



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

DISEÑO Y PROGRAMACIÓN DE UN SISTEMA DE CONTROL BASADO EN MICROCONTROLADOR PARA EL MOTOR DE UNA BICICLETA ELÉCTRICA

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

DOCUMENTOS

- I – Memoria
- II – Esquema eléctrico
- III – Cálculos térmicos
- IV – Pliego de condiciones
- V – Presupuesto
- VI – Anexos

Autor: D. Iván Navalón Posadas

Tutor: D. Ángel F. Perles Ivars

Cotutor: D. Carlos Sánchez Díaz



Resumen

En el presente proyecto se realiza un diseño desde cero de lo que viene a ser un vehículo eléctrico de gama baja a partir de una bicicleta ordinaria. Esto es posible mediante la incorporación de sistemas electrónicos en la bici, cuya parte principal es el **controlador**, que se encarga de mover un **motor brushless** alimentado por una **batería de litio (Li-ion)**. El fin de una bicicleta eléctrica es el de proporcionar un aumento en la distancia que podría recorrer y la velocidad máxima alcanzable, disminuyendo el trabajo necesario a realizar por el conductor para su desplazamiento e incluso aumentar sus capacidades en terrenos muy inclinados o montañosos.

El objetivo consiste en hacer más accesible la adquisición de una **e-Bike o bicicleta eléctrica** como alternativa al transporte urbano, de tal forma que aumente su popularidad entre la sociedad y se impulse así el ecologismo y la sostenibilidad. Para ello la idea es que no sólo sea posible fabricar de cero este tipo de bicicletas, sino incluso transformar cualquier bicicleta ordinaria a una eléctrica, equipando un kit de componentes electrónicos. Además se pretende resolver las carencias que se encuentran en las bicicletas eléctricas actuales y que este trabajo sirva como guía y como modelo de referencia para otras personas interesadas en obtener un vehículo de esta clase, ya que actualmente en España es un sector que apenas está empezando a emerger y se hace notar la falta de información técnica en cuanto a este tipo de sistemas.

Como resultado de la realización del proyecto, se ha obtenido un sistema de **bajo coste** mediante la implementación de una modulación trapezoidal de un inversor trifásico con un sistema de control *PID* de la velocidad en bucle cerrado, el cual es barato y fácil de realizar sin embargo es de los métodos de control más **ineficientes**. Este modelo mantiene la transmisión mecánica de la bicicleta tradicional y se utiliza un sensor *Hall* para detectar el pedaleo y así ofrecer un trabajo de asistencia al pedaleo considerando las normativas que afectan a este tipo de vehículos para cumplir con lo establecido legalmente en la DIRECTIVA 2002/24/CE del Parlamento Europeo. Así como la modulación del inversor es controlada a partir de la conmutación de los sensores *Hall* instalados en el interior del motor.

Por otro lado se ha implementado un algoritmo para la gestión de la batería (*BMS*), permitiendo estimar la cantidad de energía disponible (*SoC*) en esta a partir de mediciones de la corriente y voltaje que son integradas en el tiempo realizando el cálculo de *Coulumb*. Así como también el *BMS* se encarga de proteger frente a sobrecorrientes, bajas tensiones o ciclos de descarga profunda, informando al usuario del estado del sistema mediante una pantalla LCD.

Resum

En el present projecte es realitza un disseny des de zero del que ve a ser un vehicle elèctric de gamma baixa a partir d'una bicicleta ordinària. Açò és possible mitjançant la incorporació de sistemes electrònics en la bici, de la qual la part principal és el controlador, que s'encarrega de moure un **motor brushless** alimentat per una **bateria de litio (Li-ion)**. La fi d'una bicicleta elèctrica és el de proporcionar un augment en la distància que podria recórrer i la velocitat màxima assolible, disminuint el treball necessari a realitzar pel conductor per al seu desplaçament i fins i tot augmentar les seues capacitats en terrenys molt inclinats o muntanyosos.

L'objectiu consisteix a fer més accessible l'adquisició d'una **e-Bike o bicicleta elèctrica** com a alternativa al transport urbà, de tal forma que augmente la seua popularitat entre la societat i d'aquesta manera s'impulse l'ecologisme i la sostenibilitat. Per a açò la idea és que no solament siga possible fabricar de zero aquest tipus de bicicletes, sinó fins i tot transformar qualsevol bicicleta ordinària a una elèctrica, equipant un kit de components electrònics. A més es pretén resoldre les carències que es troben en les bicicletes elèctriques actuals i que aquest treball servisca com a guia i com a model de referència per a altres persones interessades a obtenir un vehicle d'aquesta classe, ja que actualment a Espanya és un sector que a penes està començant a emergir i es fa notar la falta d'informació tècnica en quant a aquest tipus de sistemes.

Com a resultat de la realització del projecte, s'ha obtingut un sistema de **baix cost** mitjançant la implementació d'una modulació trapezoïdal d'un inversor trifàsic amb un sistema de control *PID* de la velocitat en bucle tancat, el qual és barat i fàcil de realitzar no obstant això és dels mètodes de control més **ineficients**. Aquest model manté la transmissió mecànica de la bicicleta tradicional i s'utilitza un sensor *Hall* per a detectar el pedaleig i així oferir un treball d'assistència al pedaleig considerant les normatives que afecten a aquest tipus de vehicles per a complir amb l'establert legalment a la DIRECTIVA 2002/24/CE del Parlament Europeu. Així com la modulació de l'inversor és controlada a partir de la commutació dels sensors *Hall* instal·lats a l'interior del motor.

D'altra banda s'ha implementat un algorisme per a la gestió de la bateria (*BMS*), el qual permet estimar la quantitat d'energia disponible (*SoC*) en aquesta a partir de mesures de la corrent i voltatge que són integrades en el temps realitzant el càlcul de *Coulomb*. Així com també el *BMS* s'encarrega de protegir enfront de sobrecorrents, baixes tensions o cicles de descàrrega profunda, informant a l'usuari de l'estat del sistema mitjançant una pantalla LCD.



Abstract

In this project is made a design from scratch about a low-end electric vehicle from an ordinary bicycle. This is possible by incorporating electronic systems in the bike, which main is the controller that moves a **brushless motor** powered by a lithium **battery (Li-ion)**. The purpose of an electric bicycle is to provide an increase in the distance that it could travel and the maximum speed reachable, reducing the work required by the driver to travel around and even increase its capacity on very steep or mountainous terrain.

The objective is to make more accessible the purchase of an e-bike or electric bicycle as an alternative to urban transport, so that it becomes more and more popular among society and in this way promotes ecology and sustainability. But the idea is that not only would be possible to manufacture these bicycles from zero but also to transform any ordinary bicycle into an electric one equipping it with an electronic kit. Furthermore, it also wants to solve the problems that are found in the current electric bicycles and that this work serves as a guide and as a reference model for other people interested in obtaining a vehicle from this class, since currently Spain is a sector that is beginning to emerge and it is important to note the lack of technical information about these types of systems.

As a result of the project a **low-cost** system has been obtained by implementing a trapezoidal modulation of a three-phase inverter with a *PID* closed loop speed control system, which is inexpensive and easy to implement but one of the most **inefficient** control methods. This model maintains the mechanical transmission of the traditional bicycle and a *Hall* sensor is used to detect pedalling and thus offer a work of assistance to pedalling considering the regulations that affect this type of vehicle to comply with the legally established at DIRECTIVA 2002/24/CE from European Parliament. As well as the inverter modulation is controlled by the switching of the *Hall* sensors installed inside the motor.

On the other hand, a battery management system (*BMS*) has been implemented, allowing the estimation of the amount of energy available (*SoC*) in the battery from current and voltage measurements that are integrated over time by performing the *Coulumb* counter. The *BMS* also protects against overcurrent, undervoltage or deep discharge cycles, reporting to the user data about the system conditions via an LCD display.



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

DISEÑO Y PROGRAMACIÓN DE UN SISTEMA DE CONTROL BASADO EN MICROCONTROLADOR PARA EL MOTOR DE UNA BICICLETA ELÉCTRICA

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

I - MEMORIA

Autor: D. Iván Navalón Posadas

Tutor: D. Ángel F. Perles Ivars

Cotutor: D. Carlos Sánchez Díaz

Valencia, Septiembre de 2018

Este trabajo es para todos aquellos soñadores que buscan hacer del mundo un lugar mejor, donde todos los seres tengan espacio en un mundo sin odio.

Tenemos que ayudarnos unos a otros. Los seres humanos somos así. Queremos hacer felices a los demás, no hacerlos desgraciados. No queremos odiar ni despreciar a nadie. En este mundo hay sitio para todos. La buena tierra es rica, y puede alimentar a todos los seres.

El camino de la vida puede ser libre y hermoso, pero lo hemos perdido. La codicia ha envenenado las almas. Ha levantado barreras de odio; nos ha empujado hacia la miseria y las matanzas. Hemos progresado muy deprisa, pero nos hemos encarcelado nosotros. El maquinismo, que crea abundancia, nos deja en la necesidad. Nuestro conocimiento nos ha hecho cínicos; nuestra inteligencia, duros y secos. Pensamos demasiado y sentimos muy poco.

Más que máquinas, necesitamos humanidad.

*(“Discurso por un mundo mejor”, Charles Chaplin en **El gran dictador**)*

Agradecimientos

A mi tutor Àngel Perles, por apoyarme incondicionalmente a realizar este trabajo de propuesta propia, pese a todos los inconvenientes y dificultades que le he causado a lo largo de dos años y que siempre me ha devuelto con una sonrisa y su optimismo contagioso. Muchas gracias.

A Carlos Sánchez, por haberse convertido en mi cotutor a tiempo parcial al no negarme nunca una tutoría para resolver cualquier duda en lo referente a electrónica de potencia.

Sobre todo a mi pareja Brenda, por su perseverancia, su cariño y su inmensa paciencia mientras yo aplazaba siempre nuestros planes por hacer este trabajo.

En especial a mi amigo Jorge que siempre me ha guiado en la dirección correcta y a mi compañero de peripecias electrónicas Eduardo que nunca me negó su ayuda pese al linchamiento de preguntas al cual le he sometido y para las cuales increíblemente siempre tenía respuesta.

Doy las gracias a mis padres y a mi hermana por su confianza depositada en mí desde el principio y por enseñarme los valores que me hacen ser quien soy hoy en día.

Y a todos aquellos amigos y familiares que no he nombrado, que me han apoyado en las distintas etapas de este proyecto para que consiguiera finalizarlo. Gracias por todos los ánimos que me habéis dado continuamente, suavizándome el camino cuando más pedregoso era, para que nunca me diera por vencido.

Por último, a aquellos que lean esta memoria, gracias por interesaros en el mundo de las bicicletas y de las energías limpias y espero que dentro de unos años todos tengamos un vehículo eléctrico sostenible, ya sea de realización propia o no...

Todo sea por vivir en sintonía con el mundo que nos rodea sin renunciar a la tecnología.

Un abrazo
Iván Navalón Posadas



Relación de contenidos

Índice.....	1
Índice de figuras	4
Índice de tablas	11
<hr/>	
1. Objeto	11
2. Antecedentes	13
3. Introducción	15
4. Estudio de necesidades y análisis de los factores a considerar	17
4.1. Componentes	17
4.2. Consideraciones legales	18
4.3. Estado del arte	19
4.3.1 Bicis eléctricas	21
4.3.2 Kits de conversión	22
4.3.3 Ruedas inteligentes	23
4.3.4 Rueda magnética	25
4.4. Planteamiento del problema. Limitaciones y condicionantes	27
4.4.1 Motor	27
4.4.2 Batería	28
4.4.3 Microcontrolador	29
4.4.4 Distribución espacial	30
5. Planteamiento de soluciones alternativas y justificación de la solución adoptada ...	31
5.1. Enfoque	31



5.2. Elección del motor	32
5.2.1 Tipos de motores	33
5.2.2 Tipo de motor más recomendado	35
5.2.3 Configuraciones del motor.....	36
5.2.4 Diferencias importantes entre motores	38
5.3. Elección de la batería	51
5.3.1. Evolución de las baterías de litio	52
5.3.2. Acoplamientos posibles para la batería	53
5.3.3. Elección de la batería. ¿Comercial o DIY?	56
5.4. Microcontrolador adoptado	63
5.5. Solución final adoptada	64
6. Descripción detallada de la solución adoptada	67
6.1. Cálculo de los requerimientos del sistema	67
6.1.1. Fuerza de rozamiento	68
6.1.2. Resistencia a la gravedad	76
6.1.3. Resistencia aerodinámica	78
6.1.4. Energía cinética de rotación	84
6.2. Criterio de selección de las prestaciones	85
6.3. Descripción del hardware necesario	90
6.3.1. Electrónica de potencia	90
6.3.2. Sensores hall	97
6.3.3. Controlador de puerta o “Gate driver”	99
6.3.4. Posibles microcontroladores	103
6.3.5. Batería como fuente de alimentación	107
6.3.6. Sensor de corriente	115
6.3.7. Sensor de sobrecorriente	117
6.3.8. Sensor de voltaje	119
6.3.9. Sensor de pedaleo	120
6.3.10. Sensor de freno	121
6.3.11. Sistema de iluminación	123



6.3.12. Regulador de tensión	125
6.3.13. Interfaz usuario	126
6.4. Descripción del software necesario	128
6.4.1. Técnicas de control	128
6.4.2. Cálculo del estado de carga (SoC) y salud (SoH) de la batería	133
6.4.3. Implementación de filtros	139
7. Justificación detallada de los elementos o componentes de la solución adoptada .	141
7.1. Características técnicas del motor	141
7.2. Elección del pack de baterías	143
7.3. Inversor trifásico con el JY01 IC	146
7.4. <i>Gate Driver</i> utilizado	150
7.5. Sensor de corriente adoptado.....	151
7.6. Determinando el regulador de tensión más adecuado	154
7.7. Compatibilidad para distintos sistemas de iluminación	156
7.8. Control en lazo cerrado de la velocidad del motor	158
7.8.1. Modelado de la planta	160
7.8.2. Diseño del controlador PID	161
7.8.3. Respuesta del motor	165
7.9. Sistema de Gestión de la Batería (BMS)	168
7.10. Flowchart o diagrama de bloques del software	171
8. Conclusiones	179
8.1. Sobre el trabajo	179
8.2. Futuras mejoras.....	180
9. Bibliografía	183

Índice de figuras

Figura 2.1. Evolución temporal de la bicicleta	14
Figura 3.1. Participación de los países en programas de fomento de la bicicleta	16
Figura 4.1. Componentes de una e-bike	17
Figura 4.2. Modelo Specialized	19
Figura 4.3. Modelo Easy Motion Neo Line	19
Figura 4.4. Modelo Stromer	20
Figura 4.5. Modelo A2B Metro	20
Figura 4.6. Modelo Optibike	20
Figura 4.7. Modelo Stealth Bomber	21
Figura 4.8. Kit de conversión eléctrico de CicloTEK	22
Figura 4.9. Distribución de los componentes en una GeoOrbital Wheel	23
Figura 4.10. Imagen de una bicicleta que incorpora la Copenhagen Wheel en la rueda trasera	24
Figura 4.11. Bicicleta que incorpora una rueda trasera magnética y sus componentes	25
Figura 4.12. Principio de funcionamiento de una rueda magnética	26
Figura 4.13. Secciones designadas como espacio para batería + controlador	30
Figura 5.1. Diseño Top-down de comunicación entre bloques funcionales del sistema	31
Figura 5.2. Comparación en la estructura de los motores: a la izquierda, motor CC sin escobillas (brushless) y a la derecha motor CA de inducción	32
Figura 5.3. Motor brushless Hub incorporado a la rueda	37
Figura 5.4. Motor brushless BOSCH para el pedalier	38
Figura 5.5. Imagen del interior de un motor por Accionamiento Directo	40
Figura 5.6. Imagen del interior de un motor con engranajes o motor-reductor	41
Figura 5.7. Frenos para bici tipo V-brake	43
Figura 5.8. Frenos para bici tipo disco	44
Figura 5.9. Ejemplo de sollicitación que produce un momento torsor constante y torsión recta sobre una barra de sección cilíndrica	45

Figura 5.10. Representación del momento torsor que transmite la rueda al eje	45
Figura 5.11. Representación de las consecuencias de la torsión transmitida en la unión del eje.....	46
Figura 5.12. Ejemplo de rotura de la horquilla de aluminio por la fuerza de torsión	46
Figura 5.13. Ejemplo de uso de un “torque arm” o abrazadera de sujeción en un motor Hub	47
Figura 5.14. Ejemplo de un “torque arm” o abrazadera de sujeción para la horquilla	48
Figura 5.15. Imagen de varias abrazaderas de sujeción Epoxi para la horquilla	48
Figura 5.16. Gráfico resistencia de la horquilla de ALUMINIO a la torsión	50
Figura 5.17. Gráfico resistencia de la horquilla de ACERO a la torsión	50
Figura 5.18. Batería RN: situada entre sillín y trasportín	53
Figura 5.19. Batería BT: situada en el porta botellas.....	54
Figura 5.20. Batería LF: situada en cualquier parte del cuadro	54
Figura 5.21. Batería BS: situada en la parte trasera del sillín	54
Figura 5.22. Dos baterías CK: situada en la parte posterior del trasportín	55
Figura 5.23. Baterías GP: situada en el hueco del porta botellas.....	55
Figura 5.25. Baterías 18650 de Litio de la marca Panasonic	56
Figura 5.26. Baterías 18650 de Samsung de procedencia China.....	58
Figura 5.27. BMS de bajo precio de procedencia China	58
Figura 5.28. Estuche tipo BT o botella de bajo precio de procedencia China	59
Figura 5.29. Batería de Litio de 500W a través de Aliexpress	60
Figura 5.30. Batería de Litio de 300W aprox. a través de Aliexpress	60
Figura 5.31. Batería de Li-Po 3S multistar de hobbyking.com	61
Figura 5.32. Batería de Li-Po 6S multistar de hobbyking.com	61
Figura 5.33. Batería de Li-Po 2S multistar de hobbyking.com	62
Figura 5.34. Funda triángulo para batería de Lunacycle.com	62
Figura 5.35. Imagen de la placa STM32 Nucleo	64
Figura 5.36. Principales marcas motores DIY	64
Figura 6.1. Diagrama de fuerzas para representar el rozamiento.....	69
Figura 6.2. Desarrollo de las fuerzas que intervienen en el rozamiento.....	70
Figura 6.4. Descomposición de las componentes del peso	71

Figura 6.5. Medidas de una bicicleta de montaña Talla L – 58cm.	72
Figura 6.6. Desarrollo de las fuerzas que intervienen en el rozamiento con la resultante del peso.....	73
Figura 6.7. Desarrollo de las fuerzas que intervienen en el rozamiento en un plano inclinado	76
Figura 6.8. Imagen de la circulación del aire a través del ciclista y la turbulencia generada	78
Figura 6.9. Ilustración de los distintos ángulos usados para determinar el área proyectante frontal del conjunto ciclista-bici	80
Figura 6.10. Influencia de la velocidad del aire (v_f , en m/s) en el área frontal efectiva para un ciclista en un túnel de viento. Fuente: “Sports Biomechanics” [16]......	81
Figura 6.11. Influencia de la velocidad del cuerpo (v , en km/h) en la resistencia aerodinámica (R_D , en N) que ofrece el aire para ciclistas de distinta masa (m , en kg), en posición aerodinámica y con manillar aerodinámico.	83
Figura 6.12. Representación de un motor brushless trifásico con un imán permanente de dos polos en el rotor y tres fases en el estator A, B y C.....	91
Figura 6.13. (1) Flujos magnéticos de un motor brushless; (2) Descomposición de las fases S y T; (3) Resultado del campo magnético generado	92
Figura 6.14. Secuencia de alimentación de la bobina para una revolución eléctrica de un motor brushless trifásico	92
Figura 6.15. Campos magnéticos generados en las bobinas del estator en función del estado de la secuencia de alimentación de la bobina en caso de dos pares de polos.....	93
Figura 6.16. Símbolo esquemático y encapsulado de un transistor MOSFET	94
Figura 6.17. Circuito del convertidor bidireccional o puente H para motores CC, con la representación de los flujos de corriente según la dirección del motor (ROJO: horario; AZUL: anti horario)	95
Figura 6.18. Circuito del inversor trifásico o puente H de 3 fases conectado a las bobinas del motor brushless	95
Figura 6.19. Diagrama simplificado del interior de un motor brushless	96
Figura 6.20. Representación de un motor brushless con sensores de efecto Hall integrados	97
Figura 6.21. Conmutación de las fases en los bobinados A, B y C que producen el movimiento junto a las lecturas de los sensores de efecto Hall y el código de lectura digital de los sensores (CBA)	98

Figura 6.22. Conmutación de las señales de control LOW y HIGH de la puerta (Gate) del MOSFET junto a la señal de control PWM que producen el tiempo de transición conocido como Dead Time	100
Figura 6.23. Ejemplo de controlador de puerta o Gate Driver: a) Encapsulado del TC4420; b) Esquemático del TC4420 de Microchip obtenido de su datasheet.....	101
Figura 6.24. Ejemplo de bootstrap: a) Transistor Q2 (Low) en conducción y condensador CB cargando; b) Transistor Q1 (High) en conducción y condensador CB descargándose actuando como fuente.....	102
Figura 6.25. Ejemplo de un controlador de motor brushless con sensores Hall	103
Figura 6.26: Encapsulado del PIC16F877A	104
Figura 6.27: El controlador de motor DRV8301 de Texas Instruments integra un regulador reductor, un controlador de compuerta y una lógica de control en un solo paquete.....	104
Figura 6.28: Esquemático del FCM8201, nuevos avances en el sistema de control BLDC	105
Figura 6.29: (1) Encapsulado del controlador IR2104 (2) Esquema de ejemplo de conexión del IR2104	106
Figura 6.30: Ejemplo de batería LiPo junto a la información del fabricante	107
Figura 6.31: Esquema electrónico de una batería real (B-A) conectada a una resistencia en serie R. La batería incluye el suministro de voltaje (ϵ) y la resistencia interna (r), sin considerar posibles impedancias.....	110
Figura 6.32: Cargador especializado para baterías LiPo, NiCd o NiMH, de la marca Avioracing junto con sus cables de conexión	112
Figura 6.33: Batería LiPo junto con sus conectores: a) Conector de carga/descarga de celdas tipo JST-XH; b) Conector de carga/descarga de la batería completa tipo Traxxas.	113
Figura 6.34: Diagrama del cableado de los conectores de equilibrio de las baterías LiPo	114
Figura 6.35: Conectores de equilibrio o balanceamiento típicos para las baterías LiPo: A la izquierda, el tipo JST-XH; a la derecha el conector Thunder Power (TP)	114
Figura 6.36: Disposición del cableado en conectores de equilibrio JST-HX y TP para baterías LiPo: A la izquierda, conexiones para una batería 3S; a la derecha las conexiones para una batería 6S.....	115
Figura 6.37: CycleAnalyst en funcionamiento, mostrando datos del voltaje, velocidad en kilómetros por hora, vatios y amperios por hora	116
Figura 6.38: Inversor trifásico con sensor de corriente conectado a la salida del inversor, con el sentido de la corriente circulando cuando M1 y M4 están activos	116
Figura 6.39: Circuito de la protección contra sobrecorriente basado en el LM358	118

Figura 6.40: Circuito divisor de tensión para la medición del voltaje de una batería de hasta 63 V.....	119
Figura 6.41: A la izquierda, sensor PAS compuesto de disco y sensor Hall. A la derecha, la disposición del sensor una vez colocado en el pedalier de la bicicleta	120
Figura 6.42: Disposiciones de los imanes sobre el disco, formando 5 combinaciones regulares según el número de imanes que puede ser 2, 4, 5, 6 o 8	121
Figura 6.43: Sensores de corte de freno en las manetas de la bicicleta	121
Figura 6.44: Sensores de freno colocados en las manetas de frenos hidráulicos	122
Figura 6.45: Principio de funcionamiento de un Magnetic Reed	122
Figura 6.46: Foco delantero CREE XM-L2 LED de 8000 lumen	123
Figura 6.47: A la izquierda, foco trasero convencional. A la derecha, foco trasero de 7leds con	124
Figura 6.48: Esquema básico de un convertidor Buck	125
Figura 6.49: a) Pantalla LCD 16x2 ; b) Teclado matricial de membrana 4x4; c) Selector de 3 posiciones	126
Figura 6.50: Diagrama de los métodos de control PWM del motor BLDC o brushless	129
Figura 6.51: Diagrama de bloques de un controlador trapezoidal	131
Figura 6.52: Gráfico que muestra la variación del voltaje de una celda de litio en circuito cerrado, en función del porcentaje de descarga realizado sobre la capacidad máxima de la batería.....	134
Figura 6.53: Gráfico que muestra la variación del voltaje de una celda de litio en circuito abierto, en función del porcentaje de descarga realizado sobre la capacidad máxima de la batería.....	135
Figura 6.54: Imagen de un indicador LiPo de voltaje, con alarma en caso de bajo voltaje de funcionamiento, con display indicador para baterías de 2S a 8S.....	136
Figura 6.55: Puntos de máxima carga y máxima descarga, para una regla de descarga del 90% (hasta el 10% de su capacidad).....	138
Figura 6.56: Filtro paso bajo pasivo de 1er orden	140
Figura 7.1: Gráfico de las características eléctricas del motor en su rango de operación para 24 V según sus especificaciones. Fuente: ebikes.ca	141
Figura 7.2: Gráfico de las características eléctricas del motor en su rango de operación para 36 V según sus especificaciones. Fuente: ebikes.ca	142
Figura 7.3: Cálculos aproximados del consumo del motor en vatios-hora/km, según el tipo de asistencia requerida durante el trayecto.....	146

Figura 7.4: Cuatro modelos del inversor trifásico para motores brushless en función de la potencia máxima de trabajo y del rango de voltajes admisibles basados en el JY01	147
Figura 7.5: Cara inferior del inversor trifásico de 500W con 6 transistores MOSFET	148
Figura 7.6: Cara superior del inversor trifásico de 500W con las conexiones de entrada y de salida para el control.....	149
Figura 7.7: Esquemático de la conexión típica del IR2101 obtenido de su datasheet	150
Figura 7.8: Ejemplo de aplicación del IR2101	151
Figura 7.9: Sensor de corriente ACS712. A la izquierda, se pueden observar los bornes y pines de conexión. A la derecha, un diagrama simple de su conexionado	151
Figura 7.10: Circuito de aplicación del regulador LM2576 cuya tensión de salida es de 5V y que permite tensiones de entrada de hasta 40V o 72V para el modelo HV	153
Figura 7.11: Circuito de aplicación del regulador LM2576 cuya tensión de salida es de 5V y que permite tensiones de entrada de hasta 40V o 72V para el modelo HV	154
Figura 7.12: Circuito de aplicación del regulador LM317 cuya tensión de salida es de 5V y que permite tensiones de entrada de hasta 28V	155
Figura 7.13: Circuito de aplicación del regulador LM317 con voltaje de salida seleccionable digitalmente	156
Figura 7.14: Diagrama de bloques de un controlador PID en un lazo realimentado	158
Figura 7.15: Modelo eléctrico equivalente de un motor de corriente continua.....	160
Figura 7.16: Diagrama de bloques del controlador PID en lazo cerrado para el control de velocidad del motor	162
Figura 7.17: Respuesta real del motor utilizado frente a un escalón de 40V.....	165
Figura 7.18: Respuesta del motor con control PI para los parámetros de segundo orden deseados	166
Figura 7.19: Respuesta del motor con control PI a distintas variaciones de parámetros de diseño	167
Figura 7.20: Voltaje de alimentación del motor por el control PI frente a distintas variaciones de parámetros de diseño.....	167
Figura 7.21: Gráfico de las características eléctricas del motor en su rango de operación para 20A máximo según sus especificaciones. Fuente: ebikes.ca.....	181



Índice de tablas

Tabla 1.1. Requerimientos formales a realizar en el proyecto	12
Tabla 5.1. Comparativa entre motor DC convencional y motor Brushless	35
Tabla 5.2. Ventajas y desventajas del motor por Accionamiento Directo	39
Tabla 5.3. Ventajas y desventajas del motor con engranajes o reductor	41
Tabla 5.4. Ventajas y desventajas del motor sin sensores	42
Tabla 5.5. Comparativa entre tipos de batería	51
Tabla 5.6. Tabla resumen comparativa de precios de baterías	63
Tabla 5.7. Comparativa de peso y potencia entre motores DIY	66
Tabla 6.1. Parámetros seleccionados para el cálculo de las prestaciones	85
Tabla 6.2. Tabla con los distintos porcentajes de escalado que se realizan sobre el voltaje de entrada V_{max} para cada posición del interruptor	127
Tabla 6.3: Tabla con las diferencias entre los tres principales tipos de control PWM para motores BLDC: trapezoidal, sinusoidal y vectorial	130
Tabla 7.1: Cálculos aproximados del consumo del motor en vatios-hora/km, según el tipo de asistencia requerida durante el trayecto.....	145
Tabla 7.2: Tabla de características principales del MOSFET NCE6990	148
Tabla 7.3: Modelos disponibles para el sensor de corriente ACS712 y características	152
Tabla 7.4: Valores medidos de la corriente y el voltaje para la calibración del sensor de corriente ACS712	153
Tabla 7.5: Tabla de valores para la tensión del regulador con salida seleccionable digitalmente en función de la entrada digital de los puertos A, B, C y D	157

1. Objeto

El objetivo del presente proyecto está orientado a obtener una bici eléctrica funcional. Para ello se incorporan elementos eléctricos a una bicicleta entre los cuales los más importantes son el motor, la batería y el controlador. Asimismo se debe desarrollar el sistema de control del motor que regulará la velocidad a voluntad del usuario y el sistema para la correcta gestión de la energía de la batería.

El sistema debe incorporar elementos de realimentación de la velocidad del motor así como de la tasa de descarga de la batería, que permita al controlador un conocimiento preciso del estado del sistema. Tras desarrollar el bucle cerrado de control, el controlador ha de ser capaz, en todo momento, de tomar las decisiones de control que aseguren el correcto funcionamiento del sistema y la seguridad del ciclista.

Los elementos que se incorporen a la bicicleta deben ser diseñados en concreto para las prestaciones requeridas para el sistema en lo referente a potencia de funcionamiento, velocidad máxima y tiempo de autonomía. Así pues es necesario realizar un análisis de los distintos elementos que componen el sistema principal, así como de su modo de funcionamiento, para posteriormente escoger los componentes adecuados que se ajusten a los parámetros requeridos en el estudio de necesidades.

Otros elementos como son los interruptores, la pantalla LCD y el teclado matricial forman parte de la interfaz de comunicación del usuario con el controlador. Al mismo tiempo es necesario contar con elementos de protección como interruptores automáticos, sensores de sobrecorriente y sensor de frenada.

En la siguiente Tabla 1.1 se recogen los requerimientos del sistema descrito anteriormente que responden a las especificaciones de la bici eléctrica que se desea obtener al finalizar el proyecto:

#	Descripción del objetivo
1	Programar un microcontrolador con el algoritmo de control en bucle cerrado del motor.
2	Incluir el sistema de gestión de energía para la batería y seguridad adecuados.
3	Lectura del sensor de pedaleo por parte del controlador para realizar la asistencia al pedaleo.
4	Proceso de frenado y detención adecuados para el usuario.
5	Añadir al sistema una pantalla grafica e interfaz usuario para el control además de información sobre el funcionamiento del sistema.
6	Incorporar un control de la velocidad de funcionamiento con posibilidad de regulador de potencia (acelerador/interruptor, siempre como asistencia al pedaleo).
7	Aportar un sistema de conmutación de la iluminación de los faros u otras posibles luces (estéticas) desde los mandos de la bicicleta.
opcional	Diseñar e implementar el sistema de freno regenerativo que permitirá una mayor autonomía de la batería.
opcional	Conectividad con aplicaciones de otras plataformas como Android, para así ser posible conectar el smartphone con la bicicleta.

Tabla 1.1. Requerimientos formales a realizar en el proyecto

2. Antecedentes

El transporte, entendido como la capacidad de desplazar personas o materiales de un sitio a otro, es tan antiguo como el hombre. Al principio, caminar o montar animales era la única forma de moverse que se tenía en la antigüedad. Así fue hasta que se descubrió **la rueda**, de la cual se tiene constancia desde el 3.500 a.C. Posteriormente, la rueda ha sido utilizada en cualquier máquina construida desde el comienzo de la revolución industrial del siglo XVIII donde se introdujo la idea del vehículo autopropulsado por vapor.

Con la rápida extensión de los **Medios de Transporte** que se ha producido desde 1885 con los primeros vehículos automóviles que funcionaban por motor de combustión interna, actualmente los autos a gasolina particulares son el medio de transporte más utilizado en el mundo. Según una encuesta realizada por *Pew Research Center*, depende en gran medida de la situación socioeconómica del país: en los países desarrollados, alrededor del 80% de los hogares posee un coche en buenas condiciones, mientras que en los mercados emergentes y países en vías de desarrollo son mucho más comunes las motocicletas y las bicicletas.

Sin embargo los **automóviles** a motor han llegado a ser un problema, tanto medioambiental como de espacio. ¿Compraremos un coche cuando nuestro futuro esté inundado de coches autónomos? Sería necesario, por ejemplo, revisar la normativa de circulación, modificar los regímenes de responsabilidad y las obligaciones asegurativas, así como analizar y ponderar su incidencia para el desarrollo de la humanidad. Además la situación medioambiental actual se encuentra en un punto de no retorno que ya fue predicho por el exvicepresidente de Estados Unidos *Al Gore* en su campaña o en el famoso documental ***Una verdad incómoda***.

Por tanto para el **desarrollo sostenible** sería adecuado que se produjera un cambio tecnológico en otros medios de transporte, donde normalmente los más ecológicos resultan ser los más antiguos. Ya en la edad media aparece la **bicicleta**, cuyos componentes básicos son dos ruedas y un sistema de desplazamiento que se obtiene de girar las piernas en los pedales que, a través de una cadena, hace girar las ruedas. La bicicleta ha ido sufriendo progresos y mejoras con el paso del tiempo como se puede observar en la Figura 2.1.



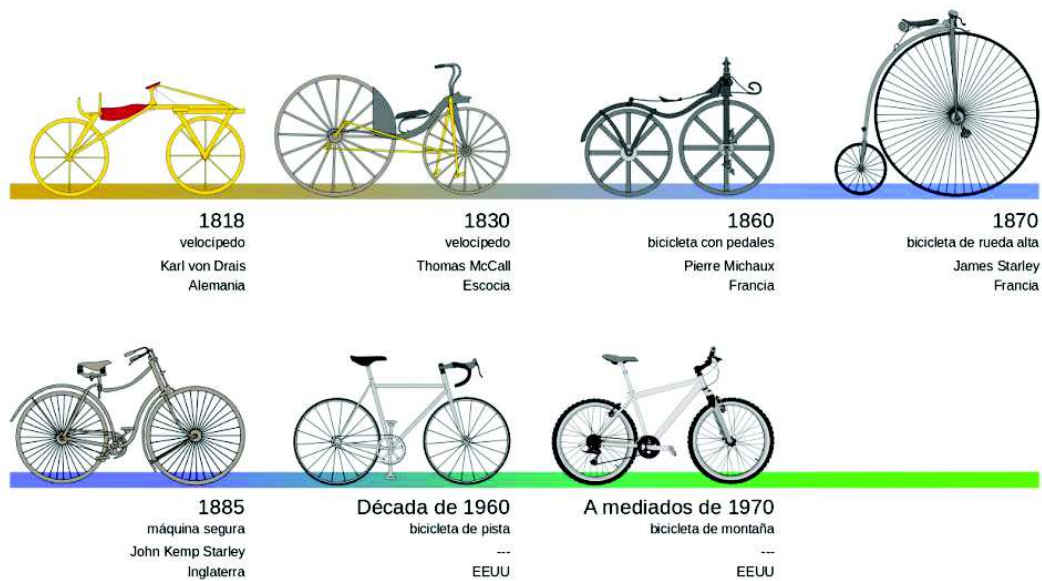


Figura 2.1. Evolución temporal de la bicicleta

Al contrario de lo que se piensa, la bicicleta actualmente supone un **avance** como vehículo de transporte ante el automóvil. A largas distancias claramente supone un problema por la velocidad de desplazamiento, pero en los últimos años la bicicleta se está convirtiendo en el medio de transporte más rápido para corta o media distancia que pueden ser muy agradables en trayectos que no superen los 10 kilómetros. Sólo tiene ventajas: es económico, mantiene en forma y no contamina el medio ambiente.

En países europeos como España, Dinamarca, Polonia, Holanda y Francia, y en algunos asiáticos como China, la bicicleta es un medio de transporte **muy común** entre sus habitantes. Y es que se cree que alrededor del mundo, 800 millones de bicicletas ruedan cada día, con ventajas no sólo para las personas sino para el cuidado del medio ambiente. Incluso en España, el Área Metropolitana de Barcelona (AMB) ha anunciado un plan de apoyo a la bicicleta para el transporte urbano, que incluye una subvención de 250 euros para quien compre una bicicleta eléctrica.



3. Introducción

Siendo la contaminación atmosférica un tema que preocupa especialmente hoy en día (2018), donde el 20% de las emisiones de CO₂ son producidas por el transporte terrestre y además concentrándose especialmente en las grandes ciudades, resulta de gran utilidad la utilización de medios de transporte que reduzcan estas emisiones o la utilización de un transporte limpio. Por lo tanto los vehículos completamente eléctricos están cobrando una gran importancia en la actualidad.

Una ciudad con alta circulación de bicicletas reduce los niveles de contaminación ambiental. Al usar la bicicleta, también se ahorra dinero, pues no se gasta en impuestos, gasolina, peajes o costosos gastos de mantenimiento. La bicicleta eléctrica permite ahorrar 5.600 euros al año frente al coche, o 1.300 en comparación con una motocicleta, según *Yamimoto*, la primera firma española en bicicletas eléctricas.

La bicicleta eléctrica destaca como el **medio de transporte terrestre que necesita menos potencia y energía por kilómetro**. Debido a su eficiencia energética y sostenibilidad con el medio ambiente resulta el medio de transporte **óptimo para zonas urbanas**. Desde el año 2000 son muchas las iniciativas que se han tomado a nivel mundial para fomentar su uso, así como medidas para facilitarle el acceso.

En España, el *Ministerio de Agricultura, Alimentación y Medio Ambiente* aprobó el 28 de Noviembre de 2014 el “Plan de Impulso al Medio Ambiente (PIMA Aire 4)”, destinando 9,6 millones de euros con el principal objetivo de la **línea de ayudas directa para comprar bicicletas de pedaleo asistido por motor eléctrico** (bicis eléctricas) con tal de reducir significativamente las emisiones de contaminantes atmosféricos, así como las de gases de efecto invernadero. Se trata del cuarto plan en ayudas de este tipo que se implanta en España. El Plan prevé una mejora en la calidad del aire, con reducciones medias por vehículo reemplazado del 94% en emisiones de partículas y una reducción de consumo de combustible y de las emisiones de CO₂ de entre un 10% y un 15% anual. A ella se han acogido 35.000 vehículos y 2.800 motocicletas o bicicletas de pedaleo asistido. Actualmente (2018) ya no se concede la ayuda.



Para aportar una idea del impulso que se le ha concedido a las bicis eléctricas en el resto del mundo, el siguiente gráfico muestra la evolución de las medidas para fomentar la utilización de la bicicleta por regiones:

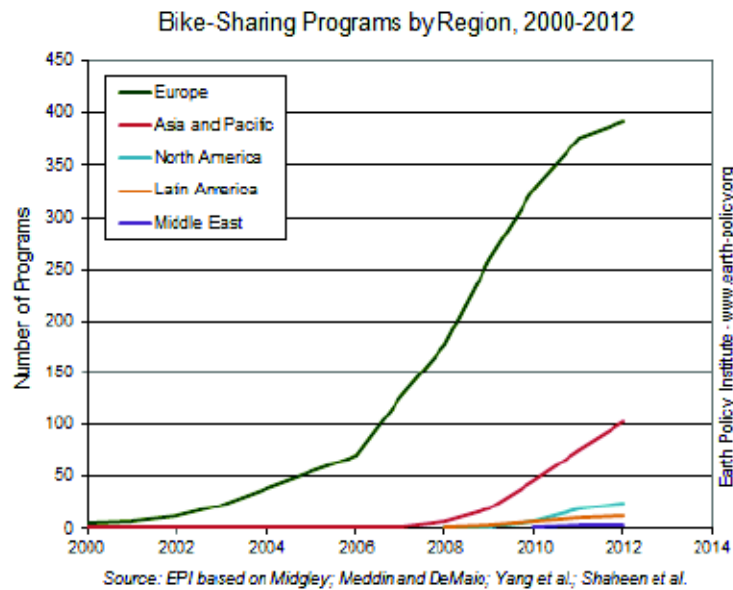


Figura 3.1. Participación de los países en programas de fomento de la bicicleta

En el año 2013 el número de países que desarrollaron dichas iniciativas fue de 48, que en comparación a los 8 países del año 2000, se observa una evolución significativa del fomento del uso de este transporte por parte de la mayoría de países. Europa está en cabeza en el fomento de la bicicleta y viene a ser el contexto más adecuado para desarrollar todo su potencial y donde actualmente el mercado de las bicicletas híbridas/eléctricas es un sector emergente.

En conclusión, todos estos factores hacen importante desarrollar el potencial de la bicicleta eléctrica que permitiría ir hacia una posible sociedad futura que sea más sostenible con el medio ambiente; cuyo tráfico sea mucho más seguro y fluido y que supone un medio de transporte mucho más asequible para las familias y un ahorro a largo plazo en la economías del Estado en cuestión de infraestructuras para este vehículo.



4. Estudio de necesidades y análisis de los factores a considerar

En este Apartado se pretende analizar el conjunto de los elementos eléctricos y electrónicos que componen el sistema principal de una bicicleta eléctrica actualmente (2018) con el propósito de estudiar cuáles serán los factores limitantes y condicionantes a tener en cuenta a la hora de diseñar el sistema en conjunto. Así como se expone la situación actual de esta tecnología y se muestran diversas configuraciones que pertenecen a otras bicicletas eléctricas comerciales.

4.1 Componentes

Los distintos componentes de los cuales se forma una e-Bike son mostrados en la Figura 4.1 situada en la página siguiente y son listados a continuación:



Figura 4.1. Componentes de una E-bike

1. **Motor DC** que es operado con un control electrónico mediante microcontrolador.
2. **Controlador** que actúa como cerebro del sistema, regulando la velocidad del motor y realizando las distintas mediciones y comprobaciones.
3. **Batería** que alimenta de corriente eléctrica el sistema, necesaria para el funcionamiento.
4. **Cargador para la batería.** El circuito de carga que será diseñado para conectar la batería a la red eléctrica o a posibles paneles fotovoltaicos.

5. **Sensor de pedaleo (PAS)**, los cuales incluyen una serie de sensores que se encargan de la detección de campos magnéticos.
6. **Sensor de freno**, este sensor corta la corriente desactivando el acelerador o el sensor de pedaleo para evitar que en la frenada el motor continúe funcionando. También se puede utilizar para el frenado regenerativo.

Estos son los elementos básicos a los que además es posible agregar:

7. **Sensor de presión** en los pedales, para conocer la fuerza ejercida por el conductor y adecuar el motor en función de esta. En los modelos de bicicletas eléctricas de mayor gama se suele emplear este tipo de sensor en lugar del sensor de pedaleo.
8. **Maneta de control (acelerador)** el cual permite variar parámetros de funcionamiento del motor. Puede tratarse de un simple potenciómetro.
9. **Sensor de ultrasonidos** que permite conocer la existencia de obstáculos tales como paredes u otros vehículos situados enfrente.
10. **Módulo de comunicación** con sistemas basados en **Android y/o Windows** que harían posible al usuario monitorizar el sistema.
11. **Interfaz con el usuario** vía **pantalla** gráfica LCD.
12. **Frenada regenerativa** que aprovecha la inercia cuando frenamos o en pendientes para recargar las baterías.

4.2 Consideraciones legales

Una bicicleta eléctrica es básicamente una bicicleta convencional a la que se le añade un motor eléctrico en una o ambas ruedas y una batería. La legislación actual para la Unión Europea considera bicicletas eléctricas a aquellos vehículos que cumplen estos requisitos:

- Sólo proporcionan asistencia mientras se pedalea. Pueden tener acelerador siempre y cuando este sólo sea efectivo cuando se pedalee.
- El motor se desconecta a partir de 25 km/h.
- Su potencia no es superior a 250 W con posibles picos de 350 W.
- No superar los 40 kg de peso del motor

Estos requisitos son iguales para la legislación en España; y al resto de las bicicletas eléctricas se las considera ciclomotores eléctricos, y requieren licencia de conducción y seguro específico de accidentes. Véase *Bibliografía* [35: DIRECTIVA 2002/24/CE DEL PARLAMENTO EUROPEO Y DEL CONSEJO].

4.3 Estado del arte

4.3.1 Bicis eléctricas

A continuación en este apartado se muestra una lista de las 6 bicis eléctricas más predominantes en el mercado. Estas bicicletas han sido diseñadas desde el principio de su fase de diseño para ser eléctricas con lo cual sus prestaciones son mucho mayores a lo que se podría conseguir en este proyecto de bicicleta híbrida. Han sido ordenadas en función de su potencia siendo la número seis la más pequeña y la primera la e-bike con más capacidad.

#6 Specialized Turbo



Figura 4.2. Modelo Specialized

325 Wh. Specialized Turbo tiene una batería extraíble integrada en el cuadro inferior lo cual es una solución elegante. Con un motor de 36 V y una batería de 9 Ah ofrece sin embargo una potencia insignificante de 325 W algo ridículamente pequeño teniendo en cuenta que su coste es de 6.000€.

#5 Easy Motion Neo Line

325 Wh. La bici insignia de la línea Neo famosa por su tipo de puente, esa forma característica del cuadro inferior en el que incorpora una batería oculta dentro de la carrocería. Emplea un motor Samsung de 36 V, y una batería de la misma compañía de 9 Ah. Tiene fácil movimiento porque además sólo pesa 20kg. Su precio es de 2.000€.



Figura 4.3. Modelo Easy Motion Neo

#4 Stromer



Figura 4.4. Modelo Stromer

360 Wh. La Stromer es una bicicleta eléctrica elaborado en Suiza, con un motor de eje trasero de 250 W y 36 V / 10 Ah (360 vatios-hora). Con batería extraíble integrado en el interior del cuadro. Muy similar a la Specialized Turbo en funcionamiento y características pero por la mitad del precio, la Stromer es una de las opciones de mejor precio en esta lista. Entre sus modelos, la gama de precios se sitúa entre los 2.000 y 3.000€.

#3 A2B Metro



Figura 4.5. Modelo A2B Metro

410 Wh. La A2B usa una química de la batería distinta pues se trata de tipo litio manganeso, LiMn. La A2B tiene un motor de 36 V con batería de 11,5 Ah para un total de 410 vatios-hora (Wh). Tiene la capacidad de añadir una segunda batería del mismo tamaño para el bastidor trasero para efectivamente duplicar su autonomía. Lo más atractivo de este modelo es que la batería trasera es fácilmente desprendible y puede llevar varias baterías según se desee. Precio de 1.500€.

#2 Optibike

936 Wh. Optibike es una bici de diseño elegante con potencia del motor 36 V / 26 Ah batería (936 vatios-hora) construido con un marco en forma de "Y". Los componentes están en el interior del marco monocasco de aluminio (el vocablo monocasco, derivado de la palabra francesa «*monocoque*», significa «un solo caparazón»), con lo cual en el caso de querer acceder a la batería o controlador es una tarea



Figura 4.6. Modelo Optibike

difícil que tendrá que ser realizada por un taller especializado, ya que el motor se encuentra en el pedalier para lo cual es necesario el completo desmontaje de la bicicleta. Optibike utiliza un sofisticado sistema eléctrico de transmisión de 14 velocidades para obtener la máxima eficiencia. Entre las bicis anteriormente expuestas, en mi opinión Optibike es la que ofrece más amperios/hora en un compacto y sofisticado diseño. Su precio es de más de 10.000€.

#1 Stealth Bomber/ Stealth Fighter



Figura 4.7. Modelo Stealth Bomber

1.500 Wh. La Stealth Bomber tiene un motor de 83 V con 20 Ah de batería tipo LiFePO4 en su cuadro que posee gran robustez y aspecto de máquina de acero. Su potencia es suficiente para una autonomía de 80 kilómetros en plano a una velocidad de 25 km/h constantes. Se puede observar que en cuanto a la forma del cuadro es igual que el visto en la Phasor e incluso la Optibike, porque su diseño permite una suspensión completa, buena altura y bastante espacio para el almacenamiento de la batería. A diferencia de la Optibike, los componentes son fácilmente accesibles a través de una placa lateral extraíble. La Stealth Fighter posee un marco más pequeño y tiene 52 V / 20 Ah de batería LiFePO4, por tanto una potencia de 1000 vatios-hora. Precio de 11.000€.

4.3.2 Kits conversión

Aparte de las bicicletas eléctricas diseñadas desde un primer momento para ser eléctricas, se encuentra la posibilidad de convertir una bici convencional en una de pedaleo asistido, lo que se llama bicicleta híbrida. Para ello se venden kits de conversión a eléctrico como el que se muestra en la Figura 4.8 que pertenece a *CicloTEK*, tienda española referente en el mundo en kits de conversión eléctricos desde 2005:

Inicio » **KIT para uso en vía pública** » **KIT Platinum LCD 5**

Platinum LCD 5 + Batería BT 9

250 watt.
600 max

25/33
km/h

65 km.
autonomía

LCD
5 niveles

KIT Platinum LCD5 + Batería BT 36v. 9Ah.

El nuevo Platinum LCD5 es nuestra solución más popular para convertir tu bicicleta en una bicicleta eléctrica de gama alta. Su nuevo panel LCD de con 5 niveles de asistencia le ofrece un control preciso de la asistencia. El KIT Platinum LCD5 + Batería BT de 36v. 9Ah. le va a permitir recorrer distancias de hasta 65 km con asistencia eléctrica.

9822084

479,00 €
429,00 €
(IVA incluido)

1

Figura 4.8. Kit de conversión eléctrico de *CicloTEK*

Convertir una bicicleta convencional en eléctrica es útil para quienes ya disponen de una bicicleta y poner un kit, en lugar de adquirirla eléctrica, nos permite personalizarlo completamente. Las ventajas de un kit son las siguientes:

- Económico
- Gran posibilidad de personalización
- Es portable ya que se puede migrar a otra bicicleta.

Sin embargo a la hora de escoger el kit hay ciertas desventajas y es que hay que tener en cuenta que no todos los kits son válidos para prácticamente cualquier bicicleta. El coeficiente aerodinámico de la horquilla donde se aloja el motor, el tamaño de la llanta y el espacio disponible en el cuadro de la bici son factores que limitan la conversión.

4.3.3 Ruedas inteligentes

Otras de las novedades que se presentan en este sector son otro tipo de conversión que se centra en ubicar toda la electrónica en la rueda siendo así muy fácil su adaptación y compatibilidad con cualquier tipo de bici y siendo más sencilla su distribución.

La mayor novedad la presenta un proyecto Kickstarter: *GeoOrbital Wheel*. La rueda fue inventada en Cambridge y se construye de forma local en Nueva Inglaterra en asociación con fabricantes locales y proveedores de todas partes del mundo. Todos los componentes estructurales se realizan en Massachusetts y en New Hampshire. Se ha previsto su introducción al mercado en Noviembre de 2016 a un precio de 700€. Se adjunta en la Figura 4.9 una imagen de este prototipo junto a sus componentes:

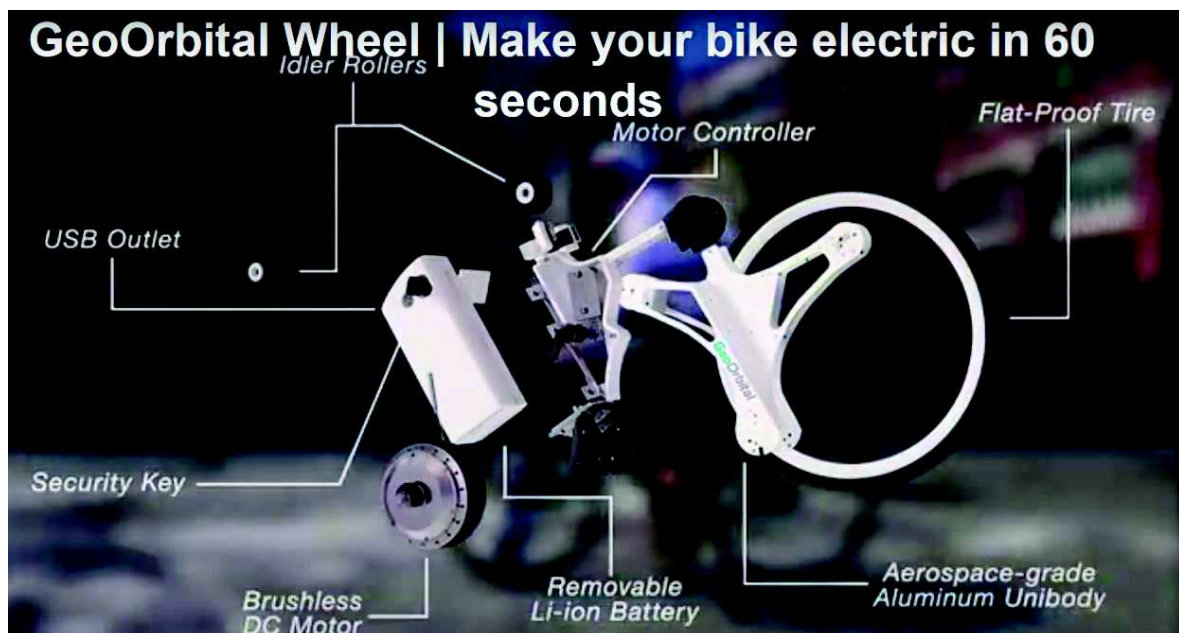


Figura 4.9. Distribución de los componentes en una GeoOrbital Wheel

Otro ejemplo de conversión todo-en-uno es la bautizada *Copenhagen Wheel*. Desarrollado por un equipo de ingenieros del MIT (Instituto Tecnológico de Massachusetts) y financiada por el ayuntamiento de Copenhague, es un proyecto kickstarter. A un precio de venta de 950€, la rueda Copenhagen transforma la bicicleta en un sistema híbrido de forma rápida y fácil. Se puede observar una bicicleta que incorpora dicho sistema en la Figura 4.10 a continuación:



Figura 4.10. Imagen de una bicicleta que incorpora la *Copenhagen Wheel* en la rueda trasera

La rueda contiene motor, batería, múltiples sensores, conexión inalámbrica y un sistema de control embebido. La rueda aprende del estilo de pedaleo del conductor y se integra con su movimiento, obteniendo entre 3 y 10 veces más fuerza que en el pedaleo. Con ello las cuestas se suben como si rodara en plano y las distancias se acortan. No dispone de cargador sino que funciona por freno regenerativo, con lo cual se carga en las frenadas y en largas bajadas. Además se complementa con una aplicación Android.

4.3.4 Rueda magnética.

Desarrollada por la compañía *Lightweight*, ubicada en Friedrichshafen (Alemania), la rueda magnética es un nuevo tipo de bici diferente a todas las otras bicicletas eléctricas que actualmente existen en el mercado ya que utiliza hábilmente la tecnología de los trenes de levitación magnética. El sistema tiene varias ventajas clave y es la tecnología de **vanguardia actualmente**. En la Figura 4.11 se observa un ejemplo de este tipo de bicicleta que ha protagonizado recientes escándalos en el Campeonato Mundial de Ciclocross.

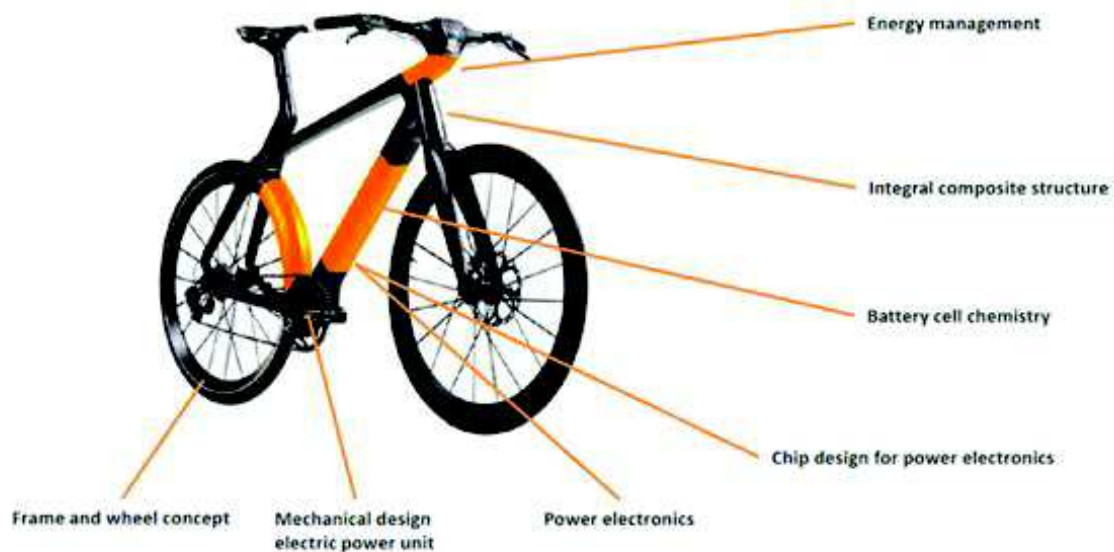


Figura 4.11. Bicicleta que incorpora una rueda trasera magnética y sus componentes

Destaca del resto en su funcionamiento. Y es que no incorpora un motor ni en el pedalier ni en las ruedas, sino que el sistema funciona por medio de una rueda trasera modificada con 200 imanes incrustados en el borde de la rueda sobre los cuales se aplica un campo magnético generado por la inducción de bobinas. El tubo del asiento también se modifica, de manera que se solapa con la rueda trasera como un guardabarros integrado en el cual se sitúan las bobinas electromagnéticas. A continuación en la Figura 4.12 se puede observar la disposición de los imanes en la rueda y cómo interactúan con los bobinados internos del cuadro de la bici:

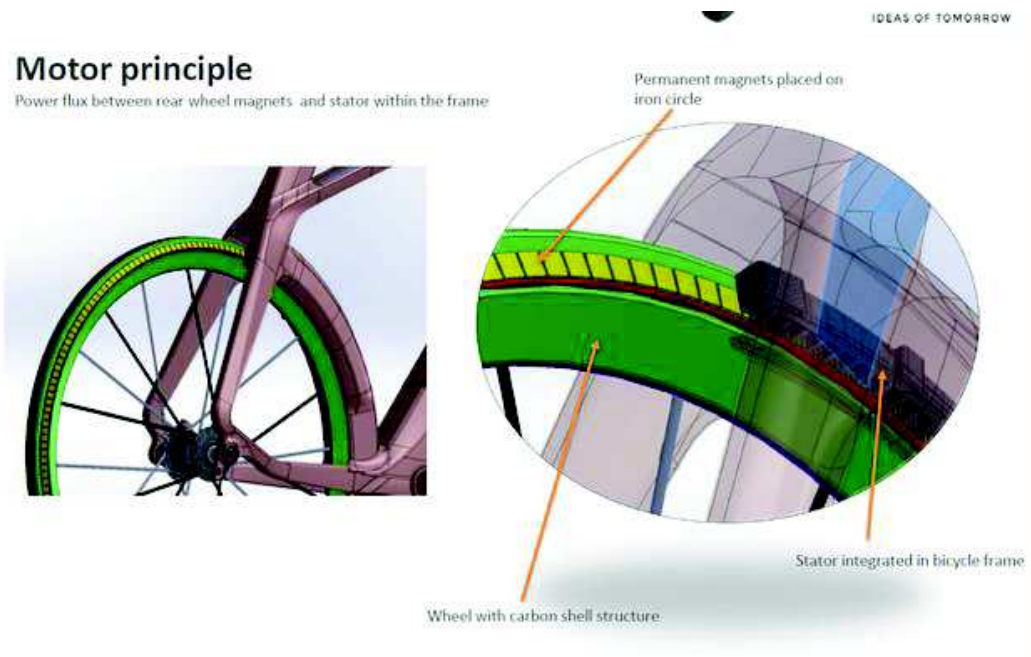


Figura 4.12. Principio de funcionamiento de una rueda magnética

En primer lugar, con muchas menos partes móviles, el motor tiene potencial de ser mucho más fiable que los modelos actuales. En segundo lugar, el peso total del sistema es bastante inferior al resto de bicicletas eléctricas y por ello la potencia suministrada alcanza la cifra de 500 W de asistencia.

El sistema no es sólo una rueda especial; también se requiere un marco especialmente diseñado y la batería oculta. Por ello se requiere un diseño desde cero de todos los elementos que integra. La empresa llama a este tipo de tecnología, la *"tecnología de levitación magnética Transrapid."*

4.4 Planteamiento del problema: Limitaciones y condicionantes

Ya se comentó anteriormente que los elementos que se incorporen a la bicicleta deben ser diseñados en concreto para las prestaciones requeridas para el sistema. A continuación se exponen varias consideraciones a tener en cuenta sobre el motor, la batería y el controlador (que forman la parte fundamental de cualquier bicicleta eléctrica) para posteriormente escoger los componentes cuyos parámetros se ajusten a los valores buscados. Asimismo se ha de considerar el espacio disponible para su montaje.

4.4.1 Motor

El sistema que se desea diseñar incluye una máquina eléctrica trabajando como motor aunque es interesante la posibilidad de que esta pudiera trabajar por momentos como **generador** y devolver la energía al sistema obteniendo así el efecto de Frenada Regenerativa.

Sobre la **potencia** del motor, deberá ser suficiente como para que el par producido por este sea suficiente para proporcionar un empuje de hasta 25 km/h a la bicicleta incluyendo el peso de la persona. La potencia máxima se limita para un uso de bajas exigencias, como bicicleta de paseo para cumplir los más posible la normativa *UNE-EN ISO 4210-1:2014* (Ver Anexo I) que especifica los *requisitos de seguridad y métodos de ensayo para bicicletas de paseo*, por lo que la demanda de la potencia del motor no será muy elevada, en torno a **250 W**. Por supuesto la potencia suministrada al motor en cada momento será regulada por el controlador.

Otro aspecto importante es la configuración del motor, es decir, la **posición** en la bici. Actualmente existen dos tipos de motores, o de transmisión en una bici eléctrica. Por un lado los motores “hub”, que son los que van montados en los bujes de las ruedas delantera o trasera, formando un conjunto con la rueda. Es el más habitual actualmente. Por otro lado existen motores centrales, instalados en el eje de pedalier, no tan frecuentes pero presentan ventajas muy interesantes.

Todos estos aspectos sobre el motor se estudiarán en el Apartado “5.3. Diseño del motor” de esta memoria, donde se plantearán con más profundidad las distintas posibilidades y se escogerá la más adecuada en función de nuestro diseño.

En función del tipo de motor se deberá diseñar un **circuito de control** que corresponda al tipo de construcción escogida, para controlar la potencia suministrada y así controlar la fuerza par generada.

4.4.2 Batería

Se dispone de un elemento de almacenamiento de energía, este es la batería por excelencia. Proporciona energía eléctrica a los dispositivos como el motor o el controlador. Se recarga con un **cargador específico** el cual será diseñado específicamente para la batería elegida. Además la batería se podrá **extraer** de la bicicleta para mayor comodidad a la hora de cargarla y esta estará ubicada bajo el sillín, sujeta en el cuadro de la bici.

El factor que más influye en la autonomía de una bici eléctrica es su **capacidad**. Ésta se mide en Vatios por hora (Wh), y se obtiene multiplicando el voltaje de la batería por la energía que se carga o descarga la batería en una hora, lo cual se traduce como amperios/hora (Ah). La capacidad típica de las baterías para e-bikes se encuentra en un rango entre 300 Wh a 400 Wh. En la fase de diseño, la capacidad de la batería dependerá de la mejor relación precio/capacidad dentro de las capacidades típicas que ofrecería entre 2 a 4 horas de autonomía, mínimo de 20 kilómetros hasta un máximo de 60. Además existe la posibilidad de utilizar ultracondensadores que podrían alargar la vida útil de la batería (Ver *Apéndice I: Glosario*, para más información).

Por otro lado, el uso de baterías necesita de un tipo de **circuitos de protección** con la finalidad de aportar la monitorización y el control necesarios para proteger las células de la batería de condiciones de funcionamiento o ambientales fuera de la **tolerancia** que tiene la propia célula con tal de protegerla, incluso para proteger al usuario frente a las consecuencias de un fallo en las baterías. El circuito de protección puede ser externo a la batería y es uno de los pilares fundamentales del BMS o sistema de gestión de batería.

Dependiendo de la aplicación se requieren diferentes grados de protección. Las baterías de Ion Litio necesitan particularmente circuitos de control para mantener dentro de sus rangos de valores predefinidos, magnitudes como son: el voltaje, la corriente y la temperatura. Las consecuencias de un fallo, es decir, una magnitud fuera del rango predefinido, conlleva problemas bastante serios como fuego incluso llegando a explotar.

En lo general los circuitos de protección deben proteger ante los siguientes **eventos o condiciones indeseadas**: sobrecorrientes en carga al igual que en descarga, cortocircuitos, sobrevoltajes o sobrecargas, temperatura ambiente alta, sobrecalentamiento de las células, etc.

Se realizará una comparación de las ventajas y desventajas de cada posible solución para escoger la que mejor cumpla las necesidades del sistema, en el diseño del hardware que se realizará en el Apartado “5.3. Elección de la batería”.

4.4.3 Controlador

La función del controlador es principalmente la de alimentar al motor por medio de impulsos eléctricos. Este controlador será el cerebro encargado de gestionar el **Sistema de Pedaleo Asistido** (también denominado P.A.S. o Pedelec). Este sistema incorpora un sensor que detecta la velocidad del pedaleo u otros transductores que detectan la fuerza transmitida a los pedales. Al presionar el pedal o al dar vueltas el plato, el controlador registra esta señal del sensor y proporciona la energía al motor para que éste asista al avance de la bicicleta a una velocidad y fuerza calculadas. Cuando se deja de pedalear o se acciona el freno, el motor deja de funcionar.

Importante destacar que aunque la velocidad del motor esté limitada a 25 km/h, es fácil alcanzar velocidades superiores con un pequeño esfuerzo de pedal.

Además se desea que incorpore un **mando** con opciones de uso para el usuario y una **pantalla gráfica** en la cual se muestre información del sistema en cuanto al estado de carga de la batería, velocidad y cualquier otra información útil para el usuario.

Por otro lado, se pretende que este controlador administre correctamente la energía de la batería recargable y mantenga su temperatura en una zona segura además de proporcionar un valor para el **SoC** (**State of Charge**, o Estado de Carga en español) lo más fiable posible. Para esto se diseñará concretamente un *Battery Management System* (**BMS**), traducido al español: **Sistema de Gestión de la Batería**. Con esto se pretende:

1. Extender la vida de la batería lo máximo posible, proporcionando información al usuario del **SoH** (**State of Health**, o Estado de Salud en español) con lo cual es posible conocer el desgaste que ha sufrido la batería.
2. Evitar sobrecorrientes y cortocircuitos, al igual que evitará la subtensión o la sobretensión en las celdas durante el funcionamiento que conllevarían a un incendio de la batería.
3. Protección frente a ciclos de descarga profunda que disminuirían en gran medida la autonomía de la batería en caso de un consumo excesivo por el motor.
4. Protección en caso de temperaturas extremas, ya sea por sobrecalentamiento o congelamiento.
5. Flexibilidad en la elección de la batería. Adaptándose automáticamente el sistema a las características de la batería seleccionada.

4.4.4 Distribución espacial

En este apartado se considera la disposición de los elementos pues hay que tener en cuenta donde se coloca la batería y el controlador que será lo que mayor espacio requiera. Existe la posibilidad de montarlos en el **portaequipajes** de la rueda trasera si es que la bici dispone de él o en caso contrario en el **cuadro** entre las barras superior e inferior. Si se considera la última opción es posible obtener una solución aplicable a la gran mayoría de bicicletas actuales. En la siguiente Figura 4.13 se muestran ambos espacios:



Figura 4.13. Secciones designadas como espacio para batería + controlador

Para disponer de los componentes “entrebarras”, se debe calcular el espacio disponible y si existe algún tipo de batería que se ajuste a este espacio sin sobresalir de forma peligrosa. Algunas bicis cuenta con la incorporación de suspensión mecánica reduciendo el espacio aprovechable de esta sección.

5. Planteamiento de soluciones alternativas y justificación de la solución adoptada

5.1 Enfoque

En primer lugar se procede realizando una estrategia de diseño Top-down (en Español, “de arriba a abajo”) con bloques funcionales. La Figura 5.1 siguiente muestra una idea de la solución más adecuada para este sistema, sin especificar detalles, de la idea que va a ser utilizada para la implementación del control de la bici. Cada parte del sistema se diseñará posteriormente con mayor detalle hasta cumplir los requerimientos.

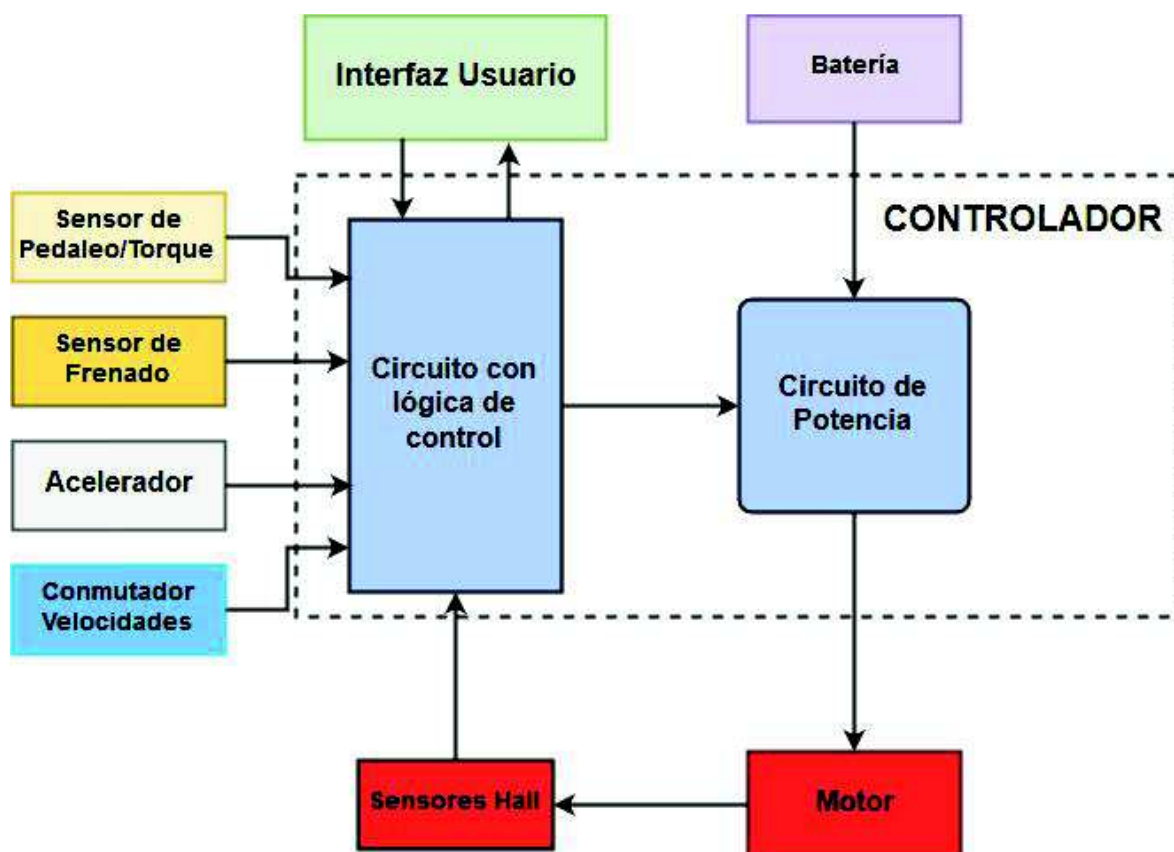


Figura 5.1. Diseño Top-down de comunicación entre bloques funcionales del sistema

El controlador es la parte fundamental pues es el elemento que gestiona todo el sistema. Este consta de dos elementos: el **circuito con lógica de control** (PIC o microcontrolador), que se encarga de recibir los datos mandados por los sensores y otros elementos de la bicicleta, clasificarlos y ordenarlos con una lógica de control; para así dar las órdenes oportunas al **circuito de potencia** que se encarga de tomar la corriente continua de la batería y transformarla en corriente alterna para alimentar el motor.

Alrededor se observan los otros elementos que se encuentran en la bicicleta que gestionados por el controlador, son encargados de enviar los datos a este. En el caso de la interfaz, no solo se encarga de informar al usuario del estado del sistema ya que también permite a este tomar decisiones relacionadas con el control.

5.2 Elección del motor

Un motor eléctrico convierte la energía eléctrica en energía mecánica en forma de par de torsión (energía de rotación). Hay dos tipos de motores: los de corriente continua (CC) y de corriente alterna (CA), que difieren tanto en el tipo de energía eléctrica que utilizan y en cómo generan el par de torsión en función de su construcción. Los motores de corriente continua se inventaron antes, pero se usan con menos frecuencia hoy en día. Los motores de corriente alterna tienen un diseño más simple y se utilizan en la mayoría de los aparatos y equipos industriales.

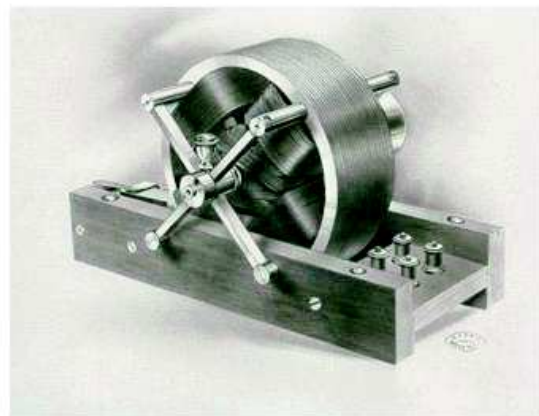


Figura 5.2. Comparación en la estructura de los motores: a la izquierda, motor CC sin escobillas (brushless) y a la derecha motor CA de inducción

5.2.1 Tipos de motores

A continuación se comparan las ventajas y desventajas de estos en función de tres aspectos: la estructura, la mecánica y el uso [Wikipedia: 2016].

- Estructura

Ambos motores, CA y CC, contienen dos componentes esenciales: un estator y un rotor. Una corriente eléctrica crea el par de torsión cuando se mueve dentro de un campo magnético, de acuerdo con la Ley de Faraday. En un motor de corriente continua, el rotor recibe una corriente continua y un conmutador invierte la corriente cuando el rotor gira en un campo estacionario magnético creado por un imán permanente en el estator. En un motor de CA, el rotor recibe una corriente inducida alterna y el estator es un campo magnético inducido.

