



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

**ANÁLISIS Y DISEÑO DE UN CONTROL ELECTRÓNICO
APLICADO A UN VEHÍCULO ELÉCTRICO**

TRABAJO FINAL DEL

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

REALIZADO POR

Ángel Bellver Valera

TUTORIZADO POR

Francisco José Gimeno Sales

CURSO ACADÉMICO: 2019/2020

Agradecimientos

En primer lugar, quiero agradecer a mis padres y a mi hermana por todo el apoyo y cariño que me han dado durante la realización de este proyecto en estos tiempos de cuarentena que han sido difíciles para todos.

Además, quiero agradecer a todos los compañeros de clase que han estado conmigo estos últimos años y que han hecho de esta etapa de mi vida una gran experiencia. En especial quiero nombrar a Daniel Burgos, Eva Moliner, Mar Roig y Laura Rodrigo, que han sido mis compañeros en la gran mayoría de trabajos y las personas que más ayuda me han prestado cuando la he necesitado.

También agradezco a mis amigos que se han interesado por el proyecto y me han mostrado su apoyo, especialmente a Jose Antonio Pérez Balastegui, con el que tantas veces he hablado sobre el proyecto, tantas veces me ha ayudado a desconectar y siempre me ha animado a seguir hacia delante.

Por último, dar las gracias a todos los profesores del grado que tanto me han enseñado y, por supuesto, a mi tutor Francisco José Gimeno Sales. Desde el primer momento me ha mostrado el camino para ampliar mis conocimientos sobre motores eléctricos y electrónica de potencia y poder llevar a cabo un proyecto que hace unos meses me veía incapaz de realizar.

Índice de Documentos

- I. Memoria
- II. Planos
- III. Pliego de condiciones técnicas
- IV. Presupuesto

I. Memoria

Índice de Contenido

CAPÍTULO 1: Introducción.....	7
1.1. Objetivo del proyecto y resumen.....	7
1.2. Motivación y justificación del proyecto. Historia y necesidad del vehículo eléctrico	8
CAPÍTULO 2: Planteamiento de soluciones alternativas y justificación de la solución adoptada	11
2.1. Tipos de vehículos eléctricos.....	11
2.1.1. Vehículo híbrido serie.....	11
2.1.2. Vehículo híbrido paralelo.....	12
2.1.3. Vehículo 100 % eléctrico	12
2.2. Máquinas eléctricas rotativas	13
2.2.1. Motor de corriente continua.....	13
2.2.2. Motor asíncrono de inducción	14
2.2.3. Motor de corriente continua sin escobillas (<i>brushless</i>).....	15
2.2.4. Motor síncrono de imanes permanentes. Comparativa con el motor <i>brushless</i>	16
2.3. Sistemas de almacenamiento de energía. Baterías y supercondensadores	18
2.3.1. Baterías de Plomo-Ácido.....	18
2.3.2. Baterías de Níquel-Cadmio	19
2.3.3. Baterías de Níquel-Metal Hidruro	19
2.3.4. Baterías de Ion-Litio	20
2.3.5. Supercondensadores	20
2.4. Convertidores electrónicos de potencia.....	22
2.4.1. Transistores de potencia	22
2.4.2. Convertidores DC/DC. Topologías sin aislamiento.	25
2.4.3. Inversores trifásicos. Topologías.....	28
2.5. Estrategias de control de motores trifásicos.....	30
2.5.1. Control escalar	30
2.5.2. Control vectorial.....	30
2.6. Modulación PWM en inversores trifásicos.....	32
2.6.1. Modulación PWM senoidal	32
2.6.2. Modulación PWM vectorial	33
2.7. Control PWM de convertidores DC/DC	36
2.7.1. Control en modo tensión	36
2.7.2. Control en modo corriente media	37
2.7.3. Control de corriente por banda de histéresis.....	37

CAPÍTULO 3: Análisis y diseño del vehículo eléctrico	39
3.1. Sistema de Tracción Eléctrica	39
3.1.1. Motor síncrono de imanes permanentes. Modelado y características.	40
3.1.2. Acelerador y freno	41
3.1.3. Control vectorial.....	43
3.1.4. Caracterización del inversor	49
3.1.5. Modelo dinámico del vehículo y parte mecánica	54
3.2. Sistema de Gestión de Energía.....	57
3.2.1. Batería. Modelado y características	57
3.2.2. Supercondensadores. Modelado y características.....	58
3.2.3. Convertidor DC/DC bidireccional. Funcionamiento y caracterización.	59
3.2.4. Control del convertidor DC/DC bidireccional. Estrategia de manejo de la energía	63
CAPÍTULO 4: Implementación del diseño mediante la simulación del vehículo eléctrico	66
4.1. Simulación del Sistema de Tracción Eléctrica.....	69
4.2. Simulación del Sistema de Gestión de Energía	75
Conclusiones, limitaciones y futuros trabajos	81
Bibliografía.....	82
Anexos de la memoria.....	84

Índice de Figuras

Figura 1: Esquema general del sistema implementado.....	7
Figura 2: Vehículo eléctrico de Thomas Davenport [2]......	8
Figura 3: La Jamais Contente [4]......	9
Figura 4: Contaminación del aire debido al vehículo de combustión.....	10
Figura 5: Tesla Model S [6]......	10
Figura 6: Vehículo híbrido serie.....	11
Figura 7: Vehículo híbrido paralelo.....	12
Figura 8: Vehículo 100% eléctrico.....	12
Figura 9: Principio de conservación de la energía electromecánica.....	13
Figura 10: Principio de funcionamiento motor DC [9]......	14
Figura 11: Motor asíncrono con rotor de jaula de ardilla.....	14
Figura 12: Motor brushless [11]......	15
Figura 13: Formas de onda de la corriente y la fuerza contraelectromotriz en un control trapezoidal de un motor brushless.....	16
Figura 14: Diferencia entre un bobinado concentrado (motor brushless) y un bobinado distribuido (PMSM).....	16
Figura 15: Batería Plomo-Ácido.....	18
Figura 16: Pila de Níquel- Cadmio.....	19
Figura 17: Batería de Ni-MH del Toyota Prius.....	19
Figura 18: Esquema de una batería de Ion-Litio.....	20
Figura 19: Esquema básico de un condensador electroquímico de doble capa o supercondensador.....	21
Figura 20: Transistores bipolares. Terminales y tipos.....	22
Figura 21: Curva característica de IC frente a VCE para distintas intensidades de base. Se pueden observar las tres zonas de trabajo.....	23
Figura 22: Tipos de MOSFET.....	23
Figura 23: Curva característica de IDS frente a VGS en un MOSFET tipo enriquecimiento de canal n para distintos valores de VGS.....	24
Figura 24: Transistor IGBT. Composición y circuito equivalente.....	25
Figura 25: Diferencia entre un convertidor DC/DC con aislamiento y sin aislamiento [15]......	26
Figura 26: Esquema de un convertidor Buck.....	26
Figura 27: Esquema de un convertidor Boost.....	27
Figura 28: Esquema de un convertidor Buck-Boost.....	27
Figura 29: Esquema de un convertidor DC/DC bidireccional.....	28
Figura 30: Topología 3B3W.....	28
Figura 31: Topología 3B4W.....	29
Figura 32: Topología 4B4W.....	29
Figura 33: Circuito equivalente motor DC.....	30
Figura 34: Transformación de un sistema trifásico equilibrado en uno continuo mediante las transformadas de Clarke y Park.....	31
Figura 35: Modulación PWM senoidal en un inversor trifásico.....	32
Figura 36: Representación de los vectores de conmutación en el plano α - β	34
Figura 37: Aplicación de los vectores de conmutación en el sector 1.....	35
Figura 38: Control en modo tensión analógico aplicado a un convertidor Buck.....	36
Figura 39: Comparación de la señal de error con la triangular y obtención de la señal PWM.....	36
Figura 40: Diagrama de bloques de Laplace de un control en corriente media. Gi es el compensador y Gid es la planta del convertidor.....	37

Figura 41: Ejemplo de un control en banda de histéresis aplicado a la corriente de un inversor.	38
Figura 42: Esquema general del vehículo eléctrico.	39
Figura 43: Sistema de Tracción Eléctrica.	39
Figura 44: Diferencia entre una PMSM y una IPMSM.	40
Figura 45: Par de referencia generado en función del porcentaje de pisada en el acelerador y en el freno.	42
Figura 46: Cálculo del par de referencia en Simulink [25].	42
Figura 47: Esquema control vectorial.	43
Figura 48: Representación en el plano d-q de los valores para los que se consigue el par máximo con determinados valores de intensidad.	44
Figura 49: Modelo dinámico de la IPMSM en diagrama de bloques.	46
Figura 50: Esquema de control de intensidades.	46
Figura 51: Diseño del regulador PI en Sisotool. Se observa que la respuesta obtenida es adecuada al presentar una sobreoscilación mínima (4.39%) y un tiempo de establecimiento de 3 ms.	47
Figura 52: Esquema final del regulador de corrientes.	48
Figura 53: Máquina de estados del control vectorial.	49
Figura 54: Esquema del control vectorial en Simulink.	49
Figura 55: Rizado del voltaje de la batería.	50
Figura 56: Intensidad en un IGBT cuando el motor se encuentra en su punto nominal de funcionamiento.	51
Figura 57: Voltaje en un IGBT cuando el motor se encuentra en su punto nominal de funcionamiento.	51
Figura 58: Implementación en Simulink del inversor trifásico.	53
Figura 59: Cálculo de la potencia del inversor en Simulink.	54
Figura 60: Fuerzas que actúan sobre el vehículo.	54
Figura 61: Transmisión del par del motor a las ruedas.	55
Figura 62: Modelo dinámico del vehículo en Simulink.	56
Figura 63: Sistema de Gestión de Energía.	57
Figura 64: Cálculo del SOC en Simulink.	58
Figura 65: Módulo de supercondensadores de Maxwell Technologies.	58
Figura 66: Convertidor DC/DC bidireccional conectado con la batería y los supercondensadores.	59
Figura 67: Intensidad de ± 100 A por el bus DC.	61
Figura 68: Voltaje en T1 y D1.	62
Figura 69: Intensidades por T1 (franja negativa) y D1 (franja positiva).	62
Figura 70: Intensidades por T2 (franja positiva) y D2 (franja negativa).	63
Figura 71: Cálculo de la intensidad de referencia de los supercondensadores en Simulink.	64
Figura 72: Control de la corriente de los supercondensadores por banda de histéresis.	65
Figura 73: Esquema del control en banda de histéresis en Simulink.	65
Figura 74: Esquema de Simulink del Sistema de Tracción Eléctrica.	66
Figura 75: Esquema de Simulink del Sistema de Gestión de Energía.	67
Figura 76: Esquema simplificado de la simulación de ambos sistemas.	68
Figura 77: Parámetros de entrada de la simulación.	69
Figura 78: Par del motor y par de referencia.	70
Figura 79: Corriente d y su referencia.	70
Figura 80: Corriente q y su referencia.	71
Figura 81: Intensidades de línea.	71

Figura 82: Ampliación de las intensidades de línea en el punto de funcionamiento nominal del motor.	72
Figura 83: Voltajes de fase.	72
Figura 84: Voltajes de línea.	73
Figura 85: Velocidad de giro del motor.	73
Figura 86: Velocidad del vehículo.	74
Figura 87: Potencia mecánica desarrollada por el motor.	74
Figura 88: Intensidad por el bus de corriente continua del inversor en la Simulación del Sistema de Tracción Eléctrica.	75
Figura 89: Intensidad por el bus de corriente continua del inversor filtrada.	76
Figura 90: Representación aproximada de la intensidad por el bus DC del inversor para su simulación.	76
Figura 91: Intensidad por el supercondensador y su referencia.	77
Figura 92: Señales PWM aplicadas en los IGBTs.	77
Figura 93: Intensidad por el convertidor DC/DC bidireccional.	78
Figura 94: Intensidad por la batería y su referencia.	78
Figura 95: Voltaje en los supercondensadores.	79
Figura 96: SOC de la batería.	79
Figura 97: Voltaje de la batería.	80
Figura 98: Voltaje por el bus DC.	80

Índice de Tablas

Tabla 1: Comparación PMSM y motor brushless.	17
Tabla 2: Posibles vectores de conmutación en un inversor trifásico y voltajes de fase y línea aplicados en cada conmutación en función de VDC.	33
Tabla 3: Parámetros de simulación de la IPMSM.	41
Tabla 4: Constantes de las fuerzas que actúan sobre el vehículo eléctrico.	56
Tabla 5: Parámetros que definen las características de la batería.	58
Tabla 6: Parámetros que definen las características del supercondensador.	59

CAPÍTULO 1: Introducción

1.1. Objetivo del proyecto y resumen

El objetivo de este Trabajo Final de Grado (TFG) es la implementación del control electrónico de un vehículo eléctrico de 35 kW de potencia y con una batería de 20 kWh mediante Matlab/Simulink.

