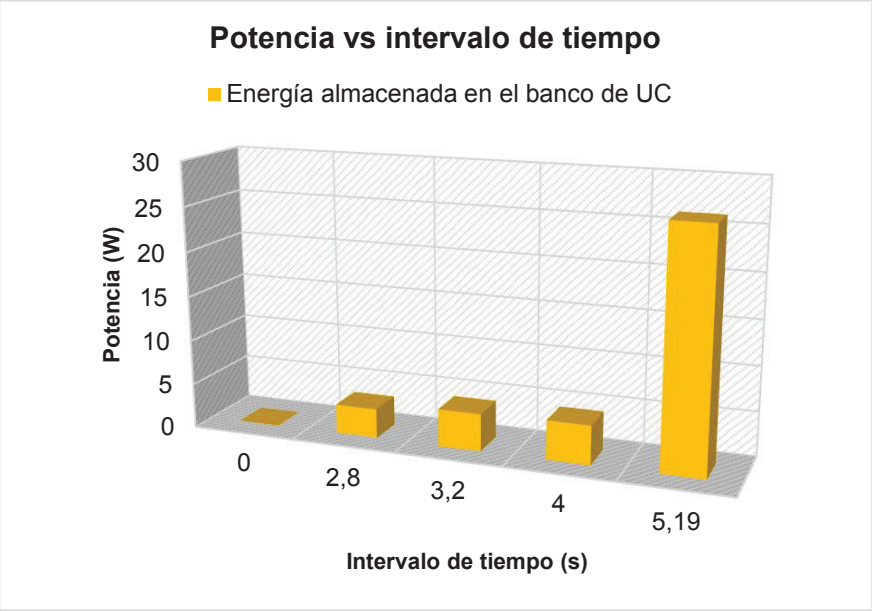


Figura 4.15. Cantidad de energía regenerada en terrenos planos

A bajas velocidades, la variación del voltaje del banco de UC resultó ser prácticamente nula, mientras que cuando las llantas giraron a 120RPM (Figura 4.14), dándole a la plataforma una velocidad lineal de 3,60 m/s, el banco se cargó desde 10,53 V hasta 10,85 V que resultó ser una variación de 320 mV.

A mayores velocidades no es factible la realización de pruebas debido a la estructura mecánica de la plataforma pues a más de 3,60 m/s se podría ocasionar graves daños debido a la elevada vibración que sufre al carecer de partes mecánicas de amortiguación.

4.2.2 PRUEBAS DE VELOCIDAD DURANTE EL ASCENSO POR UNA PENDIENTE

Este tipo de pruebas se ha llevado a cabo en dos terrenos con pendientes diferentes para poder apreciar la influencia del ángulo de inclinación.

La primera pendiente de pruebas no es demasiado pronunciada, de 6.5° aproximadamente con el piso de cemento de la Figura 4.16.

Las respuestas de velocidad de las pruebas realizadas en esta pendiente se muestran en la Figura 4.17 y Figura 4.18.

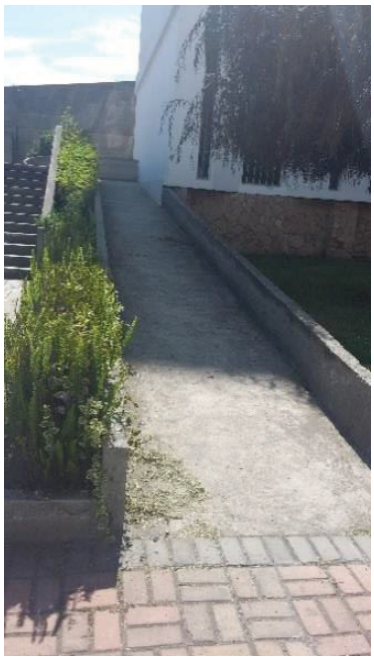


Figura 4.16. Primer terreno inclinado (6.5°) para pruebas

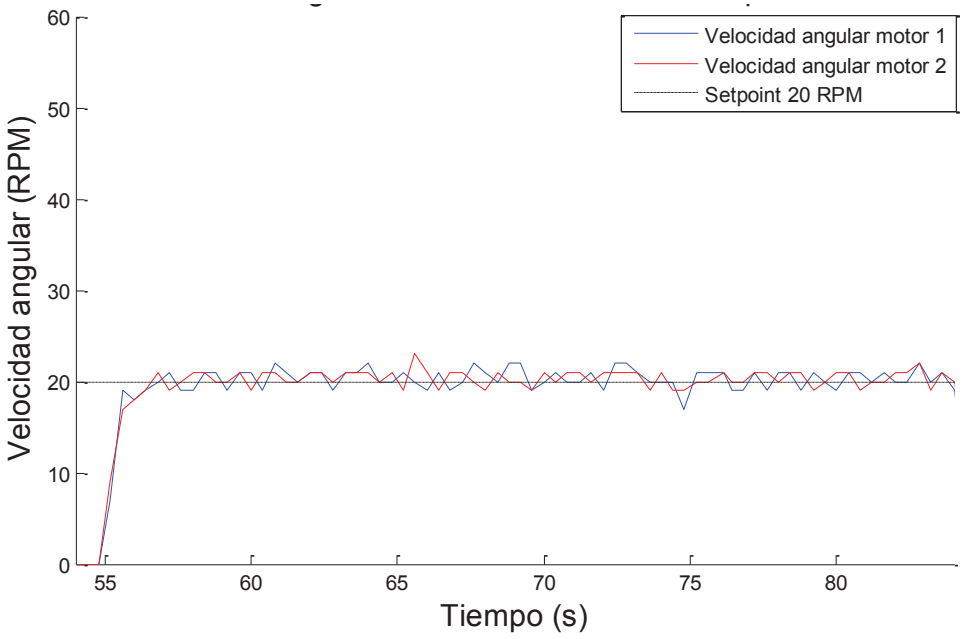


Figura 4.17. Curvas de velocidades con la plataforma ascendiendo a 20 RPM por una pendiente de 6.5°

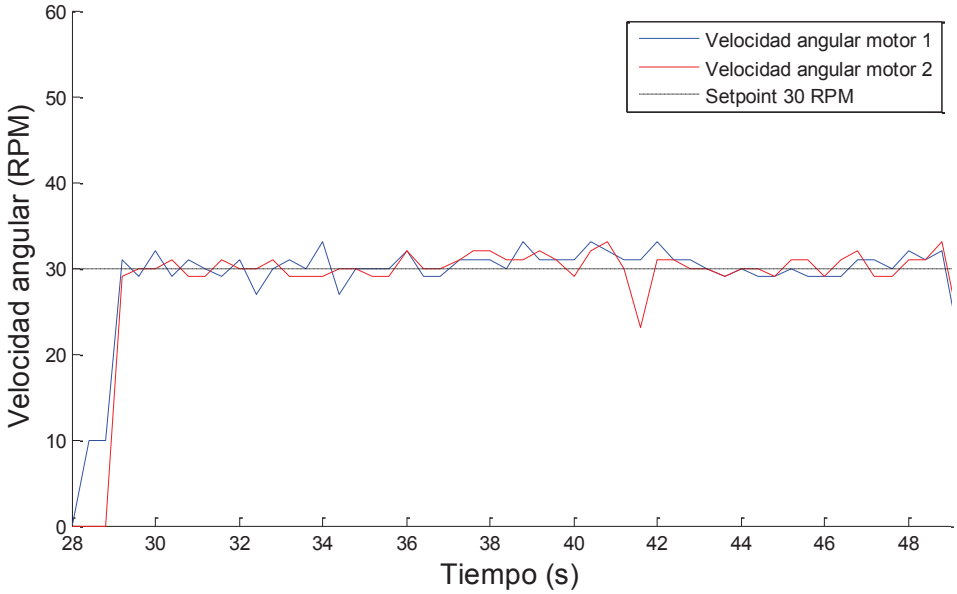


Figura 4.18. Curvas de velocidades con la plataforma ascendiendo a 30 RPM por una pendiente de 6.5°

La segunda pendiente de pruebas mostrada en la Figura 4.19 es de 10° aproximadamente con el piso de adoquines que generan un poco más de vibración en la estructura durante el movimiento lo cual se traduce en mayores perturbaciones que ingresan en el sistema a controlar por el CEV.

Figura 4.19. Segundo terreno inclinado (10°) para pruebas

En el principio de la segunda mitad del trayecto de las pruebas se evidencia que hay un descenso brusco de velocidad debido a que existe un cambio en la condición del terreno pues pasa de ser adoquinado a ser de cemento con un desnivel de 1cm.

Este efecto es más evidente a bajas velocidades como en la Figura 4.21 entre el tiempo 42 y 44 s, donde la velocidad descendió 10 RPM respecto al setpoint de 35 RPM y al controlador electrónico de velocidad le tomó 0.8 s en estabilizar nuevamente la velocidad angular de cada llanta.

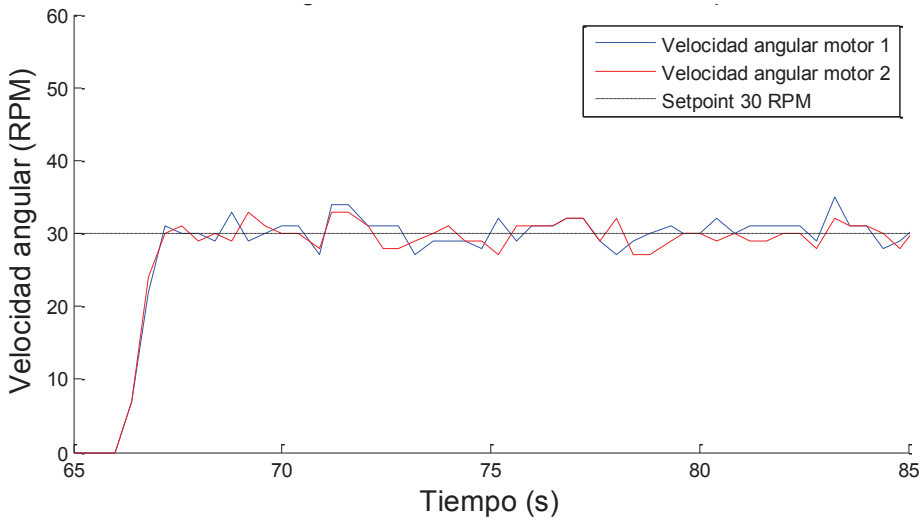


Figura 4.20. Curvas de velocidades con la plataforma ascendiendo a 30 RPM por una pendiente de 10°

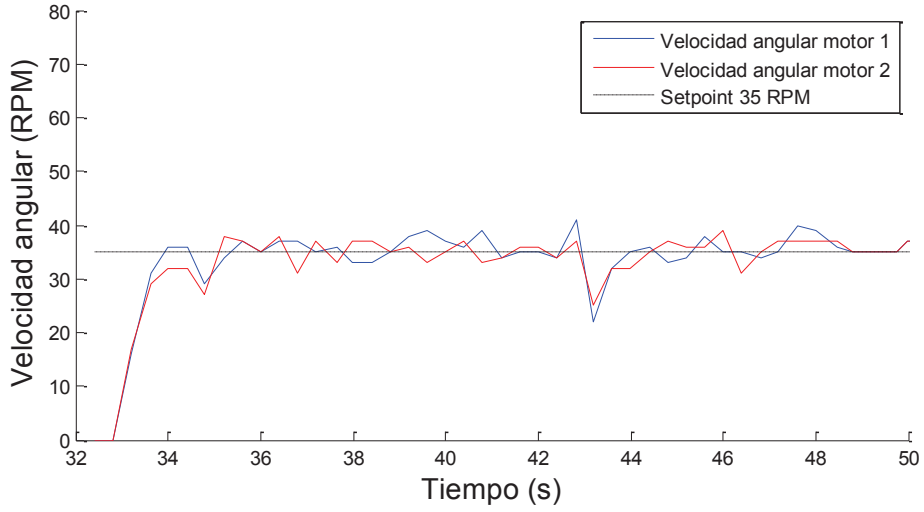


Figura 4.21. Curvas de velocidades con la plataforma ascendiendo a 35 RPM por una pendiente de 10°

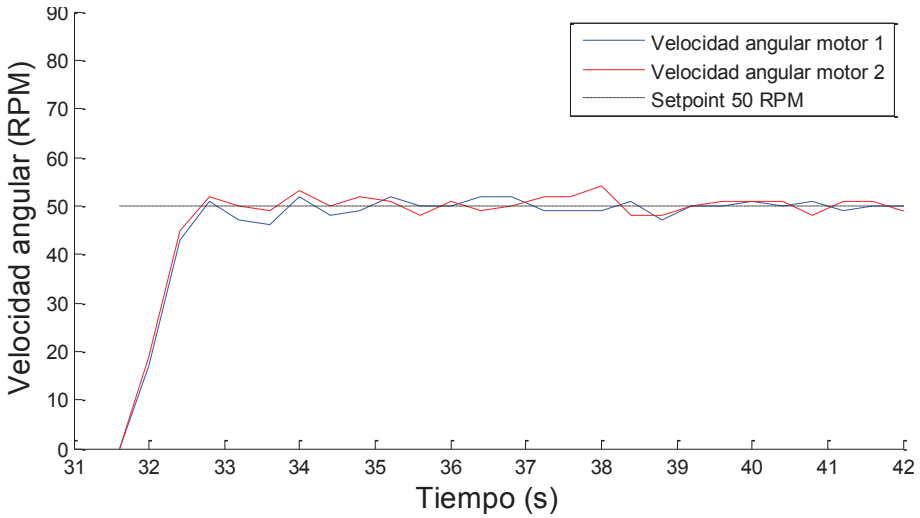


Figura 4.22. Curvas de velocidades con la plataforma ascendiendo a 50 RPM por una pendiente de 10°

En las columnas de velocidad angular del motor 1 y motor 2 de la Tabla 4.7 y Tabla 4.9 se presentan los valores promedios de velocidad adquirida durante las pruebas de funcionamiento por facilidad de cálculo de errores. De la misma forma, los valores de velocidad lineal de la Tabla 4.8 y Tabla 4.10 son los valores promedios obtenidos en las pruebas.

Tabla 4.7. Pruebas de velocidad con la plataforma subiendo (6.5°)

Setpoint		**Valores mostrados en HMI**			
Velocidad Lineal v (m/s)	Velocidad angular ω (RPM)	Motor 1		Motor 2	
		ω (RPM)	Error (%)	ω (RPM)	Error (%)
0,60	20	20,31	1,55	20,3	1,50
0,90	30	30,44	1,47	30,22	0,73

Tabla 4.8. Errores porcentuales de velocidad lineal subiendo (6.5°)

Setpoint		**Valores mostrados en HMI**		**Resultados experimentales**			
Velocidad Lineal v (m/s)	Velocidad angular ω (RPM)	v (m/s)	Error (%)	Distancia d (m)	Tiempo t (s)	Velocidad $v = \mathrm{d}/\mathrm{t}$ (m/s)	Error (%)
0,60	20	0,61	1,00	21	36,34	0,58	3,69
0,90	30	0,91	0,58	21	23,05	0,91	1,23

Tabla 4.9. Pruebas de velocidad con la plataforma subiendo (10°)

Setpoint		Valores mostrados en HMI			
		Motor 1		Motor 2	
Velocidad Lineal v (m/s)	Velocidad angular ω (RPM)	ω (RPM)	Error (%)	ω RPM	Error (%)
0,90	30	29,8	0,67	30,3	1,00
1,05	35	35,23	0,66	34,74	0,74
1,5	50	49,8	0,40	50,4	0,80

Tabla 4.10. Errores porcentuales de velocidad lineal subiendo (10°)

Setpoint		Valores mostrados en HMI		Resultados experimentales			
Velocidad Lineal v (m/s)	Velocidad angular ω (RPM)	v (m/s)	Error (%)	Distancia d (m)	Tiempo t (s)	Velocidad $v = \mathrm{d/t}$ (m/s)	Error (%)
0,90	30	0,90	0,00	13,9	16	0,87	3,47
1,05	35	1,04	0,56	14,05	13	1,08	2,93
1,5	50	1,50	0,32	14	9,22	1,52	1,23

4.2.3 PRUEBAS DE VELOCIDAD Y REGENERACIÓN DE ENERGÍA DURANTE EL DESCENSO POR UNA PENDIENTE

Estas pruebas fueron realizadas en una calle asfaltada de 130 m con una pendiente de inclinación de 7°, en el sector de la Tola en el centro de Quito.

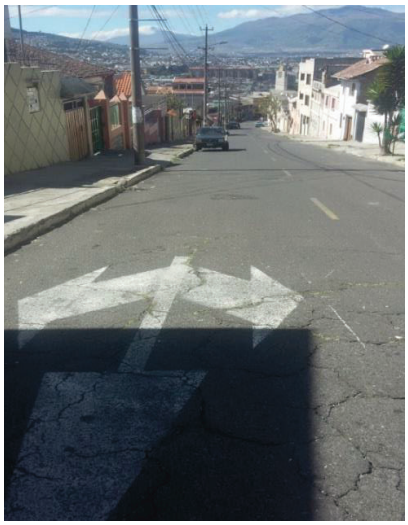


Figura 4.23. Terreno inclinado para pruebas de regeneración de energía

Se logró mantener el movimiento controlado y uniforme con setpoints de velocidad angular de 30 RPM (Figura 4.24), 35 RPM (Figura 4.25), 40 RPM (Figura 4.26) y 45 RPM (Figura 4.27).

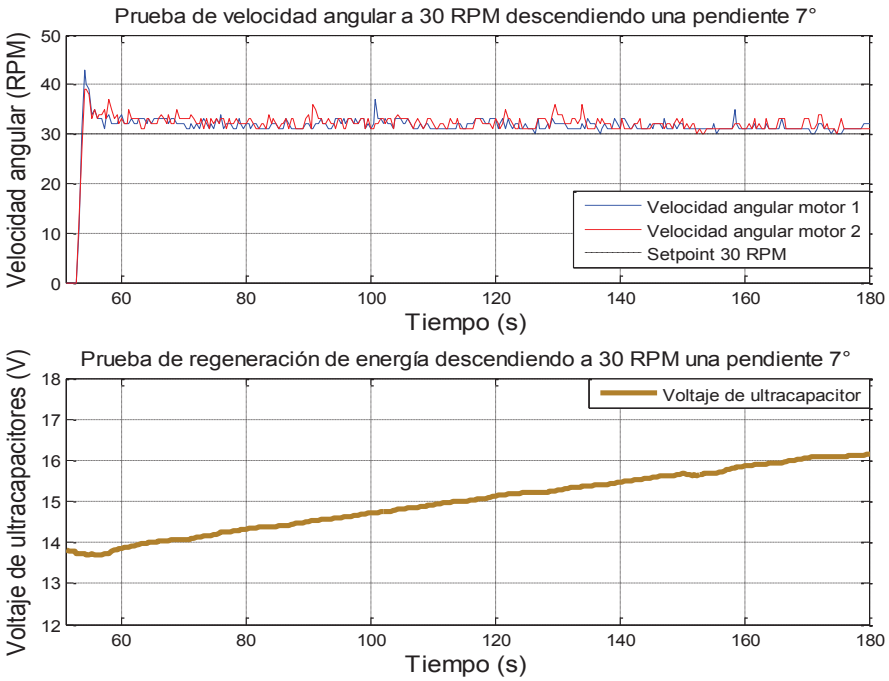


Figura 4.24. Velocidades y voltaje del banco de UC con la plataforma regenerando energía en una bajada a 30 RPM

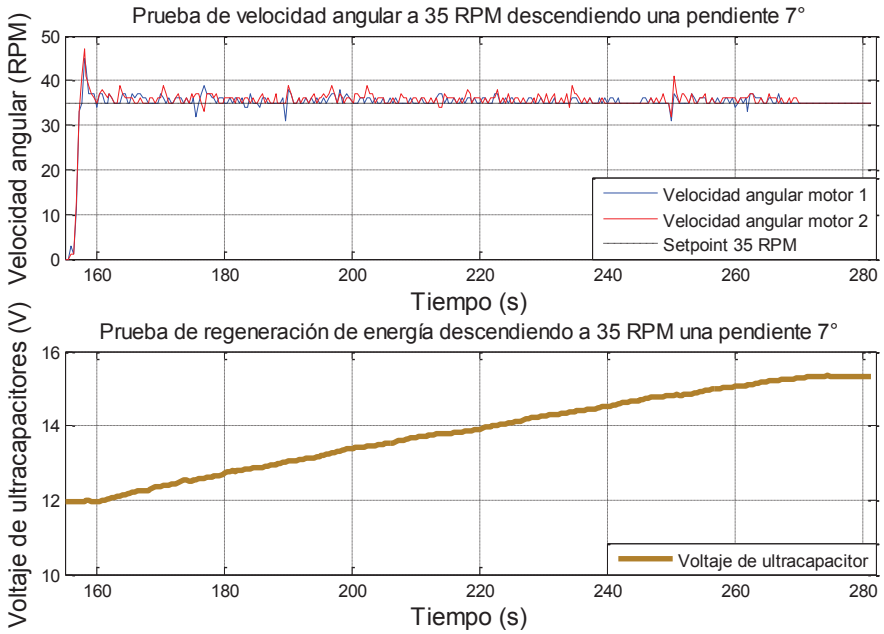


Figura 4.25. Velocidades y voltaje del banco de UC con la plataforma regenerando energía en una bajada a 35 RPM

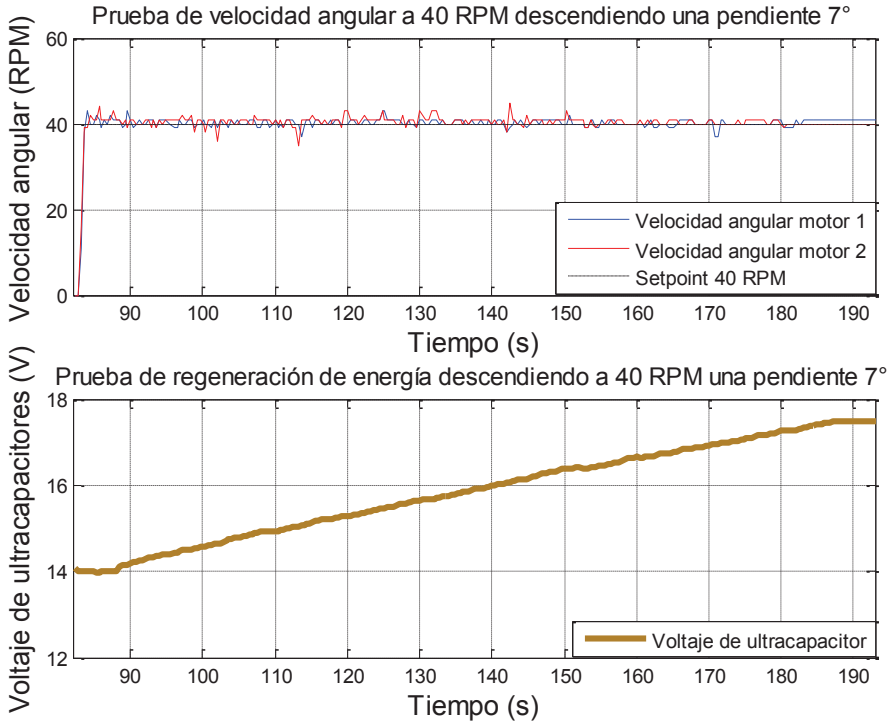


Figura 4.26. Velocidades y voltaje del banco de UC con la plataforma regenerando energía en una bajada a 40 RPM

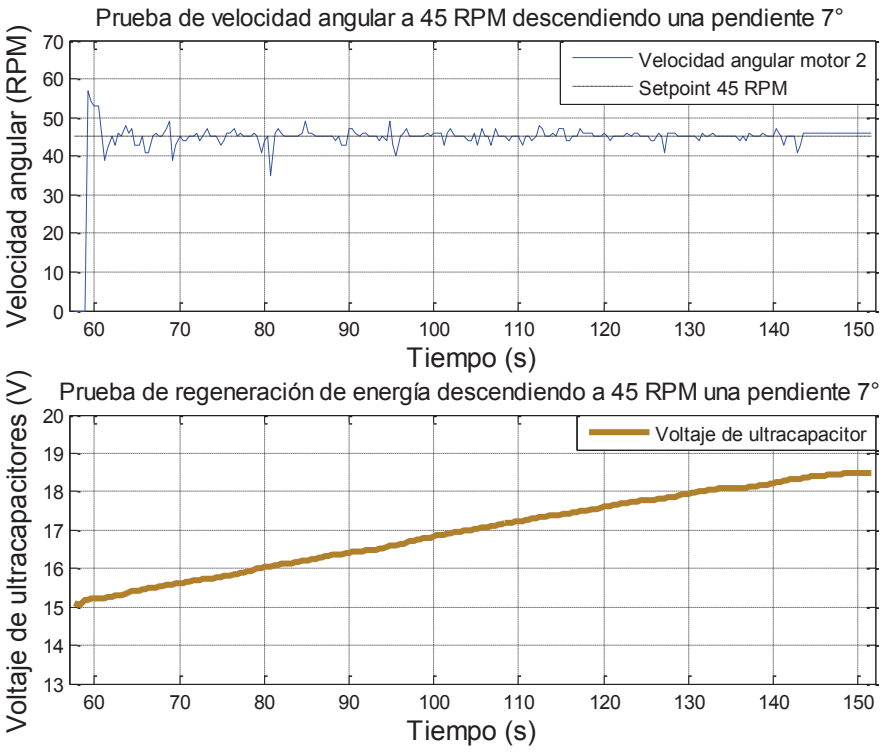


Figura 4.27. Velocidades y voltaje del banco de UC con la plataforma regenerando energía en una bajada a 45 RPM

En todas las pruebas de regeneración presentadas se puede observar que el CEV es capaz de controlar la velocidad en descenso y a la vez regenerar energía condiciones que dependen de la pendiente de la superficie a descender y de la masa de la plataforma.

Los errores de velocidad para estas pruebas se resumen en la Tabla 4.11.

Tabla 4.11. Pruebas de velocidad con la plataforma descendiendo un terreno inclinado

Setpoint		**Valores mostrados en HMI**			
Velocidad Lineal v (m/s)	Velocidad angular ω (RPM)	Motor 1		Motor 2	
		ω (RPM)	Error (%)	ω RPM	Error (%)
0.9	30	31.65	5.50	32.02	6.73
1.05	35	35.42	1.20	35.72	2.06
1.2	40	40.25	0.63	40.49	1.23
1.35	45	44.09	2.02	44.11	1.98

En la tabla anterior, se observa que cuando el setpoint de velocidad angular es de 30 RPM, el CEV logró establecer a una velocidad promedio de 32 RPM debido a las condiciones antes mencionadas ya que el factor mecánico resulta ser más ponderante que el factor electrónico.

Tabla 4.12. Errores porcentuales de medidas de velocidad lineal en terreno inclinado

Setpoint		**Valores mostrados en HMI**		**Resultados experimentales**			
Velocidad Lineal v (m/s)	Velocidad angular ω (RPM)	v (m/s)	Error (%)	Distancia d (m)	Tiempo t (s)	Velocidad $v = \mathrm{d}/\mathrm{t}$ (m/s)	Error (%)
0.9	30	0.95	5.57	130	135.75	0.96	6.40
1.05	35	1.06	1.10	130	114.80	1.13	7.85
1.2	40	1.20	0.40	130	106.40	1.22	1.82
1.35	45	1.32	-2.51	130	93.20	1.39	3.32

En la Figura 4.28 se observa que la energía regenerada es mayor en una superficie inclinada que en una superficie plana, teniendo un incremento de voltaje desde 15.11V a 18.5V con un voltaje regenerado de 3.39V cuando la plataforma desciende a 1.35m/s, como se ve en la tabla Tabla 4.13.

Con respecto a la potencia regenerada, se evidencia que mientras mayor es la velocidad a la cual la plataforma desciende, mayor es la potencia entregada por los motores hacia los ultracapacitores.

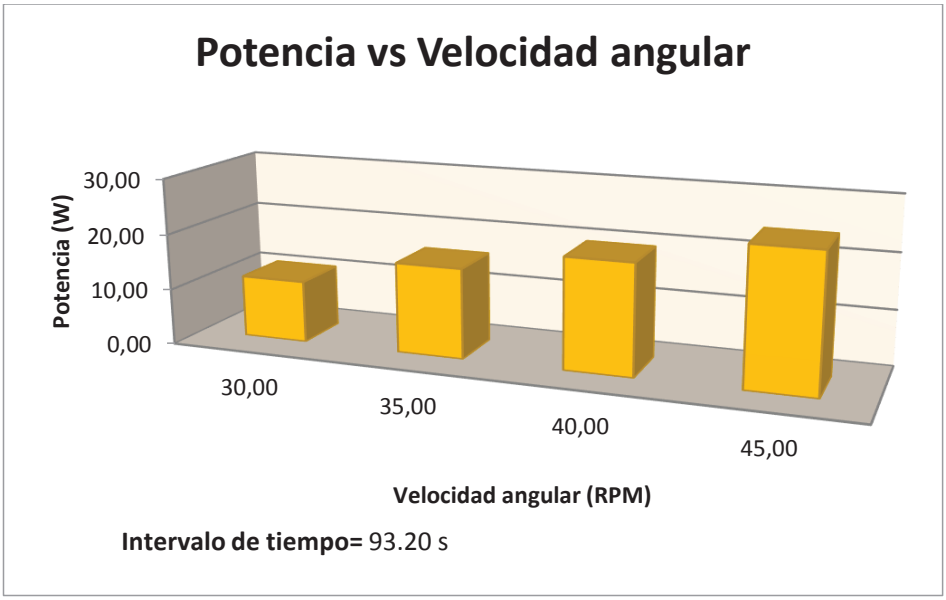


Figura 4.28. Cantidad de energía regenerada en terreno inclinado

Tabla 4.13. Cuadro comparativo de energía regenerada en el banco de UC

Setpoint		Banco de UC					
Velocidad Lineal v (m/s)	Velocidad angular ω (RPM)	Voltaje inicial V_o (V)	Voltaje final V_f (V)	Variaciòn de voltaje ΔV (V)	Intervalo de tiempo Δt (s)	Energía almacenada ΔE (J)	Potencia transferida P (W)
0.9	30	13.8	15.56	1.76	93.20	1033.47	11.09
1.05	35	11.97	14.78	2.81	93.20	1503.35	16.13
1.2	40	14.09	17.056	2.966	93.20	1847.58	19.82
1.35	45	15.11	18.5	3.39	93.20	2278.76	24.45

4.2.4 PRUEBAS DE ENTREGA DE ENERGÍA DE LOS ULTRACAPACITORES FRENTE A REQUERIMIENTOS BRUSCOS DE CORRIENTE

En las pruebas de la Figura 4.29, Figura 4.30 y Figura 4.31 se prioriza la obtención de resultados del comportamiento de los ultracapacitores cuando los motores exigen una gran demanda de corriente y los capacitores se encuentran a un voltaje mayor o igual a 15V. Para esto se realizaron pruebas en las superficies de la Figura 4.10 y Figura 4.19 cargando previamente al banco de UC.