- Mecánica

La ventaja de los motores de corriente continua es que puedes ajustar la velocidad simplemente mediante el aumento de la tensión y tienen la capacidad de proporcionar un alto par a velocidades bajas. Sin embargo, estos motores tienen un diseño más complejo, requiriendo cepillos para transferir energía a las partes móviles y un conmutador para invertir periódicamente la tensión. Estas piezas se desgastan con el tiempo debido a la fricción y, finalmente, deben ser reemplazados. Los motores de corriente alterna tienen un diseño más simple y bajo nivel de mantenimiento, pero funcionan a velocidades fijas y no pueden operar a bajas velocidades de menos de cerca de 1/3 de la velocidad base. Además el control de posición requiere mayor complejidad.

- Uso

Debido a su velocidad variable, los motores de corriente continua se pueden utilizar tanto para aplicaciones de baja potencia y de alta potencia. Sin embargo, debido a su alto costo y la necesidad de piezas de repuesto, normalmente sólo se utilizan para alimentar dispositivos que requieren una entrada de potencia variable donde la velocidad del motor es controlada externamente, como en los vehículos eléctricos/híbridos. Los motores de corriente alterna son más baratos de fabricar y son compatibles con la mayoría de los aparatos modernos que cuentan con una fuente de energía de CA. Los motores de corriente alterna funcionan mejor en aplicaciones que requieren el rendimiento de la potencia durante largos períodos de tiempo.

➤ *¿Cuál es el mejor?*

Antes se usaban las baterías de plomo, los motores con escobillas y los controladores del contactor. Hoy en día, ninguno de ellos se mantiene. El plomo ha sido reemplazado por litio y los motores de corriente continua (CC) con escobillas por otros de corriente continua sin escobillas (brushless) o de inducción. Los contactores, por su parte, han dado paso a la modulación de los inversores.

¿Qué ha ocurrido para que los motores CC con escobillas se encuentren cada vez en mayor desuso? Principalmente que necesitan un mantenimiento periódico para la limpieza o sustitución de las escobillas, ya que se desgastan con el tiempo y producen polvo. En la siguiente Tabla 5.1, se pretende realizar una rápida comparación con el motor brushless o sin escobillas:

	Motor CC convencional	Motor CC sin escobillas
Estructura	Elementos magnéticos en el estator	Elementos magnéticos en el rotor
Principales características	Alto par respecto la inercia, menor rango de velocidad debido al rozamiento de las escobillas	Mantenimiento bajo, mayor rango de velocidad, mayor rendimiento
Conexión de los bobinados	Conexión en triangulo	Conexión en triangulo y en estrella
Método para detectar la posición del rotor	Detectada automáticamente por las escobillas	De tipo electrónico mediante sensor de efecto Hall, encoder óptico, etc.
Reversibilidad	Cambiando la polaridad del voltaje	Cambiando la lógica
Mantenimiento	Requieren mantenimiento para la limpieza o sustitución de las escobillas	Larga vida útil sin mantenimiento, mejor disipación del calor
Corriente de arranque	Es necesario un pico de corriente bastante mayor a la corriente nominal	La corriente nominal

Control	No necesario para velocidad fija, en caso que se requiera velocidad variable resulta de simple implementación	Necesario siempre, costoso y algo más complejo
Relación Potencia/Tamaño	Moderado debido a los devanados del rotor y del estator	De valor alto, los imanes proporcionan mayor potencia con el mismo tamaño

Tabla 5.1. Comparativa entre motor DC convencional y motor Brushless

Nótese que no se han comparado las ventajas y desventajas de ambos tipos de motores ya que realmente **no hay un mejor tipo de motor**, más bien hay diferentes tipos de motores que se adaptan a las necesidades particulares de cada aplicación, como pueden ser el precio y el rendimiento. Esto también ocurre en otros vehículos eléctricos.

La decisión no es trivial y conocer mejor el funcionamiento de cada uno de ellos ayuda a ver sus diferencias, sus ventajas y sus inconvenientes. Para ello se hace referencia a un artículo que es una traducción adaptada de la entrada en el blog de Tesla [4: forococheelectricos.com] escrita por *Wally Rippel* en 2007. El artículo me parece una excelente explicación de las diferencias entre los diferentes motores que podemos encontrar en vehículos eléctricos.

5.2.2 Tipo de motor más recomendado

Vistas las diferencias entre los motores CC sin escobillas o brushless y los motores de inducción, ha resultado que el **motor brushless es el motor óptimo** para la aplicación en bicicletas eléctricas. Es el motor que predomina actualmente en el mercado de vehículos eléctricos y se debe a las siguientes **ventajas**:

- El calor que genera el rotor es mucho menor que otros motores por lo cual es más eficiente, pues apenas tiene pérdidas por calor y no requiere refrigeración.
- Velocidad ajustable con precisión en función de la tensión.
- Alta aceleración ya que proporciona un alto par a velocidades bajas limitado por la electrónica, mientras el motor de inducción no pueden operar a bajas velocidades de menos de cerca de 1/3 de la velocidad base.
- Es el más eficiente energéticamente, por tanto consumen menor energía lo que proporciona mayor duración de las baterías para la misma potencia.

- No necesita mantenimiento puesto que no tiene escobillas, la única parte mecánica son los rodamientos y duran entre 20.000 y 30.000 kilómetros.
- Bajo ruido en funcionamiento.
- Buena relación potencia/peso.

Además de todas las ventajas que presentan convirtiéndolos en unos de los sistemas más ecológicos y sostenibles, resulta fácil encontrar estos motores diseñados para bicicletas eléctricas tal y como son los motores Hub que se muestran en el siguiente Apartado “5.2.3 Configuraciones del motor”.

Por otro lado se presenta una desventaja al usar este tipo de motores: un circuito electrónico de control es necesario para realizar la modulación de 3 fases necesaria para generar el movimiento. Como se ha mencionado anteriormente se trata del **inversor que a su vez también requiere un control por parte de un microcontrolador**. Por tanto se necesita invertir más dinero y tiempo en su puesta en funcionamiento, pero vale la pena debido a su alto rendimiento.

Dependiendo del tipo de motor el inversor puede resultar caro, de gran tamaño y peso alto. Por ello su diseño desde cero puede facilitar la compatibilidad con el microcontrolador que se pretende utilizar en este proyecto y con la potencia del motor escogido. Estos inversores se les conoce por el nombre de Controladores Brushless y existen numerosos tipos en el mercado. Más información en el Apartado “6.3.1 Electrónica de potencia”.

5.2.3 Configuraciones del motor

El último factor a considerar es en qué parte de la bicicleta se ha de instalar el motor. Es posible instalarlo en una de las ruedas (delantera o trasera) o en el pedalier de la bici. A continuación se ofrece un resumen de lo expuesto en [Biobike.es: 2016] y [enbicielectrica.com: 2016] sobre las configuraciones posibles para el motor.

Un **motor delantero** es muy sencillo de montar, proporciona doble tracción y contribuye a repartir mejor los pesos cuando la batería está acoplada en el transportín o portaequipajes. También permite mantener la rueda trasera con todas las velocidades disponibles, pero a alta potencia puede conllevar a la pérdida de control. Los motores en la rueda delantera son más fáciles y rápidos de instalar los traseros, igualmente se puede desinstalar más rápido.

Debido al par que tienen no se deben instalar en cualquier horquilla, y es preferible que esta sea de acero o hierro. Para potencias de 500W o más delante, conviene poner dos abrazaderas de sujeción, llamadas comúnmente abrazaderas de torque (*torque arm*, en

inglés), con la finalidad de que si se rompe la horquilla por la parte donde se une con el buje (punteras), no salir disparado por encima de la bici.

El **motor trasero** permite una mejor maniobrabilidad y agarre durante una conducción agresiva. En una bici con un motor trasero es fácil contener con seguridad la fuerza del motor, ya que esta parte de la bici suele ser más fuerte. Por tanto es más fácil mantener la tracción en la parte trasera incluso a altas potencias, aunque está claro que la instalación de un motor trasero conlleva más trabajo.

La parte trasera de la bici además es mucho más fuerte que la delantera, por lo que en los cuadros de acero no se necesita un brazo de torsión con potencias "normales". En caso de romper una puntera trasera y perder la rueda siempre será mejor que si se pierde la rueda delantera, de todos modos es aconsejable usar en esta rueda también un **mecanismo de sujeción para potencias superiores a los 750 W** con tal de asegurar que el conductor no salga disparado.

Panasonic, Shimano Steps, Bosch, Brose y Yamaha equilibran los pesos perfectamente puesto que el motor y la batería están integrados en el centro del chasis y en la parte inferior. En estos casos, la tracción se distribuye a la rueda de atrás a través de un plato de tracción.

En la Figura 5.3 se muestra un ejemplo de motor Hub para configuración delantera o trasera:



Figura 5.3. Motor brushless Hub incorporado a la rueda

Por último, los motores integrados en el **eje de pedalier** en una bicicleta eléctrica son más eficientes por un factor muy importante que determina el comportamiento de una bici eléctrica: la **eficiencia del motor**. Si este gira a menos revoluciones y se calienta menos, consigue autonomías mayores con baterías de igual capacidad. Podemos encontrar sistemas *Bosch* con baterías de 500 Wh que superan los 200 kilómetros con una sola carga.



Figura 5.4. Motor brushless BOSCH para el pedalier

5.2.4 Diferencias importantes entre motores

Hay una gran cantidad de controversia en relación con las mejores marcas y modelos de motor para hacer el kit de la e-bike definitiva. A continuación se presentan los detalles sobre algunos de los motores de calidad utilizados habitualmente en las conversiones de bicicleta eléctrica. Existen dos tipos de motores Hub en función de su construcción: De accionamiento directo y motor-reductor. Por otro lado algunos incorporan sensores de posición mientras que otros funcionan sin requerir un control de posición y así se distinguen los motores: controlados y sin sensor.

➤ *Accionamiento directo vs Motor-reductor*

Los motores Hub de accionamiento directo no tienen engranajes en su interior y requieren entre muy poco o ningún mantenimiento. Los hay generalmente muy robustos pero a menudo son algo más voluminosos y pesados que los motor-reductores que sí tienen engranajes. Además son algo menos eficientes que los motor-reductores ya que estos pueden funcionar a la velocidad óptima del motor a una velocidad normal de pedaleo.

Por otro lado los motores de accionamiento directo tienen la ventaja de ser capaces de implementar el freno regenerativo, algo que puede ayudar a extender el rango de la batería en algunas como al hacer descensos largos como una manera de reducir la velocidad y reducir el desgaste de los frenos.

Una desventaja de los motores de accionamiento directo es que ofrecen una pequeña cantidad de resistencia al pedalear sin utilizar el motor, por lo que si se planea circular sin motor en una gran parte de la conducción, puede ser mejor usar un motor-reductor.

Algunas de las marcas con mejor reputación en motores de accionamiento directo son:

- Chrystalyte
- Nine Continental (9C)
- Bionix
- Golden Motor

En resumen, en este tipo de motores encontramos las ventajas y desventajas que se presentan en la Tabla 5.2:

	Accionamiento Directo
<i>Ventajas</i>	<ul style="list-style-type: none">• Construcción simple, no tiene partes mecánicas que requieran mantenimiento.• Robusto, ya que tiene mayor vida útil que los motores-reductores.• Se puede implementar un sistema de freno regenerativo.
<i>Desventajas</i>	<ul style="list-style-type: none">• Más pesados, hasta un 50% más que los motor-reductor.• Requieren mayor espacio.• Ofrecen algo de resistencia al movimiento.

Tabla 5.2. Ventajas y desventajas del motor por Accionamiento Directo

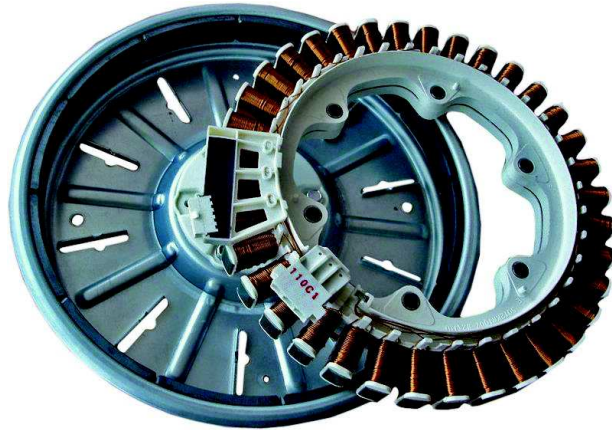


Figura 5.5. Imagen del interior de un motor por Accionamiento Directo

Por otro lado, los motores reductores constan de una parte mecánica formada por engranajes o como se suele llamar “trenes de engranajes” que proporcionan la ventaja de obtener motores más pequeños y ligeros que los de accionamiento directo. También permiten a la rueda rodar sin resistencia lo que significa que no causa fricción cuando se utiliza, haciéndolos una buena opción si se planea montarlo en una bicicleta de empuje por pulsos.

Como con toda tecnología, también tiene sus desventajas como que no pueden ser utilizados para frenada regenerativa o que los dientes de los engranajes se desgastan y necesitan ser reemplazados sobretodo en sistemas de alta tensión.

Algunas de las marcas con mejor reputación en motores-reductores son:

- eZee
- BMC
- Mini-Geared
- Bafang
- Cute
- Hill Topper

Las ventajas y desventajas en este tipo de motores se muestran en la Tabla 5.3 a continuación:

Motor-Reductor	
<i>Ventajas</i>	<ul style="list-style-type: none"> • Más ligeros y pequeños. • Mayor eficiencia. • Movimiento libre de la rueda con apenas resistencia.
<i>Desventajas</i>	<ul style="list-style-type: none"> • Dientes pueden desgastarse con el tiempo y necesitan ser reemplazados. • La mayoría no son compatible con el sistema de freno regenerativo. • Por tener mayor número de componentes es más fácil de romperse.

Tabla 5.3. Ventajas y desventajas del motor con engranajes o reductor



Figura 5.6. Imagen del interior de un motor con engranajes o motor-reductor

➤ *Controlados vs Sin sensores*

También distinguimos distintos tipos de motores Hub dependiendo de si incluyen sensor de posición o si funcionan sin sensor. Un motor controlado con sensor significa que lleva cables extra para los sensores hall alojados dentro del bobinado del motor, que informan de la posición del rotor y ayudan a controlar la sincronización del motor, sobre todo a bajas revoluciones por minuto. Estos motores son clasificados como “*Sensored*” o controlados en español. Pero también es posible accionar el movimiento de un motor brushless sin incorporar dichos sensores, y en ese caso se clasifican como “*Sensorless*”, es decir, sin sensores. A continuación en la Tabla 5.4, se muestran las diferencias que existen entre este tipo de motores:

	Motor sin sensores
<i>Ventajas</i>	<ul style="list-style-type: none">• Son más resistentes al agua y no sufren problemas de sobrecalentamiento por los sensores hall.• Más sencillos de instalar en la bici pues disponen de menos cables y son más vistosos.• El precio suele ser menor que los motores controlados.
<i>Desventajas</i>	<ul style="list-style-type: none">• Son motores con menor eficiencia.• Arranques y paradas pueden tener sacudidas violentas.• Mayor ruido y vibraciones en toda la gama de revoluciones.• Peor funcionamiento a altos voltajes.

Tabla 5.4. Ventajas y desventajas del motor sin sensores

Si todavía se tienen dudas entre elegir un motor controlado o sin sensor de posición, es posible utilizar los motores controlados con sensor como motores sin sensor si se escoge un controlador que no requiera de su uso. La mayoría de fabricantes producen los motores controlados para permitir al cliente decidir qué controlador se desea utilizar o para que en caso de ya poseer un controlador, el motor sea compatible con ambos tipos de control, el control con posición y el control sin posición.

Aun así **es preferible escoger un motor con sensores Hall** si se desea realizar una monitorización más segura y robusta puesto que es conveniente escoger que el fabricante lo proporcione en su construcción antes de requerir manipular el motor por cuenta propia.

➤ Frenos

Al escoger el motor, hay que tener en cuenta el sistema de frenada que incorpora la bicicleta en la cual se va a instalar para que sea compatible. A menudo las dimensiones del motor sobrepasan de la anchura de la rueda y cierto tipo de frenos tales como los de disco mecánico o hidráulico no podrían instalarse al no disponer del espacio suficiente.

A continuación se muestran los dos tipos de frenos que dominan en el mercado:

- Los frenos **V-brake** (frenos en uve) son los frenos más populares hoy en día. Evolución del freno cantilever, se trata de un freno mecánico que actúa sobre la llanta a través de dos zapatas accionadas mediante el tiro del cable de frenado, normalmente de aluminio, que está conectado con la maneta de frenado del manillar. Son unos frenos ligeros pero no disponen de mucha potencia de frenado. En la Figura 5.7 se puede apreciar el mecanismo de este freno.



Figura 5.7. Frenos para bici tipo V-brake

- Los **frenos de disco** para bici son utilizados en las disciplinas más agresivas de *mountain bike*, como el descenso, el enduro o el *freeride*. Dentro de este tipo de frenos hay dos grandes grupos, los mecánicos (con cable) y los hidráulicos (que funcionan mediante la presión de fluidos con aceites sintéticos o minerales). Su funcionamiento es semejante al de los frenos de los automóviles; mediante un cable se accionan las zapatas que presionan el disco de metal situado en el buje. Estos frenos tienen una potencia de frenada mucho mayor que los *V-brake* además de que no se ven influidos por la meteorología adversa (lluvia, barro,

nieve). También es cierto que son más caros, pesados y difíciles de reparar. Dentro de los frenos de disco, podemos encontrar diferencias en función de la capacidad de frenada que necesitemos para nuestra bicicleta, como el número de pistones o el tamaño del disco (a mayor tamaño mayor capacidad de retención).



Figura 5.8. Frenos para bici tipo disco

En esta memoria se recomienda que se utilicen siempre *frenos de disco* en las bicicletas eléctricas ya que a partir de 30 km/h la frenada de un tipo *V-brake* es mucho menos eficaz y siempre existe la posibilidad de necesitar realizar un frenado de emergencia. En dicho caso un *freno de disco* proporciona la seguridad necesaria para evitar accidentes. Además una mayor potencia de frenada se puede utilizar para obtener una mayor regeneración de energía a partir de esta.

En el caso de un sistema *V-brake* al cual se le deseara conceder esa seguridad, se podría implementar un sistema auxiliar de frenada mediante el motor a partir de una corriente de polaridad opuesta. Sin embargo esto conllevaría un mayor consumo de las baterías, cuando con los *freno de disco* obtenemos de forma opuesta un menor consumo gracias a la regeneración.

A la hora de elegir un motor, contactar con el fabricante para confirmar la compatibilidad con este tipo de frenos es muy importante si desea un sistema e-bike seguro.

➤ Resistencia del cuadro a la fuerza de torsión

Ya que el motor se encuentra generando una fuerza en el eje de la rueda, este aplica un momento sobre el eje longitudinal de la unión constructiva que mantiene la rueda unida al cuadro de la bicicleta, es decir, la horquilla. A esta sollicitación de fuerza que se presenta se le denomina Torsión. En la Figura 5.9 se muestra un ejemplo de esta fuerza. Cuando un motor Hub se encuentra funcionando, se genera un par de torsión por girar la rueda hacia delante, produciéndose un par de torsión de fuerza igual y opuesta sobre el eje causando que gire hacia atrás tal y como se muestra en la Figura 28.

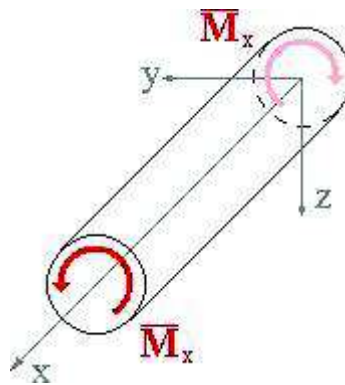


Figura 5.9. Ejemplo de sollicitación que produce un momento torsor constante y torsión recta sobre una barra de sección cilíndrica

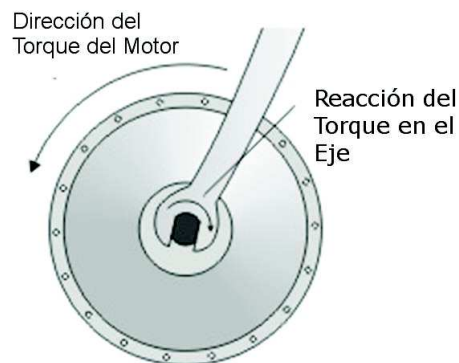


Figura 5.10. Representación del momento torsor que transmite la rueda al eje

Los motores Hub someten la horquilla de la bicicleta a un gran par de torsión, que en el caso de una bici que no ha sido fabricada desde el principio para incorporar motor eléctrico, podría provocar la rotura de la horquilla en el caso del motor delantero o de las juntas de sujeción de la vaina en el caso del motor trasero. Esto provocaría que de forma

espontánea la rueda quede fuera del eje y de lugar a una súbita frenada que incluso puede conllevar la rotura del cableado del motor o que el ciclista salga disparado por los aires. Así pues **la gravedad del accidente es bastante considerable**. Esto sucede porque las fuerzas presentes exceden de la resistencia del cierre de la horquilla, provocando su apertura tal y como se aprecia en la siguiente Figura 5.11:

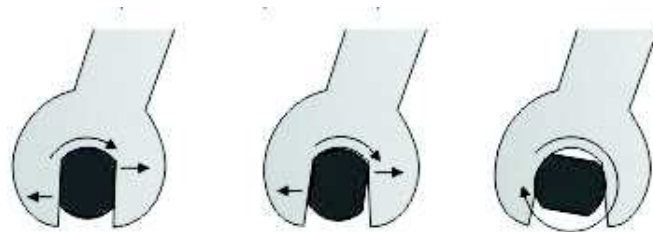


Figura 5.11. Representación de las consecuencias de la torsión transmitida en la unión del eje

Esta es una preocupación especial cuando se instala un motor Hub en la rueda delantera sobretodo en el caso de horquillas de aluminio que son las más comunes y a su vez frágiles y que además se pueden romper sin ningún tipo de aviso previo, sin considerar que la rueda delantera es la encargada de soportar cualquier cambio brusco de nivel, salto o colisión. Mientras que en el caso de horquillas de acero cuentan con mayor resistencia. En la Figura 5.12 se puede apreciar la rotura de una horquilla de aluminio causada por el torque del motor:

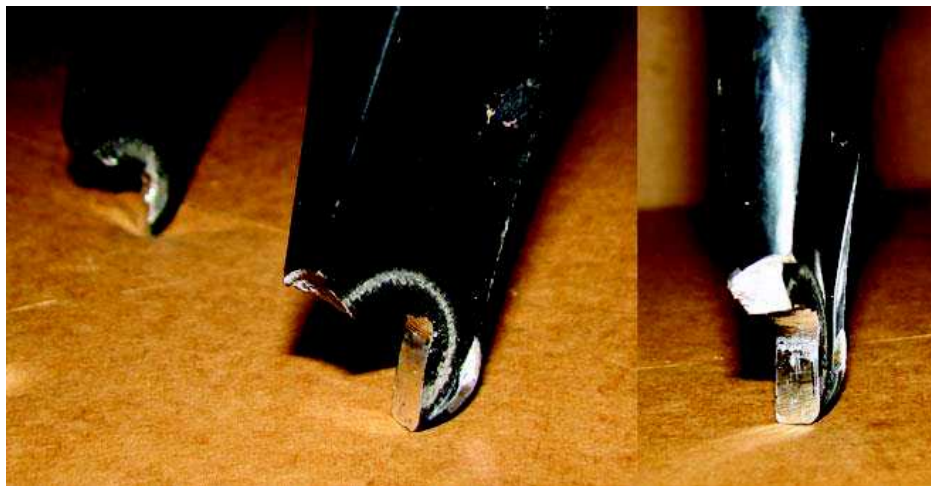


Figura 5.12. Ejemplo de rotura de la horquilla de aluminio por la fuerza de torsión

Para evitar este tipo de accidentes, distintos usuarios de la web www.enbicielectrica.com recomiendan **no instalar motores cuya potencia nominal sea superior a 1000 W en la rueda trasera y 350 W en la rueda delantera**. Para obtener el valor de la máxima torsión que se puede aplicar en la rueda, es necesario realizar el cálculo del límite de elasticidad

de la unión rueda-bici a esfuerzos de torsión lo cual dependerá del tipo de unión, materiales y dimensiones, por lo tanto será distinto para cada bicicleta así como, para calcularlo, existen muchos métodos diferentes. Conviene entonces tomar estos valores como referencia de seguridad ya que son proporcionados por usuarios que han experimentado con las bicis eléctricas y muchos han experimentado ya este tipo de roturas.

Para dar una idea de la magnitud de estas fuerzas, un motor Hub con un eje de 12 mm generando 40 N-m de torque ejercerá una fuerza de separación de poco menos de 450 kg en cada horquilla. Un brazo de torsión es una pieza separada de metal, unida al eje, que puede tomar la torsión del eje y transferirla más arriba en la trama, aliviando así a la horquilla de soportar todas las tensiones.

Según referencias de webs especializadas en bicis eléctricas [9: www.electricbike.com], con horquillas de aluminio y motores de potencias superiores a las indicadas anteriormente, se deben utilizar dos abrazaderas de sujeción de acero, conocidos comúnmente como *“torque arms”*. Colocando uno a cada lado del tenedor de la horquilla, proporciona el refuerzo adecuado, indispensable en el caso de los motores de tracción delantera. Si se dispone en la bicicleta de una horquilla de acero sin suspensión, puede no ser necesario, pero en todos los demás casos se produce fatiga en los materiales. En aplicaciones donde la alta resistencia es más importante que el peso ligero, el carbón-acero común y acero cromado son un material mejor en general para los cuadros y horquillas, en comparación con el aluminio. En la Figura 5.13 se puede observar un brazo de torque instalado en un motor Hub:



Figura 5.13. Ejemplo de uso de un “torque arm” o abrazadera de sujeción en un motor Hub

A continuación se muestra un ejemplo de un brazo de torsión universal utilizado en una horquilla frontal vendido por www.e-bikes.ca a un precio de 25€. Está hecho con acero inoxidable grueso para ejes de 10 mm, aunque también hay modelos para 12 o 14 mm.



Figura 5.14. Ejemplo de un “torque arm” o abrazadera de sujeción para la horquilla

Existe otro brazo de torsión popular en Estados Unidos, hecho y vendido por el Dr. Bass en el foro www.endless-sphere.com. Este es un diseño único y requiere que el brazo de torsión sea pegado con adhesivo epoxi bastante fuerte a la horquilla. Esta es una solución muy elegante.



Figura 5.15. Imagen de varias abrazaderas de sujeción Epoxi para la horquilla

En conclusión, **¿és el brazo de torsión o “torque arm” realmente necesario en el montaje de una e-bike?** Para resolver esta pregunta se hace referencia a un artículo referenciado en la Bibliografía [9: ebikes.ca]. La respuesta común a esta pregunta es: "sí, siempre hay que tener un brazo de torsión instalado con cualquier configuración de motor Hub." La realidad es que durante muchos años los brazos de torsión eran bastante raros en las conversiones de e-bike y no había problemas. Pero con la búsqueda de empujar los motores a mayores niveles de potencia, y con la proliferación de las más débiles suspensiones para horquillas o de aleaciones débiles, la necesidad de los brazos de torsión ha crecido de manera significativa.

Se realizaron una serie de pruebas de resistencia a la torsión en 2009 para analizar la situación con una gráfica de datos con validez científica. Muchos de los resultados se publicaron en el foro *endless-sphere* (Véase [11: endless-sphere.com] para más información). Así pues se obtienen dos gráficas donde se comparan el torque ejercido con el ángulo de deformación que se produce en la horquilla en el caso de disponer de “torque arm” y en el caso de no tenerlo. Los gráficos en la página siguiente muestran estos perfiles del eje de torsión en las horquillas de aluminio en la Figura 5.16 y de acero en la Figura 5.17, con y sin el brazo de torsión.

En el gráfico de la Figura 516 se puede observar que la rotura del eje sucede a partir de los 50 N-m con la mayoría de las horquillas sin *Torque Arm*. Las horquillas de aluminio tienden a agrietarse y fallar catastróficamente, mientras que las de acero solo acaban sufriendo deformaciones. La adición de un brazo de reacción puede aumentar el punto de rotura hasta por encima de los 150 N-m. Téngase en cuenta que estas pruebas **son para un solo extremo de la horquilla**, por lo que la fuerza de rotura prácticamente sería el doble en cada caso, con las juntas izquierda y derecha instaladas como es normalmente.

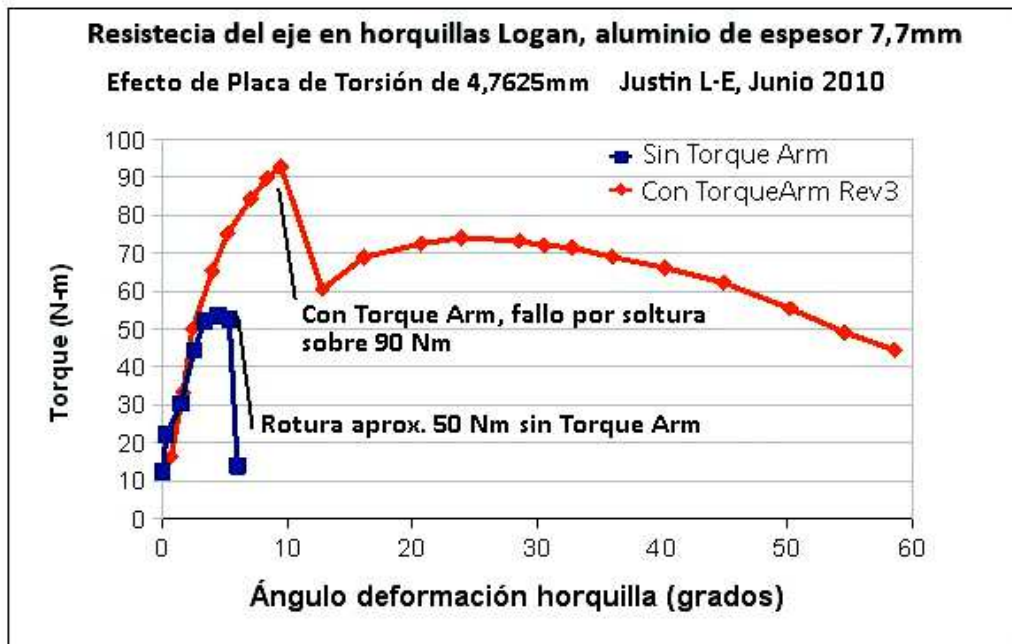


Figura 5.16. Gráfico resistencia de la horquilla de ALUMINIO a la torsión

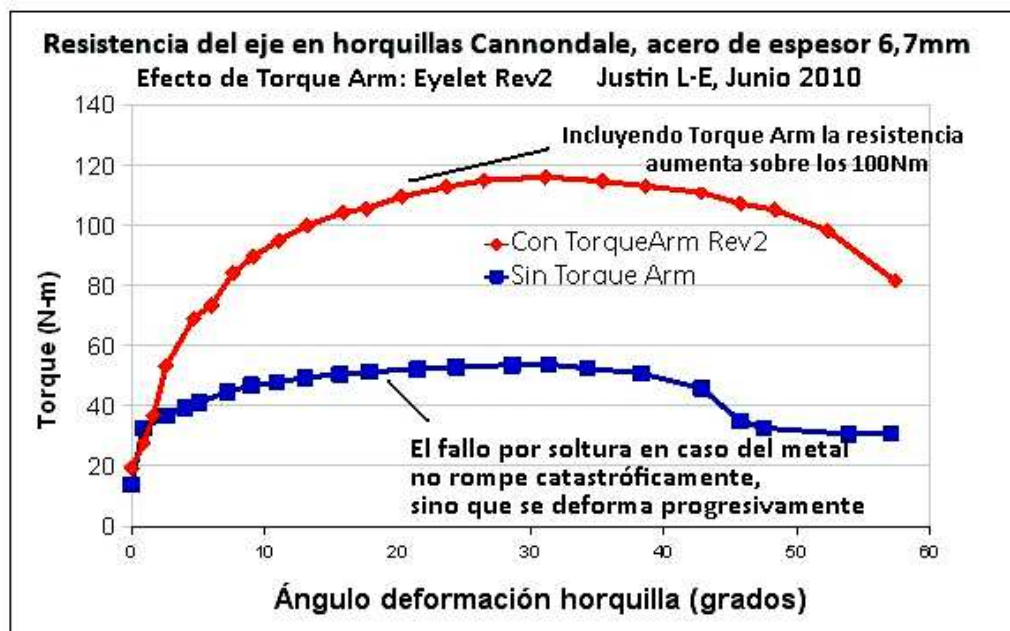


Figura 5.17. Gráfico resistencia de la horquilla de ACERO a la torsión

5.3 Elección de la batería

Hay una gran cantidad de diferentes composiciones químicas para las baterías, pero que sean adecuadas para las bicicletas eléctrica podemos considerar las que son comparadas en la Tabla 5.5 a continuación:

Tipo de batería	Coste € / Wh	Wh/kg	Joules/kg	Wh/litro
Plomo-ácido	0.15 €	41	146,000	100
Níquel Metal Hidruro (NiMH)	0.88 €	95	340,000	300
Níquel Cadmio (NiCd)	1.33 €	39	140,000	140
Litio (Li-ion)	0.42 €	128	460,000	230

Tabla 5.5. Comparativa entre tipos de batería

En la tabla se observa que respecto al coste en relación a la energía que almacenan las baterías de plomo-ácido son la opción más económica seguida de las baterías de litio. Pero con una relación tres veces mayor en cuanto a potencia por kilogramo y con el doble de potencia en un volumen de un litro, las baterías de litio se imponen.

Como resultado frente a las antiguas y pesadas baterías de Plomo o las de Níquel Metal Hidruro (NiMH) o Níquel Cadmio (NiCd), en estos momentos se están imponiendo las baterías de **Litio** en sus tres variantes principales: ION Litio (Li-ion), Litio Polímero (LiPo) o Litio Fosfato de Hierro (LiFPO₄). Esto responde a una clara necesidad y es que aparte del importante ahorro de peso que supone debido a la menor densidad de energía por cm³, se destaca la ausencia de “efecto memoria” y mayor cantidad de ciclos de recarga (vida útil). Esto permitiría realizar descargas no continuas en el tiempo o que cambie rápidamente a cargar la batería durante un corto periodo de tiempo (**freno regenerativo**) sin que la vida útil de la batería se reduzca de forma considerable. Esto sólo es posible con baterías de Litio. A continuación se aporta más información sobre los dos tipos de baterías más utilizadas en bicicletas eléctricas actualmente (2016) en el mercado.

5.3.1 Evolución de las baterías de litio

➤ Litio-Polímero (Li-Po)

Tal y como se ha comentado anteriormente la aparición de las baterías de Litio-Polímero ha revolucionado los vehículos eléctricos. Estas baterías tienen una densidad de energía de entre 5 y 12 veces las de Ni-Cd ó Ni-MH, a igualdad de peso. Incluso en igualdad de capacidad, las baterías de Li-Po son, típicamente, cuatro veces más ligeras que las de Ni-Cd de la misma capacidad.

Además otro factor importante es la auto-descarga de estas celdas, que es prácticamente nula, pudiendo almacenarse varios días totalmente cargadas sin pérdida apreciable de energía. En esto muy superiores a las NiMH, para las que el problema de auto-descarga es muy serio en cuestión de días o las baterías de plomo-ácido que sufren la auto-descarga total de su capacidad en meses, para finalmente destruirse debido a la sulfatación.

La gran desventaja de estas baterías es que requieren un trato mucho más delicado, bajo riesgo de deteriorarlas irreversiblemente o, incluso, llegar a producir su ignición o explosión. En general, precisan una carga mucho más lenta que las de NiCd, en general igual o inferior a 1C (donde C es su capacidad; una batería de 1000 mAh deberá cargarse, como mucho a 1 A, lo que implica períodos de carga de, típicamente, una hora). Además, la carga de las baterías de Li-Po no produce el pico de tensión característico de las de Ni-Cd o NiMH al alcanzar la máxima carga, por lo que se precisan cargadores especiales para Li-Po; bajo ningún concepto se deberán cargar con cargadores diseñados para Ni-Cd o Ni-MH.

Además de eso nunca se deberán descargar tan profundamente como es posible hacerlo con las de Ni-Cd o Ni-MH, bajo riesgo de deteriorar su capacidad de carga irreversiblemente. Por ello, deberán usarse controladores de capacidad especiales para Li-Po, que cortan la corriente por debajo de determinado voltaje crítico. Son una inversión algo costosa pero que puede dar muchas satisfacciones a largo plazo si se las cuida como es debido.

➤ *Litio fosfato de hierro (LiFePo₄)*

Recientemente ha salido al mercado un nuevo tipo de baterías recargables de Litio, denominadas de fosfato de hierro o nanofosfato. Comercializadas por *Enerlan*, compañía en posesión de la patente, su modelo A123 Racing es una de las baterías más compradas para la modificación de bicicletas eléctricas.

Esta es una nueva opción que está ganando popularidad debido a dos ventajas principales respecto a las baterías de Litio-polímero: la capacidad de descarga y de carga es mucho mayor que permiten una carga mucho más rápida a 4C, típicamente en 15 minutos (frente a 1 hora las LiPo a 1C), y son menos delicadas de uso que las LiPo ya que son más permisivas respecto a sobrecargas o sobre-descargas debido a sus propiedades químicas diferente. En este sentido, son mucho más seguras, no compartiendo la tendencia de las LiPo a arder o explotar en situaciones de carga o descarga extrema.

Otra ventaja de las A123 es que la curva de descarga es mucho más plana que la de NiMH y LiPos; es decir, el voltaje apenas decrece durante la descarga, con lo que el motor disfruta de la misma potencia a lo largo de todo el recorrido.

La principal desventaja de esta alternativa es su peso ligeramente superior al de las LiPos y que actualmente (2016) se encuentran a un precio mayor. Por otro lado los cargadores y balanceadores de LiFePO han de ser específicos para este tipo de baterías; sin embargo, muchos cargadores que han salido al mercado últimamente son compatibles con ambas modalidades (LiPo y LiFePO-A123).

5.3.2 Acoplamientos posibles para la batería

Otro aspecto a tener en cuenta es la forma de las baterías que se pueden acoplar en distintos modos dependiendo de la configuración del cuadro de cada bicicleta. Los diferentes tipos de acoples se muestran a continuación:

- **RN:** Batería que se coloca en un soporte en la tija del sillín. Es necesario una cierta distancia entre el sillín y el trasportín, por lo que es adecuada si se lleva el sillín elevado.



Figura 5.18. Batería RN: situada entre sillín y trasportín

- **BT:** Ideal para colocarlas en el hueco del porta botellas. Su resultado estético es excelente por su semejanza a una botella.



Figura 5.19. Batería BT: situada en el porta botellas

- **LF:** Las características de esta batería la hacen ideal para cualquier tipo de bicicleta. Su forma de ajustarse al cuadro (mediante una especie de abrazadera metálica) la hacen ideal para aquellas bicicletas donde no tiene cabida un portabultos o no tiene hueco para las de tipo BT o RN.

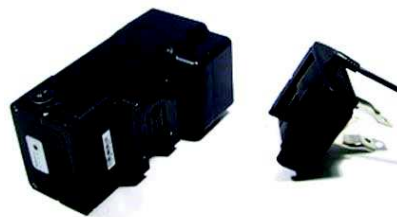


Figura 5.20. Batería LF: situada en cualquier parte del cuadro

- **BS:** Baterías extremadamente ligeras y discretas y con una autonomía considerable. Pensadas para colocarse en la parte trasera del sillín, son válidas para cualquier tipo de kit de conversión. También es posible situarla en la barra superior del cuadro, mediante correas de sujeción.



Figura 5.21. Batería BS: situada en la parte trasera del sillín

- **CK:** Baterías de excelente resultado. Se alojan en un trasportín especial, que se suministra con el KIT. Quedan perfectamente disimuladas con unas alforjas. En esta versión disponemos de baterías de diferentes amperajes.



Figura 5.22. Dos baterías CK: situada en la parte posterior del trasportín

- **GP:** Una batería ideal para colocar en el hueco del portabotellas y apta para largas distancias. Estéticamente cuadra especialmente bien con la mayoría de las bicicletas de montaña. Al ir al centro de cuadro permite equilibrar pesos, independientemente de que el motor sea de tipo delantero o trasero. Dispone de salida USB, lo que le permite cargar GPS, teléfonos móviles u otro tipo de artilugios electrónicos.



Figura 5.23. Baterías GP situadas en el porta botellas

Entre las baterías GP encontramos el estilo “dolphin” donde el tamaño del estuche ha sido reducido para ser más estrecho y alargado para asegurar que durante el pedaleo no exista la posibilidad de contacto físico de la batería con la pierna. Esta es una de las mejores implementaciones hasta el momento en kits de conversión.

5.3.3 Elección de la batería: ¿Comercial o DIY?

El elemento más importante dentro de una bicicleta eléctrica es la batería. Y es que depende de esta que exista la energía para mover el motor y hacer funcionar todo el sistema electrónico, así como esta define la corriente máxima que es transmitida al motor o la potencia que es capaz de ofrecer en función de la capacidad. También es el elemento más costoso debido al precio actual del litio y es que podemos encontrar baterías de iones de litio a partir de 200€ como mínimo. Obtener un buen precio por una batería supone el mayor reto para la optimización de la e-bike.

Es por ello que muchos aficionados de “hágalo Ud. mismo”, en inglés “do it yourself” (DIY), deciden montar su propio pack de baterías de litio por mucho menos dinero a partir de celdas pequeñas. Baterías o celdas se usan indistintamente, la diferencia es que una celda es la parte más pequeña e indivisible de la batería, la cual almacena la energía y una batería puede estar hecha de muchas celdas. Todas las celdas tienen un formato común, por lo tanto se pueden encontrar con facilidad y con precios realmente baratos. Se identifican como 18650s porque tienen unas dimensiones de 18 mm por 65 mm. Por ejemplo encontramos las Panasonic NCR18650B de la Figura 5.25:



Figura 5.25. Baterías 18650 de Litio de la marca Panasonic

Sin embargo no resulta satisfactorio en un 80% de los casos en los que las celdas 18650 han sido adquiridas de fabricantes desconocidos ya que se estafa mediante ventas online con la “presunta capacidad” de las baterías. Muchos son los casos de baterías de 9900mAh que luego resultan ser de 500mAh. Por ello sólo se recomienda realizar baterías DIY si se conoce la fiabilidad del vendedor o si las baterías son de fabricantes conocidos.

El primer paso es conseguir el número de celdas deseado. Nuevas cuestan en torno 8€ cada una, se pueden encontrar más caras y seguro que más baratas. Incluso en viejos ordenadores, desmontando las baterías se tiene la oportunidad de encontrar celdas usadas desechadas que sean aprovechables.

El segundo paso necesario es conectar todas las celdas para lo cual se necesita una máquina de soldadura por puntos que es lo que usan los fabricantes profesionales o se puede pasar por el recurrente estañador pero no es muy recomendable debido a posibles picos de intensidad o cortocircuitos.

Por último es necesario un circuito de protección BMS que actúa como cerebro. Los pack de baterías Li-ion y Li-Po siempre deben ser usadas con un circuito de protección para prevenir que las celdas tengan sobrecarga, sobre-descarga o exceso consumo. Elegir el circuito correcto y aplicarlo es vital para asegurar la longevidad de las baterías y por nuestra propia seguridad. Para un número de celdas mayor que 5 o 18,5v Li-ion packs, se escoge un PCM con función de equilibrio para mantener cada celda en el mejor balance y otorgar un buen servicio durante su vida útil. Para un pack de baterías Li-ion de alto voltaje (celdas > 20) debemos escoger un BMS (battery management system) para supervisar el rendimiento de cada celda y asegurar que la batería trabaja de forma correcta.

BMS o sistema de gestión de baterías es un sistema electrónico que controla una batería recargable, como monitorizar su estado, calculando los datos secundarios, reportando esos datos, protegiendo la batería, controlando el entorno y haciendo que trabaje en equilibrio. El BMS monitoriza diversos datos como:

- Voltaje: Voltaje total, o voltaje individual de cada celda.
- Temperatura: Temperatura media o temperatura de las celdas individuales
- Estado de carga (SOC) o profundidad de descarga (DOD) para ajustar el nivel de la batería.
- Estado de la salud (SOH) medidas sobre el estado general de la batería
- Corriente, Entrada o salida de la batería.

Para más información sobre cómo se realizan las baterías DIY véase a las referencias [8] y [9] de la Bibliografía.

➤ Comparativa de precios

Se solicitó a una pionera empresa llamada EV Madrid, especialista en realizar equipos electrónicos DIY, un presupuesto para una batería de 36V y 14Ah (500W máx.) que ya viene totalmente preparada para su instalación en la bici. Finalmente la respuesta por parte de la empresa fue que realizar esa batería tendría un coste de 300€, precio final.

La fabricación propia de una batería de 36V y 14Ah, se puede calcular a partir del número de células necesarias, y los distintos componentes. Por ejemplo a partir de células ICR18650-26F Samsung de procedencia China de 3,7V y 2,6Ah como las que se muestra a continuación:



Figura 5.26. Baterías 18650 de Samsung de procedencia China

Se calcula que se requieren un mínimo de 60 celdas de este tipo, con lo cual si el precio es de 17,97€ por cada 8 unidades, el precio total asciende a 165€. Por otro lado se requiere un BMS de seguridad el cual podemos encontrar para 36V el modelo GZLS NEW36V en el cual se pueden conectar hasta 10 celdas, por lo cual se requerirían hasta 6 BMS en total, lo cual tiene un coste de 54€:



Figura 5.27. BMS de bajo precio de procedencia China

Claramente no se puede llevar al aire sin protección a golpes o lluvia así que si adquirimos un estuche, por ejemplo el tipo BT o botella, junto con los soportes de plástico para las celdas y las tiras de níquel para los contactos al precio hay que sumar 60€ que sería el coste del estuche que se muestra a continuación:

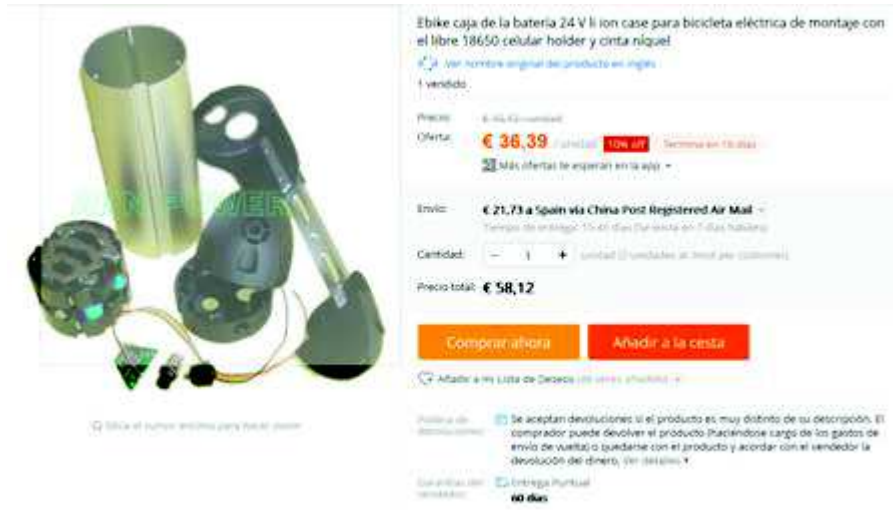


Figura 5.28. Estuche tipo BT o botella de bajo precio de procedencia China

Con lo cual la suma de celdas más BMS más estuche asciende a 280€ mientras un fabricante español nos ofrecía por 300€ mayor calidad de los componentes, fiabilidad de su funcionamiento y además el importante valor adquirido de realizar todo el montaje por solo 20€ más.

Con lo cual claramente **las baterías DIY caseras no son una opción fiable** ya que no se ha tenido en cuenta que durante el montaje casero se pueden producir errores que lleven a la destrucción de celdas o del BMS lo que requiera adquirir de nuevo más componentes y un mayor coste.

Una batería de las mismas características se puede encontrar en el mercado a precios de 350€ pero de procedencia China a veces cuestionable. Sin embargo no tiene la posibilidad de personalizarse en características eléctricas o escoger el contenedor más deseado. Es el ejemplo de una batería del tipo BT (bottle o botella, en castellano) en la web *Aliexpress* tal y como la que se muestra en la Figura 5.29 cuyo precio es de 355€:

Free shipping! Samsung kettle/bottle lithium battery 36v 14Ah for for electric bike,ebike rechargeable lithium battery

Price: **€ 355,61** / piece
Find more deals on the app

Shipping: **Free Shipping to Spain via UPS Express Saver**
Estimated Delivery Time: 3-7 days (ships out within 7 business days)

Quantity: piece (999 pieces available)

Total Price: **€ 355,61**

Buy Now Add to Cart

Add to Wish List (10 Adds)

Return Policy: Returns accepted if product not as described, buyer pays return shipping fee; or keep the product & agree refund with seller. View details

Seller Guarantees: On-time Delivery **27 days**

Payment: VISA Mastercard AliPay Bank Transfer View More

Figura 5.29. Batería de Litio de 500W a través de Aliexpress

Otras de menores características tales como 36V y 8 Ah (290W máx.) se encuentran por 170€ como es la que se muestra en la siguiente imagen:

C&D ELECTRIC BIKES

Store No: 738588

36V E-bike Bottle Battery

E-bike/ebike Battery 36V8AH bottle model Lithium Ion Battery for Electric bike and Electric Bike Conversion Kit Including Charger

★★★★★ 5.0 (8 votes) 15 orders

Price: **€ 125,69** / Set
Find more deals on the app

Shipping: **€ 44,92 to Spain via Seller's Shipping Method**
Estimated Delivery Time: 39-60 days (ships out within 5 business days)

Quantity: Set (981 Sets available)

Total Price: **€ 170,61**

Buy Now Add to Cart

Add to Wish List (106 Adds)

Return Policy: Returns accepted if product not as described, buyer pays return shipping fee; or keep the product & agree refund with seller. View details

Seller Guarantees: On-time Delivery **60 days**

Payment: VISA Mastercard AliPay Bank Transfer View More

Figura 5.30. Batería de Litio de 300W aprox. a través de Aliexpress

Finalmente la **opción más económica**, sin la seguridad de que alcance muchos ciclos o muchos años de uso, **es formar una batería con varias celdas LiPo o LiFePo₄** en la web hobbyking.com la cual ha visto aumentada su popularidad por los aficionados al aeromodelismo y el vuelo de drones pues se ha vuelto muy competente en componentes electrónicos de todo tipo. Entre su catálogo encontramos baratas baterías de Li-Po como las tres que se mencionan a continuación.

- En primer lugar en la Figura 5.31 se observa esta batería de 11,1V y 5,2Ah que tiene un precio de 0,262€/W. Con lo cual un sistema de 36V y 14Ah tendría un coste de 130€ aproximadamente.



Figura 5.31. Batería de Li-Po 3S multistar de hobbyking.com

- En segundo lugar está la batería de la Figura 5.32. Batería de 22,2V y 5,2Ah tiene un precio de 0,216€/W. Con lo cual un sistema de 36V y 14Ah tendría un coste de 108€ aproximadamente. Para 9 celdas de esta batería se tendría un coste de 150€ y una batería de 44,4V y 15,6Ah (692 W máx.).



Figura 5.32. Batería de Li-Po 6S multistar de hobbyking.com

- En tercer lugar también es posible encontrar baterías de última tecnología y mayores prestaciones como es la de LiFePo_4 de la Figura 5.33. Esta batería de 6,6V y 3,6Ah tiene un precio de 0,668€/Wh. Con lo cual un sistema de 36V y 14Ah tendría un coste de 334€ aproximadamente.



Figura 5.33. Batería de Li-Po 2S multistar de hobbyking.com

Si consideramos la integración del sistema BMS en el microcontrolador es posible adquirir entre 100€ (LiPo) y 300€ (LiFePo4) una batería DIY de la marca Hobby King.

A este precio debería añadirse el posible coste de una carcasa o funda de protección y transporte. Para esta función se puede optar por una funda de velcro para el triángulo de la bici de otro distribuidor a un precio de 24,95\$ (22,14 €) tal y como la mostrada en la Figura 5.34. Así pues se obtiene a un precio de 130€ una batería de LiPo de 36V/14A, que resultan en 500W de potencia eléctrica de almacenaje .



Figura 5.34. Funda triángulo para batería de Lunacycle.com

En conclusión, el precio de la batería es el factor de mayor importancia no solo en la elección de la batería si no en la optimización de costes de toda la bici eléctrica. Después de haber realizado una comparativa entre distintos distribuidores posibles se procede a sintetizar en la Tabla 5.6 los resultados obtenidos:

Tipo de batería	Coste (€/W)
DIY profesional	0,60
DIY casera	0,49
Modelo BT (botella)	0,71
Multistar hobbyking	0,21

Tabla 5.6. Tabla resumen comparativa de precios de baterías

Se ha obtenido como mejor opción la compra de las baterías Li-Po marca *Multistar* de hobbyking aunque hay que considerar que el precio solo refleja el coste de las celdas. Habría que incluir el precio del contenedor, del circuito de carga/descarga y protección de la batería, pero esto es mucho inferior con lo cual resulta una **opción muy económica**. **Algunas funciones es posible incorporarlas mediante simples circuitos conectados al controlador para que disponga de estas funciones.**

5.4 Microcontrolador adoptado

Para el controlador se ha escogido la placa **STM32 NUCLEO**. Esta placa cuenta con compatibilidad Shields, que son circuitos modulares que se acoplan sobre él para añadir nuevas funciones así como con Arduino. Además se cuenta con gran número de salidas y de conversores ADC.

La placa STM32 NUCLEO ofrece un tipo de características en particular, para lo cual se hace referencia al blog de *Àngel Perles*, profesor del Departamento Informática de Sistemas y Computadores (DISCA) en la UPV (Véase referencia [10]). Su gran ventaja es su precio, ya que son muy asequibles e incorporan un microcontrolador de 32 bits de bajo consumo ideal para aplicaciones de gran rendimiento. Actualmente esta placa está soportada por una gran variedad de plataformas de desarrollo y se puede encontrar mucho material de referencia en Internet.

De todos los modelos que ofrece se ha escogido el modelo Nucleo-L476RG de la familia Nucleo-64 el cual se muestra en la Figura 5.35 a continuación:

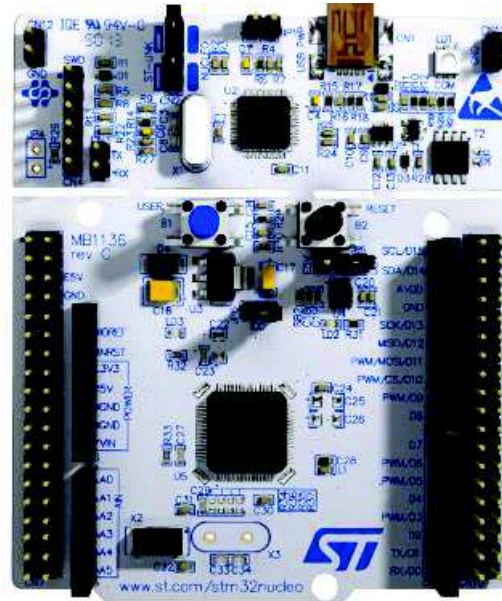


Figura 5.35. Imagen de la placa STM32 Nucleo

5.5 Solución final adoptada

La elección del motor será lo que condicione el resto de componentes ya que habrá que diseñar la batería y la etapa de control del motor con tal de cumplir las necesidades de funcionamiento mínimas y máximas requeridas por las características del motor. Así pues se propone realizar una comparación entre los distintos motores disponibles en el mercado para que cumpliendo con los requerimientos de nuestro sistema, se pueda escoger fácilmente en función del precio, potencia o los extras que incluyen.

En primer lugar se analizan los motores cuyas marcas se han ganado reputación a la hora de montarse bicis eléctricas DIY, o “caseras”. Entre estas marcas se encuentran los que se muestran a continuación:

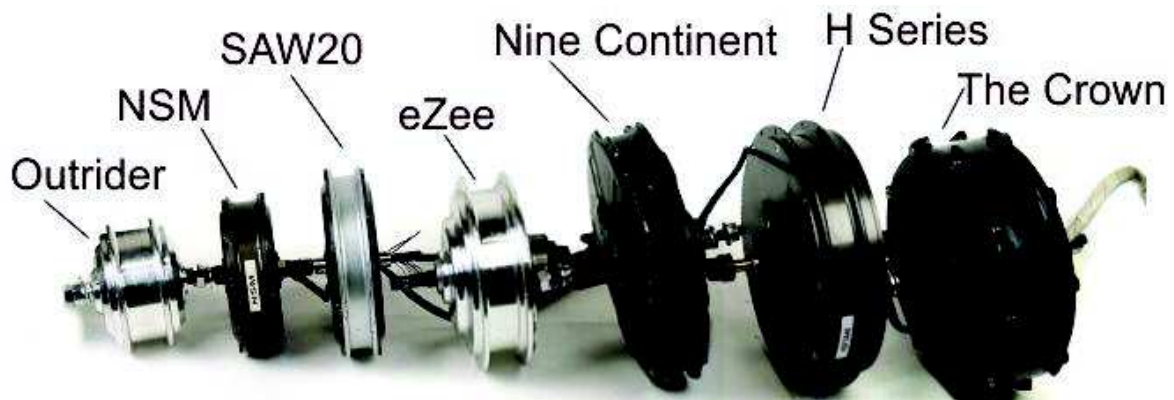


Figura 5.36. Principales marcas motores DIY

Todos estos motores son dispositivos brushless DC de 3 fases y muchos están preinstalados en los radios de una rueda. Ellos en su mayoría vienen con conectores Anderson Powerpole para las 3 fases de entrada de potencia y un conector tipo JST-SM macho de 5 pines para los sensores hall de posición del motor que son compatible con cualquiera de los controladores para motores DC.

La mayoría de los motores de accionamiento directo son de la compañía Crystalyte, la marca favorita en motores DIY en los últimos años. Los motores hub Crystalyte son generalmente compatibles con frenos de disco e incluyen un sensor termistor 10K en los bobinados para detectar la temperatura del motor. Una diferencia notable es que los cables no salen del motor a través del extremo de un eje hueco sino que pasan a través de una ranura corta en el lado del eje. Esta es una gran mejora para el montaje del motor trasero. Se adjunta en la bibliografía web [12] una “review” de motores Crystalyte.

NineContinent (9C) es una marca que realiza clones de motores a menor precio y ha adoptado el diseño de Crystalyte. Los clones de NineContinent se han convertido en un producto muy demandado que se vende en varios kits económicos que se encuentran en webs de Internet tales como Aliexpress o Ebay. Pero tienen muchos problemas en términos de calidad y control, así como algunos defectos de diseño que los hacen problemáticos en el mercado occidental, por ejemplo la adaptación con frenos de disco o piñones fijos. Aun así si se compra en una tienda especializada que disponga de la información conveniente, puede resultar una opción muy económica.

Los motores-reductores son de las marcas eZee y Bafang. Estos motores ofrecen un mayor ratio torque/peso que los motores de accionamiento directo y no ofrecen resistencia al movimiento cuando no están en uso. Los motores con engranajes en función de su mecanismo interno pueden tener la posibilidad de regeneración o pueden no tenerla. En caso de un motor con engranajes, el mecanismo interno es equivalente al piñón libre de una bicicleta, tiene muy baja fricción y no tiene posibilidad de regeneración. Por tanto la regeneración de energía en los motores con engranajes o motores-reductores depende del motor en cuestión, aparte de disponer en el controlador de la etapa de potencia necesaria para esta función.

A continuación se recogen en la Tabla 5.7 las marcas mencionadas ordenadas por sus respectivos pesos y potencias:

	Motor-reductor		Accionamiento directo				
	Bafang G1	eZee	Crystalyte NSM	Crystalyte SAW20	NineContinent	Crystalyte H35 Series	Crystalyte The Crown
Peso (kg)	2.7	4.0	2.7	3.4	6.3	7.5	10.5
Potencia (W)	250/500	500/1000	200/400	250/500	250/500/1000	600/1200	1000/2000

Tabla 5.7. Comparativa de peso y potencia entre motores DIY

Sin embargo en la elección del motor intervienen tres factores principales: **precio**, **potencia requerida** y **compatibilidad con el controlador**.

Cuando se habla de **compatibilidad con el controlador**, principalmente se trata de que si se dispone de uno previamente, pueden suceder casos como que el frenado regenerativo no funcionaría en el caso de un motor-reductor o que un controlador de 17A no podría alimentar un motor de 36V - 1000W que requeriría al menos un controlador de 27A.

Por otro lado los motores Crystalyte son los que **mayor potencia y rendimiento ofrecen**. Es una de las marcas líder en China y bicis eléctricas de alta gama tales como la “Stealth Bomber” (vista anteriormente en 3.3. *Estado de la cuestión*) incorporan este tipo de motores. En la web electricbike.com podemos encontrar más información sobre esta marca [12: Crystalyte Motor Review]. Además se puede encontrar **información técnica del fabricante de calidad y bastante fiable** en la web de Crystalite [13: Crystalyte Datasheets].

Sin embargo en **precio**, los motores NineContinent son la marca más barata que se puede encontrar. Ofrecen un amplio catálogo de distintos modelos con características diferentes así que la potencia requerida se adapta a la que el usuario necesite. Su calidad es similar a los motores Crystalyte ya que son una copia de estos.

Es por ello que finalmente se ha elegido emplear un motor **NineContinent**. Se trata de un motor Hub integrado en la rueda, cuya disposición será trasera. Además el tipo de accionamiento será directo, permitiendo así la regeneración de energía durante la frenada.

6. Descripción detallada de la solución adoptada

En una bici eléctrica, la potencia necesaria para el funcionamiento del sistema depende de muchos factores diferentes para cada conductor: Si se destina para vías públicas, el tipo de terreno en el cual se usará, cuánto pesa y mide el conductor, si se utilizará la ayuda eléctrica todo el trayecto, pendientes máximas a superar, velocidad cruceo deseada, autonomía buscada... Todas estas cuestiones conllevan a muchas personas interesadas en adquirir una bici eléctrica a necesitar adquirir diversos conocimientos, lo cual supone una mayor dedicación e inversión de tiempo y esto provoca en la mayoría de casos el abandono de esta idea.

Es posible simular el funcionamiento de una bici eléctrica para obtener aquellos datos de interés sobre la conducción. Por ello se propone un modelo matemático a partir del cual obtener las prestaciones que más se adapten a las necesidades del ciclista, considerando todas las fuerzas externas que actúan sobre el sistema y que limitan el funcionamiento. Un ejemplo de esta “simulación” ha sido realizada de forma abierta para la comunidad de Internet [electricbikesimulator.com: 2017] y puede encontrarse en la referencia. Así pues **una vez establecida la potencia máxima requerida** en el sistema, se procederá en este apartado a realizar el diseño conveniente del resto de componente.

6.1 Cálculo de los requerimientos del sistema

Con el fin de obtener un modelo lo más realista posible en cuanto a la potencia o trabajo necesario para el movimiento de la bici, en este apartado se estudiarán las fuerzas que se oponen al movimiento según las leyes de la Dinámica.

La primera de las leyes de la Dinámica, la ley de la *Inercia*, dice que *todo cuerpo tiende a estar y conservar el reposo o el movimiento rectilíneo y uniforme en que se encuentre*, mientras no actúe sobre él una acción o causa externa que se va a llamar *fuerza*. Según esto el ciclista en una recta de un llano, una vez en movimiento debería continuar en la misma forma sin necesidad de aplicar fuerza alguna.

La experiencia muestra que no es así pues entonces no sería necesario pedalear en la bicicleta una vez iniciado el movimiento. Y es que existe otra ley de la Dinámica que es llamada la acción y reacción: *a toda fuerza aplicada, acción, se le opone una igual y opuesta, reacción*. Por esta ley la bicicleta es capaz de moverse, ya que al fijarse las

ruedas al suelo tienden a empujar la Tierra hacia atrás, con lo que aparece una fuerza igual y contraria que hace avanzar la bicicleta. Si por ejemplo el suelo cediera, la bicicleta no avanzaría. Existe por lo tanto una **fuerza de rozamiento** o de fricción (\vec{F}_R) que surge por el contacto de dos cuerpos y que se opone al movimiento.

De forma análoga a la de fricción, existe una fuerza que se opone al avance de un cuerpo a través del aire. Esto se debe a la resistencia que ofrece el fluido (aire) para ser desplazado por un cuerpo en movimiento en su interior. Se denomina **resistencia aerodinámica** (\vec{F}_A), a la fuerza que sufre un cuerpo al moverse a través del aire, y en particular a la componente de esa fuerza en la dirección de la velocidad relativa del cuerpo respecto del medio. La resistencia es siempre de sentido opuesto al de dicha velocidad, por lo que habitualmente se dice de ella que, de forma análoga a la de fricción, es la fuerza que se opone al avance de un cuerpo a través del aire.

Por lo tanto las dos fuerzas que aparecen sobre un ciclista y que se oponen al movimiento son: la fuerza de rozamiento con el suelo y la fuerza de arrastre del aire. A continuación se realiza el cálculo de cada fuerza por separado.

6.1.1 Fuerza de rozamiento

La fuerza de rozamiento es una fuerza que aparece cuando hay dos cuerpos en contacto y es una fuerza muy importante cuando se estudia el movimiento de los cuerpos. A grandes rasgos, las características de la fuerza de rozamiento se pueden resumir en los siguientes puntos:

- Se opone al movimiento de un cuerpo que se desliza en contacto con otro.
- Depende de 2 factores:
 - la naturaleza de los materiales que se encuentran en rozamiento y el tratamiento que han seguido, es decir, de que materiales la formen y si es más o menos rugosa. Este factor queda expresado por un valor numérico llamado coeficiente de rozamiento o de fricción.
 - la fuerza que ejerce un cuerpo sobre el otro en contacto, es decir, la fuerza normal.

Como la fuerza de rozamiento depende de los materiales y de la fuerza que ejerce uno sobre el otro, su módulo se obtiene mediante la siguiente expresión:

$$F_R = \mu * N$$

Donde:

- F_R es la fuerza de rozamiento
- μ es el coeficiente de rozamiento o de fricción
- N es la fuerza normal

La fuerza de rozamiento tiene la misma dirección y sentido contrario de la fuerza horizontal (si existe) que provoca el movimiento tal y como se muestra en la Figura 6.1:

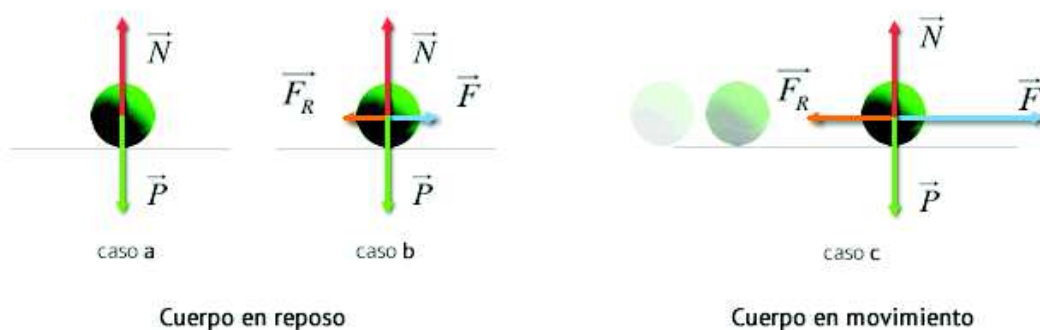


Figura 6.1. Diagrama de fuerzas para representar el rozamiento

En el “caso a” se observa que si no se aplica ninguna fuerza que intente mover el cuerpo, no existe fuerza de rozamiento.

Si se aplica una fuerza no muy grande la fuerza de rozamiento será de igual módulo, dirección y sentido contrario impidiendo el movimiento como es el “caso b”. Por tanto existe rozamiento incluso cuando no hay movimiento relativo entre los dos cuerpos que están en contacto. Hablamos entonces de **Fuerza de rozamiento estática**.

En el “caso c” la fuerza es suficientemente grande como para vencer la fuerza de rozamiento y así el cuerpo empieza a moverse. Una vez que el cuerpo empieza a moverse, hablamos de **fuerza de rozamiento dinámica**. Esta fuerza de rozamiento dinámica es **menor** que la fuerza de rozamiento estática.

Si trasladamos esto a la bicicleta podemos formular la siguiente hipótesis: la fricción de las ruedas con el suelo será la que ejerza un mayor rozamiento y dependerá del peso del ciclista. Por otro lado, en la cadena también se produce una fricción que ejercerá una fuerza que dependerá de la tensión. Pero para calcular esta fuerza es necesario conocer las características mecánicas de la transmisión, que varían mucho entre los distintos modelos de bicicletas, y siendo de módulo menor a la fricción de las ruedas se puede

menospreciar en los cálculos. Así pues se procede con el cálculo de la fuerza de rozamiento en las ruedas que se describe en la siguiente Figura 6.2:

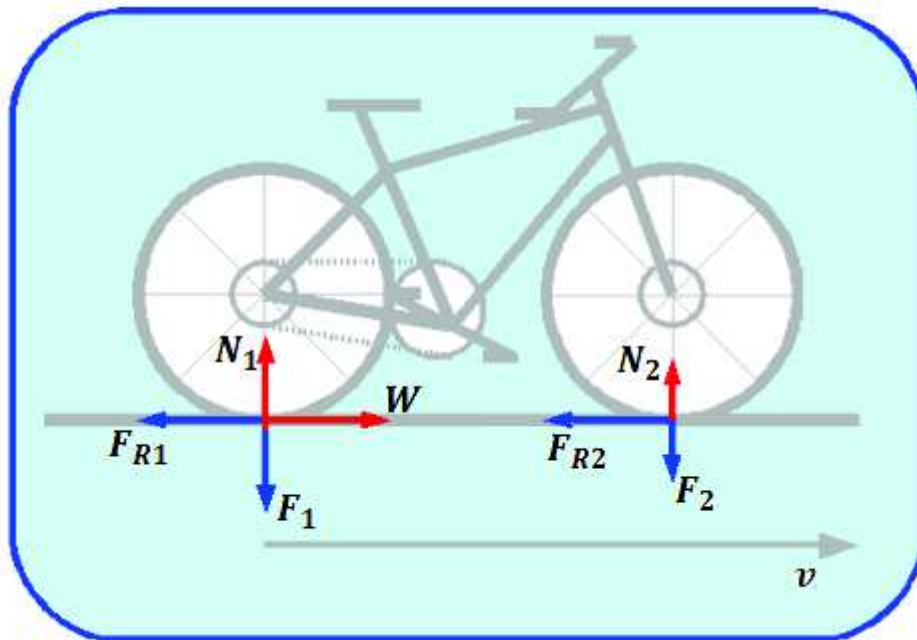


Figura 6.2. Desarrollo de las fuerzas que intervienen en el rozamiento

Siendo F_1 y F_2 las fuerzas ejercidas por el peso que soportan las ruedas. Para conocer el peso necesitamos, pues, conocer el punto de aplicación, es decir, el punto en donde podemos suponer concentrada toda la masa de la bicicleta, llamado centro de gravedad, se determina a continuación.

Suponiendo que el ciclista se encuentra en posición de paseo los pesos se distribuyen tal y como se muestra en la Figura 6.4 basándose en el estudio de José Sánchez Real [15: La física de la bicicleta]:

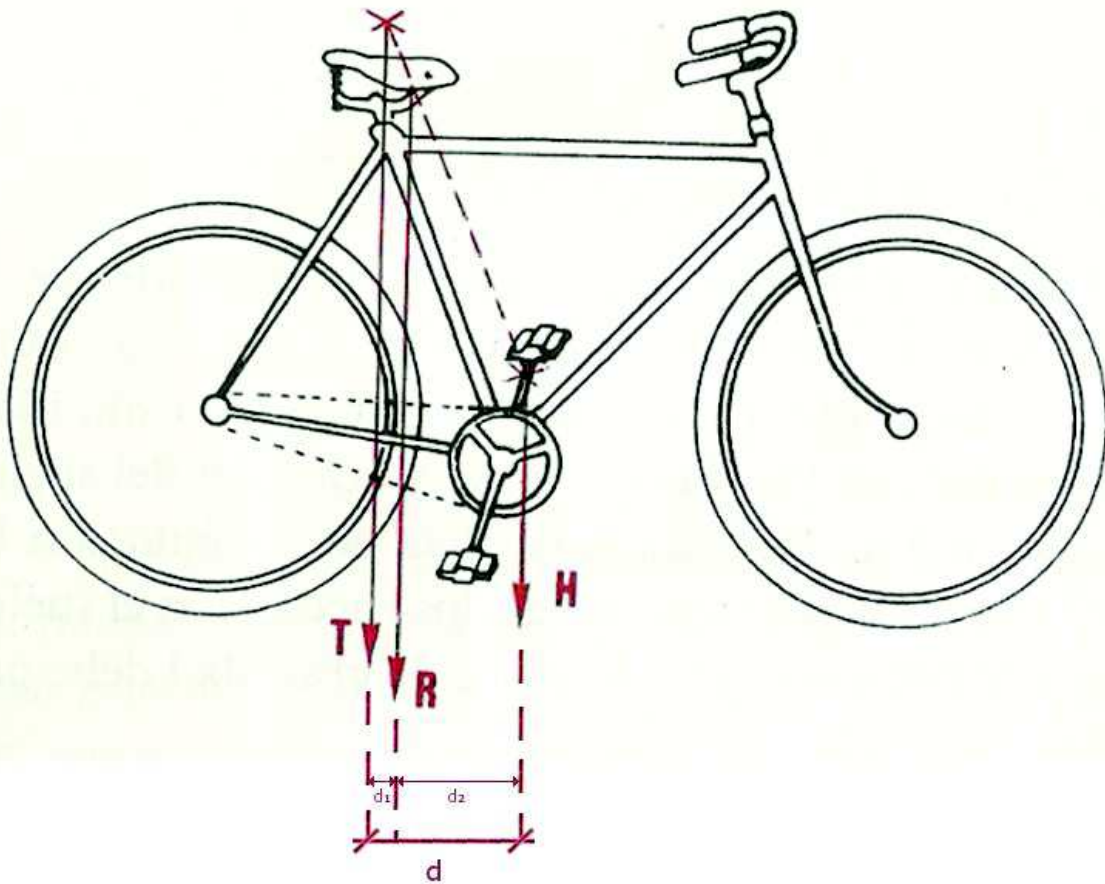


Figura 6.4. Descomposición de las componentes del peso

Conocidos los valores y el punto de aplicación de las componentes:

- \vec{H} , peso de la bicicleta, situado en la vertical del eje de movimiento central a 25 cm por encima del citado eje. Consideraremos el peso del cuadro en 12 N.
- \vec{T} , peso del ciclista, situado sobre el sillín y a 15 cm de altura y en línea con el eje del soporte (en caso de posición de paseo). Se toma un peso de 90 N como referencia.