Para comenzar, se hará una breve introducción histórica del vehículo eléctrico y se justificará la razón por la que se ha decidido realizar este TFG.

Seguidamente, se plantearán diversas alternativas para la realización del proyecto y se justificará cuál es la mejor opción. Con este planteamiento se repasarán muchos de los conceptos de Electrónica de Potencia estudiados a lo largo de la carrera y se introducirán algunos nuevos aprendidos durante la labor de búsqueda de información que requiere este TFG.

A continuación, se explicará con mayor detalle cada una de las partes que conforman las dos simulaciones de las que consta el proyecto. En la primera, se simula el Sistema de Tracción Eléctrica, responsable del movimiento del vehículo mediante el control de un Motor Síncrono de Imanes Permanentes. En la segunda, se simula el Sistema de Gestión de Energía, cuya función es la de controlar la intensidad de los elementos que almacenan la energía del vehículo: la batería y los supercondensadores.

Por último, se analizan los resultados gráficos más relevantes de las simulaciones para verificar su correcto funcionamiento.

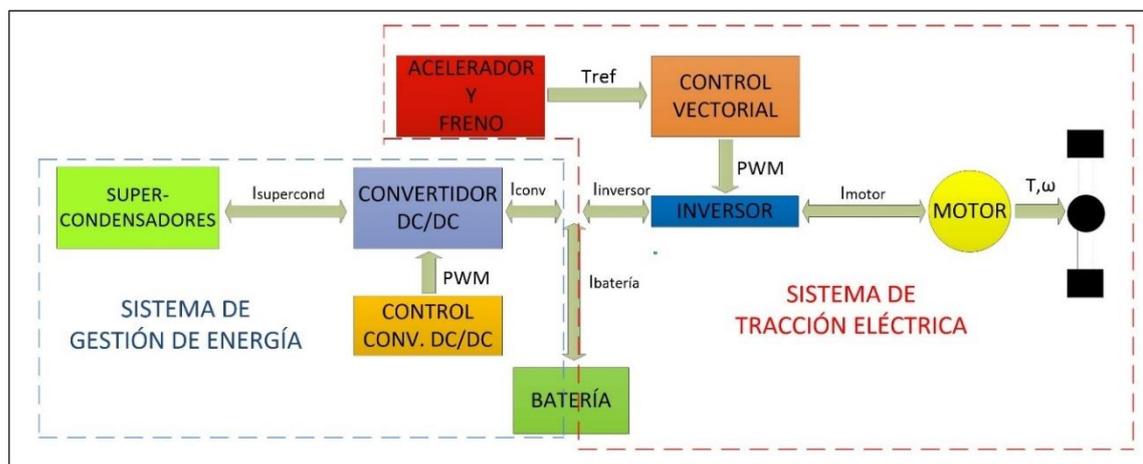


Figura 1: Esquema general del sistema implementado.

1.2. Motivación y justificación del proyecto. Historia y necesidad del vehículo eléctrico

Recientemente se está produciendo un incremento del interés en relación a los vehículos eléctricos. A pesar de que el concepto del vehículo eléctrico puede parecer innovador su origen se remonta a hace ya muchas décadas, antes incluso de la aparición del vehículo de combustión interna [7].

En 1821 en Londres Faraday da el primer paso hacia la creación del primer vehículo eléctrico convirtiendo energía eléctrica en energía magnética y generando movimiento mecánico, descubriendo así el motor eléctrico. A partir de esa idea, en 1832 el inventor húngaro Ányos Jedik desarrolla el primer motor con potencia suficiente para propulsar un vehículo y solo 2 años más tarde Thomas Davenport incorporará al sistema una batería, creando el primer motor de corriente continua.

Entre 1832 y 1839 usando el motor de Faraday y una pila química de un solo uso, Robert Anderson diseñará el primer carruaje eléctrico, convirtiéndose así en el inventor del primer vehículo eléctrico [1].

No obstante, serán Robert Davidson en Europa y Thomas Davenport en EEUU en 1842 los que construirán los primeros utilitarios (Figura 2).



Figura 2: Vehículo eléctrico de Thomas Davenport [2].

A pesar del impulso inicial y de la velocidad de las evoluciones tecnológicas que se sucedían, no es hasta finales del siglo XIX que empieza la fabricación de vehículos eléctricos en distintos países. Entre las mejoras más notables están un perfeccionamiento del motor de Faraday, la patente por parte de Tesla del motor de corriente alterna, y no menos importante, la creación de baterías recargables (acumuladores recargables de plomo).

En 1894 Henry Morris y Pedro Salom patentaron en EEUU el primer vehículo eléctrico completamente funcional conocido como *Electrobat* [3]. Además, fundaron también la primera empresa dedicada a la comercialización de coches eléctricos.

En los siguientes años los coches eléctricos irán perfeccionando sus prestaciones y aumentarán su presencia en el mercado con unos motores de vapor ya en declive y unos motores de combustión todavía no suficientemente desarrollados.

En este entorno se van alcanzando hitos como la llegada con éxito del primer vehículo a los 100 km/h conseguido por el belga Camille Jenatzy con su bólido *La Jamais Contente* (Figura 3).



Figura 3: La Jamais Contente [4].

Paralelamente al desarrollo del vehículo eléctrico, progresaba también el vehículo de combustión interna. Fue en 1896 cuando Henry Ford desarrolló el primer vehículo de combustión, al que llamó "Cuadrimoto" [5]. El éxito del pequeño vehículo alentó a Ford a fundar la compañía *Ford Motor Company* en 1903.

Producido en serie, con mayor autonomía y con una industria del petróleo en auge (redes de abastecimiento más sencillas, gasolina barata y abundante...) el vehículo de combustión interna se impone sobre el vehículo eléctrico y será hegemónico durante toda la primera guerra mundial.

Durante los años posteriores a la primera guerra mundial el vehículo de combustión interna ocupa prácticamente la totalidad del mercado. Algunas empresas de automoción como las francesas *Peugeot* o *Renault* intentan seguir investigando mejoras para el vehículo eléctrico, pero su desarrollo es poco notable debido a la potente tirada de los modelos de combustión interna.

No es hasta el año 1973, con la llegada de la crisis del petróleo, que el coche eléctrico vuelve a ponerse sobre la mesa como una alternativa real. El precio del petróleo se multiplica por 10 y se pone de manifiesto la dependencia existente de este recurso. Pero a pesar de esto el problema de autonomía de las baterías eléctricas sigue lastrando al coche eléctrico y muchos fabricantes apuestan por desarrollar motores de combustión interna más eficientes para reducir el consumo de combustible.

Una creciente conciencia social sobre la contaminación del planeta en los años 90 crea una visión crítica sobre el uso de combustibles fósiles para el transporte. Se empiezan a incluir normativas restringiendo la emisión de gases contaminantes como por ejemplo el "Protocolo de Kioto" o la *California Air Resources Board*.

La aceptación del uso excesivo del vehículo de combustión interna supone un empeoramiento directo en la calidad del aire, en especial en aquellas zonas con una densidad de vehículos elevada (Figura 4).



Figura 4: Contaminación del aire debido al vehículo de combustión.

En este contexto llegamos a la situación actual del vehículo eléctrico, donde encontramos marcas que ofrecen diversos tipos de automóviles cien por cien eléctricos, híbridos en serie, híbridos en paralelo... De entre todos los fabricantes de coches eléctricos el más destacado a día de hoy es *Tesla* (Palo Alto, California) debido a la gran tecnología de la que disponen sus modelos y a su contribución al desarrollo del mismo. Uno de sus vehículos más destacados es el *Tesla Model S* (Figura 5), capaz de acelerar de 0 a 100 km/h en 2,6 segundos y que cuenta con una autonomía de 610 Km.



Figura 5: Tesla Model S [6].

De esta evolución histórica se puede deducir que el vehículo eléctrico seguirá creciendo y dentro de algunos años sustituirá al vehículo de combustión como principal medio de transporte, generando muchos puestos de trabajo para los ingenieros electrónicos. Por esta razón se ha decidido llevar a cabo la realización de este TFG, para poder estudiar con detalle el funcionamiento desde el punto de vista de la electrónica y el control de este tipo de vehículo que promete formar parte de un futuro en el que el ser humano sea más respetuoso con el medio ambiente.

CAPÍTULO 2: Planteamiento de soluciones alternativas y justificación de la solución adoptada

A la hora de diseñar el sistema electrónico de un vehículo eléctrico existe una gran variedad de elementos y técnicas o métodos a utilizar. En este capítulo se procede a analizar las diferentes opciones posibles y justificar cuáles son las más adecuadas para este proyecto.

2.1. Tipos de vehículos eléctricos

A pesar de que los vehículos 100% eléctricos ya son una realidad, aún no están completamente integrados en la sociedad. Las baterías como almacenadores de energía en el transporte son una tecnología reciente y aún se encuentran en desarrollo. Por ello, el precio de estas es aún bastante elevado y la mayoría de vehículos eléctricos no poseen toda la autonomía que los conductores desearían. Además, a día de hoy existen pocas estaciones de carga para vehículos eléctricos y los tiempos de carga mediante un enchufe convencional son demasiado lentos.

Los coches híbridos pueden considerarse como un paso previo a la adopción del vehículo 100 % eléctrico, un paso que la sociedad necesita antes de un cambio total del paradigma de la movilidad actual. A pesar de mantener también algunos problemas de los motores de combustión interna (ruido, contaminación...), los coches híbridos han ganado en los últimos tiempos mucha visibilidad, con números de ventas considerables y eficiencias elevadas. Por todo esto, se hará una clasificación de los coches eléctricos en diferentes familias atendiendo a su grado de electrificación, así como la tecnología usada para propulsar el vehículo [7].

2.1.1. Vehículo híbrido serie

En esta configuración contamos con 2 motores, uno de combustión interna y uno eléctrico. El motor eléctrico es el encargado de suministrar toda la potencia al eje motriz, mientras que el motor de combustión interna transforma a través del generador su energía en energía eléctrica que se almacena en la batería y a su vez es utilizada por el motor eléctrico para propulsar el vehículo. Esto se puede observar en la Figura 6.

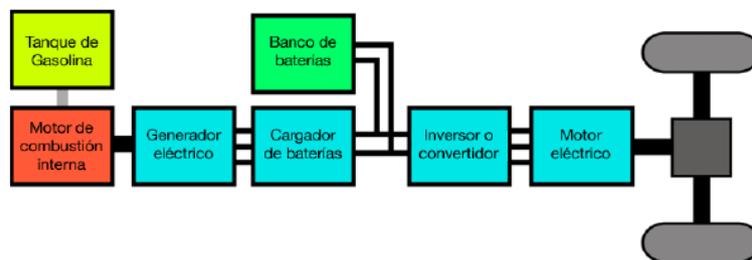


Figura 6: Vehículo híbrido serie.

Esta configuración nos permite obtener rangos de eficiencia mayores respecto al motor de combustión convencional ya que podemos montar motores térmicos más pequeños y hacerlos trabajar siempre en su rango más eficiente y a velocidad constante.

Además, la mayoría de modelos también permiten a su vez conectar la batería a la corriente cuando el coche está en reposo con lo que también se ahorra combustible fósil.

2.1.2. Vehículo híbrido paralelo

En esta configuración tanto el motor de combustión como el eléctrico pueden suministrar potencia al eje motriz. De este modo, a bajas velocidades, es el motor eléctrico el que suministra la potencia y se consume la energía almacenada en las baterías, mientras que a velocidades medias-altas es el motor convencional de combustión interna el que se encarga de propulsar el vehículo. También existe la posibilidad de que ambos motores funcionen a la vez, consiguiéndose así reducir la potencia de estos. La configuración se muestra en la Figura 7.

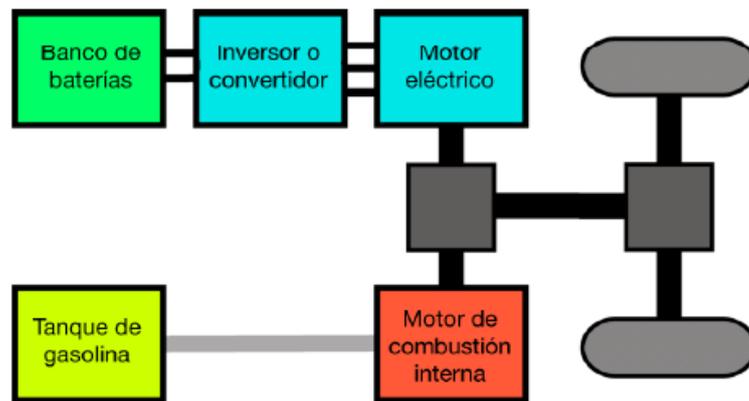


Figura 7: Vehículo híbrido paralelo.

Si el motor de combustión se conecta a un generador eléctrico que carga las baterías se obtiene una configuración serie-paralelo.

2.1.3. Vehículo 100 % eléctrico

Como su propio nombre indica, se trata de un vehículo movido exclusivamente con energía eléctrica. Por tanto, simplemente disponen de una batería, un inversor y un motor eléctrico, tal y como se muestra en la Figura 8.