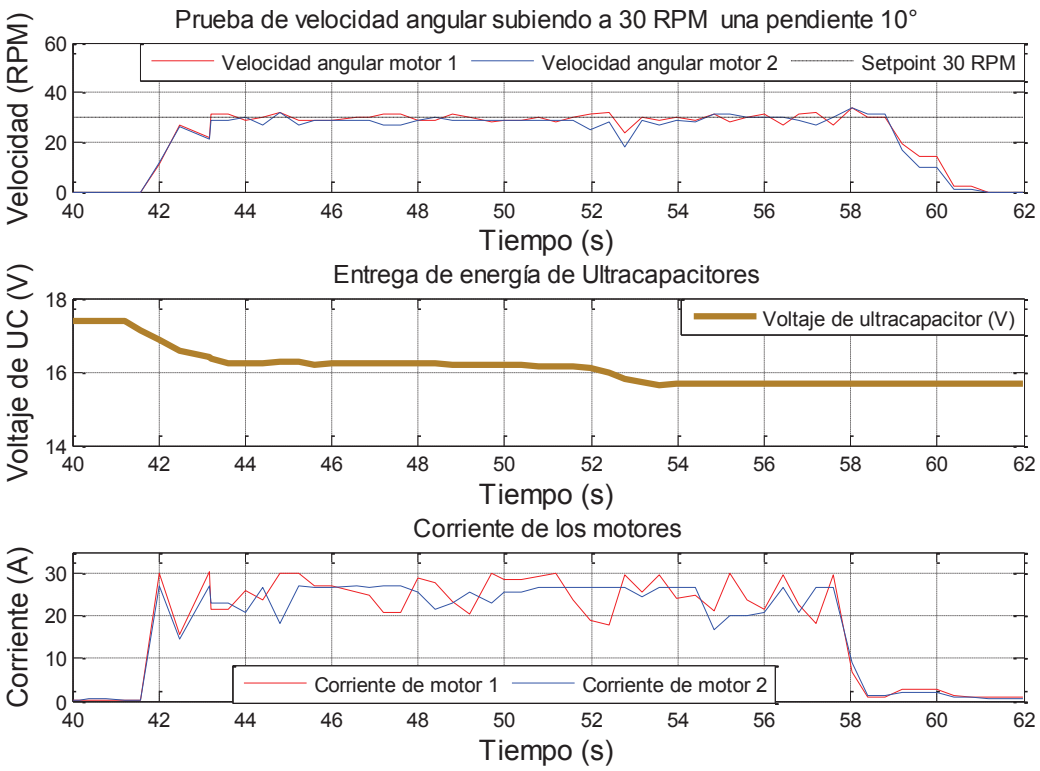


Figura 4.29. Pruebas de extracción de energía del banco de UC en una pendiente

La prueba anterior se realizó con la plataforma ubicada al inicio de la pendiente de 10° por ello las corrientes se mantienen todo el tiempo en corrientes considerables de 28A aproximadamente mientras que la siguiente prueba, Figura 4.30, se dejó a la plataforma en el terreno plano para que después de 1 metro de avance llegue a la pendiente de 10° y por ello se evidencian altas corrientes en el arranque en plano, bajan hasta unos 8A y cuando llega a la subida las corrientes suben hasta 25A en promedio.

En la Figura 4.30 se observan los resultados de la entrega de energía de los ultracapacitores hacia los motores cuando la plataforma se mueve en primera instancia en plano y luego subiendo una pendiente. Como evidencia de lo mencionado se observa que las corrientes de los motores en plano no superan los 10 A, a excepción en el instante de arranque.

Cuando la plataforma se encuentra en la pendiente, las corrientes incrementan considerablemente por acción del controlador para mantener las velocidades en el setpoint fijado.

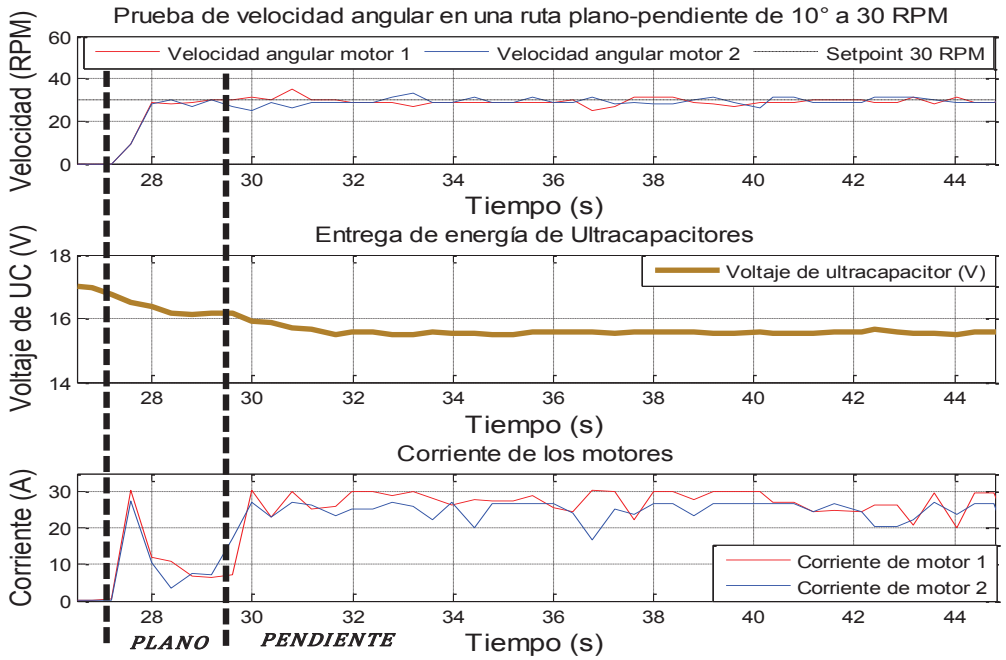


Figura 4.30. Pruebas de extracción de energía del banco de UC en terreno plano-pendiente

El objetivo de la siguiente prueba, Figura 4.31, es ver la cantidad de energía entregada por el banco de UC cuando se arranca en plano a la misma velocidad aplicada en la pendiente mencionada en el punto anterior.

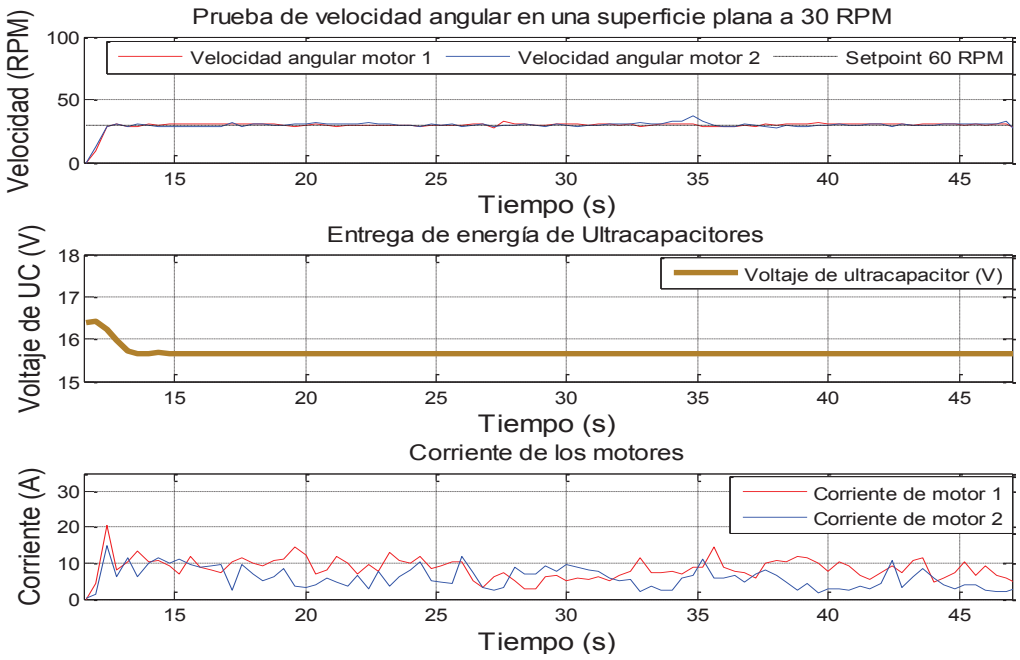


Figura 4.31. Pruebas de extracción de energía del banco de UC en terreno plano a 30 rpm

Cuando la plataforma asciende una pendiente requiere una gran cantidad de corriente para mantener la velocidad en el setpoint establecido, por lo que los ultracapacitores entregan energía ayudando a las baterías a abastecer la potencia requerida.

De la misma manera en el arranque de los motores en una superficie plana, los ultracapacitores abastecen energía hasta la estabilización de la velocidad. Los resultados de esto se muestran en la Tabla 4.14.

Tabla 4.14. Resultados de entrega de energía del banco de UC

	Setpoint		Banco de UC					
	Velocidad Lineal v (m/s)	Velocidad angular ω (RPM)	Voltaje inicial V_o (V)	Voltaje final V_f (V)	Variación de voltaje ΔV (V)	Intervalo de tiempo Δt (s)	Energía entregada ΔE (J)	Potencia transferida P (W)
Pendiente (10°)	0.9	30	17.37	16.24	1.13	2.77	759.59	274.22
Plano-Pendiente (10°)	0.9	30	17.06	15.58	1.48	4.06	966.14	237.97
Plano	0.9	30	16.41	15.65	0.76	2.01	487.31	243.66

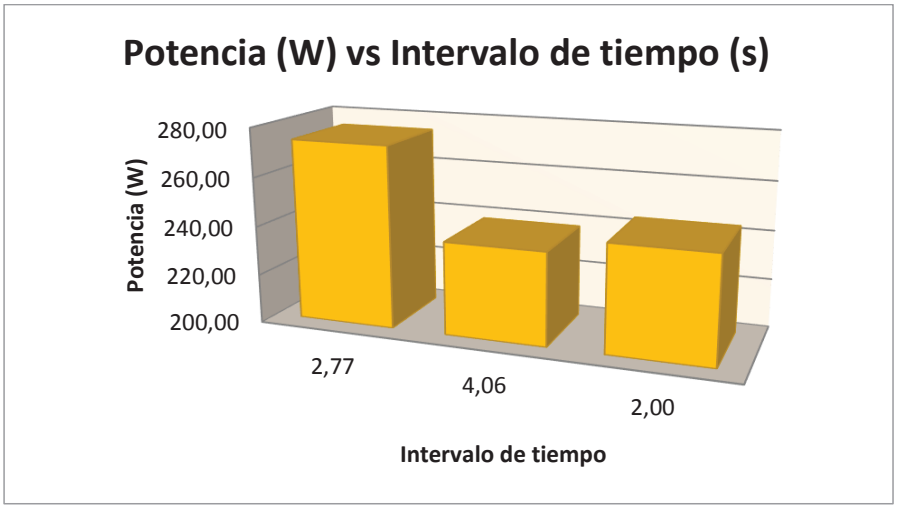


Figura 4.32. Cantidad de energía entregada por el banco de UC

En los resultados obtenidos en esta sección es evidente el comportamiento de los UC frente a requerimientos altos de corrientes, sirviendo de apoyo al suministro de energía hacia los motores.

4.2.5 PRUEBAS DE TRACCIÓN DIFERENCIAL

En estas pruebas se envía diferente valor de setpoint de velocidad angular a cada motor de la plataforma (Figura 4.33) en una superficie plana usando la segunda opción del "MENÚ DE ENVÍO" realizado en la interfaz y explicado en la sección 3.6.

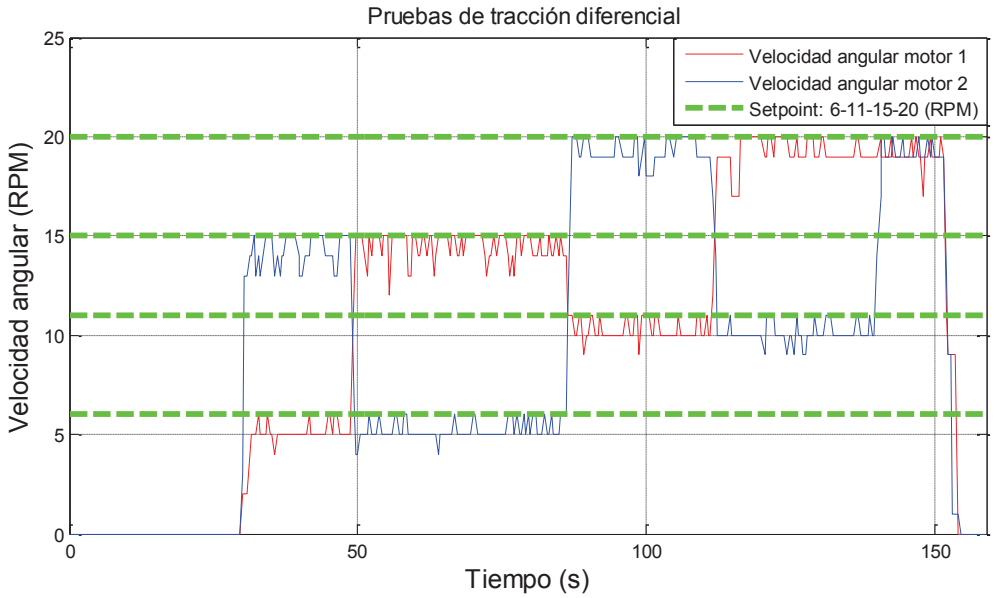


Figura 4.33. Pruebas de tracción diferencial a diferentes velocidades

Tabla 4.15. Errores porcentuales de medidas de velocidad angular (tracción diferencial)

Setpoint	**Valores mostrados en HMI**			
Velocidad angular ω (RPM)	Motor 1		Motor 2	
	ω (RPM)	Error (%)	ω (RPM)	Error (%)
6	5.136	14.40	5.197	13.38
11	10.315	6.23	10.115	8.05
15	14.505	3.30	14.545	3.03
20	19.22	3.90	19.28	3.60

En estas pruebas se evidencian errores más considerables que los obtenidos anteriormente (Tabla 4.4, Tabla 4.9 y Tabla 4.11) llegándose a tener errores hasta del 14% cuando se intenta mover las llantas a velocidades muy bajas, sin embargo los errores se minimizan a mayores velocidades de giro. Esto puede deberse a la estructura mecánica de la plataforma usada para pruebas, siendo uno de los principales factores de incidencia el diseño de las llantas. El factor electrónico que puede contribuir a estos errores puede ser la lectura de los encoders.

4.3 COSTOS DEL PROYECTO

El costo del proyecto se lo detalla a continuación

Tabla 4.16. Costos de elementos

Cantidad	Elemento	Precio unitario ($)	Precio total (S)
2	Motores NPC T-74	670	1340
10	Ultracapacitores 400F 2.7 V	22	220
2	Batería Bosch S4 70 AH	120	240
1	Breaker 32A	4	4
1	Portafusibles 32A	3.5	3.5
1	Fusible 32 (A)	1.5	1.5
1	Microcontrolador STM32F401RE	30	30
2	Encoders en cuadratura de 1024 (ppr)	110	220
2	Sensores de corriente ACS-712	16	32
8	Opto-acoplador NAND 6n137	1	8
32	Diodo zener 1N4744A	0.1	3.2
8	Diodo zener 1n4733	0.1	0.8
32	Resistencias de potencia de 1W	0.05	1.6
2	Driver de mosfet HIP4081A	10	20
8	Mosfet IRFZ48	2.6	20.8
2	Mosfet IRFP1405	7	14
16	Disipador de calor	0.8	12.8
1	Relay 12VDC 50A	6	6
1	Relay 28VDC 10A	0.7	0.7
2	Opto-acoplador 4n25	0.35	0.7
2	Diodo MUR3040PT	6	12
2	Regulador de voltaje aislado	45	90
1	Zigbee/Módulos 802.15.4 XBeePRO900HP,	70	70
1	Antenas 2.4Ghz antenas RPSMA male	8	8
1	XBEE USB ADAPTER BOARD	60	60
1	Regulador de voltaje LM7815	0.7	0.7
1	Regulador de voltaje LM7809	0.7	0.7
1	Regulador de voltaje LM7909	0.7	0.7
1	Regulador de voltaje LM7805	0.7	0.7
1	LM555	0.5	0.5
2	Amplificador operacional LM741	0.5	1
1	74HC14 schmitt trigger	0.8	0.8
5	Resistencias de potencia 5 (W)	0.2	1

2	Transistor Tip 121	0.3	0.6
10	Borneras electrónicas	0.25	2.5
5	Capacitores 63V 470 (uF)	0.4	2
6	Capacitores 50V 47 (uF)	0.1	0.6
30	Capacitores cerámicos	0.5	15
2	Regulador de voltaje LM2596	5	10
8	Espadines hembra	0.8	6.4
2	Espadines macho	0.8	1.6
1	Fusible 32 (A)	0.8	0.8
3	Fusibles 1 (A)	0.15	0.45
3	Portafusibles de placa	0.3	0.9
78	Resistencias	0.02	1.56
1	Bus de datos (m)	0.5	0.5
2	Terminal de bus de datos 10 pines	0.35	0.7
3	Leds de alta luminosidad	0.15	0.45
5	Diodo zener 1n4728	0.1	0.5
1	Tornillos varios	1	1
10	Cable 10 AWG (m)	6	60
2	Ventiladores	1.5	3
1	Canaleta ranurada (m)	0.8	0.8
2	Uniones	0.6	1.2
2	Placas Electrónicas	70	140
1	Carrete de estaño	7	7
1	Caja	25	25
Total costos elementos			2708.26

Este proyecto de titulación se realizó entre dos personas durante 8 meses, trabajando diariamente 4 horas por persona.

Tabla 4.17. Costo de Ingeniería

Horas	**Actividad**	**Costo/h ($)**	**Costo total ($)**
1280	Diseño y construcción de un controlador electrónico de velocidad con freno regenerativo para una plataforma autónoma móvil terrestre con tracción diferencial (Diseño + tiempo-hombre)	15	19200

Al sumar el costo total de los elementos más el costo de ingeniería se tiene que el proyecto tuvo un costo total de USD 21908.

En el capítulo 4 se presentaron las pruebas realizadas en el CEV y los resultados obtenidos. A continuación se presentan las conclusiones y recomendaciones del presente proyecto.

CAPÍTULO 5

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

5.1 CONCLUSIONES

- El controlador electrónico de velocidad funciona correctamente presentando porcentajes de error bajos (menores al 5% en estado estable) en terrenos planos, subidas y bajadas mientras controla la velocidad angular de dos motores que permiten a una plataforma moverse mediante tracción diferencial y además permite que el sistema pueda almacenar la energía regenerada por los motores. En el tema de tracción diferencial se obtuvieron mayores porcentajes de error (hasta del 14 %) debido a que se aplicaron valores de referencia de velocidad bajos.

- La realización del controlador electrónico de velocidad mediante control en cascada resulta bastante aplicable para el control de máquinas motrices de corriente continua debido a que el lazo más interno (de corriente) permitió obtener una rápida respuesta ante perturbaciones del torque de carga y además posibilitó limitar el máximo valor de corriente circulante por los motores y por los circuitos electrónicos implicados.

- En la etapa de regeneración de energía existe mucha incidencia de variables cinéticas, dinámicas y estructurales de la plataforma móvil como la masa, la velocidad, el tiempo durante el cual las máquinas actúan como generadores y el diseño mecánico. Cuando se trata de superficies planas, se regenera mayor cantidad de energía cuando la plataforma móvil es bastante grande (como trenes y ferrocarriles) y se mueve con una elevada velocidad antes de iniciar la etapa de freno (del orden de los cientos de km/h). En este proyecto de titulación la plataforma utilizada tiene 95 kg de masa y puede mantener su integridad física a una velocidad máxima de 13 km/h por lo cual se justifica la mínima cantidad de energía regenerada en estas pruebas.

- Cuando se trata de terrenos inclinados se deja al puente H funcionando en segundo cuadrante (freno regenerativo). El motor actúa como generador debido a que las llantas empiezan a girar por la inercia propia de la plataforma al encontrarse descendiendo por una pendiente. En este caso el factor de incidencia más relevante es el ángulo de inclinación de la superficie que permitió la realización de pruebas con resultados más significativos, en cuanto a regeneración de energía se refiere.

- Uno de los factores más determinantes en la realización del proyecto fue la elección del microcontrolador más adecuado teniendo en cuenta todos los aspectos de funcionamiento y operaciones que se ejecutan entre los cuales destacan la capacidad de memoria, la velocidad interna de procesamiento de acuerdo al tiempo de respuesta de las variables eléctricas y mecánicas a controlar, el tipo y tamaño de las variables a manejar en el código de programación, la cantidad de timers y salidas PWM capaz de proporcionar, el número de canales ADC, protocolos de comunicación que puede manejar y, por supuesto sin dejar de lado, el costo del mismo y la facilidad de encontrarlo en el mercado.

- La medición de la velocidad angular depende ampliamente de las variables numéricas que constituyen la ecuación introducida en el microcontrolador tales como la resolución del encoder, el tiempo de muestreo y, en este caso particular, de la relación de engranajes de la caja reductora lo que conlleva a tener en el resultado cifras decimales que se omiten cuando se envía la trama de datos hacia la interfaz de monitoreo y por ello se obtienen errores con respecto a la referencia de velocidad definida (setpoint). Por este mismo motivo se evidenció diferencias entre los datos mostrados en la HMI con respecto a la lectura de un tacómetro, considerada como real, y mientras mayor fue la velocidad angular de los motores mayor resultó ser el rango de error en la lectura de los encoders.

5.2 RECOMENDACIONES

- Al aplicar la técnica de control en cascada se debe escoger correctamente los tiempos de muestreo de las señales de realimentación en base a cuál de las variables es más rápida, y una vez que se haya fijado estos valores se recomienda diseñar el lazo más interno y calibrarlo de la mejor manera posible pues es el encargado de entregar el valor de la relación de trabajo cuando se emplea la técnica de modulación de ancho de pulso, como en el presente proyecto de titulación.

- El diseño y las pruebas del CEV se realizaron en una plataforma grande que llegó a pesar 95 kg y permitió alcanzar corrientes circulantes de hasta 30 A, para lo cual se usaron baterías de Plomo ácido de precio asequible, pesadas y con la capacidad de entregar alta cantidad de energía. Sin embargo, se recomienda que otras aplicaciones, cuyo objetivo sea la construcción de una plataforma móvil en la que se use un CEV, deberían usar más bien baterías que tengan una excelente relación entre capacidad, peso, volumen y voltaje como por ejemplo las de polímero de litio (LiPo).

- En el caso de que la plataforma móvil se encuentre descendiendo por una pendiente y se requiera frenarla completamente o moverla a muy bajas velocidades es recomendable diseñar un sistema de freno mecánico que trabaje en conjunto con el freno electrónico, ya que debido al ángulo de inclinación de la pendiente, al peso de la plataforma y al efecto de la gravedad únicamente el CEV no será capaz de cumplir dicho requerimiento, con esto se evitaría posibles accidentes, daños a la plataforma y a las elementos electrónicos del controlador de velocidad.

- La puesta en marcha del presente proyecto de titulación implicó la utilización de los elementos disponibles en el mercado ecuatoriano que en su gran mayoría son de tipo Through Hole cuyas dimensiones son del orden de los centímetros y pueden soldarse en un solo lado de las placas. Se recomienda que para aplicaciones semejantes se trabaje más bien con dispositivos de montaje

superficial (SMD) cuyas dimensiones varían en el orden de los milímetros y pueden soldarse a ambos lados de las placas consiguiendo circuitos más pequeños que permitirán obtener un controlador electrónico de velocidad menos voluminoso, más ligero y compacto.

- Los factores más incidentes en los errores obtenidos en el capítulo cuatro son la lectura de velocidad y medición de corriente de los motores, ya que los sensores utilizados presentan una resolución baja lo que afectó de gran manera en la lectura y acondicionamiento de los mismos, por lo tanto una mejora que se puede aplicar al CEV es la utilización de encoders y sensores de corriente de mayor resolución para que el microcontrolador ejerza una mejor acción de control.

- Según los resultados de la cantidad de energía regenerada se puede recomendar que se realice un estudio exhaustivo y detallado sobre la administración y uso de la energía en sistemas que trabajen con ultracapacitores dentro del cual se podría realizar el diseño de los mismos de manera más completa e incluso se podría determinar cuál resultaría ser el mejor circuito de potencia para administrar cantidades de energía más apreciables que ingresen o salgan de los ultracapacitores.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] Descubre y Aprende. [Online]. http://www.inta.es/descubreAprende/htm/hechos8_2.htm

[2] P. Rivera Argoti, *"Control de Máquinas Eléctricas", Escuela Politécnica Nacional*. Quito, Ecuador, 2013.

[3] J. R. Movellan. (2010, Marzo) Machine Perception Laboratory. [Online]. http://mplab.ucsd.edu/tutorials/dc.pdf

[4] G. Enríquez. (2003, Enero) "El ABC del Control Eléctronico de las Máquinas Eléctricas", Editorial Limusa. [Online]. https://books.google.com.ec/books?id=2Jp7EpxiMbwC&pg=PA181&lpg=PA181&dq=motor+dc+iman+permanente+curva+velocidad+par&source=bl&ots=CAn5apZ7mT&sig=_1hnPw8xyYEV3H0qnb0kTtzMuNI&hl=es&sa=X&ved=0CDgQ6AEwBmoVChMIyr-Jh4_fyAIVy6MeCh3aGga4#v=onepage&q=motor%20dc%2

[5] Universitat de les Illes Balears. CIRCUITO CHOPPER EN PUENTE. [Online]. http://www.uib.cat/depart/dfs/GTE/education/industrial/con_maq_electriques/practiques/Practica1.pdf

[6] J. F. Mora, *"Máquinas Eléctricas"*, Quinta ed. Madrid, España: McGrawHill, 2003.

[7] G.Ch.Ioannidis, C.S.Psomopoulos, S.D.Kaminaris, ""AC-DC & DC-DC Converters for DC Motor Drives"," pp. 96-103, 2013.

[8] Buck Converter. Slideshare. [Online]. http://www.slideshare.net/satabdyjena/buck-converter-41535853

[9] RENOVAENERGÍA S.A. (2015, Febrero) [Online]. http://www.renova-energia.com/energia_renovable/vehiculos_electricos.html

[10] B. Diaz. (2014, Enero) Freno Motor. [Online]. http://frenomotor.com/opinion/ventajas-inconvenientes-vehiculos-electricos

[11] REVISTA SUMMA. [Online]. http://www.revistasumma.com/vehiculos-electricos-ya-seran-una-realidad-en-guatemala/

[12] Everything explained today. (2012) Electronic speed control explained. [Online]. http://everything.explained.today/Electronic_speed_control/

[13] J. Navarrete, M. Vega. (2012, Abril) “Diseño y construcción de un sistema de regeneración de energía con ultracapacitores para una bicicleta”, Repositorio Digital EPN. [Online]. http://bibdigital.epn.edu.ec/handle/15000/4582

[14] J. Mireles. (2004, Septiembre) Universidad de Texas Arlington. [Online]. http://www.uta.edu/utari/acs/jmireles/Robotics/KinematicsMobileRobots.pdf

[15] A. Ravey. (2012) Universidad de Tecnología de Belfort Montbéliard, "Design and control strategy of powertrain in hybrid electric vehicles". [Online]. http://www.utbm.fr/la-universidad-de-tecnologia-de-belfort-montbeliard.html

[16] P. Luque, D. Álvarez, *"Investigación de Accidentes de Tráfico"*. España: Netbiblo S.L., 2007, pp 126-130.

[17] Passing Shot. [Online]. http://blog.tenis.decathlon.es/1517/altitud-temperatura-y-humedad-en-el-bote-de-la-pelota

[18] AUDI. [Online]. http://www.audi.com.ec/aola/brand/es_ec/Experiencia_Audi/Innovacion_Audi/TunelViento/tres_tuneles_viento.html#tab/EltneldevientoclimticO

[19] Ingeniería Civil Electrónica. (2011) Universidad Técnica Federico Santa María. [Online]. http://www2.elo.utfsm.cl/~elo383/apuntes/PresentacionBaterias.pdf

[20] C. Peña, ""“Estudio de Baterías para Vehículos Eléctricos"," Universidad Carlos III de Madrid, Ingeniería Técnica Industrial, Madrid, 2011.