No se considera en estos cálculos el peso del motor, el cual al estar ubicado en el eje de la rueda, su peso se ejerce directamente sobre esta. Así pues la resultante \vec{R} , será el peso total bici-ciclista que se encontrará a partir de que las fuerzas son paralelas. En este caso la resultante es otra fuerza paralela a las componentes equivalente al producto de cada una de ellas por su distancia tal que:

$$\begin{cases} \vec{T} * d_1 = \vec{H} * d_2 \\ \vec{R} = \vec{T} + \vec{H} \end{cases} \rightarrow_{\text{Paralelas}} \begin{cases} T * d_1 = H * d_2 & (1) \\ P = T + H & (2) \end{cases}$$

Despejando en (1) se tiene:

$$T = \frac{H * d_2}{d_1}$$

Y sustituyendo en (2) obtenemos:

$$P = \frac{H * d_2}{d_1} + H = H \left(\frac{d_2}{d_1} + 1 \right) = H \left(\frac{d_2 + d_1}{d_1} \right) = H \left(\frac{d}{d_1} \right)$$

Por lo tanto, para hallar la distancia del centro de gravedad, d_1 se calcula d a partir de las medidas de una bicicleta Talla L (Figura 6.5):

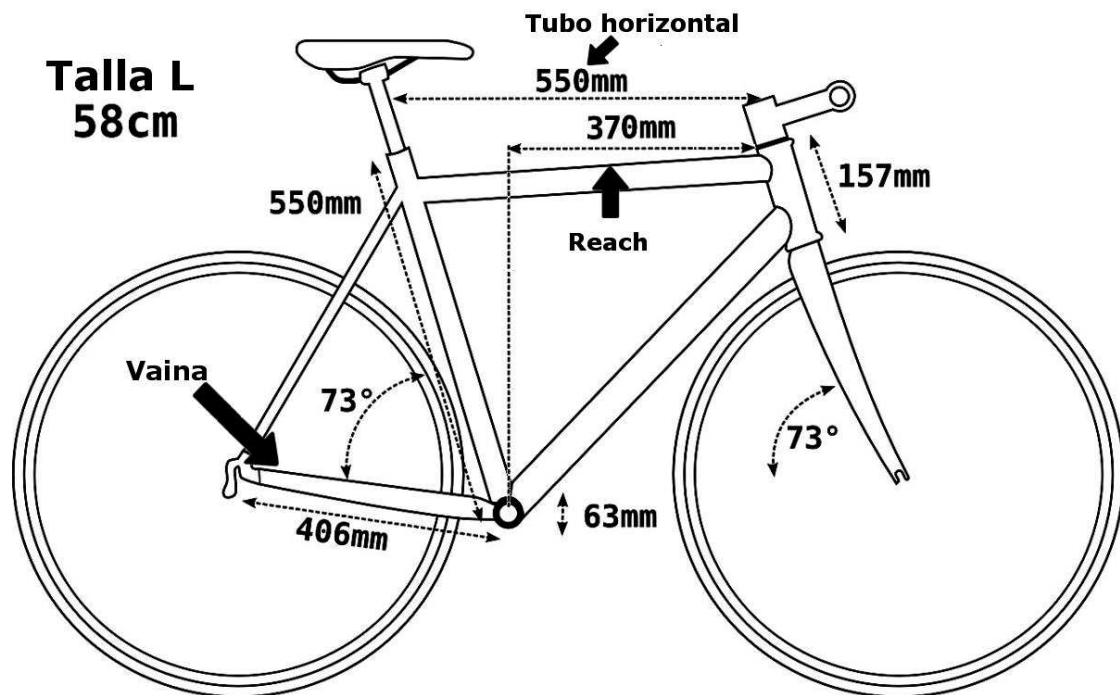


Figura 6.5. Medidas de una bicicleta de montaña Talla L – 58cm.

$$d = \text{Tubo horizontal} - \text{Reach} = 550 - 370 = 180 \text{ mm}$$

Finalmente se obtienen las distancias d_1 y d_2 :

$$d_1 = \frac{H * d}{P} = \frac{H * d}{T + H} = \frac{12 \text{ N} * 180 \text{ mm}}{90 \text{ N} + 12 \text{ N}} = 21,176 \text{ mm}$$

$$d_2 = d - d_1 = 180 - 21,176 = 158,824 \text{ mm}$$

Por lo tanto una vez conocida la ubicación del centro de gravedad sobre el cual actúa la resultante del peso, se calcula como se distribuye esta fuerza en las ruedas. El diagrama de fuerzas queda tal y como se muestra en la Figura 6.6:

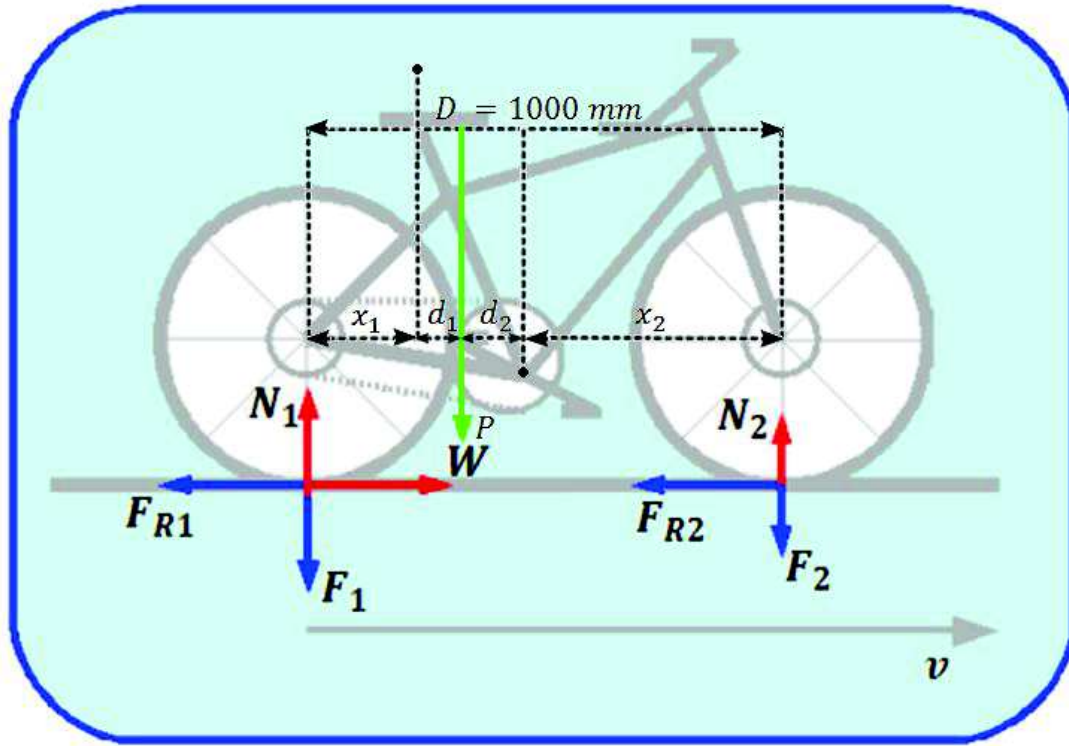


Figura 6.6. Desarrollo de las fuerzas que intervienen en el rozamiento con la resultante del peso

Se calcula como se distribuye el peso total \vec{P} mediante la descomposición de fuerzas realizada también anteriormente en (1) y (2). A partir de la distancia D entre los ejes, también conocida como “Batalla” de una bicicleta se tiene:

$$\begin{cases} \vec{F}_1 * d_{F1} = \vec{F}_2 * d_{F2} \\ \vec{P} = \vec{F}_1 + \vec{F}_2 \end{cases} \rightarrow \text{Paralelas} \begin{cases} F_1 * (x_1 + d_1) = F_2 * (x_2 + d_2) & (1) \\ P = F_1 + F_2 & (2) \end{cases}$$

Para calcularlo, primero se calcula la proyección horizontal de la longitud de la Vaina (distancia total entre el eje trasero y el eje central o pedalier) a partir de la Figura 6.6 vista anteriormente y aplicando su equivalencia con las distancias vistas en la Figura 6.5:

$$\begin{aligned} X_{Vaina} &= x_1 + d_1 + d_2 \rightarrow \sin 73^\circ * 406 \text{ mm} = x_1 + 21,176 \text{ mm} + 158,824 \text{ mm} \\ &= x_1 = 388 - 21,176 - 158,824 \rightarrow x_1 = 208 \text{ mm} \end{aligned}$$

Por tanto las distancias de cada una de las componentes que forman la fuerza peso son:

$$d_{F_1} = x_1 + d_1 = 208 \text{ mm} + 21,176 \text{ mm} = 229,176 \text{ mm}$$
$$d_{F_2} = D - d_{F_1} = 1000 \text{ mm} - 229,176 \text{ mm} = 770,824 \text{ mm}$$

Despejando en (1) resulta:

$$\begin{cases} F_1 = \frac{F_2 * d_{F_2}}{d_{F_1}} \\ F_2 = \frac{F_1 * d_{F_1}}{d_{F_2}} \end{cases}$$

Y sustituyendo en (2) obtenemos finalmente las fuerzas resultantes del peso:

$$\begin{cases} P = \frac{F_2 * d_{F_2}}{d_{F_1}} + F_2 = F_2 \left(\frac{D}{d_{F_1}} \right) \rightarrow F_2 = P * \frac{d_{F_1}}{D} = (90 \text{ N} + 12 \text{ N}) * \frac{229,176 \text{ mm}}{1000 \text{ mm}} = 23,376 \text{ N} \\ P = \frac{F_1 * d_{F_1}}{d_{F_2}} + F_1 = F_1 \left(\frac{D}{d_{F_2}} \right) \rightarrow F_1 = P * \frac{d_{F_2}}{D} = (90 \text{ N} + 12 \text{ N}) * \frac{770,824 \text{ mm}}{1000 \text{ mm}} = 78,624 \text{ N} \end{cases}$$

Como se puede observar el peso es distribuido en mayor medida hacia la rueda trasera (F_1) la cual se encarga de transmitir el trabajo realizado por el ciclista para generar el movimiento mientras la rueda delantera lleva la dirección y puede superar obstáculos.

Sin embargo estos cálculos son para el peso de una bicicleta convencional al no haberse considerado el peso del motor y las baterías que componen una e-bike. No es necesario recalcular el centro de gravedad en el caso de que las baterías estén instaladas en el portaequipajes ya que el peso resultante se encuentra en la vertical del eje de la rueda trasera, al igual que ocurre con el motor en caso de que se encuentre instalado en la rueda trasera. Así pues considerando una e-bike con estas características la fuerza resultante del peso en la rueda trasera sería:

$$\begin{cases} P_{motor} = 6,160 \text{ N} \\ P_{batería} = 0,620 \text{ N} - 3 \text{ unidades} = 1,860 \text{ N} \end{cases}$$

$$F_{1e.bike} = F_1 + P_{motor} + P_{batería} = 78,624 + 6,160 + 1,860 = 86,644 \text{ N}$$

Una vez calculado el módulo de las fuerzas peso distribuidas en las ruedas, se procede al cálculo de la fuerza de rozamiento a partir de la ecuación:

$$F_R = \mu * N \rightarrow \begin{cases} F_{R_1} = \mu * N_1 \\ F_{R_2} = \mu * N_2 \end{cases}$$

De acuerdo con que la fuerza normal N es la ejercida por la superficie sobre el cuerpo, en una superficie uniforme tanto como inclinada, la fuerza normal es la componente del peso perpendicular a la superficie con lo cual la ecuación anterior ahora es:

$$N = P_y \rightarrow \begin{cases} F_{R_1} = \mu * F_{1e.bike} \\ F_{R_2} = \mu * F_2 \end{cases}$$

Por último, es necesario conocer el valor de μ . Para ello se hace referencia a un artículo de la web [e-ciencia.com: 2016], “Física en una bicicleta”:

*“El coeficiente de rozamiento (μ) depende de la naturaleza de las superficies de contacto, en caso de una bicicleta es asfalto-goma. Aquí es donde entra la rueda. Cuando se arrastra un objeto el coeficiente de rozamiento se denomina “dinámico” y **el coeficiente asfalto-goma es de 0,8 bastante alto**, de hecho se puede comprobar si se intenta arrastrar goma sobre asfalto. Sin embargo [...] el coeficiente de rozamiento no es el dinámico, de hecho las ruedas de una bici o un coche no se arrastran sobre el asfalto, sino todo lo contrario, la superficie de la rueda que está en contacto con el asfalto está estática. Si tuviéramos una rueda ideal, aunque las superficies tuvieran rozamiento estático, una rueda rodaría con movimiento rectilíneo y uniforme indefinidamente. En la práctica esto no sucede así, la superficie de la rueda tiene un rozamiento con el asfalto denominado **coeficiente de rozamiento de rodadura**, pero este es bastante menor que el dinámico, y ese es el motivo por el cual los objetos se mueven mejor rodando, tienen una menor fuerza de rozamiento que se opone al movimiento. **El coeficiente de rozamiento de rodadura suele ser de 0,03.**”*

Por tanto finalmente se pueden calcular las fuerzas de rozamiento:

$$\mu_{rodadura} = 0,03 \rightarrow \begin{cases} F_{R_1} = 0,03 * 86,644 = 2,60 \text{ N} \\ F_{R_2} = 0,03 * 23,376 = 0,701 \text{ N} \end{cases}$$

Así es como finalmente se obtiene la fuerza de rozamiento total que, en estado de movimiento (dinámico), se opone al trabajo realizado para el movimiento, siendo de:

$$F_R = F_{R_1} + F_{R_2} = 2,60 + 0,701 = 3,301 \text{ N}$$

Este valor podría considerarse de **magnitud despreciable**, es bastante inferior a la fuerza que ejerce el ciclista y es producto de la evolución histórica de la bicicleta por la que se ha llamado a la bicicleta la “obra maestra de la mecánica”.

6.1.2 Resistencia a la Gravedad

Cuando hablamos de Resistencia a la Gravedad, nos estamos refiriendo al trabajo necesario para vencer la fuerza del peso y del rozamiento en un plano inclinado, que al fin y al cabo es lo que hacemos cuando subimos una cuesta, y podemos calcularla aplicando el siguiente modelo:

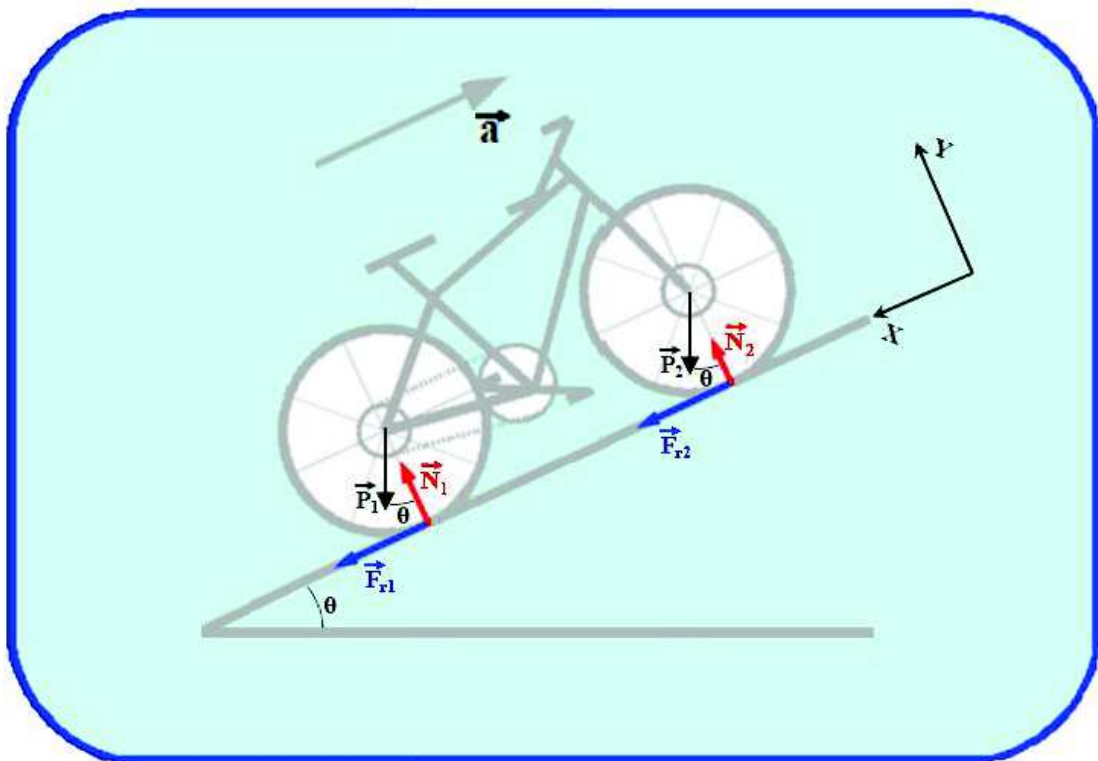


Figura 6.7. Desarrollo de las fuerzas que intervienen en el rozamiento en un plano inclinado

El comportamiento de las fuerzas que actúan sobre la bicicleta responde a la hipótesis dinámica planteada en las ecuaciones a continuación, donde se ha de estudiar cada rueda por separado:

$$\sum \vec{F} = m * \vec{a} \rightarrow \begin{cases} \text{Rueda trasera: } \vec{P}_1 + \vec{N}_1 + \vec{F}_{r1} = m_1 * \vec{a} \\ \text{Rueda delantera: } \vec{P}_2 + \vec{N}_2 + \vec{F}_{r2} = m_2 * \vec{a} \end{cases}$$

$$\begin{aligned} \text{Rueda trasera} &\rightarrow (m_1 * g * \sin \theta, -m_1 * g * \cos \theta) + (0, N_1) + (F_{r1}, 0) \\ &= m_1 * (-a, 0) \rightarrow \begin{cases} \text{Eje X: } m_1 * g * \sin \theta + F_{r1} = m_1 * (-a) & (1) \\ \text{Eje Y: } -m_1 * g * \cos \theta + N_1 = 0 & (2) \end{cases} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Rueda delantera} &\rightarrow (m_2 * g * \sin \theta, -m_2 * g * \cos \theta) + (0, N_2) + (F_{r_2}, 0) \\ &= m_2 * (-a, 0) \rightarrow \begin{cases} \text{Eje X: } m_2 * g * \sin \theta + F_{r_2} = m_2 * (-a) & (3) \\ \text{Eje Y: } -m_2 * g * \cos \theta + N_2 = 0 & (4) \end{cases} \end{aligned}$$

Donde por un lado la distribución de los pesos se conoce pues se ha calculado anteriormente en F_2 y $F_{1e.bike}$, y por otro lado la fuerza de rozamiento se calcula igual que para el caso del rozamiento pero con la diferencia que el coeficiente de rozamiento que interviene en un plano inclinado es el dinámico:

$$\begin{cases} F_{r_1} = F_{r_{1max}} = \mu * N_1 & (5) \\ F_{r_2} = F_{r_{2max}} = \mu * N_2 & (6) \end{cases}$$

$$\begin{cases} m_1 * g = F_{1e.bike} = 86,644 \text{ N} \\ m_2 * g = F_2 = 23,376 \text{ N} \end{cases}$$

Por tanto despejando de (2) la normal y sustituyendo en (5), **para una inclinación de $\theta = 25^\circ$** , inclinación que se considera como **máxima pendiente afrontable** en la legalidad actual para caminos y carreteras locales:

$$\begin{aligned} N_1 &= m_1 * g * \cos \theta \\ F_{r_1} &= \mu * (m_1 * g * \cos \theta) = 0,03 * (86,644 * \cos 25^\circ) = 2,355 \text{ N} \end{aligned}$$

De la misma forma despejando de (4) y sustituyendo en (6) se obtiene:

$$\begin{aligned} N_2 &= m_2 * g * \cos \theta \\ F_{r_2} &= \mu * (m_2 * g * \cos \theta) = 0,03 * (23,376 * \cos 25^\circ) = 0,636 \text{ N} \end{aligned}$$

Así pues la resultante de las fuerzas que se oponen al movimiento en un plano inclinado respecto a la horizontal $\sum \vec{F}$, se obtiene de la suma de cada una de las ruedas, es decir, de las ecuaciones (1) y (3):

$$\begin{aligned} \sum \vec{F} &= m_{TOTAL} * \vec{a} \rightarrow \sum \vec{F} = (m_1 * g * \sin \theta + F_{r_1}) + (m_2 * g * \sin \theta + F_{r_2}) \\ &= (86,644 * \sin 25^\circ + 2,355) + (23,376 * \sin 25^\circ + 0,636) \\ &= 38,972 + 10,515 \rightarrow \sum \vec{F} = 49,487 \text{ N} \end{aligned}$$

En esta ocasión, este valor es de una **magnitud mucho mayor** a la fuerza de rozamiento que se producía en terreno llano, producto de que ahora aparece la componente horizontal del peso que se opone al movimiento en el caso de una cuesta.

6.1.3 Resistencia Aerodinámica

La Resistencia Aerodinámica supone el trabajo que tiene que realizar el ciclista para vencer la oposición que le ofrece el aire. Se debe a la resistencia del aire frente al conjunto “ciclista + bici” por lo que el área frontal que ocupa el ciclista toma un papel muy importante, ya que la componente de esa fuerza es siempre de sentido opuesto a la velocidad, por lo que de forma análoga al rozamiento por fricción, es la fuerza que se opone al avance de un cuerpo pero en este caso a través del aire. Así se puede observar en la Figura 6.8 más abajo.



Figura 6.8. Imagen de la circulación del aire a través del ciclista y la turbulencia generada

En función que la velocidad del ciclista aumente, la potencia necesaria para vencer la resistencia al viento se exagera, y toma mayor protagonismo la aerodinámica que la resistencia al rodamiento, por ejemplo debemos saber que en un vehículo convencional circulando a más de 80 km/h, **la potencia necesaria para vencer la resistencia aerodinámica es mayor que la necesaria para vencer la resistencia mecánica**. Sin embargo cuando se pedalea en subida, la resistencia aerodinámica va perdiendo importancia a favor de la fuerza de la gravedad, y en ese momento es cuando el peso del ciclista es realmente determinante.

La resistencia que ofrece un ciclista cuando pedalea contra el viento se denomina *Fuerza de Arrastre* aerodinámico o el término en inglés “*Drag*”. Para el cálculo de la FA de un ciclista se hace referencia a un trabajo de investigación realizado por *Debraux, Grappe, Manolova, & Bertucci* ([16]: *Sports Biomechanics*), que en 2011 realizaron un estudio para hacer estimaciones sobre aerodinámica mediante la siguiente fórmula matemática:

$$R_D = \frac{1}{2} A_p * C_D * \rho * v_f^2 \quad (1)$$

El arrastre aerodinámico (R_D) es directamente proporcional al área combinada de la proyección frontal del ciclista y la bici (A_p , en m^2), el coeficiente aerodinámico (C_D , *adimensional*), la densidad del aire (ρ , en kg/m^3) y el cuadrado de la velocidad relativa del fluido (v_f , en m/s). La velocidad al cuadrado se traduce en que la FA respecto a la velocidad tiene una relación exponencial. Esto significa que a partir de cierta velocidad, un pequeño aumento de velocidad da lugar a grandes variaciones en la resistencia; de ahí que pasar de 48 a 50 km/h sea mucho más difícil que pasar de 38 a 40 km/h.

A continuación se ofrece un breve resumen de los datos recopilados en *Sports Biomechanics* [16], el cual a su vez hace referencias a otros trabajos de otros autores, para obtener un valor teórico aproximado del arrastre aerodinámico que se produce durante el ciclismo. Para ello se ha definido y estudiado en detalle cada parámetro por separado.

➤ Área proyectante

Para una velocidad determinada, el arrastre aerodinámico depende del área frontal (A_p) y del coeficiente aerodinámico (C_D) así como de la densidad del aire (ρ). Algunos estudios asumen que el área frontal proyectada es proporcional y constante al área de superficie corporal del ciclista para establecer relaciones matemáticas del arrastre aerodinámico. Pero esta suposición solo es correcta para ciclistas con una masa corporal entre 60 y 80 kg. En su lugar se puede expresar la proyectante frontal con la posición del ciclista en la bici a partir del ángulo de la vaina (β , en *grados*) y el ángulo que forma el tronco (δ , en *grados*) con la horizontal, además del ángulo del casco (α , en *grados*) tal y como se muestra en la Figura 6.9:

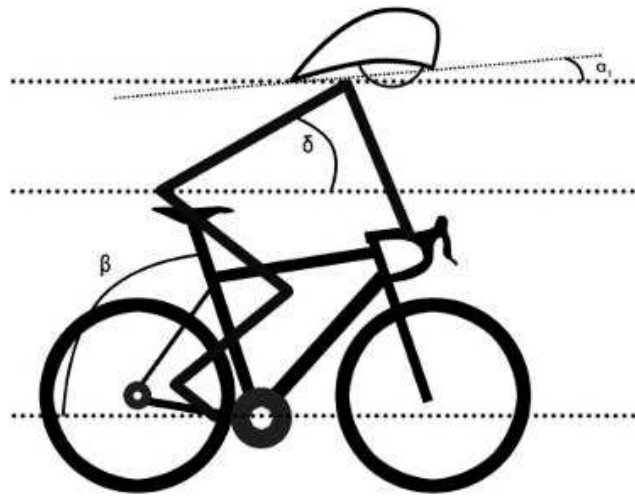


Figura 6.9. Ilustración de los distintos ángulos usados para determinar el área proyectante frontal del conjunto ciclista-bici

Así es como *Heil* (2001) establece la expresión siguiente:

$$A_p = 0,00433 * \beta^{0,172} * \delta^{0,096} * m_b^{0,762}$$

Expresión que finalmente se vio modificada por *Faria et al.* (2005) cuando aportó un método más sencillo para determinar el área proyectante vista anteriormente usando solamente la altura del cuerpo (h_b , en m) y la masa del ciclista (m_b , en kg) en condiciones de mantener una posición aerodinámica y disponer de un aeromanillar:

$$A_p = 0,0293 * h_b^{0,725} * m_b^{0,425} + 0,0604 \quad (2)$$

Además posteriormente *Barelle et al.* (2010) ha establecido un modelo para considerar el equipamiento utilizado (tales como cascos, ropa cortavientos, etc.) mediante una expresión matemática que toma en cuenta la longitud del casco (L , en m) y la inclinación (α , en grados):

$$A_p = 0,045 * h_b^{1,15} * m_b^{0,2794} + 0,329 (L * \sin \alpha_1)^2 - 0,137 (L * \sin \alpha_1) \quad (2')$$

➤ Coeficiente aerodinámico

El coeficiente aerodinámico por otra parte es usado para modelar todos los factores complejos que conciernen al ciclista como figura, posición y flujo de aire. Se trata de la relación entre la FA y el producto de la presión dinámica (q , in Pa) del movimiento de la corriente de aire y el área de proyección frontal tal que:

$$C_D = \frac{R_D}{q * A_p} \rightarrow \text{Donde: } q = \frac{1}{2} * \rho * v_f^2$$

En recientes investigaciones en túneles de viento, se mostró que esta relación era de tipo hiperbólica a partir de las siguientes medidas obtenidas de un ciclista de élite con una bici tradicional de carretera donde el torso está paralelo al suelo, es decir, en posición de carrera obteniéndose la forma descrita de la Figura 6.10:

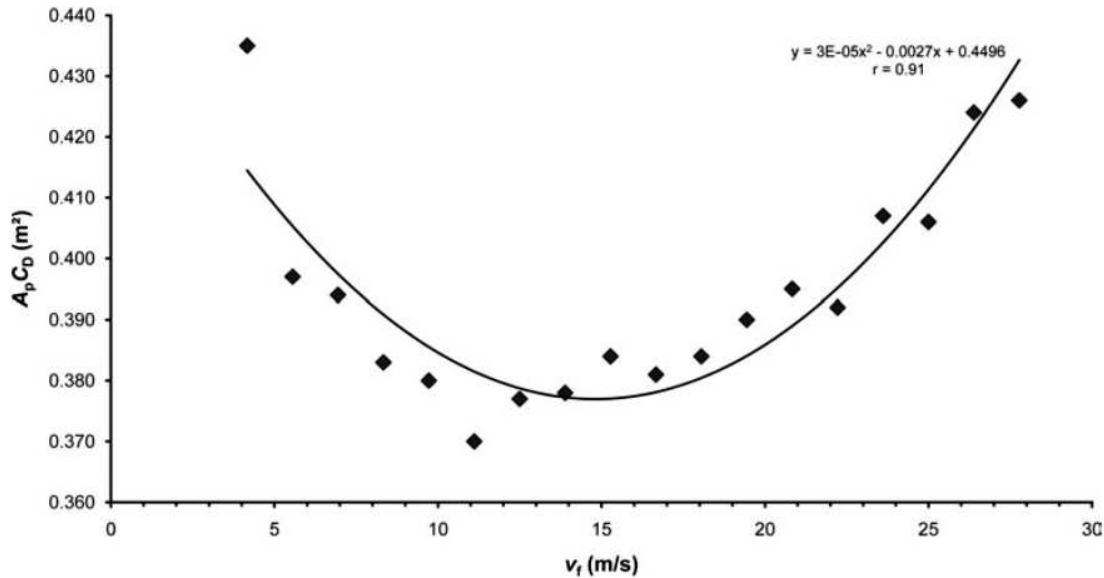


Figura 6.10. Influencia de la velocidad del aire (v_f , en m/s) en el área frontal efectiva ($A_p C_D$, in m^2) para un ciclista en un túnel de viento. Fuente: “*Sports Biomechanics*” [16].

Del gráfico de la Figura 6.10 se obtiene la siguiente relación:

$$A_p C_D = 3 * 10^{-5} v_f^2 - 0,0027 v_f^2 + 0,4496$$

Estos resultados muestran la complejidad de la relación entre el coeficiente aerodinámico, la velocidad del aire y la superficie frontal. De nuevo Heil (2001,2005) mostró que este coeficiente puede ser calculado aproximadamente mediante la masa del cuerpo de acuerdo a la información obtenida de las pruebas en túneles de viento, obteniendo una expresión más sencilla así como válida para obtener un valor teórico aproximado:

$$C_D = 4,45 * m_b^{-0,45} \quad (3)$$

➤ Densidad del aire

Por otro lado, en el arrastre aerodinámico la densidad del aire es directamente proporcional a la presión barométrica del fluido (PB , en $mmHg$) e inversamente proporcional a la temperatura absoluta (T , en $Kelvin$) tal que:

$$\rho = \rho_0 * \frac{PB}{760} * \frac{273}{T} \quad (4)$$

Donde $\rho_0 = 1,293 \text{ kg/m}^3$, es la densidad del aire a una presión barométrica (PB) de 760 $mmHg$ y a una temperatura (T) de 273 K. La humedad también afecta la densidad del aire pero en este estudio ha sido menospreciada pues su efecto es muy pequeño.

➤ Aproximación final de la Resistencia Aerodinámica

Finalmente es posible calcular la resistencia aerodinámica en función de la velocidad y de la masa del cuerpo, si sustituimos en (1) las expresiones (2), (3) y (4) tal que: m^2

$$R_D = \frac{1}{2} (0,0293 * h_b^{0,725} * m_b^{0,425} + 0,0604) * (4,45 * m_b^{-0,45}) * \left(1,293 \frac{PB}{760} * \frac{273}{T}\right) * v_f^2$$

Para simplificar la ecuación se toma un valor constante de la altura, que según un estudio antropométrico elaborado por el Instituto de Biomecánica de Valencia (IBV) [17], el hombre español tiene una altura media de 173,1 centímetros ($h_b = 1,731 \text{ m}$).

Por otro lado la densidad del aire dependerá de la posición geográfica, tal que mientras estemos en zonas a nivel del mar la presión atmosférica será de 1 atm ($PB = 1 \text{ atm} = 760 \text{ mmHg}$) y considerando la temperatura media de España en el año 2015 según la Agencia Española de Meteorología (AEMET) de 16°C ($T = 16^\circ\text{C} = 289,15 \text{ K}$).

De esta forma se obtiene la siguiente expresión:

$$R_D = \frac{1}{2} (0,0293 * 1,731^{0,725} * m_b^{0,425} + 0,0604) * (4,450 * m_b^{-0,45}) * \left(1,293 \frac{760}{760} * \frac{273}{289,15}\right) * v_f^2$$
$$R_D = \frac{1}{2} (0,0436 * m_b^{0,425} + 0,0604) * (4,450 * m_b^{-0,45}) * 1,221 * v_f^2$$

$$R_D = \frac{1}{2} (0,194 * m_b^{-0,025} + 0,269 * m_b^{-0,45}) * 1,221 * v_f^2$$

$$R_D = \left(0,118 * \frac{1}{m_b^{0,025}} + 0,164 * \frac{1}{m_b^{0,45}} \right) * v_f^2$$

Como se puede observar en la expresión resultante, la masa es inversamente proporcional a la resistencia aerodinámica, con lo cual cuanto menor sea la masa del conjunto ciclista-bici mayor será la fuerza de oposición del aire. Esto se debe a la expresión de *Heil* (2001,2005) para el coeficiente aerodinámico donde se establecía este tipo de proporcionalidad. De hecho una persona cuya masa sea de 100 kg por ejemplo, corresponderá a una mayor área de cuerpo superficial que otra de 50 kg en la cual, lógicamente, resultaría en un área proyectante menor y por ello la resistencia aerodinámica sería menor. Donde la lógica sería una relación de directa proporcionalidad, *Heil* (2001,2005) establece la relación contraria como resultado de otras pruebas experimentales. Por tanto son necesarios más estudios para llegar a clarificar el comportamiento de las fuerzas de la aerodinámica en función de los parámetros del ciclista, pero aun así es posible realizar un modelo teórico que se corresponde con el gráfico de la Figura 6.11.

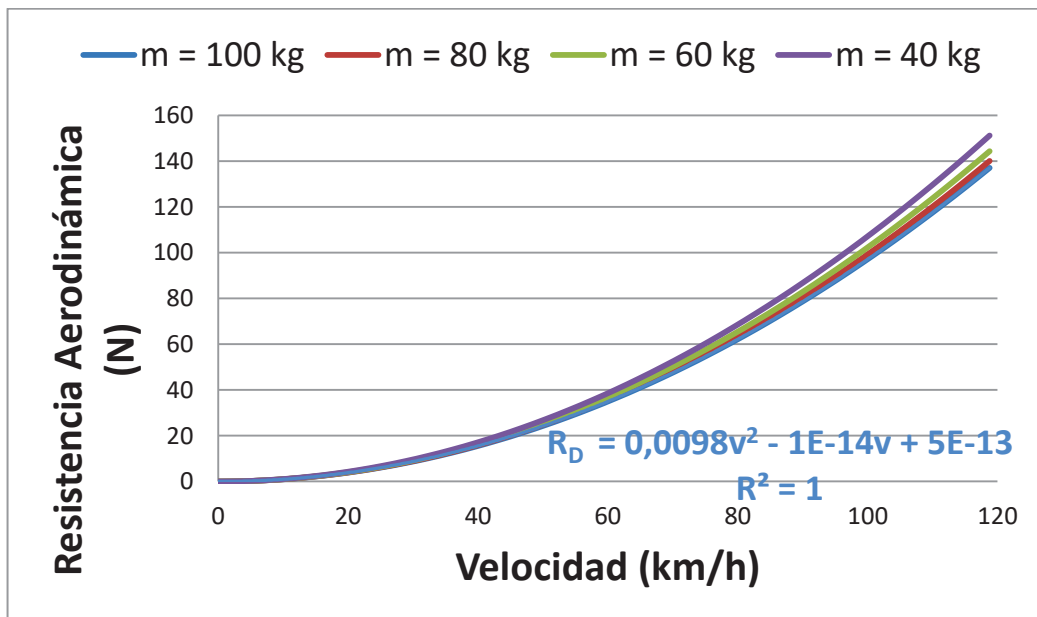


Figura 6.11. Influencia de la velocidad del cuerpo (v , en km/h) en la resistencia aerodinámica (R_D , en N) que ofrece el aire para ciclistas de distinta masa (m , en kg), en posición aerodinámica y con manillar aerodinámico.

6.1.4 Energía cinética de rotación

El trabajo realizado por el ciclista se emplea, en parte, en aumentar la energía del conjunto bicicleta-ciclista que se invierte en el movimiento. Esta energía, que es energía cinética, es de dos clases: energía cinética de traslación y energía cinética de rotación. Dado que lo que interesa en la bicicleta es que se desplace, convendrá que el trabajo se gaste en su mayor parte en realizar el desplazamiento y que el trabajo gastado en la energía de rotación sea mínimo.

La energía cinética de traslación se define como:

$$E_{tras} = \frac{1}{2} m v^2$$

Donde m es la masa del cuerpo y v la velocidad. Si tenemos en cuenta la definición de peso, la expresión de la energía cinética será:

$$E_{tras} = \frac{1}{2} \frac{p_{total}}{g} v^2$$

En la que p es el peso total del conjunto bicicleta-ciclista, g es la atracción gravitacional ($9,81 \text{ m/s}^2$) y v la velocidad de desplazamiento. Por tanto de esta ecuación se puede calcular la energía necesaria para el movimiento que ha de desarrollar el motor. Sin embargo como se ha dicho antes, el trabajo realizado por el ciclista se emplea también en la rotación, energía que podrá servir para aumentar la estabilidad pero en cierto modo se considera como perdida a los efectos de cuantificar la traslación. De las partes que giran en la bicicleta, las más importantes son las ruedas, cuya energía cinética de rotación será:

$$E_{rot} = \frac{1}{2} m r^2 \omega^2$$

Donde m representa la masa de la rueda, r el radio de giro y ω la velocidad angular. Si se conoce el peso de la rueda p y la velocidad lineal v que es la tangencial al eje de rotación, en su lugar se puede calcular como:

$$E_{rot} = \frac{1}{2} \frac{p_{rueda}}{g} r^2 \left(\frac{v}{r}\right)^2 = \frac{1}{2} \frac{p_{rueda}}{g} v^2$$

Como se puede observar sucede que en las rotaciones, son aplicables las mismas fórmulas que en las traslaciones, solo que sustituyendo las fuerzas por momentos, las masas por momentos de inercia y los valores lineales por los angulares. Como lo que interesa en la bicicleta es que se desplace, para minimizar la energía de rotación se puede reducir la masa

de la parte que gira, es decir, las ruedas. O también se puede conseguir reduciendo el radio de giro, pero esto no interesa ya que hay establecidas unas medidas en el caso de bicicletas de montaña de 29", 27.5" y 26" que dependen del perfil y de las dimensiones corporales del ciclista usuario.

Hay que considerar que la energía de rotación será la misma en ambas ruedas. Así pues la energía cinética necesaria para el movimiento será:

$$E_c = E_{tras} + E_{rot} = \frac{1}{2} \frac{v^2}{g} (p_{total} + 2 p_{rueda})$$

6.2 Criterio de selección de las prestaciones

De acuerdo con lo expuesto en el Apartado "4.2. Consideraciones legales" de esta memoria, la legislación actual para la Unión Europea considera bicicletas eléctricas aquellas en que el motor se desconecta a partir de 25 km/h y su potencia no es superior de 350 W, sin superar los 40 kg de peso del motor.

Por tanto, establecemos la velocidad máxima en 25 km/h (6,944 m/s) y aplicamos los siguientes parámetros para el cálculo de la potencia del motor:

Peso ciclista (kg)	80
Peso bici (kg)	10
Peso rueda (kg)	0,920

Tabla 6.1. Parámetros seleccionados para el cálculo de las prestaciones

A continuación se realizan los cálculos para dimensionar el sistema, pero hay que tener en cuenta que no se han considerado para estos cálculos otras variables como serían: vibraciones, rozamiento de la cadena o la combinación de platos y piñones en la bicicleta que efectúan los diversos cambios de velocidades.

Así las fuerzas que se oponen al movimiento de un ciclista, en un terreno llano, son:

➤ *Fuerza de rozamiento*

$$\begin{aligned}
 F_R &= F_{R_1} + F_{R_2} = \mu * (F_1 + P_{motor} + P_{batería} + F_2) = \\
 &= \mu * \left(P * \frac{d_{F_1}}{D} + P_{motor} + P_{batería} + P * \frac{d_{F_2}}{D} \right) = \\
 &= 0,03 * \left((80 N + 10 N) * \frac{229,176 mm}{1000 mm} + 6,160 N + 1,860 N + (80 N + 10 N) * \right. \\
 &\quad \left. * \frac{770,824 mm}{1000 mm} \right) = 0,03 * 98,02 = 2,941 N
 \end{aligned}$$

➤ *Resistencia aerodinámica*

$$\begin{aligned}
 R_D &= \left(0,118 * \frac{1}{m_b^{0,025}} + 0,164 * \frac{1}{m_b^{0,45}} \right) * v_f^2 \\
 R_D &= \left(0,118 * \frac{1}{\left(\frac{80 N + 10 N}{9,81 m/s^2} \right)^{0,025}} + 0,164 * \frac{1}{\left(\frac{80 N + 10 N}{9,81 m/s^2} \right)^{0,45}} \right) * \left(\frac{25 km}{h} * \frac{1000 m}{1 km} * \frac{1 h}{3600 s} \right)^2 = \\
 &= (0,112 + 0,060) * (6,944)^2 = 8,295 N
 \end{aligned}$$

El trabajo realizado por estas fuerzas será el producto de la fuerza ejercida sobre el cuerpo por su desplazamiento

Si la potencia (P) es la cantidad de trabajo (W) efectuado por unidad de tiempo (t), la potencia instantánea es el valor límite de la potencia media cuando el intervalo de tiempo se aproxima a cero tal que:

$$P(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{W}{\Delta t} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} F * \frac{\Delta r}{\Delta t} = F * v$$

Por tanto la potencia perdida en vencer las fuerzas que se oponen al movimiento es:

$$P_{pérdidas} = F * v = (F_R + R_D) * v = (2,941 N + 8,295 N) * 6,944 m/s = 78,023 W$$

Mientras que por otro lado el trabajo que se aprovecha del motor se transfiere como energía cinética, que para alcanzar la velocidad anteriormente indicada, se requerirá una energía de:

$$E_c = E_{tras} + E_{rot} = \frac{1}{2} \frac{(6,944 \text{ m/s})^2}{9,81 \text{ m/s}} ([80 \text{ kg} + 10 \text{ kg}] + 2 * 0,920 \text{ kg}) = 225,711 \text{ J}$$

Siendo la energía medida en julios (J), unidad que también se puede definir como el trabajo (W) necesario para producir un vatio de potencia durante un segundo, es decir, un vatio por segundo (W/s) siendo la equivalencia en el caso de un 1 julio por segundo [J/s] = 1 vatio [W] se obtiene:

$$P_{cinética} = 225,711 \text{ W}$$

Por lo que finalmente el trabajo aplicado por el motor para establecer una velocidad de 25km/h para un ciclista de 80kg es:

$$\text{Trabajo motor} = \text{Trabajo cinético} + \text{Trabajo perdido}$$

$$P_{motor} = P_{cinética} + P_{pérdidas} = 225,711 \text{ W} + 78,023 \text{ W} = \mathbf{303,734 \text{ W}}$$

De esta forma se ha obtenido que la **potencia nominal del motor**, dentro de las consideraciones legales, sea aproximadamente **de 300 W**.

¿Pero esta potencia será suficientemente capaz de superar pendientes? No hay que olvidar que tratándose de motores, estos son capaces de producir una potencia aun superior a la nominal, llamándose así **potencia pico**, la cual será necesaria en los momentos en los que el motor se someta al mayor esfuerzo posible, en nuestro caso una pendiente muy inclinada.

En el caso de una pendiente se ha de considerar una fuerza que no se ha considerado en el cálculo anterior, la resistencia a la gravedad o fuerza peso. Esto conlleva mayores pérdidas en concepto de trabajo debido a que esta fuerza se opone al movimiento. Ya que lógicamente la velocidad máxima en un plano inclinado no será igual a la velocidad en plano, para calcular la potencia pico del motor **se establece una velocidad en terreno inclinado** de la mitad del valor que se consideró en llano, así como la inclinación se considera la de una rampa de garaje:

$$v_{f \text{ inclinado}} = \frac{v_{f \text{ llano}}}{2} = 12,50 \text{ km/h} = 3,50 \text{ m/s}$$

$$\theta_{inclinación} = 25^\circ$$

De forma similar a cómo se ha calculado anteriormente, se obtienen las fuerzas que se oponen al movimiento:

$$F_{R_{inclinado}} = F_{R_{llano}} = 2,941 N$$

$$R_{D_{inclinado}} = \left(0,118 * \frac{1}{m_b^{0,025}} + 0,164 * \frac{1}{m_b^{0,45}} \right) * v_f^2_{inclinado}$$

$$R_{D_{inclinado}} = (0,112 + 0,060) * (3,50)^2 = 2,107 N$$

$$\begin{aligned} F_{peso} &= m_{TOTAL} * \vec{a} = (m_1 * g * \sin \theta + F_{r_1}) + (m_2 * g * \sin \theta + F_{r_2}) = \\ &= (F_{1e.bike} * \sin \theta + [\mu * (F_{1e.bike} * \cos \theta)]) + (F_2 * \sin \theta + [\mu * (F_2 * \cos \theta)]) = \\ &= (86,644 * \sin 25^\circ + [0,03 * (86,644 * \cos 25^\circ)]) \\ &+ (23,376 * \sin 25^\circ + [0,03 * (23,376 * \cos 25^\circ)]) = \\ &= 38,973 + 10,515 \rightarrow F_{peso} = 49,488 N \end{aligned}$$

Por tanto la potencia perdida en vencer las fuerzas que se oponen al movimiento **en un plano inclinado** es:

$$\begin{aligned} P'_{pérdidas} &= F * v = (F_R + R_D + F_{peso}) * v = \\ &= (2,941 N + 8,295 N + 49,488 N) * 3,50 m/s = 212,534 W \end{aligned}$$

Por otro lado el **trabajo cinético** para alcanzar la velocidad máxima en terreno inclinado se calcula de la misma forma que en llano, pero su valor será inferior puesto que se ha reducido la velocidad:

$$E_c = E_{tras} + E_{rot} = \frac{1}{2} \frac{\left(3,50 \frac{m}{s}\right)^2}{9,81 \frac{m}{s}} ([80 kg + 10 kg] + 2 * 0,920 kg) = 57,341 J$$

Resultado que se expresa en términos de potencia como:

$$P'_{cinética} = 57,341 W$$

Por lo que finalmente el trabajo aplicado por el motor es:

$$P_{max} = P'_{cinética} + P'_{pérdidas} = 57,341 W + 212,534 W = 269,875 W$$

En conclusión, se ha obtenido que la **potencia pico del motor sea aproximadamente de entre 270 y 300 W**, para superar un terreno inclinado 25° a una velocidad máxima de 12,5 km/h, para un ciclista de 80kg. Este valor ha resultado en que se necesitan aproximadamente los 250W de potencia que se especificaban dentro de las consideraciones legales, con la posibilidad de aportar hasta 100W de potencia pico hasta el límite legal de 350 W, en el caso de necesitar superar cuestas de $\theta_{inclinación} > 25^\circ$.

Sin embargo, no se ha considerado el trabajo que realiza el ciclista cuyo movimiento contribuye en la misma dirección que el motor disminuyendo así su consumo o permitiendo alcanzar mayores velocidades. Aun así es posible realizar una limitación de la potencia vía software a través del controlador de forma que aunque el conjunto ciclista-motor sobrepase su potencia máxima, el motor siempre funcione de la forma lo más aprovechable posible.

6.3 Descripción del hardware necesario

Tal y como se ha visto en el Apartado “5.2.2. Tipo de motor más recomendado” la desventaja al emplear motores DC Brushless (BLDC) es que necesitan dispositivos electrónicos de control sofisticados y fuentes de alimentación reguladas ya que debe realizarse la conmutación de las fases del motor de manera secuencial para generar el movimiento.

Para realizar esta conmutación se requerirá un accionamiento realizado por un convertidor de corriente continua (abreviada CC en español y DC en inglés, de *direct current*) a corriente alterna (abreviada CA y AC, de *alternating current*) lo cual será realizado por un **inversor de potencia (véase Apartado 6.3.1)**. A su vez este inversor es controlado de forma específica mediante un **precontrolador o Brushless driver (Apartado 6.3.3)**. Estos son los dos elementos imprescindibles en el control de un motor BLDC.

Otro factor a tener en cuenta es que para mantener la sincronización de los campos magnéticos inducidos en el estator, se requiere algún método de conocer la **posición/orientación del rotor**. Como se trató anteriormente en el Apartado “5.2.4. Diferencias importantes entre motores”, diferenciábamos los motores que en su construcción incluían sensores de posición (*Sensored*) y los que no (*Sensorless*). En el primer caso se usan sensores de efecto Hall o encoders de rotación para medir directamente la posición del rotor. En caso de no tener sensores, el procedimiento consiste en medir la fuerza electromotriz (FEM) en las bobinas no excitadas para inferir la posición del rotor. Esto resulta en que dependiendo del tipo de motor empleado, se utilizan **metodologías de control diferentes**.

El diseño realizado en esta memoria es utilizando **sensores de efecto Hall (apartado 6.3.2)**. Si se desea conocer más información sobre el control de un motor véase la referencia en la Bibliografía [23: Diseño de control robusto de velocidad de motores brushless para robótica aérea]

6.3.1 Electrónica de potencia

Cuando se trata la electrónica de potencia, se está haciendo referencia al **conmutador electrónico o inversor de potencia**. El inversor energiza de manera secuencial las bobinas del estator generando un campo eléctrico giratorio que "arrastra" al rotor (formado por imanes permanentes) a su alrededor. Utilizando la secuencia apropiada para suministrar las fases del estator, se crea y se mantiene un campo giratorio en este. Esta acción del rotor, persiguiendo los polos del electroimán del estator, es la **acción fundamental utilizada en los motores síncronos** de corriente alterna, o en nuestro caso, de imanes permanentes. El tiempo preciso permite un control preciso de velocidad y torsión así como garantiza que el motor funcione con el pico de eficiencia.

El motor de **tres fases en el estator es el más común** ya que ofrece precisión en el control sin necesidad de requerir muchos instrumentos electrónicos. Este es el motor representado en la figura 6.12 a continuación. Como el motor tiene tres pares de bobinados, se necesitan tres revoluciones eléctricas para hacer girar el motor una vez. Esto resulta en una secuencia de conmutación de seis pasos (3 revoluciones x 2 estados, High & Low, cada una) para cada revolución mecánica.

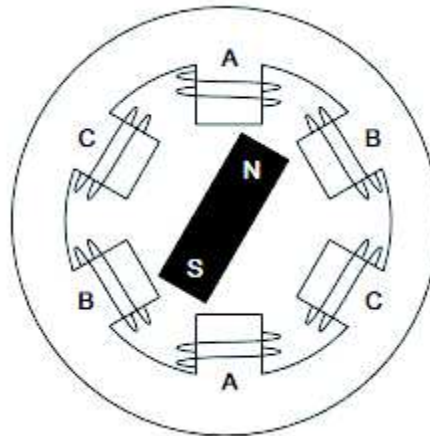


Figura 6.12. Representación de un motor brushless trifásico con un imán permanente de dos polos en el rotor y tres fases en el estator A, B y C

Para mayor entendimiento de cómo se produce la revolución mecánica/eléctrica se muestra visualmente en las siguientes figuras. Las figuras 6.13 y 6.14 muestran el flujo de corriente en un motor de tres fases (en estas figuras se etiqueta como R, S y T). El campo magnético rotatorio en el estator está formado por la suma vectorial del campo magnético producido por tres pares de bobinados cuya suma resulta en un campo magnético de polos N y S.

Para demostrarlo, en la Figura 6.13 se descompone las fases S y T en sus componentes horizontal y vertical, las horizontales son iguales pero de distinto signo así pues se anularán y en la vertical las fases resultan en un vector opuesto a la fase R, formando así un campo magnético con dos polos.

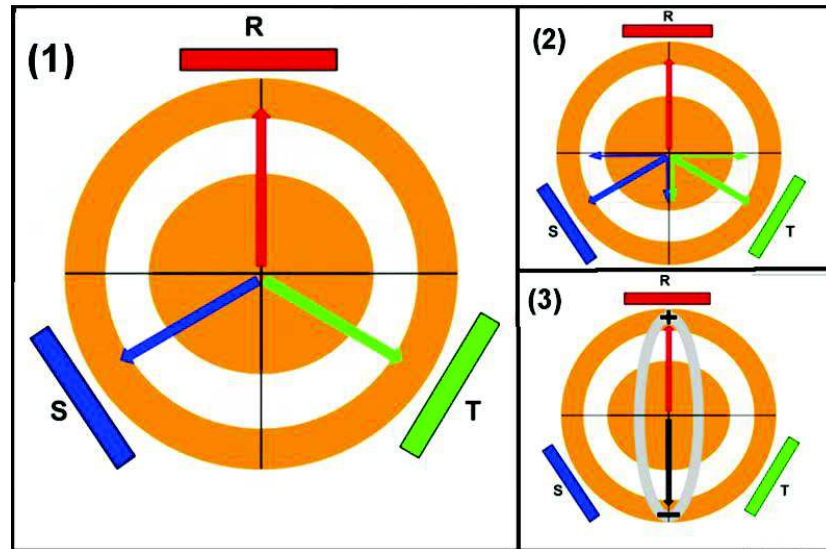


Figura 6.13. (1) Flujos magnéticos de un motor brushless; (2) Descomposición de las fases S y T; (3) Resultado del campo magnético generado

En la Figura 6.14 se observan los flujos de corriente para cada uno de los seis pasos de la conmutación:

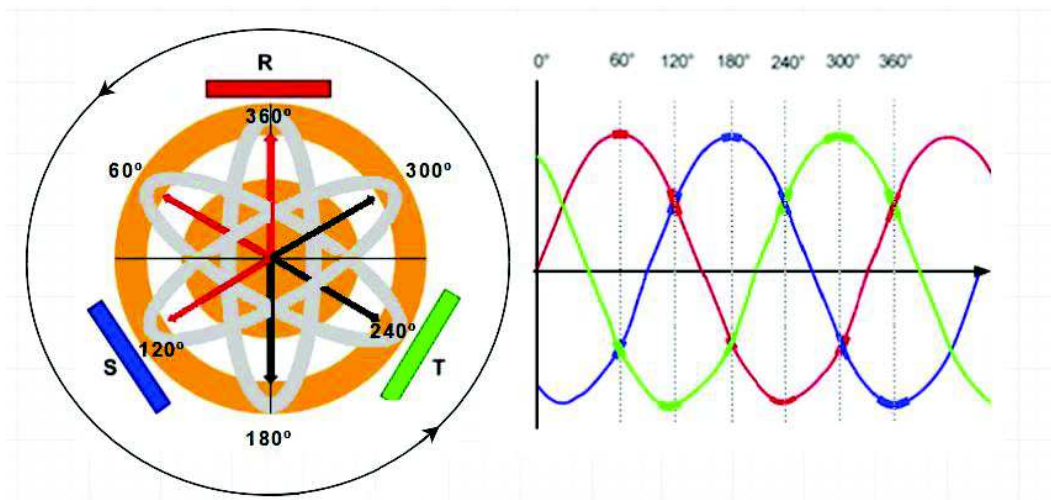


Figura 6.14. Secuencia de alimentación de la bobina para una revolución eléctrica de un motor brushless trifásico

El campo magnético inducido en el rotor tratará de alinearse con el campo magnético del estator, siempre a una velocidad más lenta en el rotor que en el estator para ser posible inducir corrientes eléctricas, generándose así el movimiento del motor. Por tanto controlando la conmutación de las 3 fases, es posible controlar la rotación del campo magnético. Las N «revoluciones eléctricas» consecuentes del movimiento del campo giratorio equivalen a una revolución mecánica, donde N es el número de pares de imanes o número de pares de polos que tiene un motor.

En las Figuras 6.13 y 6.14 anteriores solo se ha dispuesto de 2 polos, es decir, de un único par de polos con el propósito de ejemplificar de forma sencilla. Véase en la Figura 6.15 una configuración que duplica el bobinado y por tanto se disponen de 4 polos (2 pares de polos). Se puede observar como en el mismo ciclo de conmutación de las fases eléctricas anterior, el motor solo dará media revolución y por tanto se ha reducido la velocidad a la mitad:

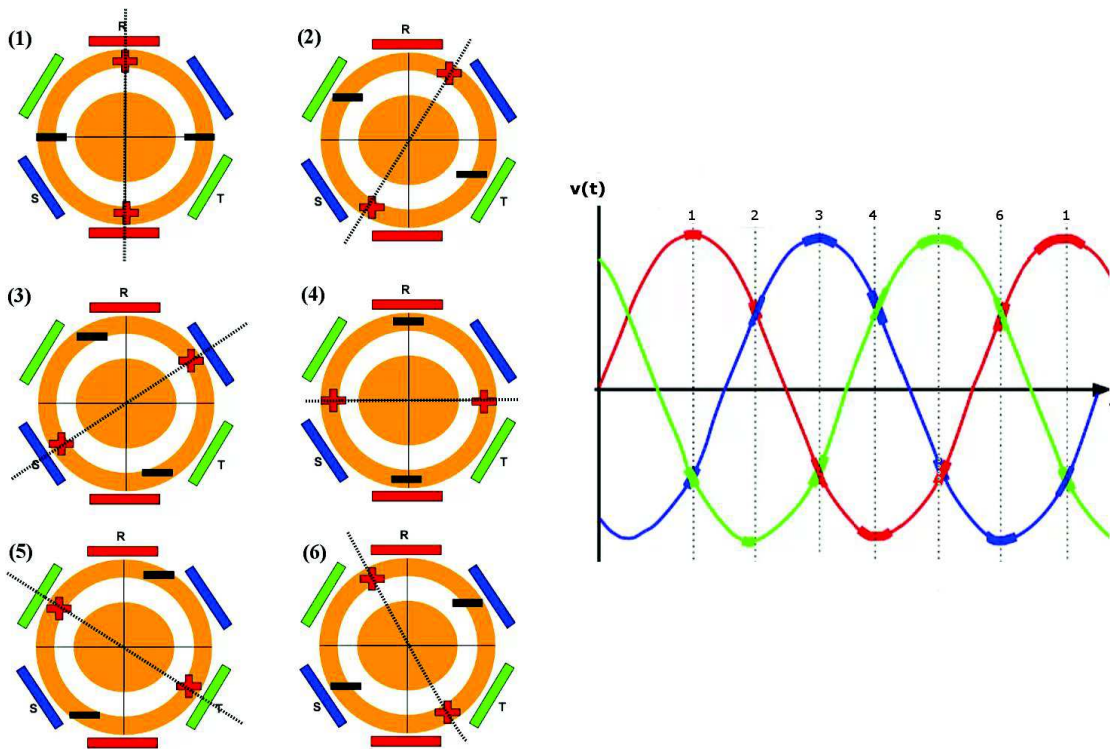


Figura 6.15. Campos magnéticos generados en las bobinas del estator en función del estado de la secuencia de alimentación de la bobina en caso de dos pares de polos

En conclusión, es **importante conocer el número de pares de polos** que tiene un motor en concreto, ya que la velocidad de giro del motor conocida como “velocidad de sincronismo” depende de este número.

Con el fin de girar el motor a velocidades apreciables, esta conmutación debe realizarse en un tiempo muy corto, es decir, a altas frecuencias. Los relés mecánicos y los interruptores no tienen la velocidad de conmutación necesaria para lograr esto, además de que los dispositivos mecánicos se desgastarían muy rápido teniendo en cuenta el alto número de veces que el interruptor se activaría o desactivaría para completar cada rotación. Con este fin, es necesario incorporar transistores de potencia como el que se observa en la siguiente Figura 6.16.

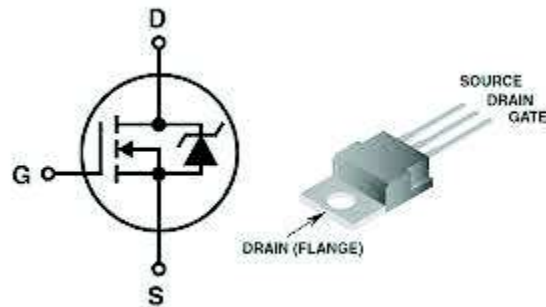


Figura 6.16. Símbolo esquemático y encapsulado de un transistor MOSFET

Se utilizarán **transistores de potencia MOSFET** tales como el de la Figura 6.16. El transistor MOSFET es un dispositivo en el que su estado de corte o de conducción se controla por la tensión en su terminal de control (V_{DS}), y no por corriente como el transistor bipolar (BJT). El MOSFET tiene un coeficiente de temperatura positivo, lo que le permite detener fugas o dispersiones térmicas al contrario que los BJT que poseen una considerable dispersión térmica. Además en conducción su resistencia (R_{DS-ON}), es de unos pocos miliOhmios lo cual tiene una incidencia notablemente inferior dentro de un circuito eléctrico.

Todas estas ventajas hacen el MOSFET el mejor transistor en la conmutación de potencia. Si bien los MOSFET pueden trabajar con altas tensiones ($V_{DS} > 400 \text{ Volts}$), no disponen de la capacidad de trabajar con alta corriente ($I_{DS} < 100 \text{ Amperes}$) como sí lo hacen los transistores IGBT cuya potencia máxima de trabajo es mucho mayor. Pero estos se reservan para aplicaciones industriales y por tanto es, el MOSFET, el componente idóneo para el diseño del controlador de una *e-bike*.

Para realizar la conmutación de las 3 fases, y por tanto, para motores trifásicos como el motor brushless escogido, es necesario utilizar un inversor trifásico. Se puede obtener una salida trifásica con una configuración de seis transistores y seis diodos, y como se muestra en la siguiente Figura 6.18. Esta configuración es conocida **como Inversor Trifásico, o puente H de 3 fases**. El término “puente H” proviene de la representación gráfica del circuito del convertidor bidireccional, esquema general utilizado para la conmutación de motores, compuesto de 4 transistores tal y como se muestra en la Figura 6.17 a continuación. Para mayor información sobre el funcionamiento de este tipo de puente, consúltese la Bibliografía [25: neoteo.com].

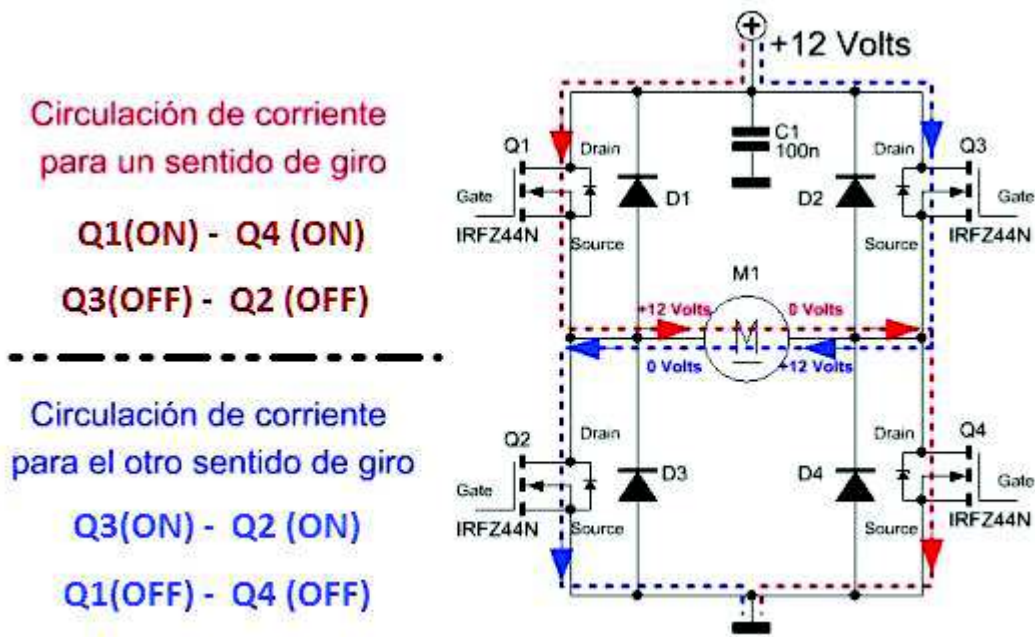


Figura 6.17. Circuito del convertidor bidireccional o puente H para motores CC, con la representación de los flujos de corriente según la dirección del motor (ROJO: horario; AZUL: anti horario)

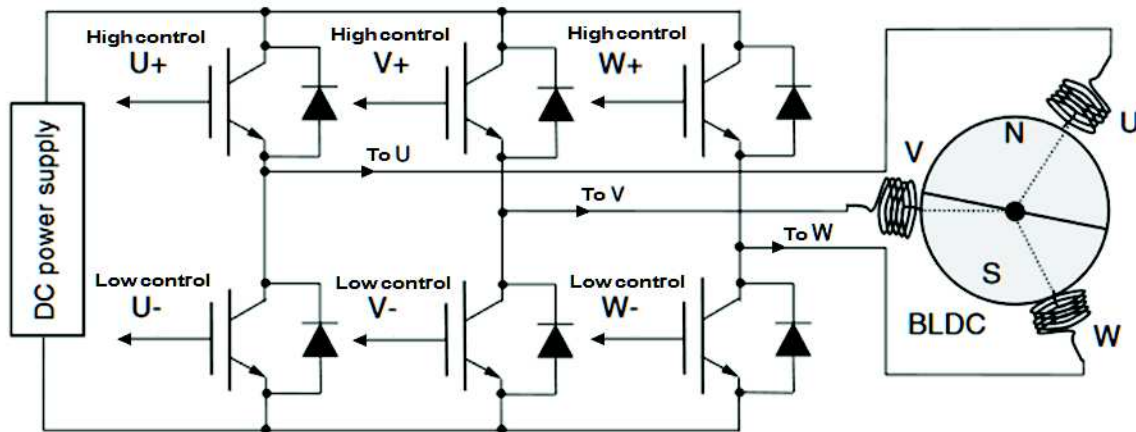


Figura 6.18. Circuito del inversor trifásico o puente H de 3 fases conectado a las bobinas del motor brushless

Este inversor trifásico se compone de 6 elementos de potencia que trabajan como interruptores operando en modo corte y saturación con una secuencia apropiada. La secuencia es determinada por las señales que provienen del circuito de control. Los 6 diodos en conexión inversa a cada elemento, son para conducir la corriente reactiva de retorno a la fuente de tensión. Si el inversor opera con fuente de corriente I , los diodos no

son necesarios pero se utilizan tiristores en lugar de MOSFETs. En este caso alimentará una carga trifásica cuya conexión es en estrella pues esta es la topología de bobinado de la mayoría de motores BLDC. Pero también serviría para configuraciones en triángulo.

Un motor con este bobinado es impulsado mediante la energización de 2 fases a la vez mientras la 3ª fase se encuentra inactiva. Esto produce un movimiento de 60° en el motor tal como se había visto anteriormente y demostrado gráficamente en la Figura 6.14. A continuación se expone la Figura 6.19, con propósito de ilustrar de una forma más completa que en la Figura 6.14 los estados de cada fase en el motor:

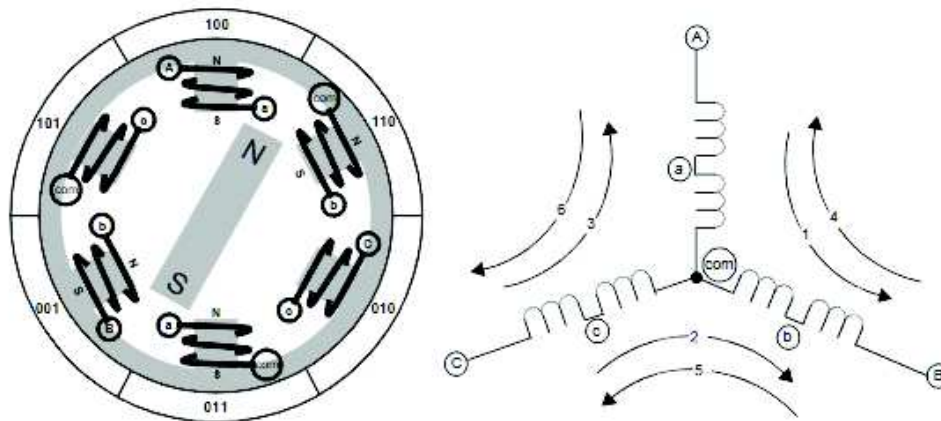


Figura 6.19. Diagrama simplificado del interior de un motor brushless

Se puede observar en el esquemático derecho de la Figura 6.19, 6 distintos flujos magnéticos numerados que provocarán el movimiento. Para hacerlo rotar desde A hasta B, un ángulo de 120°, serán necesarios 2 conmutaciones, indicadas como los flujos “4” y “2”. En primer lugar cambiando el flujo de corriente entre los terminales A y B, se producirá el movimiento señalado como “4”, rotando así 60°. Posteriormente variará el flujo entre B y C, produciendo el movimiento en la dirección señalada como “2” y rotando finalmente los 120° que separaban las posiciones A y B.

¿Pero cómo conocer que fases energizar para producir este movimiento? La clave en el movimiento del motor es por tanto la **conmutación adecuada conociendo la posición del rotor**. Mediante sensores Hall se puede conocer la posición de rotor.

6.3.2 Sensores hall

La etapa de potencia es capaz de dirigir la rotación del rotor, pero el controlador requiere alguna forma de determinar la orientación o posición del rotor, relativa a las bobinas del estator. La posición del rotor es transmitida a través de los sensores de efecto Hall y así es posible efectuar la conmutación a una velocidad controlada. Muchos de los fabricantes de motores BLDC incorporan en ellos tres sensores de posición mediante sensores de efecto Hall.

Para los motores trifásicos, tres sensores de efecto Hall se integran en el estator para indicar las posiciones relativas del estator y del rotor con respecto al controlador para que pueda energizar el bobinado en la secuencia correcta y en el momento correcto. Los sensores Hall se montan generalmente en el extremo no impulsor de la unidad (Figura 6.20).

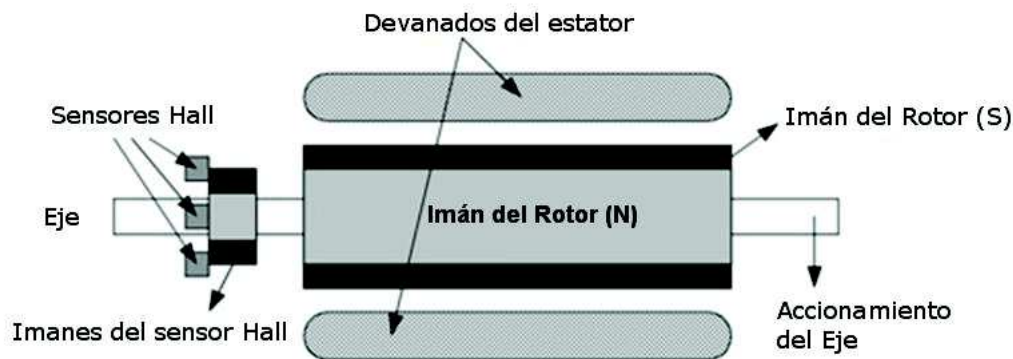


Figura 6.20. Representación de un motor brushless con sensores de efecto Hall integrados

Cuando los polos magnéticos del rotor, pasan por los sensores de efecto Hall, se genera un señal más alta (para un polo) o más baja (para el polo opuesto). Tal como se analiza en detalle a continuación en la Figura 6.21, la secuencia exacta de conmutación se puede determinar al combinar las señales de tres sensores. A continuación se analiza la relación entre las señales de los sensores de efecto Hall y las tensiones de alimentación de cada fase del motor para su movimiento según lo anteriormente explicado.

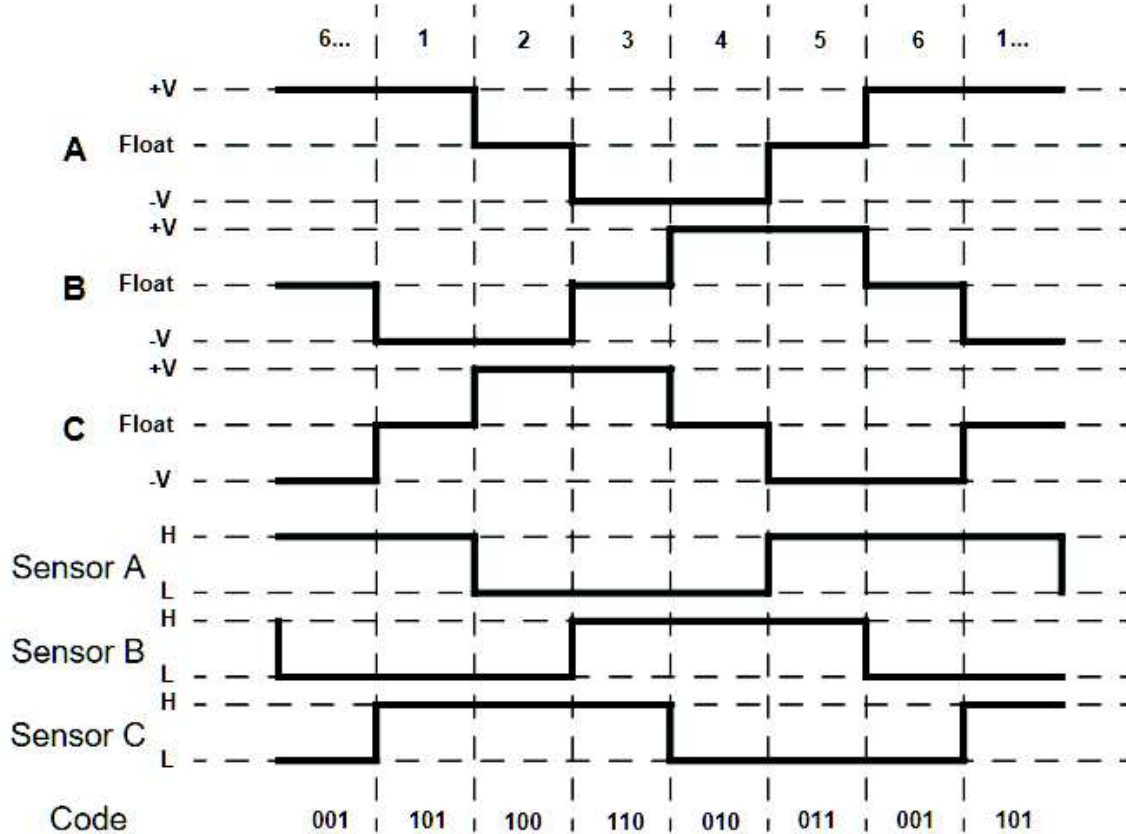


Figura 6.21. Conmutación de las fases en los bobinados A, B y C que producen el movimiento junto a las lecturas de los sensores de efecto Hall y el código de lectura digital de los sensores (CBA)

Veamos por ejemplo a partir del paso 1 como los sensores A y B determinan la conmutación de la bobina A. Cuando el sensor A detecta un polo magnético (High), la bobina A se energiza positivamente; en el paso 2 cuando el sensor A deja de detectar (Low), la bobina A queda abierta (0V) hasta que el sensor B detecta un polo magnético y entonces la bobina A se energiza negativamente en el paso 3. Por último, cuando el sensor A detecta de nuevo el polo magnético en el paso 5, como el sensor B también continúa en estado alto, la bobina se vuelve a abrir, hasta que en el paso 6 el sensor B cambia a estado bajo y por ello la bobina A se energiza positivamente, para proceder a repetir el proceso de nuevo. De manera similar los sensores B y C determinan si se energiza la bobina B, y los sensores A y C determinan la carga de la bobina C.

Se ha podido observar como en cada paso, dos fases están activas con una fase alimentando la corriente al motor y la otra ofreciendo una ruta de retorno de la corriente, mientras que la tercera fase está abierta. El microcontrolador controla que dos de los interruptores en el inversor trifásico estén cerrados para energizar de manera positiva o negativa las dos bobinas activas. Por ejemplo, conmutar $U+$ en la Figura 6.21 energiza

positivamente la bobina A y conmutar V- energiza la bobina B para ofrecer una ruta de retorno mientras que la bobina C permanece abierta al no conmutar W \pm .