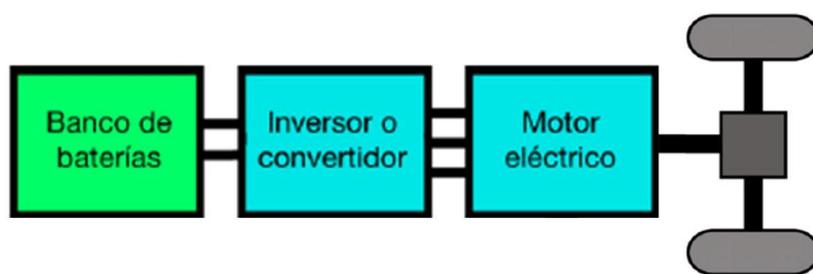


Figura 8: Vehículo 100% eléctrico.

En comparación con las anteriores configuraciones, esta es mucho más sencilla. Además, al no incorporar motor de combustión no se emiten gases a la atmósfera. Por ello, esta será la **configuración escogida para el desarrollo del presente proyecto.**

2.2. Máquinas eléctricas rotativas

Se entiende por máquina eléctrica rotativa al conjunto de mecanismos capaces de generar, aprovechar o transformar la energía eléctrica [8]. Si la máquina convierte la energía mecánica en energía eléctrica se llama generador, mientras que si convierte la energía eléctrica en energía mecánica se denomina motor. Esta relación se conoce como principio de conservación de la energía electromecánica (Figura 9).

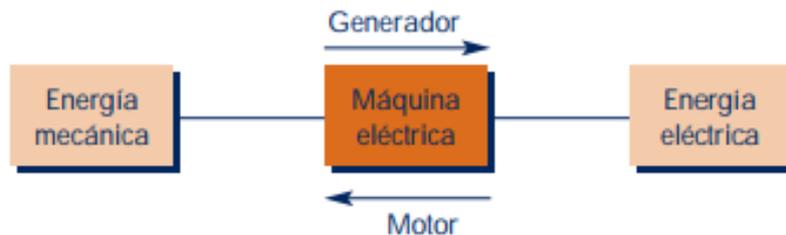


Figura 9: Principio de conservación de la energía electromecánica.

Es cierto que entre los motores y los generadores existen diferencias constructivas, pero por lo general cualquier máquina eléctrica es reversible. Por tanto, a pesar de que en los vehículos eléctricos se habla de motor, es importante tener en cuenta que este también puede funcionar como generador en las frenadas, recuperándose energía. Este concepto se conoce como frenada regenerativa y se desarrollará con detalle a lo largo del proyecto.

Los motores eléctricos constan de dos partes fundamentales, el estátor y el rotor. El estátor, como su nombre indica, es la parte fija del motor. Su función es crear un campo magnético que interacciona con el rotor, de tal forma que este último gira.

Los motores eléctricos pueden clasificarse en función del tipo de corriente eléctrica que utilizan y su principio de funcionamiento. A continuación, se describen brevemente algunos de los tipos de motor más comunes.

2.2.1. Motor de corriente continua

El funcionamiento del motor de corriente continua (motor DC) puede explicarse fácilmente mediante un sistema en el que el rotor es una espira y el estátor es un imán permanente (Figura 10). Al introducirse una corriente en la espira, sometida al campo magnético del imán permanente, se producen dos fuerzas opuestas perpendiculares a los conductores de la espira que provocan que esta gire.

No obstante, cuando la espira gira 90° las fuerzas se alinean y la espira deja de girar. Por esta razón se hace necesario incluir un conmutador mecánico que, con ayuda de unas escobillas, invierte el sentido de la corriente permitiendo a la espira seguir girando.

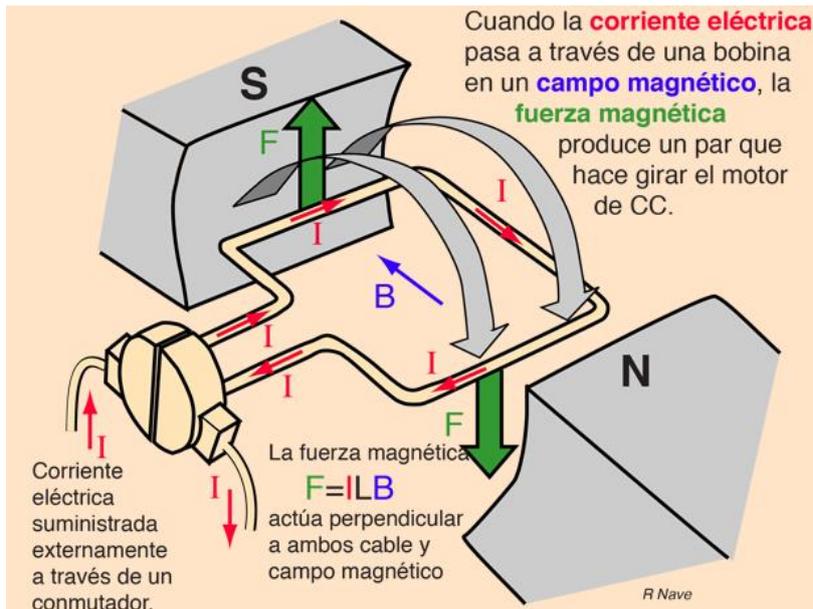


Figura 10: Principio de funcionamiento motor DC [9].

Las escobillas son el principal inconveniente de este motor. Al estar en continuo rozamiento estas se desgastan, siendo necesario sustituirlas con el tiempo. Además, este rozamiento disminuye el rendimiento de la máquina considerablemente. Por estas razones a día de hoy el motor de corriente continua ha quedado totalmente obsoleto en la movilidad eléctrica.

2.2.2. Motor asíncrono de inducción

El motor asíncrono de inducción (Figura 11) se trata de un motor formado por un bobinado trifásico (estátor) en el que, al ser alimentado por una corriente eléctrica trifásica, se produce un campo magnético giratorio [10]. Este campo magnético giratorio induce corrientes sobre el rotor, que puede estar formado por un bobinado o por una serie de conductores de gran sección soldados a unos anillos del mismo material en sus extremos. Este último es el más común y recibe el nombre de rotor en cortocircuito o jaula de ardilla.

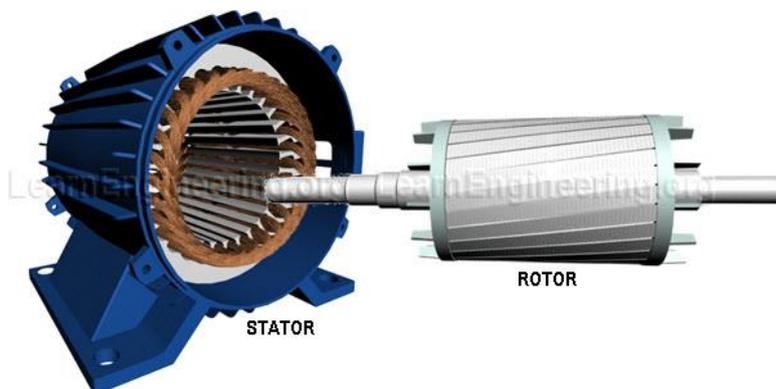


Figura 11: Motor asíncrono con rotor de jaula de ardilla.

La acción mutua del flujo giratorio y las corrientes inducidas en el rotor origina que en los conductores de este último aparezcan unas fuerzas electromotrices que lo hacen girar en el mismo sentido que el campo magnético. No obstante, la velocidad de rotación del rotor en los motores asíncronos siempre es menor que la velocidad del campo magnético giratorio (velocidad del sincronismo), ya que para que se generen fuerzas electromotrices en el rotor es necesario que exista un movimiento relativo entre los conductores y el flujo. A la diferencia entre la velocidad del sincronismo y la velocidad del rotor se le conoce como deslizamiento.

En el mercado se pueden encontrar algunos vehículos que utilizan este motor ya que se tratan de motores robustos, baratos y bastante eficientes. No obstante, su bajo par de arranque hace que no sea la mejor opción para un coche eléctrico.

2.2.3. Motor de corriente continua sin escobillas (*brushless*)

Un motor de corriente continua sin escobillas o *brushless* está formado por una serie de bobinados (estátor) y un imán permanente (rotor), tal y como se muestra en la Figura 12.

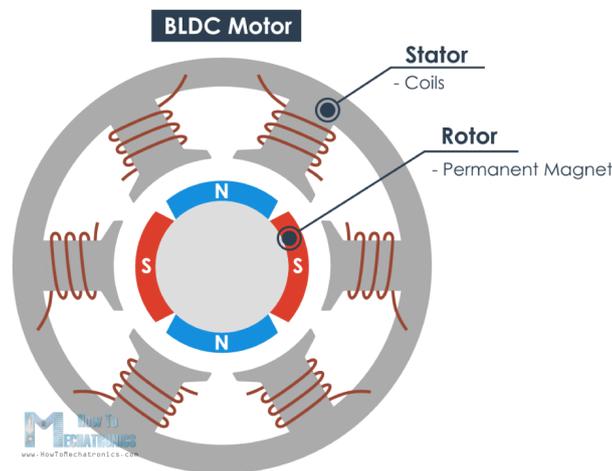


Figura 12: Motor brushless [11].

Como bien es sabido, al aplicar una corriente eléctrica en una bobina se crea un campo magnético. Por tanto, si se aplica corriente eléctrica a los diferentes bobinados de una forma adecuada, el rotor girará siguiendo el campo magnético creado por las bobinas del estátor. Dado que las bobinas se conectan entre sí en forma de estrella, se utiliza un inversor trifásico para aplicar las corrientes. En realidad, un motor *brushless* se trata de un motor trifásico, pero se dice que es de corriente continua porque normalmente la forma de onda de las corrientes aplicadas al estátor es cuadrada y la fuerza contraelectromotriz que aparece en los bobinados es trapezoidal, tal y como se observa en la Figura 13.

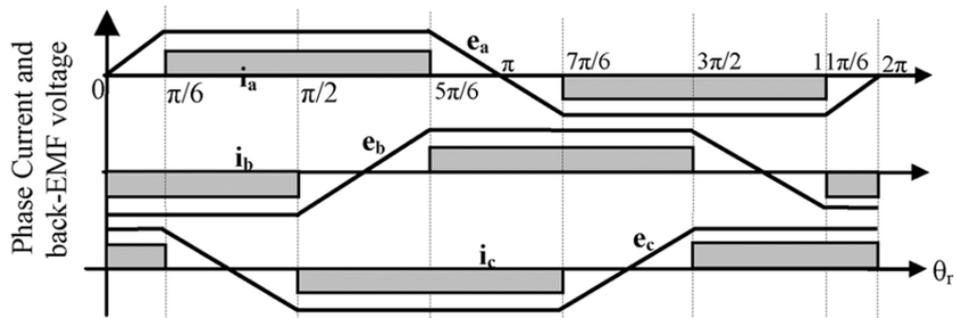


Figura 13: Formas de onda de la corriente y la fuerza contraelectromotriz en un control trapezoidal de un motor brushless.

2.2.4. Motor síncrono de imanes permanentes. Comparativa con el motor *brushless*.

El motor síncrono de imanes permanentes, también conocido como PMSM por sus siglas en inglés (Permanent Magnet Synchronous Motor), se trata de una máquina eléctrica muy similar al motor *brushless* descrito en el apartado anterior. De hecho, la única diferencia física entre ambos motores (además de los materiales de construcción) es que en este caso el devanado del estator está distribuido de forma senoidal (Figura 14), por lo que para conseguir su mejor funcionamiento debe ser excitado con corriente alterna senoidal trifásica. La fuerza contraelectromotriz en este motor también es de esta naturaleza.

Concentrated



Distributed



Figura 14: Diferencia entre un bobinado concentrado (motor brushless) y un bobinado distribuido (PMSM).

Entre los motores *brushless* y PMSM también se pueden observar las siguientes diferencias recogidas en la Tabla 1 [12]:

	Motor brushless	PMSM
Contenido armónico	Alto (excitación trapezoidal)	Bajo (excitación senoidal)
Pérdidas en los imanes permanentes	Altas debido al contenido armónico	Más bajas
Pérdidas en la conmutación	Menores (sólo 2 transistores activados en cada conmutación)	Mayores (3 transistores activados en cada conmutación)
Complejidad de control	Simple (6 estados de conmutación)	Complejo (generación de 3 intensidades trifásicas)
Eficiencia	Superior al 90 %	Superior al 90 %
Par	Aparece rizado debido a la conmutación	Mayor y con ausencia de rizado
Precio	Caro en comparación con otros motores	Más caro que el motor brushless (materiales de mayor calidad)

Tabla 1: Comparación PMSM y motor brushless.

En comparación con los motores asíncronos, la eficiencia de estos motores es mayor, por lo que se convierten en una muy buena opción para los vehículos eléctricos.