[21] W. D. Greenwell, *“Real Time Power Management of a Fuel cell/Ultracapacitor Hybrid”*. Clemson University, United States, 2008.

[22] J. Mírez. Matlab/Simulink in Renewable Energy. [Online]. https://jmirez.wordpress.com/category/ultracondensador/

[23] N. Bertrand, J. Sabatier, O. Briat, J. M. Vinassa. (2010, December) "Embedded Fractional Nonlinear Supercapacitor Model and Its Parametric Estimation Method". [Online]. http://ieeexplore.ieee.org.sci-hub.club/xpl/login.jsp?tp=&arnumber=5570987&url=http%3A%2F%2Fieeexplore.ieee.org%2Fxpls%2Fabs_all.jsp%3Farnumber%3D5570987

[24] R. Riazor, J. Rafecas, A. Sudriá. (2009) “Ultracondensadores: mayor densidad de energía”. [Online]. http://dialnet.unirioja.es/servlet/articulo?codigo=2940501.

[25] International Rectifier, "Application Note AN-941:Paralleling Power Mosfets", 2012.

[26] Maxim Integrated. (2006, Junio) CCFL Push-Pull Snubber Circuit. [Online]. https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/3835

[27] Intersil. Mouser Electronics. [Online]. http://www.mouser.ec/ProductDetail/Intersil/HIP4081AIPZ/?qs=sGAEpiMZZMvQcoNRkxSQklLspWIECkLHbU3ZOXiyZUw%3d

[28] Intersil, 80V/2.5A Peak, High Frequency Full Bridge FET Driver, Julio 2004.

[29] M. Hermwille. (2007, Noviembre) Semikron, “Application Note AN 7003: Gate resistor Principles and applications”. [Online]. http://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-application-note-an-7003-gate-resistor-principles-and-applications-en-2007-11-12-rev00

[30] Intersil. (2007, Diciembre) HIP4081A, 80V High Frequency H-Bridge Driver. [Online]. http://www.intersil.com/content/dam/Intersil/documents/an94/an9405.pdf

[31] Vishay, High Speed Optocoupler, 2015.

[32] D. Durán. (2010, Junio) Estudio del aprovechamienyo de la energía regenerada por los trenes. [Online]. http://www.iit.upcomillas.es/pfc/resumenes/4c1e96c05ed91.pdf

[33] M. Chan, K. Chau, C. C. Chau. (2015) "Effective Charging Method for Ultracapacitors". Servicio Unión. [Online]. http://union-services.com/aevs/771-776.pdf

[34] Vishay. (2010) Optocoupler, Phototransistor Output, with Base Connection.

[35] General Electric Company. (2014, Octubre) Mouser Electronics. [Online]. http://www.mouser.com/ds/2/167/SW001-002-003-474246.pdf

[36] Electronics Tutorials. (2015, Noviembre) RC Charging Circuit. [Online]. http://www.electronics-tutorials.ws/rc/rc_1.html

[37] DALE Electronics Inc. (2015) Halcyon Electronics dba Electronic Surplus. [Online]. http://www.electronicsurplus.com/vishay-dale-electronics-rh50-25r-resistor-power-25-ohm-50w-3

[38] DANI Condutores Elétricos Ltda. (2012) DNI Linha Automotiva. [Online]. http://images.canaldapeca.com.br/catalogos/dni2.pdf

[39] N. Mohan, *"Electrónica de Potencia"*, Tercera ed. Mexico: Mac Graw Hill, 2001.

[40] Semiconductor Components Industries. (2008) ON Semiconductor. [Online]. http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/LM2596-D.PDF

[41] Semiconductor Components Industries. ELECTRONILAB. [Online]. http://electronilab.co/tienda/modulo-lm2596-convertidor-de-voltaje-dc-dc-buck-1-25v-35v/

[42] Fairchild Semiconductor Corporation. (2011) Fairchild Semiconductor. [Online]. https://www.fairchildsemi.com/datasheets/LM/LM7905.pdf

[43] MultiStar. (2015) Electrónica RC. [Online]. http://electronicarc.com/catalogo/product_info.php?cPath=21_136&products_id=2223&osCsid=20d9f9f20a933ba7f3f7142c46db6a89

[44] Bosch. (2012) MasRepuestos. [Online]. http://r.twenga.es/g3.php?pg=VDsyNzA0MTkzOTE3OTI4MjA5MDA2Ozg2OTczODc7aHR0cCUzQSUyRiUyRnd3dy5tYXNyZXB1ZXN0b3MuY29tJTJGZXMlMkZib3NjaCUyRjIzLWJhdGVyaWEtYm9zY2gtczQtc2lsdmVyLTcwYWhkLmh0bWwlM0Z1dG1fc291cmNlJTNEdHdlbmdhJTI2dXRtX3BhcmFtJTNEZXlKbGN5STZNQ3dpY3lJNk

[45] CNC Electric Group Co., Ltd. (2006) CNC. [Online]. http://simoncnc.en.made-in-china.com/product/gMrmbVhPXyWD/China-CNC-MCB-Outlet-Mini-Circuit-Breaker-YCBKN-.html

[46] Audio Car Tuning. Planeta Electrónico. [Online]. https://www.planetaelectronico.com/fusible-40a-10x38-audio-car-tuning-p-11798.html

[47] Allegro MicroSystems, Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC, 2013.

[48] ElectroSome. [Online]. https://electrosome.com/shop/acs712-hall-current-sensor-module/

[49] R. Coughlin, F. Driscoll , *"Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales"*, Cuarta ed. Mexico: Prentice Hall Hispanoamerica, S.A., 1993.

[50] OMRON Corporation. Rotatory Encoder E6B2-C.

[51] SELC Sumber Elektronik. [Online]. http://www.selc-komponen.co.id/74ls14_texas_instr

[52] Fairchild Semiconductor. (2000) DM74LS14 Hex Inverter with Schmitt Trigger Inputs.

[53] MCI Electronics. XBEE.cl. [Online]. http://xbee.cl/que-es-xbee/

[54] S. R. Caprile. (2009, Agosto) “EQUISBÍ, Desarrollo de aplicaciones con comunicación remota”. [Online]. https://books.google.com.ec/books?id=xTXv5-AhOhMC&pg=PA207&dq=xbee&hl=es&sa=X&redir_esc=y#v=onepage&q=xbee&f=false

[55] C. Morales. (1986, Abril) "Sistema de control para operación de una máquina DC en 4 cuadrantes", Repositorio Digital EPN. [Online]. bibdigital.epn.edu.ec/bitstream/15000/10404/3/T653.pdf

[56] I. Völlmecke. (2013) IMC Productive Testing, "Parameter Identification of DC Motors". [Online]. http://www.jor.se/measurement/imc/PDF/WP_Parameter_Identification_english.pdf

[57] S. Buso, P. Matavelli, *"Digital Control in Power Electronics"*.: Jerry Hugins, 2006.

[58] B. C. Kuo, *“Sistemas de control automático”*, 761st ed. Mexico: Prentice Hall, 1996.

[59] R. Petrella, M. Tursini, L. Peretti, M. Zigliotto, "Speed Measurement Algorithms for Low Resolution Incremental Encoder Equipped drives: a comparative analysis," *IEEE*, 2007.

[60] STMicroelectronics, Datasheet , 2015.

[61] STMicroelectronics, User Manual, 2015.

[62] R. Schönfeld, *"Regelungen und Steuerungen in der Elektrotechnik"*. Berlín, Alemania: Verlag Technik, 1993.

[63] K. Ogata, *"Ingeniería de control moderna"*, 135157th ed. México: Prentice Hall, 1995.

[64] Smith S. W., "Digital Filters," in *The Scientist adn Engineer's Guide to Digital Signal Processing*.: Second Edition, 1999, pp. 261-319.

[65] Gómez E. (2009) Introducción al filtrado digital.

[66] S. Z. Muhammed, *"Parameters indentification of a permanent magnet DC motor"*. Universidad Islámica de Gaza, Palestina, 2004.

[67] Regulador Electrónico de Velocidad para coches eléctricos. (2013) Automodelismo. [Online]. http://www.automodelismo.com/escpo.htm

[68] R. González-Oropeza. (2004, Agosto) "Los ciclos de manejo, una herramienta útil si es dinámica para evaluar el consumo de combustible y las emisiones contaminantes del auto transporte". [Online]. http://www.redalyc.org/articulo.oa?id=40460301

[69] (2013, Julio) Emission Test Cycles. [Online]. https://www.dieselnet.com/standards/cycles/ece_eudc.php

[70] VISHAY, Power Mosfet, 2011.

[71] M. A. Vega J. P. Navarrete, "Diseño y construcción de un sistema de regeneración de energía con ultracapacitores para una bicicleta", Abril 2012.

[72] Solutions By Design Engineers Edge. (2015) Dynamic Braking Resistor Supplier Distributors. [Online]. http://www.engineersedge.com/instrumentation/components/dynamic_braking_resistors_calculations.htm

[73] (2011, Febrero) Todoproductividad Blogspot. [Online]. http://todoproductividad.blogspot.com/2011/02/como-calcular-la-capacidad-de-las.html

[74] OSMC H-BRIDGE. (2013) Robot Power. [Online]. http://www.robotpower.com/downloads/

[75] R. P. Ñeco, O. Reinoso, R. Aracil,. Barcelona, España, 2003, p. 150.

ANEXOS

ANEXO A

MANUAL DE USUARIO

CONTENIDO

A. MANUAL DE USUARIO

A.1 Introducción

A.2 Estructura del prototipo

A.2.1 Conexión de las etapas del prototipo

A.3 Operación

A.3.1 Interfaz gráfica en LabView

A.3.2 Procedimiento para la utilización de la interfaz y puesta en marcha del controlador electrónico de velocidad

A.3.3 Posibles fallas

A.4 Compatibilidad del sistema con otros equipos

A.4.1 Conexiones físicas

A.4.2 Tramas de datos

A.1 INTRODUCCIÓN

Este manual de usuario tiene como objetivo facilitar la utilización y puesta en marcha del Controlador Electrónico de Velocidad (CEV).

En la parte inicial se explica la conexión entre placas electrónicas, motores, baterías y conexiones externas al prototipo que constituyen el CEV.

En la segunda parte se aborda el tema de la utilización de la interfaz en conjunto con el CEV para la puesta en marcha del prototipo.

Finalmente se explica cómo se podría enviar comandos de control al CEV omitiendo la presencia de los módulos XBee de esta manera queda abierta la opción de poder comandar al controlador como si fuese un esclavo (slave) dentro de un sistema donde otros equipos o módulos sean maestros (master) y envíen órdenes para controlar el movimiento de la plataforma.

A.2 ESTRUCTURA DEL PROTOTIPO

En la Figura A.1 se muestra el ensamblaje final del proyecto.

Figura A.1. Plataforma utilizada para realización de pruebas del CEV

El controlador electrónico de velocidad se encuentra conformado por tres etapas. La primera etapa (Figura A.2) está conformada por la parte de control; la segunda etapa (Figura A.3) está conformada por la parte de potencia; y la tercera etapa (Figura A.4) está conformada por el cableado externo conectado en una regleta principal, un disyuntor termomagnético, un portafusibles, relays y ultracapacitores ubicados en la parte posterior de la plataforma de prueba, Figura A.5.

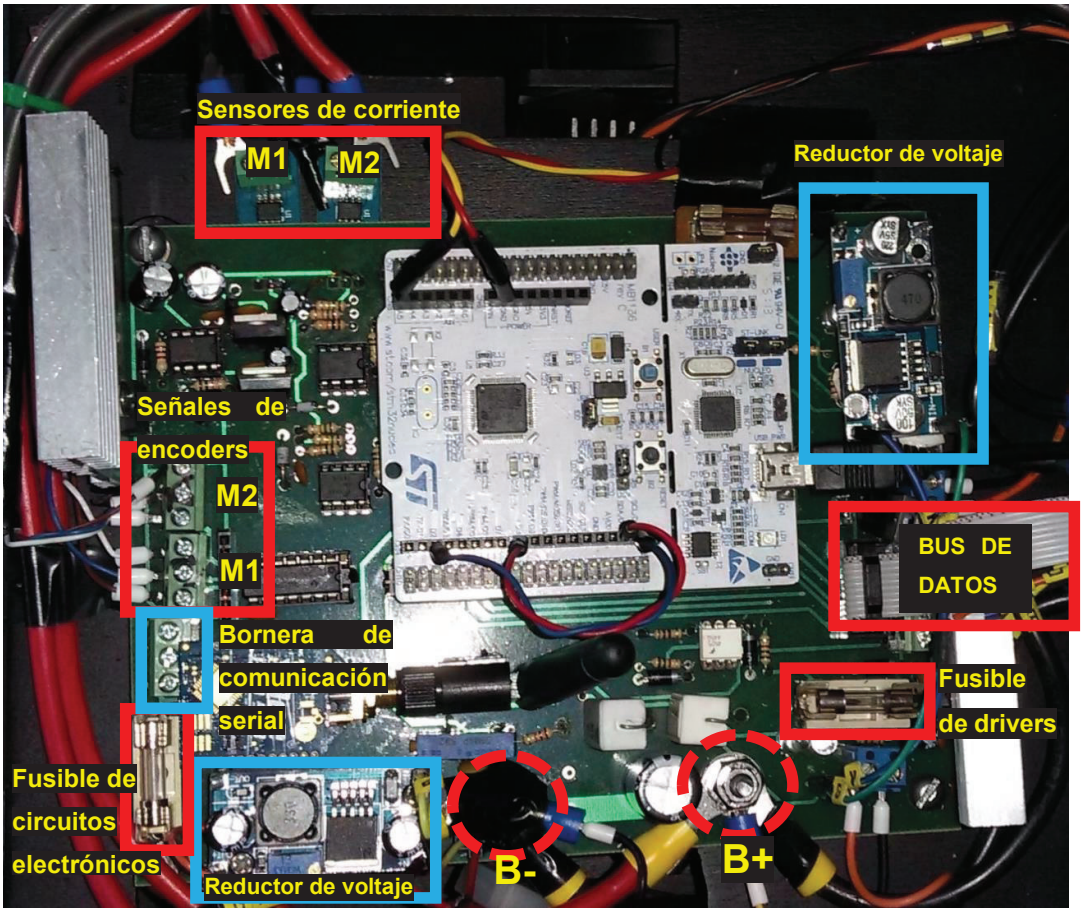


Figura A.2. Placa de control

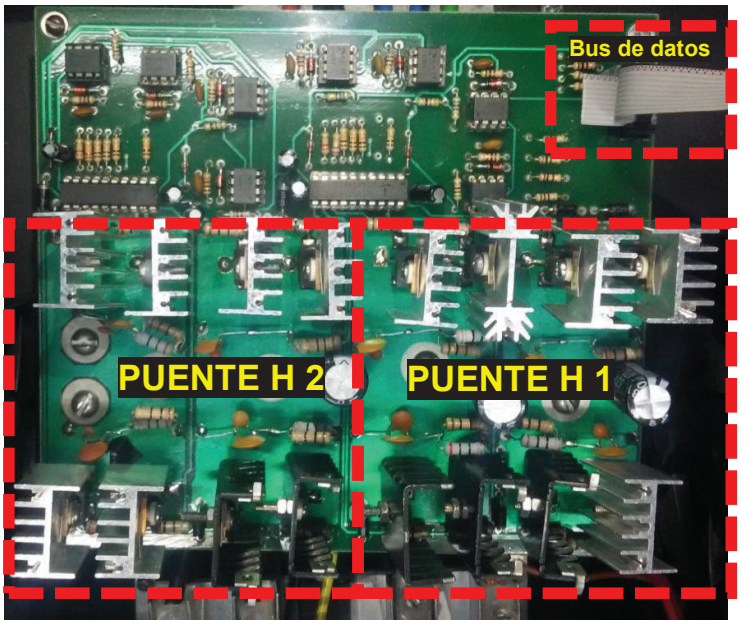


Figura A.3. Placa de potencia

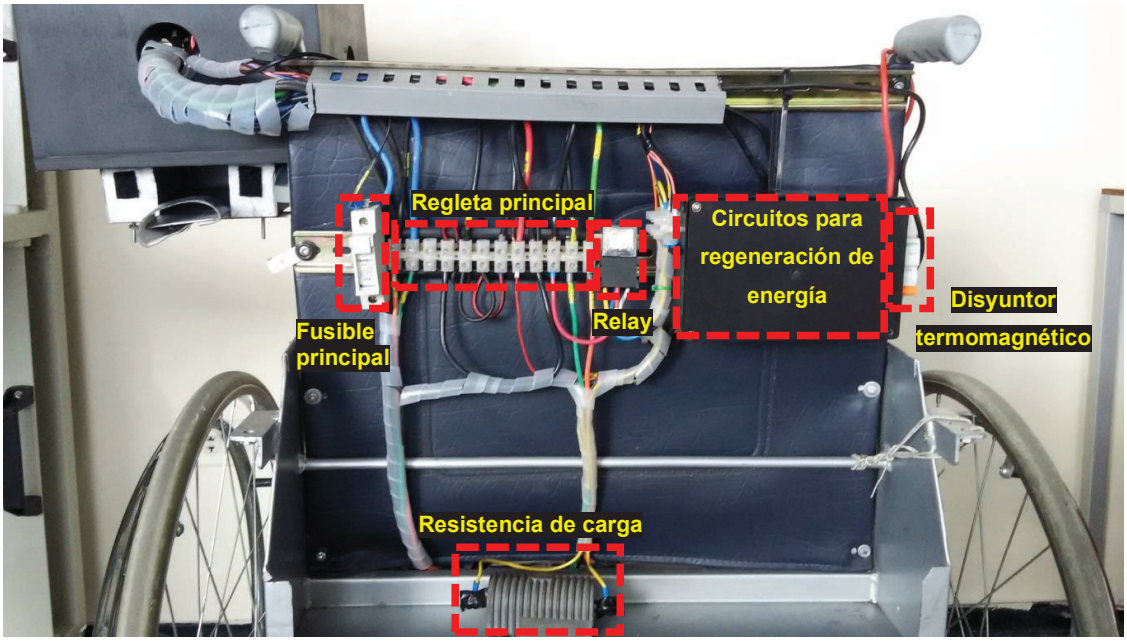


Figura A.4. Regleta principal de conexiones

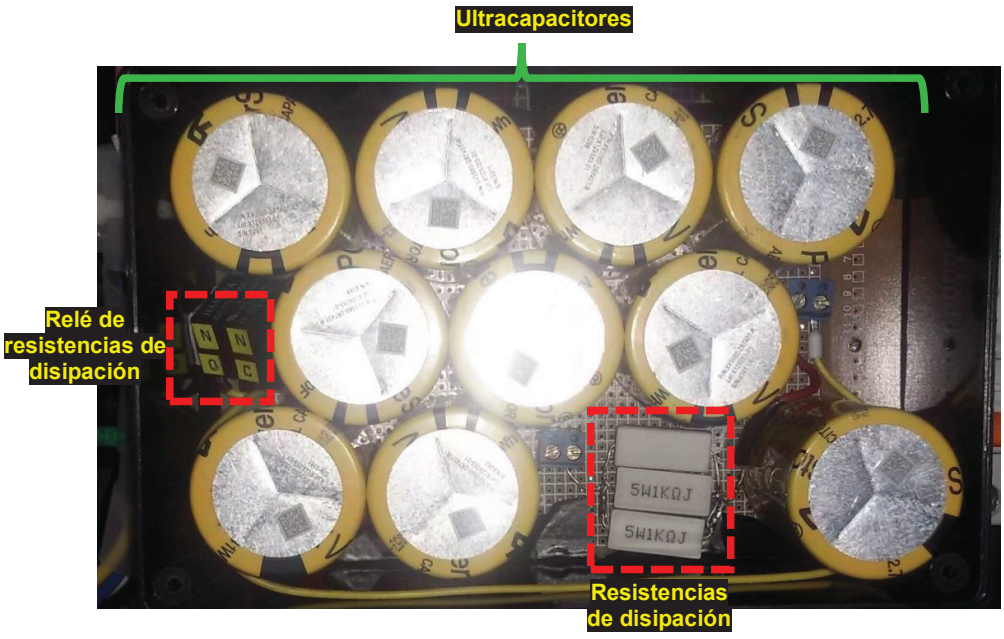


Figura A.5. Caja contenedora del banco de UC y resistencias de disipación

A.2.1 CONEXIÓN DE LAS ETAPAS DEL PROTOTIPO

Las baterías se encuentran conectadas al CEV a través de un disyuntor termomagnético (Figura A.6) ubicado en la parte posterior de la plataforma. El cable de salida del disyuntor termomagnético se conecta directamente a la etapa de control, ubicada en la parte superior de la caja, para la alimentación de la misma.

Figura A.6. Interruptor termomagnético

Desde la placa de control salen cables de conexión hacia la placa de potencia (Figura A.7) que son: dos para alimentación, dos cables salientes de los sensores de corriente ACS712 de los motores y un bus de datos de 10 hilos que conducen las 8 señales PWM para los disparos de los mosfets de ambos conversores DC/DC de puente completo así como también cables de alimentación para los drivers de mosfets HIP4081A.

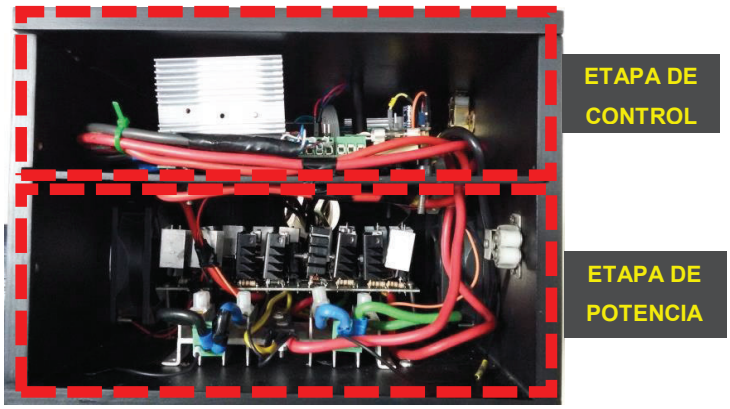


Figura A.7. Caja contenedora de las placas de control y potencia

En la parte posterior de la caja se tiene un orificio por el cual sale todo el cableado desde las etapas de control y potencia hacia la regleta principal. En esta regleta se realizan todas las conexiones de motores, ultracapacitores, relays, resistencia de carga y resistencias de disipación, junto con etiquetas que facilitan la identificación de los cables.

A.3 OPERACIÓN

A.3.1 INTERFAZ GRÁFICA EN LABVIEW

La interfaz gráfica que se muestra en la

Figura A.8 tiene como objetivo monitorear, controlar y visualizar las variables eléctricas y mecánicas fundamentales del CEV.

La interfaz consiste en una pantalla principal que se divide seis partes:

- Configuración de la comunicación serial
- Monitoreo de voltajes
- Monitoreo de velocidades angulares
- Monitoreo de corrientes de motores
- Control de la dirección de movimiento de la plataforma
- Control de la velocidad angular de los motores
- Velocímetro

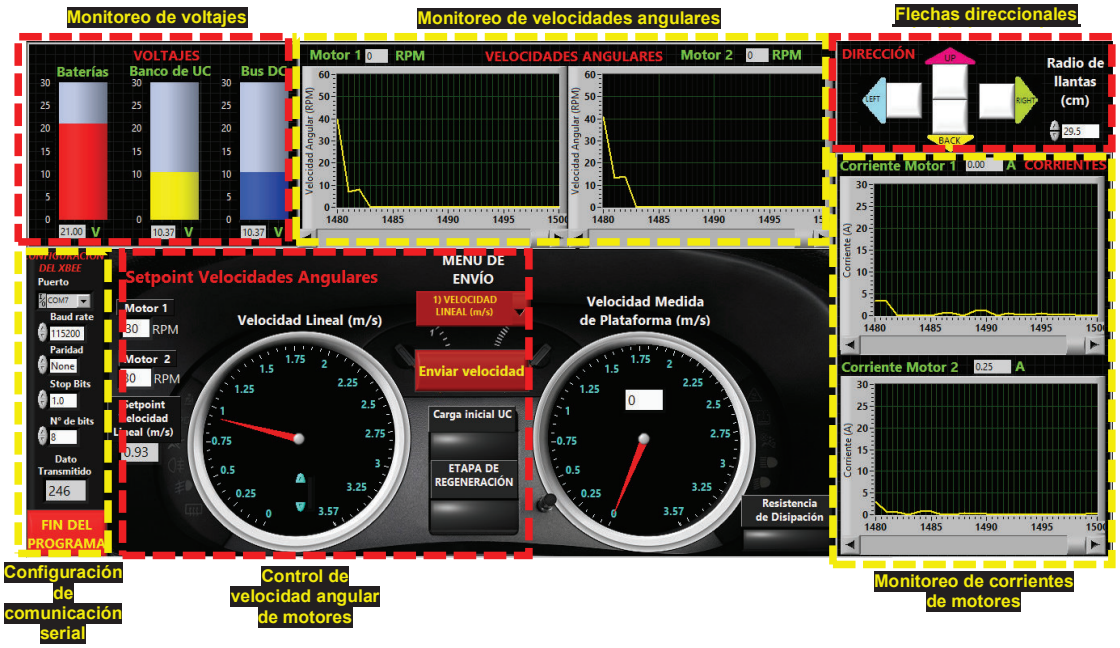


Figura A.8. Interfaz gráfica del CEV

A.3.1.1 Configuración de parámetros de comunicación serial

En esta sección se pueden configurar los parámetros básicos de comunicación serial con el Xbee PRO (Figura A.9) como el puerto serial (COM) utilizado, velocidad

de comunicación en baudios, bits de parada, paridad y número de bits de transmisión. Además se tiene un display indicador del último dato enviado hacia el microcontrolador.

Dichos parámetros deben ser configurados como se indica a continuación para que la comunicación se realice correctamente entre PC y microcontrolador:

Figura A.9. Configuración de los parámetros para el XBee

A.3.1.2 Visualización de señales de voltaje monitoreadas

Esta sección contiene tres visualizadores gráficos con forma de tanques (Figura A.10) en los que se monitorea el voltaje de las baterías (en color rojo), voltaje de ultracapacitores (en color amarillo) y voltaje del bus DC en la entrada de los convertidores de potencia (en color azul).

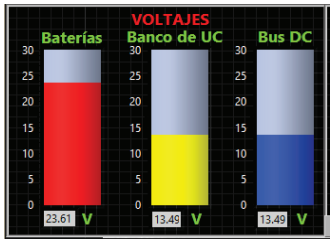


Figura A.10. Voltajes monitoreados

A.3.1.3 Visualización de velocidad angular de los motores

Esta sección contiene dos cuadros donde se grafica las formas de onda de velocidad de cada motor (

Figura A.**11**). Cada uno dispone de un display digital y un slider en el eje del tiempo que permite avanzar o retroceder en la gráfica.

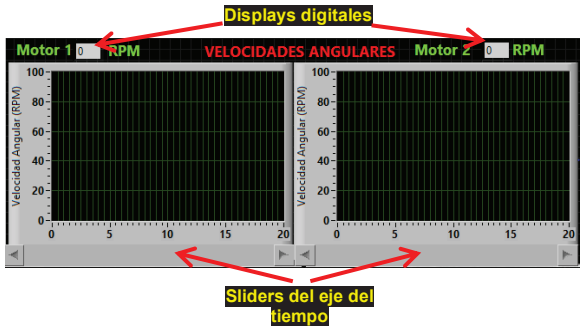


Figura A.11. Velocidades angulares monitoreadas

A.3.1.4 Visualización de corriente de los motores

Al igual que la sección anterior, esta sección permite la visualización de las formas de onda de corriente de los motores (Figura A.12).

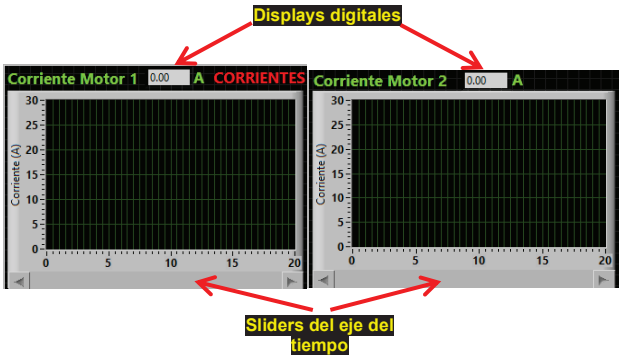


Figura A.12. Corrientes monitoreadas

A.3.1.5 Control de la dirección de los motores

Esta sección contiene cuatro botones con forma de flechas que establecen la dirección de movimiento de la plataforma (Figura A.13). Cuando se presiona un botón los demás botones quedan inhabilitados con el propósito de presionar uno a la vez. Las direcciones que establecen los botones son: adelante, atrás, izquierda, derecha. Además se tiene la opción de ingresar el radio de las llantas en cm.

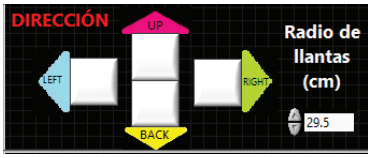


Figura A.13. Flechas direccionales

A.3.1.6 Control de velocidad angular de los motores

Esta sección contiene un "Menú de Envío" con dos opciones para controlar la velocidad de los motores.