Al mismo tiempo, si a través de los sensores de efecto Hall se obtienen 3 señales que informan de cada momento que el rotor avanza 60° , es posible medir el intervalo de tiempo entre que se producen dos de estas señales y así obtener información sobre la **velocidad** del motor.

6.3.3 Controlador de puerta o “Gate driver”

La configuración vista anteriormente del inversor Puente H de 3 fases contiene 3 salidas bidireccionales las cuales son controladas por un circuito de lógica de control, normalmente digital, en nuestro caso, un microcontrolador.

Es por tanto necesario conmutar los MOSFETs a partir de los pines GPIO (General Purpose Input/Output, Entrada/Salida de Propósito General) de un microcontrolador. Como transistor, los MOSFET requieren de una tensión de puerta particular para activarse. De forma similar, para desconectar el transistor, esta carga debe ser disipada, es decir, la puerta ha de ser descargada. Pero surgen dos inconvenientes al utilizar los microcontroladores para esta función:

- 1) En ocasiones no pueden ofrecer en su salida el voltaje necesarios para cargar la puerta (G, Gate), el terminal que se encarga de conmutar el canal entre el drenador (D, Drain) y la fuente (S, Source), creando así la conmutación. Esto es conocido como el valor de *Tensión Umbral* denominada como $V_{GS(threshold)}$. Las tensiones umbrales suelen estar en el margen de 2 a 4 V, algunos en 10-15 V con lo cual puede requerirse de potencia adicional para accionar el conmutador.
- 2) Cuando se conecta o desconecta un MOSFET, no cambia inmediatamente de un estado de no-conducción al de conducción y esto resulta en altos voltajes y corrientes transitorios, que en algunos casos son suficientes para destruir el transistor. Por lo tanto, es necesario mantener los tiempos de conmutación lo más cortos posible, cuyos valores típicos están en el rango de microsegundos. Estos tiempos son conocidos como *dead time*, y se pueden observar en la Figura 6.22 a continuación.

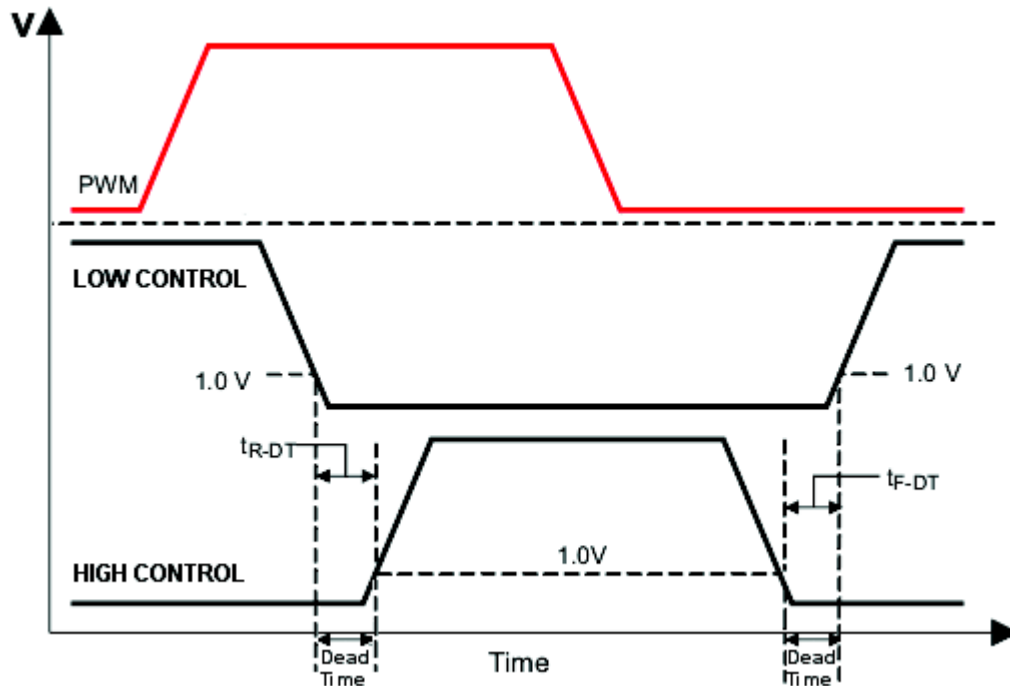


Figura 6.22. Conmutación de las señales de control LOW y HIGH de la puerta (Gate) del MOSFET junto a la señal de control PWM que producen el tiempo de transición conocido como *Dead Time*

- 3) A menudo se requieren corrientes de conmutación de varios cientos de miliamperios, o incluso en el rango de amperios, ya que el tiempo de conmutación es inversamente proporcional a la cantidad de corriente utilizada para cargar la puerta. Entonces si la señal de salida de un microcontrolador está limitada a unos pocos miliamperios de corriente, en consecuencia el transistor realizará su conmutación lentamente y se producirán altas pérdidas de potencia.
- 4) Además durante la conmutación, el transistor puede atraer corriente tan rápidamente que provoca una sobrecarga de corriente en la salida del microcontrolador, provocando un sobrecalentamiento que conduce a un daño permanente o incluso a la **destrucción completa del chip**.

Por tanto para evitar estos inconvenientes, **se incorpora un controlador de puerta** (en inglés, *Gate driver*) entre la salida del microcontrolador y el transistor de potencia o MOSFET. Un controlador de puerta es un amplificador de potencia que acepta una entrada de baja potencia desde un microcontrolador y produce una salida de alta corriente dirigida a la puerta de un transistor de alta potencia tal como un IGBT o MOSFET.

En esencia, un controlador de puerta se compone de un desplazador de nivel en combinación con un amplificador operacional, que se pueden proporcionar ya sea en chip o como un módulo discreto. Como ejemplo, *Microchip* ofrece el TC4420 como un driver no-inversor para MOSFETs. Estos drivers son compatibles con tecnologías TTL y CMOS así que son compatibles con la mayoría de microcontroladores.

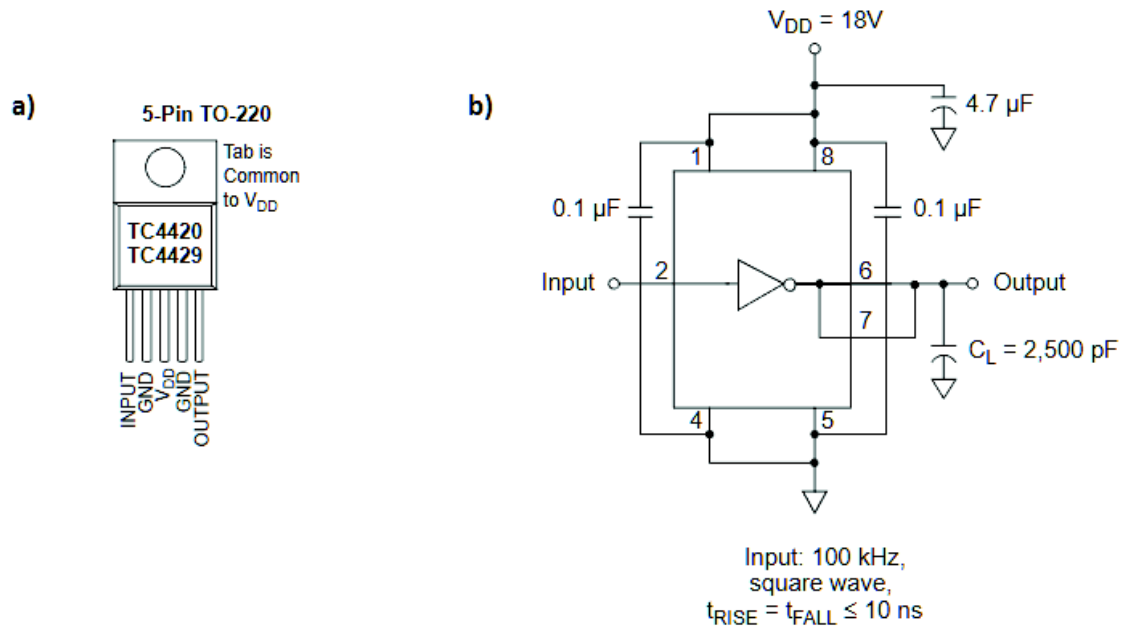


Figura 6.23. Ejemplo de controlador de puerta o *Gate Driver*: a) Encapsulado del TC4420; b) Esquemático del TC4420 de *Microchip* obtenido de su datasheet

Adicionalmente, en el caso de tener dos MOSFET de canal N en serie entre sí, como en el caso de un puente H trifásico, es recomendado disponer de un circuito de **bootstrap** junto al *Gate Driver*. Esto surge de que si el transistor de control bajo (*Low control*) es desconectado, la fuente del transistor de control alto (*High control*) se vuelve flotante, es decir, no está conectada a masa. En este caso, para conseguir que la puerta esté polarizada correctamente para encender el transistor, la tensión necesita ser polarizada positivamente con respecto a V_{DD} (tensión de alimentación). Para conseguir esto, se utiliza un tipo de convertidor CC-CC en concreto que utiliza condensadores para almacenar la energía, que se trata del circuito *bootstrap* como se observa en la Figura 6.24 a continuación:

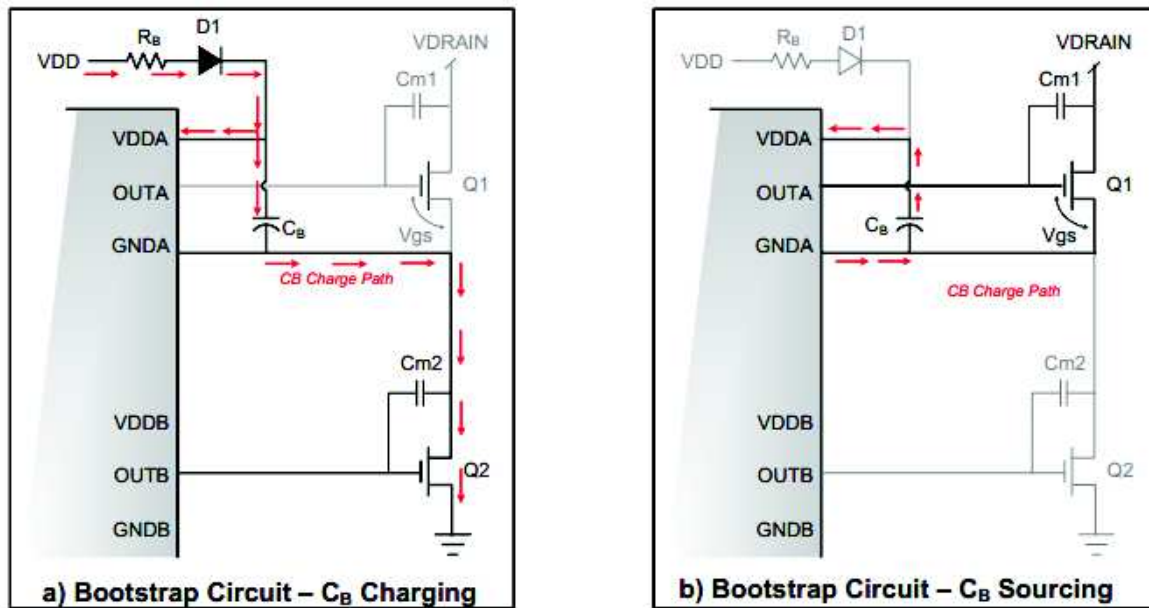


Figura 6.24. Ejemplo de *bootstrap*: a) Transistor Q2 (Low) en conducción y condensador C_B cargando; b) Transistor Q1 (High) en conducción y condensador C_B descargándose actuando como fuente

Se puede observar de la Figura 6.24, que el funcionamiento del *bootstrap* consiste en que cuando la corriente circula hacia la parte baja del puente (el MOSFET inferior está encendido), el condensador se carga a través de un diodo de arranque, y esta carga es la que posteriormente se utiliza para accionar la puerta del MOSFET de la parte alta del puente, a un voltaje un poco superior al voltaje de la fuente (V_{DD}) para encender este transistor y así realizar la conmutación.

Es importante pues que nuestro controlador de puerta o *Gate Driver*, en inglés, disponga de *bootstrap*. Por ejemplo podemos encontrar el L6386E de *STMicroelectronics* cuyo *datasheet* se puede encontrar en la Bibliografía [26: www.st.com].

6.3.4 Posibles precontroladores

La Figura 6.25 muestra un arreglo típico para impulsar un motor BLDC con sensores de efecto Hall.

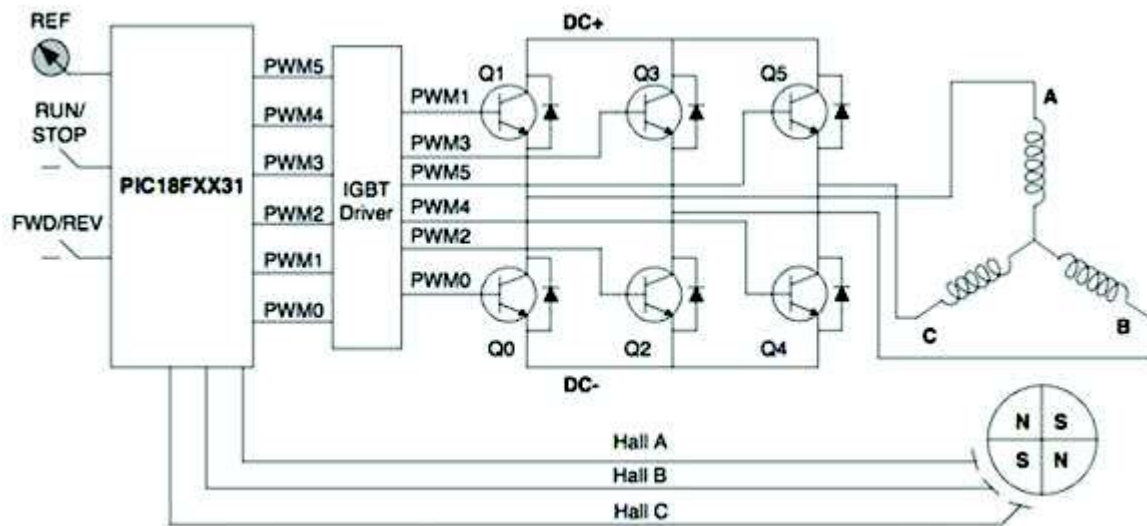


Figura 6.25. Ejemplo de un controlador de motor brushless con sensores Hall

En la figura anterior se muestra, siguiendo el orden de izquierda a derecha: 1) un microcontrolador PIC18F2431 de Microchip; 2) un controlador para transistores IGBT; 3) un inversor trifásico con seis IGBT (transistores bipolares de puerta aislada); 4) bobinado en conexión estrella del motor; 5) tres sensores de efecto Hall (A, B y C).

La salida del microcontrolador, recibida por el controlador de puerta IGBT o MOSFET, incluye señales moduladas de ancho de pulso (PWM) que determinan el promedio de voltaje y el promedio de corriente en las bobinas y por lo tanto de forma equivalente, la velocidad y par de torsión del motor. El rotor utiliza dos pares de imanes permanentes para generar el flujo magnético. Por otro lado los transistores MOSFET/IGBT se utilizan para la conmutación de alta potencia.

Y es que resulta que una desventaja notable es que los motores BLDC, a diferencia de los motores con escobillas, es que necesitan de un sistema electrónico para supervisar la secuencia de energización de las bobinas y ofrecer otras funciones de control. Sin el sistema electrónico, los motores no pueden operar.

Utilizar un microcontrolador de 8 bits (ya sea programado con código suministrado de fábrica o el software propiedad del desarrollador) agrega muy poco costo al sistema de control, e incluso ofrece al usuario mucho más control para garantizar que funciona con

una eficiencia óptima además de ofrecer salida de par de torsión, velocidad o posicionamiento. Un ejemplo es el PIC16F877A mostrado en la Figura 6.26 más abajo. Este modelo pertenece a la subfamilia de microcontroladores PIC de 8 bits de la denominada gama media, la más variada y completa de los PIC. Aunque **no entrega la potencia suficiente** para un sistema de control de motor BLDC cuya potencia nominal sea superior a 30W.

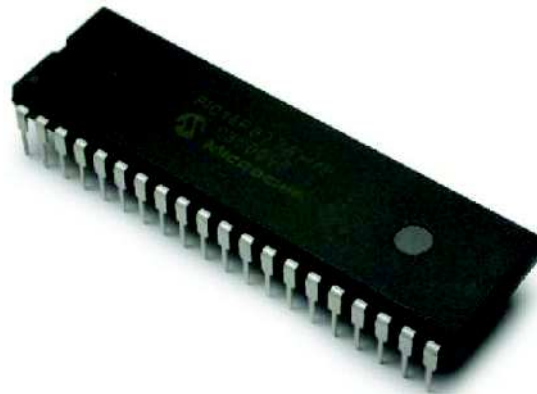


Figura 6.26: Encapsulado del PIC16F877A

Generalmente incluyen un convertidor reductor (para alimentar el microcontrolador y otros requisitos de alimentación del sistema), control del controlador de compuerta y administración de fallos, además de lógica de control y sincronización. El precontrolador DRV8301 de Texas Instruments es un buen ejemplo (Figura 6.27).

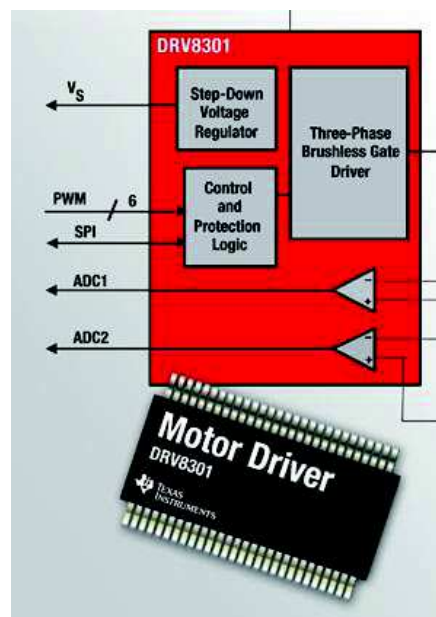


Figura 6.27: El controlador de motor DRV8301 de Texas Instruments integra un regulador reductor, un controlador de compuerta y una lógica de control en un solo paquete

Este precontrolador admite una capacidad de disipación de hasta 2.3 A de corriente máxima y sólo necesita una fuente de alimentación con un rango amplio de 8 a 60 V. Por tanto no es capaz de alcanzar la transmisión de potencia necesaria para la bici eléctrica. Sin embargo el modelo **DRV8332** admite hasta 8 A de corriente continua, con picos de 13 A con un rango de hasta 50 V de tensión de alimentación para el PWM. Se trata de un microcontrolador muy completo y se ha incluido su datasheet en la Bibliografía [27: www.ti.com] de esta memoria ya que contiene mucha información sobre el funcionamiento de los controladores, la implementación de las funciones de un controlador, etc...

También se puede configurar el motor para que funcione en una configuración simple sin tener que usar un microcontrolador al usar un generador trifásico de onda cuadrada o senoide para las técnicas de modulación (PWM). Fairchild Semiconductor, por ejemplo, ofrece su chip FCM8201 para esta aplicación y ha publicado una nota de aplicación sobre cómo configurar dispositivos (Figura 6.28).

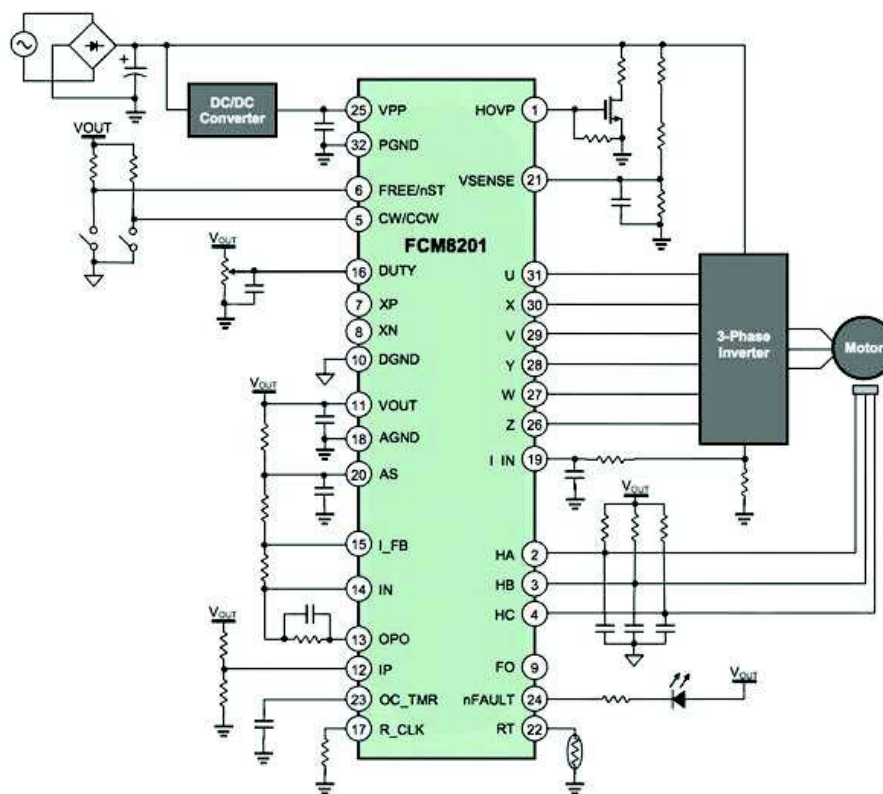


Figura 6.28: Esquemático del FCM8201, nuevos avances en el sistema de control BLDC

Fairchild explica que el dispositivo también incorpora un circuito de regulación de señal Hall incorporado que genera un tiempo de rebote de 3 a 6 μs para cada entrada de señal

del sensor con la función de disminuir el error que se puede generar cuando la transición de las señales del sensor Hall es lenta.

De la misma manera, el controlador del motor BLDC MC33033 de ON Semiconductor integra un decodificador de posición del rotor en el chip para que el microcontrolador no tenga que completar el sistema. El dispositivo se puede utilizar para controlar un motor DC Brushless trifásico o de cuatro fases.

Por último, también se pueden encontrar controladores como el IR2104 (Figura 6.29) de alto voltaje, que integra MOSFET de potencia de alta velocidad y con conductores IGBT con canales de salida de niveles altos y bajos dependientes. La entrada lógica es compatible con CMOS estándar o de salida LSTTL, bajo lógica a 3.3 V. Dispone de la tecnología *bootstrapping*. En la Figura 6.29 se muestra el esquema de su encapsulado y un ejemplo de su conexión obtenidos de su *datasheet*:

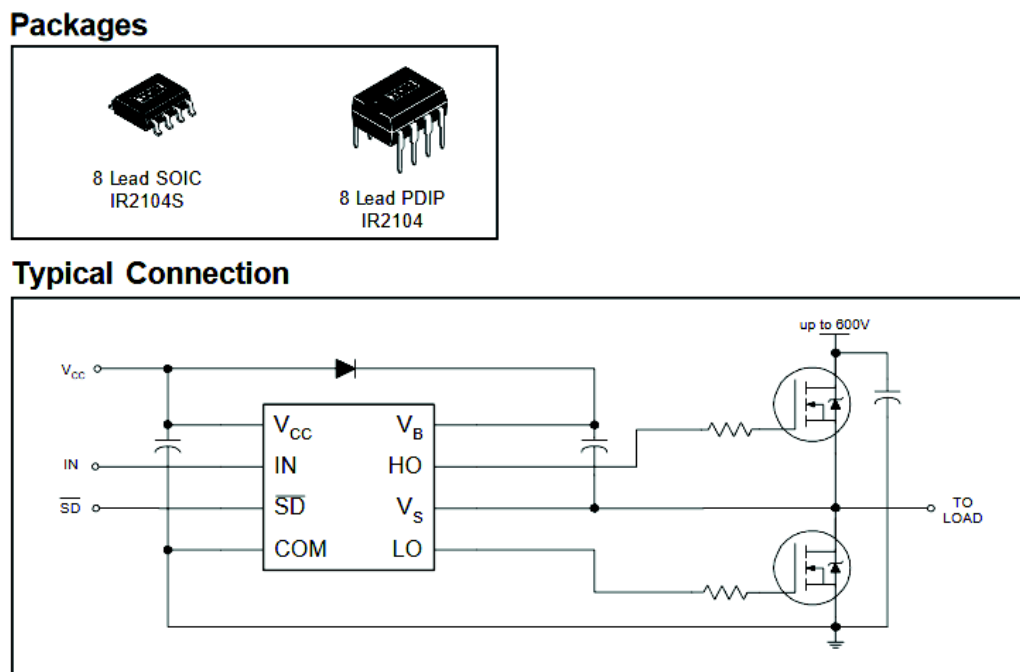


Figura 6.29: (1) Encapsulado del controlador IR2104 (2) Esquema de ejemplo de conexión del IR2104

Los controladores de salida cuentan con una etapa filtrado buffer de pulso alto diseñada para mínima conducción transversal. El canal flotante se puede utilizar para conducir un MOSFET de potencia de canal-N o IGBT en el nivel alto de configuración que opera de 10 a 600 voltios.

6.3.5 Batería como fuente de alimentación

Anteriormente en el Apartado “5.4. Elección de la batería” se analizó que la fuente de alimentación del sistema sería un conjunto de baterías de litio Li-Po (abreviatura de Polímero de Litio) ya que tienen la mayor densidad energética (160 Wh/kg) con el menor coste posible de entre 0,21-0,26 €/W. Las baterías LiPo son un tipo de batería recargables que suelen utilizar los sistemas eléctricos de radiocontrol, especialmente los aviones, helicópteros y multicopteros. Estas baterías son la razón principal por las que los vehículos eléctricos son una opción viable. Pero hay que tener en cuenta:

- **Problemas de seguridad**, ya que a causa del electrolito volátil que se utiliza exclusivamente en las LiPo, estas pueden incendiarse debido a la expulsión de gases que generan en caso de: sobrecorrientes, sobrevoltajes, cortocircuitos de sus terminales o sobrecalentamiento.
- Las baterías LiPo requieren un **cuidado único y adecuado** para que duren más tiempo que cualquier otra tecnología. Los métodos de carga, la velocidad de descarga y el almacenamiento cuando no se encuentran en uso afectan a la esperanza de vida de la batería.

Estos requerimientos serán gestionados mediante el BMS o Sistema de Gestión de Baterías, que se encargará de la protección de la batería para no operar fuera de su área de operación segura (*Safe Operating Area*). Además realizará un seguimiento de su estado, el cálculo de los datos secundarios y su transmisión al usuario. Estas funciones son explicadas con detalle en el Apartado “7.8. Sistema de Gestión de la Batería (BMS)”.

A continuación se aportan los conocimientos básicos para este tipo de baterías y las terminologías utilizadas haciendo referencia a un artículo sobre multicopteros de la Bibliografía [28: erlerobotics.gitbooks.io]. Los elementos más importantes a conocer son los datos sobre el uso de las baterías que nos proporcionan los fabricantes, tal y como podemos ver en la Figura 6.30:



Figura 6.30: Ejemplo de batería LiPo junto a la información del fabricante

➤ Clasificación "S" o clasificación por Voltaje

Las baterías convencionales realmente están formadas en su interior por baterías individuales conectadas entre sí. A esta subdivisión de la batería se le conoce como **celdas**. Cada celda tiene un voltaje determinado dependiente de su composición química. A diferencia de las baterías NiCd o NiHm que contienen celdas de 1,2 voltios, las baterías LiPo tienen celdas de 3,7 voltios descargadas y 4,2 voltios cuando están totalmente cargadas. El beneficio de las LiPo es por tanto que disponemos de menos celdas para crear una batería.

En los modelos más pequeños de las baterías LiPo contienen al menos dos celdas conectadas en serie para proporcionar voltajes más altos. Para los modelos de mayor voltaje el número de celdas puede ser de 6 celdas y aún más para elementos más grandes o aplicaciones de alta tensión.

Aquí una lista de voltajes de carga de las baterías LiPo con recuento de celdas:

- 3.7 voltaje de batería = 1 celda x 3.7 voltaje (1S)
- 7.4 voltaje de batería = 2 celdas x 3.7 voltaje (2S)
- 11.1 voltaje de batería = 3 celdas x 3.7 voltaje (3S)
- 14.8 voltaje de batería = 4 celdas x 3.7 voltaje (4S)
- 18.5 voltaje de batería = 5 celdas x 3.7 voltaje (5S)
- 22.2 voltaje de batería = 6 celdas x 3.7 voltaje (6S)

Se le asigna una terminología determinada para clasificarlas en función del voltaje, y esta es el número entre paréntesis junto a la "S". Es una manera del fabricante de indicar el número de celdas conectadas en serie ("S") que contiene la batería.

Los baterías también se pueden conectar en paralelo para aumentar la capacidad. Esto se indica mediante un número seguido de una "P". Como por ejemplo una batería: 3S2P. Esto indicaría que se trata de 2 baterías conectadas en paralelo, y cada una de ellas tiene 3 celdas conectadas en serie.

Mientras **más voltaje** tiene una batería LiPo significa que tiene **mayor potencia** pero es importante mencionar que si la batería tiene mayor potencia, esto no quiere decir que va a suministrar energía durante un periodo mayor de tiempo, la autonomía vendrá dada por su capacidad en mAh.

➤ Clasificación por capacidad o mAh

La capacidad indica cuánta energía puede mantener la batería y se indica como Q_{max} en miliamperios por hora (mAh). Esta es una manera de indicar la cantidad de carga medida en miliamperios que se pueden poner en la batería durante 1 hora para que la batería se descargue completamente. Así pues la capacidad determina el tiempo de uso, es decir, la **autonomía**.

Por ejemplo las baterías LiPo que tiene 1000 mAh serían completamente descargadas en una hora por una corriente de 1000 miliamperios o 1 amperio (equivalente). Si ésta misma batería se descarga a 500 miliamperios tomaría 2 horas para descargarla.

Así pues a la hora de elegir la capacidad para el diseño de un sistema, sería muy ventajoso utilizar una batería de mayor capacidad a la corriente máxima que consume el sistema, así aumentaríamos el tiempo de funcionamiento. Si una batería es usada con una corriente de descarga mucho mayor a su capacidad, se reducirá el tiempo de uso de horas a minutos, hasta la completa descarga. Pero hay un límite en cuanto a la corriente de descarga para no producir sobrecorrientes que dañen la batería. A esto se le conoce como tasa de descarga.

Adicionalmente, un dato importante en la vida útil de las baterías LiPo es que su **descarga total** produce reacciones químicas que conllevan a disminuir su capacidad total con el tiempo. Una buena regla a seguir es la **regla del 80%**. Esto significa que nunca se debe descargar una LiPo por debajo del 80% de su capacidad para prolongar su vida útil. Cuando se habla de vida útil, realmente nos referimos al tiempo que tarda en disminuir su capacidad al 80% de su capacidad inicial. Por tanto, conforme se realicen los ciclos de carga/descarga, la capacidad de la batería irá disminuyendo.

➤ Tasa de descarga o "C"

La tasa de descarga es simplemente la velocidad con que una batería puede ser descargada de forma segura, es decir, sin sobrecalentar las baterías. En el mundo de las baterías LiPo se denomina como "C". Esta es una forma de normalizar las características de rendimiento de modo que las baterías de diferente capacidad se comparan en igualdad de condiciones. Por tanto no es una unidad independiente, requiere conocerse previamente la capacidad de la batería para averiguar en última instancia la **corriente de descarga máxima**.

La fórmula para calcular la corriente máxima de una batería LiPo es:

$$A_{m\acute{a}x} = C * capacidad (mAh)$$

Explicación de la fórmula: Multiplicaremos la Velocidad de descarga (C) por la capacidad de la batería LiPo (mAh) el resultado serán dado en mili Amperios hora.

En un ejemplo práctico utilizaremos los datos de la batería Turnigy de la Figura 6.30:

$$A_{m\acute{a}x} = 25C * 5000 mAh = 125.000 mAh = 125 Ah$$

Así mismo se puede calcular el tiempo que tarda en descargarse a 25C:

$$t = \frac{capacidad}{A_{m\acute{a}x}} = \frac{5000 mAh}{125 Ah} = 0,04 horas = 2,4 minutos$$

Adicionalmente podemos observar que en la Figura 6.30 también se incluye otra tasa de descarga superior, de 35C en este caso. ¿Por qué no se ha utilizada esta tasa de descarga en el cálculo de la corriente máxima? La razón es porque sí se trata de su tasa de descarga máxima, pero esta no puede ser mantenida durante más de medio minuto. Algunas baterías pueden especificar su velocidad de descarga en un pico o ráfaga de descarga (este dato se identifica con la etiqueta “burst” o “pico de descarga”). Los picos de descarga están limitados por tiempo. Esto quiere decir que la batería va a ofrecer ese pico de corriente máximo solo por un periodo mínimo de tiempo. Normalmente este tiempo va de los 10 a los 30 segundos. A partir de ese momento se pone en peligro la seguridad del equipo y de las personas, ya que se pueden producir la liberación de gases tóxicos o incendios.

En las especificaciones de la batería Turnigy anterior se tiene por tanto lo siguiente:

- Constante de descarga: 25C $\rightarrow A_{m\acute{a}x} \text{ constante} = 125 \text{ Ah}$
- Pico de descarga (10 seg): 35C $\rightarrow A_{m\acute{a}x} \text{ pico} = 175 \text{ A}$

➤ Resistencia interna

En términos simples, la resistencia interna es una medida de la dificultad que una batería tiene para entregar su energía. Cuanto mayor sea esta resistencia, más energía se disipará en forma de calor en la misma batería. Por tanto, la resistencia interna es una medida de la **eficiencia de la batería**. La resistencia interna es una de las mejores maneras de conocer el estado de salud de la batería LiPo ya que a medida que la edad de la batería aumenta, la resistencia interna será mayor.

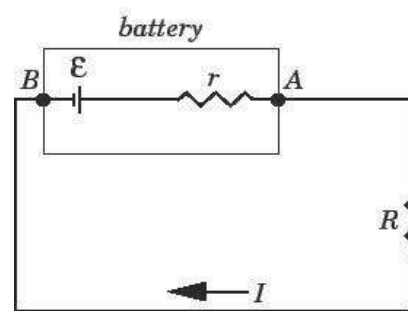


Figura 6.31: Esquema electrónico de una batería real (B-A) conectada a una resistencia en serie R. La batería incluye el suministro de voltaje (\mathcal{E}) y la resistencia interna (r), sin considerar posibles impedancias

La resistencia interna es medida en miliohmios ($m\Omega$). Para medir la resistencia interna de una batería se requiere de un equipo de medida concreto para ello. En ocasiones algunos cargadores especializados para baterías LiPo incluyen esta función. Por un lado es posible medir la resistencia de cada celda de la batería por separado, o también se puede medir la resistencia interna de todo el pack en conjunto. Ya que la resistencia interna es acumulativa, y se conoce la conexión de las celdas (serie o paralelo) a partir de los datos proporcionados en la batería, es posible conocer cualquiera de sus valores.

En el circuito mostrado arriba de la Figura 6.31, sería posible medir el valor de la resistencia interna utilizando un multímetro, y usando un resistor R de valor pequeño (de ohmios, ya que “ r ” es de miliohmios) y de alta disipación térmica, al menos 5 W. Así pues mediante la siguiente fórmula se calcula el valor de r , el cual puede ser calculado para cada celda, o para el conjunto de toda la batería:

$$I = \frac{V_R}{R_T} \rightarrow V_R = V_{AB} * \frac{R}{R + r}$$
$$r = \frac{V_{AB} * R}{V_R} - R$$

La eficiencia de la batería vendrá dado por este valor de r , y nos ocasionará pérdidas de potencia que serán mayores en función del número de usos que se le ha dado a la batería, así como dificultará su carga. Las pérdidas ocasionadas vienen dadas por la siguiente ecuación, donde se puede observar la linealidad respecto a la resistencia interna:

$$W_{calor} = I^2 * r$$

➤ Carga de las baterías LiPo

La carga de las baterías LiPo no se puede realizar de cualquier forma, ya que es **OBLIGATORIO** realizar diversos procedimientos por la seguridad de la batería. Detener el suministro de corriente una vez la batería alcanza su máxima capacidad, determinar el voltaje y corriente máximos de carga así como mantener un equilibrio en los voltajes de cada celda de la batería, son algunos de los requisitos de un cargador de baterías LiPo con tal de no destruir las celdas y que posiblemente, se provoque un incendio. **ES MUY IMPORTANTE TENER ESTO EN CUENTA.**

Por tanto es obligatorio usar cargadores especializados para la carga de baterías LiPo. Para cargar una batería de forma segura primero y sobre todo la norma de seguridad es: **Supervisar la batería mientras se está cargando.** Muchas experiencias en foros y blogs hablan sobre incidentes ocurridos por dejar que la batería LiPo se cargue sin estar atentos durante el proceso.

En esta memoria no se va a explicar los procesos de la conveniente carga/descarga de las baterías LiPo pues se ha optado por un cargador comercial especializado en la carga de

baterías LiPo, en concreto el mostrado abajo en la Figura 6.32. Estos cargadores van a monitorizar constantemente y de forma automática el voltaje de cada celda de la batería, buscando equilibrar que la batería se recargue de forma **balanceada**. Esto aumenta considerablemente la vida útil de la batería. Además permiten configurar el tipo de batería a cargar (5S1P, 3S2P, etc...). Es por eso que se vuelve a recomendar que la carga sea mediante un cargador de este tipo.



Figura 6.32: Cargador especializado para baterías LiPo, NiCd o NiMH, de la marca Avioracing junto con sus cables de conexión

Aquí algunas sugerencias para cargar lasbaterías de forma segura:

- **Vigilar la batería mientras se está cargando.** Es importante supervisar la carga de la batería. Revisando la temperatura de la batería con las manos y observando si comienza a inflarse. Si no es posible mantener el contacto con la mano debido al calor, quiere decir que habrá sobrepasado los 50-60°. En ese caso ha de detenerse de inmediato la carga.
- **Cargar la batería a 1C o menos.** Hay algunos cargadores de gama alta que dan la posibilidad de elegir la velocidad o tasa de carga de la batería, normalmente hasta un máximo de 5C. Esto permite cargar las baterías a un ritmo mucho más rápido, pero tiene sus inconvenientes. La mayoría de manuales de uso recomiendan que sea a una carga de 1C o menor, ya que con esto se garantiza que los elementos químicos de las celdas de la batería se balanceen equilibradamente mediante la carga lenta, aumentando así la vida de uso de las baterías.

- **Realizar el proceso de carga en lugares contra el fuego**, con alarmas de humo o si no fuera nada de esto posible, al menos supervisar la temperatura.
 - **Configurar de forma precisa el cargador con las celdas y el tipo de batería**. Para que coincida realmente con la batería que se procede a cargar. Estas opciones sólo están disponibles en cargadores de gama alta.
- **Conectores de equilibrio/balanceamiento de baterías LiPo**

Un conector de equilibrio no es más que un conector específico para acceder a todas las células individuales contenidas en un LiPo. Esto permite monitorizar y a su vez la carga/descarga de cada celda individualmente. Se trata de un conector (plug, en inglés) de carga tipo JST-XH en la mayoría de baterías, junto al conector de alta corriente/descarga. En la siguiente Figura 6.33 se puede observar una batería LiPo comercial cuyas salidas son estos dos tipos de conectores:



Figura 6.33: Batería LiPo junto con sus conectores: a) Conector de carga/descarga de celdas tipo JST-XH; b) Conector de carga/descarga de la batería completa tipo Traxxas

Estos conectores de equilibrio son necesarios ya que cuando múltiples celdas se encuentran funcionando conjuntamente, sus pequeñas diferencias provocan que unas se descarguen algo más que otras y por tanto se producen desequilibrios en las cargas de cada celda, así como en la batería conjunta. En los casos de baterías de Níquel (NiXX) esto no resulta un problema debido a la química de las celdas, pero en las baterías de litio estos desequilibrios pueden dañar las celdas.

El conector de equilibrio/balanceamiento permite monitorizar y manipular individualmente cada celda, ya que al encontrarse conectadas en serie, se puede acceder mediante el cableado a cada polo positivo y negativo de cada una de las células. Por tanto es posible conocer el voltaje de cada celda y si es necesario cargar/descargar cada celda por separado con la intención de equilibrar el conjunto. A continuación se muestra en la Figura 6.34, la representación gráfica del cableado interno de las celdas de la batería. Esta

era de tipo 3S1P, y por tanto tiene 3 celdas conectadas en serie, lo cual conlleva a obtener 4 cables para el conector de equilibrio:

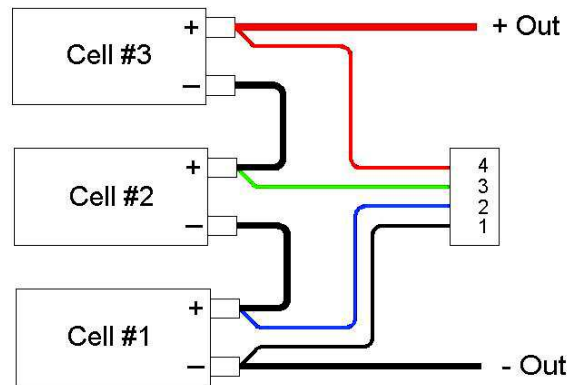


Figura 6.34: Diagrama del cableado de los conectores de equilibrio de las baterías LiPo

Sólo porque una batería tenga un cierto conector no significa que se deba diseñar todo el sistema conforme a este tipo de conector. Hay distintas maneras de adaptar una batería a un cargador si se cambia el conector por otro tipo, mediante un adaptador o incluso recableando el propio. Sin embargo, en la práctica se utilizan en la gran mayoría dos tipos de conectores de equilibrio, el JST-XH y el TP (*Thunder Power*). Estos se pueden observar en la Figura 6.35. A su vez, la disposición del cableado y el número de cables variará según el número de celdas, por tanto en la Figura 6.36 se muestran distintas conexiones para baterías 3S y 6S de ambos tipos:



Figura 6.35: Conectores de equilibrio o balanceamiento típicos para las baterías LiPo: A la izquierda, el tipo JST-XH; a la derecha el conector Thunder Power (TP)

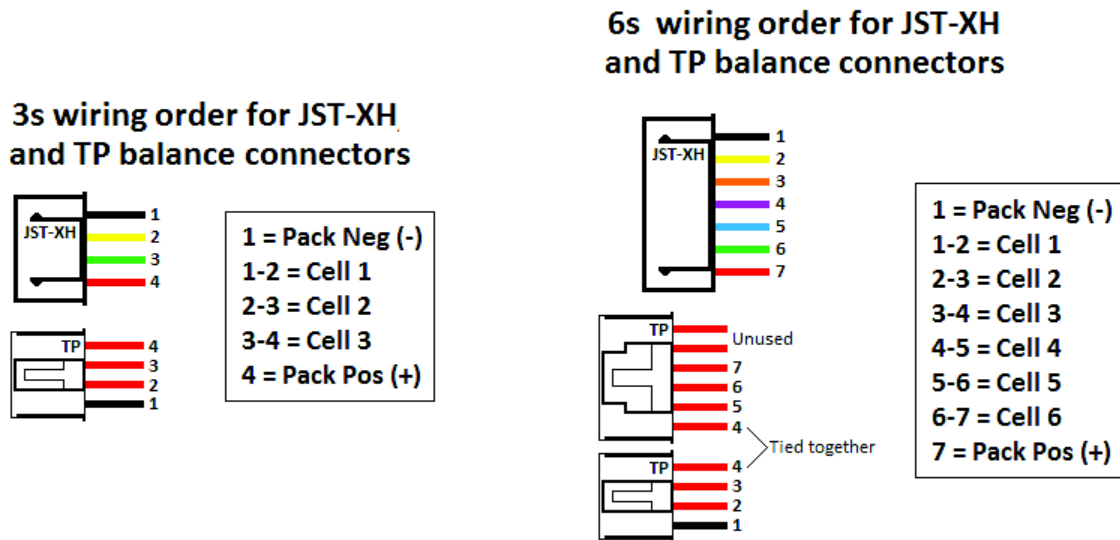


Figura 6.36: Disposición del cableado en conectores de equilibrio JST-HX y TP para baterías LiPo: A la izquierda, conexiones para una batería 3S; a la derecha las conexiones para una batería 6S

Por tanto, si se desea conocer el estado de la batería por parte del Sistema de Gestión de la Batería (BMS) será necesario un adaptador para el conexionado de este tipo de conectores para que sea posible conectarlos a la entrada del microcontrolador mediante jumpers. Esto no ha sido implementado en este proyecto ya que conlleva mayor número de entradas analógicas al microcontrolador.

6.3.6 Sensor de corriente

El sensor de corriente será necesario en este proyecto pues para conocer el **Estado de Carga** de las baterías (State of Charge, inglés) es necesario realizar medidas de la corriente de descarga de las baterías. Este proceso se estudiará más adelante en el Apartado “6.4.2. Cálculo del estado de carga y salud de la batería”.

En aplicaciones de control de motores, es necesario disponer de sensores de corriente para poder realizar una monitorización de la carga y una correcta administración, así como para evitar fallos por sobrecorriente, aportando seguridad al sistema. De esta forma mediante un sensor se pueden conocer datos como: la corriente instantánea, la cantidad de mAh que la batería entrega o la potencia del sistema así como su rendimiento.

Ya se utilizan de forma comercial aparatos para realizar estas medidas que son confeccionados para las bicis eléctricas, conocidos con el nombre *Power Analyts*. *CycleAnalyst* es uno de los más conocidos internacionalmente que muestra información y medidas detalladas en pantalla, tal y como se muestra en la siguiente Figura 6.37:



Figura 6.37: CycleAnalyst en funcionamiento, mostrando datos del voltaje, velocidad en kilómetros por hora, vatios y amperios por hora.

Una característica del control de motores BLDC es que se dispone de **una única corriente a la vez** en el motor, que se produce cuando dos fases se encuentran activas (dos MOSFETs del puente). En consecuencia no es necesario disponer de un sensor de corriente para cada fase del motor sino que con un sensor colocado en la línea de entrada del inversor es posible monitorizar la corriente que circula por cada fase. Incluso es mejor colocarlo **a la salida del inversor**, en la línea conectada a masa, con lo cual no es necesario sistemas de medición aislados y un resistor de bajo coste puede ser utilizado. Esto se puede observar en la Figura 6.38 a continuación:

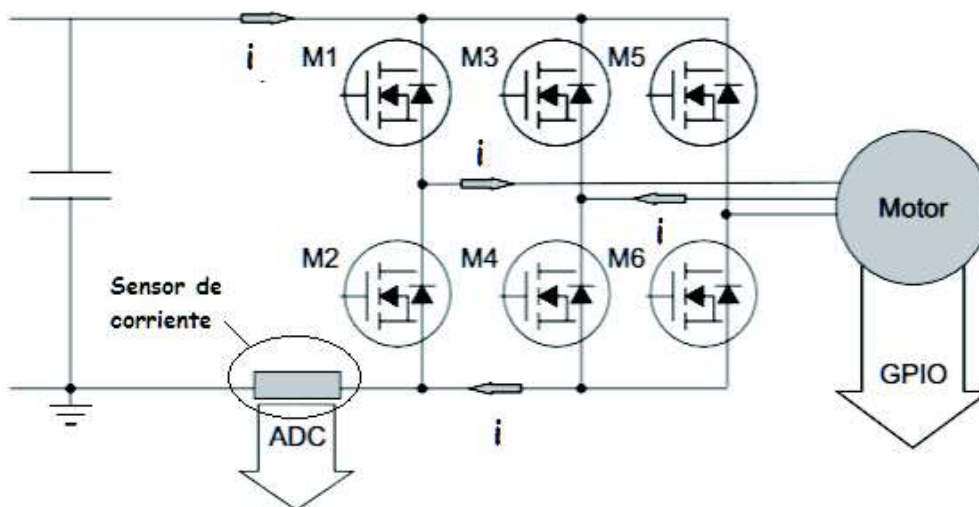


Figura 6.38: Inversor trifásico con sensor de corriente conectado a la salida del inversor, con el sentido de la corriente circulando cuando M1 y M4 están activos

Aunque hay que considerar que en el caso de conducción de otras fases, como por ejemplo cuando conducen M2 y M3, la corriente es proporcionada por el condensador de bootstrap, se producirán corrientes de sentido contrario, y por tanto el sensor ha de ser capaz de realizar lecturas negativas.

Para un rendimiento óptimo se recomiendan las siguientes características para el sensor de corriente:

- Rango de lectura simétrico, para corrientes negativas y positivas
- Baja resistencia interna o inductancia en caso de transductores*.
- Calificado para la alta potencia del sistema, por tanto su corriente de entrada máxima ha de corresponder con la máxima corriente permitida por el controlador
- Ubicado cerca del controlador del motor o cerca de la batería (según la medida deseada)

*Hay que considerar que la potencia disipada por el sensor será de: $W = I_{RMS}^2 * R$
Por tanto esta potencia se verá incrementada rápidamente con niveles altos de corriente.

Hay que tener en cuenta que en todo sistema de conversión analógico-digital (ADC) se produce el efecto *aliasing* al introducirse ruidos en las señales, lo cual empeora la lectura de este tipo de entrada analógica en los microcontroladores. Para mejorar en gran medida la lectura del sensor de corriente, se deberá disponer de un **filtro paso bajo** de primer orden, con el fin de eliminar ruidos no deseados. Este se implementará por software en el Apartado “7.4.3. Implementación de filtros”.

Finalmente el sensor de corriente se ha dispuesto junto a la batería para realizar las mediciones correspondientes al cálculo del Estado de Carga (SoC). En un futuro sería posible añadir otro sensor al motor, para implementar un control en lazo cerrado de la corriente.

6.3.7 Sensor de sobrecorriente

El sensor de sobrecorriente puede parecer opcional puesto que como se ha visto anteriormente ya se dispone de un sensor de corriente que nos permite evaluar el estado de la corriente y si sobrepasa un valor crítico, ejecutar las alertas o tareas requeridas.

Pero se puede dar el caso de un **aumento muy brusco y rápido de la corriente** a un valor anómalo ya sea: debido a un cortocircuito en un MOSFET, daños en algún componente o al bloqueo mecánico de la rotación del motor. Para proteger el sistema en estos casos, es necesaria una rápida actuación para cortar la corriente de entrada al microcontrolador y proteger el resto de componentes de una sobrecarga que conllevaría la destrucción total.

Para poder detener el sistema de forma directa sin retrasos, es necesario implementar una interrupción en el microcontrolador, también conocidas como ISR (Interrupt Service Routine). Una ISR es un algoritmo especial para indicar al microcontrolador que debe

interrumpir temporalmente el curso de ejecución actual en caso de recibir una señal (normalmente digital) y realizar la acción específica asociada. Una vez finalizada dicha subrutina, se reanuda la ejecución del programa.

Con este fin se propone el uso de un **Amplificador Operacional** que en las entradas compare directamente la señal de salida del sensor de corriente con una señal de referencia, para que en el caso de superar un valor seguro prefijado (normalmente 50A en motores), active el pin correspondiente a la interrupción y así se detenga el sistema.

Para ello se ha diseñado un circuito comparador basado en el LM358 según se puede observar en la siguiente Figura 6.39:

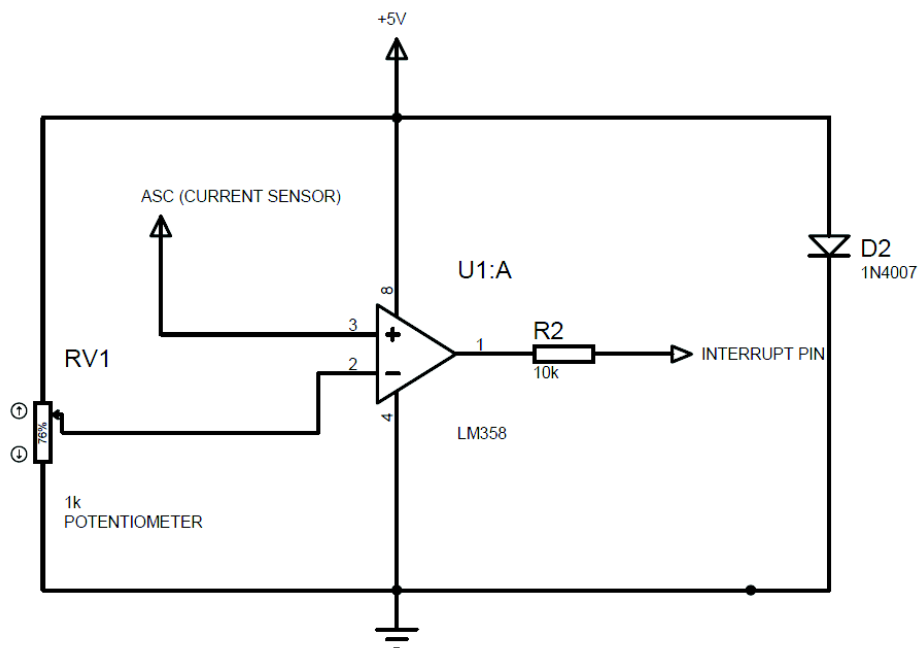


Figura 6.39: Circuito de la protección contra sobrecorriente basado en el LM358

Se trata de un circuito muy sencillo cuyo funcionamiento se basa en regular una tensión de referencia de 5V a través de un potenciómetro que funciona como divisor de tensión para la entrada inversora. Cuando la tensión en la entrada no inversora, a la cual se conectará el sensor de corriente, supere la tensión de la entrada inversora provocará la activación de la salida conectada al pin de la interrupción. De esta forma se tiene una señal digital a partir de comparar dos señales analógicas.

6.3.8 Sensor de voltaje

Un sensor es necesario para medir el voltaje de la batería ya que es necesario para el algoritmo del cálculo del Estado de Carga (SoC) además de para la protección de las baterías ya que el voltaje no puede descender de un valor en concreto sino se daña la batería.

El microcontrolador puede leer señales analógicas de máximo 5.5V, por tanto para medir tensiones superiores por parte de la batería se requiere de un circuito divisor de tensión que adecue las tensiones hasta valores dentro del rango de 0 a 5V que si son adecuados. Las resistencias utilizadas en el divisor de tensión han de ser del orden de kOhmios para que no se produzca una circulación de corriente indeseada desde la batería al microcontrolador.

Además es importante que la tolerancia de las resistencias sea lo más baja posible, como máximo 1%, para que no difiera el valor real del diseño teórico lo cual ocasionaría un error en el voltaje medido por el microcontrolador. Se ha considerado hasta 63V de entrada porque es el valor de tensión máxima para el inversor trifásico JYQD utilizado como se verá más adelante. El circuito es el mostrado en la Figura 6.40 más abajo:

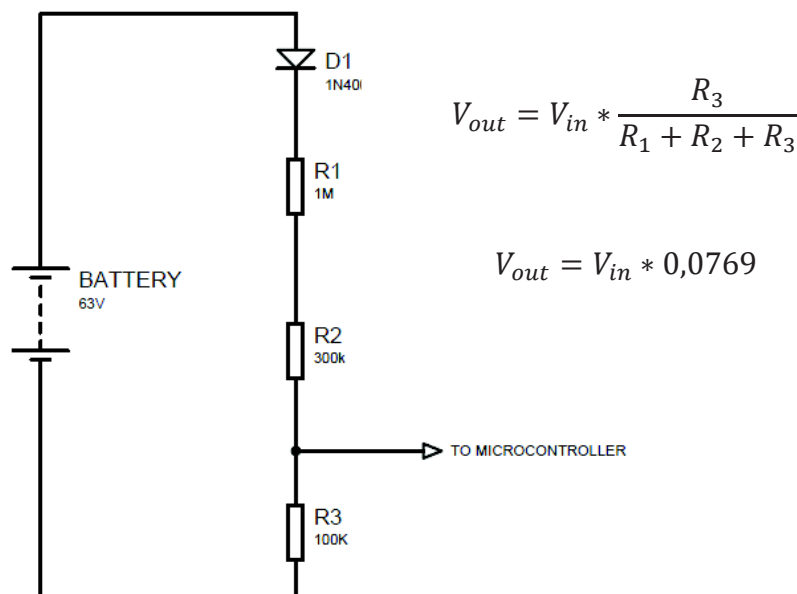


Figura 6.40: Circuito divisor de tensión para la medición del voltaje de una batería de hasta 63 V

El diodo ha sido incorporado para en el caso de la incorrecta polarización de la batería no se produzca circulación de corriente y por tanto no se produzcan mediciones erróneas ya que el divisor de tensión requiere respetar la polarización para la cual se ha diseñado. Además el diodo puede proteger otros dispositivos así como la propia entrada del

microcontrolador evitando que se produzcan fugas de corriente desde el controlador a la batería.

Es importante considerar en este punto, que cuando un microcontrolador es alimentado mediante USB, el voltaje de referencia que predeterminadamente suponemos como 5V, puede variar dependiendo de la fuente del ordenador o el puerto USB y oscila entre 4,5 y 5V. Este valor provoca imprecisiones en la medida del divisor de tensión, así que si es necesario hay que reajustar el voltaje de referencia del micro mediante el pin asignado a esta función.

6.3.9 Sensor de pedaleo

El sensor de pedaleo o PAS se encarga de **detectar** cuando se está **pedaleando y con qué frecuencia** para que el motor se accione y nos proporcione así la asistencia al pedaleo según la normativa UNE. Se trata de un disco sobre el cual se insertan imanes, y un sensor Hall de tipo *Switch*, se activa con el paso de estos (ver Figura 6.41 - izquierda). Al encontrarse el disco colocado en el pedalier de la bici, el movimiento del pedaleo activará el sensor Hall tal y como se puede observar en la Figura 6.41 - derecha.



Figura 6.41: A la izquierda, sensor PAS compuesto de disco y sensor Hall. A la derecha, la disposición del sensor una vez colocado en el pedalier de la bicicleta

El sensor de pedaleo en la gran mayoría de controladores actuales es de **asistencia variable**, se recibirá más ayuda del motor cuanto más rápido se pedalee, y menos ayuda si se pedalea despacio. De esta manera puede variar la asistencia según la cadencia de pedaleo que le resulte más cómoda al usuario.

Por otro lado, hay diferencias en el número de imanes utilizados en los sensores PAS. Esto crea diferencias de funcionamiento sustanciales dependiendo de qué disco se use y tiene un impacto negativo en los recién iniciados en las *e-bikes* debido a que, con un mayor número de imanes, se aumenta el número de conmutaciones del sensor que son detectadas por el microcontrolador, lo cual crea el falso efecto de “mayor velocidad”. Por ello cuantos menos imanes tenga el disco, se tendrá que pedalear un poco más rápido para obtener más asistencia, y viceversa. Existen diversas disposiciones de los imanes, según el número de imanes insertados en el disco, véase la Figura 6.42.

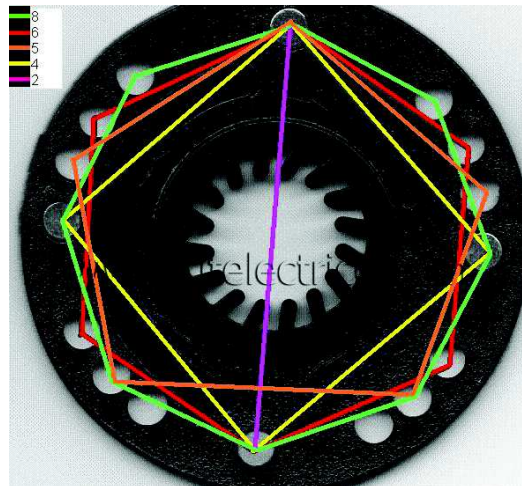


Figura 6.42: Disposiciones de los imanes sobre el disco, formando 5 combinaciones regulares según el número de imanes que puede ser 2, 4, 5, 6 o 8

6.3.10 Sensor de freno

Este sensor se encarga de **detener el funcionamiento del motor**, enviando una señal al controlador para desactivar el acelerador o el sensor de pedaleo. Es importante para la seguridad pues en caso de frenada, si el motor continua accionado, se puede producir un deslizamiento o en el peor de los casos, la fuerza provoca que la bicicleta se levante del suelo. También se pueden utilizar para el frenado regenerativo con nuestros controladores compatibles y motores sin engranajes o de accionamiento directo, ya que permiten al sistema conocer el momento de frenada para realizar la conmutación del puente H.

Existen dos tipos de sensores de freno: los sensores de freno integrados en las propias manetas de freno de la bicicleta y los sensores de corte de efecto Hall.

Los sensores de manetas **solo sirven para el caso de los frenos tipo V-brake**. La imagen de la Figura 6.43 corresponde a este tipo.



Figura 6.43: Sensores de corte de freno en las manetas de la bicicleta

Los sensores de corte de efecto Hall, por otro lado, son compatibles con cualquier tipo de freno y son utilizados en las bicicletas con frenos de disco/hidráulicos. Con este sensor no es necesario cambiar las manetas originales de freno de la bicicleta. Se coloca el sensor Hall pegado en la maneta de freno con adhesivos epoxi o cualquier otro método y el imán se debe colocar en la parte móvil de la maneta de freno. Hay que cuidar que el imán ha de estar a la distancia adecuada. En la Figura 6.44 se puede observar cómo se dispone este tipo de sensor:



Figura 6.44: Sensores de freno colocados en las manetas de frenos hidráulicos

Estos sensores funcionan como interruptores magnéticos que se activan con la presencia de imanes, conocidos como *Magnetic Reed*. Físicamente un magnetic reed está constituido por dos elementos ferromagnéticos de níquel, ubicados en el interior de una ampolla de vidrio sellada. Al acercarse un campo magnético la fuerza generada provoca que ambos elementos entren en contacto, cerrando el circuito eléctrico. En la Figura 6.45 a continuación se puede observar este efecto:

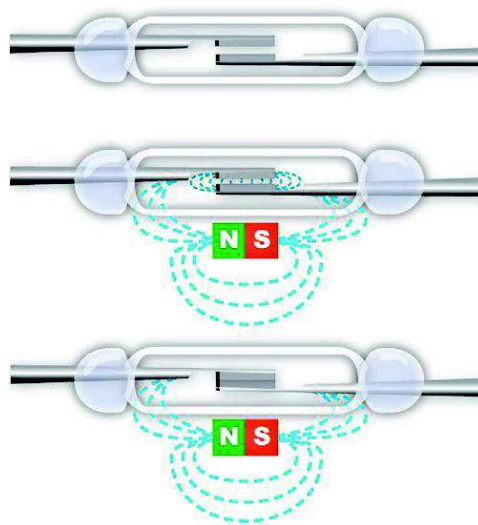


Figura 6.45: Principio de funcionamiento de un Magnetic Reed

Como un magnetic reed no deja de ser un **interruptor**, podemos emplear las entradas digitales de un controlador para leer el estado del sensor con la ventaja de no requerir corriente para su funcionamiento. Además, funcionan tanto en corriente alterna como continua.

Existen de varios tipos según si su estado es **normalmente abierto o cerrado**, y en presencia del campo magnético cierra o abre, respectivamente, el circuito eléctrico. Incluso encontramos magnetic reed que disponen ambas salidas, una normalmente abierta y otra normalmente cerrada, en el mismo dispositivo.

Por el contrario, al ser dispositivos electro mecánicos, el **tiempo de conmutación** es relativamente alto, del orden de 1-5 ms. Si nuestra aplicación tiene una velocidad de conmutación superior sería inadecuado como por ejemplo, para hacer un tacómetro, pero no es el caso.

6.3.11 Sistema de iluminación

Para una segura circulación es necesario disponer tanto de luz delantera para las vías que no disponen de luz así como de luz trasera para la identificación con otros vehículos, por ello se expone a continuación de forma breve el sistema de iluminación adoptado.

Para la **luz delantera** se utilizan focos LED los cuales proporcionan luz blanca de alta intensidad. Existen multitud de modelos diferentes, que requieren alimentación de 5/7/8/10/12 V. En este caso se ha optado por una luminosidad de 8000 lumen, cuyo foco tiene las características de trabajar en un rango entre 7,2 a 8,4 V con una potencia máxima de 4 W. En la siguiente Figura 6.46 se muestra una imagen de este foco:



Figura 6.46: Foco delantero CREE XM-L2 LED de 8000 lumen

Ya que existen muchos modelos de focos con distintos voltajes de funcionamiento, sería ideal disponer de un circuito electrónico que permita la compatibilidad del controlador con cualquier tipo de sistema de iluminación. Esto se ha solucionado más adelante en el Apartado “7.7. *Compatibilidad para distintos sistemas de iluminación*”.

Por otro lado para la **luz trasera** convencionalmente se utilizan leds de bajo consumo de color rojo que proporcionan la iluminación básica. Pero tratando a una *e-bike* como a un vehículo eléctrico, debería cumplir con un mínimo de iluminación y disponer de luces de frenado o de giro para los cambios de sentido por seguridad.

Así pues se opta por instalar un sistema más complejo que disponga de una instalación de este tipo además del cableado necesario para poder controlar las luces desde el microcontrolador. Se ha escogido un modelo bajo coste de 7 LEDS con indicador como el que se muestra a continuación en la Figura 6.47, a la derecha:



Figura 6.47: A la izquierda, foco trasero convencional. A la derecha, foco trasero de 7leds con indicador de freno

Este modelo en concreto funciona con una tensión de 3,6 V proporcionada por dos pilas alcalinas tipo AA con una potencia inferior a 1 W.

Se deberán realizar algunas modificaciones a este foco trasero para que funcione conectado directamente al regulador de tensión en lugar de utilizar las pilas ya que no es práctico añadir más baterías al sistema cuando ya se cuenta con un sistema principal de energía. Véase Apartado “7.7. *Compatibilidad para distintos sistemas de iluminación*”.

6.3.12 Regulador de tensión

Con el fin de alimentar los dispositivos de control a una tensión adecuada para su funcionamiento, es necesario un transformador de corriente continua. Ya que la batería proporcionará una CC con voltajes entre rangos de 12 V a 50 V (incluso en ocasiones 72-100 V para motores de alto par), no es posible alimentar, por ejemplo, un microcontrolador cuya entrada requiera de tan solo 5 V, o 12 V como máximo en casos poco frecuentes. Así pues se requiere regular la tensión para lo cual se utilizará un tipo de convertidor CC/CC (o DC/DC).

La forma más simple de reducir una tensión continua de forma controlada es un regulador lineal como es el LM317. Pero este tipo de reguladores consumen mucha energía en forma de calor ya que su eficiencia es menor al 80%. En una aplicación de este tipo donde se emplean fuentes de energía como baterías, y donde el **rendimiento es un factor importante a considerar**, esta eficiencia no resulta adecuada.

Se empleará por ello un **convertidor Buck**, también conocido como convertidor DC/DC reductor, que obtiene a su salida un voltaje de continua menor que a su entrada. Su diseño consiste en una fuente que conmuta mediante pulsos con cierta frecuencia, por ello en ocasiones se le hace referencia como reguladores de conmutación. Un convertidor Buck puede tener una alta eficiencia, superior al 95% si dispone de circuitos integrados y por tanto es bastante adecuado para este sistema.

A continuación se expone, en la Figura 6.48, un esquema básico de un convertidor Buck para entender un poco su funcionamiento. Este consiste en un inductor controlado por dos dispositivos semiconductores (transistor S y diodo D) los cuales alternan (de ahí la conmutación) la conexión del inductor (bobina L) bien a la fuente de alimentación, o bien a la carga. El interruptor suele ser un transistor MOSFET, IGBT o BJT.

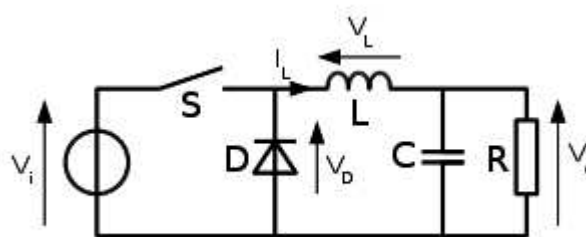


Figura 6.48: Esquema básico de un convertidor Buck

6.3.13 Interfaz usuario

La función de la interfaz de usuario es la de proporcionar un medio con el que el usuario pueda comunicarse con la máquina, así como introducir parámetros de ajuste o leer alertas en caso de mal funcionamiento.

Para ello se dispondrá de una pantalla LCD de 16x2 caracteres y un teclado matricial de membrana de 4x4 como los expuestos en la Figura 6.49 de abajo. Posteriormente se pueden introducir en un compartimiento diseñado adecuadamente para colocarse en el manillar de la bici, o estos elementos pueden ser sustituidos si se desarrolla una aplicación App para smartphones que funcione como interfaz usuario.

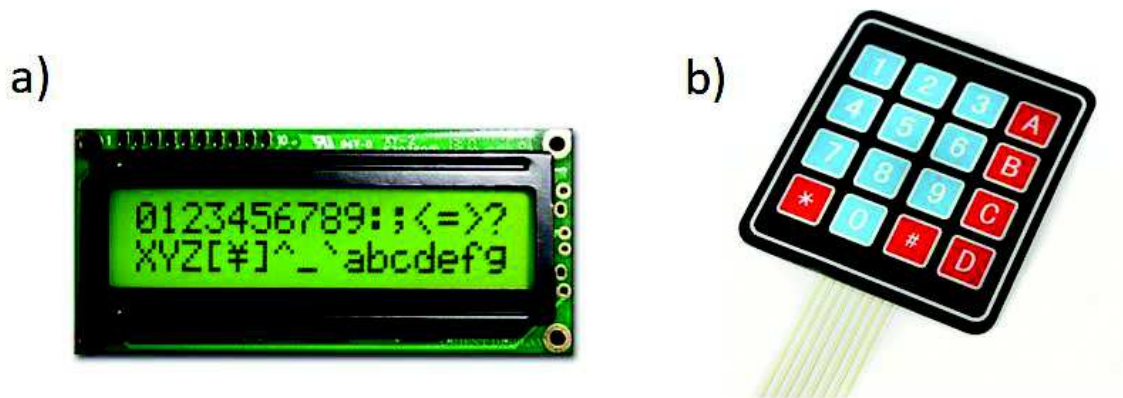


Figura 6.49: a) Pantalla LCD 16x2 ; b) Teclado matricial de membrana 4x4



Figura 6.49: c) Selector de 3 posiciones

Por otro lado otro dispositivo auxiliar que ya cuentan los controladores actuales y que se pretende mantener es el selector de 3 posiciones que se coloca en el manillar, el cual se ha mostrado arriba en la Figura 6.49c. Este dispositivo está compuesto por un interruptor

de 3 posiciones junto a un divisor de tensión con lo cual se obtienen 3 diferentes voltajes de salida para cada posición del interruptor. Esto permite cambiar el modo de funcionamiento del controlador, ya sea variando entre distintas configuraciones asignadas o escalar alguna de las variables del sistema (nivel del PAS, corriente, velocidad, etc.) dentro de unos valores máximo y mínimo. En la Tabla 6.2 siguiente podemos encontrar los valores correspondientes a la salida en función del % de V_{max} :

ENTRADA		INTERRUPTOR		
V_{min} (V) [Amarillo]	V_{max} (V) [Verde]	Posición 1	Posición 2	Posición 3
0	5	0%	50%	100%
1.65	5	33%	66%	100%
2.50	5	50%	75%	100%

Tabla 6.2: Tabla con los distintos porcentajes de escalado que se realizan sobre el voltaje de entrada V_{max} para cada posición del interruptor

6.4 Descripción del software necesario

6.4.1 Técnicas de control

Según se ha analizado en el Apartado “6.3.1. *Electrónica de potencia*” la conformación de la onda de salida de los inversores se realiza actuando sobre los transistores MOSFET. Estos actúan como interruptores, haciendo que conduzca o se corte con una frecuencia determinada por la forma de onda de la señal aplicada en la puerta (Gate) del MOSFET. Por tanto la secuencia de conmutación que siguen los MOSFET viene impuesta por un proceso previo de modulación que será el que determine las características de la señal de salida, entre ellas: forma, amplitud, frecuencia y contenido armónico.

En las aplicaciones donde se usan los inversores generalmente es necesario controlar el voltaje de salida de los inversores para hacer frente a las variaciones de la entrada, para la regulación del voltaje de los inversores y para los requisitos de control constante del voltaje y la frecuencia. El método más eficiente de controlar el voltaje de salida es incorporar en los inversores el control de **modulación del ancho de pulso (PWM)**.

Dentro de esta técnica se han propuesto diversos algoritmos de modulación, cada uno pretendiendo mejorar alguna característica dentro del proceso, por ejemplo: las pérdidas por conmutación, la eficiencia de la conversión o el contenido armónico presente en la onda de salida. Esta última característica, el contenido armónico, es de gran importancia debido a la gran cantidad de **efectos indeseables** que provocan las señales armónicas al atravesar los **devanados del motor**, entre ellos: distorsiones en la onda sinusoidal, reducciones del factor de potencia, incremento de las pérdidas en la máquina, sobrecalentamientos, vibraciones mecánicas y la reducción del par útil de la máquina y de la vida útil del motor. Si bien la salida con PWM posee un contenido alto de armónicas, estas son de frecuencias elevadas lo cual facilita su filtrado y atenuación por parte de la carga.

Escoger un tipo u otro de modulación determinará el valor de la componente fundamental así como los valores de los diferentes armónicos. Existen muchas técnicas de modulación PWM (posiblemente más de 10 diferentes) pero solo se estudiarán en esta memoria aquellas que son utilizadas para los algoritmos de control de los motores BLDC o *brushless* que son: trapezoidal, sinusoidal (SPWM) y control basado en vectores espaciales (SV-PWM). Pueden requerir de sensores o no, como se observa en la Figura 6.50.

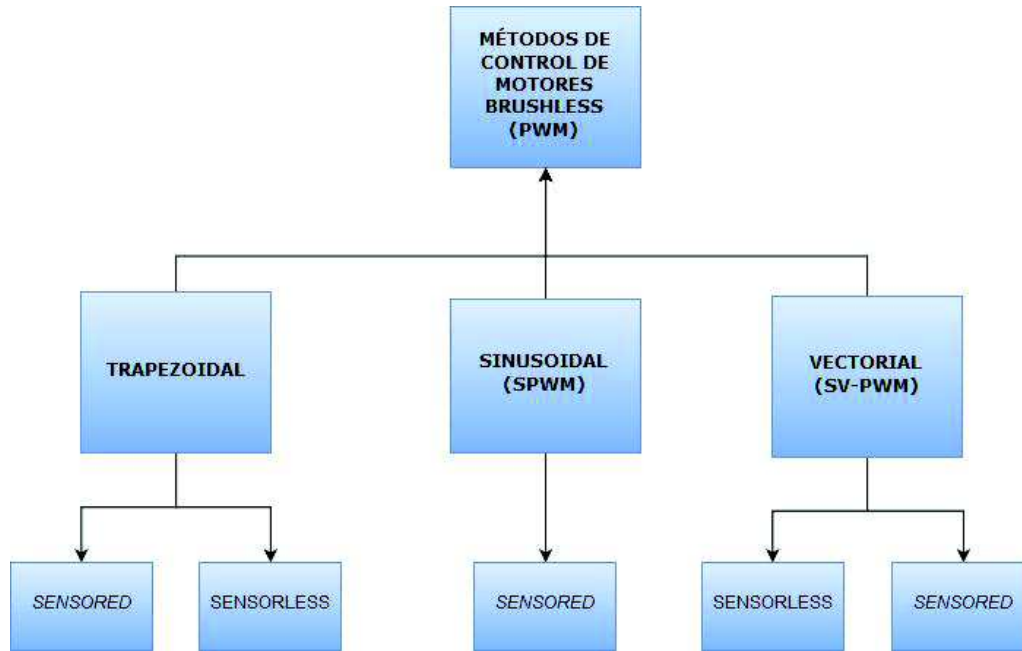


Figura 6.50: Diagrama de los métodos de control PWM del motor BLDC o *brushless*

Estas técnicas de modulación PWM se basan en el principio de balance voltio-segundo. Según este principio, el ciclo de trabajo del tren de pulsos generado está determinado por el voltaje con amplitud y frecuencia deseada a la salida del inversor. Veamos las características principales de estos métodos de control reunidos en la Tabla 6.3 a continuación, resumiendo la entrada de la Bibliografía [29: www.arrow.com].