Para este proyecto el motor utilizado es un motor síncrono de imanes permanentes. A pesar de ser más caros y requerir un control más complejo que un *motor brushless*, presentan mejores prestaciones de par, funcionan muy bien en un amplio rango de velocidades y su tamaño es bastante reducido. Además, es con diferencia el motor más utilizado en los coches eléctricos.

2.3. Sistemas de almacenamiento de energía. Baterías y supercondensadores

La batería es el elemento encargado de suministrar la energía eléctrica al motor del vehículo. Para ello, convierte la energía química a eléctrica (y viceversa cuando se carga) mediante una serie de reacciones. Los parámetros más significativos en una batería son los siguientes [13]:

- Densidad energética: cantidad de energía que es capaz de almacenar una batería en función de su peso. Se mide en Wh/Kg.
- Densidad de potencia: es la potencia que una batería es capaz de entregar por Kg. Se mide en W/Kg.
- Eficiencia de carga/descarga: es la relación entre la energía introducida en la carga y la que realmente se entrega.
- Vida útil de la batería.
- Velocidad de recarga: tiempo necesario para recargar la batería.

A continuación, se resumen brevemente los distintos tipos de baterías y se escoge la más apropiada para el vehículo (aunque realmente la naturaleza de la batería no es muy relevante para este proyecto al no pretender conseguir un modelo muy preciso de la batería). En este apartado también se tratan los supercondensadores, que actúan como un medio auxiliar de almacenamiento de energía junto con la batería.

2.3.1. Baterías de Plomo-Ácido

Son las baterías que suelen utilizar los vehículos con motor de combustión interna. Están formadas por un depósito de ácido sulfúrico que contiene placas de plomo dispuestas de forma alterna según su polaridad sea positiva o negativa (Figura 15).

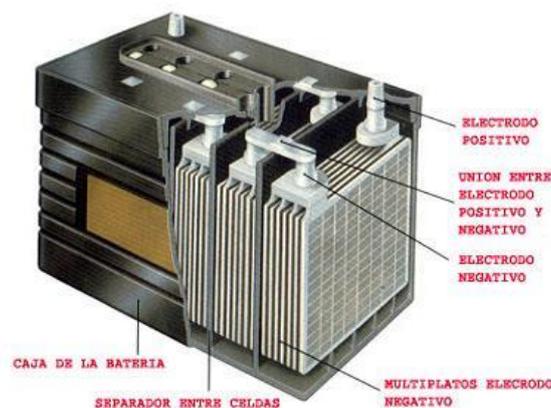


Figura 15: Batería Plomo-Ácido.

Este tipo de batería cuenta con una alta densidad de potencia, un comportamiento seguro y fiable y un bajo precio. No obstante, tienen una baja densidad de energía y un corto periodo de vida útil, por lo que no son la mejor opción.

2.3.2. Baterías de Níquel-Cadmio

Son baterías formadas por un cátodo de hidróxido de níquel, un ánodo de cadmio y un electrolito de hidróxido potásico (Figura 16).



Figura 16: Pila de Níquel- Cadmio.

Estas baterías tienen como principal ventaja su baja resistencia interna y, por tanto, una caída de tensión en la descarga muy baja. En contrapartida, tienen una tensión de celda muy baja, no se pueden cargar a una carga constante y el cadmio se trata de un elemento tóxico. Por tanto, tampoco es la mejor opción para un vehículo eléctrico.

2.3.3. Baterías de Níquel-Metal Hidruro

Este tipo de batería utiliza como ánodo hidróxido de níquel y como cátodo una aleación de hidruro metálico. En la Figura 17 se puede observar una batería de Níquel-Metal Hidruro (Ni-MH) que incorpora el vehículo híbrido Toyota Prius.

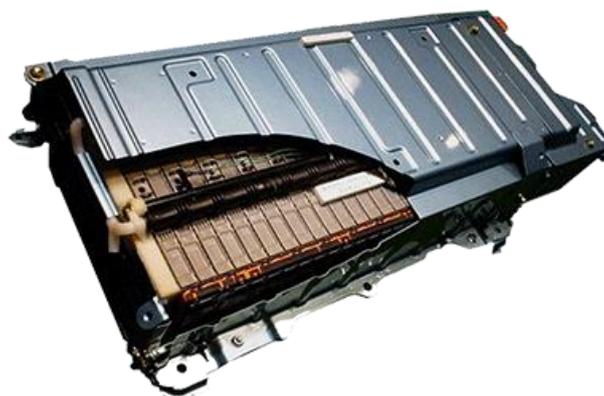


Figura 17: Batería de Ni-MH del Toyota Prius.

Como ventajas con respecto a una batería de níquel-cadmio, posee una mayor densidad de energía, no utiliza materiales tóxicos y su vida útil es bastante elevada. A pesar de estas ventajas, no se caracteriza por tener una buena eficiencia de carga/descarga y su rendimiento a bajas temperaturas es pobre, por lo que no es una batería muy utilizada en vehículos 100% eléctricos.

2.3.4. Baterías de Ion-Litio

Estas baterías emplean como electrolito una sal de litio que consigue los iones necesarios para la reacción electroquímica reversible que tiene lugar entre el cátodo y el ánodo (Figura 18).

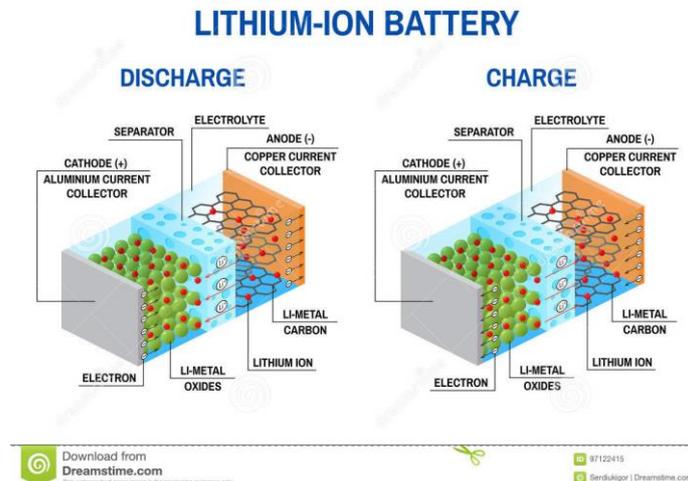


Figura 18: Esquema de una batería de Ion-Litio.

Su principal inconveniente es que son peligrosas y pueden llegar a explotar si aumentan mucho su temperatura. Por esta razón es necesario que una batería de litio compuesta por varias celdas incorpore un sistema electrónico denominado BMS (del inglés *Battery Management System*) que monitoriza y protege a la batería. No obstante, estas baterías cuentan con mejores características en comparación con las anteriores al poseer una gran densidad energética y de potencia, una gran capacidad de descarga (especialmente las baterías de polímero de litio), gran eficiencia carga/descarga y una larga vida útil. Son las baterías más utilizadas en los vehículos 100 % eléctricos y **son la opción escogida para este caso.**

2.3.5. Supercondensadores

Los supercondensadores se tratan de condensadores electroquímicos (Figura 19) de doble capa [30]. Dada su composición y su estructura de diseño tienen una alta densidad de potencia y una resistencia ESR muy pequeña. Estas características dotan a los supercondensadores de una gran eficiencia y les permiten cargarse o descargarse a grandes valores de intensidad. Además, las capacidades que se pueden obtener con los supercondensadores son mucho mayores que en los condensadores convencionales y cuentan con una elevada vida útil.

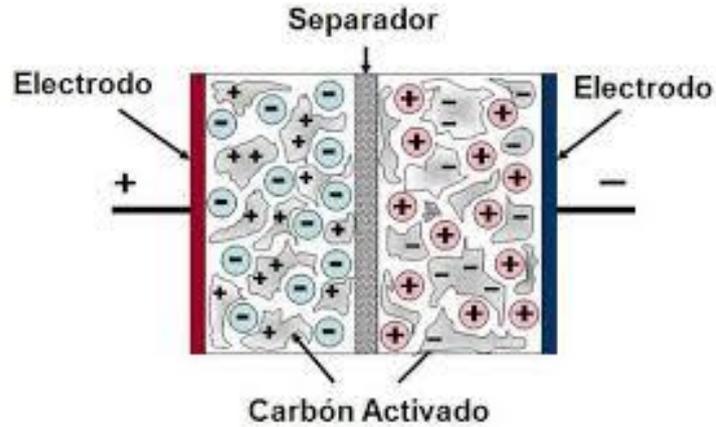


Figura 19: Esquema básico de un condensador electroquímico de doble capa o supercondensador.

Por todas estas ventajas que ofrecen los supercondensadores se están comenzando a utilizar como dispositivos de almacenamiento de energía en vehículos eléctricos. En este proyecto la función de los supercondensadores es servir como un medio auxiliar de almacenamiento de energía para la batería, de tal forma que esta no tenga que ser responsable de aportar (o absorber) toda la energía del motor eléctrico, sino sólo una determinada parte. Así se consigue aumentar la autonomía del vehículo y reducir la degradación de la batería.

2.4. Convertidores electrónicos de potencia

Los convertidores electrónicos de potencia son aquellos cuya función es modificar la forma de presentación de la energía eléctrica y de controlar su flujo energético desde la fuente primaria hasta la carga. Para ello utilizan semiconductores de potencia. Según la conversión de energía que realizan se pueden distinguir cuatro tipos de convertidores:

- **Convertidores DC/DC:** transforman un determinado valor de corriente continua de entrada en otro distinto a la salida también de corriente continua.
- **Convertidores AC/DC o rectificadores:** convierten la corriente alterna, monofásica o trifásica, en corriente continua.
- **Convertidores DC/AC o inversores:** transforman la corriente continua en corriente alterna monofásica o trifásica.
- **Convertidores AC/AC:** modifican el valor eficaz de la corriente alterna de entrada, conservando la frecuencia.

Dado que los convertidores utilizados en un vehículo eléctrico son los DC/DC y los inversores trifásicos, se procede a estudiar sus topologías más comunes y escoger las más adecuadas para el presente proyecto. También se estudian los distintos transistores de potencia para seleccionar el más adecuado.

2.4.1. Transistores de potencia

Como ya se ha comentado, los convertidores electrónicos de potencia basan su funcionamiento en la conmutación de transistores de potencia. Los más comunes son los siguientes [14].

- **BJT**

Un transistor bipolar (BJT) puede estar formado por dos uniones n y una p, recibiendo el nombre de NPN, o por dos uniones p y una n, conociéndose como PNP. Así, los transistores bipolares disponen de tres terminales: base, colector y emisor (Figura 20):

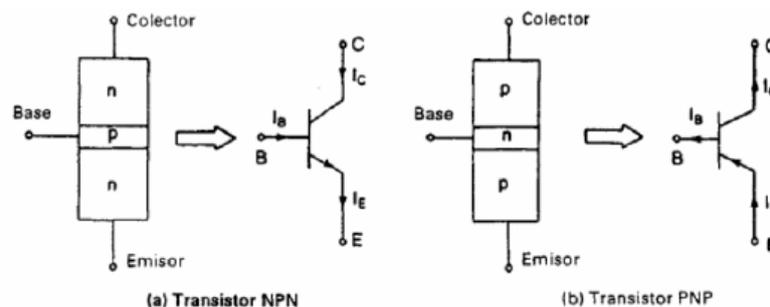


Figura 20: Transistores bipolares. Terminales y tipos.

Además, existen 3 configuraciones: emisor común, colector común y base común. En electrónica de potencia se suele utilizar el transistor NPN con configuración en emisor común, introduciéndose una intensidad en la base (I_B) y apareciendo como consecuencia una corriente en el colector (I_C) directamente proporcional a I_B . La proporcionalidad entre I_B e I_C viene determinada por la ganancia de corriente, que depende de la temperatura de la unión. También aparece una tensión entre el colector y el emisor (V_{CE}).

En los transistores NPN existen tres regiones de trabajo (Figura 21): región de corte, región activa y región de saturación. En la primera, el transistor está desactivado o I_B no

es suficiente para hacer circular corriente por el colector; en la segunda, I_B es directamente proporcional a I_C ; y en la tercera, I_B es lo suficientemente alta como para que V_{CE} sea muy bajo y el transistor se comporte básicamente como un interruptor cerrado. En aplicaciones de potencia, los transistores conmutan entre las zonas de corte y saturación (conmutación).

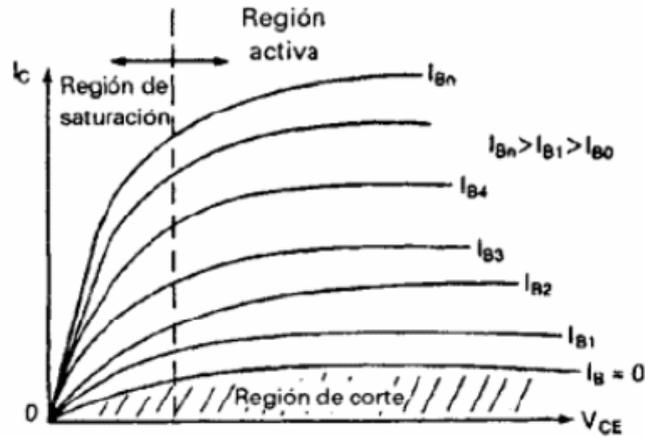


Figura 21: Curva característica de I_C frente a V_{CE} para distintas intensidades de base. Se pueden observar las tres zonas de trabajo.