A.3.1.6.1 Opción "VELOCIDAD LINEAL m/s"

En esta opción se puede establecer la velocidad lineal a la cual se desea mover la plataforma. Se escoge una velocidad lineal en m/s en el selector circular y, mediante las ecuaciones de tracción diferencial, se calcula el setpoint de velocidad angular que resulta ser el mismo para ambos motores.

Figura A.14. Primera forma de control de velocidad lineal

A.3.1.6.2. Opción "VELOCIDADES ANGULARES RPM"

En esta opción se puede establecer independientemente la velocidad angular de cada motor por medio de dos sliders indicados en la Figura A.15.

Cualquiera que sea la opción escogida, para cambiar la velocidad en los motores se debe presionar el botón "Enviar velocidad" para que el dato sea recibido por el microcontrolador STM32F401RE instalado en la placa de control.

Figura A.15. Segunda forma de control de velocidad angular

Esta sección contiene además los siguientes indicadores:

- Dos displays digitales en los que se visualiza la velocidad angular seteada de cada motor
- Velocidad medida de plataforma m/s: Indicador circular en donde se visualiza la velocidad lineal calculada a partir de las velocidades angulares realimentadas y enviadas desde el CEV.
- Carga inicial UC: Led indicador del estado de carga inicial del banco de ultracapacitores. (ON: cargando ultracapacitores, OFF: Ultracapacitores cargados)
- Etapa de regeneración: Led que indica si la plataforma se encuentra descendiendo una pendiente y en etapa de regeneración de energía. (OFF: No hay regeneración de energía, ON: Regenerando energía)
- Resistencia de disipación: Led indicador del estado de conexión de las resistencias de disipación de energía. (OFF: Resistencias de disipación desconectadas, ON: Resistencias de disipación conectadas) A.3.2 Procedimiento para la utilización de la interfaz y puesta en marcha del controlador electrónico de velocidad

A.3.2 PROCEDIMIENTO PARA LA UTILIZACIÓN DE LA INTERFAZ Y PUESTA EN MARCHA DEL CONTROLADOR ELECTRÓNICO DE VELOCIDAD

Antes de utilizar la interfaz y encender el CEV es muy importante verificar si se encuentra instalado el driver del Xbee PRO y que se ha asignado un puerto de comunicación (COM). Esto se lo puede verificar en la sección de Administrador de Dispositivos de la PC.

Figura A.16. Administrador de dispositivos

El procedimiento es el siguiente:

1) Conectar el XBee PRO (XBee 1) al computador que contenga la interfaz, presionar el botón RUN y seleccionar el puerto serial asignado.

Figura A.17. Puerto serial del XBee

2) Encender el disyuntor termomagnético que conecta las baterías al CEV colocado en la parte posterior de la plataforma móvil.
3) Verificar que el computador y el CEV se estén comunicando, esto se lo puede hacer de las siguientes maneras:
   a. Verificar que el led de transmisión del Xbee 1 conectado a la PC esté parpadeando.

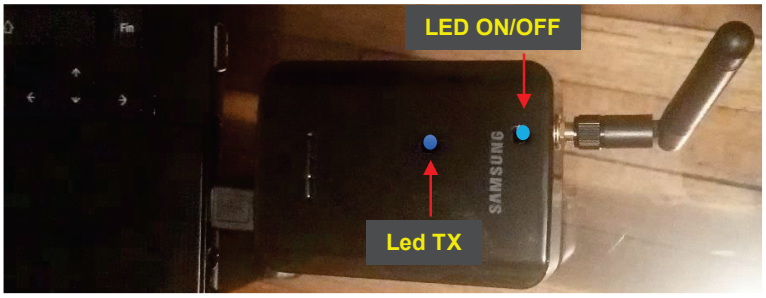
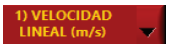


Figura A.18. Leds indicadores en el XBee 1 conectado a la PC

b. Visualizar que la interfaz esté recibiendo los datos monitoreados y los actualice constantemente.
c. Una vez cumplido los literales anteriores, es de mucha importancia asegurarse que el voltaje de los ultracapacitores no sobrepase los 11 V (Figura A.10). En este momento el relé de resistencia de carga de ultracapacitores conmuta y la interfaz se encuentra lista para controlar la velocidad y dirección de la plataforma.

4) Una vez que exista comunicación computador-CEV se puede enviar la velocidad angular deseada y posteriormente establecer la dirección de movimiento de la plataforma móvil.

Envío de velocidades angulares

Para enviar la velocidad lineal deseada se escoge la opción 1 

en el menú de envío, luego establezca la velocidad lineal en el selector circular.

Figura A.19. Control para fijar la velocidad lineal

Para enviar las velocidades angulares de forma independiente a cada motor se escoge la opción 2

en el menú de envío, luego establecer las velocidades por medio de dos sliders.

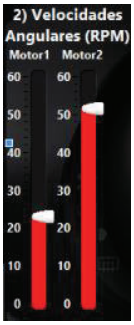


Figura A.20. Control para fijar velocidades angulares independientes

Los setpoints de velocidades angulares de cada motor aparecen en displays digitales Motor 1 0 RPM Motor 2 0 RPM, mismos que son enviados al CEV presionando el botón enviar velocidad Enviar velocidad.

Envío de dirección

Para enviar la dirección de movimiento de la plataforma móvil se presiona cualquiera de las cuatro flechas: avance hacia adelante, avance en retroceso, giro sobre su propio eje hacia la izquierda o hacia la derecha; la flecha presionada se pintará completamente y las demás quedarán deshabilitadas. Para detener la plataforma se vuelve a presionar la misma flecha y volverá a su estado normal.

Para finalizar el programa se debe presionar botón FIN DEL PROGRAMA ubicado en la parte inferior izquierda de la HMI.

Almacenamiento de datos

En la interfaz se han colocado los bloques “Write to Measurement File” que se encargan de almacenar los datos de monitoreo que se han recibido desde el microcontrolador y los guarda en archivos con extensión *.lvm*. Estos bloques deben configurarse como se indica en la Figura A.21 y se debe especificar la ruta donde se van a guardar, que de preferencia debe ser la misma donde se encuentre el archivo de la interfaz. Los archivos generados pueden abrirse desde el programa Microsoft Excel.

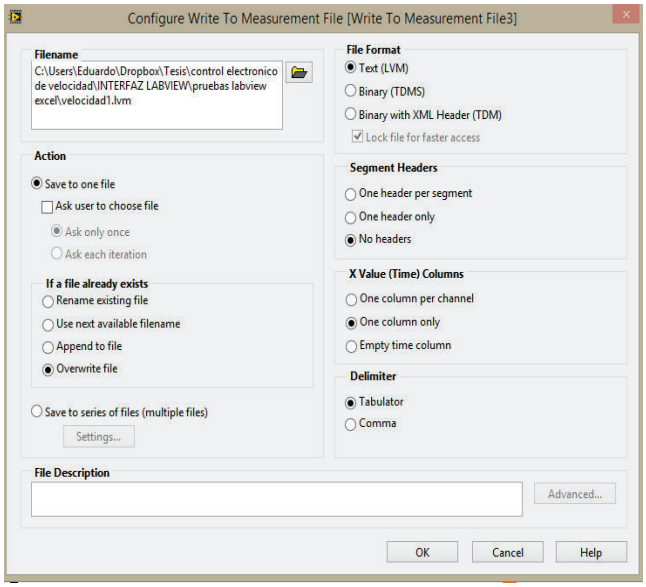


Figura A.21. Configuración para el bloque de almacenamiento de datos

5) Una forma de verificar que todo esté en orden es fijándose en el LED del banco de ultracapacitores (amarillo), en el de baterías (rojo) y en el led de drivers (azul) ubicados en la placa de control del CEV de la Figura A.22 así como también se debe chequear el estado de los indicadores LEDS de la HMI.

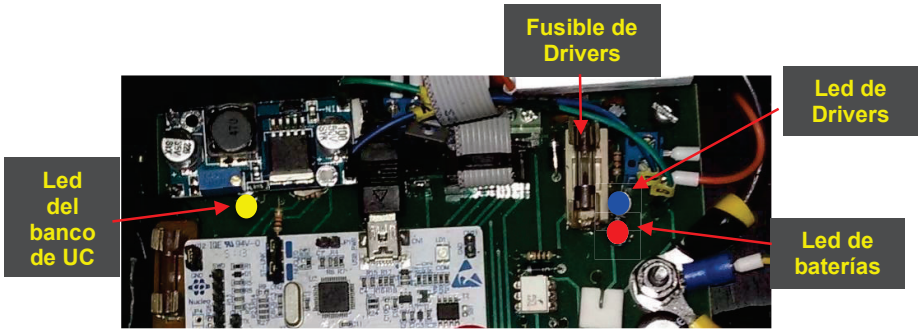


Figura A.22. Leds indicadores en la placa de control

A través del estado de los LEDs indicadores se puede verificar el correcto funcionamiento del sistema tal como indica la Tabla A.1.

Tabla A.1. Funcionamiento del sistema según el estado de los leds de la placa de control

Evento principal	Eventos secundarios	Estado de los LEDs
Cerrar el interruptor termomagnético por primera vez	El banco de UC es cargado inicialmente por las baterías hasta llegar a 11 V. En la HMI se enciende el led “CARGA INICIAL UC”.	Amarillo: ON Rojo: ON Azul: ON

Mientras esté detenida la plataforma	El puente H queda funcionando en el cuadrante de frenado (y regeneración a la vez) por ello al bus de 24 V sólo queda conectado el banco de UC.	Amarillo: ON Rojo: OFF Azul: ON
Después de enviar el setpoint de velocidad y presionar una flecha direccional en la HMI	Si voltaje del banco de UC < 15V: se desconecta el banco de UC del bus DC y queda únicamente la batería conectada para energizar a los motores.	Amarillo: OFF Rojo: ON Azul: ON
Después de enviar el setpoint de velocidad y presionar una flecha direccional en la HMI	Si voltaje del banco de UC ≥ 15V: se conecta únicamente el banco de UC al bus DC para que entregue energía hasta que se detecte que la velocidad angular de cada llanta ha llegado al valor del setpoint.	Amarillo: ON Rojo: OFF Azul: ON
Regeneración de energía: cuando se frena a la plataforma en una superficie plana o cuando está descendiendo por una pendiente.	La energía regenerada se direcciona hacia el banco de UC por lo tanto la batería queda desconectada de la etapa de potencia.	Amarillo: ON Rojo: OFF Azul: ON
Resistencias de disipación: cuando el voltaje en el banco de UC=24 V	La energía regenerada se direcciona a resistencias de disipación por lo cual la batería y ultracapacitores quedan desconectados.	Amarillo: OFF Rojo: OFF Azul: ON
El led azul indica que la circuitería para el disparo de los mosfets está siendo alimentada y debe encenderse siempre que esté cerrado el interruptor termomagnético.		

A.3.3 POSIBLES FALLAS

Si se evidencia que los datos no se están monitoreando correctamente en la PC no se deben enviar comandos pues puede enviar "datos basura" hacia el CEV pudiendo causar el funcionamiento alterado de los motores. Para solucionar esto se sugiere:

- Finalizar correctamente el proceso de comunicación dando *click* en el botón

ubicado en la parte inferior de la sección de configuración de parámetros del XBee. No debe detener el programa presionando simplemente el botón de Stop de LabView porque de ser así la próxima vez que corra el programa la comunicación no iniciará correctamente.
- Revisar si se escogió el puerto de comunicación (COM) correcto en la PC.
- Resetear al Xbee 1 conectado a la PC desconectándolo y volviéndolo a conectar.

- Apagar el disyuntor termomagnético de la plataforma móvil y volverlo a encender para resetear al XBee 2 conectado a la placa de control del CEV.
- Chequear que exista línea de vista entre las antenas del XBee 1 y XBee 2 pues son módulos de radiofrecuencia que basan su funcionamiento en la emisión de ondas del espectro electromagnético.

Si el problema no radica en la comunicación inalámbrica y se observa que el led de alimentación de los drivers de mosfets (led azul) está apagado entonces los motores no iniciarán su movimiento para lo cual se puede:

- Revisar y/o reemplazar el "FUSIBLE DE DRIVERS" (Figura A.2) que pudo haberse quemado por alguna falla previa o mal uso del CEV.
- Revisar y/o reemplazar el "FUSIBLE PRINCIPAL" (Figura A.4) que pudo haberse quemado por alguna falla previa o mal uso del CEV.
- En caso de no funcionar los pasos anteriores, verificar continuidad entre los pines de los mosfets de los puentes H y en caso de estar en cortocircuito se recomienda primero retirar los drivers de mosfets HIP4081A y volver a revisar los mosfets, si siguen marcando continuidad pueden reemplazarse los mosfets caso contrario se debe reemplazar simplemente los drivers.
- Si a pesar de haber seguido los pasos anteriores no se consigue hacer que el sistema funcione, se debe revisar con más detenimiento y verificar que los circuitos eléctricos detallados en la sección A.5 no se encuentren dañados.

A.4 COMPATIBILIDAD DEL SISTEMA CON OTROS EQUIPOS

A.4.1 CONEXIONES FÍSICAS

Para omitir la utilización de los módulos XBee se puede enviar comandos al CEV mediante comunicación serial para lo cual, en la placa de control, existe una bornera de tres terminales con la etiqueta "COMUNICACIÓN SERIAL" como se indica en la Figura A.23, en ésta quedan disponibles las conexiones para los pines de recepción RX (PA10), transmisión TX (PA9) y tierra GND del canal USART 1 del microcontrolador

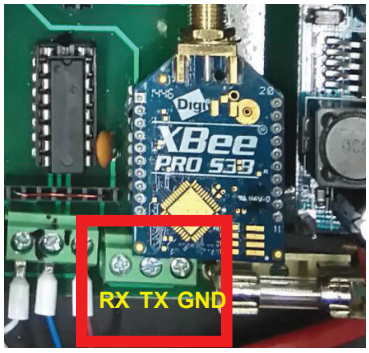


Figura A.23. Bornera de comunicación serial

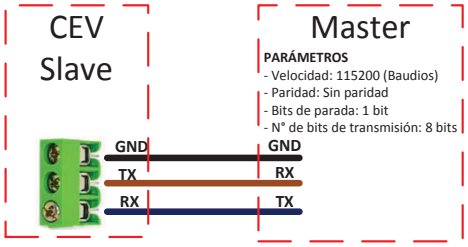


Figura A.24. Forma de conexiones para comunicación serial con otros dispositivos

A.4.2 TRAMAS DE DATOS

Uno de los pasos iniciales consiste en enviar los valores de setpoint de velocidad angular para cada motor. Para ello se forma una trama de datos de la Figura A.25 con tres bytes siendo el primero (254) el que indica al programa de control que los próximos dos siguientes datos serán la rapidez angular del motor 1 seguida por la rapidez angular del motor 2. Estos dos últimos deben ser valores de tipo unsigned (sin signo) de 8 bits cuyo valor puede ir desde 0 hasta 240 RPM pero para la plataforma utilizada se recomienda manejar estos valores entre 0 y 50 RPM que resulta ser un rango adecuado para la realización de pruebas.

Figura A.25. Trama para configurar velocidad

Si se desea iniciar el movimiento de los motores para que la plataforma se desplace existe cuatro posibles bytes a enviar así como también para la opción de frenado:

Tabla A.2. Datos seriales para control de dirección

DIRECCIÓN	DATO SERIAL
Freno	246
Avance hacia adelante	247
Avance en retroceso	248
Giro sobre su propio eje hacia la derecha	249
Giro sobre su propio eje hacia la izquierda	250

Si se desea recibir los datos monitoreados se debe enviar serialmente el número ***251*** y el CEV responderá al requerimiento con la siguiente trama de 10 bytes que contiene un encabezado para definir el inicio de la trama:

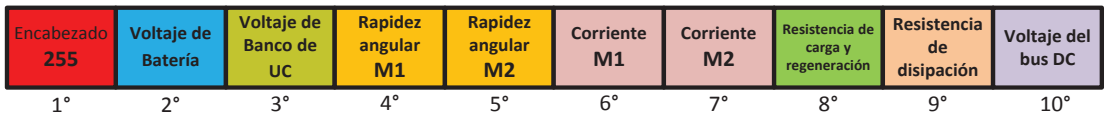


Figura A.26. Trama de datos enviada por el uC

ANEXO B

PLACAS, DIAGRAMAS DE ENTRADAS Y SALIDAS Y DIAGRAMAS ELÉCTRICOS

B.1 DIAGRAMAS ESQUEMÁTICOS PCB

B.1.1 Diagrama PCB de la placa de control

Este diagrama PCB contiene las pistas de la placa de control.

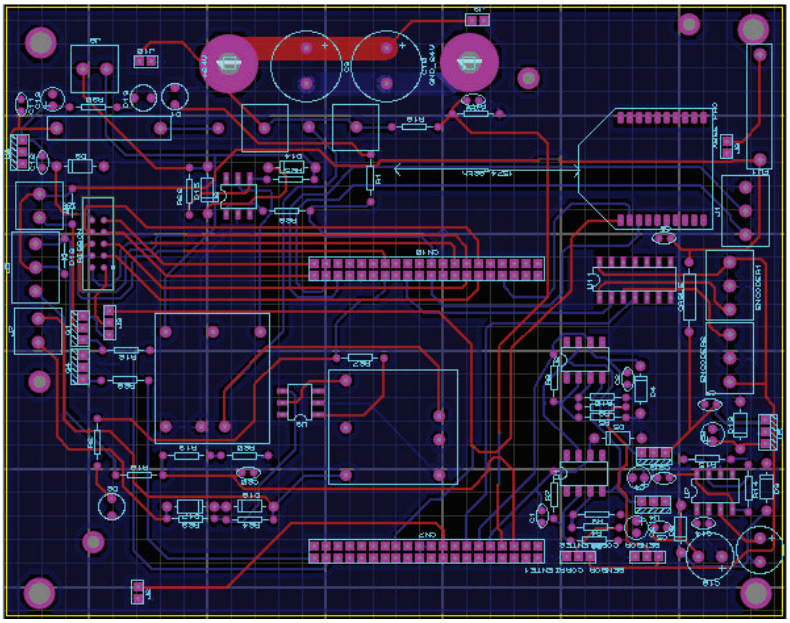


Figura B.1. PCB de la placa de control

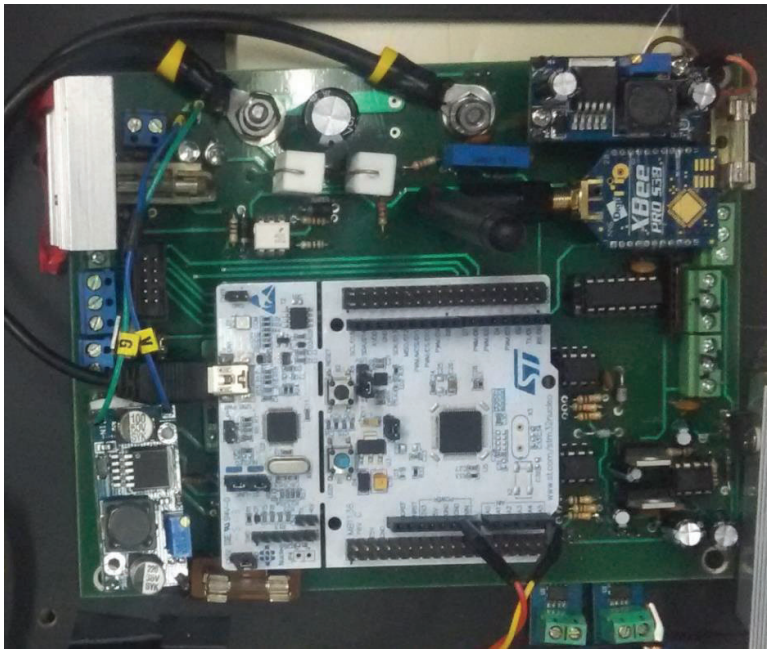


Figura B.2. Placa implementada en la etapa de control

En esta sección cabe señalar que se usan dos reductores de voltaje LM2596 externo a la placa de control que son conectados a la placa por espadines.

B.1.2 Diagrama PCB de la placa de potencia

El diseño del circuito impreso de la placa de potencia presenta como característica principal el ancho de las pistas en la sección de los mosfets para soportar las altas corrientes que se maneja en el circuito.

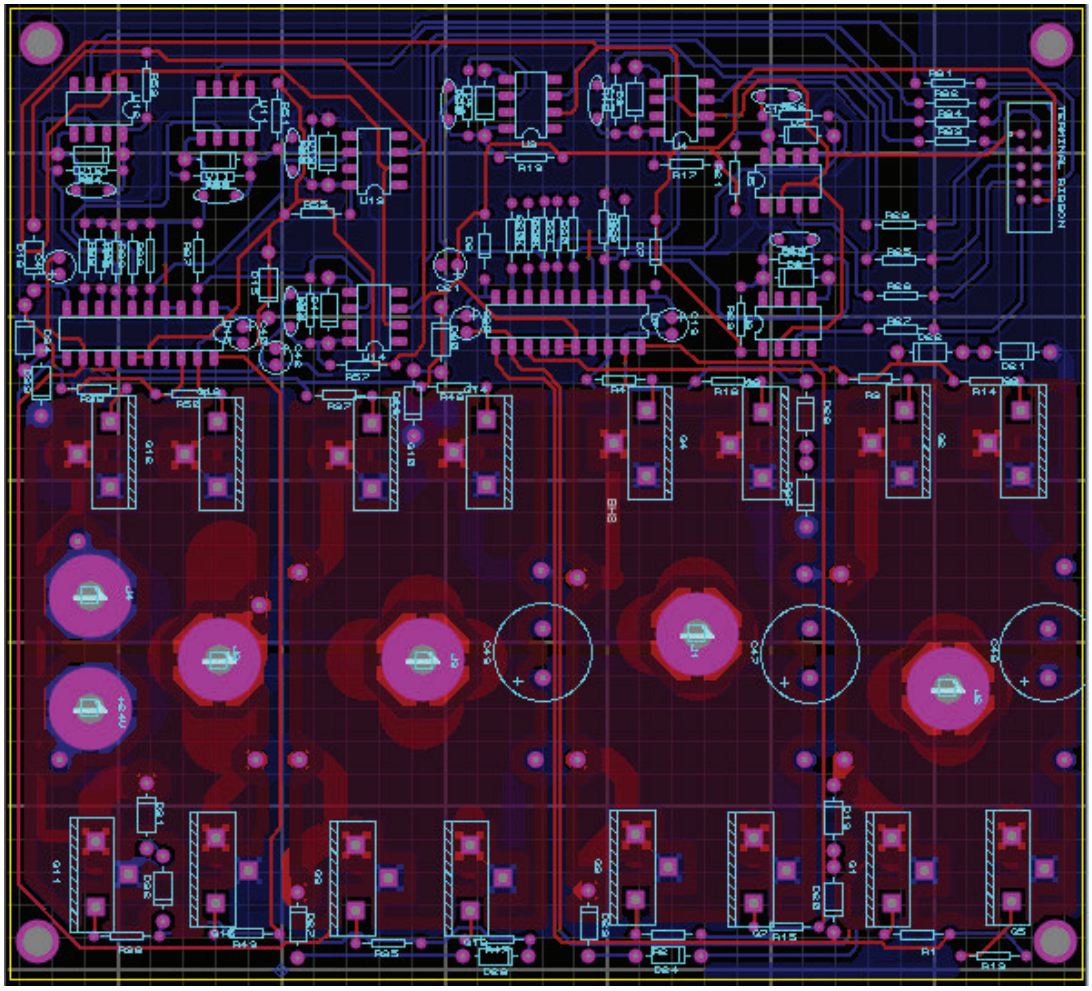


Figura B.3. PCB de la placa de potencia

La placa implementada en la etapa de potencia se presenta en la siguiente figura:

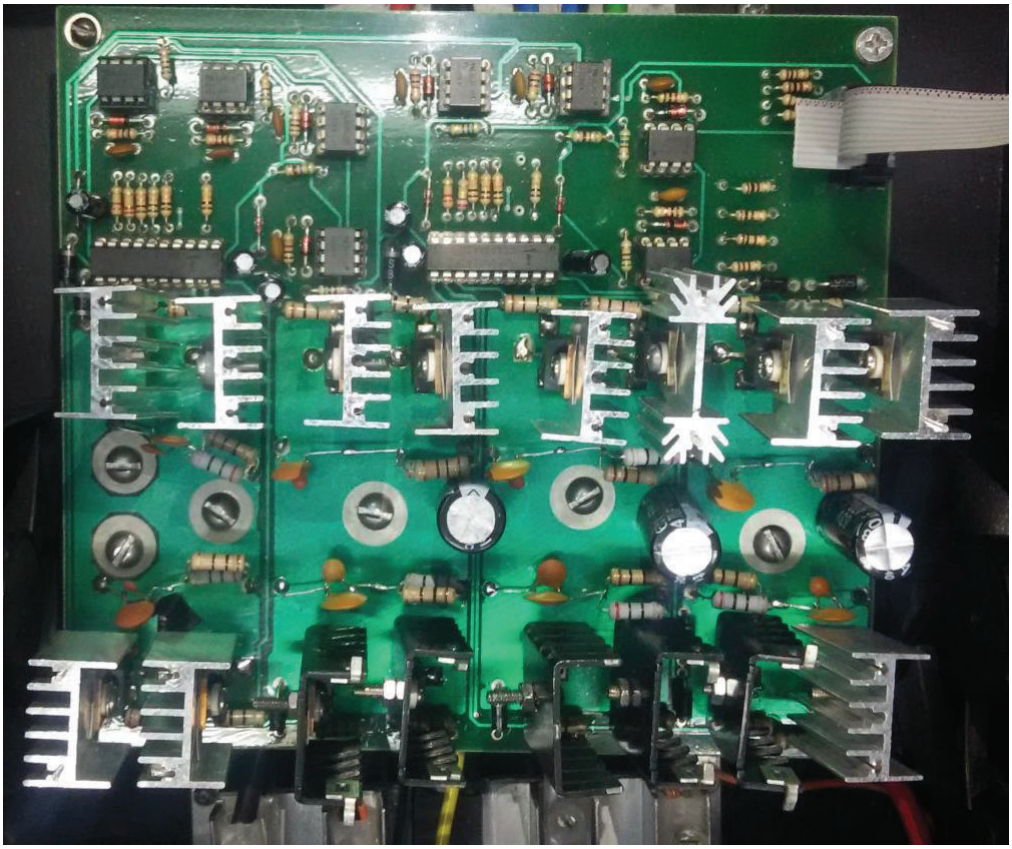


Figura B.4. Placa implementada en la etapa de potencia

Existe un bloque adicional, se trata de un disipador de calor sobre el cual se ubican los mosfets S1, S2 y el diodo D1.