	TRAPEZOIDAL	SINUSOIDAL	VECTORIAL
Complejidad	Requiere el software y los circuitos de control más simples	Cierto nivel de complejidad, requiere la implementación de potencia de procesamiento adicional y mayor precisión de la posición angular mediante <i>encoders</i>	Diseño complejo que requiere de altas exigencias por parte del microcontrolador
Ámbito de uso	Ideal para aplicaciones de baja gama	Suele utilizarse en aplicaciones de rendimiento de gama media	Aplicaciones de gama alta

Funcionamiento	Utiliza un proceso de seis pasos mediante la retroalimentación de la posición del rotor	Emplea la modulación de la frecuencia portadora controlando las tres corrientes de bobinado simultáneamente para accionar el motor	Utiliza realimentación de corriente de fase para calcular los vectores de tensión y frecuencia y así conmutar el motor
Características del control	Controla la velocidad y potencia del motor de forma eficaz	Control de la velocidad y del torque del motor	Proporciona un control dinámico y preciso de la velocidad y el torque
Ventajas y desventajas	Sufre de rizado de par (ruido en alterna) durante la conmutación, especialmente a bajas velocidades	Ofrece un control preciso del motor a través de la eliminación del rizado de par y los picos de conmutación asociados con el método trapezoidal.	Muy eficiente en un amplio rango de operación

Tabla 6.3: Tabla con las diferencias entre los tres principales tipos de control PWM para motores BLDC: trapezoidal, sinusoidal y vectorial

De los tres tipos de métodos de control estudiados, se descarta el vectorial debido a su complejidad ya que no se requiere tanta precisión en el control tratándose de un ámbito de uso de gama baja. Así como también la modulación sinusoidal no se puede emplear con solamente el hardware visto hasta ahora pues requiere mayor precisión de la posición angular, por ejemplo mediante *encoders*.

La mayoría de motores Hub, que son los más comercializados para *e-bikes*, solo disponen de tres sensores Hall que están situados en el estator. Estos son utilizados para proporcionar una posición aproximada del rotor, no muy precisa, para así determinar el próximo par de terminales a excitar. Por tanto sin añadir más sensores al sistema solo es posible implementar el **control de la velocidad mediante modulación PWM trapezoidal**.

La siguiente Figura 6.51 muestra el diagrama de bloques de un controlador trapezoidal típico con lazo cerrado de corriente. Es posible implementarlo mediante un bucle abierto, pero sin la realimentación del lazo cerrado, no habría forma de conocer cuál es la velocidad real del sistema y requeriría de un reajuste externo continuo por el usuario.

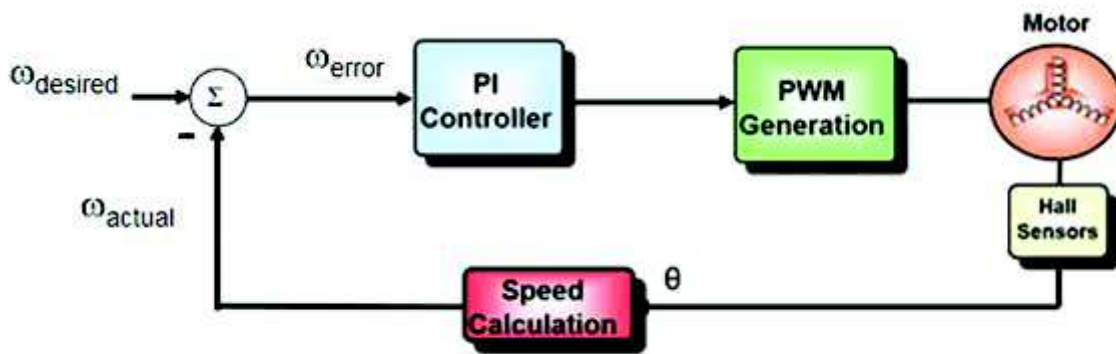


Figura 6.51: Diagrama de bloques de un controlador trapezoidal

La conmutación del inversor garantiza la rotación adecuada del rotor del motor, mientras que la velocidad de rotación solo depende de la amplitud del voltaje aplicado. Y utilizando la técnica de modulación PWM trapezoidal, se ajusta la amplitud del voltaje aplicado. Mediante un comparador se compara la velocidad de rotación actual (ω_{actual}) y la requerida por el sistema ($\omega_{deseada}$) y su diferencia es transmitida a la entrada de un controlador PI (ω_{error}), el cual controla el *ciclo de trabajo* de los pulsos PWM los cuales corresponden con la amplitud del voltaje requerido para conseguir la velocidad deseada.

De esta forma el control de la velocidad es implementando mediante un convencional controlador Proporcional-Integral (PI). Este calcula la desviación o error entre un valor medido y su valor deseado, así se obtiene el valor proporcional, que depende del error actual y el valor integral que depende de los errores pasados. El valor deseado se calculará de manera digital por el microcontrolador, dependiendo del **nivel de asistencia del usuario**.

La realimentación de la velocidad es calculada a partir del ángulo de giro del motor, que es la variable θ de la Figura 6.51. El cálculo de la velocidad se realiza a partir de los sensores de efecto Hall que, como se mencionó previamente en el Apartado "6.3.2. Sensores Hall", entre la conmutación de dos señales el rotor avanza θ grados mecánicos y por tanto es posible conocer la velocidad angular a partir del intervalo de tiempo entre que se produce este movimiento. La elevación y la caída de la salida de los sensores Hall han de ser detectadas para generar los correspondientes intervalos para lo cual se dispondrá de una subrutina prioritaria, es decir, de una interrupción.

De esta forma al cambiar el valor de salida de cualquiera de los tres sensores Hall, el controlador a través de un *timer* realiza el cálculo del tiempo transcurrido, deteniendo el resto de procesos para actualizar la información del rotor y así recalculer el PWM.

La velocidad por tanto puede ser escrita como la ecuación:

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \text{ (rad/s)}$$

Donde θ es el ángulo de avance, y t es el tiempo transcurrido entre las variaciones de señal. Pero aquí surge un inconveniente a considerar, ya que la conmutación de los sensores Hall es dependiente del número de pares de polos del motor. Y es que conforme se tiene mayor número de polos en un motor, se necesita de un mayor número de revoluciones eléctricas para completar una revolución mecánica tal y como se expuso anteriormente en el Apartado “6.3.1. *Electrónica de potencia*”.

Por tanto hay que aplicar la formula general de la velocidad para un motor asíncrono:

$$v = \frac{60 \cdot f}{P} \text{ (rpm)},$$

donde v es la velocidad de sincronización en rpm del motor, f la frecuencia en Hz de la conmutación y P es el número de pares de polos del estator.

En conclusión, se identifican **4 tareas para el control** en lazo cerrado de la velocidad:

- 1) Obtener la frecuencia de conmutación a partir de las lecturas de los sensores Hall.
- 2) Calcular la velocidad de sincronización en función de la ecuación anterior.
- 3) Calcular el algoritmo de control PI para determinar la señal PWM.
- 4) Generar la señal PWM encargada de la modulación del inversor.

6.4.2 Cálculo del estado de carga (SoC) y salud de la batería (SoH)

Con el propósito de proporcionar al usuario información sobre el estado de la batería, se utilizarán los siguientes parámetros en la programación del microcontrolador:

El **estado de carga o SoC** (*State of Charge*, en inglés), como su nombre indica, es el indicador del porcentaje de energía disponible en la batería y se define como:

$$SoC (\%) = \frac{Q_{actual}}{Q_{m\acute{a}x}} \times 100$$

Mientras el **estado de salud o SoH** (*State of Health*, en inglés) es un parámetro que cuantifica la degradación debido al tiempo de uso que ha sufrido la batería. Podemos determinar el SoH como la proporción entre el número de ciclos de carga/descarga realizados en vida, en función del número total de ciclos de vida útil de la batería, obteniendo la siguiente fórmula:

$$SoH (\%) = \frac{N_{ciclos-carga/descarga}}{N_{ciclos-vida\ \acute{u}til}} \times 100$$

El SoH afecta directamente a la capacidad de la batería para almacenar la energía. Del mismo modo, afectará al SoC de una batería ya que para un aumento de la edad de la batería, se produce una disminución de su capacidad, así pues una batería vieja puede contener menos energía que una nueva recién fabricada, en la que su SoH es del 100%. El deterioro de una batería se puede prolongar hasta el punto de que aumenta tanto su resistencia interna, que durante la carga disipa tanta calor que ni siquiera es capaz de almacenar energía, pasando a ser inutilizable e incluso un peligro si su temperatura aumenta sin control ya que contiene gases inflamables.

No hay una forma directa de medir el estado de carga de una batería Li-ion. Aun así existen formas indirectas de realizar una estimación a través de varias técnicas posibles, y realizando una combinación de estas técnicas, se puede obtener una estimación del SoC bastante aproximada a la real.

Se utilizarán pues tres técnicas para la estimación del SoC:

- La medida de su voltaje en circuito abierto o OCV (open circuit voltaje, en inglés).
- La integración de la corriente en función del tiempo conocida como "cálculo de Coulomb" (*Coulomb Counting*, en inglés).
- El estado de salud (SoH) de la batería.

➤ Voltaje en circuito abierto

Una simple medición del voltaje nos puede proporcionar la información necesaria para realizar el cálculo del SoC ya que el voltaje de la batería, en **circuito abierto (es decir, en estado de reposo)**, disminuye de forma casi lineal conforme la batería se va descargando. Pero esto no ocurre durante la descarga de la batería en circuito cerrado, es decir, con la carga, ya que en la mayoría del rango de descarga de una batería de Litio, el voltaje permanece bastante constante. En la Figura 6.52 se representa la variación de voltaje con la batería en carga:

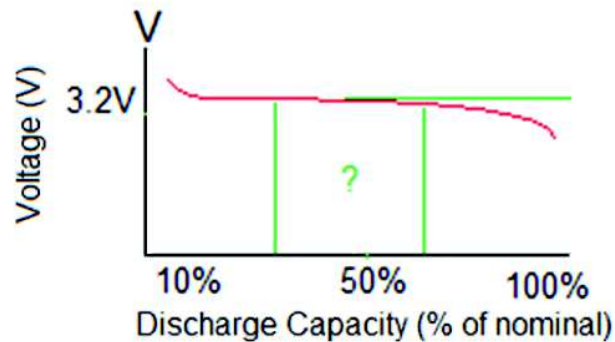


Figura 6.52: Gráfico que muestra la variación del voltaje de una celda de litio en circuito cerrado, en función del porcentaje de descarga realizado sobre la capacidad máxima de la batería

En la Figura 6.52, puede observarse que para prácticamente del 90 al 10% del estado de carga, la tensión medida en la celda de la batería es de 3,2V. Por tanto no es aplicable este método para el cálculo del SoC mientras que la batería se encuentre en estado de descarga. Además este voltaje dependerá de la tasa de descarga (C) de la batería y no es lineal.

Por tanto medir el estado de carga por voltaje es simple, pero resulta muy impreciso porque la composición química de las celdas y la temperatura afectan el voltaje. El error más flagrante de la medición del SoC basado en voltaje ocurre cuando se altera una batería con carga o descarga. La agitación resultante distorsiona la tensión y ya no representa una referencia de SoC correcta. Para obtener lecturas precisas, la batería debe descansar en el estado de circuito abierto **durante al menos cuatro horas**; o incluso los fabricantes de baterías recomiendan 24 horas para las de ácido-plomo. Esto hace que el método de cálculo del SoC basado en voltaje no sea práctico durante el uso de la batería.

La química de cada batería ofrece su propia firma de descarga única. Mientras que el SoC basado en voltaje funciona razonablemente bien para una batería de plomo ácido que ha descansado, la curva de descarga plana de las baterías basadas en níquel y litio hace que el método de voltaje sea impracticable.

Por el lado contrario si se mide el voltaje en circuito abierto para una celda de 3,7V LiPo en el estado de máxima carga, el voltaje medido será de 4,2V. Este voltaje irá

disminuyendo conforme la batería se descargue, disminuyendo por debajo de los 3,7V hasta aproximadamente 3,4V (si se ha descargado a 0,2C) o 3,6V (si se descarga a 0,5C). A continuación se muestra un gráfico que aporta más información al respecto sobre estos cambios de voltaje, véase la Figura 6.53:

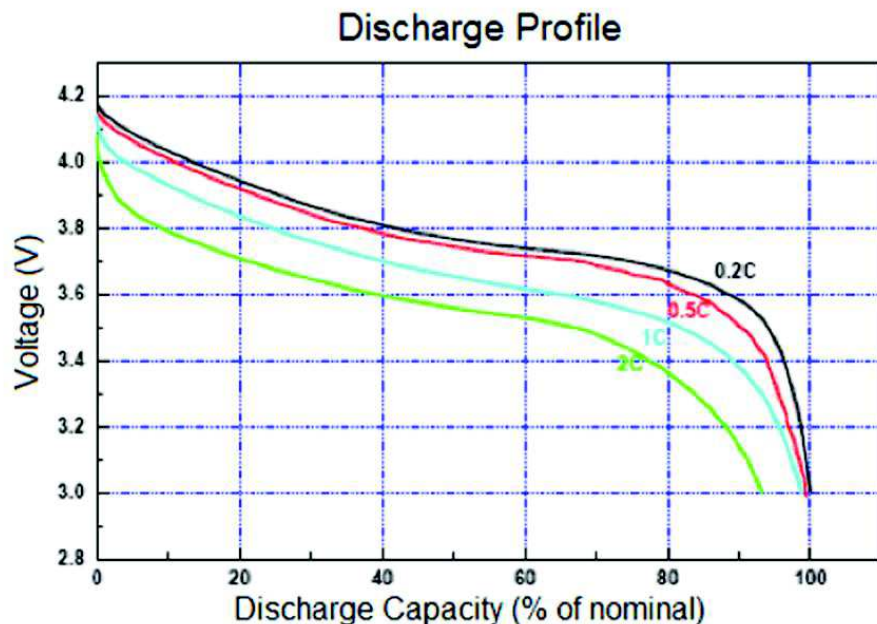


Figura 6.53: Gráfico que muestra la variación del voltaje de una celda de litio en circuito abierto, en función del porcentaje de descarga realizado sobre la capacidad máxima de la batería

Estos datos son muy teóricos ya que suponen una descarga lineal y constante de la batería, y en la práctica la descarga es totalmente variable según el requerimiento del sistema, o del motor en el caso de una *e-bike*. Además se suponen para una temperatura ambiente alrededor a 25 °C. Estos valores pueden variar para mayores temperaturas.

En la Figura 6.53 anterior, se ha podido observar que todas las curvas de descarga ven el voltaje reducido a 3 V una vez llegado al límite de la energía descargada. Esto es debido a que por debajo de los 3,0 V la batería no puede trabajar por peligro de explosión, así pues este sería el límite de descarga del 100%. Sin embargo la transición ocurre demasiado rápido y no es posible controlarla. Por ello que **la regla del 80%** anteriormente explicada, es un buen método de seguridad, ya que antes del 80% de la descarga nos proporcionará voltajes no tan variables o transitorios como en el rango de 80-100% de descarga, tal como se puede apreciar en la figura anterior.

En la práctica, incluso se utilizan accesorios como los Indicadores LiPo de la Figura 6.54 para cuando se alcanzan estados bajos de voltaje en las celdas que suene una alarma de alerta.



Figura 6.54: Imagen de un indicador LiPo de voltaje, con alarma en caso de bajo voltaje de funcionamiento, con display indicador para baterías de 2S a 8S

Estos dispositivos se conectan directamente al conector de balanceo de las celdas de la batería y en un display muestra el estado de carga de cada celda. Funcionan sin ningún tipo de alimentación interna, por tanto son alimentados por la misma batería pero **como la corriente que consumen es mínima (de entre 10 a 20 mA) se puede considerar que la medición se realiza en circuito abierto**, aunque en realidad no lo es.

Esto **puede aplicarse a su vez para un microcontrolador** de bajo consumo. Así pues aunque la corriente de funcionamiento del microcontrolador provenga de la batería, su medición se puede considerar realizada en circuito abierto mientras no haya ningún otro elemento que requiera el suministro de corriente en ese instante. Además utilizando un zumbador puede avisarse al usuario de advertencia en caso de un voltaje bajo así como realizan los indicadores LiPo.

➤ Cálculo de Coulomb

A través de la medición de la corriente de carga o descarga de la batería e integrándola en el tiempo, se puede obtener el valor relativo a la capacidad cargada o descargada. Simplificadamente, se trata de contar la corriente que entra y sale de nuestra batería, para obtener la cantidad relativa de energía almacenada. Se puede representar mediante la ecuación:

$$Q_{Coulomb} = Q_{Coulomb}(t_0) + \frac{1}{C_{rated}} \int_{t_0}^{t_0+\tau} (I_{descarga} - I_{pérdidas}) dt \quad (11)$$

Pero el cálculo de Coulomb requiere de un **punto de inicio (t_0)**, pues si se carga una batería de 24 Ah a una corriente de 2 A, durante 3 horas podríamos decir que se cargará 6 Ah, esto es un 25% de su capacidad. Pero sin saber cuál era el estado de carga inicial, no podemos conocer el estado de carga final. Es por ello que se requiere combinar con otro método, en este caso, el voltaje en circuito abierto será esencial.

El cálculo de Coulomb funciona realmente bien en baterías de litio debido a su baja tasa de auto-descarga (cuando no se encuentran en uso, las baterías sufren una pequeña descarga) y a que tienen un buen exponente de *Peukert*, es decir, que la corriente perdida en forma de calor $I_{p\acute{e}rdid}as$ es de valor más bajo. La **ley de Peukert** es esencial en el cálculo de Coulomb, sin ella el cálculo de la corriente de carga/descarga de una batería de plomo-ácido sería imposible. Por suerte en las baterías de litio no es necesario tener en cuenta esta ley pues responden bastante bien a altas tasas de descarga.

Sin embargo presenta un inconveniente a tener en cuenta, las rápidas transiciones. En cualquier integración, cualquier pequeño error en la variable que se está integrando resulta en una **desviación** considerable del resultado. Esta desviación puede resultar significativa en aplicaciones que varían en cortos periodos de tiempo el consumo de corriente. Por tanto aunque la batería esté a su máxima capacidad, un pequeño offset en el sensor de corriente puede resultar en que el SoC calculado se desvíe.

Por ello que se haya tratado el ajuste del offset en el Apartado “7.5 Sensor de corriente adoptado”. Esta desviación se puede arrastrar con el uso, resultando en un error superior al 1% que aumenta con el tiempo de uso de la batería.

En conclusión, el cálculo de Coulomb puede ser utilizado cuando haya alguna forma de calibrar previamente el SoC en cierto punto y revisándose que no se haya desviado en gran medida mediante algoritmos para identificar y corregir las desviaciones del sistema, como puede ser un *Filtro de Kalman*.

➤ Estado de salud o SoH

Como se acaba de explicar, para mantener la precisión, la batería ha de calibrarse periódicamente ejecutando la descarga de la batería hasta el 10% o el 20% de su capacidad y posteriormente recargándose. La descarga completa establecerá el punto de máxima descarga (**Full-discharge Flag**) y la carga completa establecerá el punto de máxima carga (**Full-charge Flag**). Se trata de una variación lineal en el estado de la carga de la batería, tal y como se representa abajo en la Figura 6.55. Por tanto entre estos dos puntos es correcto realizar una estimación del SoC a partir del voltaje en circuito abierto y del cálculo de Coulomb.

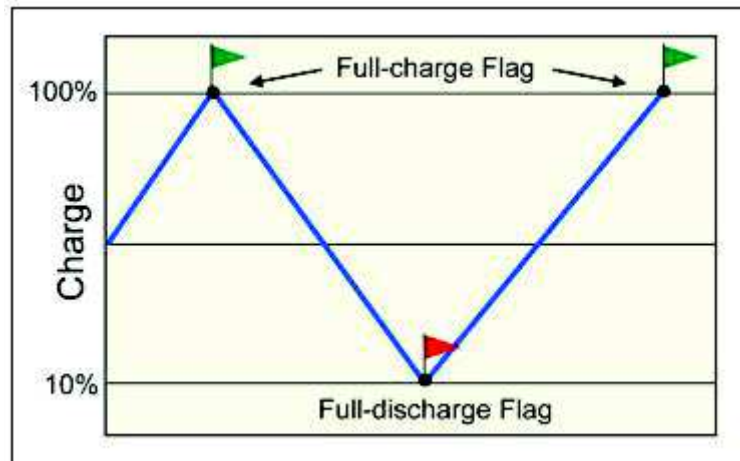


Figura 6.55: Puntos de máxima carga y máxima descarga, para una regla de descarga del 90% (hasta el 10% de su capacidad)

Así pues se considera el SoH como un valor en unidades porcentuales (100% = vacío; 0% = completo) para calibrar el SoC. Será corregido continuamente en cada ciclo de máxima carga y descarga (que serán las *flags* del algoritmo) mediante el volcado en memoria *flash* del microcontrolador, pues el SoH es variable en función de los ciclos de carga/descarga y conforme más se utiliza una batería esta sufre mayor deterioro. La cuantificación de este deterioro es conocido como el estado de salud y afecta directamente en la capacidad máxima de la batería. Estos *flags* vendrán determinados a partir de la medición en tiempo real del voltaje de las baterías.

La única forma de conocer el SoH de una batería ya utilizada, es conocer los ciclos de carga/descarga que ha realizado pero en este caso se pretende realizar una aproximación a partir del último valor observable. Esto conlleva que en caso de realizar un cambio en las baterías, debería ser **indicado al sistema mediante la interfaz usuario** o sino provocaría un error considerable en el SoC.

Así pues se va a obtener el SoC mediante la siguiente fórmula:

$$SoC = SoH - DoD \quad (12) \quad \text{con valores definidos entre } [0, 100]$$

Donde **DoD** es la **profundidad de descarga** (*Depth of Discharge*, en inglés) que es el complemento inverso del SOC de una batería. Mientras que el SoC mide el estado de carga, el DoD mide el estado de descarga el cual se puede calcular en función de la corriente total descargada de la batería, es decir, la capacidad descargada. Se obtiene en unidades porcentuales a partir de la ecuación siguiente:

$$DoD = \frac{Q_{Coloumb}}{Q_{max}} \times 100$$

Se puntualiza que Q_{max} es la capacidad máxima de la batería que ya ha sido vista anteriormente en “5.3.5 Batería como fuente de alimentación”.

Considerando que la profundidad de descarga o DoD es variable en el tiempo, para un periodo de operación se define su valor a partir de su variación en el tiempo:

$$DoD = DoD(t_0) + \eta \cdot \Delta DoD; \quad (13)$$

$$\Delta DoD = \frac{1}{Q_{max}} \int_{t_0}^{t_0+\tau} (I_{descarga}) dt \times 100;$$

Esta ecuación puede usarse en lugar de la ecuación del cálculo de *Coulumb* vista anteriormente en (11) pues su fin es el mismo. Nótese que la ecuación será positiva durante la descarga y negativa durante la carga, al usarse $I_{descarga}$ en lugar de I_{carga} . Además se ha dejado de tener en cuenta $I_{pérdidas}$ lo que conlleva peor precisión. Para ello se ha considerado la eficiencia de Coulumb (η) en la ecuación (13) que para baterías de Li-Ion se sitúa entre un 80% - 90%.

En conclusión, para poder proporcionar al sistema información sobre el estado de la batería y su capacidad actual, obtener el DoD será la variable clave para la obtención del SoC lo cual es posible a partir de las mediciones de corriente realizadas por el sensor que son integradas en el periodo de operación. Y en función de un valor de SoH inicial que será introducido al sistema externamente o estará almacenado en la memoria *flash* del programa en caso de mantener el uso de la misma batería, se reajustará la medición del SoC para su uso continuado en el tiempo obtenido a partir de la ecuación (12).

6.4.3 Implementación de filtros

Llamamos ruido a un componente no deseado de las señales que es generado por los elementos no lineales de los circuitos que componen los distintos sensores o por las propias baterías. El ruido consiste en distorsiones de altas frecuencias o en picos indeseados que resultan en valores anómalos. Por ejemplo en la carga y descarga de una batería, ya que la corriente no es lineal en el tiempo, se pueden producir picos de un determinado consumo en un pequeño instante de tiempo, lo cual provocaría un pequeño error en el cálculo de la corriente media. Ya que se produce en un muy corto periodo de tiempo sería despreciable pero si se producen varios picos en un transitorio de tiempo, este error se va a ir acumulando ocasionando al final un desajuste mayor.

El hecho de disponer de un filtro consiste en impedir que cierta porción del espectro en frecuencia pase a la salida y así evitar que los ruidos nos generen errores. Existen diversos tipos de filtros como el *Butterworth*, el *Cherbyshev* o el filtro RC pasivo.

El filtro escogido para este diseño es de tipo **pasivo** pues no es necesario amplificar la señal, por tanto, el filtro será de ganancia unitaria así pues también reducimos la complejidad del filtro, el tener que usar más componentes y requerir mayor espacio en la PCB. Se trata de un circuito que consta de una resistencia y un condensador tal y como se observa en la siguiente imagen (Figura 6.56):

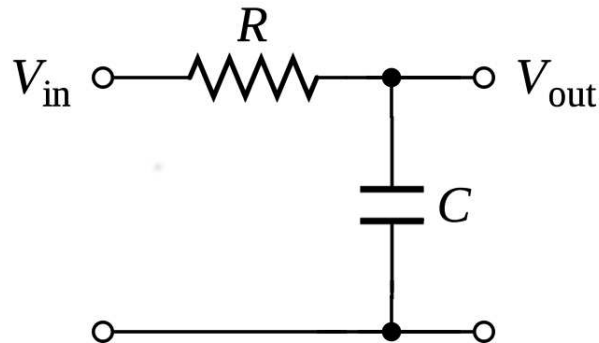


Figura 6.56: Filtro paso-bajo pasivo de 1er orden

La frecuencia de corte de este filtro se calcula como:

$$F_{corte} = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C}$$

Aun así a efectos prácticos, al tratarse de un filtro de 1er orden sin ganancia, no es necesario incorporar este circuito al sistema ya que puede obtenerse esta misma funcionalidad mediante el software realizando varias mediciones simultáneas y calculando su promedio para un instante dado, reduciendo así los posibles picos y valores indeseados.

En conclusión, realizando mediciones de las variables con mayor desviación mediante una **frecuencia de muestreo**, es posible definir una frecuencia de corte que solo permita el paso de las frecuencias de valor más bajo, es decir, un filtro paso-bajo. Esto se implementa en diversos algoritmos que se pueden observar en el Apartado “7.10 Flowchart o diagrama de bloques del software”.

Para entender su funcionamiento véase un ejemplo en el cual se mide la velocidad del motor. La medición la señal se realiza mediante un sensor Hall que conmuta en los distintos tiempos que conlleva la conmutación *six-step*, así pues la señal resultante es variable en el tiempo. Siendo conocida la velocidad máxima de un motor dada como $w_{max} = 400 \text{ rpm}$, se obtiene el valor de las conmutaciones del sensor a partir de la frecuencia a la que se realiza cada revolución eléctrica en el rotor (que viene dada por el n° de polos $\cdot 3$) obteniendo $f_{max} = 580 \text{ revoluciones/segundo}$. Así pues cualquier frecuencia superior a los 580Hz debe desestimarse pues se trataría de un valor anómalo. Para ello se implementa un filtro paso-bajo en el algoritmo que consiste en que solo se consideren mediciones en un intervalo superior a $\frac{1}{580\text{Hz}} = 1720 \text{ } \mu\text{segundos}$.

7. Justificación detallada de los elementos o componentes de la solución adoptada

7.1 Características técnicas del motor

Para el desarrollo del proyecto, se ha adquirido un motor **Hub** (tipo de motor comercial específico para bicicletas eléctricas) incorporado en el eje de la rueda. Se escogió un motor del fabricante **NineContinent (9C)** en base a su bajo coste. El tipo de motor es de accionamiento directo, por tanto permite la regeneración de energía durante la frenada, si esta se desea implementar en el proyecto en un futuro.

En el Apartado “6.1. Cálculo de los requerimientos del sistema” se determinó que la potencia del motor debía ser de **250W** según las consideraciones legales, con picos de 300-350W para alcanzar los 25km/h o superar altas pendientes (como inclinaciones de 25°). Esto se ha cumplido como se observa en las características del motor **9C-2706** que se obtienen del gráfico aportado por el distribuidor, en las Figuras 7.1 y 7.2.

- Operando a 24V:

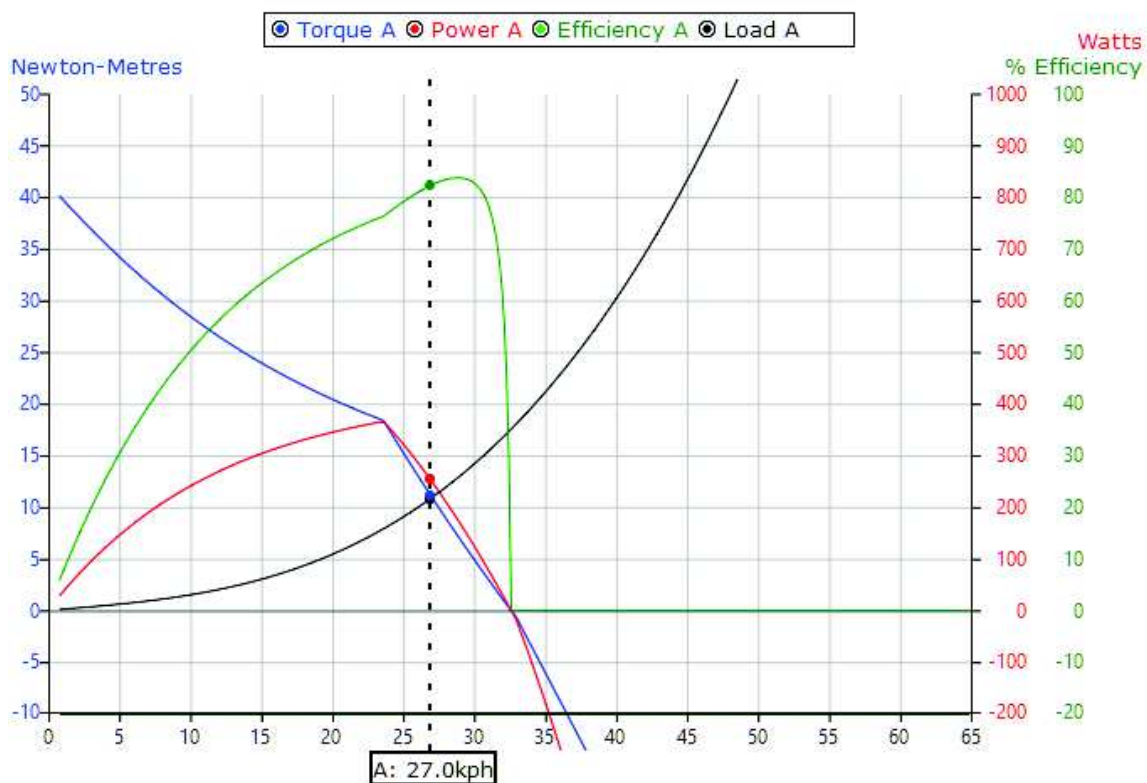


Figura 7.1: Gráfico de las características eléctricas del motor en su rango de operación para 24 V según sus especificaciones. Fuente: ebikes.ca

- Operando a 36V:

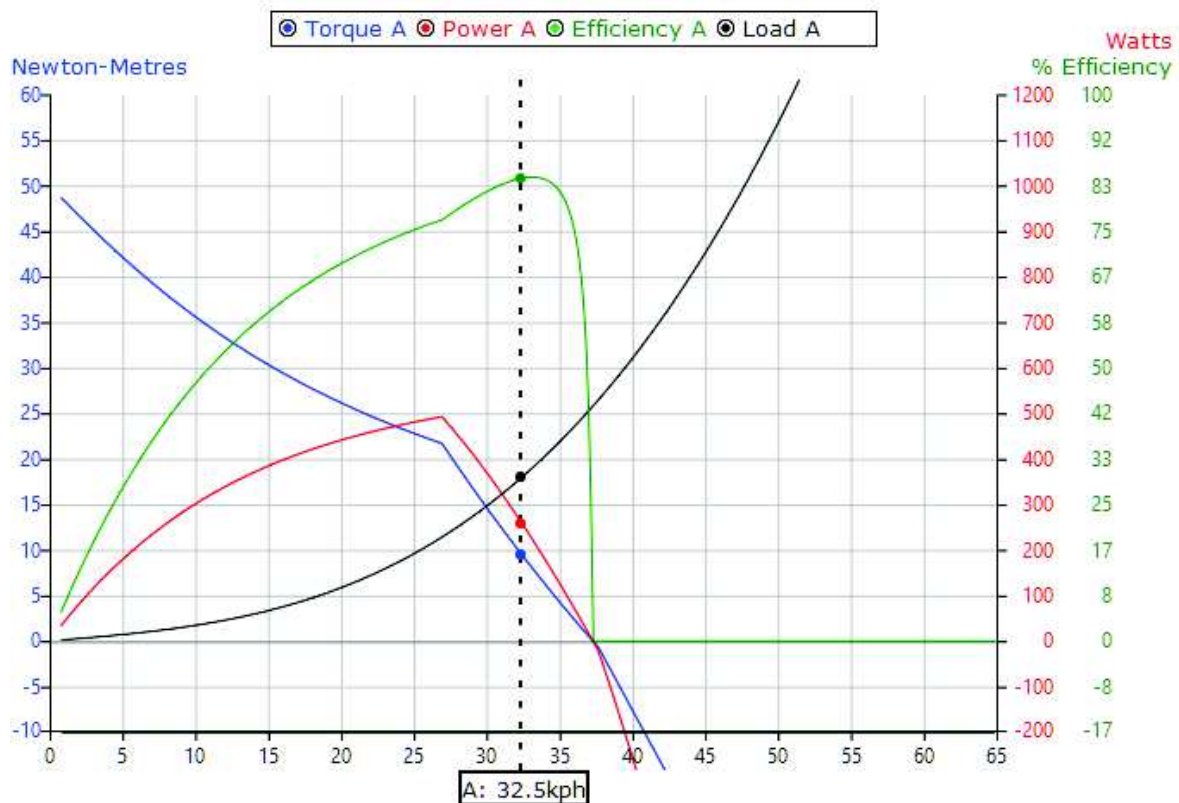


Figura 7.2: Gráfico de las características eléctricas del motor en su rango de operación para 36 V según sus especificaciones. Fuente: ebikes.ca

En este gráfico se puede observar:

- En **ROJO** la potencia de salida del motor en función de la velocidad. Su valor es cero para 0 rpm (reposo), alcanza su valor máximo en 500W y entonces disminuye incluso hasta valores negativos. Esto sucede una vez la rueda gira a una velocidad anormalmente superior a la capacidad eléctrica, y en ese punto se genera electricidad, por ello el valor es negativo. La potencia máxima realmente vendrá determinada por el controlador, que mediante la modulación asigna una corriente máxima.
- En **VERDE** la curva de eficiencia del motor. Este es un ratio entre la fuerza mecánica que produce el motor y la fuerza eléctrica que consume para ello. Este valor tiene en cuenta las pérdidas que se suelen producir en el inversor, pero no incluye las pérdidas debidas a la resistencia interna de la batería. Nótese que la eficiencia no se relaciona con un mejor o peor rango de uso de la batería (Load A, en negro). Precisamente el punto de mayor eficiencia para 84,9% tiene un consumo mucho más elevado que para una eficiencia del 70%.
- En **NEGRO** se muestra la cantidad de energía en *vatios* necesaria para mover la bicicleta, es decir, el trabajo realizado por el conjunto usuario-ciclista. El punto en

que la potencia de salida del motor se cruza con la potencia consumida, se tratará de la máxima velocidad alcanzable sin pedalear. Esta curva es una opción predeterminada para una inclinación y aerodinámicas concretas.

- En **AZUL** se mide el torque de salida del motor en Newton-metro en función de la velocidad. Este es independiente del diámetro de la rueda, pero si el tamaño de la rueda aumenta, este se verá disminuido. Es un valor importante para considerar cual será la inclinación máxima superable por el vehículo, así como el torque inicial se encarga de iniciar el movimiento.

Así se obtienen las siguientes características del motor:

- Potencia máxima: 350 W para 24 V / 500 W para 36 V
- Corriente máxima de sobrecalentamiento: 50 A
- Temperatura sobrecalentamiento: 150 a 250 °C
- Potencia media consumida: 307 Wh
- Toque máximo: 48,70 N-m
- Máxima eficiencia: 84,90%
- Máxima velocidad alcanzable sin pedalear: 32,50 km/h

Aparte se aportan otras especificaciones como son:

- Motor compatible con frenos de disco
- Constante K_v del motor: 10,7 RPM/V
- Número de pares de polos magnéticos en el rotor: 23
- La resistencia interna de cada fase del motor: $R = 0,14 \Omega$

En cuanto a tensión de funcionamiento se recomienda utilizar 36V para este motor.

7.2 Elección del pack de baterías

Para determinar la batería más adecuada para nuestro motor, se ha seguido el siguiente procedimiento:

1. Determinar el voltaje

El voltaje determinará, de forma aproximada, la velocidad máxima que podrá alcanzar el vehículo. Conociendo la proporción de revoluciones por voltio del motor (RPM/V) se puede calcular la velocidad máxima que alcanzará el motor. Este se sobredimensionará en un 20% por las pérdidas que sufre el motor, ya que este tipo de motores presenta una eficiencia máxima del 80%. Por tanto:

$$v_{max} = 120\% \text{ de } 25 \frac{km}{h} = \frac{30km}{h} = 8,33 \text{ m/s}$$

La velocidad lineal del sistema se puede obtener de la velocidad angular a partir de que para una rueda de 26 pulgadas (0,33m):

$$v = \text{radio} * RPM * 0,10472 \rightarrow RPM = \frac{8,33 \frac{m}{s}}{0,33 m * 0,10472} = 241 \text{ rpm}$$

Por tanto se obtiene un voltaje de la batería de:

$$V_{bat} = \frac{241 \text{ rpm}}{10,7 \text{ RPM/V}} = 22,52 \text{ V}$$

Aun así no es posible construir baterías para cualquier voltaje determinado pues la tensión de las celdas es lo que condiciona la tensión de la batería, siendo los valores estándar en múltiplos de 3,7 V. La elección será variable según la normalización de la capacidad y del mejor precio. Para el valor calculado se podría utilizar una batería **6S** de 22 V.

2. Determinar la autonomía y calcular la capacidad

Una vez conocido el voltaje, lo siguiente es determinar la capacidad de la batería. Conociendo que el consumo medio del motor será de 250 Wh, la corriente necesaria depende de la tensión, siendo de:

$$I = \frac{250 \text{ Wh}}{22,52 \text{ V}} = 11,101 \text{ Ah} = 11.101 \text{ mAh}$$

Hay que considerar que esta es la corriente máxima de consumo, para una velocidad de 30 km/h. Los valores normalizados de las baterías más baratas son de 2200 mAh, 3000 mAh, 5400 mAh, 6000 mAh, 8000 mAh... **Para normalizar este valor se ha considerado aumentar la tensión a 32 V**, obteniendo:

$$V_{bat} = 32 \text{ V},$$

$$I' = \frac{250 \text{ Wh}}{32 \text{ V}} = 7,81 \text{ Ah} = 7810 \text{ mAh} \approx 8000 \text{ mAh}$$

Por último se ha de definir la autonomía deseada por el usuario. Dos parámetros pueden ser considerados para ello: el tiempo de funcionamiento o la distancia a recorrer. El más sencillo es considerar el tiempo de funcionamiento ya que el consumo de la batería se encuentra expresado en función del tiempo ($mA \times hora$) y su cálculo es simple. Así se obtiene:

$$t_{autonomia} = 2 \text{ horas} \rightarrow \text{Capacidad (C)} = 8000 \text{ mA} * 2 \text{ h} = 16000 \text{ mAh}$$

Se obtiene una batería de 16000 mAh para una autonomía de 2 horas.

Si se desea utilizar la distancia recorrida, se recomienda utilizar para el cálculo la potencia expresada en Wh, para calcular la distancia en km con los valores de la Tabla 7.1:

Tipo de asistencia del motor	Índice de consumo energético
Asistencia mínima (uso del motor solo en las cuestas y rampas)	6-8 Wh/km
Asistencia típica (motor encendido constantemente mientras se pedalea)	9-12 Wh/km
Alto requerimiento (recorrido a alta velocidad, con el mínimo pedaleo)	14-20 Wh/km

Tabla 7.1: Cálculos aproximados del consumo del motor en vatios-hora/km, según el tipo de asistencia requerida durante el trayecto

Se toma la distancia de viaje deseada, y se multiplica por los vatios-hora/km apropiados de la tabla de arriba y así se obtienen los valores mínimo y máximo de vatios-hora requeridos para el viaje. Con este dato estimado, dividiéndolo por el voltaje, se tiene una estimación de los Ah que necesitará la batería. De forma análoga, considerando el tiempo de autonomía ya calculado, es posible calcular la distancia máxima del viaje:

$$d = \frac{\text{Potencia}}{\text{índice consumo energético}} = \frac{C_{Ah} * V}{W_{\text{consumo (Wh/km)}}} = \frac{16 \text{ Ah} * 32V}{14 \text{ Wh/km}} = 36,57 \text{ km}$$

3. Obtener el mejor precio disponible

El mejor precio dependerá de la cantidad de celdas en serie, es decir, la clasificación "S" de la batería (por tanto, de su voltaje) así como de la velocidad máxima de descarga "C". Es recomendable un valor de C alto, sin embargo ya que se ha considerado la capacidad conforme al consumo máximo, el valor de la tasa de descarga máxima nunca sobrepasará el doble de la capacidad, es decir que el régimen de descarga siempre será inferior a 2C. Por ello pagar 20€ de más por una batería 30C, en lugar de una batería 15C no iría a parar a ningún sitio.

Esto es algo que cada usuario ha de considerar según su diseño del sistema. En mi caso seleccioné una batería con las siguientes características:

4S1P / 14,8V / 8000mAh por 36,41€.

Por tanto, obtuve 32V aproximadamente y 16000 mAh a partir de 4 baterías con un precio total de 145€.

Si cableamos dos baterías en serie el voltaje se sumará pero la capacidad de *Ah* será la misma, mientras que cableándolas en paralelo el voltaje se mantiene pero la capacidad sí se sumará. Por tanto estas baterías estarán conectadas en la disposición que se observa en la Figura 7.3: dos en serie conectadas en paralelo con otras dos en serie. Esta batería tendrá una potencia de 512Wh.

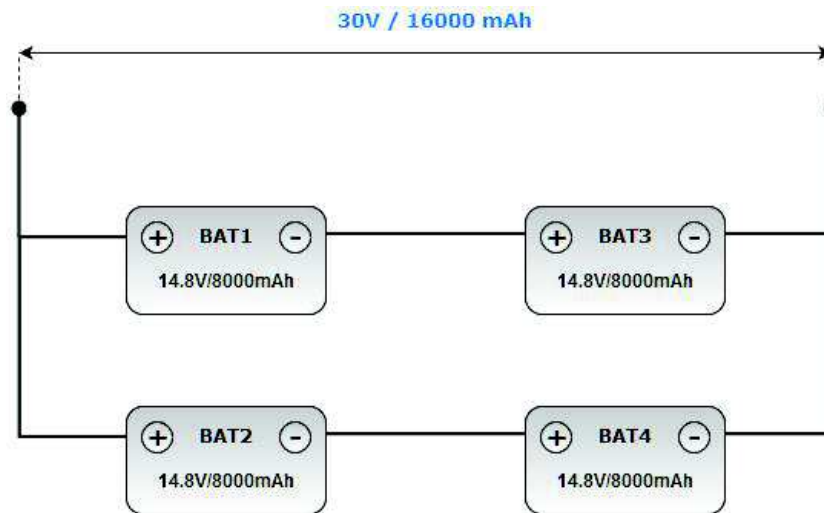


Figura 7.3: Cálculos aproximados del consumo del motor en vatios-hora/km, según el tipo de asistencia requerida durante el trayecto

7.3 Inversor trifásico con el JY01 IC

En lo correspondiente a la etapa de potencia, en lugar de diseñar desde cero un inversor trifásico (seleccionando los MOSFETs y adaptándolos en una placa de conexiones (PCB)) se ha optado por una solución más sencilla y de bajo coste que es adquirir un inversor trifásico comercial específico para el control de motores brushless.

La placa en cuestión está basada en el JY01, un circuito integrado (*Integrated Circuit*) de lógica de control para motores brushless de origen asiático (China). Estos se pueden encontrar bajo el nombre de "*Brushless Motor Controller Driver Board*". Se pueden encontrar cuatro modelos distintos según la potencia máxima deseada para rangos de voltaje de 5 a 72V y potencias de trabajo 50 a 700W. Así pues para nuestra aplicación cumple los requisitos considerados dentro de las especificaciones del motor y de la batería vistas en los apartados anteriores así como cumple las condiciones de la normativa UNE aplicable en bicis eléctricas.

A continuación se muestran estos modelos en la Figura 7.4 siguiente:

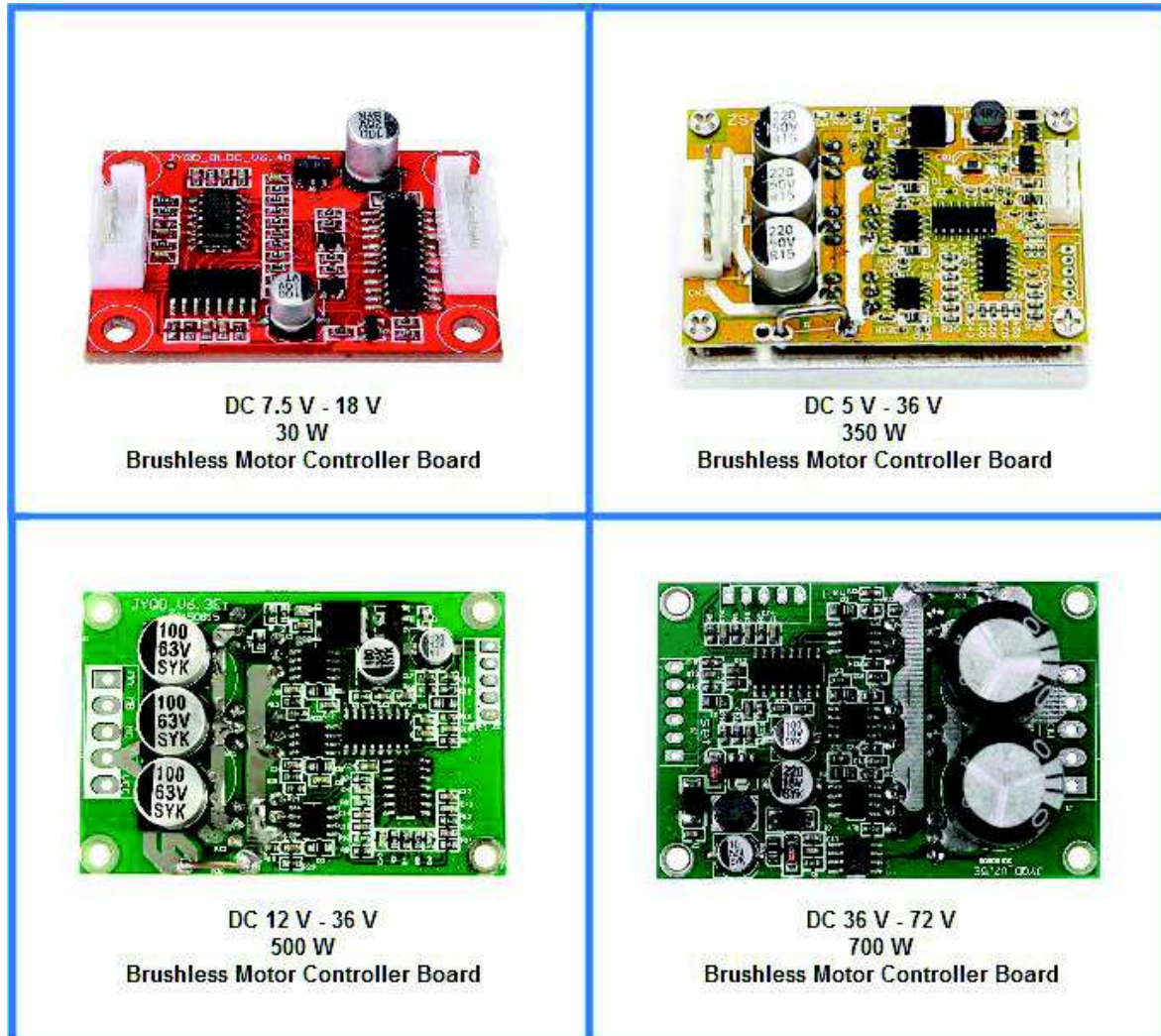


Figura 7.4: Cuatro modelos del inversor trifásico para motores brushless en función de la potencia máxima de trabajo y del rango de voltajes admisibles basados en el JY01

De esta forma se ha optado por utilizar el inversor de 500 W. Véase la Figuras 7.5 y 7.6 donde se muestra, respectivamente, la cara inferior con los 6 transistores de potencia y la cara superior junto con las entradas y salidas de la placa. Sus especificaciones son:

- Rango de voltaje: 12 a 36 V
- Corriente de pico: 20 A para < 500 W / 15 A para 700 W
- Potencia máxima: 500 W
- Tamaño: 63 x 43 x 17 mm
- Método de control: PWM Trapezoidal de frecuencia: 1 KHz – 10 KHz

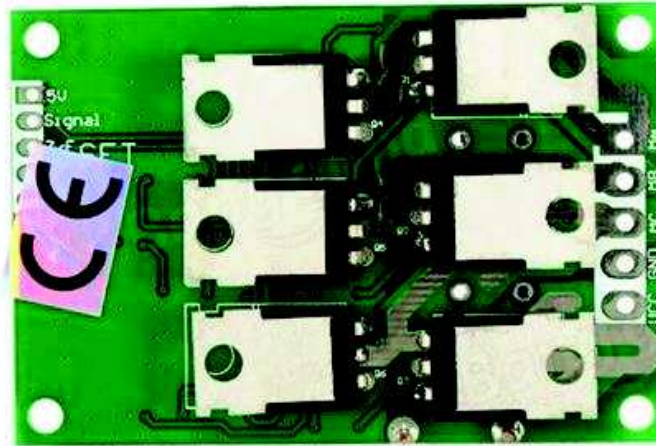


Figura 7.5: Cara inferior del inversor trifásico de 500 W con 6 transistores MOSFET

Los transistores de potencia FET son todos modelo NCE6990 de canal N y encapsulado TO220, con baja resistencia de funcionamiento ($R_{DS(ON)}$) y por tanto de bajo consumo energético. Sus características más importantes se reflejan en la Tabla 7.2 a continuación:

Parámetro	Símbolo	Máximo absoluto	Unidad
Voltaje drenador-surtidor	V_{DS}	69	V
Voltaje puerta-surtidor	V_{GS}	± 20	V
Corriente continua del drenador	I_D	90 (25°C) / 62 (100°C)	A
Máxima corriente disipable	P_D	160	W
Resistencia térmica unión-cápsula	R_{ja}	0,9	°C/W
Rango temperatura de la unión	T_j	-55 a 175	°C
Resistencia drenador-surtidor	$R_{DS(ON)}$	7,2	mΩ
Tiempo de retraso del encendido	$t_{d(on)}$	11	nS
Tiempo de retraso del apagado	$t_{d(off)}$	13	nS

Tabla 7.2: Tabla de características principales del MOSFET NCE6990

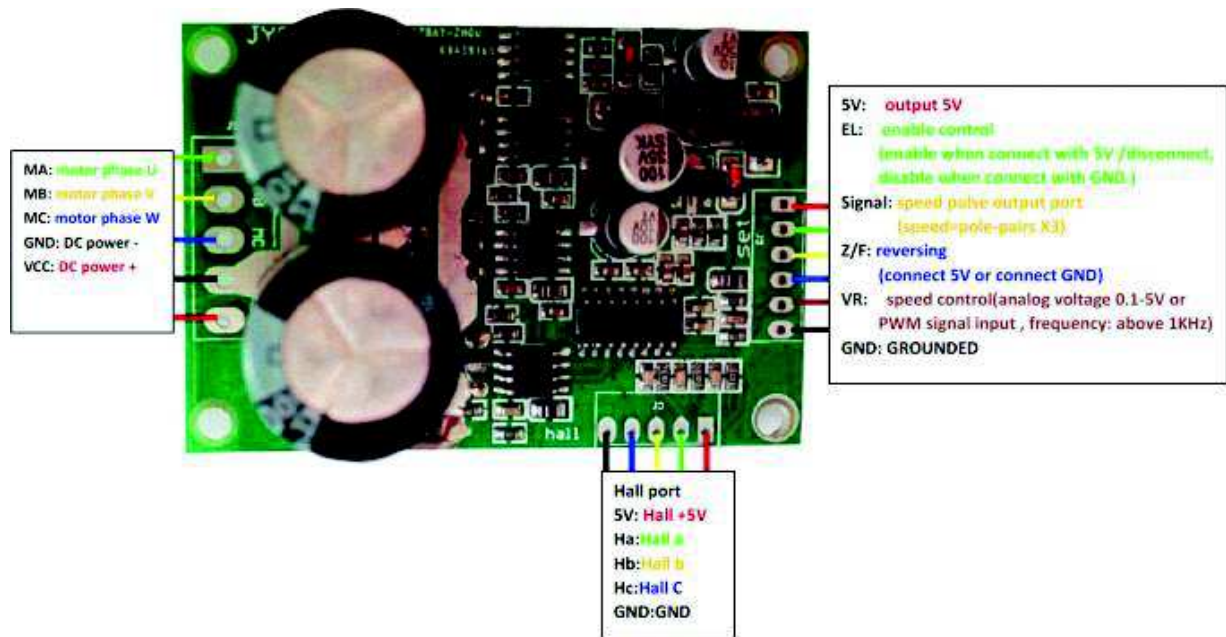


Figura 7.6: Cara superior del inversor trifásico de 500W con las conexiones de entrada y de salida

Incluso estos modelos tienen diferentes versiones: para motores *sensored* que incluyen entradas para los sensores Hall o para motores *sensorless* que no incluyen esta opción como es el caso del de la foto de la Figura 7.6. Las conexiones de las que dispone son:

- MA/MB/MC: conexiones del motor correspondiente a tres devanados (trifásico).
- VCC: alimentación positiva.
- GND: conexión a masa de la alimentación (o negativo en las baterías).
- 5V: salida de 5 V desde la placa (con una resistencia *pull down* de 100 kΩ) para conectar un potenciómetro externo y así ajustar la velocidad en el terminal VR.
- VR: entrada de la señal PWM para el control de la velocidad ajustable de 6% a 100% con un rango de 0.5 a 5 V.
- Z/F: entrada para el control de dirección, variable entre 0 V y 5 V.

En conclusión, el inversor está diseñado para emplear una técnica de control PWM trapezoidal, cuya frecuencia oscila entre 1 kHz y 10 kHz en función de la entrada de 0,5 a 5V, por tanto compatible con lógica digital TTL.

Pero por otra parte, los transistores de potencia no disponen de ningún método de disipación del calor o de aislamiento y **esta placa está diseñada para colocar un disipador en su cara inferior**. El coste del envío del disipador es mayor debido a su peso así que no suele incluirse junto al circuito. Con este fin se consideran los cálculos térmicos de los transistores. La solución resulta en utilizar un radiador de aluminio atornillado, con pasta térmica y plásticos aislantes para cada uno de los MOSFETs para evitar cortocircuitar los transistores, como se puede observar en el anexo correspondiente a “Cálculo del disipador para el inversor trifásico”.

7.4 Gate Driver utilizado

Como controlador de puerta para los MOSFETs, en la placa anteriormente vista en la Figura 7.6, se dispone del IR2101 de *Infineon Technologies*.

Este es capaz de conducir simultáneamente los MOSFET o IGBTs del ambos canales de conducción alto y bajo de los transistores del inversor, de esta forma solo con 3 controladores de puerta, es posible controlar los 6 MOSFETs que componen el inversor trifásico. Otros MOSFET drivers como son el TC4420 solo permiten una única salida y por tanto son necesarios un controlador de puerta para cada transistor del inversor. El dispositivo IR2101 dispone de un pin de entrada, dos pines de salida y un pin de alimentación y otras conexiones que garantizan la conmutación de las salidas en fase con las entradas. La lógica de las entradas es compatible con las tecnologías CMOS y TTL para facilitar el manejo con microcontroladores. La tensión de entrada puede ser de 3,3 V, 5 V o 15 V. El IR2102 permite trabajar con tensiones de entrada inversas. A continuación se puede observar su conexionado en la Figura 7.7:

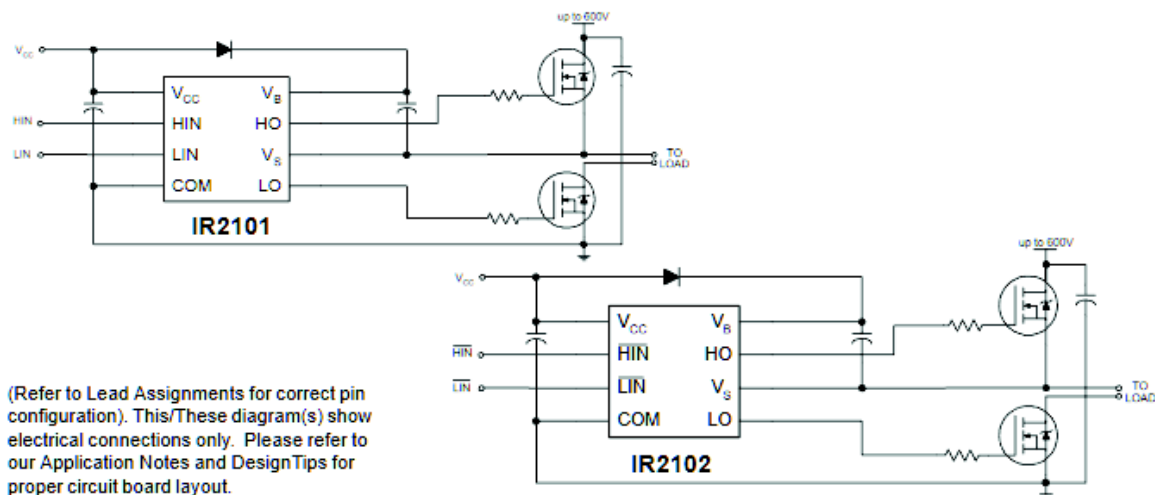


Figura 7.7: Esquemático de la conexión típica del IR2101 obtenido de su *datasheet*

El lado de alta conducción es capaz de trabajar con una tensión de hasta 600 V, por tanto está sobredimensionado para nuestras necesidades y no supone problema alguno. El diodo *bootstrap* NO está integrado en el driver pero se incluye un ejemplo de aplicación en la Figura 7.8 donde su valor es de $0,47 \mu\text{F}$ (véase C_1 y C_2). Además para conmutaciones de baja velocidad, se recomienda el uso de una resistencia externa en cada salida (R_1 y R_2). Otros controladores como el L6386E sí incluyen todos los elementos en su encapsulado permitiendo una solución compacta y fiable.

A continuación se muestra el ejemplo de aplicación en la Figura 7.8:

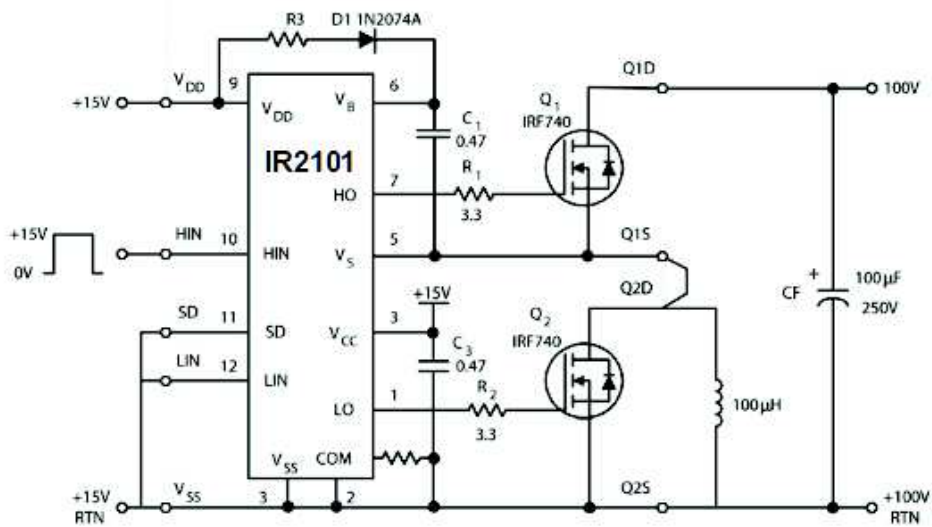


Figura 7.8: Ejemplo de aplicación del IR2101

7.5 Sensor de corriente adoptado

El sensor de corriente ACS712 es una solución económica para medir corriente, internamente trabaja con un sensor de efecto Hall que detecta el campo magnético que se produce por inducción de la corriente que circula por la línea que se está midiendo.

El sensor nos entrega una salida de voltaje proporcional a la corriente, dependiendo de la aplicación podemos usar el ACS712-05B, ACS712-20A o el ACS712-30A, para rangos de 5, 20 o 30 amperios respectivamente, tanto corriente positiva como negativa. Dispone de bornes de conexión para la línea que queremos medir y 3 pines, dos para conectar la alimentación (Vcc y GND) y un pin para la salida analógica como podemos observar en la Figura 7.9 a continuación:

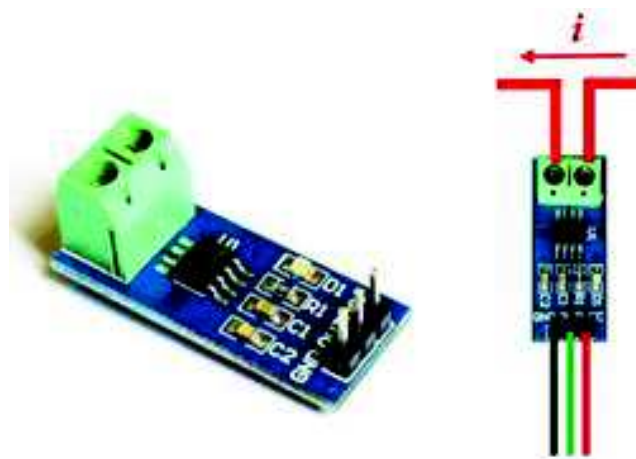


Figura 7.9: Sensor de corriente ACS712. A la izquierda, se pueden observar los bornes y pines de conexión. A la derecha, un diagrama simple de su conexionado

El rango de corriente que podemos medir y sensibilidad varían dependiendo del modelo del integrado, existen tres modelos los cuales detallamos a continuación en la Tabla 7.3:

Modelo	Rango	Sensibilidad
ACS712ELCTR-05B-T	-5 a 5 A	185 mV/A
ACS712ELCTR-20A-T	-20 a 20 A	100 mV/A
ACS712ELCTR-30A-T	-30 a 30 A	66 mV/A

Tabla 7.3: Modelos disponibles para el sensor de corriente ACS712 y características

Se ha optado por el sensor de 30 A, ya que se requería que estuviera calificado para alta potencia. Además el rango de lectura de la corriente es simétrico, y su sensibilidad es mayor (a menor valor de mV/A, más precisa será la medición) aportando precisión al sistema.

El sensor nos entrega un valor de 2,5 voltios para una corriente de 0 A y a partir de ahí incrementa proporcionalmente de acuerdo a la sensibilidad, teniendo una relación lineal entre la salida de voltaje del sensor y la corriente. Dicha relación es una línea recta como se puede observar en la gráfica del voltaje frente a la corriente mostrada en la Figura 7.10 donde la pendiente es la sensibilidad y la ordenada en el origen es 2,5 voltios (V_0). La ecuación de la recta sería la siguiente:

$$V = m I + V_0 ,$$

donde la pendiente " m " es la sensibilidad buscada. Despejando tendremos la ecuación para hallar la corriente a partir de la lectura del sensor:

$$I = \frac{V - V_0}{m}$$

Sin embargo con tal de reducir el error de la medición en todo lo posible para un cálculo más exacto del Estado de Carga (SoC), se requiere recalibrar la sensibilidad m y el paso por cero de la ecuación ($-2,5 V$) ya que hay que tener en cuenta que en la fabricación de cada sensor los valores proporcionados por el fabricante pueden variar dentro de un rango.

Por tanto se procede a aplicar una **regresión lineal**. Realizando medidas con un multímetro se contrasta el voltaje obtenido por el sensor con la corriente medida por el tester, con lo cual se han obtenido los valores que se muestran en la siguiente Tabla 7.4:

N	CORRIENTE (A)	VOLTAJE (V)
1	0,000	2,497
2	0,370	2,523
3	0,530	2,533
4	0,710	2,544
5	1,000	2,563
6	1,260	2,580
7	1,510	2,597
8	1,790	2,616
9	2,170	2,641
10	2,470	2,660
11	2,850	2,679

Tabla 7.4: Valores medidos de la corriente y el voltaje para la calibración del sensor de corriente ACS712

Estos valores definen la nueva ecuación de la recta obteniendo así una nueva sensibilidad y punto de origen:

$$m' = 0,0647 ; V(0) = 2,4985$$

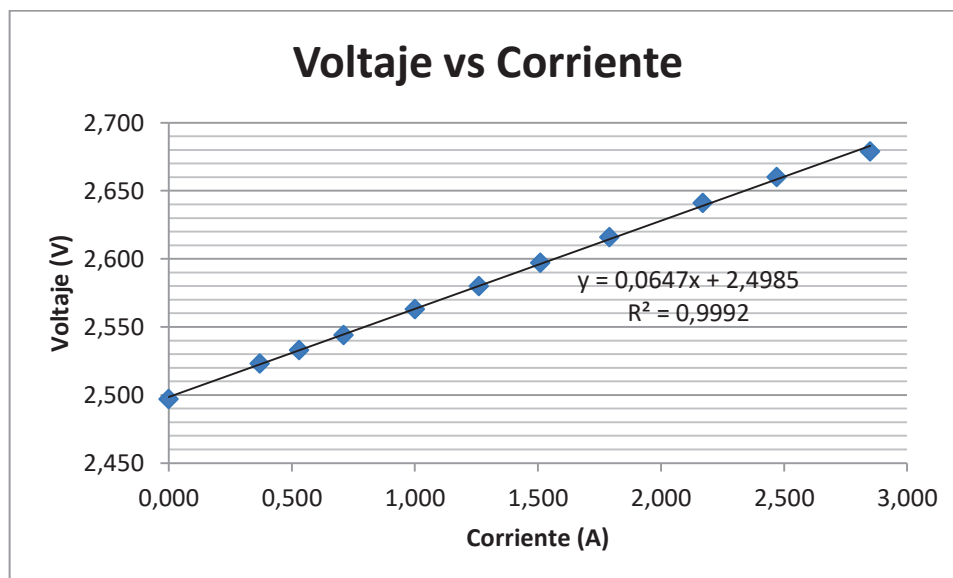


Figura 7.10: Regresión lineal realizada en Excel para obtener los valores de la recta Voltaje vs Corriente con el sensor calibrado

Nótese que estos valores variarán para cada sensor y se requiere del ajuste manual para mayor precisión.

7.6 Determinando el regulador de tensión más adecuado

Para obtener los 5 V de alimentación para el microcontrolador STM32F407-discovery, buscaremos una fuente primaria de energía que nos proporcione esa tensión. Partiendo de los 24-72 V de la batería se pretende regular la tensión a 5 V. Para ello utilizaremos un regulador de conmutación de tensión fija como el LM2576. Este regulador simplifica enormemente el diseño de fuentes de alimentación ya que proporciona, en un circuito integrado, todas las funciones activas necesarias para un regulador-reductor Buck.

Este regulador de conmutación permite a partir de la entrada de una fuente no regulada de 7 a 40 V, producir salidas regulables con posibles valores de 3,3 V, 5 V, 12 V o 15 V con una corriente máxima de 3 A. Otros modelos como el LM2576HV o LM2576HVT permiten la entrada de hasta 60 o 72 V, respectivamente.

El LM2576 sólo requiere un mínimo de componentes externos, como dos condensadores, una inductancia y un diodo. Debido a la alta eficiencia del regulador de conmutación, en algunos no se requiere disipador de calor o el tamaño de este será pequeño. Por tanto el esquemático es simple, fácil de montar y de bajo coste, como se puede observar en la Figura 7.11:

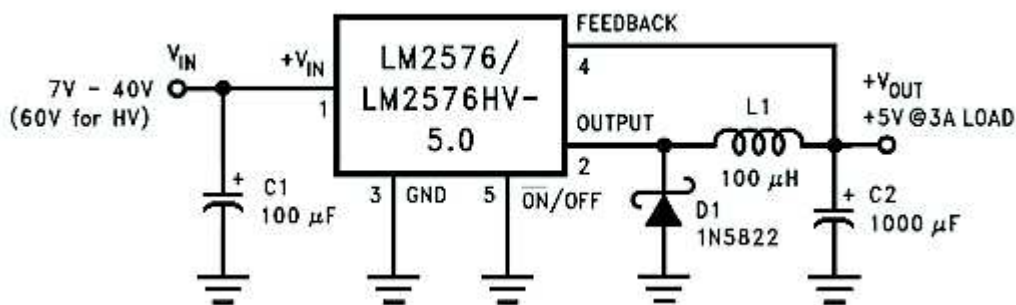


Figura 7.11: Circuito de aplicación del regulador LM2576 cuya tensión de salida es de 5V y que permite tensiones de entrada de hasta 40V o 72V para el modelo HV

Sin embargo, hay que considerar que este regulador es de tamaño reducido y según valores del fabricante no se recomienda que la potencia de trabajo del LM2576 sea mayor de 20 W. Considerando el sistema actual se tiene:

$$W = V_{out} * I_{max} = 5 V * 3 A = 15 W < 20 W \rightarrow \text{Es correcto}$$

Por otro lado hay que considerar que la caída de tensión provocada por el Buck junto a la corriente de entrada proporcionada por la fuente o batería provoca una potencia a disipar por el regulador que puede dañar el sistema en caso de superar el límite, así que se comprueba numéricamente que cumpla los requisitos para el caso más desfavorable:

$$W = 15 W$$

$$I_{in} = \frac{W}{V_{in}} = \frac{15 W}{72 V} = 0,208 A$$

$$W_{buck} = V_{buck} * I_{in} = (72 V - 5 V) * 0,208 A = 13,936 W \rightarrow \text{Es correcto}$$

Ninguno de los valores calculados ha superado el valor de 20 W de potencia trabajo máxima en el disipador. Sin embargo teniendo en cuenta la suma de ambas potencias, la consumida por el regulador para su funcionamiento y la potencia que entrega a la salida, podría superarse el límite del fabricante. Aunque la potencia de trabajo del regulador será menor realmente ya que el valor de la corriente será inferior a 3 A ya que el sistema de luces consume 1 A máximo y el controlador no más de 0,5 A.

Además como el sistema de iluminación para algunos focos de bicicleta requieren de 12 V para funcionar, se ha decidido emplear el módulo LM2576 para regular la tensión de entrada a 12 V que alimentará el sistema de iluminado y posteriormente se aplicará otro regulador, el LM317 cuyo circuito puede observarse en la Figura 7.12 a continuación.

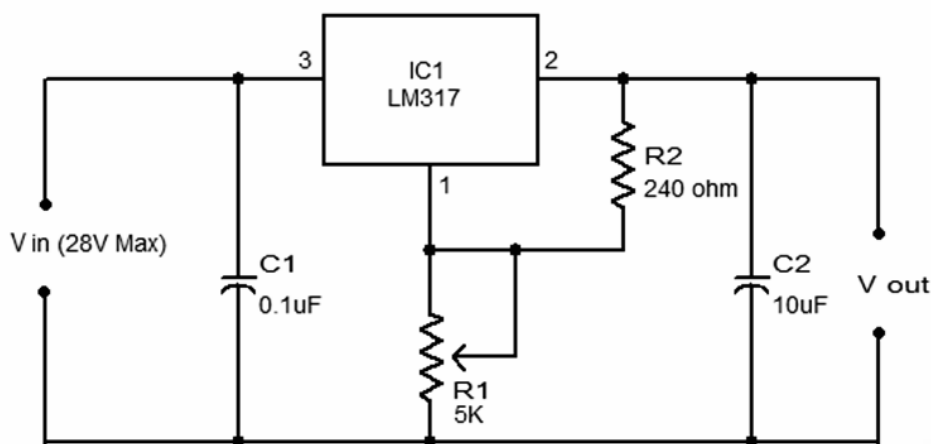


Figura 7.12: Circuito de aplicación del regulador LM317 cuya tensión de salida es de 5V y que permite tensiones de entrada de hasta 28V

De esta forma además de obtener distintos rangos de tensión, se puede disminuir la caída de tensión que se produce en el regulador Buck y de esta forma la potencia a disipar es menor y el sistema obtiene mayor robustez y seguridad de funcionamiento.

7.7 Compatibilidad para distintos sistemas de iluminación

Como se ha visto anteriormente en el Apartado “6.3.11 Sistemas de iluminación”, no existe un valor normalizado dentro de la alimentación del **foco delantero**. Según el fabricante puede estar diseñado para funcionar por ejemplo a 5 V, 8 V, 12 V, etc. Por ello se ha diseñado un circuito basado en el regulador LM317 visto anteriormente el cual permite regular el voltaje de forma digital, en función de la luz delantera de cada usuario para que así el controlador sea compatible con gran variedad de sistemas de iluminado.