Los BJT son capaces de soportar altos voltajes e intensidades, pero solo pueden trabajar a frecuencias de conmutación de pocos KHz. Por ello, no son la mejor opción para los convertidores de un vehículo eléctrico.

• **MOSFET**

A diferencia de los BJT, que se controlan por intensidad, un transistor MOSFET se controla por tensión y sus terminales reciben el nombre de puerta, drenador y surtidor. En la Figura 22 se pueden observar los tipos de MOSFET que existen y su composición.

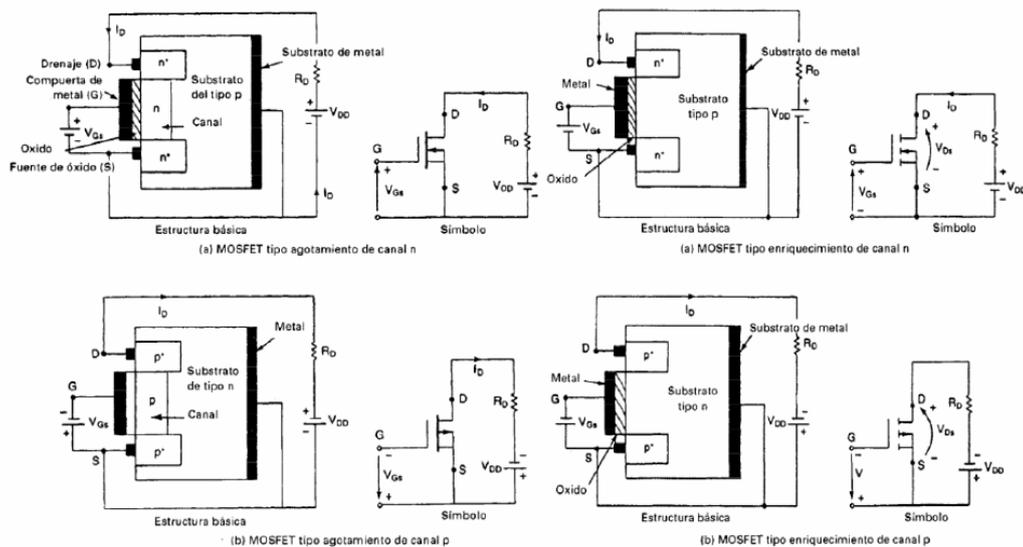


Figura 22: Tipos de MOSFET.

Existen dos tipos de MOSFET: de enriquecimiento y de empobrecimiento. Un MOSFET de empobrecimiento de canal n se forma en un sustrato de silicio de tipo p con dos silicios n+ fuertemente dopados para tener conexiones de baja resistencia. La puerta está aislada del canal mediante una delgada capa de óxido. Al aplicar un voltaje entre puerta y surtidor (V_{GS}) positivo, el canal n se ensancha produciéndose una disminución de la resistencia entre drenador y surtidor (R_{DS}) y, en consecuencia, apareciendo una corriente entre el drenador y el surtidor (I_{DS}) y un voltaje (V_{DS}). En un MOSFET de empobrecimiento tipo p se invierten las polaridades de V_{GS} , I_{DS} y V_{DS} .

En el caso de un MOSFET de enriquecimiento de tipo n no existe un canal físico. Si V_{GS} es positivo, un voltaje inducido atraerá los electrones del sustrato p, y los acumulará en la superficie por debajo de la capa de óxido. Si V_{GS} es mayor o igual a un valor conocido como voltaje umbral (V_T), se acumulará un número suficiente de electrones para formar un canal virtual n y la corriente fluirá del drenador al surtidor. En el caso del MOSFET de enriquecimiento de tipo p se invierten las polaridades de V_{GS} , I_{DS} y V_{DS} .

Los MOSFET también tienen tres zonas de operación. En la Figura 23 se muestra la curva característica de I_{DS} frente a V_{DS} para el caso de un MOSFET tipo enriquecimiento de canal n.

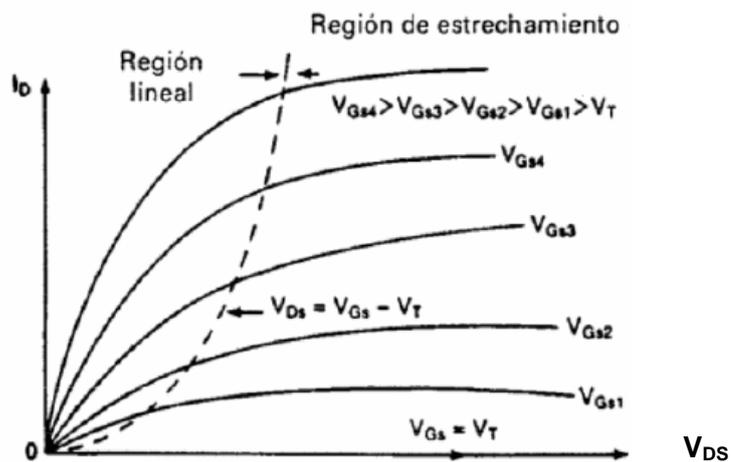


Figura 23: Curva característica de I_{DS} frente a V_{GS} en un MOSFET tipo enriquecimiento de canal n para distintos valores de V_{GS} .

En la región de corte $V_{GS} < V_T$ y no hay flujo de corriente. Cuando $V_{DS} < V_{GS} - V_T$, el transistor trabaja en la zona lineal y equivale a una resistencia variable conectada entre drenador y surtidor. El valor varía dependiendo de V_{DS} . Por último, si $V_{DS} > V_{GS} - V_T$, el MOSFET se encuentra en la zona de saturación, en la cual el valor de R_{DS} es el mínimo e I_{DS} se mantiene constante.

Los MOSFET tienen como ventaja frente a los BJT que son capaces de conmutar muy rápido (frecuencias de cientos de KHz), pero no soportan valores de tensión e intensidad elevados.

• IGBT

La sección transversal de silicio de un IGBT es idéntica a la de un MOSFET, excepto en el substrato p+ como podemos observar en la Figura 24. Sin embargo, el rendimiento de un IGBT es más cercano al de un BJT que al de un MOSFET, debiéndose al substrato p+, que es responsable de la inyección de portadores minoritarios en la región n.

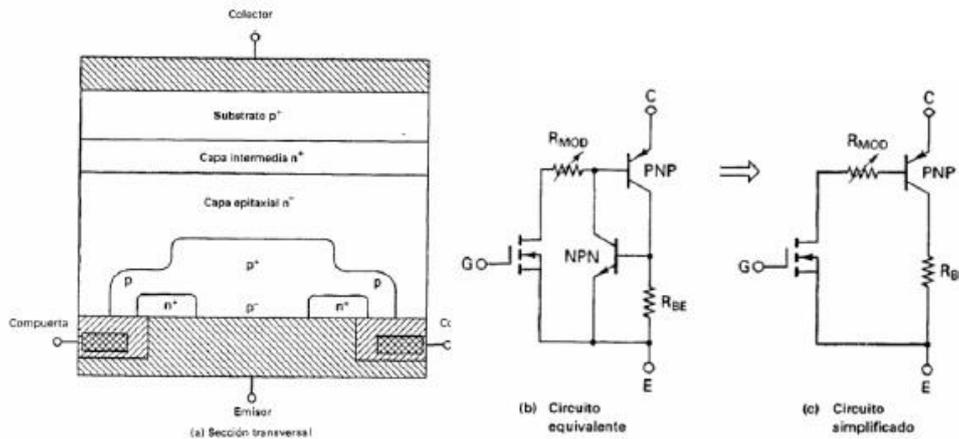


Figura 24: Transistor IGBT. Composición y circuito equivalente.

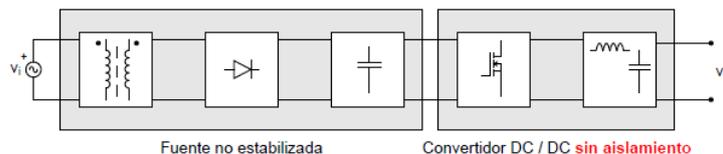
De esta forma, el transistor IGBT consigue combinar las ventajas de un MOSFET y un BJT. Se trata de un interruptor controlado por tensión (al igual que un MOSFET) que es capaz de conmutar a decenas de KHz y puede soportar valores de tensión e intensidad elevados (al igual que un BJT). Por ello, **es el transistor idóneo para los convertidores de un vehículo eléctrico**. Sus terminales reciben el nombre de puerta, colector y emisor.

2.4.2. Convertidores DC/DC. Topologías sin aislamiento.

El convertidor DC/DC será el encargado de controlar el flujo de energía que entregan (o absorben en la recuperación de energía) los elementos almacenadores de energía del vehículo: la batería y los supercondensadores.

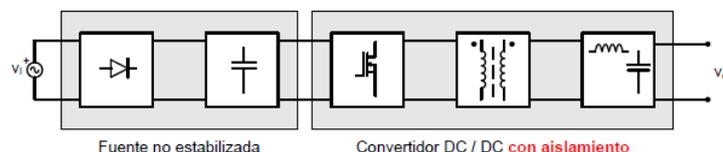
Antes de comenzar describiendo las principales topologías de convertidor DC/DC sin aislamiento cabe comentar que también existen topologías de convertidor DC/DC con aislamiento. No obstante, no se contempla el uso de estas topologías porque su aplicación se limita a casos en los que la fuente de alimentación es de corriente alterna y se utilizan transformadores para reducir la tensión de entrada. Una configuración con aislamiento permite reducir el tamaño del transformador (ya que trabaja a una alta frecuencia de conmutación) y aísla la entrada de la salida (Figura 25).

Convertidor DC / DC sin aislamiento:



Inconveniente: el transformador trabaja en baja frecuencia \Rightarrow Grande

Convertidor DC / DC con aislamiento:



Ventaja: el transformador trabaja en alta frecuencia \Rightarrow Pequeño

Figura 25: Diferencia entre un convertidor DC/DC con aislamiento y sin aislamiento [15].

Las principales topologías de convertidor DC/DC sin aislamiento son las siguientes.

• Convertidor Buck

Un convertidor Buck es aquel que reduce la tensión a su entrada de forma directamente proporcional al ciclo de trabajo de un semiconductor que se encuentra en conmutación. Además del semiconductor en conmutación (normalmente un transistor), está formado por un diodo y una bobina y un condensador que actúan como filtro paso-bajo (Figura 26).

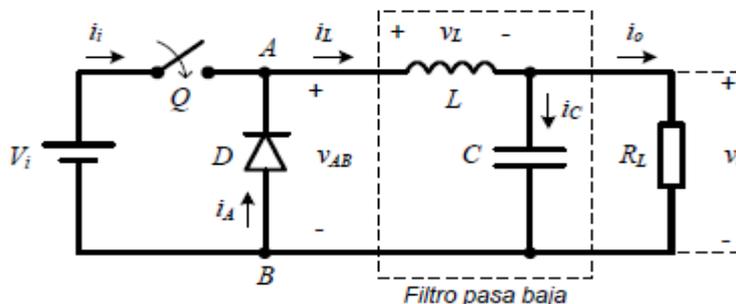


Figura 26: Esquema de un convertidor Buck.

Suponiendo que los semiconductores son ideales, la tensión de salida es:

$$V_o = D \cdot V_i \quad (1)$$

Siendo D el ciclo de trabajo.

• Convertidor Boost

El convertidor Boost realiza la acción opuesta al convertidor Buck (aumenta la tensión de salida). Consta de los mismos elementos que un convertidor Buck, pero dispuestos de una manera distinta, tal y como se muestra en la Figura 27.

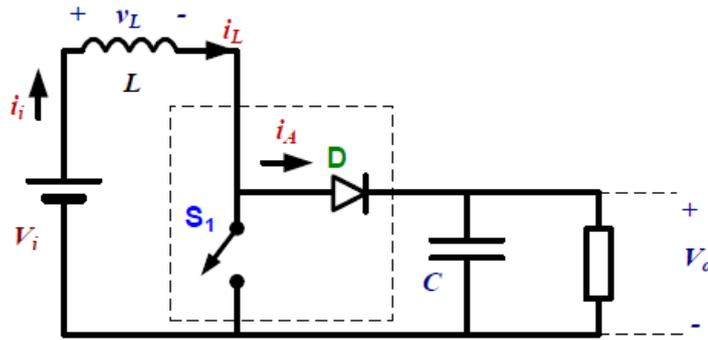


Figura 27: Esquema de un convertidor Boost.

En esta ocasión la tensión de salida es:

$$V_o = \frac{1}{1-D} \cdot V_i \quad (2)$$

• Convertidor Buck-Boost

Con esta configuración (Figura 28) es posible tanto aumentar como reducir la tensión de salida.