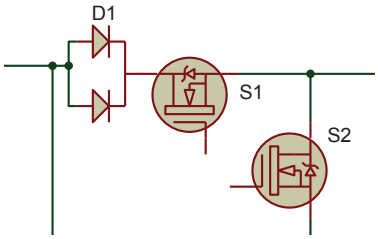
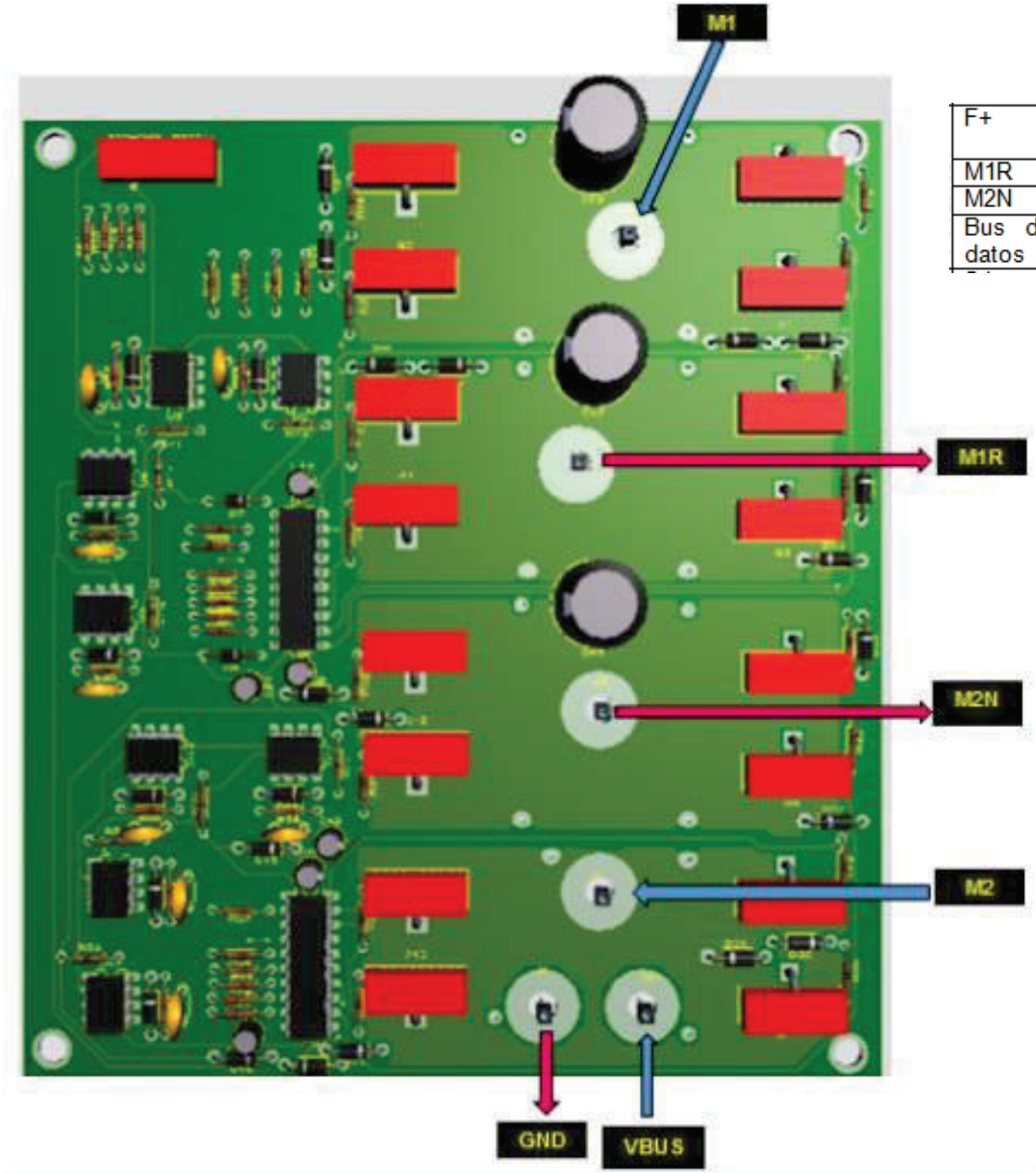


Figura B.5. Circuito de conexión de diodo D1, mosfet de batería S1 y mosfet de ultracapacitores S2

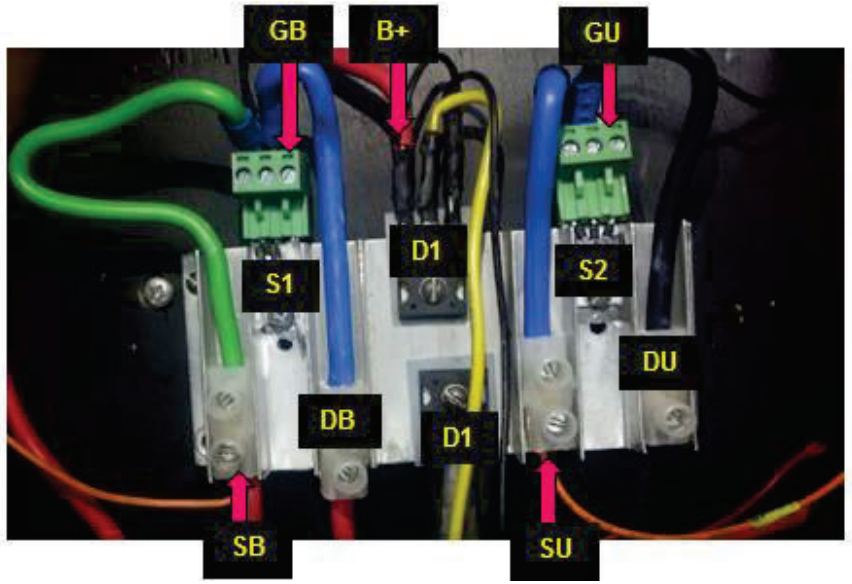
Se tiene un bus de 24V que se energiza mediante la batería del sistema, a este bus se conectan la placa de control, la placa de potencia (Puentes H), los mosfets S1 y S2 para conectar o desconectar del bus DC a la batería y al banco de UC, el diodo de bloqueo D1, la resistencia de carga del banco de UC con su relé de activación y el banco de resistencias de disipación con su relé.



F+	Conexión entre el fusible principal y la entrada de la placa de potencia
M1R	Conexión entre un terminal del motor 1 y el puente H 1
M2N	Conexión entre un terminal del motor 2 y el puente H 2
Bus de datos	Bus de 10 hilos con 8 señales de disparo de mosfets y 2 para energización del circuito de disparo (15V)

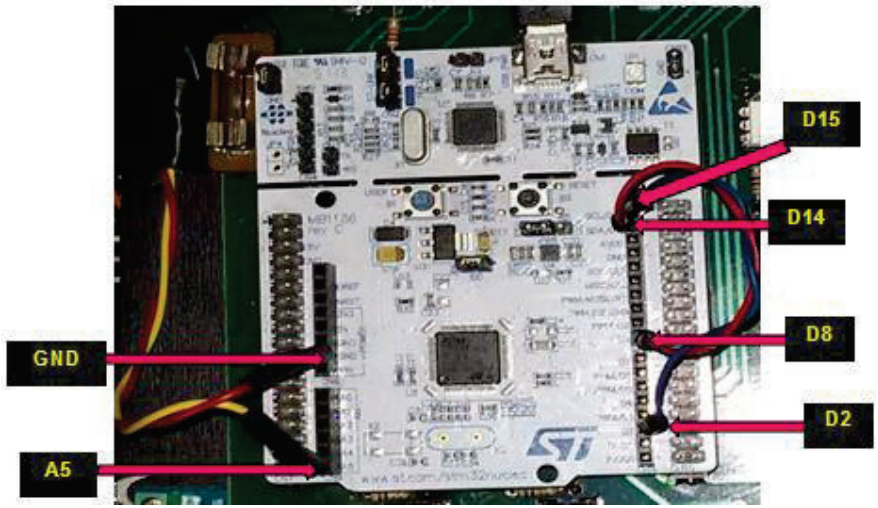
ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL		
Revisado por: MSc. Leonardo Ortega		**PROYECTO CONTROLADOR ELECTRÓNICO DE VELOCIDAD**
ANEXO B	**REALIZADO:**	
	SERGIO AVILA VERÓNICA CUÁSQUER	**DIAGRAMAS DE ENTRADAS Y SALIDAS**
LÁMINA 1 de 5	**Fecha:** 12-2015	**DESCRIPCIÓN:** Placa de potencia

S1	Mosfet para conectar o desconectar la batería del bus DC
S2	Mosfet para conectar o desconectar el banco de UC del bus DC
D1	Diodo para evitar que la energía regenerada se direccione hacia la batería.
GB	Conexión al pin gate del mosfet de batería (S1)
DB	Conexión del cátodo del diodo D1 hacia el pin drain del mosfet de batería (S1)
SB	Conexión del pin source del mosfet de batería (S1) con drain del mosfet S2 y con el fusible principal F+.
GU	Conexión al pin gate del mosfet de ultracapacitores (S2)
DU	Conexión del pin drain del mosfet S2 con source del S1 y con el fusible principal F+.
SU	Conexión del pin source del mosfet de ultracapacitores (S2) con el contacto común (30) del relé de la resistencia de carga y un terminal de esta última.



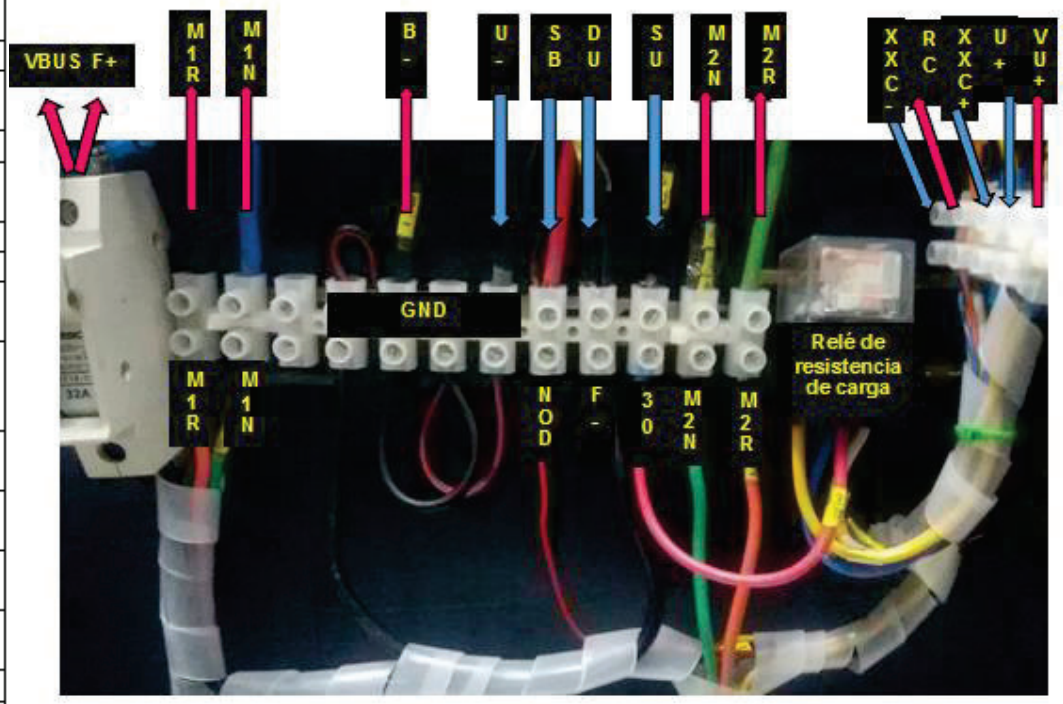
ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL		
Revisado por: MSc. Leonardo Ortega		**PROYECTO CONTROLADOR ELECTRÓNICO DE VELOCIDAD**
ANEXO B	**REALIZADO:** SERGIO AVILA VERÓNICA CUÁSQUER	**DIAGRAMAS DE ENTRADAS Y SALIDAS**
LÁMINA 2 de 5	**Fecha:** 12-2015	**DESCRIPCIÓN:** Bloque adicional

D2-D15	Conexión del pin RX (D2) al pin conectado a la bornera de comunicaciones (D15).
D8-D14	Conexión del pin TX (D8) al pin conectado a la bornera de comunicaciones (D14).
A5 .	Canal ADC del microcontrolador para lectura del voltaje del bus de voltaje DC

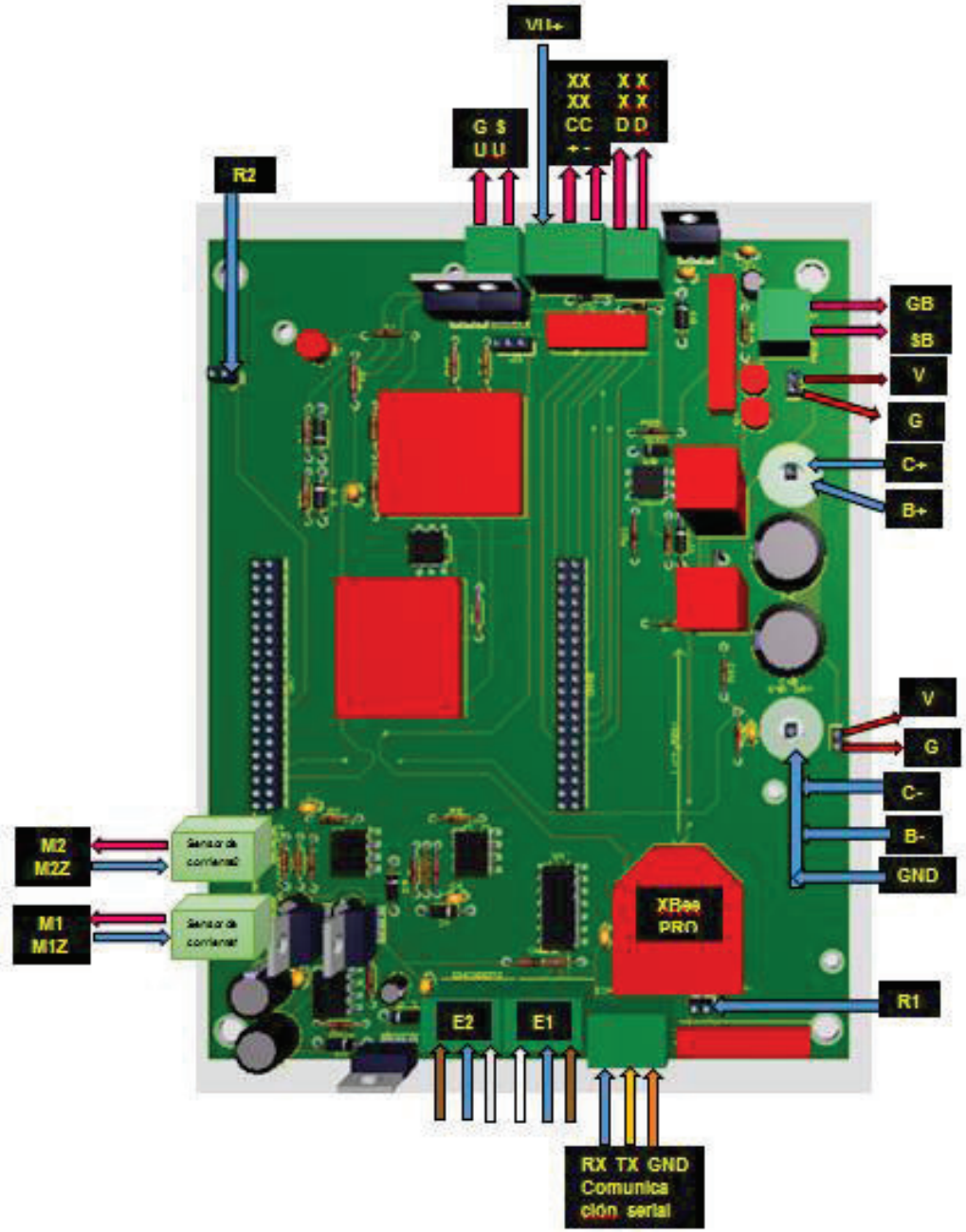


ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL		
Revisado por: MSc. Leonardo Ortega		**PROYECTO CONTROLADOR ELECTRÓNICO DE VELOCIDAD**
ANEXO B	**REALIZADO:**	**DIAGRAMAS DE ENTRADAS Y SALIDAS**
LÁMINA 3 de 5	SERGIO AVILA VERÓNICA CUÁSQUER **Fecha:** 12-2015	**DESCRIPCIÓN:** Microcontrolador

F-	Conexión desde el pin source de S1 (batería) hacia el fusible principal
M1R	Conexión entre un terminal del motor 1 y el puente H 1
M1N (M1Z)	Conexión entre un terminal del motor 1 y la entrada del sensor de corriente 1
GND	Tierra de la batería de 24 V (de todo el sistema). Se une a B-.
M2R (M2Z)	Conexión entre un terminal del motor 2 y la entrada del sensor de corriente 2
M2N	Conexión entre un terminal del motor 2 y el puente H 2
B+	Terminal positivo del bus de 24 VDC
DU	Conexión del pin drain del mosfet S2 con source del S1 y con el fusible principal F+.
SU	Conexión del pin source del mosfet de ultracapacitores (S2) con el contacto común (30) del relé de la resistencia de carga y un terminal de esta última.
XXC+	Terminal de la bobina del relé de resistencia de carga para el banco de UC y ánodo del diodo led interno del relé.
XXC-	Terminal de la bobina del relé de resistencia de carga para el banco de UC y cátodo del diodo led interno del relé.
NC	Contacto normalmente cerrado del relé de resistencia de carga que se conecta al terminal positivo del banco de UC.
VU+	Conexión al terminal positivo del banco de UC para sensado de voltaje
U-	Conexión del terminal negativo del banco de UC hacia GND.
NOD	Contacto normalmente abierto del relé de resistencia de disipación conectado a drain de ultracapacitores DU.
30	Conexión desde source del mosfet S2 (UC) hacia el común del relé de resistencia de carga.
RC	Terminal de la resistencia de carga.



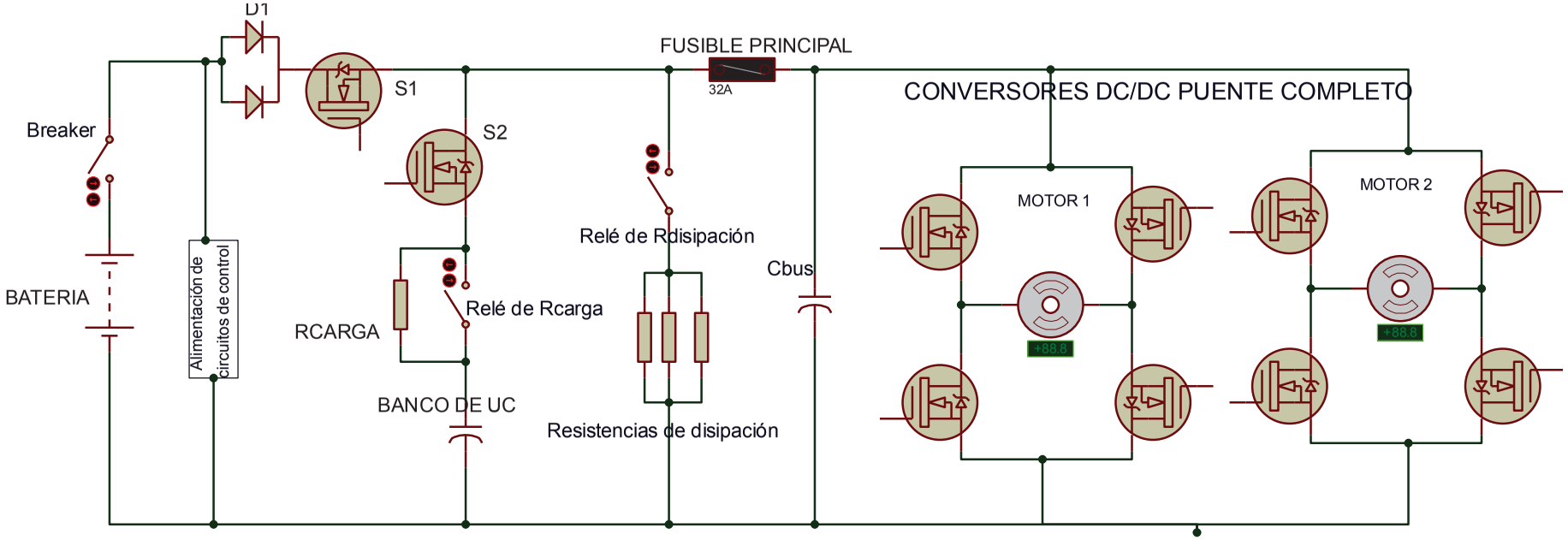
ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL		
Revisado por: MSc. Leonardo Ortega		**PROYECTO CONTROLADOR ELECTRÓNICO DE VELOCIDAD**
ANEXO B	**REALIZADO:** SERGIO AVILA VERÓNICA CUÁSQUER	**DIAGRAMAS DE ENTRADAS Y SALIDAS**
LÁMINA 4 de 5	**Fecha:** 12-2015	**DESCRIPCIÓN:** Regleta principal



ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL		
Revisado por: MSc. Leonardo Ortega		**PROYECTO CONTROLADOR ELECTRÓNICO DE VELOCIDAD**
ANEXO B	**REALIZADO:** SERGIO AVILA VERÓNICA CUÁSQUER	**DIAGRAMAS DE ENTRADAS Y SALIDAS**
LÁMINA 5 de 5	**Fecha:** 12-2015	**DESCRIPCIÓN:** Placa de control

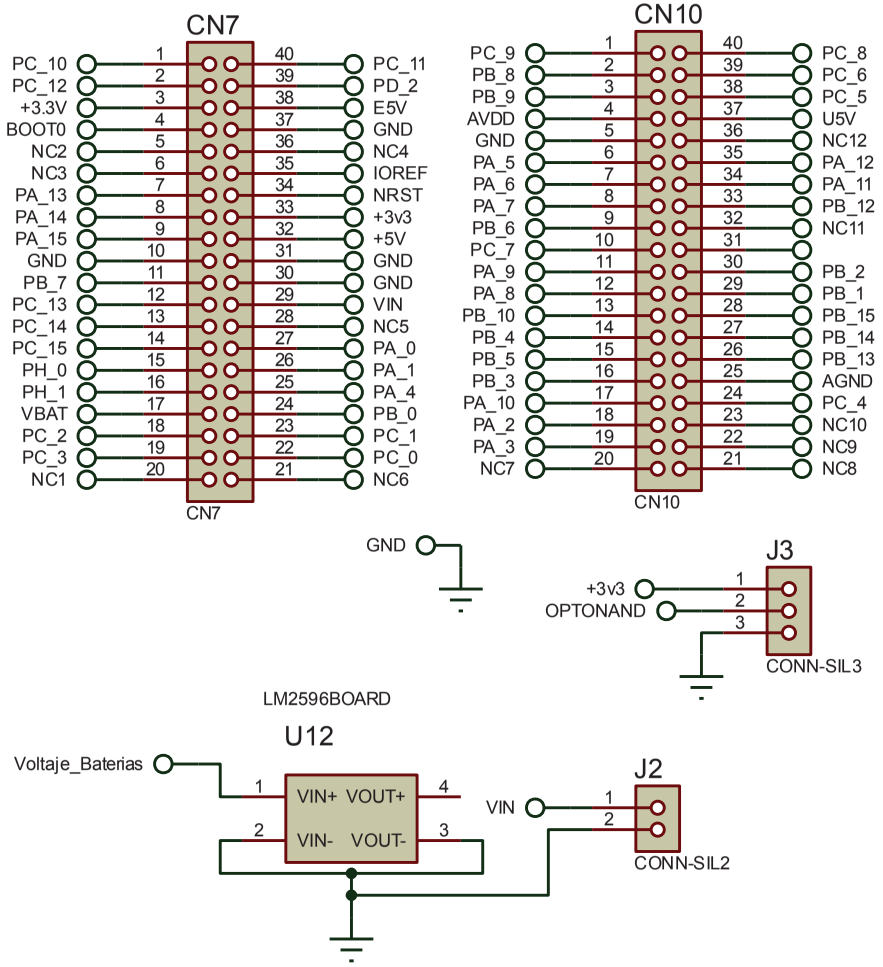
NOMENCLATURA DEL PLANO DEL DIAGRAMA DE ENTRADAS Y SALIDAS DE LA PLACA DE CONTROL

B+	Terminal positivo del bus de 24 VDC
B-	Terminal negativo del bus de 24 VDC (GND)
SB	Conexión al pin source del mosfet de batería (S1)
GB	Conexión al pin gate del mosfet de batería (S1)
SU	Conexión al pin source del mosfet de ultracapacitores (S2)
GU	Conexión al pin gate del mosfet de ultracapacitores (S2)
RX, TX, GND	Pines de comunicación serial con otros equipos (sección A.4)
M1Z (M1N)	Conexión entre un terminal del motor 1 y la entrada del sensor de corriente 1
M1	Conexión entre el sensor de corriente del motor 1 y el puente H 1
M2Z (M2R)	Conexión entre un terminal del motor 2 y la entrada del sensor de corriente 2
M2	Conexión entre el sensor de corriente del motor 2 y el puente H 2
E1	Cables del encoder del motor 1
E2	Cables del encoder del motor 2
XXC+	Terminal de la bobina del relé de resistencia de carga para el banco de UC y ánodo del diodo led interno del relé.
XXC-	Terminal de la bobina del relé de resistencia de carga para el banco de UC y cátodo del diodo led interno del relé.
XXD	Terminales de conexión para la bobina del relé de resistencia de disipación
VU+	Conexión al terminal positivo del banco de UC para sensado de voltaje
VBUS	Conexión al terminal positivo del capacitor conectado a la entrada de los puentes H (bus DC) para sensado de voltaje
C+	Terminal positivo de los ventiladores conectado al punto B+
C-	Terminal negativo de los ventiladores conectado al punto B-
GND	Tierra de la batería de 24 V (de todo el sistema). Se une a B-.
V	Espadín de conexión de 24V hacia los reductores de voltaje LM2596
G	Espadín de conexión de tierra de baterías hacia los reductores de voltaje LM2596
R1	Espadín de conexión del terminal proveniente de la salida positiva del reductor de voltaje LM2596 calibrado a 15 V
R2	Espadín de conexión del terminal proveniente de la salida positiva del reductor de voltaje LM2596 calibrado a 5 V

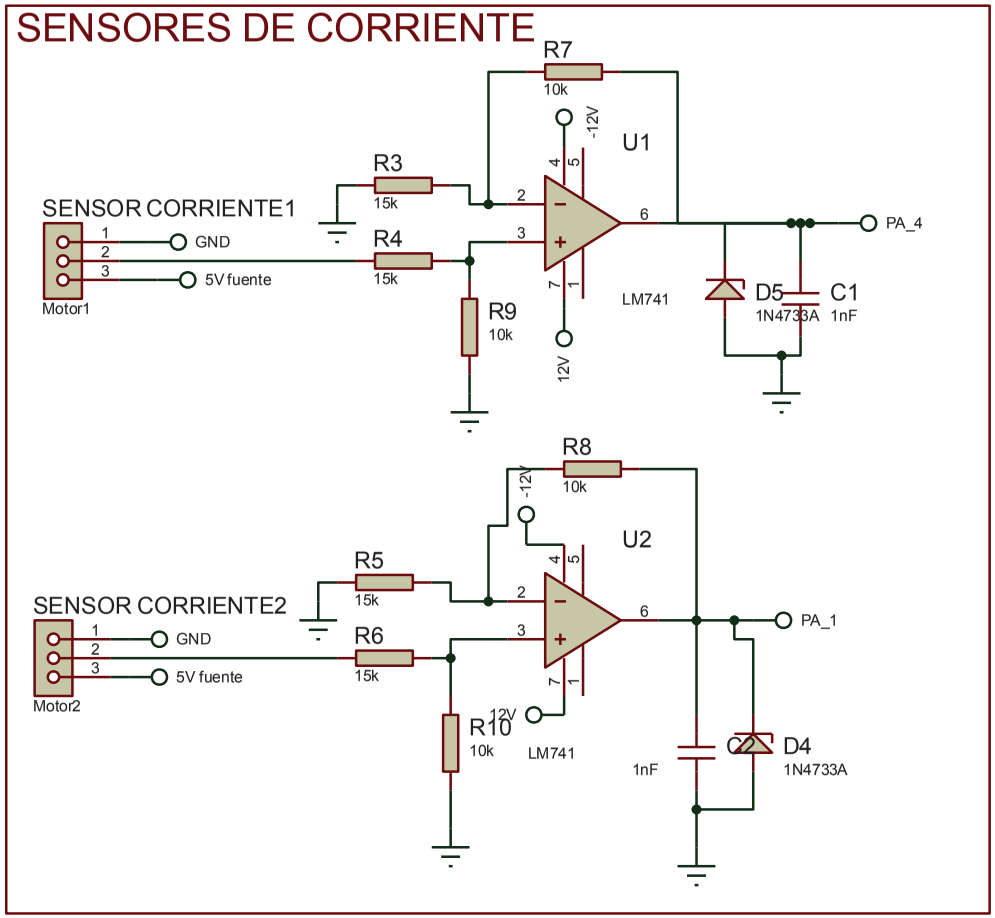


ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL		
Revisado por: MSc. Leonardo Ortega		**PROYECTO CONTROLADOR ELECTRÓNICO DE VELOCIDAD**
ANEXO B	**REALIZADO:** SERGIO AVILA VERÓNICA CUÁSQUER	**PLANOS ELECTRICOS**
LÁMINA 1 de 9	**Fecha:** 12-2015	**DESCRIPCIÓN:** Esquema General

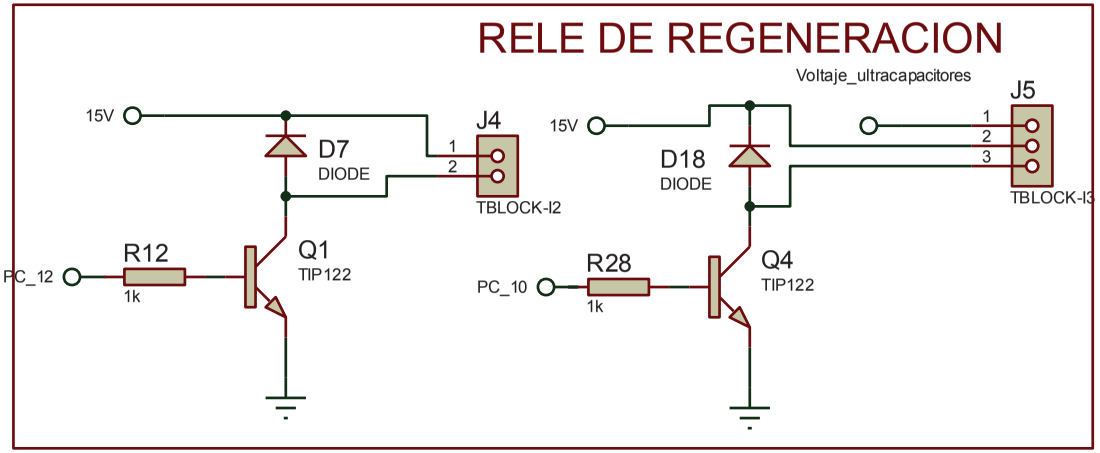
PLATAFORMA DE DESARROLLO SMT32F401RE

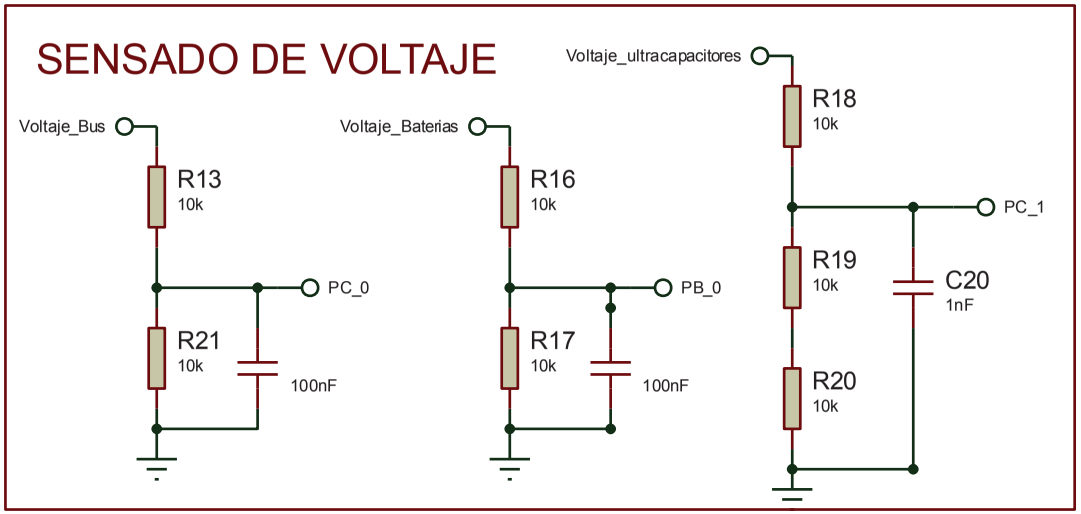


ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL		
Revisado por: MSc. Leonardo Ortega		**PROYECTO CONTROLADOR ELECTRÓNICO DE VELOCIDAD**
ANEXO B	**REALIZADO:** SERGIO AVILA VERÓNICA CUÁSQUER	**PLANOS ELECTRICOS**
LÁMINA 2 de 9	**Fecha:** 12-2015	**DESCRIPCIÓN:** Microcontrolador