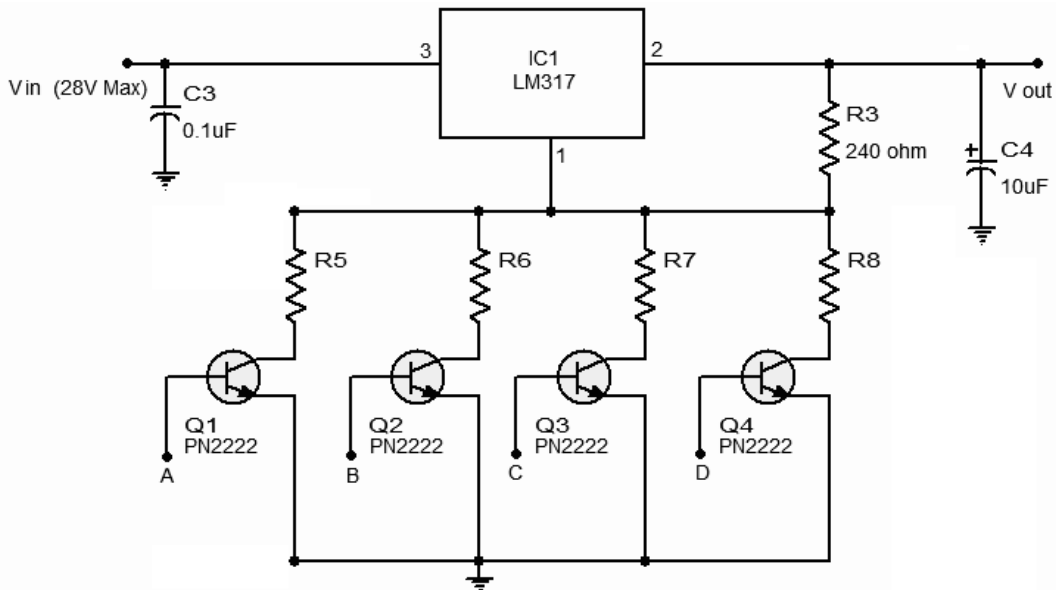


Figura 7.13: Circuito de aplicación del regulador LM317 con voltaje de salida seleccionable digitalmente

A continuación se muestran los valores calculados para las resistencias y la Tabla 7.5, con los distintos valores de la tensión de salida que se han obtenido con las distintas configuraciones posibles. Cabe destacar que la zona pintada de gris son valores que se repiten y no serán utilizados:

$$\begin{cases} R_5 = 1,2 \text{ k}\Omega \\ R_6 = 2,4 \text{ k}\Omega \\ R_7 = 4,8 \text{ k}\Omega \\ R_8 = 7,6 \text{ k}\Omega \end{cases}$$

n	PUERTOS DIGITALES				V _{out} (V)
	A	B	C	D	
1	0	0	0	0	12
2	0	0	0	1	12

3	0	0	1	0	12
4	0	0	1	1	12
5	0	1	0	0	12
6	0	1	0	1	10,5
7	0	1	1	0	9
8	0	1	1	1	8
9	1	0	0	0	7,5
10	1	0	0	1	7
11	1	0	1	0	6,5
12	1	0	1	1	6
13	1	1	0	0	5,5
14	1	1	0	1	5
15	1	1	1	0	4,8
16	1	1	1	1	4,5

Tabla 7.5: Tabla de valores para la tensión del regulador con salida seleccionable digitalmente en función de la entrada digital de los puertos A, B, C y D

Por otro lado para el **foco trasero** se ha debido de adaptar al regulador de tensión del sistema mediante alguna pequeña modificación para que funcione a partir de 5 V de la fuente regulada en lugar de las pilas alcalinas. Existen diversas posibilidades para ello, como emplear un divisor de tensión, el uso de diodos, diodos zener, reguladores de tensión, bobinas... Finalmente se ha empleado la **conexión de dos diodos 1N5399 en serie a la entrada del sistema**, obteniendo así una caída de tensión de 1,4 V que proporcionará la tensión de 3,6 V deseada.

Además por otro lado se han modificado las conexiones de fábrica, resultando en dos entradas que permiten el control del encendido de 3 LEDS rojos ubicados en el centro por un lado, y de 4 LEDS amarillos por otro lado que están ubicados en los lados para el indicador en caso de freno. Esto se ha obtenido empleando un **par de transistores 2N2222**, los cuales funcionan con baja corriente y permiten con una corriente de base muy baja conmutar digitalmente el transistor como si de un interruptor se tratase.

7.8 Control en lazo cerrado de la velocidad del motor

Como se detalló en el Apartado “6.4.1. Técnicas de control” el control del motor se realizará mediante un controlador PID digital. Un **controlador PID** (Proporcional-Integral-Derivativo) es un mecanismo de control de tipo lineal con realimentación, que es ampliamente utilizado en los sistemas de control industrial.

Este controlador es digital, a partir de sensores calcula la desviación o error entre el valor medido y uno deseado por las condiciones de funcionamiento y ajusta el proceso por medio de un elemento de control. Por ejemplo, el funcionamiento de un calentador doméstico depende de la desviación entre la temperatura medida por los sensores y la temperatura deseada del agua por el usuario y así se ajusta la potencia suministrada al calentador.

El algoritmo del control PID consiste de tres parámetros distintos: el proporcional, el integral, y el derivativo. El valor Proporcional depende del error actual. El Integral depende de los errores pasados y el Derivativo es una predicción de los errores futuros. Ajustando estas tres variables en el algoritmo de control del PID, el controlador puede proveer una acción de control diseñado para los requerimientos del proceso específico. La respuesta del controlador puede describirse en términos de la respuesta del control ante un error, el grado el cual el controlador sobrepasa el punto de ajuste, y el grado de oscilación del sistema. A continuación en la Figura 7.14 se observa un diagrama de bloques de este controlador:

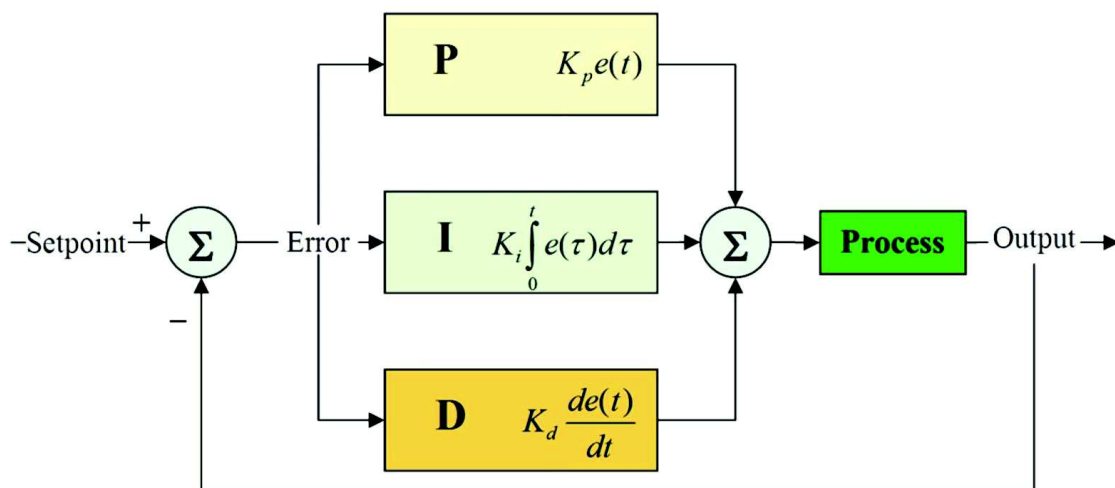


Figura 7.14: Diagrama de bloques de un controlador PID en un lazo realimentado

Algunas aplicaciones pueden solo requerir de uno o dos modos de los que provee este sistema de control. Un controlador PID puede ser llamado también PI, PD, P o I en la ausencia de las acciones de control respectivas. Posteriormente se demostrará

empíricamente porqué se implementa un control PI para el control de la velocidad del motor.

En la aplicación de un motor de corriente directa existen **diversos métodos de control** que pueden ser implementados como son:

- 1) *Control PID de velocidad*
- 2) *Control PID del torque*
- 3) *Control en cascada combinando los PIDs de velocidad y torque*

El control propuesto como solución es el **método (1) de control PID de la velocidad del motor**, ya que tratándose de un vehículo eléctrico el parámetro más sencillo para su control es la velocidad. El torque o fuerza producidos es importante en sistemas que puedan ser dañados por esfuerzos elevados y es común que el torque guarde una relación lineal con la corriente que consume el sistema. Y aunque una sobrecorriente podría dañar el controlador de puente H utilizado, ya se ha implementado un sistema de protección por sobrecorriente más sencillo que un PID.

Posteriormente sería posible añadir el control PID del torque del motor junto al control de velocidad, formando una realimentación con dos lazos de control, lo cual se le conoce como **control en cascada o anidado**. Este control tiene ventajas significativas frente a la retroalimentación simple pero no es necesario en caso de obtener un rendimiento satisfactorio con el PID de velocidad así que de momento no se implementará hasta obtener los resultados o simulaciones del primer método ya que a pesar de todo, el procedimiento a la hora de realizar un sistema digital de control en tiempo discreto como este requiere de prueba y error por tanto varios ensayos o simulaciones son necesarios hasta obtener el prototipo final. Existen programas que permiten ensayar diversos métodos de control y observar las respuestas en las formas de onda como es por ejemplo *MATLAB & Simulink*, software creado por *MathWorks*.

A continuación se procede a realizar el diseño del controlador PID para lo cual se requiere en primer lugar, obtener el modelo matemático del sistema a controlar para posteriormente en función de los parámetros concretos del sistema (del motor en nuestro caso) determinar los valores de las constantes k_p , k_i , k_d del controlador. Para ello se hace referencia a un resumen realizado de la entrada de la Bibliografía [32: elrobotista.com].

7.8.1 Modelado de la planta

El primer paso en el diseño de un control es obtener el modelo físico que define al sistema dinámico que se pretende controlar. El modelo eléctrico equivalente que define a un motor de corriente continua se puede observar en la Figura 7.15 a continuación:

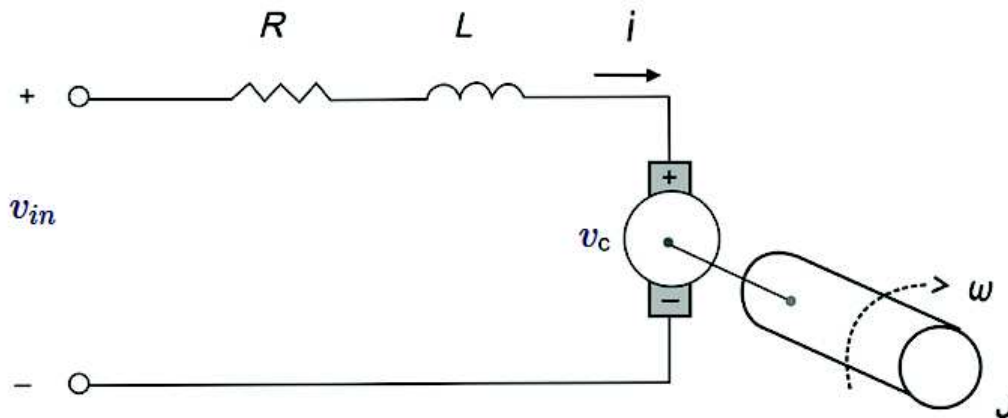


Figura 7.15: Modelo eléctrico equivalente de un motor de corriente continua

Aplicando análisis de circuitos al modelo equivalente del motor se obtiene la ecuación:

$$v_{in} + Ri + L \frac{di}{dt} + v_c = 0, \quad (5)$$

donde i es la corriente que consume el motor, R y L son la resistencia e inductancia del embobinado del motor, v_{in} es el voltaje de entrada y v_c es el voltaje generado por la fuerza contra electromotriz.

Por otro lado, en lo que concierne a la parte mecánica, la corriente que fluye por el motor genera un torque sobre el eje del motor, entonces las ecuaciones del movimiento se describen como:

$$J \frac{d\omega}{dt} + k_f \omega = \tau_m + \tau_l \quad (6)$$

En esta ecuación ω es la velocidad del motor, J el momento de inercia, k_f el coeficiente de fricción viscosa, τ_m es el torque que genera el motor y τ_l es la carga que afecta al motor, es decir, lo que se pretende mover.

Se pueden combinar estas ecuaciones a partir de las constantes que definen a un motor y que suelen proporcionarse en la hoja de datos del fabricante. Ya que el torque producido por el motor depende de la corriente que consume el motor, se relaciona con la constante de torque k_t , resultando:

$$\tau_m = k_t \cdot i$$

Y la fuerza contra electromotriz producida por el motor dependerá de la velocidad de giro del eje del motor y de la constante de fuerza contra electromotriz k_v :

$$v_c = k_c \cdot \omega$$

Si sustituimos estas ecuaciones que relacionan variables eléctricas y mecánicas en las ecuaciones (5) y (6) vistas anteriormente, se obtiene el modelo deseado:

$$\begin{cases} Ri + L \frac{di}{dt} + k_c \omega = v_{in} \\ J \frac{d\omega}{dt} + k_f \omega = k_t \cdot i + \tau_l \end{cases} \quad (7)$$

El modelo obtenido permite estimar la respuesta del sistema a diferentes entradas, estudiar el rendimiento del sistema en lazo cerrado variando los parámetros del controlador, conocer las condiciones de operación del motor para el desempeño deseado... En la ecuación v_{in} y ω son la entrada y la salida del sistema respectivamente y el resto son parámetros que variarán para cada motor. Si no se conocen los valores del motor resulta en un conjunto infinito de soluciones, pero no se necesitan conocer los valores para programar el PID. Así pues se procede a continuación realizar el diseño del controlador PID.

7.8.2 Diseño del controlador PID

La estructura de un controlador PID se define de la siguiente forma:

$$u(t) = k_p e(t) + k_d \frac{de(t)}{dt} + k_i \int_{t_0}^t e(\tau) d\tau,$$

$$e(t) = r(t) - y(t),$$

donde k_i, k_d, k_p son las ganancias del controlador, u es la señal de control, e es el error, r es la señal de referencial e y la salida del sistema. El objetivo en el diseño del controlador es encontrar la combinación de ganancias que permitan que el sistema de control tenga el desempeño deseado.

El diagrama de bloques del sistema de control en lazo cerrado se muestra debajo en la Figura 7.16 donde en nuestro caso en particular se ha designado la señal de referencia r como la velocidad deseada, que se denota como ω_r ; la salida y es la velocidad medible del motor ω y la salida del controlador $u(t)$ es el voltaje de entrada al motor v_{in} , el cual producirá un cambio en la velocidad de giro del motor, dependiendo de la función de transferencia del sistema denotada como $H(s)$.

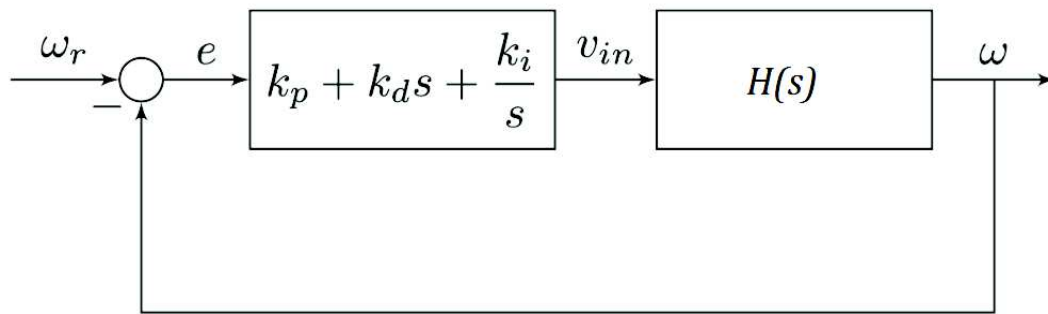


Figura 7.16: Diagrama de bloques del controlador PID en lazo cerrado para el control de velocidad del motor

La función de transferencia del anterior sistema en lazo cerrado es:

$$G(s) = \frac{C(s)H(s)}{C(s)H(s) + 1} \quad (8)$$

Siendo $H(s)$, la función de transferencia (FDT) del motor entre voltaje de entrada y velocidad de salida, y $C(s)$ es la función de transferencia del controlador PID la cual sigue la estructura:

$$C(s) = k_p \left(1 + \frac{k_i}{s} + k_d s \right)$$

Por tanto se requiere obtener $H(s)$. Para ello se aplica la transformación de Laplace al sistema de ecuaciones del modelo obtenido en la ecuación (7), resultando en la siguiente expresión (nótese que la ecuación está expresada en función de s , para el dominio de tiempo discreto):

$$H(s) = \frac{\omega(s)}{v_{in}(s)} = \frac{k_t}{(Ls + R)(Js + k_f) + k_t k_c}$$

Esta función de transferencia se corresponde con la de un sistema de segundo orden de la forma:

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{b_0 + b_1 s + b_2 s^2}{a_0 + a_1 s + a_2 s^2}, \text{ donde } b_1 \text{ y } b_2 \text{ son nulos}$$

Pero ya que debido a la construcción de los motores de corriente directa la inductancia L es mucho menor que la resistencia R , entonces el término L/R es despreciable. Realizando la transformación adecuada dividiendo la FDT por el término R y siendo nulo dicho valor anterior, la función de transferencia toma la siguiente forma:

$$\frac{\omega(s)}{v_{in}(s)} = \frac{k_t/R}{Js + \left(k_f + \frac{k_t k_c}{R}\right)}$$

Así pues al despreciar el factor L/R se ha convertido el sistema de uno de segundo orden a uno de primer orden simplificando así los cálculos para el controlador y obteniendo una FDT que se asemeja a la de un filtro paso-bajo de la forma:

$$H(s) = \frac{\omega(s)}{v_{in}(s)} = \frac{K}{\tau s + 1},$$

donde K es la ganancia y τ es la constante de tiempo del sistema (no confundir con torque). Así pues podemos considerar la FDT del motor como la de un filtro paso-bajo y no es necesario conocer los valores de las variables R, J, k_t, k_c y k_f que definen la construcción de cada motor ya que a partir de la respuesta del motor a una entrada constante de voltaje (escalón) se puede determinar el valor de K y τ .

Por tanto ahora que se ha definido $H(s)$, es decir, la FDT del motor, se sintonizan las ganancias del controlador PID. Para ello existen diversos métodos: posicionamiento de polos, lugar de las raíces, diagramas de Bode, reglas de Ziegler-Nichols... A continuación se realizará el diseño utilizando el **posicionamiento de polos**.

Por tanto se determinan las ganancias de tal forma que los polos del polinomio característico del sistema den al sistema el desempeño deseado. Los polos del sistema se obtienen a partir del denominador de la función de transferencia del sistema cuando se vuelve cero, la cual según se definió en la ecuación (8), se tiene:

$$C(s)H(s) + 1 = 0$$

Sustituyendo cada FDT:

$$k_p \left(1 + \frac{k_i}{s} + k_d s\right) * \frac{K}{\tau s + 1} + 1 = 0$$

Simplificando la ecuación podemos definir el polinomio en función de las ganancias del controlador:

$$s^2 + \frac{K * k_p + 1}{\tau + K * k_d} s + \frac{K * k_i}{\tau + K * k_d} = 0$$

Se puede observar en la ecuación de arriba que los coeficientes del término s y el término lineal pueden ser controlados sin necesidad de la ganancia k_d , ya que esta no afecta al posicionamiento de los polos pues para $k_d = 0$ ninguno de los términos de la ecuación se hace cero. Esto ya se había comentado antes pues en un principio el controlador a diseñar era un PI, es decir, que no constaba de la parte D (derivativa). Esto se debe a que el

control de un motor BLDC es un sistema dinámico en el cual las variables de salida son el resultado de los valores de entrada actuales así como de sus valores previos, mientras que no hay variables estáticas en el sistema que dependan solo del valor de la entrada actual cuya salida en el tiempo pueda describirse como estática. Debido a esto el tipo de regulador PID más adecuado es el de acción Proporcional-Integral.

Por tanto si definimos como nula la ganancia k_d , el polinomio se simplifica como:

$$s^2 + \frac{K * k_p + 1}{\tau} s + \frac{K * k_i}{\tau} = 0 \quad (9)$$

La ecuación obtenida se asemeja con la función de transferencia para un sistema normalizado de segundo orden la cual tiene la forma:

$$s^2 + 2\xi \omega_n s + \omega_n^2 = 0 \quad (10)$$

Por tanto el polinomio característico queda definido en función de los parámetros de un sistema general de segundo orden que son: ξ , denominado factor de amortiguamiento y ω_n que es la frecuencia natural. Estos parámetros se definen en los libros de dinámica de sistemas como:

$$\xi = \frac{|\ln P_{os}|}{\sqrt{\pi^2 + (\ln P_{os})^2}}, \quad \omega_n \approx \frac{4}{\xi T_s}$$

donde P_{os} es la máxima sobreoscilación en porcentaje, es decir, cuanto sobrepasa el valor deseado el motor cuando se acerca a este por primera vez y T_s es el tiempo de asentamiento de la señal que viene a ser cuánto tiempo tarda el sistema en lazo cerrado en reducir el error a un valor menor al 2% (o 5% según el criterio de diseño). Así el tiempo de asentamiento nos dará una manera de definir la rapidez con la que el sistema llega al valor deseado y la máxima sobreoscilación definirá la agresividad de la respuesta del sistema clasificándolo entre subamortiguado, sobreamortiguado y críticamente amortiguado.

Por tanto basándonos en la forma general de los sistemas de segundo orden, podemos definir las ganancias del controlador PI (k_p, k_i) vistas en la ecuación (9) en función de los parámetros de un sistema general de segundo orden de la ecuación (10) tal que se obtiene:

$$\begin{cases} \frac{K * k_p + 1}{\tau} = 2\xi \omega_n \rightarrow k_p = \frac{2\xi \omega_n \tau - 1}{K} \\ \frac{K * k_i}{\tau} = \omega_n^2 \rightarrow k_i = \frac{\tau \omega_n^2}{K} \end{cases}$$

Así pues ya se han obtenido las ganancias del controlador PI las cuales se determinarán en función de los parámetros de la máxima sobreoscilación P_{os} y del tiempo de establecimiento T_s escogidos para lograr un comportamiento aproximado al deseado. Digo aproximado porque el sistema en lazo cerrado está afectado por “ceros” que afectan

la fase del sistema los cuales no se han tenido en cuenta a la hora de realizar el posicionamiento de polos. Sin embargo es un excelente punto inicial después del cual podemos afinar la respuesta del sistema. Utilizando simulaciones numéricas podemos iterar rápidamente y evaluar el impacto que tienen en el sistema la variación de k_p y k_i .

7.8.3 Respuesta del motor

En la siguiente Figura 7.17 se muestra la respuesta real del motor *NineContinent 9C-2706* usado a una entrada constante de voltaje a 40 V. Esta se ha obtenido a partir la **simulación del sistema mediante MATLAB**, lo cual nos permite una forma rápida de estudiar el comportamiento del sistema frente a distintas entradas o parámetros. La simulación se ha realizado mediante código y los parámetros introducidos se han obtenido de la modelización del motor utilizado. El código se puede encontrar en los últimos Anexos de la memoria para su consulta.

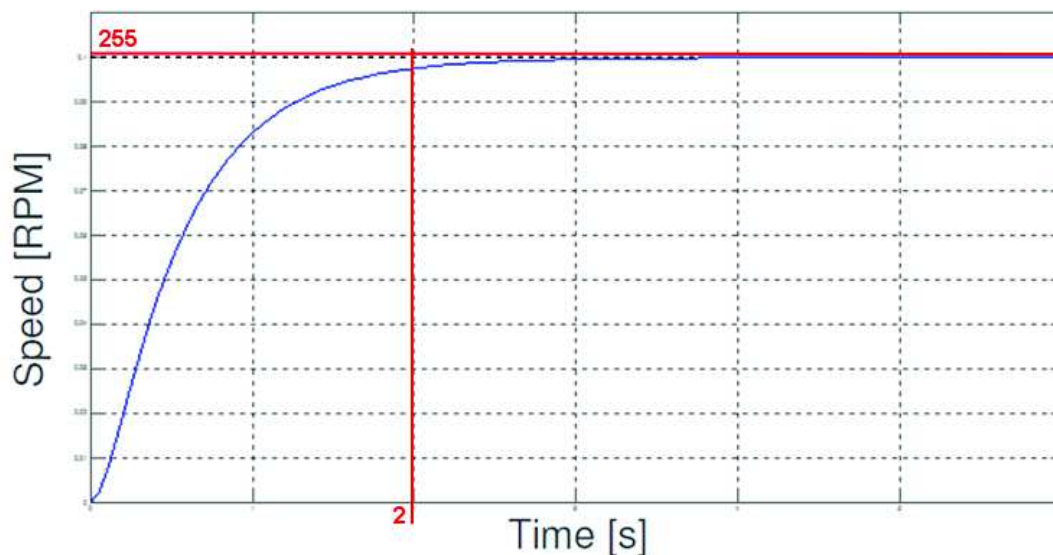


Figura 7.17: Respuesta real del motor utilizado frente a un escalón de 40V

En la gráfica de la figura anterior se muestra un punto dado por el tiempo que toma al motor en alcanzar por primera vez el 98% de la velocidad que corresponde a 2,5 segundos y por la velocidad máxima del motor a 40 V que ha resultado en 255 RPM.

A partir de estos datos podemos caracterizar el motor con las siguientes ecuaciones:

$$K = \frac{\omega_{max}}{v_{in}}, \quad \tau = 4T_s$$

Sustituyendo ω_{max} , v_{in} y T_s el modelo de primer orden del motor es:

$$H(s) = \frac{\omega(s)}{v_{in}(s)} = \frac{K}{\tau s + 1} = \frac{6,375}{10s + 1}$$

Así pues se han obtenido las variables para este motor en concreto. Nótese que la unidad de la ganancia K es $RPM/Volts$. Este valor es conocido como la **constante electromotriz** del motor (K_v) y suele ser proporcionada por el fabricante del motor en la hoja de especificaciones. Por otro lado un motor tiene efectos no lineales como fricción seca, deslizamiento, etc. Por ello el valor del tiempo de establecimiento variará incluso para dos motores del mismo modelo.

A continuación se designa la sobreoscilación P_{os} cercana al 5% y el tiempo de establecimiento T_s en 0,2 segundos y se observa la respuesta del motor obtenida que corresponde a la Figura 7.18:

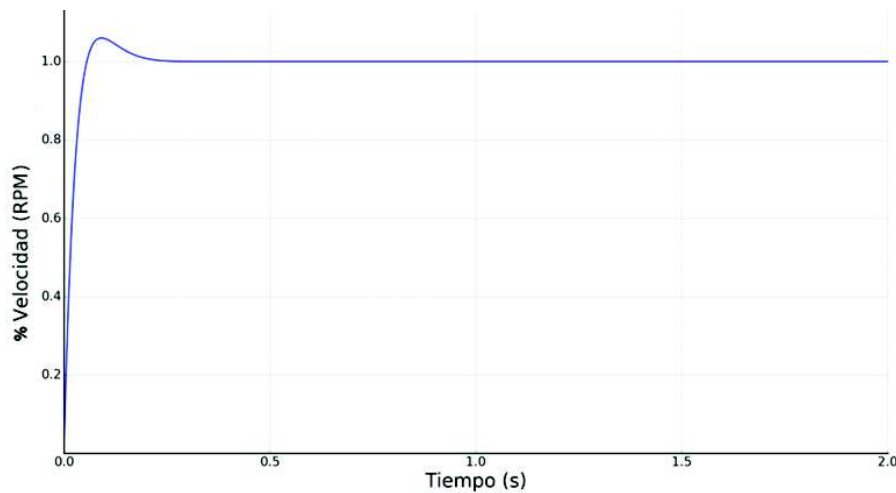


Figura 7.18: Respuesta del motor con control PI para los parámetros de segundo orden deseados

Se observa que el motor se estabiliza en el valor deseado en un tiempo aproximado a los 0,2 segundos y la sobreoscilación es cercana al 5% como se deseaba. Entonces podemos concluir que las ecuaciones que definimos son un buen punto de inicio para una sintonización más fina del controlador si así se deseara.

Es posible correr múltiples simulaciones variando los parámetros de diseño (tiempo de asentamiento y sobreoscilación máxima) para evaluar el impacto que tienen en la respuesta del motor y así se ha realizado obteniendo la gráfica de la Figura 7.19:

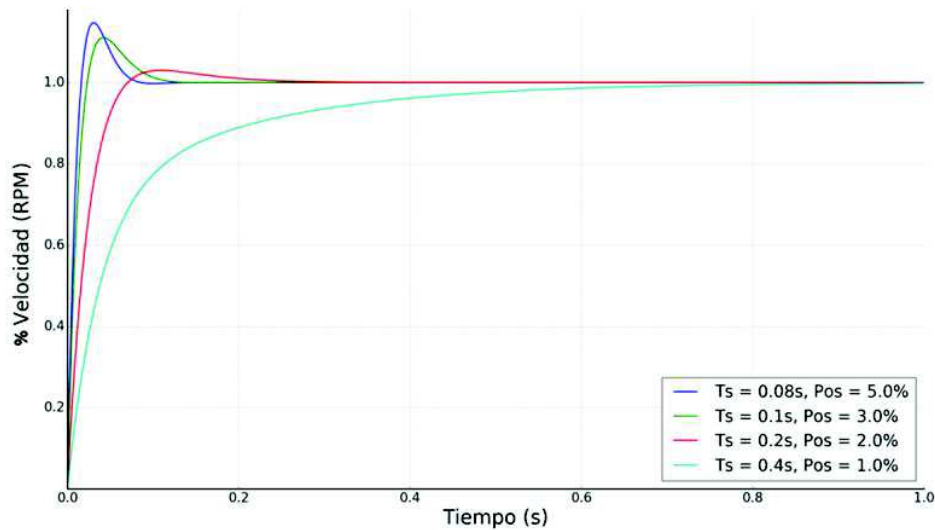


Figura 7.19: Respuesta del motor con control PI a distintas variaciones de parámetros de diseño

Se aprecia en la Figura 7.19 que la respuesta del sistema se ajusta decentemente a nuestra especificación.

Sin embargo hay que considerar que aunque parezca que podemos definir el tiempo de respuesta T_s tan pequeño como deseemos, para que el motor responda de la manera deseada el voltaje de entrada aumenta y puede superar el voltaje máximo especificado del motor dañándolo. Por ello es necesario observar que voltajes se obtienen para las distintas respuestas. Tal y como se aprecia en la Figura 7.20 a continuación, se observan voltajes de entrada superiores a los 40 V con lo cual no es posible implementar esos modelos a efectos prácticos.

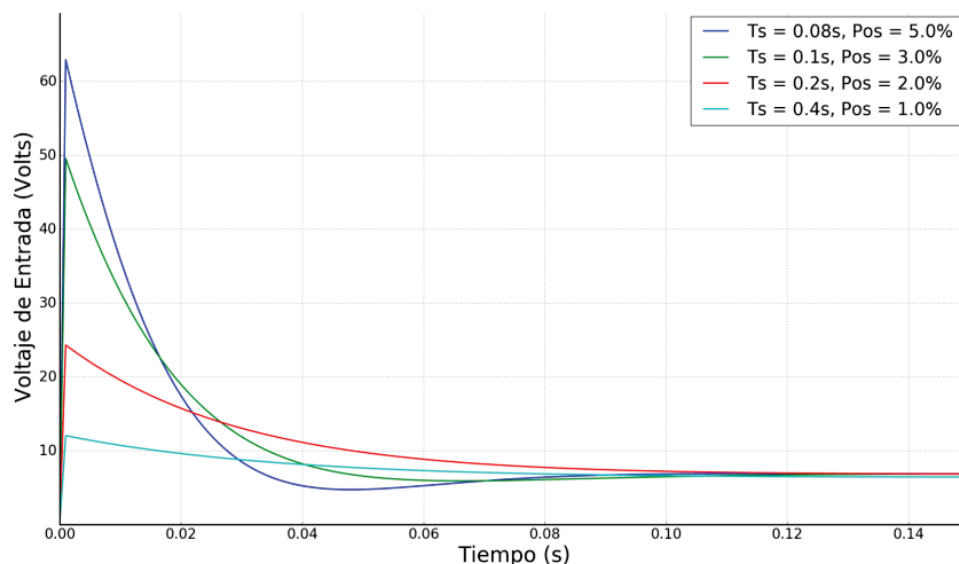


Figura 7.20: Voltaje de alimentación del motor por el control PI frente a distintas variaciones de parámetros de diseño

En conclusión, esta es la importancia del diseño de “prueba y error” basada en distintos parámetros ya que si se hubiera intentado implementar esos valores se habría dañado el motor pero con simulaciones es posible darse cuenta que no podemos obtener un desempeño tan agresivo por parte del motor sin exceder las capacidades físicas de este. Podemos entonces decidir un compromiso entre rendimiento y longevidad del equipo electrónico y mecánico.

Para concluir, cabe remarcar que se ha realizado una estimación del voltaje de entrada pero la **corriente para obtener el desempeño deseado** también es importante ya que el motor también tiene una **especificación de corriente máxima** y el circuito de potencia diseñado debe ser capaz de proveer la corriente necesaria para obtener el funcionamiento esperado del motor. Sin embargo ya que en este caso la corriente máxima del motor es de $50 A$ y la corriente máxima del controlador es de $20 A$, no es posible dañar el motor superando las especificaciones pero si es posible que no se obtenga una respuesta como la esperada.

7.9 Sistema de Gestión de la Batería (BMS)

Uno de los objetivos del BMS es realizar mediciones de intensidad de corriente y con esto realizar el cálculo del SoC o nivel de carga, así como la potencia requerida por el sistema además de no permitir descargas profundas que puedan dañar el sistema y realizar el corte energético en caso de condiciones de funcionamiento anómalas.

Como se explicó en el Apartado “7.5 Sensor de corriente adoptado” se empleará un sensor ACS712 de hasta -50 o $+50$ amperios para medir la corriente que la batería proporciona al sistema. Mediante este sensor se implementará en el microcontrolador una **interrupción de protección en caso de sobrecorriente** para valores superiores a los $15A$ que pueden dañar el inversor trifásico utilizado. La función de este algoritmo es mantener siempre un límite de seguridad estableciendo un límite para la amplitud de la señal PWM ya que en caso de sobrepasar los $15A$ de corriente no se siga demandando mayor energía al sistema; así como por otro lado este algoritmo se encarga de apagar el sistema en caso de por ejemplo una cuesta insuperable en la cual se produce un sobrecalentamiento del motor que conlleva una sobrecorriente indeseada o en caso de avería de las baterías durante el funcionamiento.

Cuando realizamos una lectura del ACS712 obtenemos el valor de la corriente en ese instante, e integrándola en el tiempo podemos calcular la **corriente eficaz o RMS** y con esto la potencia tanto instantánea como vatio-hora.

A este resultado le restamos la amplitud del **ruido** que está presente cuando la corriente es 0. Para ello se ha de realizar una **calibración** del sensor, pues la sensibilidad se verá afectada por algo de offset en la señal. Notar que para disminuir un poco el ruido aplicamos un **filtro paso-bajo**. Este filtro puede implementarse físicamente en el circuito,

o implementarse en el código ya que su efecto es similar a realizar un promedio de 10 muestras, cosa que puede programarse en el software.

➤ *Cálculo del SoC*

Como se ha expuesto anteriormente en el Apartado “6.4.2. *Cálculo del estado de carga y salud de la batería*”, no hay una forma directa de medir el estado de carga de una batería de litio pero realizando una combinación de diversas técnicas se puede obtener una estimación bastante aproximada a la real.

Principalmente se realizará el método del Cálculo de Coulomb, también conocido como integración de la corriente, que es la técnica más común para calcular el SoC. La precisión de este método se basa principalmente en una estimación precisa del SoC inicial ya que partiendo de una capacidad inicial, que será memorizada por el controlador o estimada inicialmente por las condiciones de operación mediante el voltaje en circuito abierto, es posible realizar lecturas de la corriente entrante/saliente de la batería para integrarlas matemáticamente durante el período de uso y así conocer la capacidad en dicho momento.

Sin embargo hay pérdidas durante la carga/descarga de las baterías de litio que provocarán un error y por ende la desviación del cálculo. Por ello el SoC debe ser recalibrado de forma dinámica. Hay que remarcar que es posible conocer los coeficientes de eficiencia de la carga/descarga a partir del valor medio obtenido del testeado de varias baterías iguales. Con el fin de evitar las deficiencias del cálculo se propone un **algoritmo mejorado del cálculo de Coulomb** para estimar los parámetros SoC y SoH de las baterías que seguirá el siguiente método:

1. Cálculo del SoC inicial a partir del voltaje en circuito abierto (OCV) de la batería en reposo. La relación entre SoC y OCV es conocida a partir de las curvas de descarga que proporcionan los fabricantes de baterías de litio.
2. Recalibración dinámica de la capacidad máxima de la batería a partir de los datos de capacidad introducidos por el usuario o del SoH guardado en la memoria del controlador.
3. Monitorización de la corriente de entrada/salida de corriente para su integración según el cálculo de Coulomb y del voltaje en los terminales de la batería.
4. Estimación de la profundidad de descarga (DoD) y corrección con la eficiencia de carga y descarga para una estimación más precisa.
5. Cálculo del SoC a partir de la diferencia entre la capacidad máxima (SoH) y la profundidad de la descarga (DoD).
6. Se repiten los pasos del 3 al 5 hasta que el voltaje en terminales de la batería llegue al valor del límite inferior de seguridad que quiere decir que la batería se ha agotado y se debe recargar con lo cual se detiene el sistema.

7. Recalibración del SoH y de las eficiencias de carga/descarga a partir del último ciclo realizado y guardado de datos en la memoria para el futuro uso en el paso 2.
8. En caso de que se produzca una descarga que pueda dañar el sistema, o cuando el SoC sea inferior al 5%, se activará un zumbador como alerta sonora.

Este algoritmo está representado en el Flowchart de siguiente apartado “7.10. *Flowchart o diagrama de bloques del software*”. Se puede implementar fácilmente ya que no requiere de alta potencia de computación y el error de estimación se puede reducir al 1% conforme se realizan varios ciclos de carga/descarga ya que el SoH se va reevaluando según véase en la referencia de la *Bibliografía* [33: analog.com].

➤ *Método del Filtro Kalman*

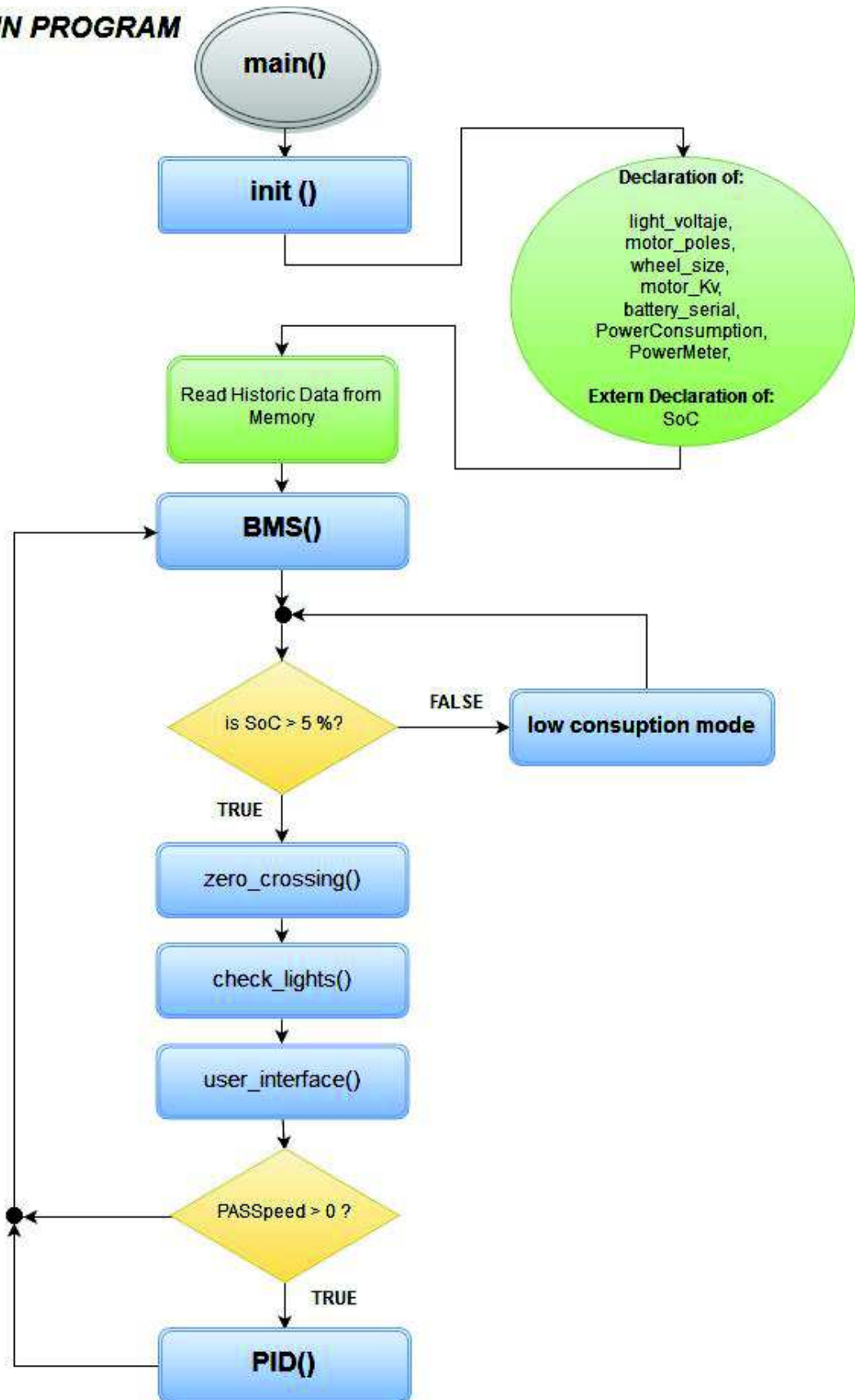
Es difícil estimar el estado de carga de la batería de litio con precisión pero existen técnicas como el uso de un filtro de Kalman que permite reducir la interferencia de ruido del sistema y mejorar la precisión de la estimación. El filtro de Kalman es un algoritmo para estimar los estados internos de cualquier sistema dinámico que emplea un mecanismo de corrección de errores para proporcionar predicciones en tiempo real. En particular, el filtro de Kalman se aplica cuando el sistema no es lineal y se necesita un paso de linealización.

Esto se aplica para nuestro caso con el problema de resolver el cálculo del SoC. Y es que sería posible obtener predicciones en tiempo real del SOC a partir de la relación no lineal entre el voltaje en circuito abierto y el cálculo de Coulomb.

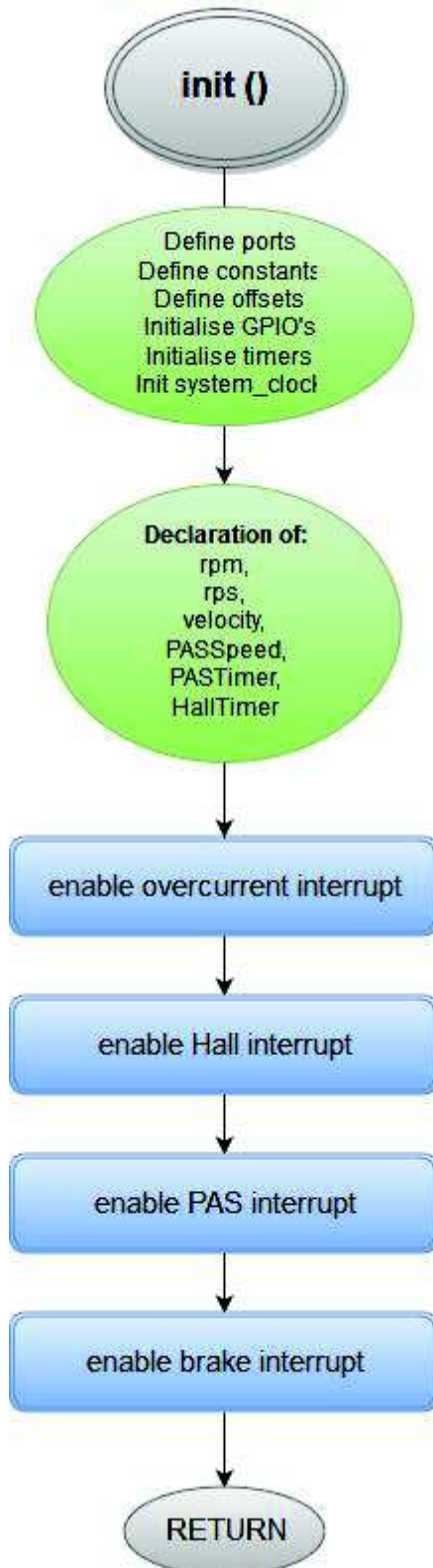
Es necesario para su implementación obtener un modelo teórico adecuado (en este caso, el modelo de Thevenin de la batería e identificar los parámetros a partir de los experimentos apropiados. Se puede ampliar para aumentar la capacidad de estimación utilizando el filtro Kalman extendido.

7.10 Flowchart o diagrama de bloques del software

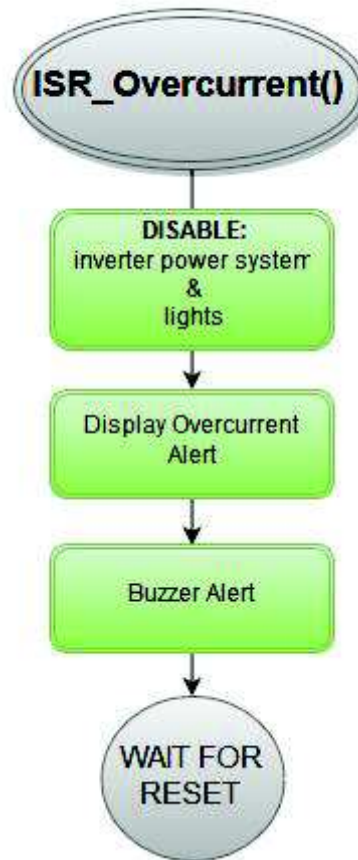
MAIN PROGRAM



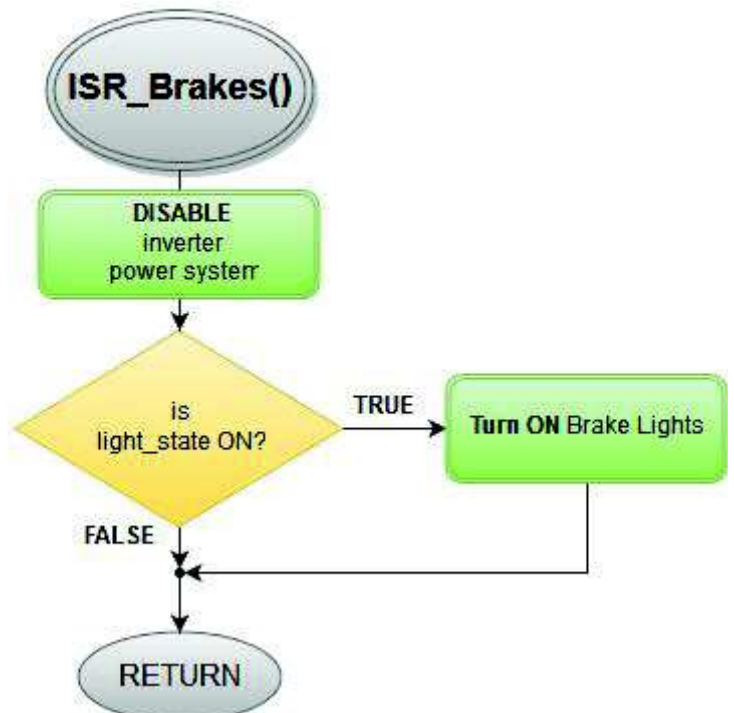
Initialization



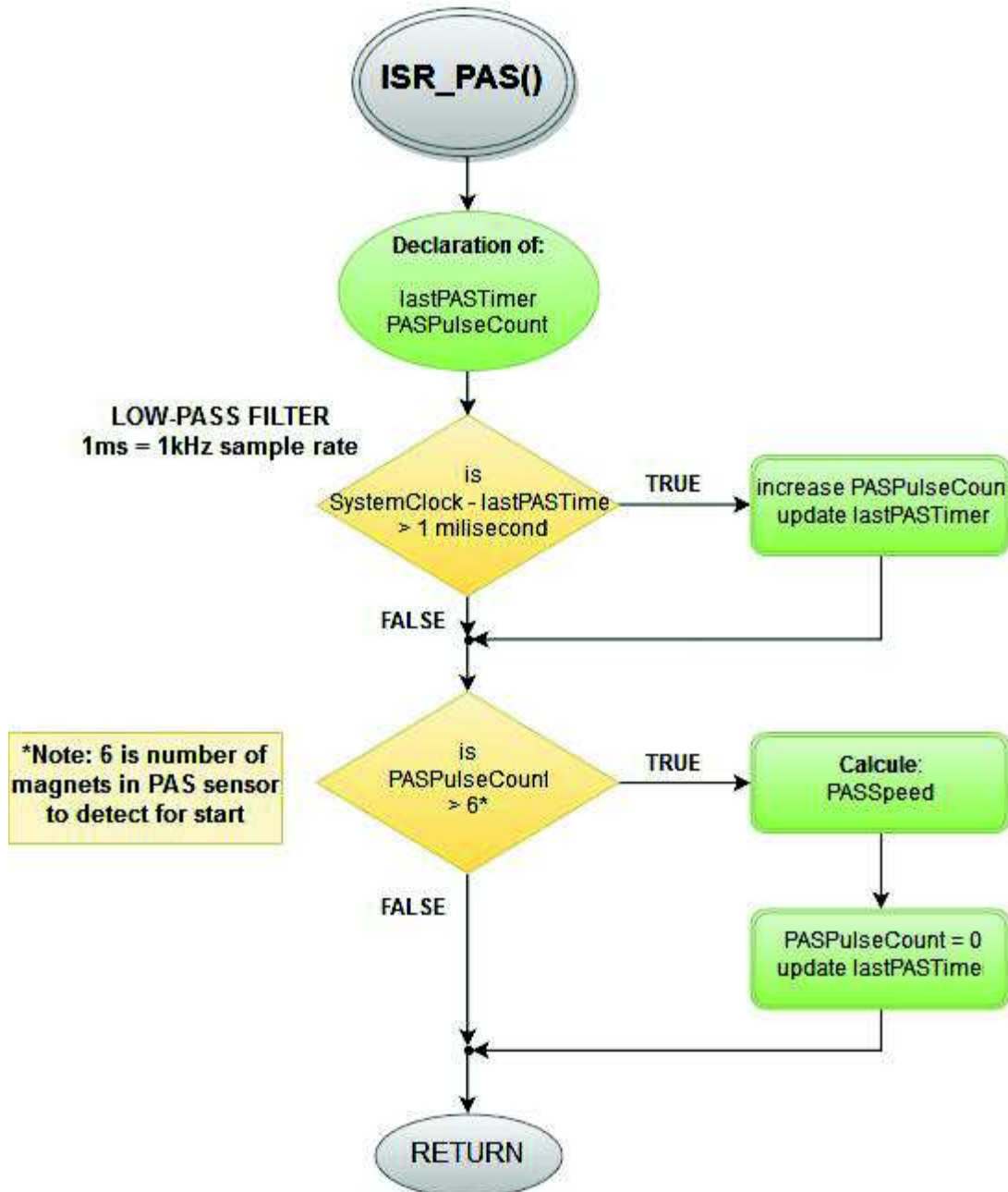
ISR_Overcurrent() interruption function



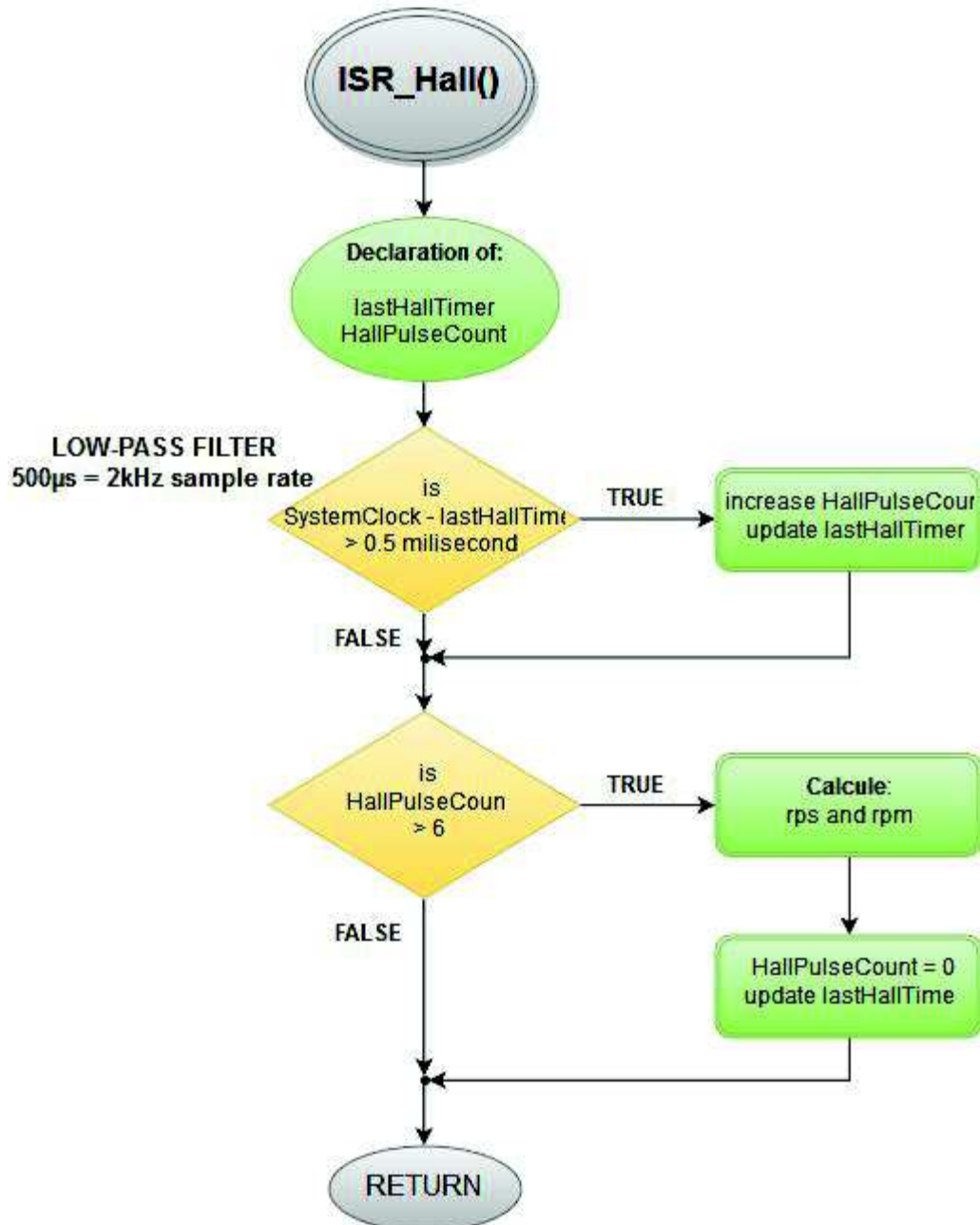
ISR_Brakes() interruption function



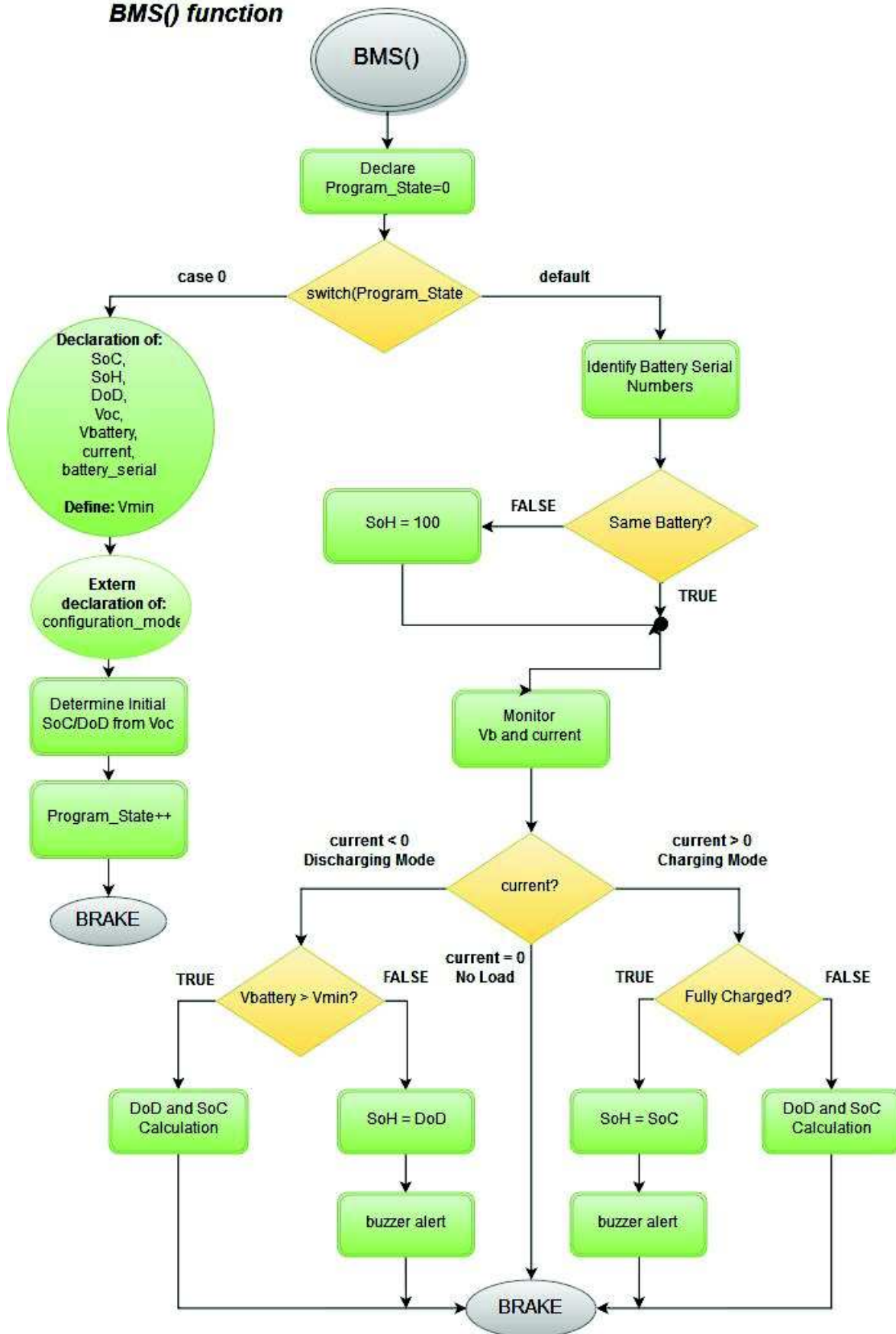
ISR_PAS() interruption function



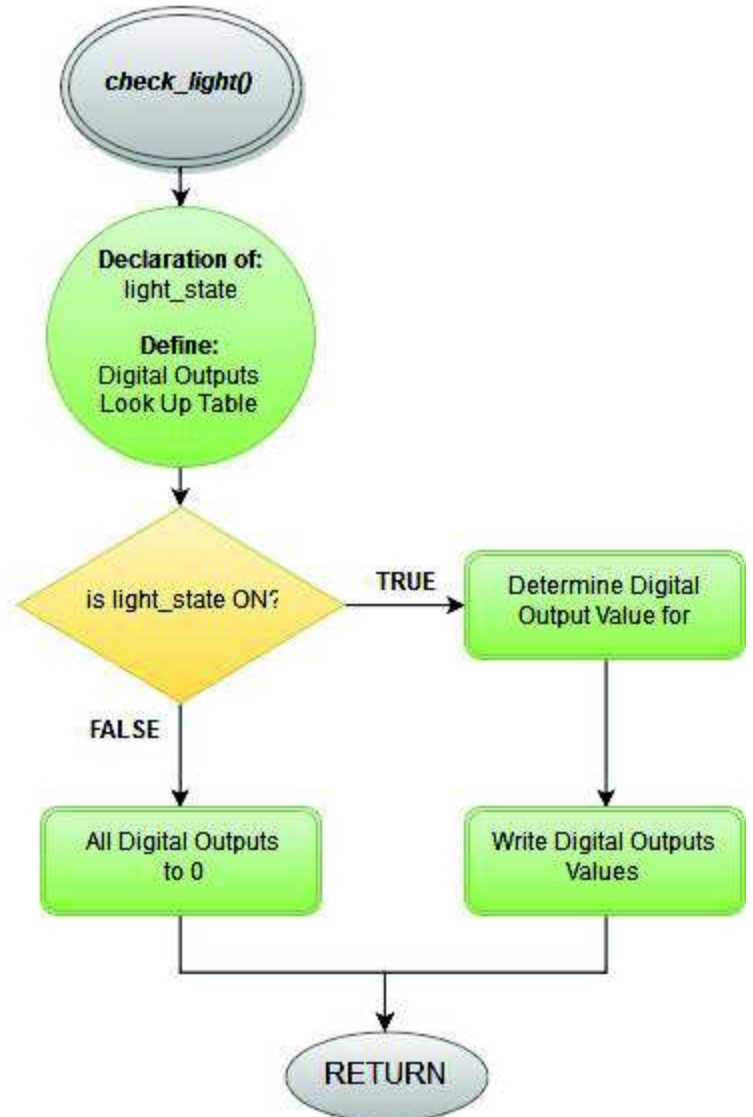
ISR_Hall() interruption function



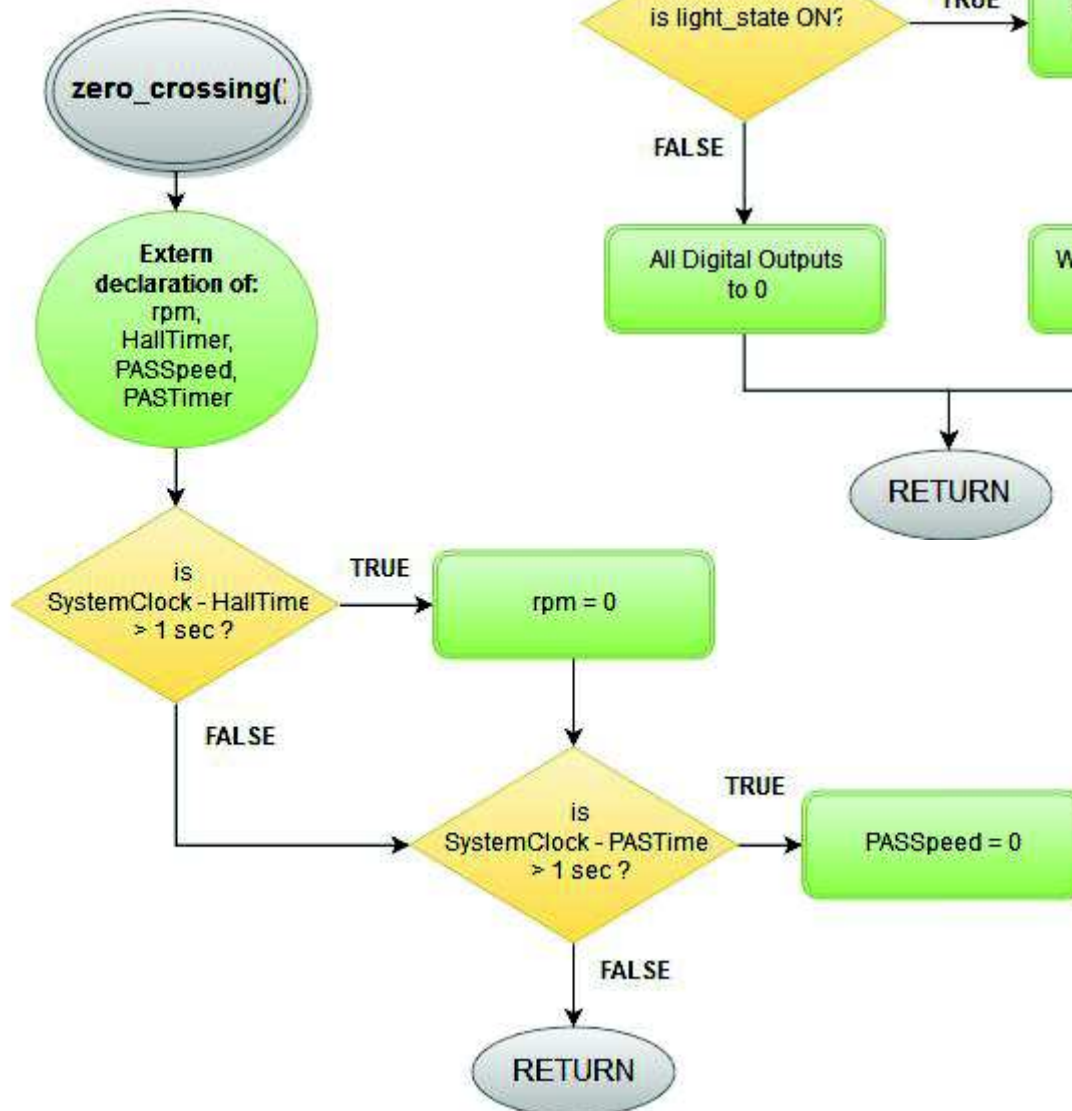
BMS() function



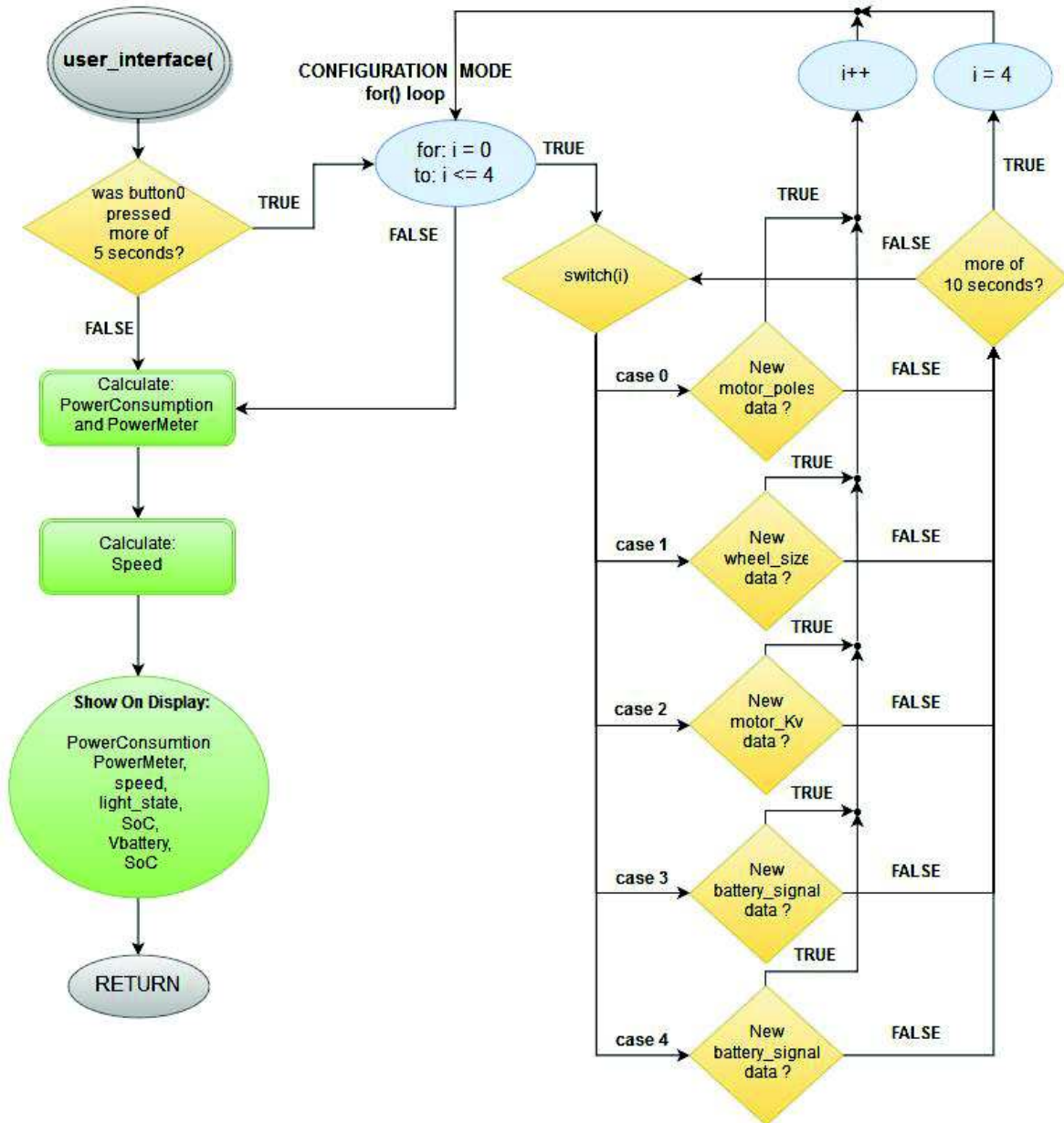
check_light() function

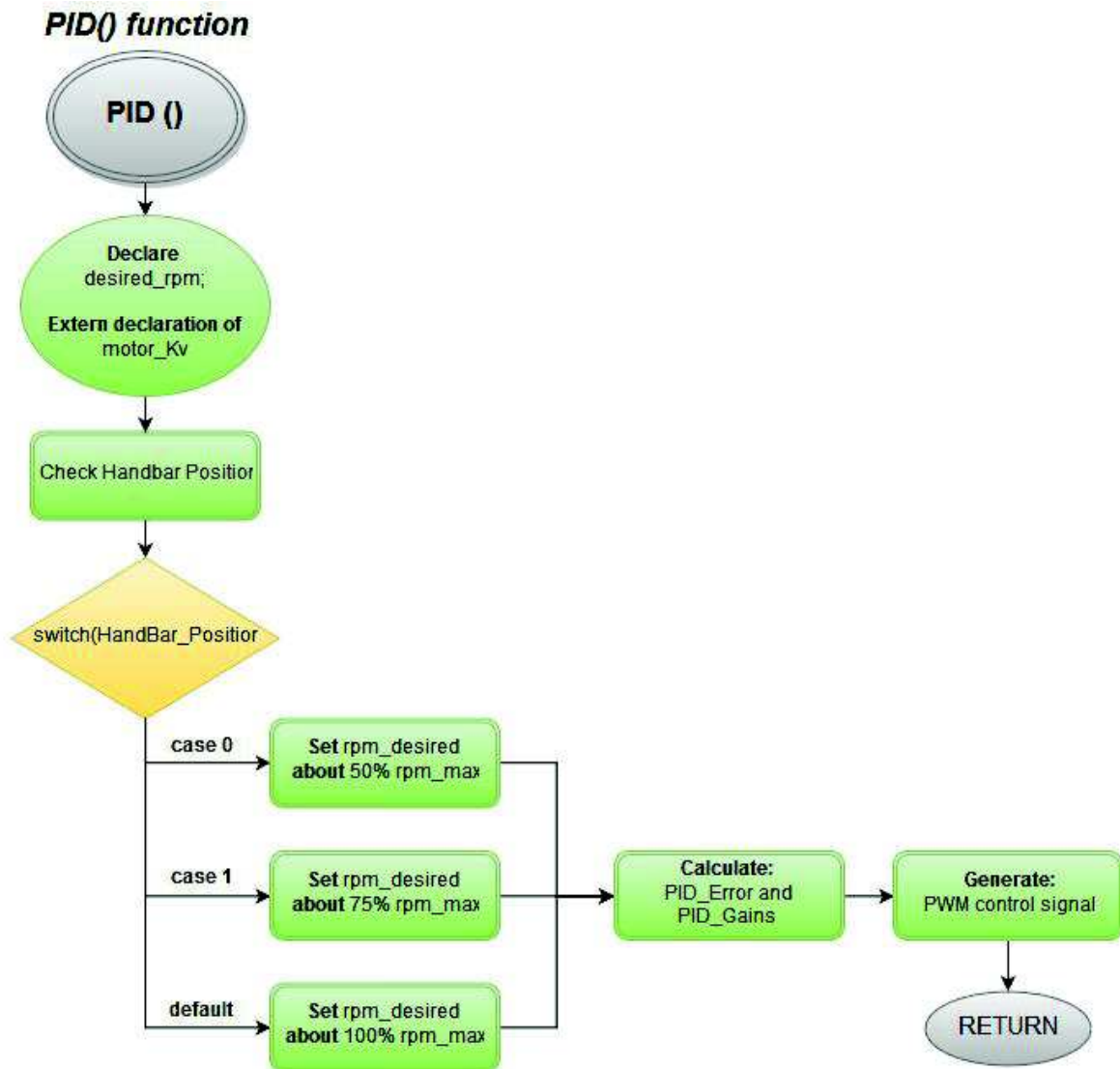


zero_crossing() function



**user_interface()
function**





8. Conclusiones

8.1 Sobre el trabajo

El objetivo detrás de la realización de este proyecto reside en proporcionar nuevas formas de movilidad y transporte urbano a una sociedad que está dejando atrás los combustibles fósiles optando por energías que son más consideradas con el medio ambiente. Además sus aplicaciones no solo se enfocan en las bicis eléctricas, sino que se puede incorporar un motor eléctrico a cualquier vehículo existente hasta el momento como es un patín, un *skate* o un coche.

Personalmente he visto en otros países europeos que actualmente ya se ha optado por la adopción de estos sistemas, incluso prohibiendo los coches en las zonas urbanas así como está ocurriendo actualmente en el año 2018 en España, en ciudades como Madrid y Barcelona. Los motores eléctricos y las baterías de litio tienen un coste inferior a los motores mecánicos y los combustibles fósiles, así como una infraestructura mucho inferior, permitiendo que pequeñas comunidades o países subdesarrollados adoptar esta tecnología. Además la capacidad de generar electricidad es cada vez mayor así como en muchos países no se utilizan fuentes renovables a día de hoy desaprovechadas hasta que el cambio de la sociedad promueva su uso. Con este proyecto se pretende dar un pequeño empujoncito hacia ese horizonte.

A su vez puedo decir que existía una motivación personal para la realización de este proyecto ya que me gustan las bicicletas pero tengo problemas para circular adecuadamente en mi ciudad, o llego demasiado extasiado a encuentros formales lo cual me resultaba incómodo. Actualmente los precios de una bicicleta eléctrica convencional son superiores a los 1000€ mientras que la gama alta alcanza cifras de 10.000€ o más según sus especificaciones, con lo cual no estaba a mi alcance comprarme directamente una de estas bicicletas y por ello decidí llevar a cabo una conversión de una bicicleta convencional a eléctrica ya que resulta más económico. Existía mucha información dispersa sobre bicis eléctricas y es que en España todavía no ha tenido el auge que ya tiene en China o Estados Unidos, donde tienen bicis eléctricas de alquiler en la calle o existen comunidades de “*hot roders*”, así se hacen llamar quienes modifican bicicletas eléctricas para crear verdaderos monstruos de alta potencia, y por ello se pretendía con este trabajo unificar todo lo posible el conocimiento extranjero sobre la materia.

Al realizar este proyecto se ha obtenido un controlador cuyo precio ronda los 60-70 €, lo cual supera el precio actual de otros controladores que rondan los 50 €. Pero estos no tienen ningún tipo de interfaz usuario, no proporcionan información sobre el estado de las baterías ni sobre la velocidad del sistema, así como tampoco son configurables. Para

ello los ciclistas han de optar por dispositivos adicionales como es el “Cycle Analyst” el cual ronda los 60€. Con lo cual si consideramos que el controlador obtenido tiene todas las funciones que estos otros dos dispositivos actualmente comercializados, se ha reducido su coste total además de ganar en espacio y sencillez para el usuario.

En resumen las ventajas que han resultado de la realización de este controlador frente a otros controladores comerciales son:

1. Reducir los costes del conjunto controlador-interfaz para bici eléctrica aumentando sus posibilidades.
2. La versatilidad que permite para con un mismo controlador adoptar distintas configuraciones de motor, batería, luces o mandos de control.
3. Permite el uso de un microcontrolador para llevar a cabo técnicas de control avanzadas además de ser compatible con μ C Arduino, ARM y una amplia variedad.
4. Facilitar a los usuarios no experimentados con las bicis eléctricas a poder diseñar y montar su propio kit de conversión sin tener que usar kits de fabricación China que es lo que predomina en el mercado actualmente.