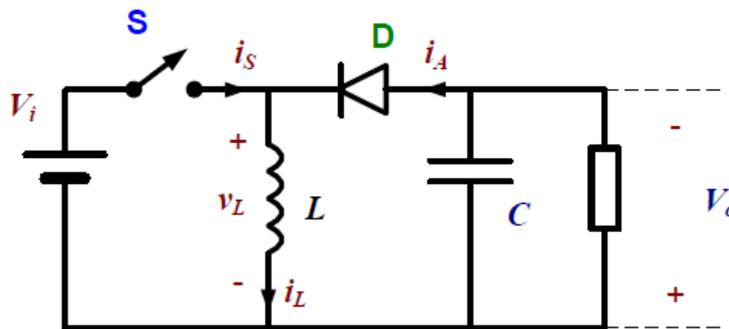


Figura 28: Esquema de un convertidor Buck-Boost.

En este caso la tensión de salida es:

$$V_o = \frac{D}{1-D} \cdot V_i \quad (3)$$

Si \$D\$ es mayor de 0,5 se aumenta la tensión de salida, mientras que si es menor se disminuye.

• Convertidor DC/DC bidireccional

El problema de las configuraciones anteriores es que sólo conducen la corriente en un sentido (de entrada, a salida) pero en un vehículo eléctrico la corriente fluye en un sentido u otro dependiendo de si la máquina eléctrica funciona como motor o como generador. Por tanto, **la topología utilizada es la que se muestra en la Figura 29.**

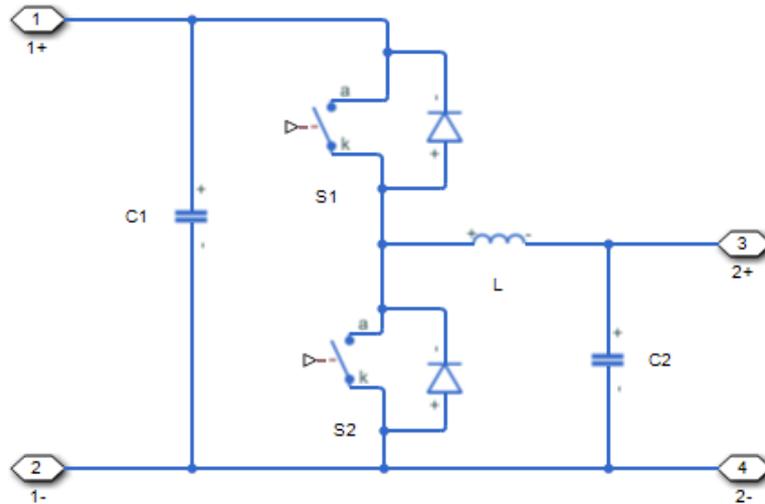


Figura 29: Esquema de un convertidor DC/DC bidireccional.

Cuando la corriente fluye de 1 a 2 el convertidor se comporta como un convertidor Buck empleando el transistor superior y el diodo inferior. Por el contrario, cuando el sentido de la corriente es de 2 a 1 el comportamiento es idéntico al de un convertidor Boost, empleándose el transistor inferior y el diodo superior en este caso. En 4.2 se estudia con mayor detalle el comportamiento del convertidor junto con la batería y los supercondensadores.

2.4.3. Inversores trifásicos. Topologías.

El inversor trifásico es el encargado de controlar las corrientes y voltajes aplicados al motor mediante la conmutación de una serie de transistores de potencia. Dentro de los inversores trifásicos se pueden encontrar tres topologías comunes [20].

- **Topología 3B3W (3 ramas y 3 líneas AC)**

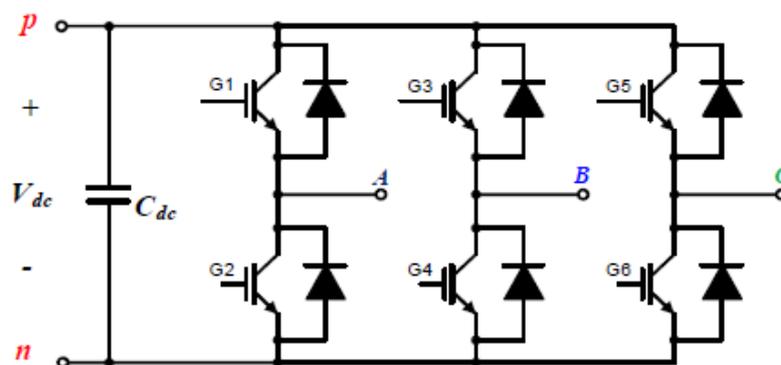


Figura 30: Topología 3B3W.

Como se observa en la Figura 30, está formada por tres ramas compuestas por dos transistores y dos diodos en antiparalelo, y un condensador que tiene como función disminuir el rizado en el bus de corriente continua.

- Topología 3B4W

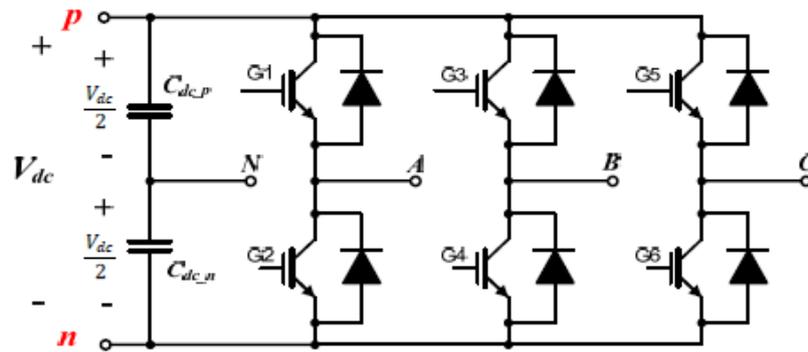


Figura 31: Topología 3B4W.

Inversor para conexión a sistemas trifásicos a 4 hilos (Figura 31). Permite la circulación de corrientes desequilibradas por el neutro.

- Topología 4B4W

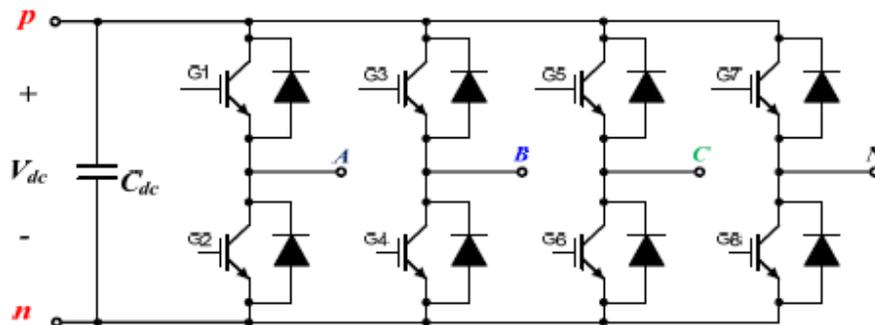


Figura 32: Topología 4B4W.

Se diferencia con la anterior topología en que utiliza ocho transistores en lugar de seis (Figura 32), consiguiendo un mejor aprovechamiento del bus de corriente continua.

Puesto que para el control del motor no es necesario tener conexión a neutro, **la topología escogida es la 3B3W.**

2.5. Estrategias de control de motores trifásicos

El control del motor es uno de los factores más importantes dentro de un vehículo eléctrico. Por ello, es importante escoger la estrategia de control más adecuada. En este apartado se estudian dos de las estrategias de control más utilizadas en los motores trifásicos.

2.5.1. Control escalar

El control escalar o V/f es el método de control más simple para una PMSM y consiste en mantener constante la relación entre el voltaje y la frecuencia aplicados al estátor [16]. Así, se aplica la frecuencia necesaria para obtener la velocidad deseada y el voltaje es ajustado para mantener constante la relación V/f. De esta forma se mantiene constante el flujo magnético y el par aplicado por la máquina es el máximo. En este control sólo se trabaja con magnitudes escalares, por lo que no es necesario un sensor para medir la posición del rotor. Esto facilita la implementación y reduce el coste computacional. No obstante, este control no es muy efectivo a velocidades muy altas o muy bajas, ya que en realidad el control del flujo es muy pobre. Además, al tratarse de un control en bucle abierto (no hay realimentación) la respuesta dinámica no es demasiado buena, lo que limita la aplicación de este control a sistemas sencillos como ventiladores o bombas.

2.5.2. Control vectorial

El principio del control vectorial se basa en desacoplar el par electromagnético de la máquina y el flujo magnético [17], de tal forma que se puedan controlar de manera independiente al igual que en una máquina de corriente continua (Figura 33).

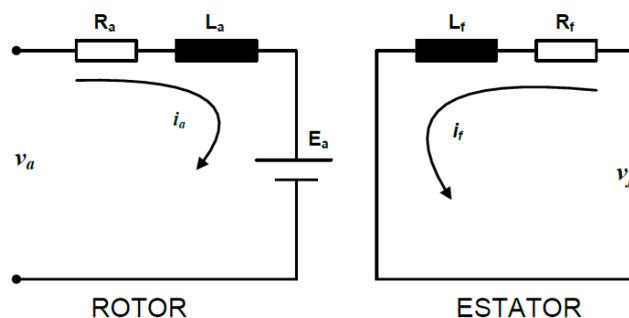


Figura 33: Circuito equivalente motor DC.

En un motor de corriente continua la intensidad de armadura (i_a) es directamente proporcional al par y la intensidad de excitación (i_r) es directamente proporcional al flujo magnético, pudiéndose controlar ambos parámetros de forma independiente. Para poder conseguir esto en un motor de tres fases es necesario transformar el sistema trifásico de corrientes en un sistema de dos corrientes continuas utilizando las transformadas de Clarke y Park (Figura 34).

- **Transformada de Clarke**

Su aplicación permite transformar un sistema de tres fases equiespaciadas 120° en un sistema de dos fases ortogonales entre sí (α y β) aplicando la siguiente expresión [18]:

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (4)$$

En este marco el vector suma de las intensidades a, b y c gira proyectándose una señal cosenoidal y una senoidal en los ejes α y β . La tercera fila es cero porque se trata de un sistema trifásico equilibrado.

• Transformada de Park

Aplicando la transformada de Park se transforma un sistema trifásico equilibrado en un sistema de dos fases ortogonales entre sí (d y q) en el que los ejes giran junto con el ángulo eléctrico (θ_e) y, en consecuencia, el vector de intensidades se mantiene inmóvil respecto a dichos ejes. La expresión aplicada, teniendo en cuenta que inicialmente el eje q está alineado con la fase a, es la siguiente [19]:

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta_e) & \text{sen}\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & \text{sen}\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \text{cos}(\theta_e) & \text{cos}\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & \text{cos}\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (5)$$

En este caso, las proyecciones d y q son continuas y permiten trabajar de una manera mucho más sencilla. Con la corriente I_d se controla el flujo del motor y con la corriente I_q el par generado.

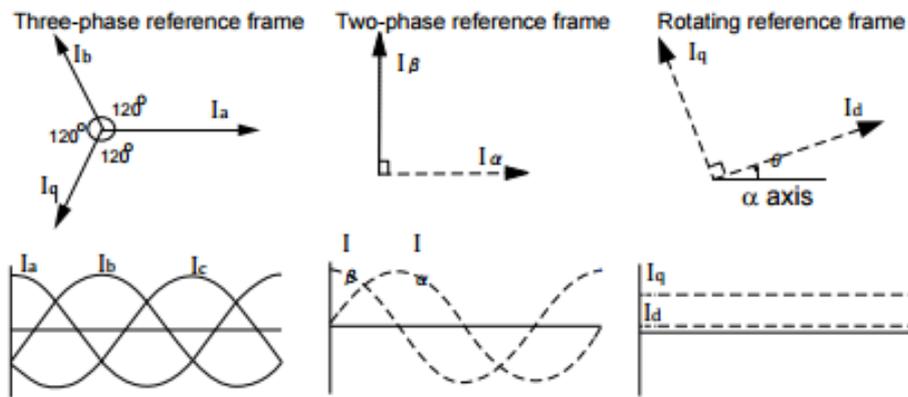


Figura 34: Transformación de un sistema trifásico equilibrado en uno continuo mediante las transformadas de Clarke y Park.

Las transformadas se pueden aplicar a la inversa y transformar el sistema continuo en un sistema trifásico nuevamente. Además, también se puede aplicar la transformada de Park a magnitudes en el plano de Clarke utilizando una matriz distinta a la de (5).

A pesar de ser un control bastante complejo, está muy extendido dentro de los motores trifásicos ya que permite controlarlos de una forma muy efectiva en todas sus zonas de operación. Por ello, **es el método de control que se va a utilizar.**

2.6. Modulación PWM en inversores trifásicos

La modulación PWM es una técnica que consiste en aplicar un ancho de pulso variable a la entrada de los transistores para modificar el ciclo de trabajo de una señal periódica.