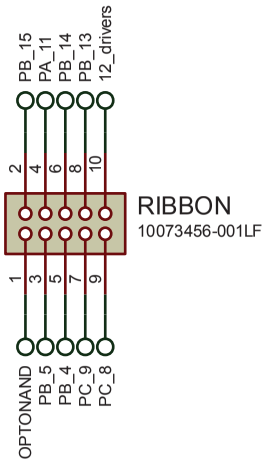
ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL		
Revisado por: MSc. Leonardo Ortega		**PROYECTO CONTROLADOR ELECTRÓNICO DE VELOCIDAD**
ANEXO **B**	**REALIZADO:** SERGIO AVILA VERÓNICA CUÁSQUER	**PLANOS ELECTRICOS**
LÁMINA **3 de 9**	**Fecha:** 12-2015	**DESCRIPCIÓN:** Sensores de corriente



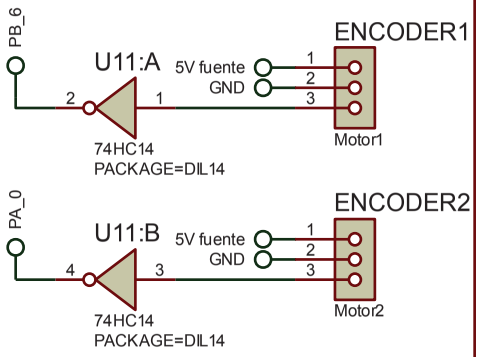


ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL		
Revisado por: MSc. Leonardo Ortega		**PROYECTO CONTROLADOR ELECTRÓNICO DE VELOCIDAD**
ANEXO B	**REALIZADO:** SERGIO AVILA VERÓNICA CUÁSQUER	**PLANOS ELECTRICOS**
LÁMINA 4 de 9	**Fecha:** 12-2015	**DESCRIPCIÓN:** Medición de voltaje y relés

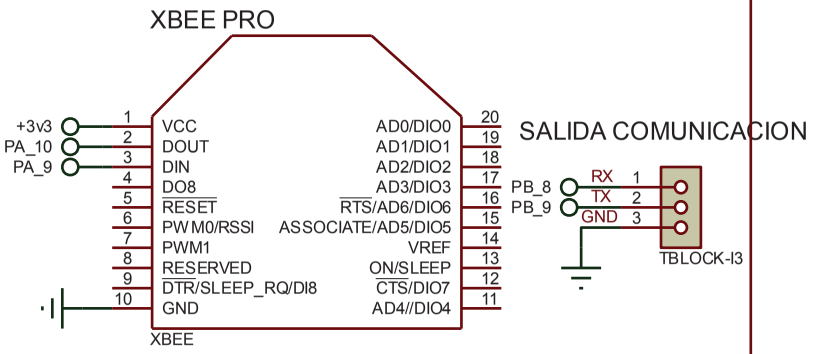
SEÑALES DE CONTROL



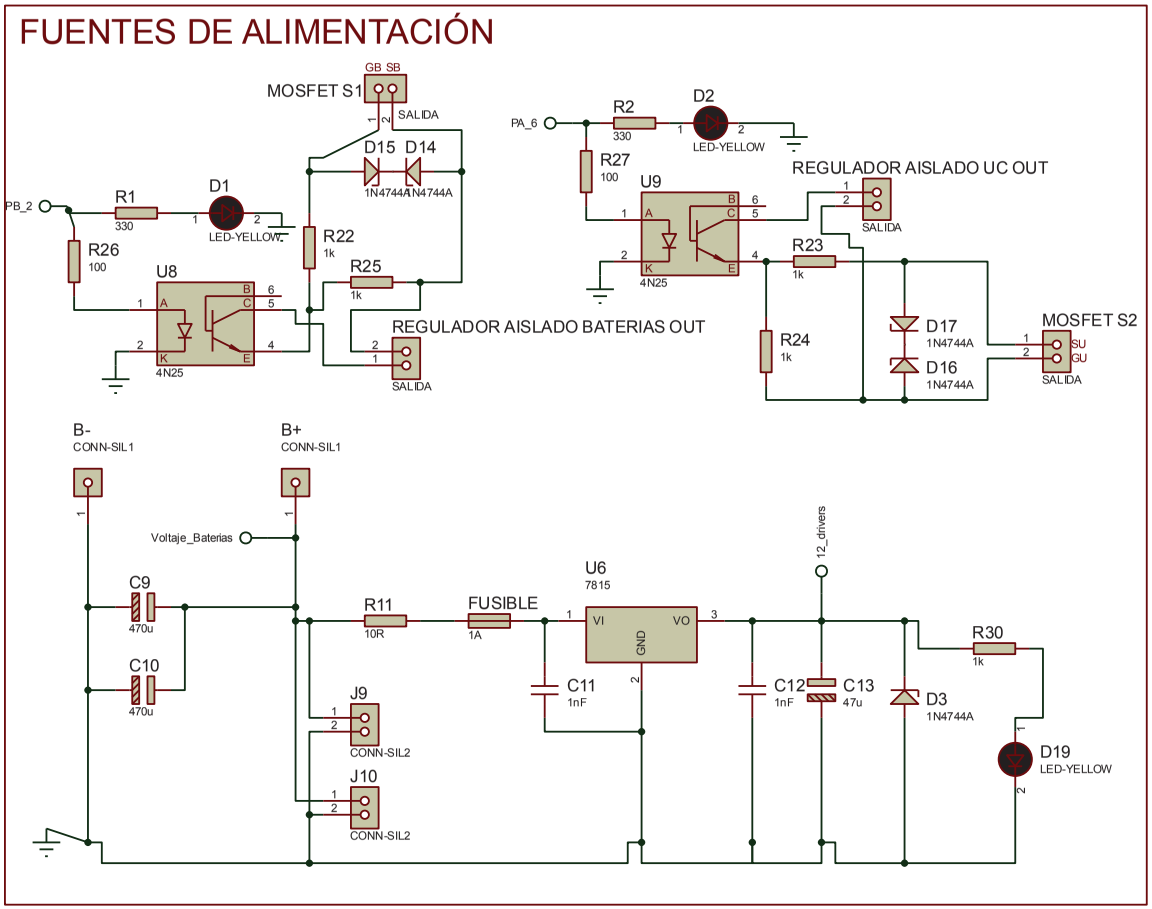
ENCODERS



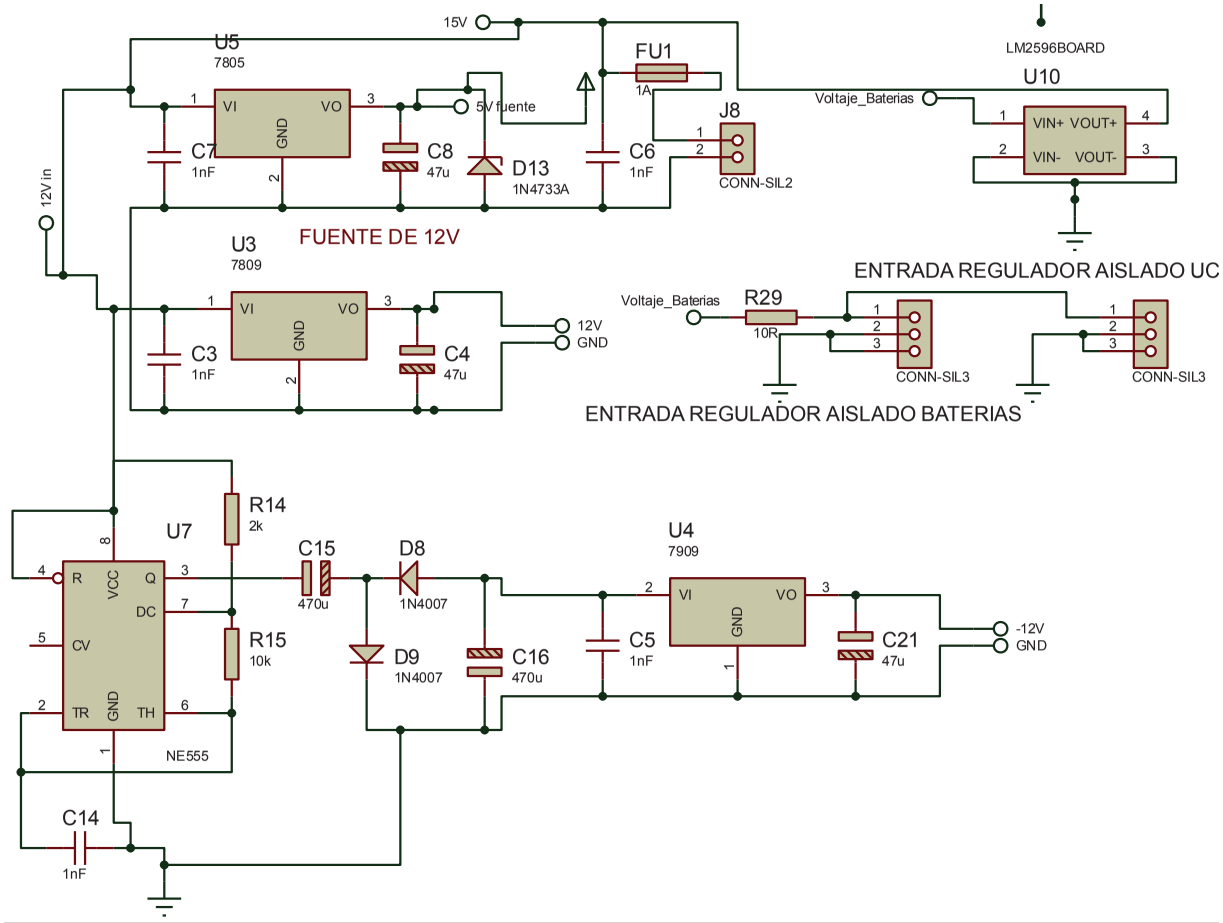
COMUNICACION SERIAL



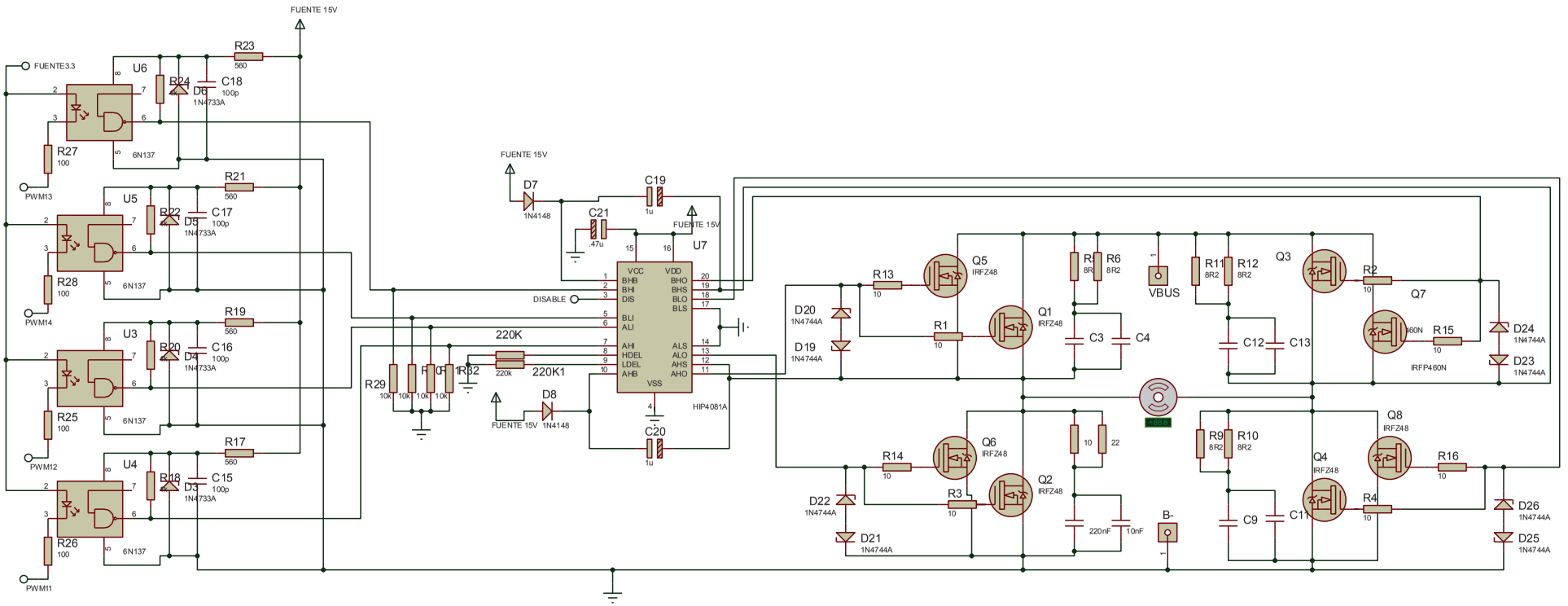
ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL		
Revisado por: MSc. Leonardo Ortega		**PROYECTO CONTROLADOR ELECTRÓNICO DE VELOCIDAD**
ANEXO B	**REALIZADO:** SERGIO AVILA VERÓNICA CUÁSQUER	**PLANOS ELECTRICOS**
LÁMINA 5 de 9	**Fecha:** 12-2015	**DESCRIPCIÓN:** Señales de control, encoders y XBEE

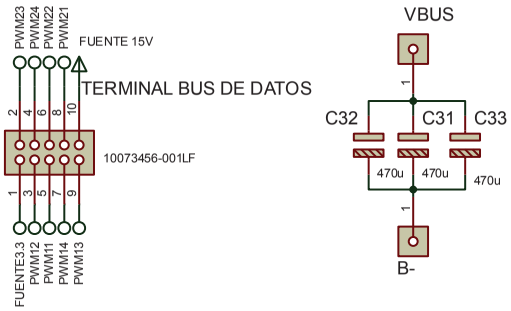


ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL		
Revisado por: MSc. Leonardo Ortega		**PROYECTO CONTROLADOR ELECTRÓNICO DE VELOCIDAD**
ANEXO **B**	**REALIZADO:**	**PLANOS ELECTRICOS**
LÁMINA **6 de 9**	SERGIO AVILA VERÓNICA CUÁSQUER **Fecha:** 12-2015	**DESCRIPCIÓN:** Fuentes de alimentación (1 de 2)



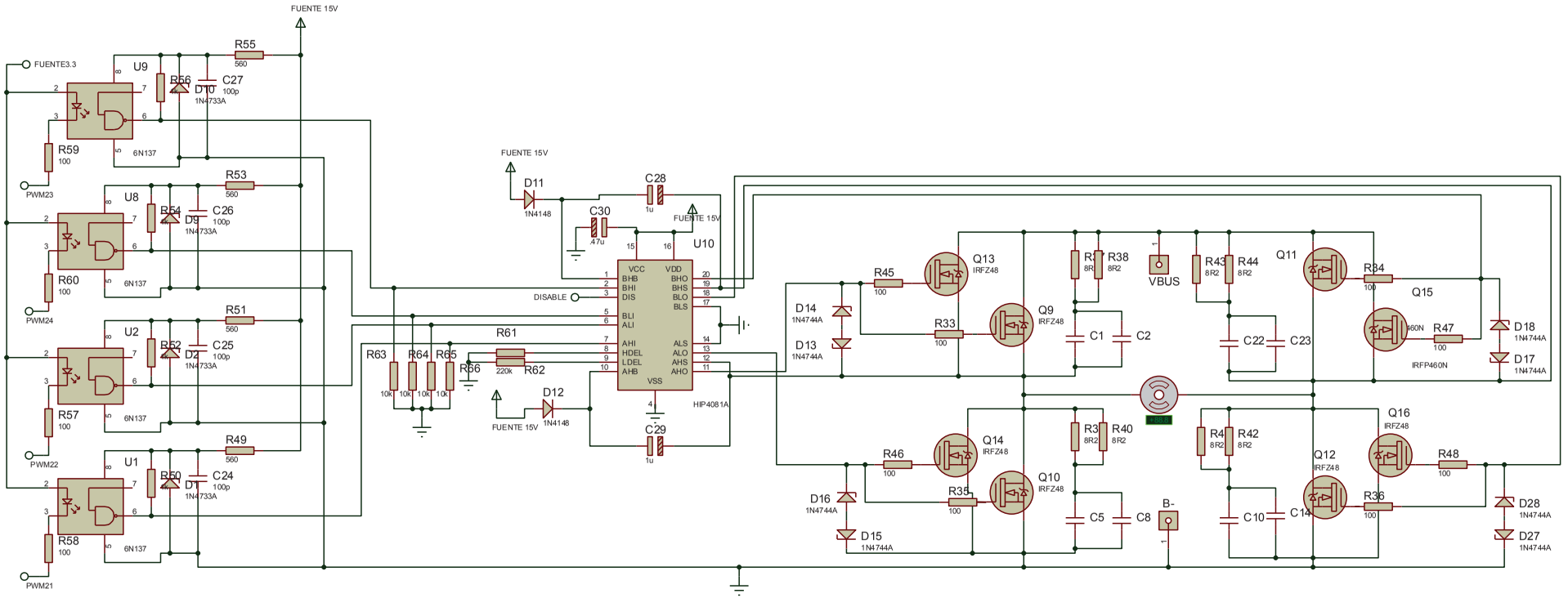
ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL		
Revisado por: MSc. Leonardo Ortega		**PROYECTO CONTROLADOR ELECTRÓNICO DE VELOCIDAD**
ANEXO B	**REALIZADO:** SERGIO AVILA VERÓNICA CUÁSQUER	**PLANOS ELECTRICOS**
LÁMINA 7 de 9	**Fecha:** 12-2015	**DESCRIPCIÓN:** Fuentes de alimentación (2 de 2)





ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

Revisado por: MSc. Leonardo Ortega		**PROYECTO CONTROLADOR ELECTRÓNICO DE VELOCIDAD**
ANEXO B	**REALIZADO:** SERGIO AVILA VERÓNICA CUÁSQUER	**PLANOS ELECTRICOS**
LÁMINA 8 de 9	**Fecha:** 12-2015	**DESCRIPCIÓN:** Circuito de potencia (motor1)



ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

Revisado por: MSc. Leonardo Ortega		**PROYECTO CONTROLADOR ELECTRÓNICO DE VELOCIDAD**
ANEXO **B**	**REALIZADO:**	**PLANOS ELECTRICOS**
LÁMINA **9 de 9**	SERGIO AVILA VERÓNICA CHÁSQUER **Fecha:** 12-2015	**DESCRIPCIÓN:** Circuito de potencia (motor2)

ANEXO C

C.1. FILTROS DIGITALES

Los filtros son muy importantes en la parte del procesamiento digital de señales ya que se usan para dos propósitos generales:

- Separación de señales que han sido combinadas, es decir que una señal ha sido contaminada con interferencia, ruido u otras señales no deseadas.
- Restauración de señales que han sido distorsionadas de alguna manera

Los problemas mencionados pueden ser corregidos con filtros analógicos o digitales. A pesar de que los filtros analógicos son baratos, rápidos y poseen un gran rango dinámico tanto en amplitud como en frecuencia, los filtros digitales son ampliamente superiores en relación al nivel de rendimiento que puede ser conseguido [64], como muestra en la Figura C.1.

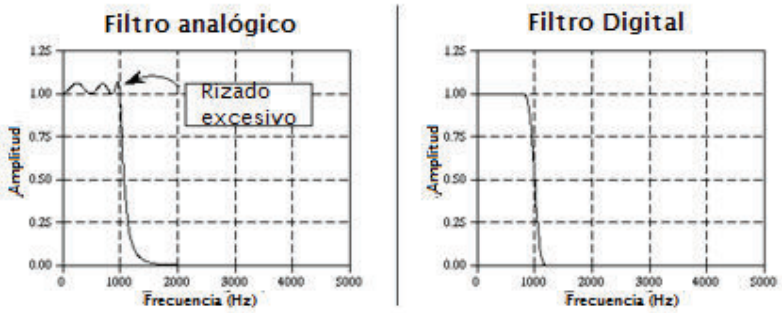


Figura C.1. Filtro analógico vs Filtro digital

C.1.1. RESPUESTA INFINITA AL IMPULSO (IIR)

Se retarda una copia de la señal de salida y se la combina con la nueva señal de entrada (Figura C.2.). A estos filtros también se los denominan filtros recursivos. [65]

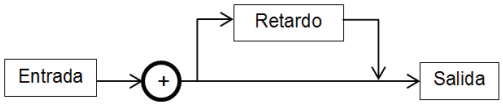


Figura C.2. Diagrama de bloques del filtro digital IIR

Al aplicar este filtro, la señal de salida $y[n]$ es encontrada al multiplicar el valor de la señal de entrada $x[n]$ por un coeficiente "a" y sumarlo a la multiplicación del valor de la señal anterior de salida $y[n-1]$ por un coeficiente "b". La ecuación (c.1) se llama ecuación recursiva, los valores de "a" y "b" se denominan coeficientes recursivos.

$$y[n] = a_o x[n] + a_1 x[n-1] + a_2 x[n-2] + a_3 x[n-3] + \cdots + b_1 y[n-1] + b_2 y[n-2] + b_3 y[n-3] + \cdots \quad (c.1)$$

Este tipo de filtros digitales pueden simular filtros analógicos que son compuestos por resistencias y capacitores, obteniendo filtros pasa bajos o pasa altos.

C.1.1.1. FILTRO RECURSIVO DE POLO SIMPLE

En este filtro se utilizan solamente dos coeficientes de (c.1), a_o y b_1:

$$y[n] = a_o x[n] + b_1 y[n-1] \quad (c.2)$$

Los coeficientes se pueden calcular de las siguientes ecuaciones:

Coeficientes para un filtro digital pasa bajos:

$$a_o = 1 - \phi \quad (c.3)$$

$$b_1 = \phi \quad (c.4)$$

La respuesta de salida de este filtro depende directamente del parámetro ϕ, el cual varía entre 0 y 1, y puede ser calculado de acuerdo a la constante de tiempo deseado para el filtro. Este tiempo es análogo al tiempo que le toma a un circuito RC en llegar al 36.8% de su valor final, por lo que el coeficiente "d" es el número de muestras que le toma a un filtro recursivo llegar al dicho nivel. [64]

$$\phi = e^{-1/d} \quad (c.5)$$

ANEXO D

HOJAS TÉCNICAS DE ELEMENTOS UTILIZADOS

D.1 STM32F401RE (PLATAFORMA DE DESARROLLO)

D.2 ULTRACAPACITOR 4424-XV

D.3 SW/SC001/003 Series DC-DC Converter (REGULADOR DE VOLTAJE AISLADO)

D.4 IRFZ48 (MOSFET)

D.5 HIP4081A (DRIVER DE MOSFET)

D.6 6N137 (OPTOACOPLADOR)

D.7 4N25 (OPTOACOPLADOR)

D.8 XBEE PRO 900 (TRANSMISOR DE SEÑAL INALÁMBRICA)

D.9 ACS712 (SENSOR DE CORRIENTE)

D.10 YUMO E6B2-CWZ6C (ENCODER)

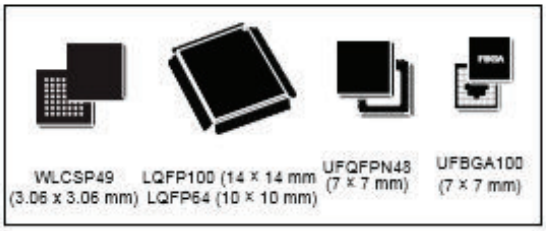
STM32F401xD STM32F401xE

ARM® Cortex®-M4 32b MCU+FPU, 105 DMIPS, 512KB Flash/96KB RAM, 11 TIMs, 1 ADC, 11 comm. interfaces

Datasheet - production data

Features

- Core: ARM® 32-bit Cortex®-M4 CPU with FPU, Adaptive real-time accelerator (ART Accelerator™) allowing 0-wait state execution from Flash memory, frequency up to 84 MHz, memory protection unit, 105 DMIPS/1.25 DMIPS/MHz (Dhrystone 2.1), and DSP instructions
- Memories
  - up to 512 Kbytes of Flash memory
  - up to 96 Kbytes of SRAM
- Clock, reset and supply management
  - 1.7 V to 3.6 V application supply and I/Os
  - POR, PDR, PVD and BOR
  - 4-to-26 MHz crystal oscillator
  - Internal 16 MHz factory-trimmed RC
  - 32 kHz oscillator for RTC with calibration
  - Internal 32 kHz RC with calibration
- Power consumption
  - Run: 146 µA/MHz (peripheral off)
  - Stop (Flash in Stop mode, fast wakeup time): 42 µA Typ @ 25C; 65 µA max @25 °C
  - Stop (Flash in Deep power down mode, fast wakeup time): down to 10 µA @ 25 °C; 30 µA max @25 °C
  - Standby: 2.4 µA @25 °C / 1.7 V without RTC; 12 µA @85 °C @1.7 V
  - V_{BAT} supply for RTC: 1 µA @25 °C
- 1×12-bit, 2.4 MSPS A/D converter: up to 16 channels
- General-purpose DMA: 16-stream DMA controllers with FIFOs and burst support
- Up to 11 timers: up to six 16-bit, two 32-bit timers up to 84 MHz, each with up to four IC/OC/PWM or pulse counter and quadrature (incremental) encoder input, two watchdog timers (independent and window) and a SysTick timer



- Debug mode
  - Serial wire debug (SWD) & JTAG interfaces
  - Cortex®-M4 Embedded Trace Macrocell™
- Up to 81 I/O ports with interrupt capability
  - Up to 78 fast I/Os up to 42 MHz
  - All I/O ports are 5 V-tolerant
- Up to 12 communication interfaces
  - Up to 3 x I^2C interfaces (SMBus/PMBus)
  - Up to 3 USARTs (2 x 10.5 Mbit/s, 1 x 5.25 Mbit/s), ISO 7816 interface, LIN, IrDA, modem control)
  - Up to 4 SPIs (up to 42Mbit/s at f_{CPU} = 84 MHz), SPI2 and SPI3 with muxed full-duplex I^2S to achieve audio class accuracy via internal audio PLL or external clock
  - SDIO interface
  - Advanced connectivity: USB 2.0 full-speed device/host/OTG controller with on-chip PHY
- CRC calculation unit
- 96-bit unique ID
- RTC: subsecond accuracy, hardware calendar
- All packages (WLCSP49, LQFP64/100, UFQFPN48, UFBGA100) are ECOPACK®2

Table 1. Device summary

Reference	Part number
STM32F401xD	STM32F401CD, STM32F401RD, STM32F401VD
STM32F401xE	STM32F401CE, STM32F401RE, STM32F401VE

PowerStor XV Series

Snap-in cylindrical supercapacitors

Features and benefits

- Over 10-year operating life at room temperature
- Ultra low ESR for high power density
- Large capacitance for high energy density
- Long cycle life
- UL Recognized

Applications

- Hybrid battery or fuel cell systems
- High pulse current applications
- UPS / hold up power

Description

Eaton PowerStor supercapacitors are unique, ultra-high capacitance devices utilizing electrochemical double layer capacitor (EDLC) construction combined with new, high performance materials. This combination of advanced technologies allows Eaton to offer a wide variety of capacitor solutions tailored to specific applications that range from a few microamps for several days to several amps for milliseconds.

Technical Data **4424**
Effective October 2014

XV Series
Snap-in cylindrical supercapacitors

Specifications

Capacitance	300F to 600F
Working voltage	2.7V
Surge voltage	2.85V
Capacitance tolerance	-5% to +10%
Operating temperature range	-40°C to 65°C
Extended operating temperature range	-40°C to 85°C (with voltage derating to 2.3V @ 85°C)

Standard Product[1]

Capacitance (F)	Part Number	Max. initial DC ESR (mΩ) (Equivalent Series Resistance)	Max continuous current (A)[2]	Peak current (A)[3]	Max leakage current (mA)[4]	Max power (W)[5]	Stored energy (Wh)[6]	Typical mass (g)
300	XV3550-2R7307-R	4.5	20	160	0.60	410	0.30	62
400	XV3560-2R7407-R	3.2	26	220	0.85	570	0.41	72
600	XV3585-2R7607-R	2.6	33	320	1.30	790	0.60	108

1. Capacitance, ESR and Leakage current are all measured according to IEC 62391-1 at 20°C
2. 15°C Temperature Rise
3. Peak Current is for 1 second = 1/2 Working Voltage x Capacitance / (1 + DC ESR x Capacitance)
4. Leakage current measured after 72 hours, 20°C
5. Max. Power = Working Voltage² / 4 / DC ESR
6. Stored energy = 1/2 Capacitance x Working Voltage² / 3600

Performance

Parameter		Capacitance Change (% of initial value)	ESR (% of max. initial value)
Life			
@ Max. operating voltage and temp)	1500 hours	≤ 20%	≤ 200%
Charge/discharge cycling[1]	500,000	≤ 20%	≤ 200%
Storage Life			
-40°C to +65°C	1500 hours	≤ 20%	≤ 200%
≤ 30%	3 years	≤ 5%	≤ 10%

1. Cycling between max operating and 50% of max operating voltage at room temperature

SW/SC001/003 Series DC-DC Converter Power Modules:

18-36V & 36-75Vdc Input; 3.3V-15Vdc Output; 1-3.5A Output Current

Representative Photo.
Actual product may vary.