Finalmente cabe destacar que **no se ha realizado implementación del frenado regenerativo** ya que según Bibliografía [34:ecospeed.com] y otras fuentes, aunque el hecho de generar electricidad durante las frenadas cual KERS de Formula 1 suena realmente bien, finalmente no resulta práctico.

El hecho de disponer de los convertidores necesarios para la regeneración conlleva mayor consumo eléctrico (cuando no se realiza frenadas) aparte que el coste que supone la etapa de regeneración puede ser aplicado a otras mejoras como al control del motor, lo cual mejoraría la eficiencia del sistema en mayor medida. Otro problema del freno regenerativo es que genera un calor considerable durante la carga y esto estresa las baterías a disminuir sus ciclos de vida. Actualmente muchos fabricantes están dejando de incorporarlo mientras otros presumen de que consiguen un 5% de recuperación total cuando a efectos prácticos no llega al 3%.

7.2 Futuras mejoras

Hay que remarcar que han surgido limitaciones posteriores al diseño del controlador, como es (1) **la corriente máxima que este puede entregar**. Aunque al principio 20 A era un valor más que suficiente para conseguir la potencia necesaria para cumplir con los requerimientos calculados en cuanto a cinemática de la bicicleta, resulta que al realizar el control PID y la simulación de diversos parámetros no se ha podido obtener el rendimiento deseado. El torque del motor se ha visto reducido a la mitad, con lo cual la aceleración de la bicicleta se ha reducido a su vez y además conlleva a que la etapa de

potencia esté trabajando continuamente al límite de su capacidad la mayoría del tiempo lo cual supone reducir el tiempo de vida útil del controlador en conjunto.

Esto se puede observar comparando las gráficas de las características eléctricas del motor de las Figuras 7.1 y 7.2 con la gráfica ahora mostrada en la figura 7.21:

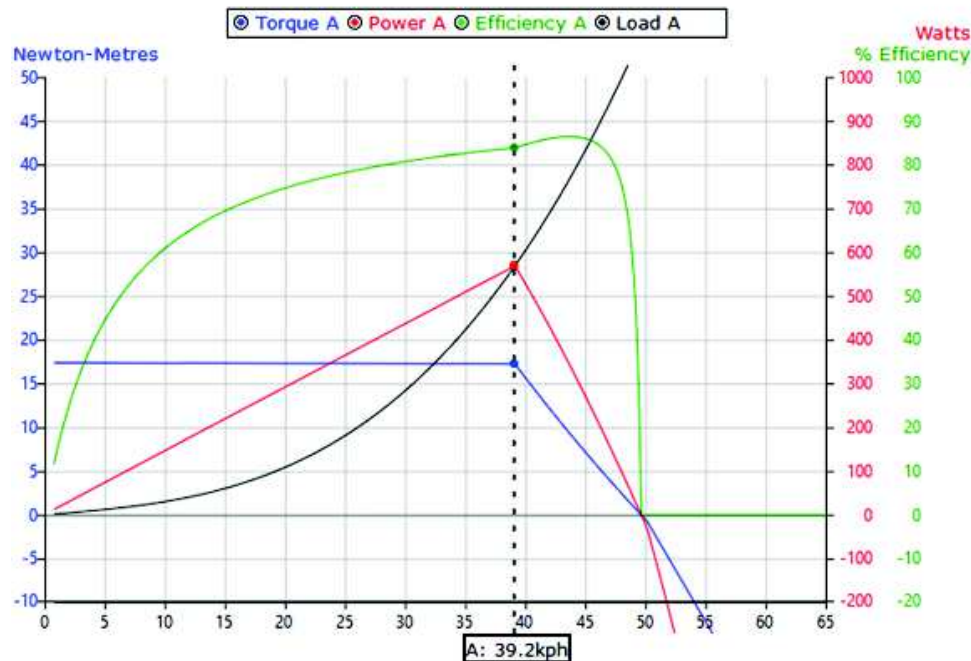


Figura 7.21: Gráfico de las características eléctricas del motor en su rango de operación para 20A máximo según sus especificaciones. Fuente: ebikes.ca

La diferencia reside en que la curva de torque representada en azul, ha pasado a ser una línea recta pues la etapa de potencia se encuentra en saturación y no puede entregar toda la corriente demandada por el motor para acelerar lo cual conlleva aumentar el tiempo de establecimiento por encima de lo deseado. Por otra parte esto conlleva aceleraciones más suaves desde la perspectiva del conductor, con lo cual aumenta la seguridad de este.

Por otra parte, (2) se ha aplicado la técnica control más sencilla pero a la vez la más ineficiente, en un sistema donde la fuente es una batería esto conlleva disminuir la autonomía lo cual es un aspecto muy negativo. Sin embargo no existían más posibilidades dentro de los sistemas típicos de kits eléctricos para bicicletas, que son los más comercializados por su bajo coste.

Esto se debe a que el control trapezoidal, el método aplicado, realizar una conmutación *six-step* posicionando el rotor en cada uno de los 6 ángulos distintos que conforma el giro. El resultado de la suma vectorial de las corrientes que circulan por las bobinas sólo puede apuntar a 6 direcciones discretas con lo cual se produce una desalineación entre éstas y la posición real del rotor. En el peor de los casos esta desalineación puede llegar a

ser de 30 grados, lo cual genera un rizado en el par del motor de aproximadamente el 15%, el cual dificulta el control de motores brushless ocasionando desgaste mecánico, vibraciones o ruido audible reduciendo las prestaciones y el tiempo de vida del motor. No obstante gracias a su fácil implementación, esta técnica es muy utilizada en aplicaciones de bajo coste.

Para poder llevar a cabo otras técnicas de control más complejas es necesario **(3) incluir un sistema más complejo de sensores** para realizar técnicas de control más avanzadas, como son los algoritmos de control senoidal y vectorial. Las posibilidades que se han contemplado son:

1. Incorporar transductores de fuerza basados en galgas extensiométricas en los pedales de la bicicleta para así medir la potencia humana realizada, es decir, el esfuerzo empleado por el conductor, con el fin de controlar la potencia entregada por el motor para conseguir una asistencia cómoda para el usuario.
2. El uso de encoders dentro de la construcción del motor o un encoder óptico montado sobre la rueda, de tal forma que se pueda conocer la posición angular del motor para aplicar una técnica de control senoidal.
3. Incorporar otro sensor de corriente solo para las fases del motor para así realizar el control en bucle cerrado de la corriente (por tanto, del torque) y poder implementar un control en cascada de la velocidad y el torque al mismo tiempo. A su vez el uso de este sensor permite realizar una técnica de control vectorial que es la más eficiente.

Para concluir uno de los aspectos más destacables para futuras mejoras es el de **(4) desarrollar una aplicación para Android e iOS** que realice las funciones de interfaz del controlador. Ya que existen multitud de soportes para incorporar un smartphone en la bicicleta pensados para usar el GPS, es posible integrar en la aplicación las librerías de Google Maps que actualmente (2018) ya recopilan datos sobre trayectos para bicicletas así como mejores vías de circulación, tráfico, etc. Utilizando *React Native* se puede implementar una app nativa para smartphone usando *JavaScript* y *React* así como han realizado Facebook e Instagram.

9. Bibliografía

- [1] Wikipedia, “**Motor de corriente continua**”.
https://es.wikipedia.org/wiki/Motor_de_corriente_continua. Abril 2016
- [2] Wikipedia, “**Motor de corriente alterna**”.
https://es.wikipedia.org/wiki/Motor_de_corriente_alterna. Abril 2016
- [3] eHow En Español, “**Diferencias motores eléctricos CC y CA**”.
www.ehowenespanol.com/diferencias-motores-electricos-cc-lista_100866/. Abril 2016
- [4] Foro coches eléctricos, “**Inducción Versus DC Brushless Motors**” traducción al español. <http://forococheselectricos.com/2014/03/motores-electricos-de-induccion-vs-motores-de-corriente-continua.html>. Abril 2016
- [5] biobike.es, “**Mejores motores para bicicleta eléctrica**”
<http://biobike.es/tienda/los-mejores-motores-para-bicicleta-electrica-actualizado-2016>
Abril 2016
- [6] enbicielectrica.com, “**Motores: rueda delantera vs rueda trasera**”
<http://www.enbicielectrica.com/t12-motores-en-la-rueda-delantera-vs-la-rueda-trasera>.
Abril 2016
- [7] electricbike.com, “**Batería de fabricación casera 18650**”, (Inglés)
<https://www.electricbike.com/home-built-battery-18650s/> Junio 2016
- [8] youtube.com, “**Video tutorial fabricación casera de baterías 18650 en Madrid**”
https://www.youtube.com/watch?v=5L9hOVG_0RQ Junio 2016
- [9] electricbike.com, “**Brazos de torque**”, (Inglés)
<https://www.electricbike.com/torque-arm/> Julio 2016
- [10] ebikes.ca, “**Información sobre los brazos de torsión**”, (Inglés)
<http://www.ebikes.ca/product-info/torque-arms.html> Julio 2016
- [11] endless-sphere.com, “**Experimentos de Fallos en Horquillas**”, (Inglés)
<https://endless-sphere.com/forums/viewtopic.php?f=2&t=14195> Julio 2016
- [12] electricbike.com, “**Crystalte Hub Motor Review**”, (Inglés)
<https://www.electricbike.com/crystalte-hub-motor/> Diciembre 2016
- [13] crystalte.com, “**Crystalte Motors Datasheet**”, (Inglés)



<http://www.crystalte.com/> , Diciembre 2016

[14] digikey.com, “**Introducción al control del motor CC sin escobillas**”, (Inglés)
<http://www.digikey.com/es/articles/techzone/2013/mar/an-introduction-to-brushless-dc-motor-control>, Julio 2016

[15] fisicalab.com, “**Rozamiento o fricción**”
<https://www.fisicalab.com/apartado/rozamiento#contenidos> Septiembre 2016

[16] e-ciencia.com, “**Física en una bicicleta**”
<http://e-ciencia.com/blog/curandroidaidades/fisica-en-una-bicicleta/> Septiembre 2016

[17] José Sánchez Real, “**La física de la bicicleta**”, 1ª ed., Universidad Politécnica de Valencia (1984)

[18] Di prampero et al., 2000; Debraux, Grappe, Manolova, & Bertucci, 2011, “**Sports Biomechanics**”,
http://www.carlocapelli.it/ftp/didattica/mds/ciclismo/debraux_et_al_2011.pdf
Septiembre 2016

[19] elmundo.es, “**Las tallas del hombre español medio**”, estudio antropométrico elaborado por el Instituto de Biomecánica de Valencia (IBV)
<http://www.elmundo.es/comunidad-valenciana/2015/03/12/550180c422601d61128b456c.html> Septiembre 2016

[20] electricbikesimulator.com, “**Simulador de parámetros de conducción para una bici eléctrica**”
<http://www.electricbikesimulator.com/> Agosto 2017

[21] blogs UPV, “**Guía iniciación STM32F4 discovery**”
<http://armcortexm.blogs.upv.es/> Septiembre 2016

[22] ST electronics, “**Manual usuario STM32F4discovery**”, (Inglés)
http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/user_manual/70/fe/4a/3f/e7/e1/4f/7d/DM00039084.pdf/files/DM00039084.pdf/jcr:content/translations/en.DM00039084.pdf Septiembre 2016

[23] Trabajo Final de Grado de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Colombia, “**DISEÑO DE CONTROL ROBUSTO DE VELOCIDAD DE MOTORES BRUSHLESS PARA ROBÓTICA AEREA**”
<http://www.bdigital.unal.edu.co/1896/1/jorgemariocottecorredor.2010.pdf> Agosto 2017

[24] Hackaday.io, “**BLDC motor and controller theory**”, (Inglés)
<https://hackaday.io/project/3176-gator-quad/log/11053-bldc-motor-and-controller-theory> Agosto 2017

- [25] Neoteo.com, “**¿IGBT o MOSFET? – Electrónica de Potencia**”,
<http://www.neoteo.com/igbt-mosfet-electronica-de-potencia/> Agosto 2017
- [26] www.st.com, **L6386E DATASHEET – High voltaje high and low-side driver**”, (Inglés)
<http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/9b/1a/c6/da/90/19/4a/03/CD00173126.pdf/files/CD00173126.pdf/jcr:content/translations/en.CD00173126.pdf> Agosto 2017
- [27] www.ti.com, **DRV83x2 DATASHEET – Three-Phase PWM Motor Driver**”, (Inglés)
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/drv8332.pdf> Agosto 2017
- [28] erlerobotics.gitbooks.io, “**Baterías LiPo**”, <https://erlerobotics.gitbooks.io/erlerobotics-erle-copter/es/safety/lipo.html> Agosto 2017
- [29] www.arrow.com, “**¿Con o sin escobillas? ¿Qué motor de CC debería elegir?**”,
<https://www.arrow.com/es-mx/research-and-events/articles/which-dc-motor-is-best-for-your-application> Agosto 2017
- [30] www.unicauca.edu.co, “**MODULACIÓN PWM APLICADA A INVERSORES TRIFÁSICOS DENTRO DEL ESQUEMA DE ACCIONAMIENTOS ELÉCTRICOS AC.**”,
http://www.unicauca.edu.co/ai/publicaciones/ISAShow_Diaz.pdf Agosto 2017
- [31] dspace.ups.edu.ec, “**ANÁLISIS DE LAS TÉCNICAS MODERNAS DE MODULACIÓN APLICADAS A LOS SISTEMAS CD/CA**”,
<https://dspace.ups.edu.ec/bitstream/123456789/3280/1/UPS-CT002536.pdf> Agosto 2017
- [32] <https://elrobotista.com>, “**Modelado de un Motor de Corriente Directa**”,
<https://elrobotista.com/modelado/> Agosto 2018
- [33] <http://www.analog.com>, “**A Closer Look at State of Charge (SOC) and State of Health (SOH) Estimation Techniques for Batteries**”, (Inglés)
<http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/technical-articles/A-Closer-Look-at-State-Of-Charge-and-State-Health-Estimation-Techniques-....pdf> Agosto 2018
- [34] www.ecospeed.com, “**Is Regenerative Braking Useful on an Electric Bicycle?**”, (Inglés) <http://www.ecospeed.com/regenbraking.pdf> Agosto 2018
- [35] www.mincotur.com, “**DIRECTIVA 2002/24/CE DEL PARLAMENTO EUROPEO Y DEL CONSEJO**”,
http://www.mincotur.gob.es/industria/GIAVEH/DirectivasMarco/Directiva2002_24.pdf Septiembre 2018



Titulación:

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

Alumno:

Iván Navalón Posadas

Título TFG:

Diseño y programación de un sistema de control basado en microcontrolador para asistencia al pedaleo de una bicicleta eléctrica.

Director del TFG:

Ángel Francisco Perles Ivars

Convocatoria de entrega de TFG:

Septiembre 2018

Contenido de este escrito:

MEMORIA



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

DISEÑO Y PROGRAMACIÓN DE UN SISTEMA DE CONTROL BASADO EN MICROCONTROLADOR PARA EL MOTOR DE UNA BICICLETA ELÉCTRICA

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

II – Esquema eléctrico

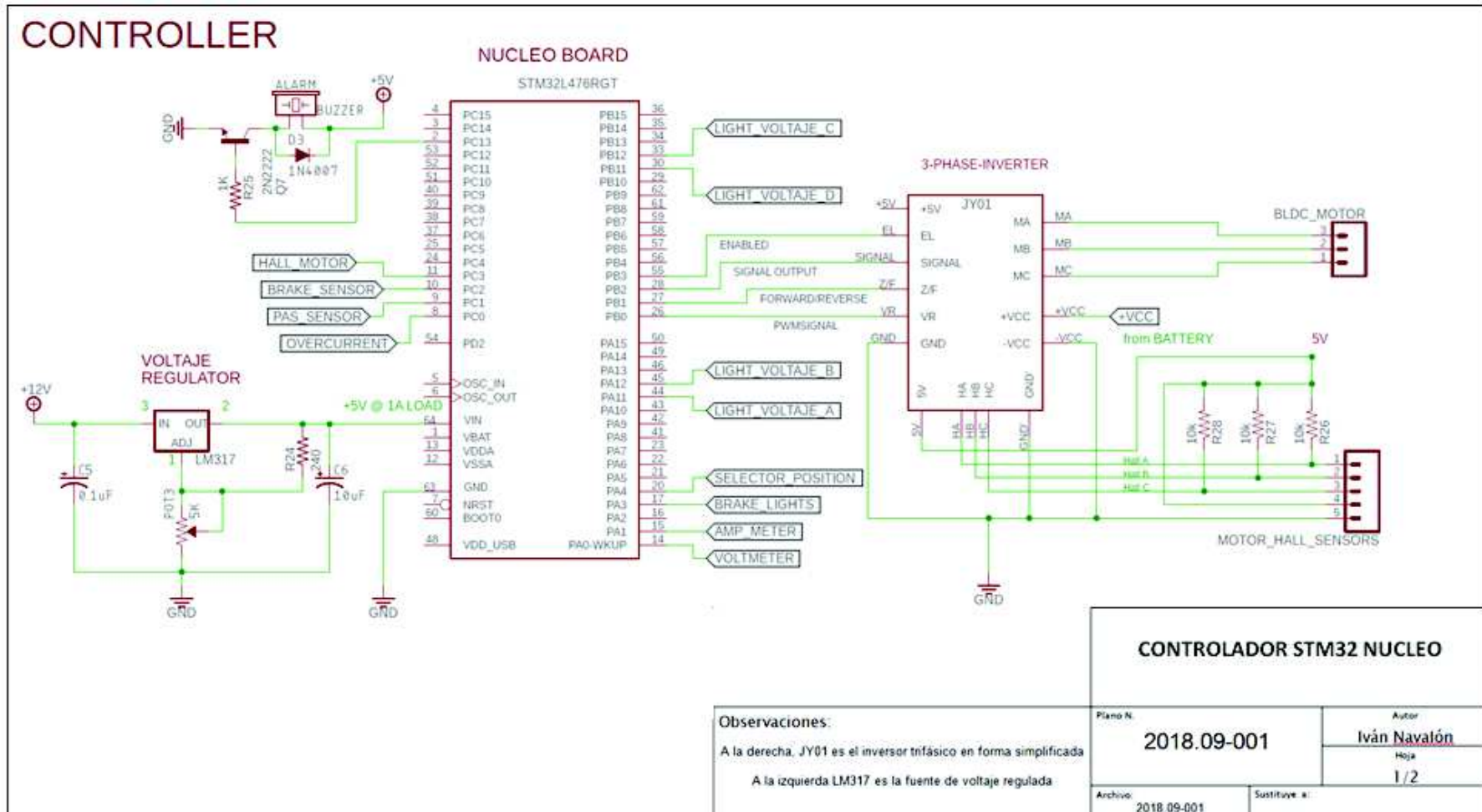
Autor: D. Iván Navalón Posadas

Tutor: D. Ángel F. Perles Ivars

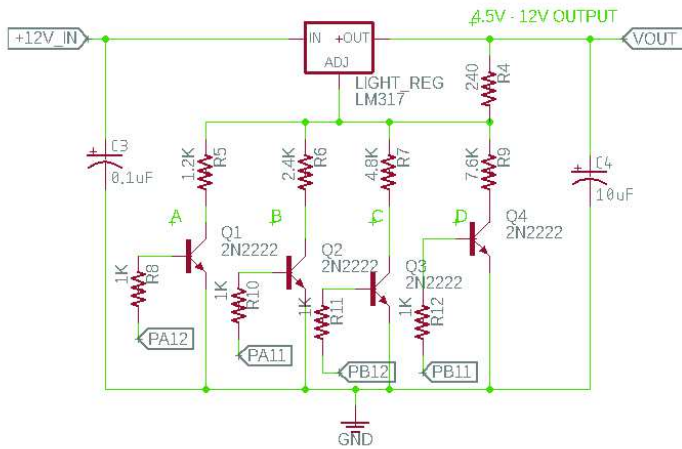
Cotutor: D. Carlos Sánchez Díaz

Valencia, Septiembre de 2018

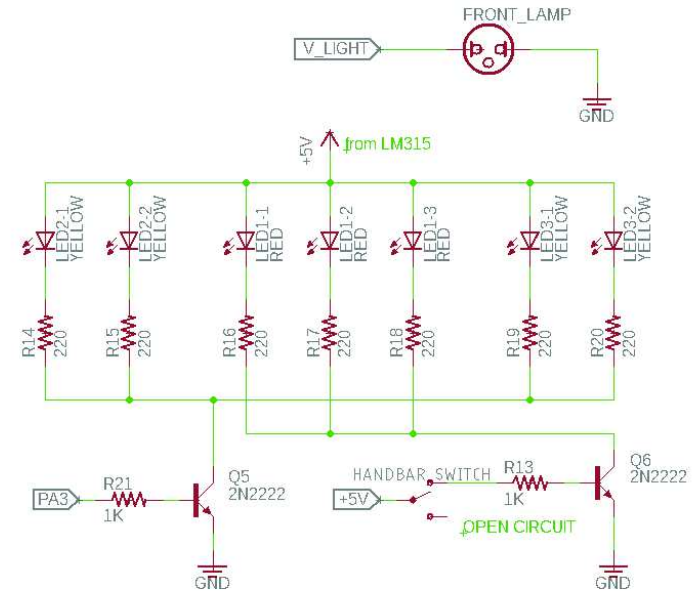
II - ESQUEMA ELÉCTRICO



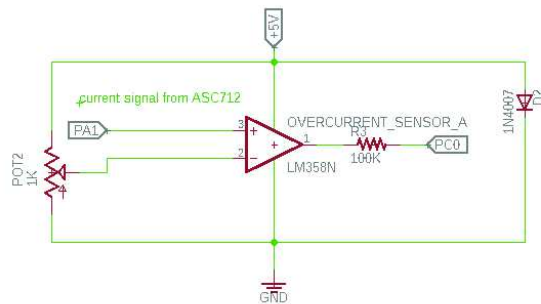
DIGITALLY SELECTED VOLTAGE REGULATOR



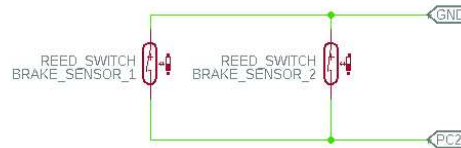
REAR AND FRONT LIGHTS



OVERCURRENT SENSOR



BRAKE SENSORS

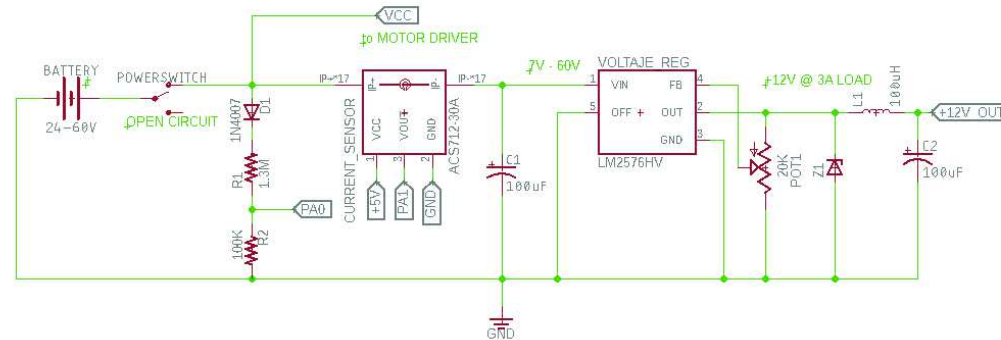


CONTROLADOR STM32 NUCLEO

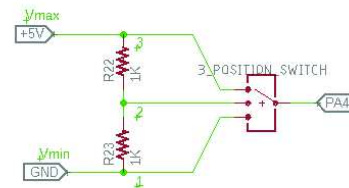
Observaciones:
Componentes y sensores del controlador

Plano N:	2018.09-001	Autor	Iván Navalón
Archivo:	2018.09-001	Hoja	2/2
		Sustituye a:	

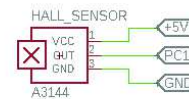
BATTERY



3 POSITION SELECTOR



PAS_SENSOR



COMPONENTES EXTERNOS

Observaciones:

Componentes y otros sensores referentes a la batería, el motor e interruptores del manillar

Plano N.

2018.09-003

Autor

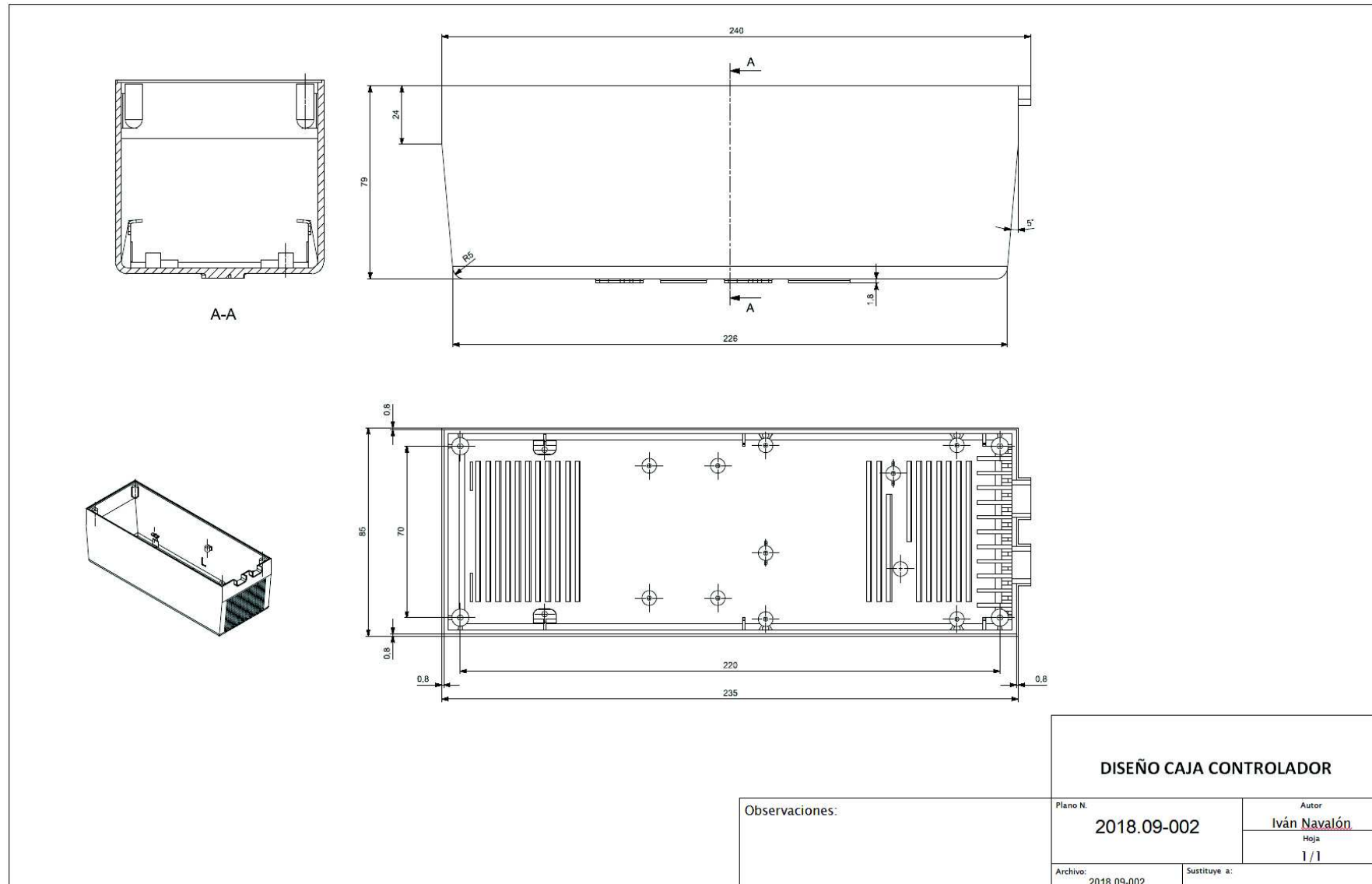
Iván Navalón

Hoja

1 / 1

Archivo:
2018.09-003

Sustituye a:





UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

DISEÑO Y PROGRAMACIÓN DE UN SISTEMA DE CONTROL BASADO EN MICROCONTROLADOR PARA EL MOTOR DE UNA BICICLETA ELÉCTRICA

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

III – Cálculos térmicos

Autor: D. Iván Navalón Posadas

Tutor: D. Ángel F. Perles Ivars

Cotutor: D. Carlos Sánchez Díaz

Valencia, Septiembre de 2018

III - CÁLCULOS TÉRMICOS

A continuación se expone en este apartado los cálculos necesarios para dimensionar un radiador de aluminio para disipar el calor generado en los MOSFETs del inversor trifásico. Para ello en primer lugar es necesario obtener la hoja de datos del fabricante para conocer los datos térmicos sobre el transistor MOSFET NCE6990, la cual se ha obtenido de la página web del fabricante NCE POWER y se ha incluido al final de este apéndice.

A partir de la hoja de características del transistor se extraen los siguientes datos mostrados en la Tabla 1:

VALORES MÁXIMOS ABSOLUTOS ($T_c = 25^\circ$)

I_D	90 A
$I_{D(100^\circ)}$	62 A
P_D	160 W
T_J/T_{STG}	-55 to 175°
$R_{DS(ON)}$	6'2 mΩ (7'2m Ω Máx)
$R_{\theta JO}$	0'9°C/W

Tabla 1. Valores máximos absolutos para el transistor MOSFET NCE6990 obtenidos a partir de la hoja de especificaciones del fabricante

Se va a suponer un valor de $R_{\theta JA} = 60^\circ C/W$ pues es el valor normalizado para el encapsulado TO-220. Así pues, la potencia máxima disipable por el encapsulado se calcula a partir de la siguiente ecuación:

$$P_{DMÁX(80\%)} = \frac{0'8 \cdot T_J \text{ máx} - T_{AMB}}{R_{\theta JA}} = \frac{140 - 50}{60} = 1'5 W$$

Nótese que 0,8 es el criterio considerado para el margen de seguridad, situado en un 80% de la potencia máxima.

Siendo la potencia disipada por un semiconductor la suma de sus intervalos de conducción y transitorios:

$$P_{D(TOTAL)} = P_{D(ON)} + P_{D(SWITCH-ON)} + P_{D(SWITCH-OFF)}$$

$$P_{D(ON)} = \delta \cdot I_{DC} \cdot R_{DS(ON)} \quad (1)$$

δ se considera de valor unitario $1 = 100\%$, que será el caso más desfavorable térmicamente.

I_{DC} es la corriente máxima del inversor trifásico cuyo valor es de 15 A, despreciando la corriente máxima de descarga de la batería pues es muy superior ya que las baterías de Litio en este caso, tienen una tasa de descarga máxima muy alta. Para las baterías utilizadas en este proyecto la tasa de descarga máxima es 30 veces el valor de su capacidad, representado como 30C.

(1) Por tanto para calcular la potencia disipada en el intervalo de conducción $P_{D(ON)}$ es necesario conocer el valor exacto de $R_{DS(ON)}$ ya que no tiene un valor fijo pues se ha indicado que puede aumentar hasta otro valor máximo. Así pues se observa en el datasheet la tabla " $R_{DS(ON)} VS T_J \text{ temperature}$ " con lo cual se obtiene un factor de escalamiento de la resistencia que se puede expresar mediante la ecuación:

$$\text{Para } T_J = 175^\circ\text{C} \rightarrow R'_{DS(ON)} = 2'1 \cdot R_{DS(ON)}$$

Por tanto se calcula el valor real de la resistencia para la temperatura máxima de $T_J = 175^\circ\text{C}$ resultando de:

$$R'_{DS(ON)} = 2'1 \cdot 7'2 \text{ m}\Omega = 15'2 \text{ m}\Omega$$

Una vez conocido el valor de la resistencia se puede calcular la potencia disipada durante la conducción de la ecuación (1):

$$P_{D(ON)} = 1 \cdot 15^2 \cdot 15'2 \cdot 10^{-3} = 3'42 \text{ W}$$

Este valor es para el controlador de 15 A / 700 W. Sin embargo ya que se dispone de dos modelos cuyas especificaciones se ajustan al diseño realizado, se considera también que para el controlador de 20 A / 500 W se obtendría:

$$P_{D(ON)20A} = 1 \cdot 20^2 \cdot 15 \cdot 2 \cdot 10^{-3} = 6'08 W$$

(2) Por otro lado se calcula la potencia a disipar durante las conmutaciones de la ecuación:

$$P_{D(SWITCH)} = \frac{1}{2} \cdot f \cdot V_{DC} \cdot I_{DC} \cdot 2t$$

Donde:

f : es la frecuencia de modulación PWM

V_{PC} : la tensión de la batería: 60 V máx.

I_{PC} : la corriente para el controlador de 700 W - 15 A

t : son los tiempos de subida (t_r) (*rise*, en inglés) y de bajada (t_f) (*fallen*, en inglés) . Habrá que tener en cuenta que son el doble de los tiempos especificados en el datasheets. Así pues del fabricante se obtienen los valores:

$$\begin{cases} t_r = 11ns \\ t_f = 13 ns \end{cases}$$

Vamos a considerar la frecuencia de modulación f de 10 kHz por ser la frecuencia de modulación máxima de este controlador (pues está limitado en función del *driver* disparador de puerta).

(3) Finalmente se obtiene la potencia a disipar:

$$P_{D(SWITCH_{ON})} = \frac{1}{2} \cdot 10 \text{ kHz} \cdot 60 \cdot 15 \cdot (11 \cdot 2) = 0'099W \sim 0'1 W$$

$$P_{D(SWITCH_{OFF})} = \frac{1}{2} \cdot 10 \text{ k} \cdot 60 \cdot 15 \cdot (13 \cdot 2) = 0'117 W$$

$$P_{DTOTAL} = 3'42W + 0'1 + 0'117 = 3'637 W$$

$P_{DTOTAL} > P_{DMÁX}$ ya que $3'637 W > 1'5 W$ por tanto es necesario disipador

La potencia que disipa toda la etapa de potencia será de $P_{DTOTAL} \cdot 6$, considerando que todos los transistores disipan sobre el mismo disipador:

$$P_{DINVERSOR} = 3'637 \cdot 6 = 21'82 W$$

Se calcula el disipador a partir de la resistencia térmica deseada la cual se puede obtener a partir de la ecuación:

$$R_{\theta ja} = R_{\theta JC} + R_{\theta CR} + R_{\theta ra}$$

$$R_{\theta ra} = \frac{0'8 \cdot T_{J \text{ MÁX}} - T_{AMB}}{P_{D \text{ INVERSOR}}} - R_{\theta JC} - R_{\theta CR} \quad (2)$$

$R_{\theta CR}$ depende de la forma en que es montado y de la pasta térmica usada tal que:

$$R_{\theta CR} = \frac{L}{A \cdot K},$$

donde: $\left\{ \begin{array}{l} L: \text{ grosor del material (de la pasta) en metros} \\ A: \text{ superficie del MOSFET (o FETS)} \\ K: \text{ conductividad térmica de la pasta} \end{array} \right.$

Se ha escogido la pasta térmica **ARTIC MX-4** con lo cual se determinan los valores de la ecuación anterior:

$$L = 0'02 \text{ mm}$$

$$K = 8'5 \text{ W/mK}$$

Hágase notar que no se ha tenido en cuenta el coeficiente térmico del plástico aislante junto a la conductividad térmica de la pasta pero esto no afectará de forma sustancial al diseño.

Por otro lado, la superficie del MOSFET se obtiene a partir de su datasheet:

$$\text{Área} = \text{alto} \times \text{ancho} = 15'6 \cdot 10^{-3} \times 10'08 \cdot 10^{-3} = 1'5725 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$$

$$R_{\theta CR} = \frac{0'02 \cdot 10^{-3}}{(1'5725 \cdot 10^{-4}) \cdot 8'5} = 1'5 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

El valor obtenido es de una resistencia muy baja debida a que el grosor considerado para la pasta térmica, no es el grosor real de la pasta que ha sido colocada en el montaje ya que no se tiene del instrumental necesario.

A continuación se va a suponer un grosor un poco más lógico para un montaje manual por parte del usuario, siendo este de:

$$L' = 1 \text{ mm}$$

$$R_{\theta CR} = \frac{1 \cdot 10^{-3}}{(1'5725 \cdot 10^{-4}) \cdot 8'5} = 0'748 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{N}$$

Con lo cual ya se han obtenido los valores térmicos para poder calcular la resistencia térmica que requiere el disipador a partir de la ecuación (2), obteniéndose:

$$R_{\theta RA} = \frac{0'8 \cdot 175 - 50}{21'82} - 0'9 - 0'748 = 2'47 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{W}$$

(4) Finalmente se calculan las **dimensiones del radiador** deseado a partir de la resistencia térmica calculada, siendo la ecuación la anteriormente usada:

$$R_{\theta CR} = \frac{L \text{ (grosor en m)}}{\text{área (ancho \cdot alto en m)} \cdot K \text{ (W/Km)}}$$

Donde **K** es el coeficiente de conductividad térmica del material en cuestión, que para el caso del aluminio puede variar según el tipo de aleación:

$$K_{\text{aluminio}} = 237 \text{ W/Km}$$

$$K_{\text{aluminio anodizado}} = 1'62 \text{ W/Km}$$

Dado que la **conductividad térmica con el aire varía en función de la disposición del radiador y su orientación** (debido al diseño de sus aletas) vamos a considerar el peor caso de orientación para un diseño robusto que siempre mantenga las condiciones seguras de funcionamiento. El fabricante *Disipa* aconseja los coeficientes que se muestran en la Figura 1 a continuación, según distintas disposiciones del radiador.

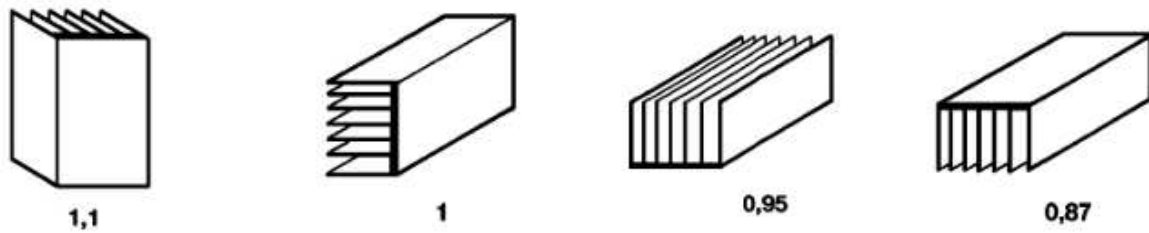


Figura 1. Coeficientes a aplicar para el factor de corrección de la resistencia térmica en función de la disposición del radiador

Se obtiene que:

$$R_{\theta RA}(\text{orientado}) = R_{\theta RA} \cdot 0'87$$

Además para asegurar la robustez del diseño y que no se calentará el disipador afectando a la caja contenedora, al final se ha optado por utilizar un margen de seguridad mayor para la potencia máxima, estableciendo este criterio en un 60%. Podría considerarse un criterio del 50% lo cual resulta más seguro y eficiente térmicamente pero con un 60% se consigue economizar en el tamaño del disipador. Por tanto sustituyendo los valores siguientes en la ecuación (2) obtenida anteriormente:

$$\text{Si } P_{D\text{TOTAL}} \sim 22\text{ W}$$

$$R_{\theta RA}(\text{orientado}) = \left(\frac{0'5 \cdot 175 - 50}{22} - 0'9 - 0'748 \right) * 0'87 = 0,741\text{ }^{\circ}\text{C/W}$$

De esta forma se ha obtenido la resistencia térmica la cual el disipador elegido no puede superar, pues en ese caso aumentaría la temperatura por encima de lo recomendado.

Se han considerado pues diferentes dimensiones posibles que respeten las dimensiones del controlador mientras no supere la resistencia térmica calculada. Además lo ideal es que el radiador sea de pequeñas dimensiones para evitar contactos indeseados con otros elementos del sistema que podrían producir un cortocircuito.

Siguiendo el criterio anterior, se escogieron las siguientes dimensiones del disipador:

70 x 55 x 14 mm (largo x ancho x alto)

Finalmente se demuestra que efectivamente cumple con los requisitos del diseño:

$$L = 70 \text{ mm}$$

$$\text{ancho} = 55 \text{ mm}$$

$$\text{alto} = 14 \text{ mm}$$

$$R'_{\theta RA} = \frac{70 \cdot 10^{-3}}{(55 \cdot 14) \cdot 10^{-6} \cdot 237} = 0'384 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Ya que $R'_{\theta RA} < R_{\theta RA}$ (*orientado*) \rightarrow Si que cumple con el diseño

No se dispone de la hoja de datos del fabricante para el disipador adquirido así pues se muestra a continuación una imagen de este junto a sus dimensiones:

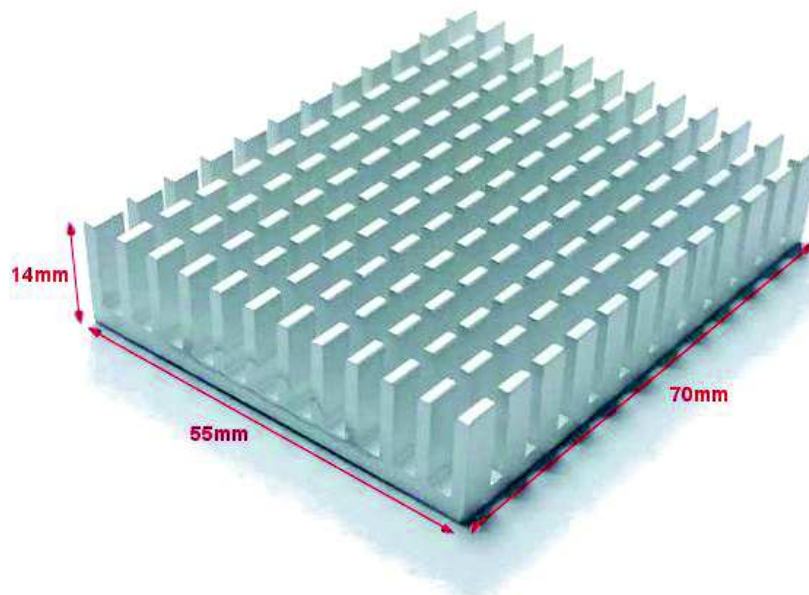


Figura 2. Disipador obtenido a partir de los cálculos térmicos realizados



<http://www.ncepower.com>

Pb Free Product

NCE6990

NCE N-Channel Enhancement Mode Power MOSFET

Description

The NCE6990 uses advanced trench technology and design to provide excellent $R_{DS(ON)}$ with low gate charge. It can be used in a wide variety of applications.

General Features

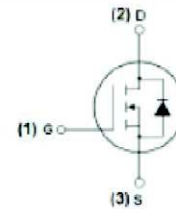
- $V_{DS} = 60V, I_D = 90A$
 $R_{DS(ON)} < 7.2m\Omega @ V_{GS} = 10V$ (Typ: 6.2m Ω)
- High density cell design for ultra low R_{dson}
- Fully characterized avalanche voltage and current
- Good stability and uniformity with high E_{AS}
- Excellent package for good heat dissipation
- Special process technology for high ESD capability

Application

- Power switching application
- Hard switched and high frequency circuits
- Uninterruptible power supply

100% UIS TESTED!

100% ΔV_{ds} TESTED!



Schematic diagram



Marking and pin assignment



TO-220-3L top view

Package Marking and Ordering Information

Device Marking	Device	Device Package	Reel Size	Tape width	Quantity
NCE6990	NCE6990	TO-220	-	-	-

Absolute Maximum Ratings ($T_C = 25^\circ C$ unless otherwise noted)

Parameter	Symbol	Limit	Unit
Drain-Source Voltage	V_{DS}	60	V
Gate-Source Voltage	V_{GS}	± 20	V
Drain Current-Continuous	I_D	90	A
Drain Current-Continuous ($T_C = 100^\circ C$)	$I_{D(100^\circ C)}$	62	A
Pulsed Drain Current	I_{DM}	310	A
Maximum Power Dissipation	P_D	160	W
Derating factor		1.1	W/ $^\circ C$
Single pulse avalanche energy ^(Note 5)	E_{AS}	450	mJ
Operating Junction and Storage Temperature Range	T_J, T_{STG}	-55 To 175	$^\circ C$



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

DISEÑO Y PROGRAMACIÓN DE UN SISTEMA DE CONTROL BASADO EN MICROCONTROLADOR PARA EL MOTOR DE UNA BICICLETA ELÉCTRICA

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

IV – Pliego de condiciones

Autor: D. Iván Navalón Posadas

Tutor: D. Ángel F. Perles Ivars

Cotutor: D. Carlos Sánchez Díaz

Valencia, Septiembre de 2018

IV - PLIEGO DE CONDICIONES

1. Definición y alcance del pliego

En el presente proyecto se realiza la implementación de un sistema de control en bucle cerrado para un motor de corriente continua sin escobillas, cuya aplicación consiste en que el motor sirva como ayuda externa en el movimiento de una bicicleta, regulando la velocidad a voluntad del usuario. A pesar del carácter académico de este proyecto, se han considerado todos los elementos necesarios para obtener una bicicleta eléctrica funcional tal y como se están realizando en los modelos comerciales ya existentes.

El objeto del trabajo está orientado a los criterios técnicos que permiten la reproducción, desarrollo o implementación del proyecto "Diseño y programación de un sistema de control basado en microcontrolador para el motor de una bicicleta eléctrica", de acuerdo con las especificaciones recogidas en este pliego.

El ámbito de aplicación de este documento es extensible a todos los elementos que forman el sistema. Las necesidades particulares y las condiciones de inicio, ya sea disponer de una bicicleta para su conversión o diseñar esta cuadro incluido, podrán suponer un cambio en determinadas condiciones donde se adopten soluciones diferentes a las propuestas siempre que su cambio no suponga problemas en el funcionamiento y cambios sustanciales en las características del sistema.

2. Condiciones y normas de carácter general

En esta sección se encuentran las condiciones y normas de Carácter General.

2.1. Instalación

Se debe comprobar que se cumplen con los debidos requisitos para la instalación del *hardware* y *software* necesario.

Para la correcta realización del proyecto se requieren conocimientos de electrónica analógica, automática básica, electrónica de potencia, diagramas eléctricos, máquinas eléctricas y matemáticas.

2.2. Seguridad

La implementación de cualquier sistema expuesto debe respetar las normas y medidas de seguridad para los laboratorios de electrónica así como en la realización de la tarea es de carácter obligatorio utilizar los elementos de protección personal indicados.



Es necesario contar con los debidos elementos de protección, fusibles y diferenciales, en los elementos de alimentación que se estén usando tales como fuentes de alimentación reguladas.

Es obligatorio respetar las normas de correcto uso y cuidado de las baterías de litio, nunca cortocircuitando los terminales teniendo precaución de nunca cortar ambos cables a la vez, así como realizar la carga de las baterías con un dispositivo adecuado tal como un balanceador LiPo.

La incorrecta implementación puede producir daños personales o materiales. Cualquier responsabilidad que se derive de la alteración, utilización bajo condiciones no controladas, o uso irresponsable, recae exclusivamente en el usuario.

2.3. Utilización

La utilización del entorno de desarrollo queda sujeto a las indicaciones de los fabricantes en las hojas de características presentes en los Anexos.

2.4. Mantenimiento

De forma previa a cada utilización y como norma general tras cada uso de la plataforma de pruebas, esta debe ser inspeccionada de forma ocular en busca de defectos de tipo mecánico. Se debe limpiar cuando lo requiera para garantizar un buen funcionamiento.

Tras cada prueba y cuando vaya a darse un periodo de inactividad debe desconectarse la alimentación que se esté usando así como desconectar el sistema de baterías antes de proceder a retirarse del sitio de trabajo.

Revisar antes de cada puesta en marcha el circuito en pruebas, en busca de fallos de conexionado o posibles obstrucciones mecánicas.

3. Condiciones particulares

3.1. Microcontrolador

Las características técnicas del microcontrolador STM32L476RG se encuentran ubicadas en el Anexo 3 de este documento.

Las características técnicas de la placa de desarrollo NUCLEO-L476RG, donde se encuentra implementado el microcontrolador STM32L476RG, se pueden encontrar en el Anexo 4.

Este cumple con las siguientes normas de seguridad para equipos eléctricos de medida:

- IEC 61010-1, EN 61010-1
- UL 61010-1, CSA 61010-1
- UNE-EN 60745
- UNE-EN 61800

Control de calidad

Se debe comprobar la serigrafía del circuito integrado que se utiliza como placa de desarrollo, para comprobar de forma ocular que se cuenta con la versión correcta del microcontrolador aquí descrito.

3.2. Motor

Las características correspondientes al motor utilizado Nine Continent 2706 se encuentran en la Tabla 1 de este Apéndice.

Fabricante	Nine Continent
Modelo	2706 Trasero
País de fabricación	China
Peso (kg)	6.16
Tipo de motor	Accionamiento directo
Potencia nominal (Vatios)	500-1000
Motor KV (RPM / V)	10.7
Resistencia de la fase (Ohmios)	0.145
Compatibilidad con discos de freno	Sí, requiere eje de 138 mm de largo
Longitud del eje (milímetros)	135
Agujeros para los radios	36 agujeros
Diámetro de los radios (milímetros)	232
Pares de polos magnéticos	23
Pérdidas por histéresis (N-m)	0.6
Pérdidas por corriente de Eddy (N-m/rad/sec)	0.0022

Tabla 1: Especificaciones del motor brushless *Nine Continent 2706* utilizado en este proyecto dadas por el fabricante. FUENTE: ebikes.ca

Control de calidad

Debe comprobarse el buen estado físico del motor, y mediante un giro manual evaluar la suavidad con que se produce el giro sin roces mecánicos.

Ha de comprobarse el movimiento del motor sin carga para comprobar el correcto funcionamiento del motor en giro libre.

Se puede comprobar la forma de onda de la fuerza electromotriz con un osciloscopio para su verificación.

3.3. Inversor trifásico JYQD

Las características técnicas del inversor trifásico JYQD se encuentran ubicadas en el Anexo 5 de este documento.

Las características correspondientes al inversor trifásico utilizado JYQD-V7.5E se encuentran en la Tabla 2 de este Apéndice.

Voltaje de funcionamiento	12 V – 36 V DC
Corriente de funcionamiento	≤ 20 A
Potencia de salida	700 W
Control de velocidad	0.1 V – 5 V o entrada PWM
Temperatura de funcionamiento	-40°C a 85°C
Humedad de funcionamiento	≤ 90 %
Protección	Sobrecarga, sobrecorriente, bloqueo del rotor
Funciones	Señal de velocidad de pulsos, inversión suave de giro, puerto CAN
Dimensiones	63 x 42.5 x 33 mm (largo x ancho x alto)
Peso	138 g

Tabla 2: Especificaciones del inversor trifásico JYQD-V7.5E utilizado en este proyecto dadas por el fabricante. FUENTE: brushless-dcmotor.com

Control de calidad

Debe comprobarse el buen estado físico del inversor visualmente, además de asegurarse que el modelo corresponde a la misma versión de la cual se están comprobando las especificaciones. Ha de observarse que los valores de tensión de los condensadores

electrolíticos sean superiores a las tensiones de entrada del circuito.

Comprobar la salida del inversor con un osciloscopio bajo tensiones de alimentación de 12 V y con potencias de trabajo inferiores a los 60 W para no causar daños permanentes al circuito en caso de no disponer de disipador térmico.

Conectar un motor brushless de baja potencia y un potenciómetro entre los terminales +5V y VR para comprobar el correcto control de la velocidad, además del resto de funciones.

En caso de disponer de la versión del circuito con conectores para los sensores Hall, es obligatorio comprobar la correcta conexión de las fases del motor con este circuito. Si la disposición de los sensores no se corresponde con el orden de conexión de las fases, la polarización de estas se produce fuera de las condiciones de uso recomendadas produciendo vibraciones y ruidos dañinos, o el bloqueo del rotor.

3.4. Sensor de corriente y sobrecorriente

Las características técnicas del sensor de corriente de efecto Hall ACS712 se encuentran ubicadas en el Anexo 6 de este documento.

Las características técnicas del amplificador operacional detector de sobrecorriente LM358 se encuentran ubicadas en el Anexo 7 de este documento.

Control de calidad

Debe comprobarse mediante el uso de un amperímetro las mediciones realizadas por el sensor ACS712 para corregir el offset y la sensibilidad de acuerdo a las variaciones presentes frente a los valores especificados por el fabricante.

Ha de ajustarse el potenciómetro ubicado junto al amplificador operacional LM358 a un valor concreto de acuerdo al modelo del sensor de corriente utilizado si ± 5 A , ± 20 A ó ± 30 A. Debe comprobarse que se obtiene una señal de salida de estado ALTO a la salida del operacional para el valor de corriente máxima especificado en el inversor trifásico del “*Apartado 3.3*” anterior.

3.5. Batería

Las características correspondientes a la batería utilizada se encuentran en la Tabla 3 de este Apéndice.

Distribuidor	Hobbyking
Voltaje de funcionamiento	18.5 V / 5S1P
Capacidad	8000 mAh
Tasa de descarga	30C constantes / 40C máximo
Conector de balance	JST-HX
Conector de descarga	5.5 mm Bullet
Dimensiones	165 x 69 x 52 mm (largo x ancho x alto)
Peso	1220 g (incluye cables y conectores)

Control de calidad

Debe comprobarse el buen estado físico de los conectores de la batería tanto para el de descarga como para el de balance.

Comprobar con un voltímetro que la tensión medida en bornes del conector de descarga se corresponde con la especificada dentro de un rango de $\pm 3 V$ teniendo en cuenta que la tensión variará según el estado de carga de la batería.

Conectar la batería a un balanceador para comprobar que todas las celdas de las que se componen tienen el mismo valor de tensión.

En caso de observar tensiones distintas entre las celdas de la batería, se requiere el balanceamiento de estas mediante un cargador específico para el tipo de batería (en este caso, *LiPo*). Si se utiliza la batería con diferencias sustanciales en la tensión de las celdas, la descarga de estas se produce fuera de las condiciones de uso recomendadas produciendo sobreesfuerzos en las celdas más descargadas.



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

DISEÑO Y PROGRAMACIÓN DE UN SISTEMA DE CONTROL BASADO EN MICROCONTROLADOR PARA EL MOTOR DE UNA BICICLETA ELÉCTRICA

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

V – Presupuesto

Autor: D. Iván Navalón Posadas

Tutor: D. Ángel F. Perles Ivars

Cotutor: D. Carlos Sánchez Díaz

Valencia, Septiembre de 2018

V - PRESUPUESTO

A continuación en este Apéndice se procede a realizar el estudio económico del proyecto a partir del cálculo de los costes de fabricación del controlador, incluyendo los componentes utilizados en este, así como por otro lado los costes de la conversión al sistema eléctrico que incluyen el motor y la batería.

Para el cálculo de los costes de fabricación del controlador, se ordenan en la siguiente Tabla 1 cada uno de los componentes que ha sido necesario adquirir:

Componente	Precio de 1 a 5 unidades (€)	Precio a partir de 100 unidades (€)	Unidades
Cables 22 AWG	0,40	3,70	1
Cables 14 AWG	0,80	5,10	1
LM2576HV DC-DC	3,50	2,17	1
Pin de 2,8mm ϕ	0,80	0,70	1
700 W Brushless Controller	15,36	13,41	1
Radiador aluminio	2,22	1,85	1
Pasta térmica Artic MX-4	1,88	0,22	1
LM317 DC-DC módulo	0,99	0,45	1
PAS 12 imanes (easy-fit)	12,48	5,59	1
Luces traseras de frenado	4,24	3,80	1
Sensores de freno (2 unid.)	10,41	8,32	1
Resistencia 220 Ohm	0,10	0,03	7
Resistencia 10K	0,20	0,08	10
Pantalla LCD	1,57	1,20	1
Anderson Powerpole 30A	0,78	0,66	3
JST-SM 2/3 pines	0,76	0,58	1
Transistor NPN 2N2222	0,10	0,02	6
HXT 4mm conector banana	0,42	0,30	2
ACS712	4,03	2,90	1
LM358 OP	0,47	0,25	1
Interruptor 3 posiciones	10,20	7,50	1
Interruptor de manillar	6,40	4,20	1
STM32 Núcleo L476RG	14	14	1
TOTAL	98,5	79,65	
TOTAL (IVA 21%)	119,18	96,38	

Tabla 1: Coste de fabricación para una unidad del controlador obtenido en función de cada uno de sus componentes

Por otro lado si se desean obtener todas las piezas que conllevan la conversión de la bicicleta al sistema eléctrico, el precio del sistema resultante variará conforme a las especificaciones de cada componente ya que cada bicicleta cuenta con unas prestaciones diferentes. Por ello se definen a continuación las características de la bicicleta obtenida la cual conlleva el coste económico mostrado en la Tabla 2.

- **Potencia: 500W / 32 V**
- **Autonomía: 36 km / 14 Ah**
- **Tracción en la rueda trasera**
- **Velocidad máxima: 40 km/h (máximo 25 km/h con asistencia al pedaleo)**
- **Batería en el portaequipajes**
- **Freno regenerativo: NO**

Componente	Precio (€)
Motor Nine Continent 2706 500W	110
Batería Lipo 36V 14Ah	150
Mochila portabaterías	12
Portaequipajes	20
Tester de baterías Lipo con alarma de bajo voltaje	4
Soporte para el móvil	5
Luz delantera	5
Caja del controlador	15
TOTAL	326
TOTAL (IVA 21%)	404,24
TOTAL CON CONTROLADOR	425
TOTAL CON CONTROLADOR (IVA 21%)	527

Tabla 2: Coste de fabricación de una bici eléctrica obtenido en función de cada una de sus partes principales

En conclusión, se ha obtenido que el precio resultante para todo el sistema eléctrico es de 425 €. Considerando que se ha comprado un kit de componentes por separado es el precio más económico posible para obtener una bici eléctrica de gama media, pues este es el precio del diseño de 500/700 W. Pero si se disminuyen las especificaciones máximas del sistema tales como la velocidad máxima y la autonomía deseado, por ejemplo al realizar un diseño para 250/300 W el precio se ve reducido entre 50 a 100 € debido a que **los componentes con mayor coste del sistema son el motor y la batería.**

Por otro lado en cuanto a los costes de mano de obra, entre ellos se tiene en cuenta las horas de trabajo de los ingenieros necesarios:

Descripción	Precio / hora (€/h)	Tiempo (horas)	Precio total (€)
Ingeniero Electrónico desarrollador de hardware	25	45	1.125
Programador de sistemas embebidos	25	60	1.500
Diseñador gráfico	20	30	600
Ingeniero encargado de la dirección del proyecto	30	60	1.800
Supply Chain	15	30	450
TOTAL			5.475
TOTAL (IVA 21%)			6.625

Tabla 3: Costes de ingeniería y desarrollo

Finalmente se obtiene el precio total del proyecto:

Coste del proyecto	
Materiales y componentes	120
Mano de obra	6.625
TOTAL	6.745
IVA 21%	1.416,45
Otros gastos 10%	674,5
PVP	8.835,95

Tabla 4: Coste final del proyecto

El precio total ha resultado ser de 8.835,95€. – ocho mil ochocientos treinta y cinco con treinta y cinco céntimos.



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

DISEÑO Y PROGRAMACIÓN DE UN SISTEMA DE CONTROL BASADO EN MICROCONTROLADOR PARA EL MOTOR DE UNA BICICLETA ELÉCTRICA

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

VI – Anexos

Autor: D. Iván Navalón Posadas

Tutor: D. Ángel F. Perles Ivars

Cotutor: D. Carlos Sánchez Díaz

Valencia, Septiembre de 2018



Anexo I: DIRECTIVA 2002/24/CE

Directiva 2002/24/CE del Parlamento Europeo y del Consejo, de 18 de marzo de 2002, relativa a la homologación de los vehículos de motor de dos o tres ruedas y por la que se deroga la Directiva 92/61/CEE del Consejo (Texto pertinente a efectos del EEE)

Diario Oficial nº L 124 de 09/05/2002 p. 0001 - 0044

10.1. ARTÍCULO 1

1. La presente Directiva se aplicará a todos los vehículos de motor de dos o tres ruedas, gemelas o no, destinados a circular por carretera, así como a sus componentes o unidades técnicas.

La presente Directiva no se aplicará a los vehículos siguientes:

- a) los vehículos cuya velocidad máxima por construcción no supere los 6 km/h;
- b) los vehículos destinados a ser conducidos por un peatón;
- c) los vehículos destinados a ser utilizados por disminuidos físicos;
- d) los vehículos destinados a la competición, en carretera o todo terreno;
- e) los vehículos que hayan sido utilizados antes del inicio de la aplicación de la Directiva 92/61/CEE;
- f) los tractores y la maquinaria agrícola o similares;
- g) los vehículos proyectados fundamentalmente como vehículos de ocio todo terreno con tres ruedas simétricas, una de ellas dispuesta en la parte delantera y las otras dos en la parte trasera;
- h) las bicicletas con pedaleo asistido, equipadas con un motor eléctrico auxiliar, de potencia nominal continua máxima de 0,25 kilovatios, cuya potencia disminuya progresivamente y que finalmente se interrumpa cuando la velocidad del vehículo alcance los 25 km/h, o antes si el ciclista deja de pedalear;

ni a sus componentes o unidades técnicas, salvo si están destinados a ser montados en los vehículos previstos en la presente Directiva. No se aplicará a la homologación de vehículos aislados. No obstante, los Estados miembros que concedan estas homologaciones aceptarán las homologaciones de componentes y de unidades técnicas concedidas con arreglo a la presente Directiva y no con arreglo a los requisitos nacionales que les sean de aplicación.



2. Los vehículos a que se refiere el apartado 1 se subdividirán en:

a) ciclomotores, es decir, los vehículos de dos ruedas (categoría L1e) o los vehículos de tres ruedas (categoría L2e), con una velocidad máxima por construcción no superior a 45 km/h y caracterizados:

i) en el caso de los de dos ruedas, por un motor:

de cilindrada inferior o igual a 50 cm³, si es de combustión interna, o bien con una potencia continua nominal máxima inferior o igual a 4 kW si es de motor eléctrico,

ii) los de tres ruedas, por un motor cuya cilindrada sea inferior o igual a 50 cm³ para los motores de encendido por chispa (positiva), o bien cuya potencia máxima neta sea inferior o igual a 4 kW.

Para los demás motores de combustión interna, o bien cuya potencia continua nominal máxima sea inferior o igual a 4 kW para los motores eléctricos;

b) motocicletas, es decir, los vehículos de dos ruedas sin sidecar (categoría L3e) o con sidecar (categoría L4e) con un motor cuya cilindrada sea superior a 50 cm³ para los motores de combustión interna y/o con una velocidad máxima por construcción superior a 45 km/h;

c) vehículos de tres ruedas, es decir, los vehículos con tres ruedas simétricas (categoría L5e) y con un motor cuya cilindrada sea superior a 50 cm³ para los motores de combustión interna y/o con una velocidad máxima por construcción superior a 45 km/h.



Anexo II: Glosario

- **Carcasa:** elemento de un motor eléctrico que consiste en la caja que envuelve las partes eléctricas del motor. Es la parte externa.
- **Efecto Hall:** En un conductor por el que circula una corriente, en presencia de un campo magnético perpendicular al movimiento de las cargas, aparece una separación de cargas que da lugar a un campo eléctrico en el interior del conductor perpendicular al movimiento de las cargas y al campo magnético aplicado. A este campo eléctrico se le llama campo Hall.
- **FEM:** Fuerza Electro Motriz (EMF en inglés) Potencial generado por una corriente cuando un conductor se expone a un campo magnético. Se mide en voltios.
- **Inductor o estator:** En un motor eléctrico es una parte fija y unida a la carcasa sobre la que se enrolla el bobinado estatórico, que consta de un apilado de chapas magnéticas cuando se trata de motores de corriente alterna.
- **Inducido o rotor:** En un motor eléctrico constituye la parte móvil del motor y resulta ser la salida o eje del motor. En motores de corriente alterna, consta de un apilado de chapas magnéticas y sobre ellas está enrollado el bobinado rotórico.
- **Par:** Momento de fuerza que ejerce un motor sobre el eje de transmisión de potencia en Nm.
- **Pedaliar:** El eje de pedaliar de la bicicleta conecta el plato al cuadro y permite que el plato gire libremente al usar los pedales.
- **PWM:** La modulación por ancho de pulsos (PWM en inglés) es una técnica en la que se modifica el ciclo de trabajo de una señal periódica. Una de sus aplicaciones es la de regular la velocidad de giro de los motores eléctricos.
- **Ultra condensadores:** condensador electroquímico que posee una densidad energética inusualmente alta que pueden fabricarse casi en cualquier tamaño y sus componentes son biodegradables y apenas tóxicos al no emplear cobalto. Estos dispositivos funcionan polarizando una solución electrolítica, lo que permite el almacenamiento de energía eléctrica de forma estática.



- **Transductor:** dispositivo capaz de transformar o convertir una determinada manifestación de energía de entrada, en otra diferente a la salida, normalmente señales eléctricas.
- **Magnetic Reed:** interruptor eléctrico activado por un campo magnético.
- **Six-step:** método de control de motores BLDC por el cual se realizan seis conmutaciones eléctricas de las fases del motor para conseguir una revolución mecánica del rotor.
- **Amplificador operacional:** dispositivos electrónicos compactos y lineales de alta ganancia que funcionan con corriente continua, diseñados para proporcionar una ganancia o función de transferencia determinada. Este dispone de dos entradas y una salida diferencial.
- **BLDC:** abreviatura de *Brushless DC electric motor*, son motores síncronos alimentados con corriente directa DC que via un inversor producen una corriente alterna que alimenta las fases del motor.
- **ISR:** abreviatura de *Interruption Service Rutine*, es un proceso de software que ejecuta un algoritmo asociado con una condición específica cuando esta se cumple interrumpiendo los procesos que estuviesen activos en ese momento y reanudándolos después.
- **Sistema discreto:** en el contexto de los sistemas de control, se consideran discretos aquellos sistemas cuyas funciones o variables son divisibles un número finito de veces, en contraposición a los sistemas continuos cuyas funciones están definidas para un intervalo continuo de valores.
- **FDT:** abreviatura de Función de Transferencia, es un modelo matemático que a través de un cociente relaciona la respuesta de un sistema (salida) con una señal de excitación (entrada) que han sido modelados. Muy utilizado en teoría de control.
- **Encoder:** dispositivo transductor de la rotación, que mediante una señal eléctrica sirve para indicar la posición angular de un eje, velocidad y aceleración.
- **Pedaliar:** es el conjunto de eje, rodamientos y piezas variadas que une las bielas y gracias al cual en una bicicleta se transforman las pedaladas en un giro que mueve la transmisión.



- **Velocidad de sincronismo:** es la velocidad a la que gira el campo magnético rotante en una máquina eléctrica.
- **Sistema háptico:** sistema perceptivo que utiliza la información cutánea (piel) y cinestésica (músculos, tendones...) con el fin de captar información sobre los objetos que nos rodean.
- **Control cascada:** es una estructura de control caracterizada por dos controladores PID realimentados y anidados, siendo la salida del primario (maestro) el punto de ajuste para el otro controlador (esclavo).
- **Memoria flash:** tipo de memoria dentro de los procesadores desarrollada a partir de la memoria EEPROM que permite diferentes y múltiples posiciones de memoria, de una forma escrita o borradas mediante impulsos eléctricos en una misma operación programada.
- **Área de operación segura (*Safe Operating Area*):** condiciones de tensión y corriente sobre las cuales se puede esperar que el dispositivo funcione sin dañarse a sí mismo.
- **Tensión umbral:** tensión a partir de la cual un elemento eléctrico empieza a conducir. Este término se emplea usualmente en diodos y transistores.
- **Canal N o P:** característica de los transistores MOSFET que indica la polarización de los iones junto a la compuerta. Este se identifica en función de los portadores minoritarios que son atraídos a la misma durante la polarización.
- **Controlador de puerta (*Gate driver*):** amplificador operacional que se encarga de la conmutación de transistores de alta potencia como IGBTs o MOSFETs a partir de una entrada de baja potencia protegiendo así al microcontrolador de tensiones y corrientes de magnitudes más allá de las que puede manejar.
- **Resistencia térmica:** capacidad de un material de oponerse al flujo de calor. Es utilizada para realizar el diseño de disipadores en los circuitos electrónicos de potencia. Su inversa es la Conductancia térmica.
- **Jumper:** en electrónica e informática es un elemento que permite cerrar el circuito eléctrico del que forma parte dos conexiones que se suelen situar sin conectar en la placa del circuito.

Anexo III: STM32-L476RG



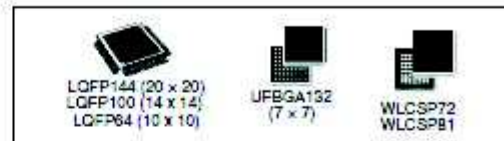
STM32L476xx

Ultra-low-power ARM® Cortex®-M4 32-bit MCU+FPU, 100DMIPS,
up to 1MB Flash, 128 KB SRAM, USB OTG FS, LCD, analog, audio

Datasheet - production data

Features

- Ultra-low-power with FlexPowerControl
 - 1.71 V to 3.6 V power supply
 - -40 °C to 85/105/125 °C temperature range
 - 300 nA in V_{BAT} mode: supply for RTC and 32x32-bit backup registers
 - 30 nA Shutdown mode (5 wakeup pins)
 - 120 nA Standby mode (5 wakeup pins)
 - 420 nA Standby mode with RTC
 - 1.1 µA Stop 2 mode, 1.4 µA Stop 2 with RTC
 - 100 µA/MHz run mode
 - Batch acquisition mode (BAM)
 - 4 µs wakeup from Stop mode
 - Brown out reset (BOR) in all modes except shutdown
 - Interconnect matrix
- 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 80 MHz, MPU, 100DMIPS/1.25DMIPS/MHz (Dhystone 2.1), and DSP instructions
- Clock Sources
 - 4 to 48 MHz crystal oscillator
 - 32 kHz crystal oscillator for RTC (LSE)
 - Internal 16 MHz factory-trimmed RC (±1%)
 - Internal low-power 32 kHz RC (±5%)
 - Internal multispeed 100 kHz to 48 MHz oscillator, auto-trimmed by LSE (better than ±0.25 % accuracy)
 - 3 PLLs for system clock, USB, audio, ADC
- RTC with HW calendar, alarms and calibration
- LCD 8 × 40 or 4 × 44 with step-up converter
- Up to 24 capacitive sensing channels: support touchkey, linear and rotary touch sensors
- 16x timers: 2 x 16-bit advanced motor-control, 2 x 32-bit and 5 x 16-bit general purpose, 2x 16-bit basic, 2x low-power 16-bit timers (available in Stop mode), 2x watchdogs, SysTick timer
- Up to 114 fast I/Os, most 5 V-tolerant, up to 14 I/Os with independent supply down to 1.08 V



- Memories
 - Up to 1 MB Flash, 2 banks read-while-write, proprietary code readout protection
 - Up to 128 KB of SRAM including 32 KB with hardware parity check
 - External memory interface for static memories supporting SRAM, PSRAM, NOR and NAND memories
 - Quad SPI memory interface
- 4x digital filters for sigma delta modulator
- Rich analog peripherals (independent supply)
 - 3x 12-bit ADC 5 Msps, up to 16-bit with hardware oversampling, 200 µA/Msps
 - 2x 12-bit DAC, low-power sample and hold
 - 2x operational amplifiers with built-in PGA
 - 2x ultra-low-power comparators
- 18x communication interfaces
 - USB OTG 2.0 full-speed, LPM and BCD
 - 2x SAls (serial audio interface)
 - 3x I2C FM+(1 Mbit/s), SMBus/PMBus
 - 6x USARTs (ISO 7816, LIN, IrDA, modem)
 - 3x SPIs (4x SPIs with the Quad SPI)
 - CAN (2.0B Active) and SDMMC interface
 - SWPMI single wire protocol master I/F
- 14-channel DMA controller
- True random number generator
- CRC calculation unit, 96-bit unique ID
- Development support: serial wire debug (SWD), JTAG, Embedded Trace Macrocell™

Table 1. Device summary

Reference	Part number
STM32L476xx	STM32L476RG, STM32L476JG, STM32L476MG, STM32L476ME, STM32L476VG, STM32L476QG, STM32L476ZG, STM32L476RE, STM32L476JE, STM32L476VE, STM32L476QE, STM32L476ZE, STM32L476RC, STM32L476VC

Anexo IV: Nucleo-L476RG



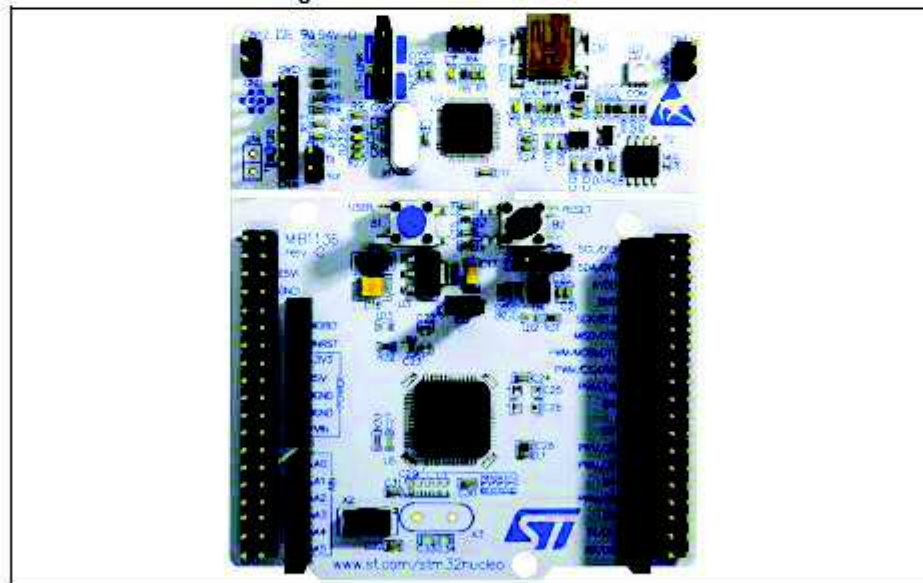
UM1724 User manual

STM32 Nucleo-64 board

Introduction

The STM32 Nucleo-64 board (NUCLEO-F030R8, NUCLEO-F070RB, NUCLEO-F072RB, NUCLEO-F091RC, NUCLEO-F103RB, NUCLEO-F302R8, NUCLEO-F303RE, NUCLEO-F334R8, NUCLEO-F401RE, NUCLEO-F410RB, NUCLEO-F411RE, NUCLEO-F446RE, NUCLEO-L053R8, NUCLEO-L073RZ, NUCLEO-L152RE, NUCLEO-L452RE, NUCLEO-L476RG) provides an affordable and flexible way for users to try out new concepts and build prototypes with the STM32 microcontrollers in LQFP64 package, choosing from the various combinations of performance, power consumption and features. The Arduino™ Uno V3 connectivity support and the ST morpho™ headers allow to expand easily the functionality of the Nucleo open development platform with a wide choice of specialized shields. The STM32 Nucleo board does not require any separate probe as it integrates the ST-LINK/V2-1 debugger and programmer. The STM32 Nucleo board comes with the STM32 comprehensive software HAL library together with various packaged software examples, as well as direct access to the ARM® mbed™ online resources at <http://mbed.org/>.