En los inversores trifásicos existen varias técnicas de modulación PWM. En este apartado se explican dos de las técnicas más comunes y se elige la más adecuada para el inversor trifásico del vehículo eléctrico [20] [21].

2.6.1. Modulación PWM senoidal

Esta técnica consiste en obtener los pulsos a aplicar en las puertas de los transistores mediante la comparación de 3 señales senoidales desfasadas 120° con una señal triangular, tal y como se observa en la Figura 35.

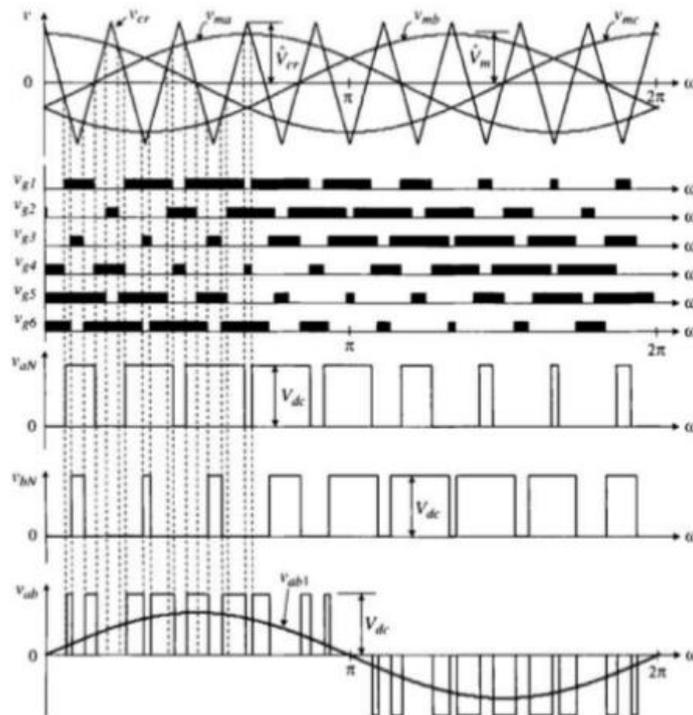


Figura 35: Modulación PWM senoidal en un inversor trifásico.

Cuando la onda senoidal de una fase cualquiera está por encima de la señal triangular se aplica un pulso a los transistores de la rama superior y cuando ocurre lo contrario se aplica un pulso a los transistores de la rama inferior (fijarse por ejemplo en v_{g1} y v_{g4} que se corresponden con la fase A). La amplitud de la señal fundamental de salida y la frecuencia de los armónicos se pueden controlar mediante los índices de modulación de amplitud (m_a) y de frecuencia (m_f):

$$m_a = \frac{V_{senoidal_ref}}{V_{triangular}} \quad (6)$$

$$m_f = \frac{f_{triangular}}{f_{fundamental}} \quad (7)$$

Siendo la expresión del armónico fundamental del voltaje de fase (v_{AN}):

$$v_{AN} = m_a \cdot \frac{V_{DC}}{2} \cdot \text{sen}(2\pi \cdot f_{fundamental}) \quad (8)$$

Es importante tener en cuenta que para mantener la linealidad entre el voltaje de fase y el voltaje de continua $m_a < 1$. Es posible aumentar ligeramente m_a por encima de 1 aplicando una sobremodulación, pero como ya se ha comentado se perdería la linealidad.

Una de las ventajas de esta modulación es que los armónicos significativos aparecen a partir de la frecuencia de la triangular y pueden ser atenuados por un filtro.

2.6.2. Modulación PWM vectorial

Lo primero que hay que saber para comprender esta técnica de modulación es que en un inversor trifásico cada una de las tres ramas puede estar conectada al positivo (cerrándose el transistor superior) o al negativo (cerrándose el transistor inferior). Así, existen 8 estados de conmutación posibles que se muestran en la Tabla 2.

Vectores de voltaje	Vectores de conmutación			Voltajes de fase			Voltajes de línea		
	a	b	c	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$2/3$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	1	0	-1
V_2	1	1	0	$1/3$	$1/3$	$-\frac{2}{3}$	0	1	-1
V_3	0	1	0	$-\frac{1}{3}$	$2/3$	$-\frac{1}{3}$	-1	1	0
V_4	0	1	1	$-\frac{2}{3}$	$1/3$	$1/3$	-1	0	1
V_5	0	0	1	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$2/3$	0	-1	1
V_6	1	0	1	$1/3$	$-\frac{2}{3}$	$1/3$	1	-1	0
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Tabla 2: Posibles vectores de conmutación en un inversor trifásico y voltajes de fase y línea aplicados en cada conmutación en función de VDC.

A los vectores V_0 y V_7 se los conoce como vectores nulos, ya que la tensión que aplican en el inversor es cero. Los vectores de conmutación se pueden representar en el plano α - β (Clarke) junto con el vector de referencia de voltaje (V_{ref}) que se desea aplicar en el inversor (Figura 36).

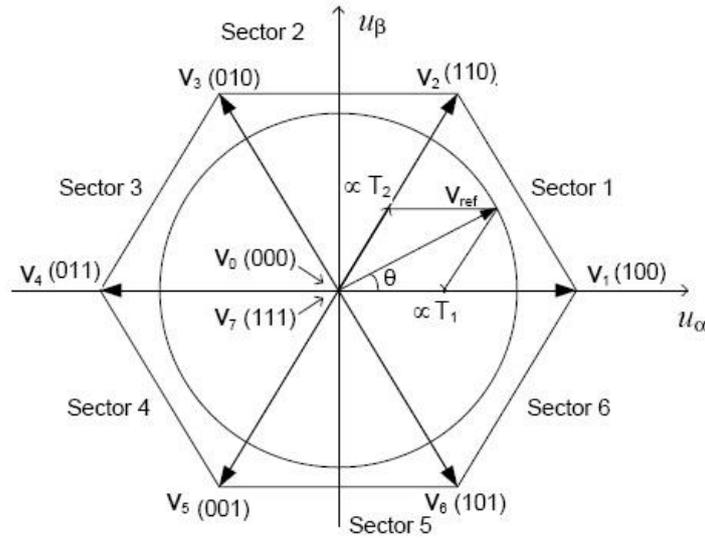


Figura 36: Representación de los vectores de conmutación en el plano α - β .

El vector de referencia gira sobre el plano α - β recorriendo cada uno de los sectores existentes. En cada uno de estos sectores se aplicarán los dos vectores que forman cada sector y los vectores nulos durante un determinado tiempo. Por ejemplo, en el primer sector se aplicará el vector V_1 durante un tiempo T_1 , el vector V_2 durante un tiempo T_2 y los vectores V_0 y V_7 durante un tiempo $T_0/2$ cada uno. La expresión generalizada para el cálculo de los tiempos en cada uno de los sectores es la siguiente:

$$T_n = \frac{\sqrt{3} \cdot T_s \cdot |\vec{V}_{ref}|}{V_{DC}} \cdot \left(\text{sen}\left(\frac{n\pi}{3}\right) \cdot \text{cos}(\theta_e) - \text{cos}\left(\frac{n\pi}{3}\right) \cdot \text{sen}(\theta_e) \right) \quad (9)$$

$$T_{n+1} = \frac{\sqrt{3} \cdot T_s \cdot |\vec{V}_{ref}|}{V_{DC}} \cdot \left(-\text{cos}(\theta_e) \cdot \text{sen}\left(\frac{n-1}{3}\pi\right) + \text{sen}(\theta_e) \cdot \text{cos}\left(\frac{n-1}{3}\pi\right) \right) \quad (10)$$

$$T_0 = T_s - T_n - T_{n+1} \quad (11)$$

Siendo T_s el periodo de conmutación y n el número de sector. $|\vec{V}_{ref}|$ y θ_e se pueden calcular de la siguiente manera:

$$|\vec{V}_{ref}| = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad (12)$$

$$\theta_e = \text{arctag}\left(\frac{V_\beta}{V_\alpha}\right) \quad (13)$$

En la Figura 37 se representa cómo se aplicarían los vectores de conmutación en el primer sector.

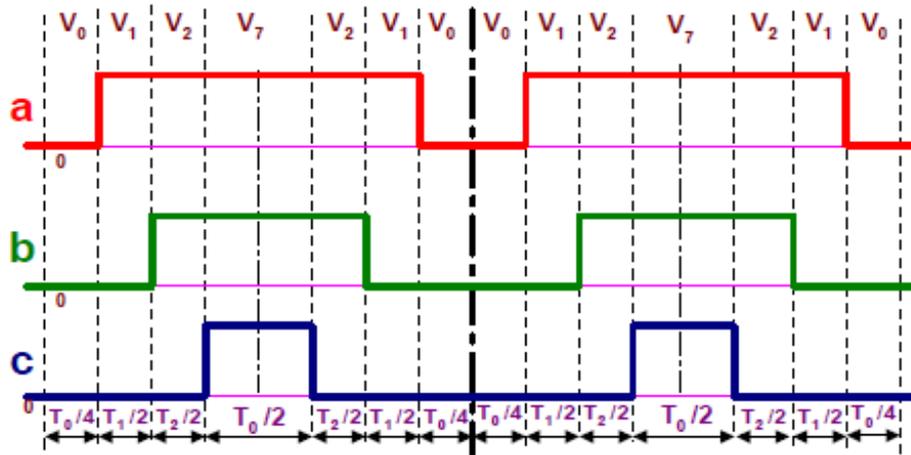


Figura 37: Aplicación de los vectores de conmutación en el sector 1.

La modulación vectorial requiere un gran coste computacional (lo cual puede deducirse por la complejidad de sus cálculos), pero es capaz de obtener un 15,5 % más de voltaje de salida que la modulación senoidal y presenta un mejor espectro armónico. Por ello, **va a ser la técnica de modulación utilizada en el inversor trifásico.**

2.7. Control PWM de convertidores DC/DC

Al igual que el inversor, el convertidor DC/DC también será controlado mediante modulación PWM. En este subapartado se exponen algunas de las técnicas de control más empleadas en convertidores DC/DC y se escoge la más apropiada [20].

2.7.1. Control en modo tensión

El control en modo tensión consiste en controlar la tensión de salida de un convertidor DC/DC mediante la aplicación de pulsos PWM al transistor (o transistores) del convertidor. En la Figura 38 se puede observar la implementación analógica de este control en un convertidor Buck.

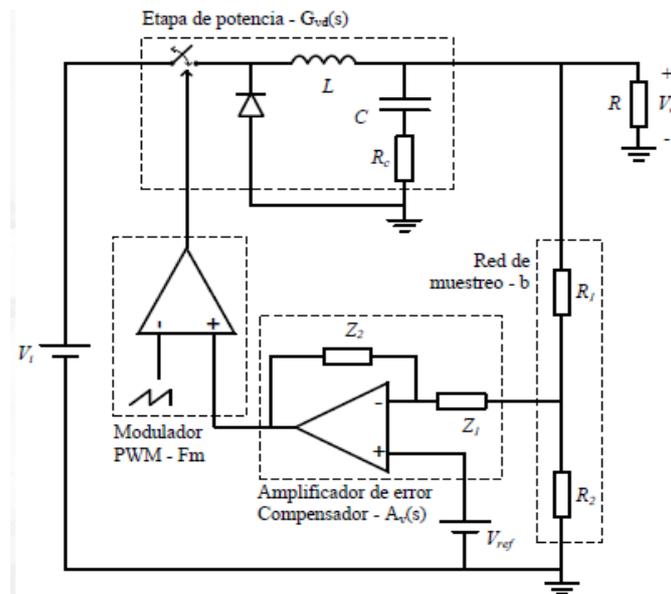


Figura 38: Control en modo tensión analógico aplicado a un convertidor Buck.

Básicamente, se toma una muestra de la tensión de salida mediante un divisor resistivo y se compara con la tensión de referencia a seguir por el convertidor con un amplificador de error. La salida del amplificador de error se introduce en un modulador PWM que compara la señal de error con una señal triangular, obteniéndose a la salida una serie de pulsos como los de la Figura 39.

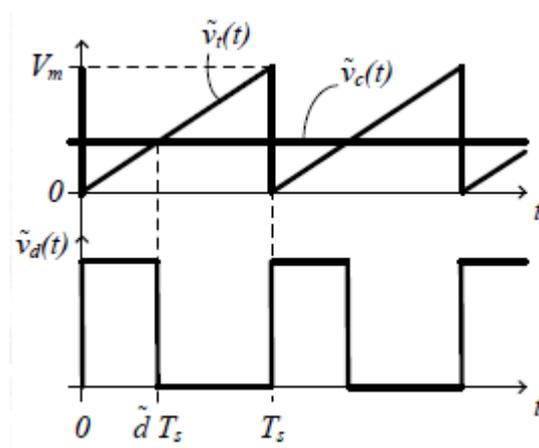


Figura 39: Comparación de la señal de error con la triangular y obtención de la señal PWM.

No obstante, esta no es la estrategia de control que se necesita porque lo que se pretende controlar es la corriente que entra y sale de los supercondensadores, no su tensión.