RoHS Compliant

Applications

- Wireless Networks
- Distributed power architectures
- Optical and Access Network Equipment
- Enterprise Networks
- Latest generation IC's (DSP, FPGA, ASIC) and Microprocessor powered applications

Options

- Remote On/Off logic (positive or negative), pin optional for TH version (Suffix 1 or 4)
- Output voltage adjustment-Trim, pin optional for TH version (Suffix 9)
- Surface Mount/Tape and Reel (-SR Suffix)

Features

- Compliant to RoHS II EU Directive 2011/65/EC (-Z versions)
- Compliant to ROHS EU Directive 2002/95/EC with lead solder exemption (non-Z versions)
- Delivers up to 3.5A Output current

  15V (1A), 12V (1.25A), 5.0V (3A) and 3.3V (3.5A)
- High efficiency – 86% at 5.0V full load (V_{IN}=54 Vdc)
- Low output ripple and noise
- Small Size and low profile

  27.94mm x 24.38mm x 8.5mm

  (1.10 x 0.96 x 0.335 in)
- Industry Standard pin-out:

  TH version is LW series compatible
- Surface mount (SMT) or Through hole (TH)
- Remote On/Off (optional pin on TH version)
- Output overcurrent/voltage protection
- Single Tightly regulated output
- Output voltage adjustment trim ±10%
- Wide operating temperature range (-40°C to 85°C)
- Meets the voltage insulation requirements for ETSI 300-132-2 and complies with and is Licensed for Basic Insulation rating per EN 60950
- CE mark meets the 2006/95/EC directive§
- *UL** 60950-1Recognized, *CSA*† C22.2 No. 60950-1-03 Certified, and *VDE*‡ 0805: (IEC60950, 3rd Edition) Licensed
- ISO** 9001 and ISO 14001 certified manufacturing facilities
- Approved for Basic Insulation

Absolute Maximum Ratings

Stresses in excess of the absolute maximum ratings can cause permanent damage to the device. These are absolute stress ratings only, functional operation of the device is not implied at these or any other conditions in excess of those given in the operations sections of the data sheet. Exposure to absolute maximum ratings for extended periods can adversely affect the device reliability.

Parameter	Device	Symbol	Min	Max	Unit
Input Voltage (Continuous)	SW	V_{IN}	-0.3	80	Vdc
	SC	V_{IN}	-0.3	50	
Transient (100ms)	All	$V_{IN, trans}$	-0.3	100	Vdc
Operating Ambient Temperature (see Thermal Considerations section)	All	T_A	-40	85	°C
Storage Temperature	All	T_{stg}	-55	125	°C
I/O Isolation Voltage (100% factory Hi-Pot tested)	All	—	—	2250	Vdc

Electrical Specifications

Unless otherwise indicated, specifications apply over all operating input voltage, resistive load, and temperature conditions.

Parameter	Device	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Operating Input Voltage	SW	V_{IN}	36	54	75	Vdc
	SC	V_{IN}	18	27	36	Vdc
Maximum Input Current (V_{IN}=0V to 75V, I_o=$I_{o, max}$)	SW	$I_{IN,max}$			0.6	Adc
(V_{IN}=0V to 36V, I_o=$I_{o, max}$)	SC	$I_{IN,max}$			1.2	Adc
Inrush Transient	All	I^2t			0.05	A^2s
Input Reflected Ripple Current, peak-to-peak (5Hz to 20MHz, 12µH source impedance; V_{IN}=0V to 75V, I_o= I_{omax} ; see Test configuration section)	All			30		mAp-p
Input Ripple Rejection (120Hz)	All			50		dB
EMC, EN55022		See EMC Considerations section				

Electrical Specifications (continued)

Parameter	Device	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Output Voltage Set-point ($V_{IN}=V_{IN,nom}$, $I_O=I_{O,max}$, T_A=25°C)	All	$V_{O,set}$	-1.5	—	+1.5	% $V_{O,set}$
Output Voltage (Over all operating input voltage, resistive load, and temperature conditions until end of life)		V_O	-3.0	—	+3.0	% $V_{O,set}$
Adjustment Range Selected by external resistor	All	$V_{O,adj}$	-10.0		+10.0	% $V_{O,set}$
Output Regulation						
Line ($V_{IN}=V_{IN,min}$ to $V_{IN,max}$) (relative to actual $V_{O,set}$ at 50% load)	All		—	0.05	0.3	% $V_{O,set}$
Load ($I_O=I_{O,min}$ to $I_{O,max}$) (relative to actual $V_{O,set}$ at Typical V_{IN})	All		—	0.05	0.2	% $V_{O,set}$
Temperature ($T_{ref}=T_{A,min}$ to $T_{A,max}$)	All		—	—	1.00	% $V_{O,set}$
Output Ripple and Noise on nominal output Measured with 10uF Tantalum and 1uF ceramic ($V_{IN}=V_{IN,nom}$ I_O=80%$I_{O,max}$ T_A=25°C)						
RMS (5Hz to 20MHz bandwidth)	5V, 3.3V		—	—	25	mV_{rms}
Peak-to-Peak (5Hz to 20MHz bandwidth)	5V, 3.3V		—	—	75	mV_{pk-pk}
RMS (5Hz to 20MHz bandwidth)	15V, 12V		—	—	35	mV_{rms}
Peak-to-Peak (5Hz to 20MHz bandwidth)	15V, 12V		—	—	100	mV_{pk-pk}
External Capacitance	3.3V, 5V	$C_{O,max}$	0	—	1000	µF
	12V, 15V	$C_{O,max}$	0	—	220	µF
Output Current	15V	I_o	0	—	1.0	Adc
	12V	I_o	0	—	1.25	Adc
	5V	I_o	0	—	3.0	Adc
	3.3V	I_o	0	—	3.5	Adc
Output Current Limit Inception	15V	$I_{O,lim}$	1.1	—	—	Adc
(Hiccup Mode)	12V	$I_{O,lim}$	1.4	—	—	Adc
	5V	$I_{O,lim}$	3.2	4.2	—	Adc
	3.3V	$I_{O,lim}$	3.7	—	—	Adc
Output Short-Circuit Current	15V	$I_{O,s/c}$	—	—	0.8	Arms
$V_O \leq$ 250 mV @ 25° C	12V	$I_{O,s/c}$	—	—	1.2	Arms
	5V	$I_{O,s/c}$	—	—	0.7	Arms
	3.3V	$I_{O,s/c}$	—	—	1.5	Arms
Efficiency	SW (15V)	η	—	88.0	—	%
$V_{IN}=V_{IN,nom}$, T_A=25°C	SW (12V)	η	—	87.0	—	%
$I_O=I_{O,max}$, $V_O=V_{O,set}$	SW (5.0V)	η	—	86.0	—	%
	SW (3.3V)	η	83.0	85.0	—	%
	SC (12V)	η	—	85.0	—	%
	SC (5.0V)	η	—	85.5	—	%
	SC (3.3V)	η	—	85.5	—	%

VISHAY.

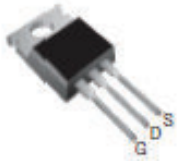
IRFZ48, SiHFZ48

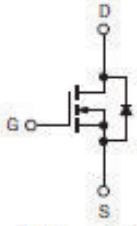
Vishay Siliconix

Power MOSFET

PRODUCT SUMMARY		
V_{DS} (V)	60	
$R_{DS(on)}$ (Ω)	V_{GS} = 10 V	0.018
Q_g (Max.) (nC)	110	
Q_{gs} (nC)	29	
Q_{gd} (nC)	36	
Configuration	Single	

TO-220AB





N-Channel MOSFET

FEATURES

- Dynamic dV/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Ultra Low On-Resistance
- Very Low Thermal Resistance
- 175 °C Operating Temperature
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Compliant to RoHS Directive 2002/95/EC

Pb Available RoHS* COMPLIANT

DESCRIPTION

Third generation Power MOSFETs from Vishay provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-220AB package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 W. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220AB contribute to its wide acceptance throughout the industry.

ORDERING INFORMATION	
Package	TO-220AB
Lead (Pb)-free	IRFZ48PbF
	SiHFZ48-E3
SnPb	IRFZ48
	SiHFZ48

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T_C = 25 °C, unless otherwise noted)

PARAMETER			SYMBOL	LIMIT	UNIT
Drain-Source Voltage			V_{DS}	60	V
Gate-Source Voltage			V_{GS}	± 20	
Continuous Drain Current[a]	V_{GS} at 10 V	T_C = 25 °C	I_D	50	A
		T_C = 100 °C		50	
Pulsed Drain Current[a]			I_{DM}	290	
Linear Derating Factor				1.3	W/°C
Single Pulse Avalanche Energy[b]			E_{AS}	100	mJ
Avalanche Current[a]			I_{AR}	50	A
Repetitive Avalanche Energy[a]			E_{AR}	19	mJ
Maximum Power Dissipation	T_C = 25 °C		P_D	190	W
Peak Diode Recovery dV/dt[c]			dV/dt	4.5	V/ns
Operating Junction and Storage Temperature Range			T_J, T_{stg}	- 55 to + 175	°C
Soldering Recommendations (Peak Temperature)[d]	for 10 s			300	
Mounting Torque	6-32 or M3 screw			10	lbf · in
				1.1	N · m

Notes

THERMAL RESISTANCE RATINGS

PARAMETER	SYMBOL	TYP.	MAX.	UNIT
Maximum Junction-to-Ambient	R_{thJA}	-	62	°C/W
Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	R_{thCS}	0.50	-	
Maximum Junction-to-Case (Drain)	R_{thJC}	-	0.80	

SPECIFICATIONS (T_J = 25 °C, unless otherwise noted)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Static						
Drain-Source Breakdown Voltage	V_{DS}	V_{GS} = 0 V, I_D = 250 µA	60	-	-	V
V_{DS} Temperature Coefficient	$\Delta V_{DS}/T_J$	Reference to 25 °C, I_D = 1 mA	-	0.060	-	V/°C
Gate-Source Threshold Voltage	$V_{GS(th)}$	V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250 µA	2.0	-	4.0	V
Gate-Source Leakage	I_{GSS}	V_{GS} = ± 20	-	-	± 100	nA
Zero Gate Voltage Drain Current	I_{DSS}	V_{DS} = 60 V, V_{GS} = 0 V	-	-	25	µA
		V_{DS} = 48 V, V_{GS} = 0 V, T_J = 150 °C	-	-	250	
Drain-Source On-State Resistance	$R_{DS(on)}$	V_{GS} = 10 V; I_D = 43 A[b]	-	-	0.018	Ω
Forward Transconductance	g_{fs}	V_{DS} = 25 V, I_D = 43 A[b]	27	-	-	S
Dynamic						
Input Capacitance	C_{iss}	V_{GS} = 0 V, V_{DS} = 25 V, f = 1.0 MHz, see fig. 5	-	2400	-	pF
Output Capacitance	C_{oss}		-	1300	-	
Reverse Transfer Capacitance	C_{rss}		-	190	-	
Total Gate Charge	Q_g	V_{GS} = 10 V; I_D = 72 A, V_{DS} = 48 V, see fig. 6 and 13[b]	-	-	110	nC
Gate-Source Charge	Q_{gs}		-	-	29	
Gate-Drain Charge	Q_{gd}		-	-	36	
Turn-On Delay Time	$t_{d(on)}$	V_{DD} = 30 V, I_D = 72 A, R_g = 9.1 Ω, R_D = 0.34 Ω, see fig. 10[b]	-	8.1	-	ns
Rise Time	t_r		-	250	-	
Turn-Off Delay Time	$t_{d(off)}$		-	210	-	
Fall Time	t_f		-	250	-	
Internal Drain Inductance	L_D	Between lead, 6 mm (0.25") from package and center of die contact	-	4.5	-	nH
Internal Source Inductance	L_S		-	7.5	-	
Drain-Source Body Diode Characteristics						
Continuous Source-Drain Diode Current	I_S	MOSFET symbol showing the integral reverse p - n junction diode	-	-	50[c]	A
Pulsed Diode Forward Current[a]	I_{SM}		-	-	290	
Body Diode Voltage	V_{SD}	T_J = 25 °C, I_S = 72 A, V_{GS} = 0 V[b]	-	-	2.0	V
Body Diode Reverse Recovery Time	t_{rr}	T_J = 25 °C, I_F = 72 A, dI/dt = 100 A/µs[b]	-	120	180	ns
Body Diode Reverse Recovery Charge	Q_{rr}		-	0.50	0.80	µC
Forward Turn-On Time	t_{on}	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S and L_D)				

Data Sheet September 15, 2015 FN3659.8

80V/2.5A Peak, High Frequency Full Bridge FET Driver

The HIP4081A is a high frequency, medium voltage Full Bridge N-Channel FET driver IC, available in 20 lead plastic SOIC and DIP packages. The HIP4081A can drive every possible switch combination except those which would cause a shoot-through condition. The HIP4081A can switch at frequencies up to 1MHz and is well suited to driving Voice Coil Motors, high-frequency switching power amplifiers, and power supplies.

For example, the HIP4081A can drive medium voltage brush motors, and two HIP4081As can be used to drive high performance stepper motors, since the short minimum "on-time" can provide fine micro-stepping capability.

Short propagation delays of approximately 55ns maximizes control loop crossover frequencies and dead-times which can be adjusted to near zero to minimize distortion, resulting in rapid, precise control of the driven load.

A similar part, the HIP4080A, includes an on-chip input comparator to create a PWM signal from an external triangle wave and to facilitate "hysteresis mode" switching.

The Application Note for the HIP4081A is the AN9405.

Ordering Information

PART NUMBER	TEMP RANGE (°C)	PACKAGE	PKG. DWG. #
HIP4081AIP **(No longer available, recommended replacement: HIP4081AIPZ)**	-40 to 85	20 Ld PDIP	E20.3
HIP4081AIPZ (Note)	-40 to 85	20 Ld PDIP (Pb-free)	E20.3
HIP4081AIB	-40 to 85	20 Ld SOIC (W)	M20.3
HIP4081AIBZ (Note)	-40 to 85	20 Ld SOIC (W) (Pb-free)	M20.3

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

Features

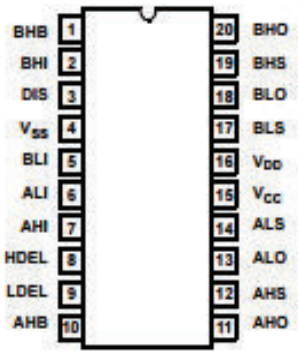
- Independently Drives 4 N-Channel FET in Half Bridge or Full Bridge Configurations
- Bootstrap Supply Max Voltage to $95V_{DC}$
- Drives 1000pF Load at 1MHz in Free Air at 50°C with Rise and Fall Times of Typically 10ns
- User-Programmable Dead Time
- On-Chip Charge-Pump and Bootstrap Upper Bias Supplies
- DIS (Disable) Overrides Input Control
- Input Logic Thresholds Compatible with 5V to 15V Logic Levels
- Very Low Power Consumption
- Undervoltage Protection
- Pb-free Available

Applications

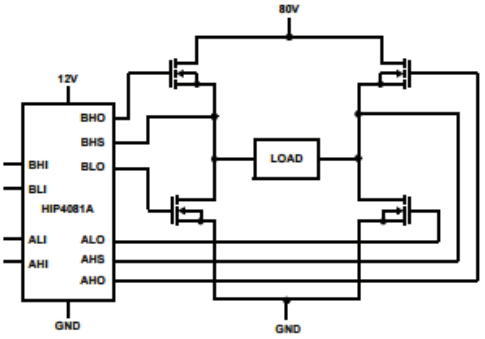
- Medium/Large Voice Coil Motors
- Full Bridge Power Supplies
- Switching Power Amplifiers
- High Performance Motor Controls
- Noise Cancellation Systems
- Battery Powered Vehicles
- Peripherals
- U.P.S.

Pinout

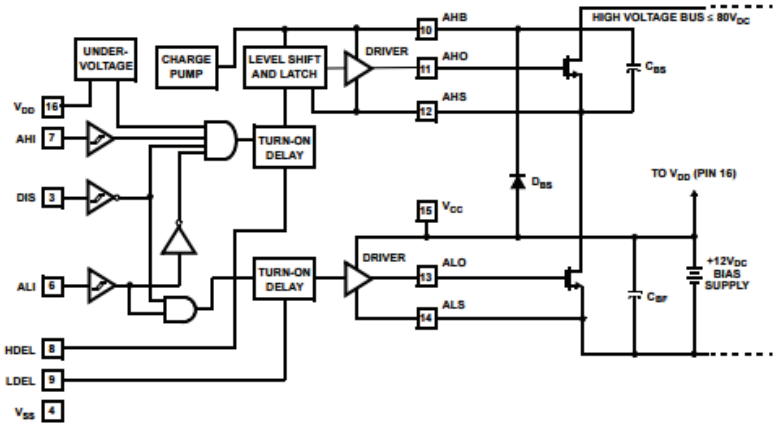
HIP4081A
(PDIP, SOIC)
TOP VIEW



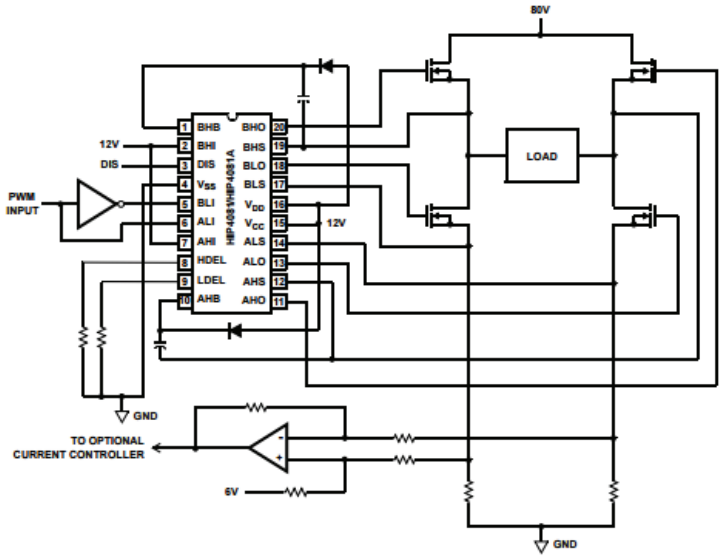
Application Block Diagram



Functional Block Diagram (1/2 HIP4081A)



Typical Application (PWM Mode Switching)



Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage, V_{DD} and V_{CC} ..... -0.3V to 16V
Logic I/O Voltages ..... -0.3V to V_{DD} +0.3V
Voltage on AHS, BHS ... -6.0V (Transient) to 80V (25°C to 125°C)
Voltage on AHS, BHS ... -6.0V (Transient) to 70V (-55°C to 125°C)
Voltage on ALS, BLS ..... -2.0V (Transient) to +2.0V (Transient)
Voltage on AHB, BHB ..... $V_{AHS, BHS}$ -0.3V to $V_{AHS, BHS}$ +V_{DD}
Voltage on ALO, BLO ..... $V_{ALS, BLS}$ -0.3V to V_{CC} +0.3V
Voltage on AHO, BHO ..... $V_{AHS, BHS}$ -0.3V to $V_{AHB, BHB}$ +0.3V
Input Current, HDEL and LDEL ..... -5mA to 0mA
Phase Slew Rate 20V/ns
NOTE: All Voltages relative to V_{SS}, unless otherwise specified.

Operating Conditions

Supply Voltage, V_{DD} and V_{CC} ..... +9.5V to +15V
Voltage on ALS, BLS ..... -1.0V to +1.0V
Voltage on AHB, BHB ..... $V_{AHS, BHS}$ +5V to $V_{AHS, BHS}$ +15V
Input Current, HDEL and LDEL ..... -500µA to -50µA
Operating Ambient Temperature Range ..... -40°C to 85°C

Thermal Information

Thermal Resistance (Typical, Note 1)	θ_{JA} (°C/W)
SOIC Package	85
DIP Package	75

Storage Temperature Range ..... -65°C to 150°C
Operating Max. Junction Temperature ..... 125°C
Lead Temperature (Soldering 10s)) ..... 300°C
(For SOIC - Lead Tips Only

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTE:

1. θ_{JA} is measured with the component mounted on an evaluation PC board in free air.

Electrical Specifications

$V_{DD} = V_{CC} = V_{AHB} = V_{BHB} = 12V$, $V_{SS} = V_{ALS} = V_{BLS} = V_{AHS} = V_{BHS} = 0V$, $R_{HDEL} = R_{LDEL} = 100K$ and $T_A = 25°C$, Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	$T_J = 25°C$			$T_{JS} = -40°C$ TO 125°C		UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
SUPPLY CURRENTS AND CHARGE PUMPS								
V_{DD} Quiescent Current	I_{DD}	All inputs = 0V	8.5	10.5	14.5	7.5	14.5	mA
V_{DD} Operating Current	I_{DDO}	Outputs switching f = 500kHz	9.5	12.5	15.5	8.5	15.5	mA
V_{CC} Quiescent Current	I_{CC}	All Inputs = 0V, $I_{ALO} = I_{BLO} = 0$	-	0.1	10	-	20	µA
V_{CC} Operating Current	I_{CCO}	f = 500kHz, No Load	1	1.25	2.0	0.8	3	mA
AHB, BHB Quiescent Current - Cpump Output Current	I_{AHB}, I_{BHB}	All Inputs = 0V, $I_{AHO} = I_{BHO} = 0$ $V_{DD} = V_{CC} = V_{AHB} = V_{BHB} = 10V$	-50	-30	-11	-60	-10	µA
AHB, BHB Operating Current	I_{AHBO}, I_{BHBO}	f = 500kHz, No Load	0.6	1.2	1.5	0.5	1.9	mA
AHS, BHS, AHB, BHB Leakage Current	I_{HLK}	$V_{BHS} = V_{AHS} = 80V$, $V_{AHB} = V_{BHB} = 93V$	-	0.02	1.0	-	10	µA
AHB-AHS, BHB-BHS Cpump Output Voltage	V_{AHB}-V_{AHS} V_{BHB}-V_{BHS}	$I_{AHS} = I_{AHB} = 0$, No Load	11.5	12.6	14.0	10.5	14.5	V
INPUT PINS: ALI, BLI, AHI, BHI, AND DIS								
Low Level Input Voltage	V_{IL}	Full Operating Conditions	-	-	1.0	-	0.8	V
High Level Input Voltage	V_{IH}	Full Operating Conditions	2.5	-	-	2.7	-	V
Input Voltage Hysteresis			-	35	-	-	-	mV
Low Level Input Current	I_{IL}	V_{IN} = 0V, Full Operating Conditions	-130	-100	-75	-135	-65	µA
High Level Input Current	I_{IH}	V_{IN} = 5V, Full Operating Conditions	-1	-	+1	-10	+10	µA
TURN-ON DELAY PINS: LDEL AND HDEL								
LDEL, HDEL Voltage	V_{HDEL}, V_{LDEL}	$I_{HDEL} = I_{LDEL} = -100µA$	4.9	5.1	5.3	4.8	5.4	V
GATE DRIVER OUTPUT PINS: ALO, BLO, AHO, AND BHO								
Low Level Output Voltage	V_{OL}	I_{OUT} = 100mA	0.7	0.85	1.0	0.5	1.1	V
High Level Output Voltage	V_{CC}-V_{OH}	I_{OUT} = -100mA	0.8	0.95	1.1	0.5	1.2	V
Peak Pullup Current	I_O^+	V_{OUT} = 0V	1.7	2.6	3.8	1.4	4.1	A

Electrical Specifications $V_{DD} = V_{CC} = V_{AHB} = V_{BHB} = 12V$, $V_{SS} = V_{ALS} = V_{BLS} = V_{AHS} = V_{BHS} = 0V$, $R_{HDEL} = R_{LDEL} = 100K$ and $T_A = 25°C$, Unless Otherwise Specified (Continued)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	$T_J = 25°C$			T_{JS} = -40°C TO 125°C		UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
Peak Pulldown Current	I_{O-}	$V_{OUT} = 12V$	1.7	2.4	3.3	1.3	3.6	A
Undervoltage, Rising Threshold	UV+		8.1	8.8	9.4	8.0	9.5	V
Undervoltage, Falling Threshold	UV-		7.6	8.3	8.9	7.5	9.0	V
Undervoltage, Hysteresis	HYS		0.25	0.4	0.65	0.2	0.7	V

Switching Specifications $V_{DD} = V_{CC} = V_{AHB} = V_{BHB} = 12V$, $V_{SS} = V_{ALS} = V_{BLS} = V_{AHS} = V_{BHS} = 0V$, $R_{HDEL} = R_{LDEL} = 10K$, $C_L = 1000pF$.

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	$T_J = 25°C$			T_{JS} = -40°C TO 125°C		UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
Lower Turn-off Propagation Delay (ALI-ALO, BLI-BLO)	T_{LPHL}		-	30	60	-	80	ns
Upper Turn-off Propagation Delay (AHI-AHO, BHI-BHO)	T_{HPHL}		-	35	70	-	90	ns
Lower Turn-on Propagation Delay (ALI-ALO, BLI-BLO)	T_{LPLH}	$R_{HDEL} = R_{LDEL} = 10K$	-	45	70	-	90	ns
Upper Turn-on Propagation Delay (AHI-AHO, BHI-BHO)	T_{HPLH}	$R_{HDEL} = R_{LDEL} = 10K$	-	60	90	-	110	ns
Rise Time	T_R		-	10	25	-	35	ns
Fall Time	T_F		-	10	25	-	35	ns
Turn-on Input Pulse Width	$T_{PWIN-ON}$	$R_{HDEL} = R_{LDEL} = 10K$	50	-	-	50	-	ns
Turn-off Input Pulse Width	$T_{PWIN-OFF}$	$R_{HDEL} = R_{LDEL} = 10K$	40	-	-	40	-	ns
Turn-on Output Pulse Width	$T_{PWOUT-ON}$	$R_{HDEL} = R_{LDEL} = 10K$	40	-	-	40	-	ns
Turn-off Output Pulse Width	$T_{PWOUT-OFF}$	$R_{HDEL} = R_{LDEL} = 10K$	30	-	-	30	-	ns
Disable Turn-off Propagation Delay (DIS - Lower Outputs)	T_{DISLOW}		-	45	75	-	95	ns
Disable Turn-off Propagation Delay (DIS - Upper Outputs)	$T_{DISHIGH}$		-	55	85	-	105	ns
Disable to Lower Turn-on Propagation Delay (DIS - ALO and BLO)	T_{DLPLH}		-	40	70	-	90	ns
Refresh Pulse Width (ALO and BLO)	T_{REF-PW}		240	410	550	200	600	ns
Disable to Upper Enable (DIS - AHO and BHO)	T_{UEN}		-	450	620	-	690	ns

TRUTH TABLE

INPUT				OUTPUT	
ALI, BLI	AHI, BHI	UV	DIS	ALO, BLO	AHO, BHO
X	X	X	1	0	0
1	X	0	0	1	0
0	1	0	0	0	1
0	0	0	0	0	0
X	X	1	X	0	0

NOTE: X signifies that input can be either a "1" or "0".