Figure 1. STM32 Nucleo-64 board (1)



1. Picture is not contractual.



Anexo V: Inversor Trifásico JY01

Shanghai Jiaotong University Development Co., Ltd. (Shanghai)

JY01

BLDC especial IC

Control del motor CC sin escobillas IC

(No estándar actual Hall)

versión: V2.1 fecha: 2014202

JY01 control de motores sin escobillas DC dedicada IC, Vista fácil aplicación, un circuito periférico es simple,

Bajo costo, MASP sistema de accionamiento con bajo nivel de ruido, alta eficiencia, calidad estable, más Fin

Buen soporte técnico, reconoció rápidamente el gran número de ingenieros electrónicos, ha estado en diversos campos

Amplia gama de aplicaciones, tales como: (1) Varios ventilador sin escobillas DC, bombas de corriente continua sin escobillas, cortacésped

coches de equilibrio, robots, equipamiento científico, (2) la electrónica del automóvil, la bomba de combustible, elevadores eléctrico, el por

Ajuste de los asientos, ventiladores de aire acondicionado, espejo de ajuste eléctrico y similares, (3) aspiradores, aire acondicionado, equ

(4) aeromodelismo juguetes de los niños de alta gama, coches, modelo del buque, en las herramientas de mano también han sido amplian

El uso, tales como la molienda de alta velocidad de las máquinas, taladro de mano, máquina de grabado, destornilladores eléctricos, etc.

(Con esquemas detallados y PCB Resales fotos y otras informaciones prácticas)

En primer lugar,

1.0

web: <http://www.jufitech.com/>

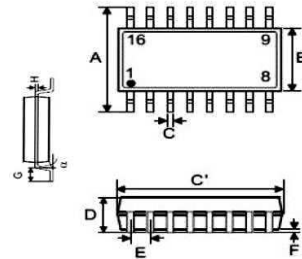
e-mail: dsyf@139.com QQ: 80398188

En segundo lugar, las características funcionales:

- Tensión de funcionamiento: 4.5V-5.5V
- **Unidad: MASP**
- Adaptación del motor: motor sin sensor / motor Hall (sin señal de tierra Hall)
- mando de dirección: hacia delante / atrás
- Soft dirección cambio: Sí
- Señal de velocidad: Sí
- Protección de sobrecarga: Sí
- lazo de corriente: Sí
- Impulsión actual constante: Sí
- Protección de parada:
- función de arranque lento:
- **tecnología única: JYKJ las condiciones de seguridad completos iniciar la función de**
- regulación de la velocidad: lineal
- Temperatura de funcionamiento: - 40-85 grado

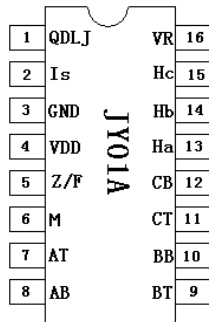
En tercer lugar, el tamaño del paquete:

符号	尺寸 (单位: mm)		
	最小	正常	最大
A	5.79	-	6.20
B	3.81	-	3.99
C	0.30	-	0.51
C'	9.80	-	10.21
D	-	-	1.75
E	-	1.27	-
F	0.10	-	0.25
G	0.41	-	1.27
H	0.18	-	0.25
α	0°	-	8°



SOP16 El paquete, tamaño pequeño y fácil procesamiento

II. Configuración de las clavijas y Pin Descripción:

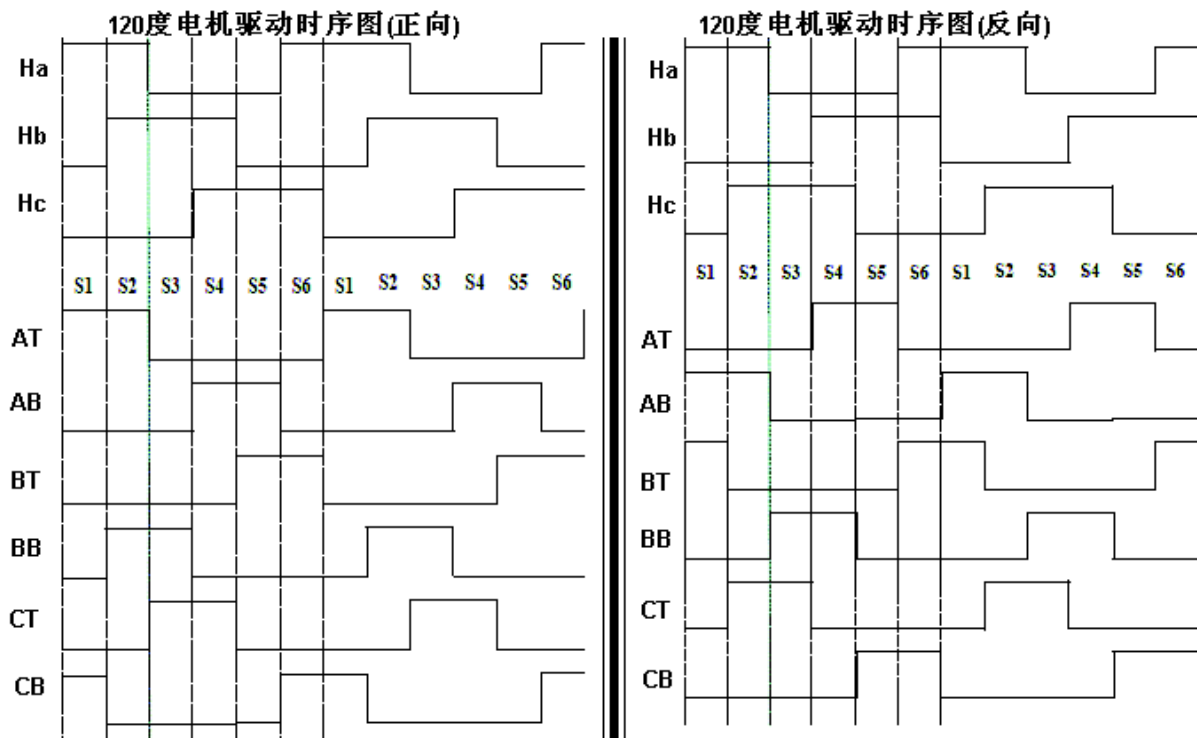


alfiler	nombre	función	observación
1	QDLJ	A partir pies par de apriete	0V ---- entrada 5V
2	es	pin de entrada de la señal de realimentación de corriente	control de protección de sobrecarga de 0,1 V
3	Vss	fuelle de alimentación negativa 0V	0V
4	Vdd	fuelle de alimentación de 5V positivo	5V
5	Z / F	Control de pie reversible	Entonces 0V o 5V
6	M	pin de salida de señal de velocidad	señal de pulso
7	AT	MA parte superior del brazo de salida de señal de accionamiento	condicionado MOS MA
8	AB	MA brazo inferior de salida de señal de accionamiento	impulsado MOS MA
9	BT	brazo de salida de la señal de accionamiento	MB unidad de MOS
10	BB	MB brazo inferior de salida de la señal de accionamiento	MB impulsado MOS
11	Connecticut	MC parte superior del brazo de salida de señal de accionamiento	condicionado MOS MC
12	CB	MC brazo inferior de salida de señal de accionamiento	impulsado MOS MC
13	Ha	Una entrada de señal de fuerza contraelectromotriz	un comparador conectado a la salida
14	media pensión	Fuerza contraelectromotriz entrada de señal b	b a la salida del comparador
15	Hc	Fuerza contraelectromotriz entrada de señal de c	c conectado a la salida del comparador
16	VR	control de velocidad de los pies	0V-5V

En cuarto lugar, las características eléctricas de CC

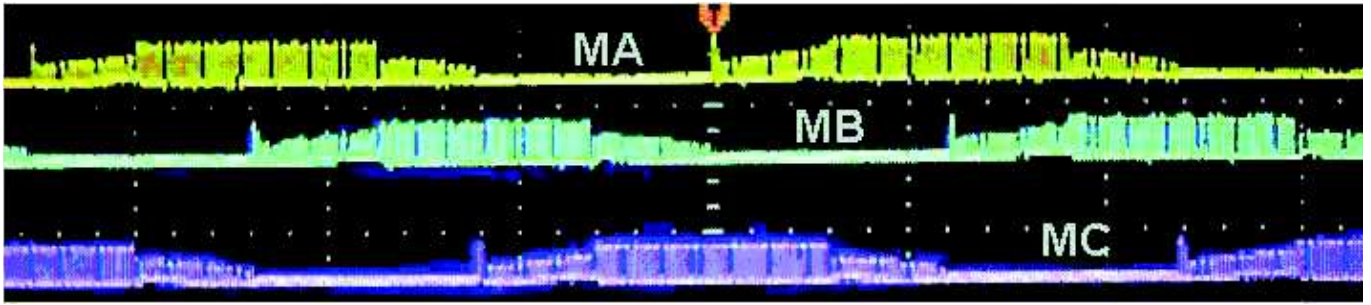
符号	符号描述	最小值	典型值	最大值	单位	条件
VDD	电源	4.5	5	5.5	V	VDD对Vss
V _{IL}	输入IO低电平	0		0.3	V	
V _{IH}	输入IO高电平	3		5.5	V	
IOL	低电平吸入电流	5		8	mA	
IOH	高电平输出电流	3		5	mA	
V _{jd}	模拟输入电平	0		5	V	
I _{jd}	模拟输入电流			100	nA	
I _{sva}	过载限止电压值	0.095	0.1	0.105	V	I _s 脚电压
I _{svb}	快速保护电压值	0.195	0.2	0.205	V	I _s 脚电压
I _{sta}	恒流控制阈值	0.095	0.1	0.105	V	R&I 恒流点
I _{stb}	短路保护时间	4.5	5	5.5	uS	I _{sv} >0.2V 测试电压直接加至I _s
RPT	缓启动时间	190	200	210	mS	转速0---100% VR=5V

En quinto lugar, la forma de onda de accionamiento de la fig.

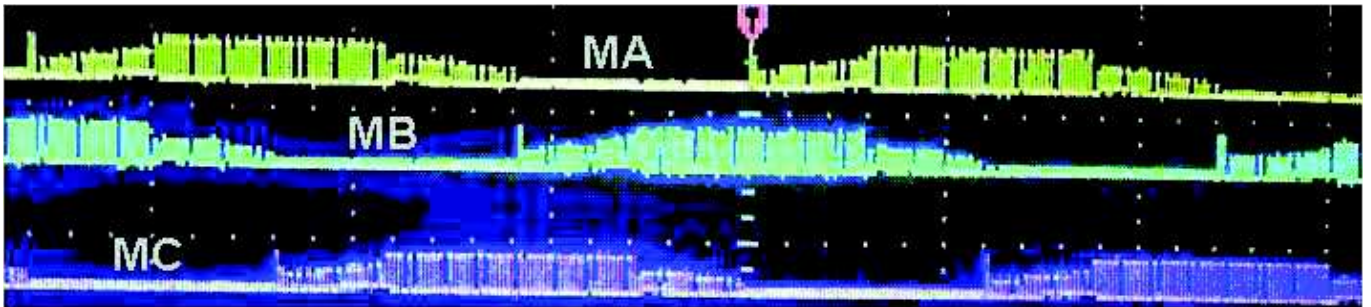


JY01 La señal de excitación es de salida positiva, y la elección de la potencia de empuje MOS Tenga cuidado cuando!

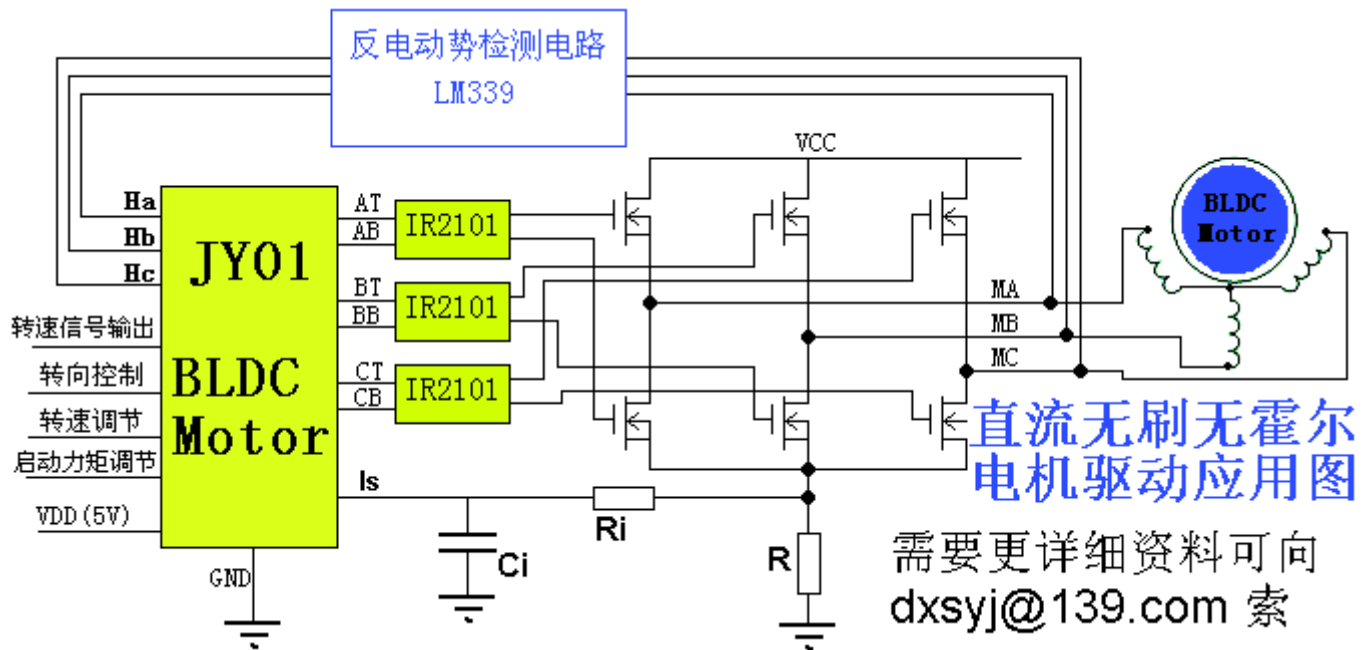
forma de onda de salida del convertidor Forward (MASP Cerca de ruido de salida de onda sinusoidal raramente)



forma de onda de salida de accionamiento de marcha atrás (MASP Cerca de ruido de salida de onda sinusoidal raramente)



En sexto lugar, el esquema de aplicación:



Nota: es La señal de entrada de realimentación de corriente, es alcances de voltaje de terminales 0.1V Cuando el sistema se inicia detectar el estado de sobrecarga, y entra en el control de corriente constante, la corriente de accionamiento ya no aumenta la carga continúa aumentando, esta función evita eficazmente la potencia de accionamiento debido a la sobrecarga y el desgaste MOS problema de la tubería, y proporcionar energía sostenible para mantener el estado máximo accionado por motor, cuando el accidente resulta en una corriente sig cuando, JY01 Protección contra cortocircuitos entrará inmediatamente en el estado, cerrar todas las salidas sólo cuando VR reducido 0V Será levantada o re-poder

De acuerdo con la ley de Ohm, sólo tenemos que cambiar R valor de tamaño puede cambiar el tamaño de la corriente de protección, la aplicación es muy flexible en términos de la corriente de protección (descrita más adelante en detalle)

Las aplicaciones típicas para una JY01 típico N + P estructura de baja potencia esquemática aplicación detallada, PCB Mapa, mapa físico

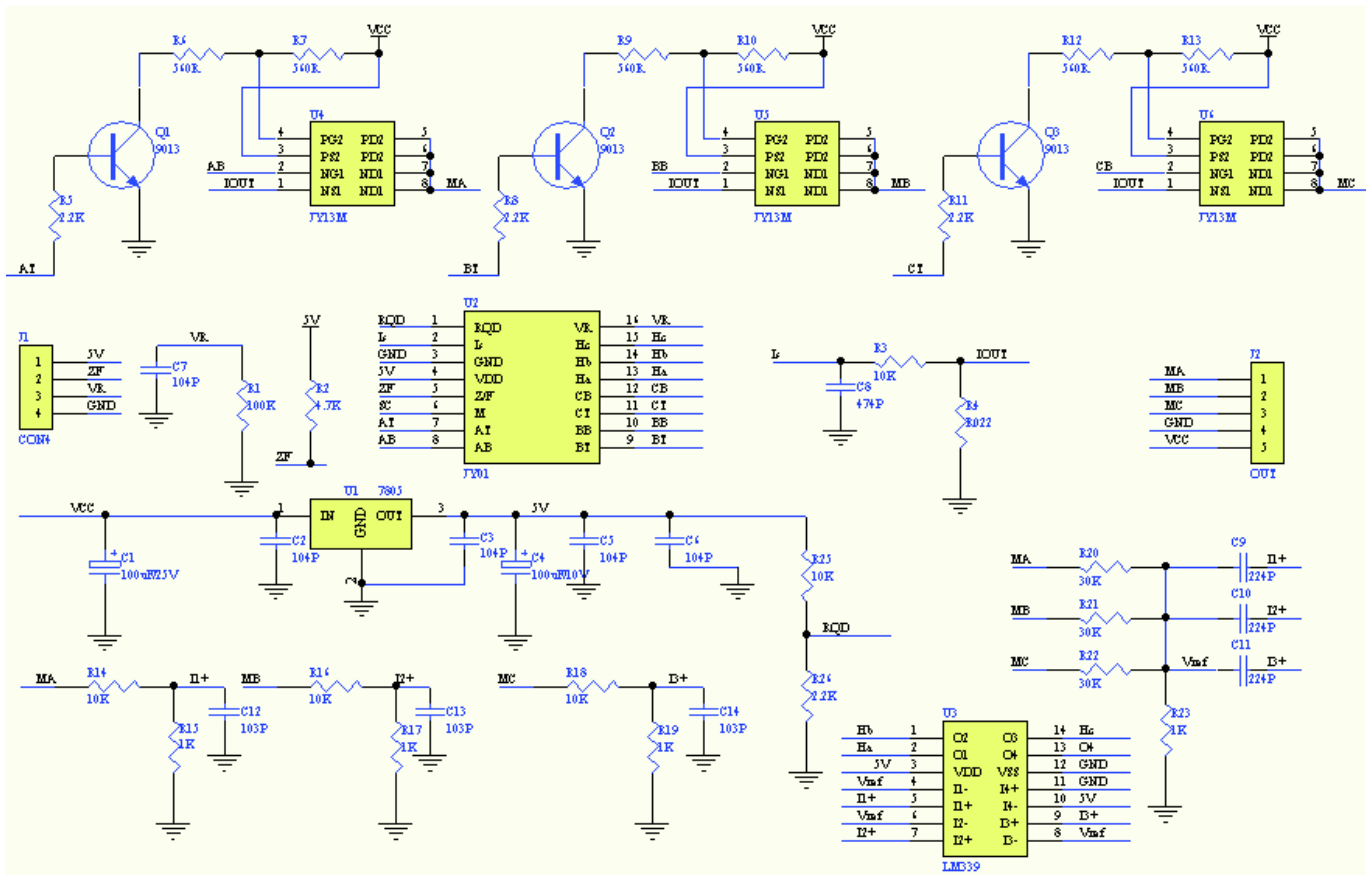


figura VCC 7.5V-24V Maniobra \leq actual 3A Todos los elementos a través de los dibujos adjuntos a una larga

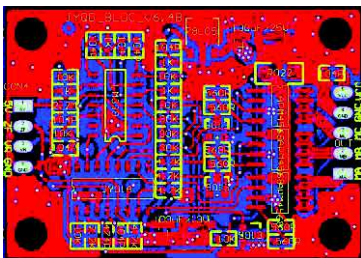
4,5 cm ancho los 3.2CM de PCB Junta, N + P (Eje o ejes para la parte superior del brazo P campo Tipo de transistor de efecto, el tubo N

transistor) estructura de efecto de campo Tipo de aplicaciones de motores de baja potencia de bajo voltaje adecuados, el costo de un circuito de e

Y baja, N + P circuito Pequeño baja tensión de accionamiento del motor de alimentación externa o interna accionado va sido ampliamente

solicitud

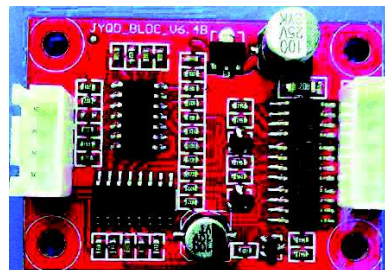
PCB mapa



ancho 32mm

largo 45mm

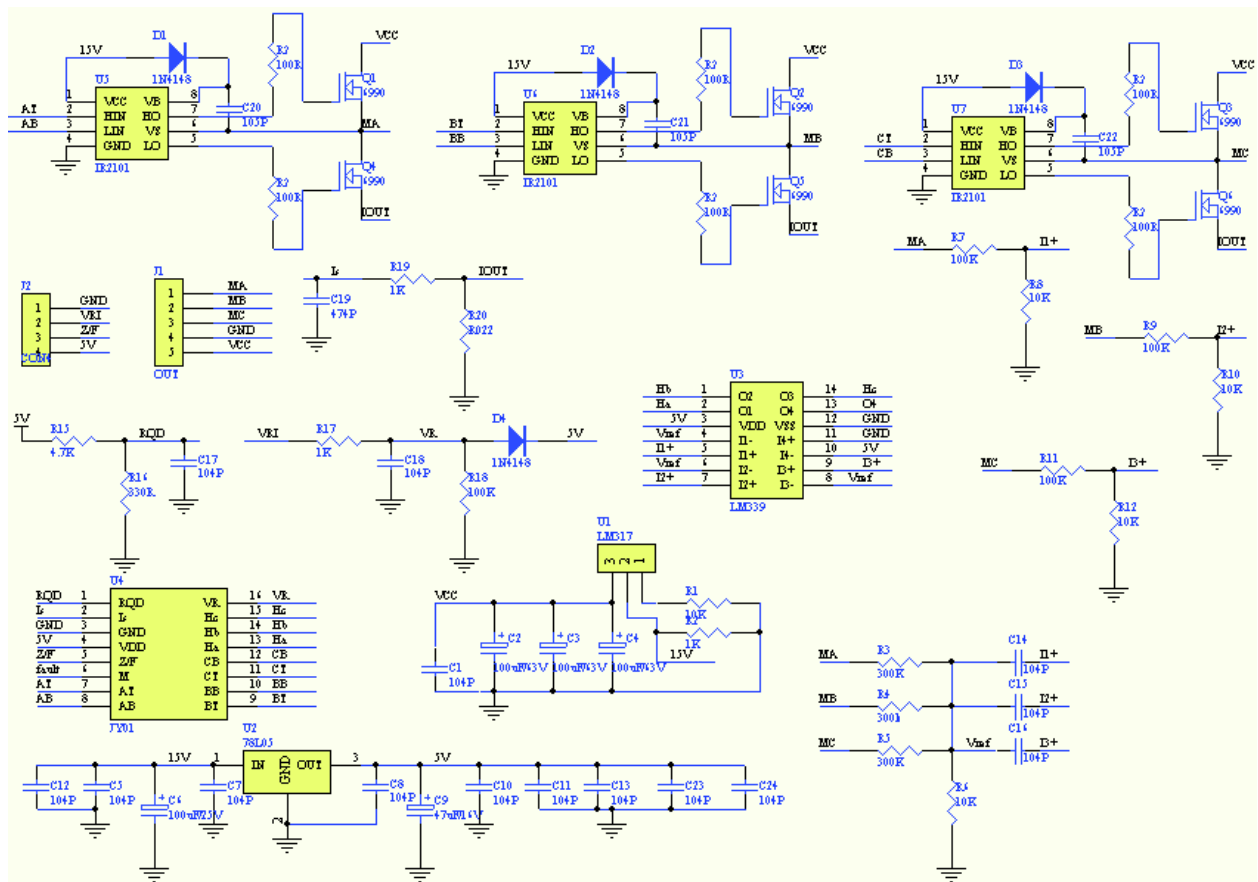
mapa físico



Este circuito ha sido en cantidades de producción, aplicaciones de productos utilizados en todos los aspectos de los juguetes para niños de CC sin escobillas del motor, aeromodelismo, Coches, modelos de barcos, ventiladores, bombas, cortinas eléctricas, etc., ya que el circuito es sencillo a través del desarrollo secundario (principalmente dimensiones varían) después de que la Sala de corriente continua sin escobillas de accionamiento integrado en el motor micro sido ampliamente utilizado

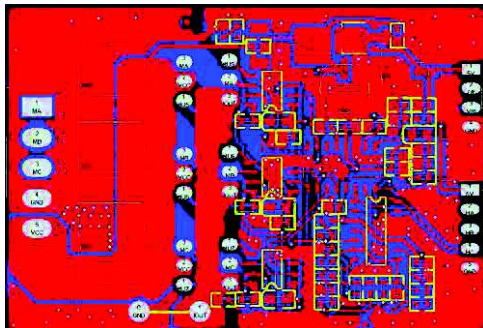
Las aplicaciones típicas para dos JY01 NN aplicación estructura esquemática detallada de potencia, PCB Mapa, mapa físico

NN (Puente de la conducción del brazo inferior se utilizan N aplicaciones FET) estructura se puede realizar requieren alta tensión y alta corriente, la necesidad de trabajar en muchos voltaje más alto o el control de corriente del motor de CC sin escobillas mayor operativo ampliamente utilizado, tal circuitería es un circuito relativamente madura uno, con espectáculos debajo IR2101S A medida que el nivel de la conducción NN Típica estructura esquemática de aplicación de este circuito debido a la alta estabilidad del proceso de producción es fácil de coste relativamente bajo,, etc., puede ser la producción fácilmente modular, de acuerdo con la figura con los parámetros del circuito se puede 10V 48V --- Bajo voltaje de funcionamiento normal, la corriente máxima de la unidad hasta 20A (A gran corriente aplicada al transistor de potencia que proporciona el enfriamiento apropiado)



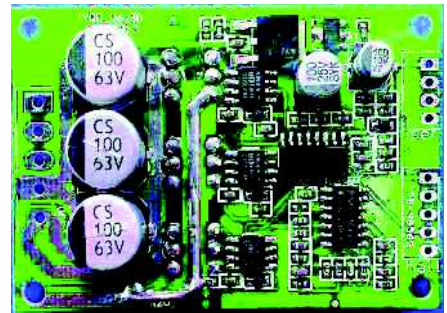
largo 63mm

PCB mapa



ancho 43mm

mapa físico

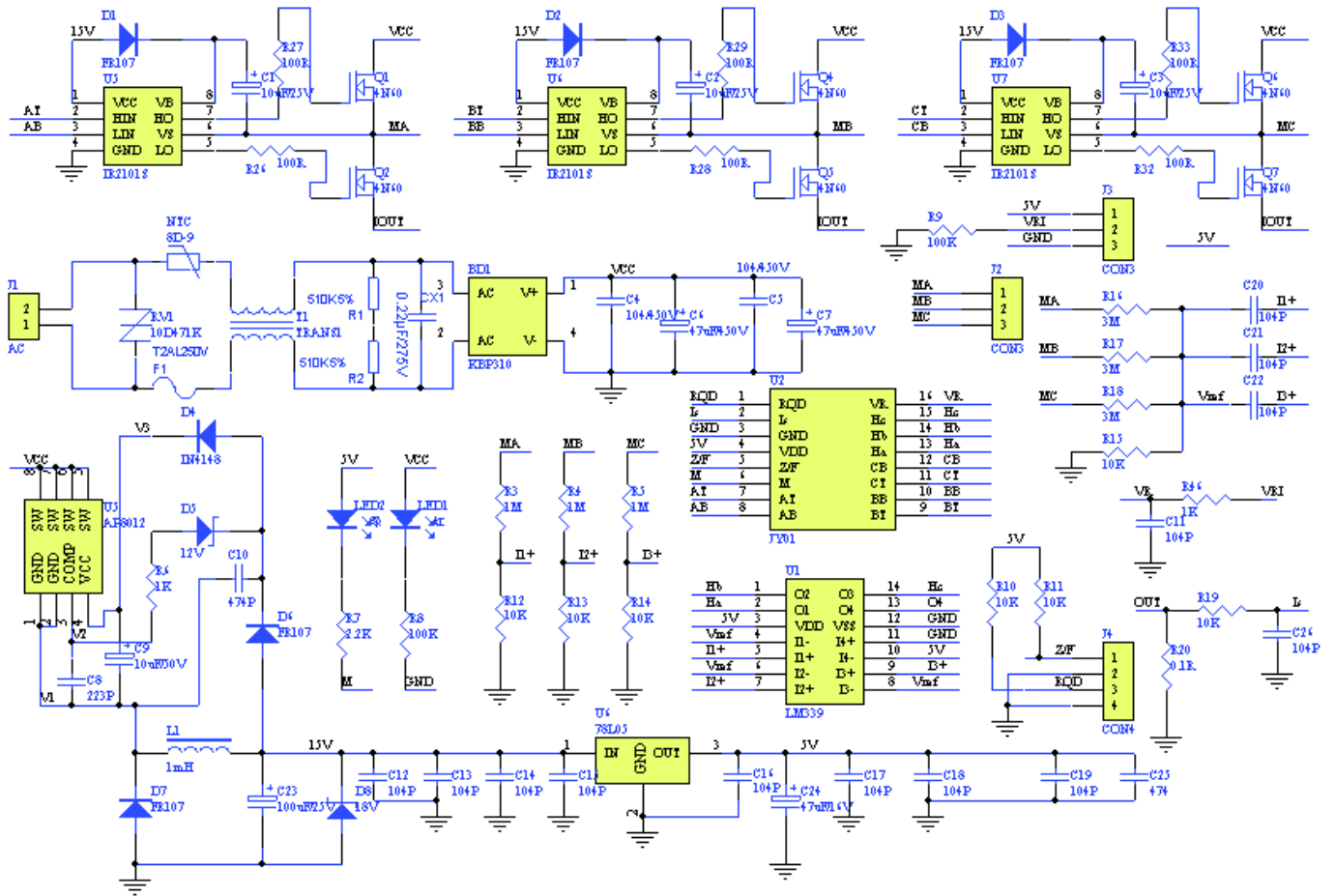


altura total 17mm

Como se muestra en la figura. JY01 Pasillo de CC sin escobillas que consiste en control de placa (conducción), 6 solamente TO-220 Packaged FET de alta potencia está montado PCB De vuelta, esta placa de control VCC voltaje 12V - 48V Dentro de la gama, la corriente máxima de operación de 25A (Para añadir las medidas de enfriamiento apropiados), estos circuitos se ha aplicado con éxito en Tal como sin escobillas DC Salón ventilador, bombas de campo sin escobillas Pasillo, scooters, y otros dispositivos de mano requerirá la mayoría de los motores de corriente continua

aplicación típica de tres JY01

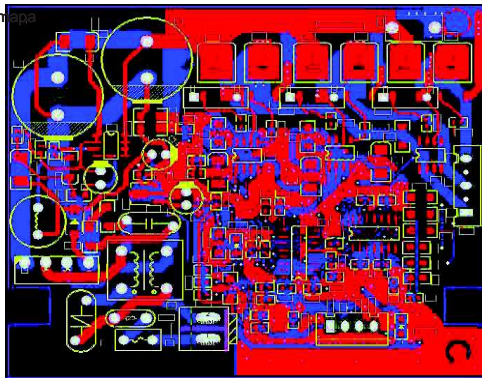
220VAC Alta tensión continua sin escobillas del motor corriente de excitación esquemática Hall, PCB Mapa, mapa físico



largo 84mm

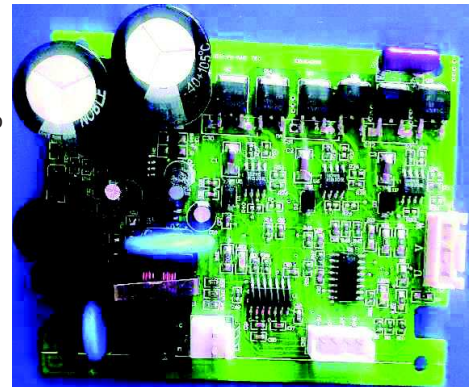
La placa de presión PCB mapa

ancho 70mm



mapa físico

altura total 31mm



Como se ha descrito anteriormente para la alta tensión DC motor sin escobillas sin sensores circuito de conducción, 220VAC Directamente después de la fuente de alimentación se genera por el filtro rectificador 310V DC, a continuación, JY01 Alta de control de salida del controlador de tensión de tres motor de CC sin escobillas, según el principio de parámetro de accionamiento máximo 100W Dentro del motor, este circuito se ha aplicado con éxito en las máquinas de aire acondicionado, ventilador eficiente de la energía, ninguna hoja, ventilador y otros de

Aplicación VII Función Descripción y Notas

- A partir par de apriete:** En el control de motor sin escobillas Pasillo empezando ajuste de par es apropiado determinar si el motor un arranque suave, y tamaño inicial del par motor está estrechamente ligada a la aplicación práctica del motor, que es principalmente, el par de arranque del motor no se mueve o dificultad para comenzar, par de arranque del motor es demasiado grande o fenómeno de reversión ocasional poderosa sacudida en el arranque, por lo que establece un valor de par de arranque es el más adecuado

aplicaciones iniciales de depuración, dependiendo del motor y de la carga transportada por diferente par de arranque se pueden ajustar directamente, siguiendo estos pasos:

 - 1 , Primera respuesta en el circuito 20KB Potenciometro (potenciometro están conectados a dos 0V y 5V , Luego centre JY01 de 1 pie)**
 - 2 , Antes de la potencia se ajusta en primer lugar a un potenciometro 0V Un extremo del par de arranque es 03 , Para VR Adición de terminal de señal de velocidad, 0V para 5V voltaje de CC (de baja a alta), para observar si el motor puede girar hasta**
 - 4 , Si el motor no se mueve o gire normalmente, la tensión se puede aumentar el par de arranque 0.1V , El tercer paso se repite hasta que el motor puede arranque normal**
 - 5 , Si el motor tiene un fenómeno inverso en el momento de la puesta en marcha, el par de arranque más demasiado lejos, debe reducirse el par de arranque, o una larga motor Tiempo dañará el motor y la potencia abajo tubo**
- protección contra sobrecarga y ajuste del valor de resistencia de muestreo de corriente:** JY01 Tiene una excelente protección contra sobrecarga, una resistencia de muestreo de corriente R Un valor adecuado estado seleccionado, JY01 protección de sobrecarga y la función de protección actual, cuando es alcances de voltaje pin 0.1V , La supervisión de sobrecarga comienza, y entra en una corriente constante para mantener una corriente de excitación constante, la corriente de excitación en este momento ya no es tan VR temperatura terminal de tensión aumenta, no se incrementa a medida que aumenta la carga, en este estado, JY01 Vamos a seguir para proporcionar potencia de accionamiento constante continuo del motor, para mantener el funcionamiento normal del motor, si es voltaje Pin alcanza o excede 0.2V El sistema se 4.5 Microsegundo protección en tiempo, la siguiente R Para un ejemplo detallado de un método seleccionado de entre el valor de grupo

R El valor de opción $I = 0,1 / R$

fórmula yo Un valor de consigna de corriente constante, la unidad es " la "

0.1 es Es JY01 valor de voltaje

R Resistencia limitadora de corriente, en unidades de ohmios "" En la corriente de funcionamiento 3A El controlador, por ejemplo, con el fin de asegurar un valor de corriente constante 5A Cuando los alcances o súper actuales 5A , El sistema se mantendrá en actual 5A por tipo de $I = 0,1 / R$ Después de cambiar artículos $R = 0,1 / 5$

$R = 0,02$ Europa Calculado por el muestreo actual

La resistencia debe ser utilizado 20 resistor miliohmios potencia (resistencia resistencia de muestreo típicamente actual y el uso de alambre de constantán cemento)
- Protección de parada:** motores 5S En el caso de inicio repetida funcionamiento normal no se detendrá automáticamente la protección de salida, lo hará VR caídas de tensión terminales 0V Quitar la protección, a aumentar de nuevo VR Reiniciar el voltaje de terminal del motor
- la conmutación suave Z / F :** JY01 de 5 pie Z / F Steering pasador de control, se puede conectar directamente 5V Y, el JY01 Una característica suave-conmutación, que juega en muchas aplicaciones para proteger los transistores de potencia y la acción del motor, mejorar la vida de la fiabilidad de la operación, operaciones específicas incorporadas, cuando el motor gira en una dirección Z / F Los cambios de nivel, primero detener la salida del variador, por lo que el motor se detienen, de nuevo corriendo en otra dirección
- señal de velocidad M :** JY01 Mientras se conduce la señal de impulso de velocidad del motor será de salida, que se refleja en las aplicaciones finales perfectos, existe la necesidad de aplicaciones de control de velocidad preciso, tales como escobillas de frecuencia del ventilador de CC, bomba de velocidad variable sin escobillas DC, etc. entonces algunos demande la ocasión velocidad de rotación estable estable y par motor, hacer control de velocidad en bucle cerrado, con la señal de velocidad tan fácil de implementar estas

resumen:

Debido a los factores de influencia motor de corriente continua sin escobillas es impulsado más Hall, tales como la tensión de funcionamiento de la velocidad del motor, ángulo de conmutación, el tamaño de la carga, la inductancia y la fuerza electromotriz, el tamaño de la carga inicial, afectará a la Sala de corriente continua sin escobillas el efecto de accionar el motor, también lo hacen de motor eficiente y estable de CC sin escobillas coche Salón necesidad de hacer más pruebas, a fin de que las unidades de motor DC sin escobillas perfectos sin Pasillo

Anexo VI: ACS712



ACS712

*Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor
with 2.1 kVRMS Voltage 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 μ s output rise time in response to step input current
- 80 kHz bandwidth
- Total output error 1.5% at $T_A = 25^\circ\text{C}$
- Small footprint, low-profile SOIC8 package
- 1.2 m Ω internal conductor resistance
- 2.1 kV_{RMS} 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



TUV America
Certificate Number:
UBV 06 05 94214 010



Package: 8 Lead SOIC (suffix LC)



Approximate Scale 1:1

Description

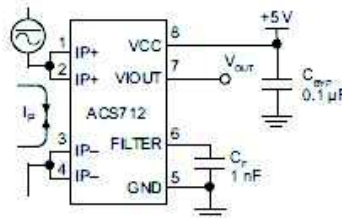
The Allegro® ACS712 provides economical and precise solutions for AC or DC current sensing in industrial, commercial, and communications systems. The device package allows for easy implementation by the customer. Typical applications include motor control, load detection and management, switched-mode power supplies, and overcurrent fault protection.

The device consists of a precise, low-offset, linear Hall sensor 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 is sensed by the integrated Hall IC and converted 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 ($\sim V_{IOUT(Q)}$) 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 sensing. The internal resistance of this conductive path is 1.2 m Ω typical, providing low power

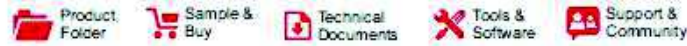
Continued on the next page...

Typical Application



Application 1. The ACS712 outputs an analog signal, V_{OUT} , that varies linearly with the uni- or bi-directional AC or DC primary sensed current, I_p , within the range specified. C_f is recommended for noise management, with values that depend on the application.

Anexo VI: LM358



LM158-N, LM258-N, LM2904-N, LM358-N
SNOSBT3I – JANUARY 2000 – REVISED DECEMBER 2014

LMx58-N Low-Power, Dual-Operational Amplifiers

1 Features

- Available in 8-Bump DSBGA Chip-Sized Package, (See AN-1112, [SNVA009](#))
- Internally Frequency Compensated for Unity Gain
- Large DC Voltage Gain: 100 dB
- Wide Bandwidth (Unity Gain): 1 MHz (Temperature Compensated)
- Wide Power Supply Range:
 - Single Supply: 3V to 32V
 - Or Dual Supplies: $\pm 1.5V$ to $\pm 16V$
- Very Low Supply Current Drain (500 μA)—Essentially Independent of Supply Voltage
- Low Input Offset Voltage: 2 mV
- Input Common-Mode Voltage Range Includes Ground
- Differential Input Voltage Range Equal to the Power Supply Voltage
- Large Output Voltage Swing
- Unique Characteristics:
 - In the Linear Mode the Input Common-Mode Voltage Range Includes Ground and the Output Voltage Can Also Swing to Ground, even though Operated from Only a Single Power Supply Voltage.
 - The Unity Gain Cross Frequency is Temperature Compensated.
 - The Input Bias Current is also Temperature Compensated.
- Advantages:
 - Two Internally Compensated Op Amps
 - Eliminates Need for Dual Supplies
 - Allows Direct Sensing Near GND and V_{OUT} Also Goes to GND
 - Compatible with All Forms of Logic
 - Power Drain Suitable for Battery Operation

2 Applications

- Active Filters
- General Signal Conditioning and Amplification
- 4- to 20-mA Current Loop Transmitters

3 Description

The LM158 series consists of two independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

Application areas include transducer amplifiers, dc gain blocks and all the conventional op-amp circuits which now can be more easily implemented in single power supply systems. For example, the LM158 series can be directly operated off of the standard 3.3-V power supply voltage which is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional $\pm 15V$ power supplies.

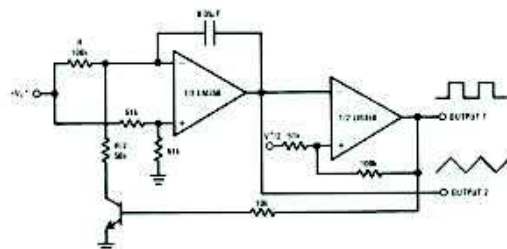
The LM358 and LM2904 are available in a chip sized package (8-Bump DSBGA) using TI's DSBGA package technology.

Device Information⁽¹⁾

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
LM158-N	TO-CAN (8)	9.08 mm x 9.09 mm
	CDIP (8)	10.16 mm x 6.502 mm
LM258-N	TO-CAN (8)	9.08 mm x 9.09 mm
	DSBGA (8)	1.31 mm x 1.31 mm
	SOIC (8)	4.90 mm x 3.91 mm
LM358-N	TO-CAN (8)	9.08 mm x 9.09 mm
	DSBGA (8)	1.31 mm x 1.31 mm
	SOIC (8)	4.90 mm x 3.91 mm
	PDIP (8)	9.81 mm x 6.35 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the datasheet.

Voltage Controlled Oscillator (VCO)



Anexo VIII: NCE6990



<http://www.ncepower.com>

Pb Free Product

NCE6990

NCE N-Channel Enhancement Mode Power MOSFET

Description

The NCE6990 uses advanced trench technology and design to provide excellent $R_{DS(ON)}$ with low gate charge. It can be used in a wide variety of applications.

General Features

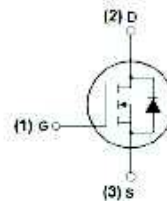
- $V_{DS} = 80V, I_D = 90A$
 $R_{DS(ON)} < 7.2m\Omega @ V_{GS} = 10V$ (Typ: 6.2m Ω)
- High density cell design for ultra low R_{DSon}
- Fully characterized avalanche voltage and current
- Good stability and uniformity with high E_{AS}
- Excellent package for good heat dissipation
- Special process technology for high ESD capability

Application

- Power switching application
- Hard switched and high frequency circuits
- Uninterruptible power supply

100% UIS TESTED!

100% ΔV_{DS} TESTED!



Schematic diagram



Marking and pin assignment



TO-220-3L top view

Package Marking and Ordering Information

Device Marking	Device	Device Package	Reel Size	Tape width	Quantity
NCE6990	NCE6990	TO-220	-	-	-

Absolute Maximum Ratings ($T_C = 25^\circ C$ unless otherwise noted)

Parameter	Symbol	Limit	Unit
Drain-Source Voltage	V_{DS}	80	V
Gate-Source Voltage	V_{GS}	± 20	V
Drain Current-Continuous	I_D	90	A
Drain Current-Continuous ($T_C = 100^\circ C$)	I_D (fast)	62	A
Pulsed Drain Current	I_{DM}	310	A
Maximum Power Dissipation	P_D	160	W
Derating factor		1.1	W/ $^\circ C$
Single pulse avalanche energy ^(Note 5)	E_{AS}	450	mJ
Operating Junction and Storage Temperature Range	T_J, T_{STG}	-55 To 175	$^\circ C$



Anexo IX: Simulación en MATLAB

```
import matplotlib.pyplot as plt
import math
# Variables de simulacion.
ti = 0. # Tiempo inicial.
tf = 2. # Tiempo final.
ts = 0.001 # Tiempo de muestreo.
t = ti # Tiempo actual de simulacion.

# Variables del motor
K = 145.47 # Ganancia de DC del motor.
tau = 0.087 # Constante de tiempo,
w = 0. # Velocidad inicial del motor.
wr = 1000.0 # Velocidad deseada.

# Vectores de solucion.
W = [w] # Vector de soluciones.
T = [t] # Vector de tiempo.
U = [0.] # Vector de voltaje.
Wr = [wr / 1000.0] # Vector de velocidad deseada.

# Variables de PID
e = 0. # Error.
ie = 0. # Integral del error.
de = 0. # Derivada del error.
prev_e = 0. # Variable auxiliar: error anterior.

# Comportamiento deseado.
Ts = 0.2 # Tiempo de estabilizacion
Pos = 0.05 # Sobretiro maximo de 5%.

# Parametros de sistema de segundo orden.
z = abs(math.log(Pos)) / math.sqrt((math.log(Pos))**2 + math.pi**2)
wn = 4 / (z * Ts)

# Calcular ganancias en funcion de
# respuesta deseada.
kp = (2 * z * wn * tau - 1) / K
ki = (tau * wn ** 2) / K
kd = 0.

while t < tf:
    # Calcular error
    e = wr - w

    # Calcular derivada
    de = (e - prev_e) / ts
```



```
prev_e = e

# Calcular integral
ie += e * ts

# Calcular PID
Vin = kp * e + kd * de + ki * ie

# Calcular dinamica del motor
dw = (K * Vin - w) / tau

# Integrar para obtener velocidad.
w += dw * ts

t += ts # Siguiete muestra de tiempo.

# Guardar en vectores para graficar.
W.append(w / 1000.) # Convertir a RPM x 1000
U.append(Vin)
Wr.append(wr / 1000.) # Convertir a RPM x 1000
T.append(t)

# Desplegar resultados.
plt.plot(T, W, linewidth = 2.)
plt.title('Respuesta del Motor con control PD')
plt.xlabel('Tiempo (s)')
plt.ylabel('Velocidad (RPM x 1000)')
plt.grid()
plt.show()
```

Anexo X: Código fuente

INIT

```
void SystemClock_Config(void)
{
    RCC_ClkInitTypeDef RCC_ClkInitStruct = {0};
    RCC_OscInitTypeDef RCC_OscInitStruct = {0};

    /* MSI is enabled after System reset, activate PLL with MSI as source */
    RCC_OscInitStruct.OscillatorType = RCC_OSCILLATORTYPE_MSI;
    RCC_OscInitStruct.MSISState = RCC_MSI_ON;
    RCC_OscInitStruct.MSIClockRange = RCC_MSIRANGE_6;
    RCC_OscInitStruct.MSICALibrationValue = RCC_MSICALIBRATION_DEFAULT;
    RCC_OscInitStruct.PLL.PLLState = RCC_PLL_ON;
    RCC_OscInitStruct.PLL.PLLSource = RCC_PLLSOURCE_MSI;
    RCC_OscInitStruct.PLL.PLLM = 1;
    RCC_OscInitStruct.PLL.PLLN = 40;
    RCC_OscInitStruct.PLL.PLLR = 2;
    RCC_OscInitStruct.PLL.PLLP = 7;
    RCC_OscInitStruct.PLL.PLLQ = 4;
    if(HAL_RCC_OscConfig(&RCC_OscInitStruct) != HAL_OK)
    {
        /* Initialization Error */
        while(1);
    }

    RCC_ClkInitStruct = {0};
    RCC_OscInitStruct = {0};

    /* MSI is enabled after System reset, activate PLL with MSI as source */
    RCC_OscInitStruct.OscillatorType = RCC_OSCILLATORTYPE_MSI;
    RCC_OscInitStruct.MSISState = RCC_MSI_ON;
    RCC_OscInitStruct.MSIClockRange = RCC_MSIRANGE_6;
    RCC_OscInitStruct.MSICALibrationValue = RCC_MSICALIBRATION_DEFAULT;
    RCC_OscInitStruct.PLL.PLLState = RCC_PLL_ON;
    RCC_OscInitStruct.PLL.PLLSource = RCC_PLLSOURCE_MSI;
    RCC_OscInitStruct.PLL.PLLM = 1;
    RCC_OscInitStruct.PLL.PLLN = 40;
    RCC_OscInitStruct.PLL.PLLR = 2;
    RCC_OscInitStruct.PLL.PLLP = 7;
    RCC_OscInitStruct.PLL.PLLQ = 4;
    if(HAL_RCC_OscConfig(&RCC_OscInitStruct) != HAL_OK)
    {
        /* Initialization Error */
        while(1);
    }
}
```




```
/* Select PLL as system clock source and configure the HCLK, PCLK1 and PCLK2
   clocks dividers */
RCC_ClkInitStruct.ClockType = (RCC_CLOCKTYPE_SYSCLK | RCC_CLOCKTYPE_HCLK |
RCC_CLOCKTYPE_PCLK1 | RCC_CLOCKTYPE_PCLK2);
RCC_ClkInitStruct.SYSCLKSource = RCC_SYSCLKSOURCE_PLLCLK;
RCC_ClkInitStruct.AHBCLKDivider = RCC_SYSCLK_DIV1;
RCC_ClkInitStruct.APB1CLKDivider = RCC_HCLK_DIV1;
RCC_ClkInitStruct.APB2CLKDivider = RCC_HCLK_DIV1;
if(HAL_RCC_ClockConfig(&RCC_ClkInitStruct, FLASH_LATENCY_4) != HAL_OK)
{

/* Select PLL as system clock source and configure the HCLK, PCLK1 and PCLK2
   clocks dividers */
RCC_ClkInitStruct.ClockType = (RCC_CLOCKTYPE_SYSCLK | RCC_CLOCKTYPE_HCLK |
RCC_CLOCKTYPE_PCLK1 | RCC_CLOCKTYPE_PCLK2);
RCC_ClkInitStruct.SYSCLKSource = RCC_SYSCLKSOURCE_PLLCLK;
RCC_ClkInitStruct.AHBCLKDivider = RCC_SYSCLK_DIV1;
RCC_ClkInitStruct.APB1CLKDivider = RCC_HCLK_DIV1;
RCC_ClkInitStruct.APB2CLKDivider = RCC_HCLK_DIV1;
if(HAL_RCC_ClockConfig(&RCC_ClkInitStruct, FLASH_LATENCY_4) != HAL_OK)
{
/* Initialization Error */
while(1);
}
}

#ifdef USE_FULL_ASSERT
/**
 * @brief Reports the name of the source file and the source line number
 * where the assert_param error has occurred.
 * @param file: pointer to the source file name
 * @param line: assert_param error line source number
 * @retval None
 */
void assert_failed(char *file, uint32_t line)
{
/* User can add his own implementation to report the file name and line number,
   ex: printf("Wrong parameters value: file %s on line %d\r\n", file, line) */

/* Infinite loop */
while (1)
{
}
}
#endif
```



```
#include <stdio.h>
#include "stm32f4_discovery.h"
#include "BMS.h"

void delay(volatile uint32_t count);
void init(void);
float light_voltaje, motor_Kv, PowerConsumption, PowerMeter;
int16_t motor_poles, wheel_size, battery_serial;

int main(void)
{
    init();

    /*-----FLASH MEMORY-----*/

    /* Program the user FLASH area word by word
    (area defined by FLASH_USER_START_ADDR and FLASH_USER_END_ADDR) *****/

    Address = FLASH_USER_START_ADDR;

    while (Address < (FLASH_USER_END_ADDR - (FLASH_ROW_SIZE*sizeof(uint64_t))))
    {
        if (HAL_FLASH_Program(FLASH_TYPEPROGRAM_FAST, Address, (uint64_t)src_addr) ==
        HAL_OK)
        {
            Address = Address + (FLASH_ROW_SIZE*sizeof(uint64_t));
        }
        else
        {
            /* Error occurred while writing data in Flash memory.
            User can add here some code to deal with this error */
        }
    }

    if (HAL_FLASH_Program(FLASH_TYPEPROGRAM_FAST_AND_LAST, Address,
    (uint64_t)src_addr) != HAL_OK)
    {
        /* Error occurred while writing data in Flash memory.
        User can add here some code to deal with this error */
    }

    /* Lock the Flash to disable the flash control register access (recommended
    to protect the FLASH memory against possible unwanted operation) *****/
    HAL_FLASH_Lock();

    /* Check if the programmed data is OK
    MemoryProgramStatus = 0: data programmed correctly
```



```
MemoryProgramStatus != 0: number of words not programmed correctly *****/
Address = FLASH_USER_START_ADDR;
MemoryProgramStatus = 0x0;

while (Address < FLASH_USER_END_ADDR)
{
    for (data_index = 0; data_index < FLASH_ROW_SIZE; data_index++)
    {
        data64 = *(__IO uint64_t *)Address;

        if(data64 != Data64_To_Prog[data_index])
        {
            MemoryProgramStatus++;
        }
        Address = Address + sizeof(uint64_t);
    }
}

/*Check if there is an issue to program data*/
if (MemoryProgramStatus == 0)
{
    /* No error detected. Switch on LED2*/
    BSP_LED_On(LED2);
}
else
{
    /* Error detected. LED2 will blink with 1s period */
    while (1)
    {
        BSP_LED_On(LED2);
        HAL_Delay(1000);
        BSP_LED_Off(LED2);
        HAL_Delay(1000);
    }
}

/* Infinite loop */
while (1)
{
}
}

/**
 * @brief Gets the bank of a given address
 * @param Addr: Address of the FLASH Memory
 * @retval The bank of a given address
 */
static uint32_t GetBank(uint32_t Addr)
{
    uint32_t bank = 0;
}
```



```
if (READ_BIT(SYSCFG->MEMRMP, SYSCFG_MEMRMP_FB_MODE) == 0)
{
    /* No Bank swap */
    if (Addr < (FLASH_BASE + FLASH_BANK_SIZE))
    {
        bank = FLASH_BANK_1;
    }
    else
    {
        bank = FLASH_BANK_2;
    }
}
else
{
    /* Bank swap */
    if (Addr < (FLASH_BASE + FLASH_BANK_SIZE))
    {
        bank = FLASH_BANK_2;
    }
    else
    {
        bank = FLASH_BANK_1;
    }
}

return bank;
}

while (1)
{
    delay(1000000); //HOW MUCH TIME IS IT?
    printf("Cell Voltage %f\n", (float)read_cell_voltage()/1000.0);
}

void delay(volatile uint32_t count)
{
    while(count-- {});
}

void init(void)
{
    init_cell_voltage();
    init_PID();
}
```



BMS

```
/**
 * @file BMS.c
 * @brief Reads battery cell voltage first.
 *
 * INPUTS: pin PC1
 *
 * @author ivan_navalon & armcortexm.blogs.upv.es
 * @date 2017/09/11
 */

#include <stm32f4xx.h>
#include "BMS.h"

#define MVOLT_REF 3000 /* reference voltage in mV, connect to Vddref_adc, port ??*/

/*****
 */
/**
 * @brief Initialises ADC for read battery cell voltage
 * @returns void
 */
void init_cell_voltage(void) {

    GPIO_InitTypeDef    GPIO_InitStructure;
    ADC_InitTypeDef     ADC_InitStructure;
    ADC_CommonInitTypeDef ADC_CommonInitStructure;

    /* Port C -----*/
    RCC_AHB1PeriphClockCmd(RCC_AHB1Periph_GPIOC, ENABLE);

    /* PC1 for analogic input */
    GPIO_StructInit(&GPIO_InitStructure);
    GPIO_InitStructure.GPIO_Pin   = GPIO_Pin_1;
    GPIO_InitStructure.GPIO_Mode  = GPIO_Mode_AN;
    GPIO_InitStructure.GPIO_PuPd  = GPIO_PuPd_DOWN ;
    GPIO_Init(GPIOC, &GPIO_InitStructure);

    /* Enables ADC1 -----*/
    RCC_APB2PeriphClockCmd(RCC_APB2Periph_ADC1, ENABLE);

    /* ADC Common Init -----*/
    ADC_CommonStructInit(&ADC_CommonInitStructure);
    ADC_CommonInitStructure.ADC_Mode      = ADC_Mode_Independent;
    ADC_CommonInitStructure.ADC_Prescaler = ADC_Prescaler_Div4; // max 30 MHz by
datasheet
    ADC_CommonInitStructure.ADC_DMAAccessMode = ADC_DMAAccessMode_Disabled;
    ADC_CommonInitStructure.ADC_TwoSamplingDelay = ADC_TwoSamplingDelay_5Cycles;
    ADC_CommonInit(&ADC_CommonInitStructure);
}
```

```
/* ADC Init -----*/
ADC_StructInit (&ADC_InitStructure);
ADC_InitStructure.ADC_Resolution      = ADC_Resolution_12b;
ADC_InitStructure.ADC_ScanConvMode    = DISABLE;
ADC_InitStructure.ADC_ContinuousConvMode = DISABLE;
ADC_InitStructure.ADC_ExternalTrigConvEdge = ADC_ExternalTrigConvEdge_None;
ADC_InitStructure.ADC_DataAlign       = ADC_DataAlign_Right;
ADC_InitStructure.ADC_NbrOfConversion = 1;
ADC_Init(ADC1, &ADC_InitStructure);

/* Set conversion settings -----*/
ADC_InjectedSequencerLengthConfig(ADC1, 1);
ADC_SetInjectedOffset(ADC1, ADC_InjectedChannel_1, 0);
ADC_InjectedChannelConfig(ADC1, ADC_Channel_11, 1, ADC_SampleTime_480Cycles);

/* RUN ADC -----*/
ADC_Cmd(ADC1, ENABLE);
}

/*****
*/
/**
 @brief read battery cell voltage
 @returns Voltage in milivolts
*/
int32_t read_cell_voltage(void) {

    uint32_t adc_value;
    int32_t milivolts;

    ADC_ClearFlag(ADC1,ADC_FLAG_JEOC); // clear flag of end conversion

    ADC_SoftwareStartInjectedConv(ADC1); // start conversion

    while (ADC_GetFlagStatus(ADC1,ADC_FLAG_JEOC) == RESET){}; // wait for conversion

    adc_value = ADC_GetInjectedConversionValue(ADC1, ADC_InjectedChannel_1);

    milivolts = adc_value/0xFFF*MVOLT_REF; // 12 bits ADC conversion
    milivolts *= 2; // in case of voltage divider (R1=R2=100k ohm)

    return milivolts;
}

/*****
*/
```



HALL

```
#include "hall_sensor.h"

//PORT D, for digital sensor measured
#define hall_sensor_1 GPIO_Pin_1
#define hall_sensor_2 GPIO_Pin_2
#define hall_sensor_3 GPIO_Pin_3

void EXTI_HallSensors(void){
    EXTI_InitTypeDef EXTI_InitStructure;
    GPIO_InitTypeDef GPIO_InitStructure;
    NVIC_InitTypeDef NVIC_InitStructure;
    EXTI_InitTypeDef exti;
    NVIC_InitTypeDef nvic;
    EXTI_InitTypeDef exti2;
    NVIC_InitTypeDef nvic2;

    /* 1: Disable interrupt */
    NVIC_DisableIRQ(EXTI0_IRQn);
    NVIC_DisableIRQ(EXTI1_IRQn);
    NVIC_DisableIRQ(EXTI2_IRQn);

    /* 2: Configure target device */
    /* Enable PORT D clock */
    RCC_AHB1PeriphClockCmd( RCC_AHB1Periph_GPIOD , ENABLE);
    /* Configure PA0 pin as input floating */
    GPIO_InitStructure.GPIO_Mode = GPIO_Mode_IN;
    GPIO_InitStructure.GPIO_PuPd = GPIO_PuPd_DOWN;
    GPIO_InitStructure.GPIO_Pin = hall_sensor_1|hall_sensor_2|hall_sensor_3;
    GPIO_Init (GPIOD,&GPIO_InitStructure);
    /* Configure EXTI Line0 ( connected to PA0 pin ) in interrupt mode */
    /* Enable SYSCFG clock */
    RCC_APB2PeriphClockCmd(RCC_APB2Periph_SYSCFG , ENABLE);
    /* Connect EXTI Line0 to PA0 pin */
    SYSCFG_EXTILineConfig(EXTI_PortSourceGPIOD ,EXTI_PinSource1);
    SYSCFG_EXTILineConfig(EXTI_PortSourceGPIOD ,EXTI_PinSource2);
    SYSCFG_EXTILineConfig(EXTI_PortSourceGPIOD ,EXTI_PinSource3);
    /* Configure EXTI Line0 */
    EXTI_InitStructure.EXTI_Line = EXTI_Line0;
    EXTI_InitStructure.EXTI_Mode = EXTI_Mode_Interrupt;
    EXTI_InitStructure.EXTI_Trigger = EXTI_Trigger_Falling;
    EXTI_InitStructure.EXTI_LineCmd = ENABLE;
    EXTI_Init(&EXTI_InitStructure);

    exti.EXTI_Line = EXTI_Line1;
    exti.EXTI_Mode = EXTI_Mode_Interrupt;
    exti.EXTI_Trigger = EXTI_Trigger_Falling;
    exti.EXTI_LineCmd = ENABLE;
    EXTI_Init(&exti);
```



```
exti.EXTI_Line = EXTI_Line2;
exti.EXTI_Mode = EXTI_Mode_Interrupt;
exti.EXTI_Trigger = EXTI_Trigger_Falling;
exti.EXTI_LineCmd = ENABLE;
EXTI_Init(&exti2); //REVISAR ESTO

/* PASO 3: Configure NVIC related interrupt */
/* Enable and set EXTI Line0 Interrupt to the lowest priority */
NVIC_InitStructure.NVIC_IRQChannel = EXTI0_IRQn;
NVIC_InitStructure.NVIC_IRQChannelPreemptionPriority = 0x01;
NVIC_InitStructure.NVIC_IRQChannelSubPriority = 0x01;
NVIC_InitStructure.NVIC_IRQChannelCmd = ENABLE;
NVIC_Init(&NVIC_InitStructure);

nvic.NVIC_IRQChannel = EXTI1_IRQn;
nvic.NVIC_IRQChannelPreemptionPriority = 0x01;
nvic.NVIC_IRQChannelSubPriority = 0x01;
nvic.NVIC_IRQChannelCmd = ENABLE;
NVIC_Init(&nvic);

nvic.NVIC_IRQChannel = EXTI2_IRQn;
nvic.NVIC_IRQChannelPreemptionPriority = 0x01;
nvic.NVIC_IRQChannelSubPriority = 0x01;
nvic.NVIC_IRQChannelCmd = ENABLE;
NVIC_Init(&nvic2); //REVISAR ESTO TAMBIEN

/* PASO 4: Enable interrupt */
NVIC_EnableIRQ(EXTI0_IRQn);
NVIC_EnableIRQ(EXTI1_IRQn);
NVIC_EnableIRQ(EXTI2_IRQn);

}

void HallSensors_ISR(uint8_t nsensor){

    if(nsensor==0)
    {
        boolean_HallSensors=1;
    }
    else{
        if(nsensor==1){ boolean_HallSensors=2; }
        else{
            if(nsensor==2){ boolean_HallSensors=3; }
        }
    }
}

uint8_t read_hall_sensor(void){
    return(boolean_HallSensors); }

}
```




MAIN

```
#include <stdio.h>
#include "stm32f4_discovery.h"
#include "BMS.h"

void delay(volatile uint32_t count);
void init(void);
float light_voltaje, motor_Kv, PowerConsumption, PowerMeter;
int16_t motor_poles, wheel_size, battery_serial;
extern int16_t SoC;

int main(void)
{

    init();

    /*-----FLASH MEMORY-----*/

    /* Program the user FLASH area word by word
    (area defined by FLASH_USER_START_ADDR and FLASH_USER_END_ADDR) *****/

    Address = FLASH_USER_START_ADDR;

    while (Address < (FLASH_USER_END_ADDR - (FLASH_ROW_SIZE*sizeof(uint64_t))))
    {
        if (HAL_FLASH_Program(FLASH_TYPEPROGRAM_FAST, Address, (uint64_t)src_addr) ==
        HAL_OK)
        {
            Address = Address + (FLASH_ROW_SIZE*sizeof(uint64_t));
        }
        else
        {

            /* Error occurred while writing data in Flash memory.
            User can add here some code to deal with this error */

        }
    }

    if (HAL_FLASH_Program(FLASH_TYPEPROGRAM_FAST_AND_LAST, Address,
    (uint64_t)src_addr) != HAL_OK)
    {

        /* Error occurred while writing data in Flash memory.
        User can add here some code to deal with this error */

    }

    /* Lock the Flash to disable the flash control register access (recommended
    to protect the FLASH memory against possible unwanted operation) *****/
    HAL_FLASH_Lock();
}
```



```
/* Check if the programmed data is OK
   MemoryProgramStatus = 0: data programmed correctly
   MemoryProgramStatus != 0: number of words not programmed correctly *****/
Address = FLASH_USER_START_ADDR;
MemoryProgramStatus = 0x0;

while (Address < FLASH_USER_END_ADDR)
{
  for (data_index = 0; data_index < FLASH_ROW_SIZE; data_index++)
  {
    data64 = *(__IO uint64_t *)Address;

    if(data64 != Data64_To_Prog[data_index])
    {
      MemoryProgramStatus++;
    }
    Address = Address + sizeof(uint64_t);
  }
}

/*Check if there is an issue to program data*/
if (MemoryProgramStatus == 0)
{
  /* No error detected. Switch on LED2*/
  BSP_LED_On(LED2);
}
else
{
  /* Error detected. LED2 will blink with 1s period */
  while (1)
  {
    BSP_LED_On(LED2);
    HAL_Delay(1000);
    BSP_LED_Off(LED2);
    HAL_Delay(1000);
  }
}

/* Infinite loop */
while (1)
{
}

/**
 * @brief Gets the bank of a given address
 * @param Addr: Address of the FLASH Memory
 * @retval The bank of a given address
 */
```



```
static uint32_t GetBank(uint32_t Addr)
{
    uint32_t bank = 0;

    if (READ_BIT(SYSCFG->MEMRMP, SYSCFG_MEMRMP_FB_MODE) == 0)
    {
        /* No Bank swap */
        if (Addr < (FLASH_BASE + FLASH_BANK_SIZE))
        {
            bank = FLASH_BANK_1;
        }
        else
        {
            bank = FLASH_BANK_2;
        }
    }
    else
    {
        /* Bank swap */
        if (Addr < (FLASH_BASE + FLASH_BANK_SIZE))
        {
            bank = FLASH_BANK_2;
        }
        else
        {
            bank = FLASH_BANK_1;
        }
    }

    return bank;
}

while (1)
{
    delay(10000000); //HOW MUCH TIME IS IT?
    printf("Cell Voltage %f\n", (float)read_cell_voltage()/1000.0);
    zero_crossing();
    check_lights();
    user_interface();

    if(check_PASSpeed() > 0)

    /*-----PID FUNCIONTION-----*/
    int16_t Acc_rawX, Acc_rawY, Acc_rawZ, Gyr_rawX, Gyr_rawY, Gyr_rawZ;

    float Acceleration_angle[2];
    float Gyro_angle[2];
    float Total_angle[2];
```



```
float elapsedTime, time, timePrev;
int i;
float rad_to_deg = 180/3.141592654;

float PID, pwmLeft, pwmRight, error, previous_error;
float pid_p=0;
float pid_i=0;
float pid_d=0;
////////////////////PID CONSTANTS////////////////////
double kp=3.55;//3.55
double ki=0.005;//0.003
double kd=2.05;//2.05
////////////////////

double throttle=1300; //initial value of throttle to the motors
float desired_angle = 0; //This is the angle in which we want the
//balance to stay steady

void setup() {
  Wire.begin(); //begin the wire communication
  Wire.beginTransmission(0x68);
  Wire.write(0x6B);
  Wire.write(0);
  Wire.endTransmission(true);
  Serial.begin(250000);
  right_prop.attach(3); //attach the right motor to pin 3
  left_prop.attach(5); //attach the left motor to pin 5

  time = millis(); //Start counting time in milliseconds
  /*In order to start up the ESCs we have to send a min value
  * of PWM to them before connecting the battery. Otherwise
  * the ESCs won't start up or enter in the configure mode.
  * The min value is 1000us and max is 2000us, REMEMBER!*/
  left_prop.writeMicroseconds(1000);
  right_prop.writeMicroseconds(1000);
  delay(7000); /*Give some delay, 7s, to have time to connect
  *the propellers and let everything start up*/
} //end of setup void

void loop() {

  //////////////////////IMU////////////////////
  timePrev = time; // the previous time is stored before the actual time read
  time = millis(); // actual time read
  elapsedTime = (time - timePrev) / 1000;
```



```
/*The timeStep is the time that elapsed since the previous loop.
 * This is the value that we will use in the formulas as "elapsedTime"
 * in seconds. We work in ms so we have to divide the value by 1000
 to obtain seconds*/

/*Read the values that the accelerometer gives.
 * We know that the slave address for this IMU is 0x68 in
 * hexadecimal. For that in the RequestFrom and the
 * begin functions we have to put this value.*/

Wire.beginTransmission(0x68);
Wire.write(0x3B); //Ask for the 0x3B register- correspond to AcX
Wire.endTransmission(false);
Wire.requestFrom(0x68,6,true);

/*We have asked for the 0x3B register. The IMU will send a burst of register.
 * The amount of register to read is specified in the requestFrom function.
 * In this case we request 6 registers. Each value of acceleration is made out of
 * two 8bits registers, low values and high values. For that we request the 6 of them
 * and just make then sum of each pair. For that we shift to the left the high values
 * register (<<) and make an or (|) operation to add the low values.*/

Acc_rawX=Wire.read()<<8|Wire.read(); //each value needs two registers
Acc_rawY=Wire.read()<<8|Wire.read();
Acc_rawZ=Wire.read()<<8|Wire.read();

/*///This is the part where you need to calculate the angles using Euler equations///*/

/* - Now, to obtain the values of acceleration in "g" units we first have to divide the raw
 * values that we have just read by 16384.0 because that is the value that the MPU6050
 * datasheet gives us.*/
/* - Next we have to calculate the radian to degree value by dividing 180° by the PI number
 * which is 3.141592654 and store this value in the rad_to_deg variable. In order to not have
 * to calculate this value in each loop we have done that just once before the setup void.
 */

/* Now we can apply the Euler formula. The atan will calculate the arctangent. The
 * pow(a,b) will elevate the a value to the b power. And finally sqrt function
 * will calculate the root square.*/
/*---X---*/
Acceleration_angle[0] = atan((Acc_rawY/16384.0)/sqrt(pow((Acc_rawX/16384.0),2) +
pow((Acc_rawZ/16384.0),2)))*rad_to_deg;
/*---Y---*/
Acceleration_angle[1] = atan(-1*(Acc_rawX/16384.0)/sqrt(pow((Acc_rawY/16384.0),2) +
pow((Acc_rawZ/16384.0),2)))*rad_to_deg;

/*Now we read the Gyro data in the same way as the Acc data. The address for the
 * gyro data starts at 0x43. We can see this addresses if we look at the register map
```



* of the MPU6050. In this case we request just 4 values. We don't want the gyro for
* the Z axis (YAW).*/

```
Wire.beginTransmission(0x68);  
Wire.write(0x43); //Gyro data first address  
Wire.endTransmission(false);  
Wire.requestFrom(0x68,4,true); //Just 4 registers
```

```
Gyr_rawX=Wire.read()<<8|Wire.read(); //Once again we shift and sum  
Gyr_rawY=Wire.read()<<8|Wire.read();
```

/*Now in order to obtain the gyro data in degrees/seconds we have to divide first
the raw value by 131 because that's the value that the datasheet gives us*/

```
/*---X---*/  
Gyro_angle[0] = Gyr_rawX/131.0;  
/*---Y---*/  
Gyro_angle[1] = Gyr_rawY/131.0;
```

/*Now in order to obtain degrees we have to multiply the degree/seconds
value by the elapsedTime./
/*Finally we can apply the final filter where we add the acceleration
*part that affects the angles and of course multiply by 0.98 */

```
/*---X axis angle---*/  
Total_angle[0] = 0.98 *(Total_angle[0] + Gyro_angle[0]*elapsedTime) +  
0.02*Acceleration_angle[0];  
/*---Y axis angle---*/  
Total_angle[1] = 0.98 *(Total_angle[1] + Gyro_angle[1]*elapsedTime) +  
0.02*Acceleration_angle[1];
```

```
/*Now we have our angles in degree and values from -10° to 100° approx*/  
//Serial.println(Total_angle[1]);
```

```
/*////////////////////////////////////PID////////////////////////////////////*/  
/*Remember that for the balance we will use just one axis. I've chosen the x angle  
to implement the PID with. That means that the x axis of the IMU has to be parallel to  
the balance*/
```

```
/*First calculate the error between the desired angle and  
*the real measured angle*/  
error = Total_angle[1] - desired_angle;
```

```
/*Next the proportional value of the PID is just a proportional constant  
*multiplied by the error*/
```

```
pid_p = kp*error;
```



```
/*The integral part should only act if we are close to the
desired position but we want to fine tune the error. That's
why I've made a if operation for an error between -2 and 2 degree.
To integrate we just sum the previous integral value with the
error multiplied by the integral constant. This will integrate (increase)
the value each loop till we reach the 0 point*/
```

```
if(-3 <error <3)
{
    pid_i = pid_i+(ki*error);
}
```

```
/*The last part is the derivate. The derivate acts upon the speed of the error.
As we know the speed is the amount of error that produced in a certain amount of
time divided by that time. For taht we will use a variable called previous_error.
We substract that value from the actual error and divide all by the elapsed time.
Finnaly we multiply the result by the derivate constant*/
```

```
pid_d = kd*((error - previous_error)/elapsedTime);
```

```
/*The final PID values is the sum of each of this 3 parts*/
PID = pid_p + pid_i + pid_d;
```

```
/*We know taht the min value of PWM signal is 1000us and the max is 2000. So that
tells us that the PID value can/s oscilate more than -1000 and 1000 because when we
have a value of 2000us the maximum value taht we could sybstract is 1000 and when
we have a value of 1000us for the PWM sihnal, the maximum value that we could add is 1000
to reach the maximum 2000us*/
```

```
if(PID < -1000)
{
    PID=-1000;
}
if(PID > 1000)
{
    PID=1000;
}
```

```
/*Finnaly we calculate the PWM width. We sum the desired throttle and the PID value*/
pwmLeft = throttle + PID;
pwmRight = throttle - PID;
```

```
/*Once again we map the PWM values to be sure that we won't pass the min
and max values. Yes, we've already mapped the PID values. But for example, for
throttle value of 1300, if we sum the max PID value we would have 2300us and
that will mess up the ESC.*/
```

```
//Right
if(pwmRight < 1000)
{
    pwmRight= 1000;
}
```



```
if(pwmRight > 2000)
{
    pwmRight=2000;
}
//Left
if(pwmLeft < 1000)
{
    pwmLeft= 1000;
}
if(pwmLeft > 2000)
{
    pwmLeft=2000;
}

/*-----END PID -----*/
}
}

void delay(volatile uint32_t count)
{
    while(count-- {});
}

void init(void)
{
    init_cell_voltage();
    init_PID();
}
```