Pin Descriptions

PIN NUMBER	SYMBOL	DESCRIPTION
1	BHB	B High-side Bootstrap supply. External bootstrap diode and capacitor are required. Connect cathode of bootstrap diode and positive side of bootstrap capacitor to this pin. Internal charge pump supplies 30µA out of this pin to maintain bootstrap supply. Internal circuitry clamps the bootstrap supply to approximately 12.8V.
2	BHI	B High-side Input. Logic level input that controls BHO driver (Pin 20). BLI (Pin 5) high level input overrides BHI high level input to prevent half-bridge shoot-through, see Truth Table. DIS (Pin 3) high level input overrides BHI high level input. The pin can be driven by signal levels of 0V to 15V (no greater than V_{DD}).
3	DIS	DISable input. Logic level input that when taken high sets all four outputs low. DIS high overrides all other inputs. When DIS is taken low the outputs are controlled by the other inputs. The pin can be driven by signal levels of 0V to 15V (no greater than V_{DD}).
4	V_{SS}	Chip negative supply, generally will be ground.
5	BLI	B Low-side Input. Logic level input that controls BLO driver (Pin 18). If BHI (Pin 2) is driven high or not connected externally then BLI controls both BLO and BHO drivers, with dead time set by delay currents at HDEL and LDEL (Pin 8 and 9). DIS (Pin 3) high level input overrides BLI high level input. The pin can be driven by signal levels of 0V to 15V (no greater than V_{DD}).
6	ALI	A Low-side Input. Logic level input that controls ALO driver (Pin 13). If AHI (Pin 7) is driven high or not connected externally then ALI controls both ALO and AHO drivers, with dead time set by delay currents at HDEL and LDEL (Pin 8 and 9). DIS (Pin 3) high level input overrides ALI high level input. The pin can be driven by signal levels of 0V to 15V (no greater than V_{DD}).
7	AHI	A High-side Input. Logic level input that controls AHO driver (Pin 11). ALI (Pin 6) high level input overrides AHI high level input to prevent half-bridge shoot-through, see Truth Table. DIS (Pin 3) high level input overrides AHI high level input. The pin can be driven by signal levels of 0V to 15V (no greater than V_{DD}).
8	HDEL	High-side turn-on DELay. Connect resistor from this pin to V_{SS} to set timing current that defines the turn-on delay of both high-side drivers. The low-side drivers turn-off with no adjustable delay, so the HDEL resistor guarantees no shoot-through by delaying the turn-on of the high-side drivers. HDEL reference voltage is approximately 5.1V.
9	LDEL	Low-side turn-on DELay. Connect resistor from this pin to V_{SS} to set timing current that defines the turn-on delay of both low-side drivers. The high-side drivers turn-off with no adjustable delay, so the LDEL resistor guarantees no shoot-through by delaying the turn-on of the low-side drivers. LDEL reference voltage is approximately 5.1V.
10	AHB	A High-side Bootstrap supply. External bootstrap diode and capacitor are required. Connect cathode of bootstrap diode and positive side of bootstrap capacitor to this pin. Internal charge pump supplies 30µA out of this pin to maintain bootstrap supply. Internal circuitry clamps the bootstrap supply to approximately 12.8V.
11	AHO	A High-side Output. Connect to gate of A High-side power MOSFET.
12	AHS	A High-side Source connection. Connect to source of A High-side power MOSFET. Connect negative side of bootstrap capacitor to this pin.
13	ALO	A Low-side Output. Connect to gate of A Low-side power MOSFET.
14	ALS	A Low-side Source connection. Connect to source of A Low-side power MOSFET.
15	V_{CC}	Positive supply to gate drivers. Must be same potential as V_{DD} (Pin 16). Connect to anodes of two bootstrap diodes.
16	V_{DD}	Positive supply to lower gate drivers. Must be same potential as V_{CC} (Pin 15). De-couple this pin to V_{SS} (Pin 4).
17	BLS	B Low-side Source connection. Connect to source of B Low-side power MOSFET.
18	BLO	B Low-side Output. Connect to gate of B Low-side power MOSFET.
19	BHS	B High-side Source connection. Connect to source of B High-side power MOSFET. Connect negative side of bootstrap capacitor to this pin.
20	BHO	B High-side Output. Connect to gate of B High-side power MOSFET.

Timing Diagrams

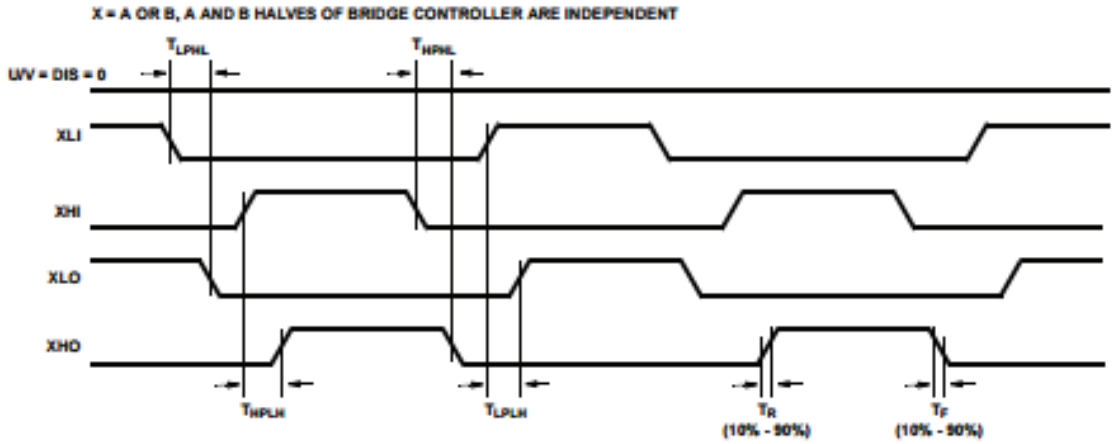


FIGURE 1. INDEPENDENT MODE

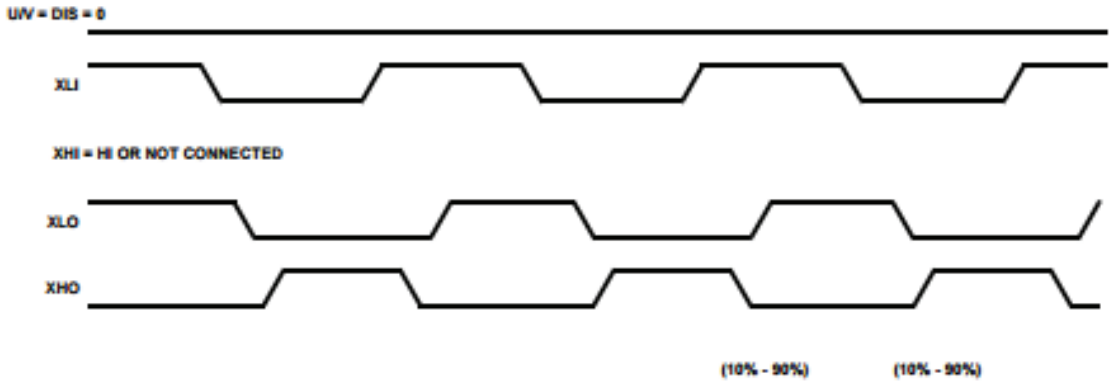


FIGURE 2. BISTATE MODE

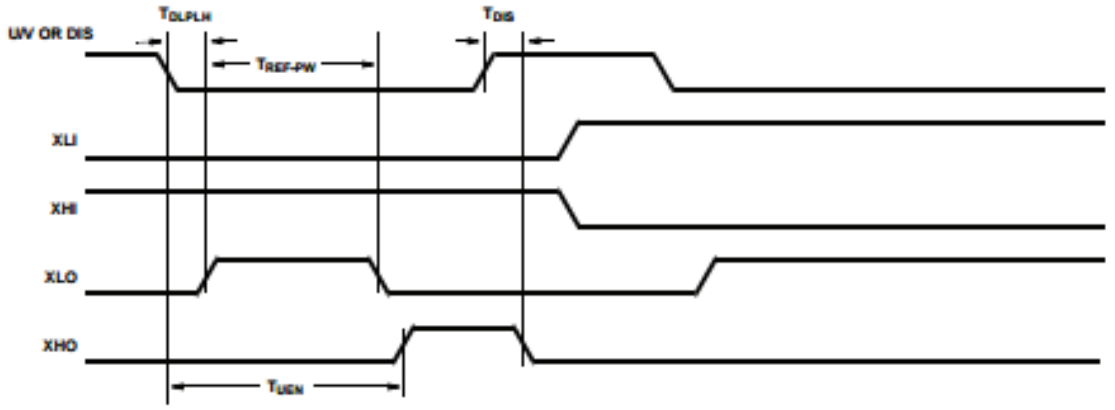
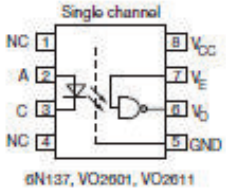
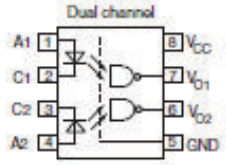


FIGURE 3. DISABLE FUNCTION

High Speed Optocoupler, Single and Dual, 10 MBd



6N137, VO2601, VO2611



VO2630, VO2631, VO4661

22747

FEATURES

- Choice of CMR performance of 15 kV/µs, 5 kV/µs, and 1000 V/µs
- High speed: 10 MBd typical
- +5 V CMOS compatibility
- Pure tin leads
- Guaranteed AC and DC performance over temperature: -40 °C to +100 °C temperature range
- Meets IEC 60068-2-42 (SO_2) and IEC 60068-2-43 (H_2S) requirements
- Low input current capability of 5 mA
- Material categorization: for definitions of compliance please see www.vishay.com/doc?99912

APPLICATIONS

- Microprocessor system interface
- PLC, ATE input/output isolation
- Computer peripheral interface
- Digital fieldbus isolation: CC-link, DeviceNet, profibus, SDS
- High speed A/D and D/A conversion
- AC plasma display panel level shifting
- Multiplexed data transmission
- Digital control power supply
- Ground loop elimination, noise isolation

AGENCY APPROVALS

- UL1577
- cUL
- DIN EN 60747-5-5 (VDE 0884-5) available with option 1
- BS EN 60950-1
- CQC GB8898-2011, GB4943.1-2011

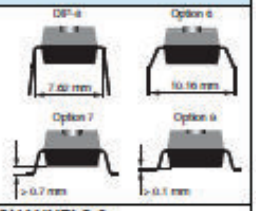
DESCRIPTION

The 6N137, VO2601, and VO2611 are single channel 10 MBd optocouplers utilizing a high efficient input LED coupled with an integrated optical photodiode IC detector. The detector has an open drain NMOS-transistor output, providing less leakage compared to an open collector Schottky clamped transistor output. The VO2630, VO2631, and VO4661 are dual channel 10 MBd optocouplers. For the single channel type, an enable function on pin 7 allows the detector to be strobed. The internal shield provides a guaranteed common mode transient immunity of 5 kV/µs for the VO2601 and VO2631 and 15 kV/µs for the VO2611 and VO4661. The use of a 0.1 µF bypass capacitor connected between pin 5 and 8 is recommended.

ORDERING INFORMATION

V	O	2	6	0	1	-	X	0	#	#	T

PART NUMBER — PACKAGE OPTION — TAPE AND REEL



AGENCY CERTIFIED/PACKAGE	CHANNELS 1 CMR (V/µs)			CHANNELS 2 CMR (V/µs)		
BSI, UL, cUL	**1000**	**5000**	**15 000**	**1000**	**5000**	**15 000**
DIP-8	6N137	VO2601	VO2611	VO2630	VO2631	VO4661
DIP-8, 400 mil, option 6	6N137-X006	VO2601-X006	VO2611-X006	VO2630-X006	VO2631-X006	VO4661-X006
SMD-8, option 7	6N137-X007T	VO2601-X007T	VO2611-X007T	VO2630-X007T	VO2631-X007T	VO4661-X007T
SMD-8, option 9	6N137-X009T	-	-	VO2630-X009T	-	-
VDE, BSI, UL, cUL	**1000**	**5000**	**15 000**	**1000**	**5000**	**15 000**
DIP-8, 400 mil, option 6	-	VO2601-X016	VO2611-X016	-	VO2631-X016	-
SMD-8, option 7	-	VO2601-X017T	VO2611-X017T	-	VO2631-X017T	-

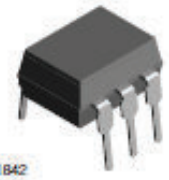
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T_{amb} = 25 °C, unless otherwise specified)				
PARAMETER	**TEST CONDITION**	**SYMBOL**	**VALUE**	**UNIT**
INPUT				
Average forward current (single channel)		I_F	20	mA
Average forward current (per channel for dual channel)		I_F	15	mA
Reverse input voltage		V_R	5	V
Enable input voltage		V_E	V_{CC} + 0.5 V	V
Enable input current		I_E	5	mA
Surge current	t = 100 µs	I_{FSM}	200	mA
Output power dissipation (single channel)		P_{diss}	35	mW
Output power dissipation (per channel for dual channel)		P_{diss}	25	mW
OUTPUT				
Supply voltage	1 min maximum	V_{CC}	7	V
Output current		I_O	50	mA
Output voltage		V_O	7	V
Output power dissipation (single channel)		P_{diss}	85	mW
Output power dissipation (per channel for dual channel)		P_{diss}	60	mW
COUPLER				
Storage temperature		T_{stg}	-55 to +150	°C
Operating temperature		T_{amb}	-40 to +100	°C
Lead solder temperature	for 10 s		260	°C
Solder reflow temperature			260	°C

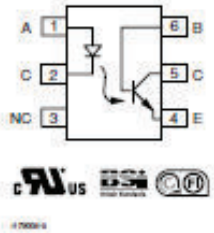
Note

- Stresses in excess of the absolute maximum ratings can cause permanent damage to the device. Functional operation of the device is not implied at these or any other conditions in excess of those given in the operational sections of this document. Exposure to absolute maximum ratings for extended periods of the time can adversely affect reliability.

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS					
PARAMETER	**TEST CONDITION**	**SYMBOL**	**MIN.**	**MAX.**	**UNIT**
Operating temperature		T_{amb}	-40	100	°C
Supply voltage		V_{CC}	4.5	5.5	V
Input current low level		I_{FL}	0	250	µA
Input current high level		I_{FH}	5	15	mA
Logic high enable voltage		V_{EH}	2	V_{CC}	V
Logic low enable voltage		V_{EL}	0	0.8	V
Output pull up resistor		R_L	330	4K	Ω
Fanout	R_L = 1 kΩ	N		5	-

Optocoupler, Phototransistor Output, with Base Connection





FEATURES

- Isolation test voltage 5000 V_{RMS}
- Interfaces with common logic families
- Input-output coupling capacitance < 0.5 pF
- Industry standard dual-in-line 6 pin package
- Compliant to RoHS directive 2002/95/EC and in accordance to WEEE 2002/96/EC

RoHS COMPLIANT

APPLICATIONS

- AC mains detection
- Reed relay driving
- Switch mode power supply feedback
- Telephone ring detection
- Logic ground isolation
- Logic coupling with high frequency noise rejection

AGENCY APPROVALS

- UL1577, file no. E52744
- BSI: EN 60065:2002, EN 60950:2000
- FIMKO: EN 60950, EN 60065, EN 60335

DESCRIPTION

The 4N25 family is an industry standard single channel phototransistor coupler. This family includes the 4N25, 4N26, 4N27, 4N28. Each optocoupler consists of gallium arsenide infrared LED and a silicon NPN phototransistor.

ORDER INFORMATION	
PART	**REMARKS**
4N25	CTR > 20 %, DIP-6
4N26	CTR > 20 %, DIP-6
4N27	CTR > 10 %, DIP-6
4N28	CTR > 10 %, DIP-6

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (1)				
PARAMETER	**TEST CONDITION**	**SYMBOL**	**VALUE**	**UNIT**
INPUT				
Reverse voltage		V_R	5	V
Forward current		I_F	60	mA
Surge current	t ≤ 10 µs	I_{FSM}	3	A
Power dissipation		P_{diss}	100	mW
OUTPUT				
Collector emitter breakdown voltage		V_{CEO}	70	V
Emitter base breakdown voltage		V_{EBO}	7	V
Collector current		I_C	50	mA
	t ≤ 1 ms	I_C	100	mA
Power dissipation		P_{diss}	150	mW

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (1)

PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	VALUE	UNIT
COUPLER				
Isolation test voltage		V_{ISO}	5000	V_{RMS}
Creepage distance			≥ 7	mm
Clearance distance			≥ 7	mm
Isolation thickness between emitter and detector			≥ 0.4	mm
Comparative tracking index	DIN IEC 112/VDE 0303, part 1		175	
Isolation resistance	V_{IO} = 500 V, T_{amb} = 25 °C	R_{IO}	10^{12}	Ω
	V_{IO} = 500 V, T_{amb} = 100 °C	R_{IO}	10^{11}	Ω
Storage temperature		T_{stg}	- 55 to + 125	°C
Operating temperature		T_{amb}	- 55 to + 100	°C
Junction temperature		T_j	125	°C
Soldering temperature (2)	max.10 s dip soldering: distance to seating plane ≥ 1.5 mm	T_{sld}	260	°C

Notes

(1) T_{amb} = 25 °C, unless otherwise specified.
Stresses in excess of the absolute maximum ratings can cause permanent damage to the device. Functional operation of the device is not implied at these or any other conditions in excess of those given in the operational sections of this document. Exposure to absolute maximum ratings for extended periods of the time can adversely affect reliability.

(2) Refer to reflow profile for soldering conditions for surface mounted devices (SMD). Refer to wave profile for soldering condditions for through hole devices (DIP).

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (1)

PARAMETER	TEST CONDITION	PART	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
INPUT							
Forward voltage (2)	I_F = 50 mA		V_F		1.3	1.5	V
Reverse current (2)	V_R = 3 V		I_R		0.1	100	µA
Capacitance	V_R = 0 V		C_O		25		pF
OUTPUT							
Collector base breakdown voltage (2)	I_C = 100 µA		BV_{CBO}	70			V
Collector emitter breakdown voltage (2)	I_C = 1 mA		BV_{CEO}	30			V
Emitter collector breakdown voltage (2)	I_E = 100 µA		BV_{ECO}	7			V
I_{CEO}(dark) (2)	V_{CE} = 10 V, (base open)	4N25			5	50	nA
		4N26			5	50	nA
		4N27			5	50	nA
		4N28			10	100	nA
I_{CBO}(dark) (2)	V_{CB} = 10 V, (emitter open)				2	20	nA
Collector emitter capacitance	V_{CE} = 0		C_{CE}		6		pF
COUPLER							
Isolation test voltage (2)	Peak, 60 Hz		V_{IO}	5000			V
Saturation voltage, collector emitter	I_{CE} = 2 mA, I_F = 50 mA		$V_{CE(sat)}$			0.5	V
Resistance, input output (2)	V_{IO} = 500 V		R_{IO}	100			GΩ
Capacitance, input output	f = 1 MHz		C_{IO}		0.6		pF

DIGI

LONG-RANGE 900 MHZ
OEM RF MODULE

XBEE-PRO® 900HP

Best-in-class range RF module features software-complete mesh or multipoint topologies with advanced sleep modes

XBee-PRO 900HP embedded modules provide best-in-class range wireless connectivity to devices. They take advantage of the DigiMesh® networking protocol, featuring dense network operation and support for sleeping routers, and are also available in a point-to-multipoint configuration. Supporting RF line-of-sight ranges up to 28 miles (with high-gain antennas), and data rates of up to 200 Kbps, these modules are ideal for extended-range applications requiring increased data throughput.

The XBee-PRO 900HP requires no programming and can be configured easily using Digi's free XCTU software or via a simplified AT command set. XBee® modules are pre-certified for use in multiple countries, further reducing development costs and time to market.

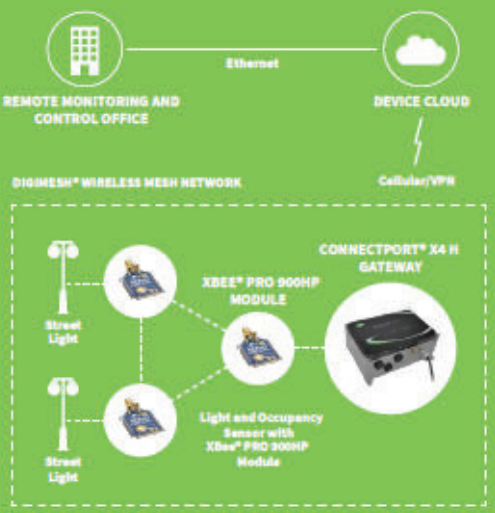
The programmable version of the XBee-PRO 900HP module makes customizing long-range wireless applications easy. Programming directly on the module eliminates the need for a separate host processor. Because the wireless software is isolated, applications can be developed with no risk to RF performance, security or additional certifications.

BENEFITS

- Superior outdoor LOS range of up to 28 miles with high-gain antenna
- Over-the-air firmware updates via other XBee-PRO 900HP modules or Digi Device Cloud℠
- Software-selectable channel mask for interference immunity
- Programmable versions of the XBee-PRO 900HP enable custom application development
  - 8-bit Freescale™ S08 microprocessor brings custom intelligence to the module
  - XBee-specific CodeWarrior® development tools for easy programming
- RF data rate up to 200 Kbps
- Patented channel selectivity algorithm allows for more dense networks

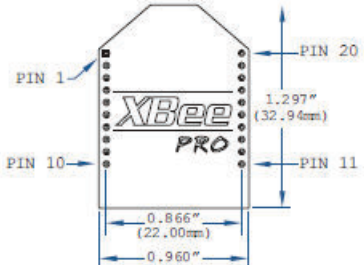
RELATED PRODUCTS

APPLICATION EXAMPLE

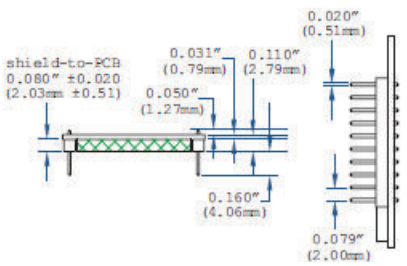


SPECIFICATIONS	XBee-PRO® 900HP	Programmable XBee-PRO
HARDWARE		
PROCESSOR	ADF7023 transceiver, Cortex-M3 EFM32G230 @ 28 MHz; Programmable Includes: Freescale MC9S08QE32	
FREQUENCY BAND	902 to 928 MHz, software selectable channel mask for interference immunity	
ANTENNA OPTIONS	Wire, U.FL and RPSMSA	
PERFORMANCE		
RF DATA RATE	10 Kbps or 200 Kbps	
INDOOR/URBAN RANGE	10 Kbps: up to 2000 ft (610 m); 200 Kbps: up to 1000 ft (305 m)	
OUTDOOR/ LINE-OF-SIGHT RANGE	10 Kbps: up to 9 miles (15.5 km); 200 Kbps: up to 4 miles (6.5 km) (with 2.1dB dipole antennas)	
TRANSMIT POWER	Up to 24 dBm (250 mW) software selectable	
RECEIVER SENSITIVITY	-101 dBm @ 200 Kbps, -110 dBm @ 10 Kbps	
FEATURES		
DATA INTERFACE	UART (3V), SPI	
GPIO	Up to 15 Digital I/O, 4 10-bit ADC inputs, 2 PWM outputs	
NETWORKING TOPOLOGIES	DigiMesh, Repeater, Point-to-Point, Point-to-Multipoint, Peer-to-Peer	
SPREAD SPECTRUM	FHSS (Software Selectable Channels)	
PROGRAMMABILITY		
MEMORY	N/A	32 KB Flash / 2 KB RAM
CPU/CLOCK SPEED	N/A	HCS08 / Up to 50.33 MHz
POWER		
SUPPLY VOLTAGE	2.1 to 3.6 VDC	2.4 to 3.6 VDC
TRANSMIT CURRENT	215 mA	229 mA
RECEIVE CURRENT	29 mA	44 mA
SLEEP CURRENT	2.5 uA	3 uA
REGULATORY APPROVALS		
FCC (USA)	MCQ-XB900HP	
IC (CANADA)	1846A-XB900HP	
C-TICK (AUSTRALIA)	Yes	
ANATEL (BRAZIL)	Yes	
IDA (SINGAPORE)	Yes	

(top view)



(side views)



ACS712

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 2.1 kVRMS Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

Features and Benefits

- Low-noise analog signal path
- Device bandwidth is set via the new FILTER pin
- 5 µs output rise time in response to step input current
- 80 kHz bandwidth
- Total output error 1.5% at T_A = 25°C
- Small footprint, low-profile SOIC8 package
- 1.2 mΩ internal conductor resistance
- 2.1 kVRMS minimum isolation voltage from pins 1-4 to pins 5-8
- 5.0 V, single supply operation
- 66 to 185 mV/A output sensitivity
- Output voltage proportional to AC or DC currents
- Factory-trimmed for accuracy
- Extremely stable output offset voltage
- Nearly zero magnetic hysteresis
- Ratiometric output from supply voltage

TÜV America
Certificate Number:
U8V 06 05 54214 010

Package: 8 Lead SOIC (suffix LC)

Approximate Scale 1:1

Description

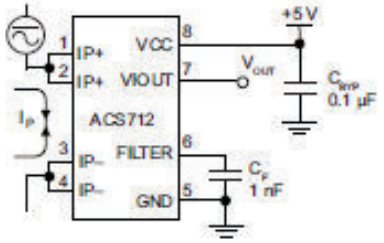
The Allegro™ ACS712 provides economical and precise solutions for AC or DC current sensing in industrial, commercial, and communications systems. The device package allows for easy implementation by the customer. Typical applications include motor control, load detection and management, switch-mode power supplies, and overcurrent fault protection. The device is not intended for automotive applications.

The device consists of a precise, low-offset, linear Hall circuit with a copper conduction path located near the surface of the die. Applied current flowing through this copper conduction path generates a magnetic field which the Hall IC converts into a proportional voltage. Device accuracy is optimized through the close proximity of the magnetic signal to the Hall transducer. A precise, proportional voltage is provided by the low-offset, chopper-stabilized BiCMOS Hall IC, which is programmed for accuracy after packaging.

The output of the device has a positive slope (>$V_{IOUT(Q)}$) when an increasing current flows through the primary copper conduction path (from pins 1 and 2, to pins 3 and 4), which is the path used for current sampling. The internal resistance of this conductive path is 1.2 mΩ typical, providing low power loss. The thickness of the copper conductor allows survival of

Continued on the next page...

Typical Application



Description (continued)

the device at up to 5× overcurrent conditions. The terminals of the conductive path are electrically isolated from the signal leads (pins 5 through 8). This allows the ACS712 to be used in applications requiring electrical isolation without the use of opto-isolators or other costly isolation techniques.

The ACS712 is provided in a small, surface mount SOIC8 package. The leadframe is plated with 100% matte tin, which is compatible with standard lead (Pb) free printed circuit board assembly processes. Internally, the device is Pb-free, except for flip-chip high-temperature Pb-based solder balls, currently exempt from RoHS. The device is fully calibrated prior to shipment from the factory.

Selection Guide

Part Number	Packing*	T_A (°C)	Optimized Range, I_P (A)	Sensitivity, Sens (Typ) (mV/A)
ACS712ELCTR-05B-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	–40 to 85	±5	185
ACS712ELCTR-20A-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	–40 to 85	±20	100
ACS712ELCTR-30A-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	–40 to 85	±30	66

*Contact Allegro for additional packing options.

Absolute Maximum Ratings

Characteristic	Symbol	Notes	Rating	Units
Supply Voltage	V_{CC}		8	V
Reverse Supply Voltage	V_{RCC}		–0.1	V
Output Voltage	V_{IOUT}		8	V
Reverse Output Voltage	V_{RIOUT}		–0.1	V
Output Current Source	$I_{IOUT(Source)}$		3	mA
Output Current Sink	$I_{IOUT(Sink)}$		10	mA
Overcurrent Transient Tolerance	I_P	1 pulse, 100 ms	100	A
Nominal Operating Ambient Temperature	T_A	Range E	–40 to 85	°C
Maximum Junction Temperature	$T_J(max)$		165	°C
Storage Temperature	T_{stg}		–65 to 170	°C

Isolation Characteristics

Characteristic	Symbol	Notes	Rating	Unit
Dielectric Strength Test Voltage*	V_{ISO}	Agency type-tested for 60 seconds per UL standard 60950-1, 1st Edition	2100	VAC
Working Voltage for Basic Isolation	V_{WFSI}	For basic (single) isolation per UL standard 60950-1, 1st Edition	354	VDC or V_{pk}
Working Voltage for Reinforced Isolation	V_{WFRI}	For reinforced (double) isolation per UL standard 60950-1, 1st Edition	184	VDC or V_{pk}

* Allegro does not conduct 60-second testing. It is done only during the UL certification process.

Parameter	Specification
Fire and Electric Shock	CAN/CSA-C22.2 No. 60950-1-03 UL 60950-1:2003 EN 60950-1:2001

YUMO

旋转编码器 ROTARY ENCODERS

增量型旋转编码器

增量型 外径Φ40 型号：A6B2
INCREMENTAL ROTARY ENCODERS,OUTSIDE DIAM Φ40 MODEL：A6B2
替代型号SUBSTITUTE：E6B2

通用编码器

型号

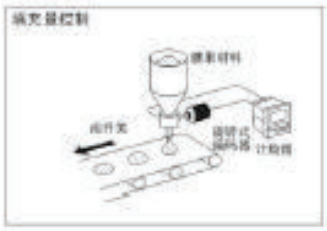
A6B2 – CWZ 6C

- A6B2：Sequence Number；外径Φ40 Outside diam Φ40
- A：绝对式编码器 Absolute Rotary Encoder
- C：增量式编码器 Incremental Rotary Encoder
- W：多相输出 A、B90° Phase Difference
- S：单相输出 singleness Output "A"
- Z：带复位相输出 + Zero Signal
- 1：DC5V
- 3：DC5～12V
- 5：DC12～24V
- 6：DC5～24V
- 8h：互补输出 NPN Push Pull output
- B：PNP开路输出PNP open collector Output
- C：NPN开路输出Open collector NPN output
- E：电压（NPN）输出Voltage output
- BH：电压（PNP）输出PNP Voltage output

■ 特 点CHARACTERISTIC

●对应宽阔的电源电压DC5~24V
（开路集电极型）
●外径Φ40备有到2000P/R的高分辨率。
●具备使Z相对合简单化的原点位置显示功能。
●轴负重、径向25 kg，推力向13 kg，允许量大幅度提升。
●附有逆接、负荷短路保护电路，改善了可靠性。
●也备有线性驱动输出。
最大可延长长度100m为止

General Purpose Rotary Encoder
Withstands Large Shaft Loads

- Wide variety of supply voltages and output forms
- Easy-to-adjust zero index (phase Z) with origin indicating function High resolution models (2000 pulses per revolution) substantially improves measuring accuracy
- Rugged construction: 6 mm (0.24 inch) diameter shaft with radial load ratings of 3 kgf (21.7 ft*lbs) and axial load rating of 2 kgf (14.5 ft*lbs)
- Protected against short-circuit and reversed connections for highly reliable operation Available with Line Driver output

■应用实例APP-example