2.7.2. Control en modo corriente media

Se trata de un control muy similar al anterior, pero en esta ocasión lo que se controla es la corriente media por la bobina del convertidor. En la Figura 40 se muestra un diagrama de bloques explicativo de la estructura de este control.

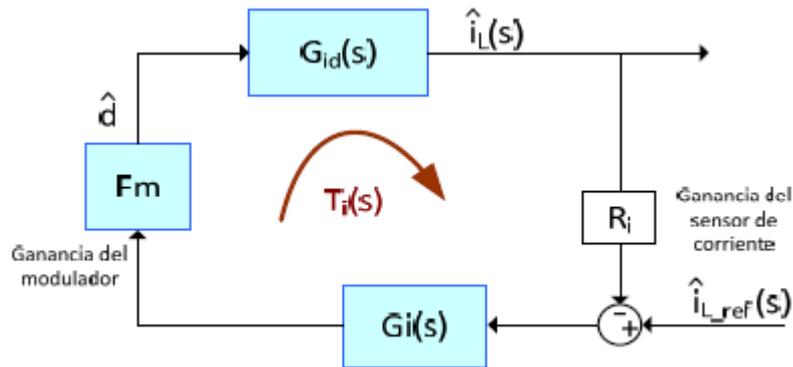


Figura 40: Diagrama de bloques de Laplace de un control en corriente media. G_i es el compensador y G_{id} es la planta del convertidor.

Este control podría ser aplicado al convertidor DC/DC bidireccional del vehículo eléctrico, pero tiene el inconveniente de que para poder implementarlo es necesario tener dos modelos en el plano de Laplace, uno para el funcionamiento como Buck y otro para el funcionamiento como Boost. Estos modelos se podrían obtener mediante la técnica del conmutador PWM [20], pero dado que en un vehículo eléctrico los voltajes e intensidades varían constantemente es complicado obtener un modelo preciso. Por ello, no se considera la mejor opción en este caso.

2.7.3. Control de corriente por banda de histéresis

El control por banda de histéresis es un control aplicable tanto a voltajes como a intensidades en inversores y convertidores DC/DC que consiste en hacer que una determinada señal siga a la referencia dentro de una banda de histéresis [22] (Figura 41).

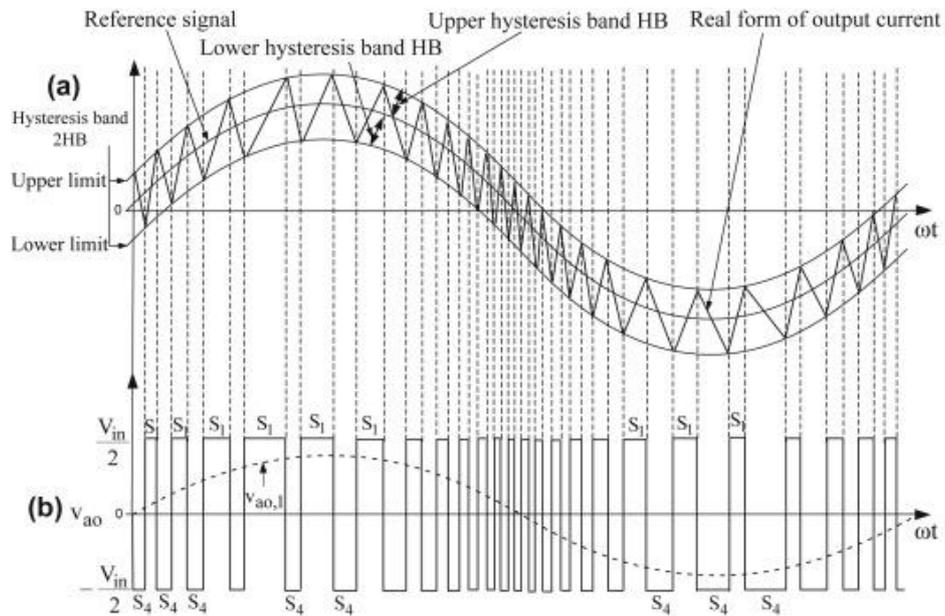


Figura 41: Ejemplo de un control en banda de histéresis aplicado a la corriente de un inversor.

Tal y como se observa en la imagen, cuando la intensidad alcanza la banda superior de la histéresis la señal PWM se pone en nivel bajo y cuando se alcanza la banda inferior la señal PWM se pone a nivel alto. Este control tiene la desventaja de que la frecuencia de conmutación de los semiconductores de potencia es variable y difícil de predecir, pero dada su sencillez de implementación y su excelente respuesta dinámica es la **estrategia de control utilizada para el convertidor DC/DC bidireccional**.

CAPÍTULO 3: Análisis y diseño del vehículo eléctrico

En este capítulo se explica de forma detallada el sistema electrónico diseñado para el vehículo eléctrico en cuestión. También se tratarán brevemente la parte mecánica y el modelo dinámico del vehículo. En la Figura 42 se muestra un esquema general.

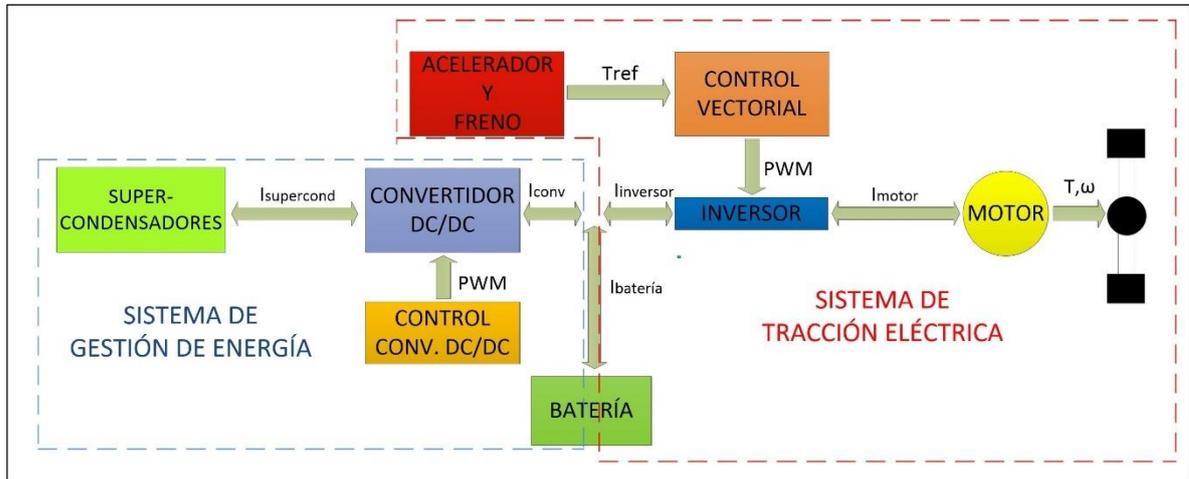


Figura 42: Esquema general del vehículo eléctrico.

Según su funcionalidad, los diferentes elementos del sistema se pueden dividir en dos grupos: Sistema de Tracción Eléctrica y Sistema de Gestión de Energía. A continuación, se procede a analizar cada uno de estos subsistemas.

3.1. Sistema de Tracción Eléctrica

Este sistema está formado por todos los elementos que hacen posible el movimiento del vehículo (Figura 43).

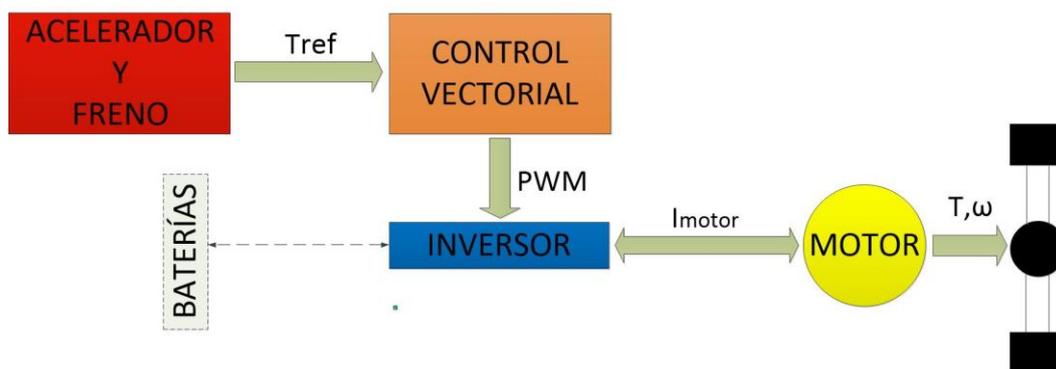


Figura 43: Sistema de Tracción Eléctrica.

Las baterías también forman parte de la tracción del vehículo (ya que aportan la energía que hace posible el movimiento del coche), pero se tratarán en 4.2.

3.1.1. Motor síncrono de imanes permanentes. Modelado y características.

Como ya se comentó en el apartado 3.2, el tipo de motor utilizado es un motor síncrono de imanes permanentes. Antes de presentar las ecuaciones que modelan el motor, es preciso conocer que en la máquina que se va a utilizar en la simulación los imanes se encuentran incrustados en el rotor y no adheridos a la superficie del mismo (Figura 44). Este motor recibe el nombre de motor síncrono de imanes permanentes interiores (IPMSM) y presenta ciertas ventajas con respecto a una PMSM que se analizarán más adelante.

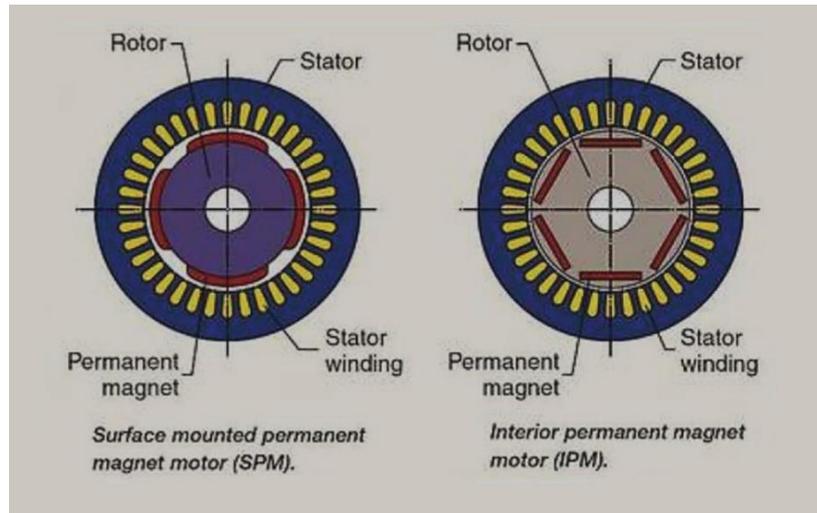


Figura 44: Diferencia entre una PMSM y una IPMSM.

Para poder realizar un control vectorial sobre la máquina, es imprescindible conocer las ecuaciones que modelan su funcionamiento. El modelo dinámico de una IPMSM en el plano d-q está determinado por las siguientes ecuaciones [23]:

$$v_d = R_s \cdot i_d + L_d \cdot \frac{di_d}{dt} - \omega_e \cdot L_q \cdot i_q \quad (14)$$

$$v_q = R_s \cdot i_q + L_q \cdot \frac{di_q}{dt} + \omega_e \cdot L_d \cdot i_d + \omega_e \cdot \psi_m \quad (15)$$

Donde:

- v_d y v_q son los voltajes aplicados al estátor.
- i_d e i_q son las intensidades aplicadas al estátor.
- R_s es la resistencia del bobinado de cada fase del estátor.
- L_d y L_q son las inductancias del estátor en el plano d-q.
- ω_e es la frecuencia eléctrica.
- Ψ_m es el flujo magnético producido por los imanes permanentes.

Notar que las ecuaciones están acopladas entre sí mediante los términos $\omega_e \cdot L_q \cdot i_q$ y $\omega_e \cdot L_d \cdot i_d$ y que $\omega_e \cdot \Psi_m$ es la fuerza contraelectromotriz del motor, la cual depende de la frecuencia eléctrica y, por tanto, de la velocidad a la que gira el motor (ω_r). Ambos términos se relacionan entre sí mediante la siguiente expresión:

$$\omega_e = \omega_r \cdot p \quad (16)$$

Donde p es el número de pares de polos de la máquina.

La otra ecuación necesaria para el diseño del control de la máquina es la del par desarrollado:

$$T = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\psi_m \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q) \quad (17)$$

Al primer término se le denomina par electromagnético y al segundo par de reluctancia. En una PMSM se cumple que $L_d = L_q$ y el par de reluctancia se hace cero, pero en una IPMSM resulta que $L_q > L_d$. En 3.5.2 se comentaba que con la corriente i_q se controlaba el par de la máquina y con i_d el flujo magnético del estátor. Observando la ecuación (17), se entiende que también se puede utilizar el flujo magnético del estátor para manipular el par, lo cual permite mejorar el control. Esto se tratará con mayor profundidad en el apartado 4.1.3.

La IPMSM que se utiliza para realizar el presente diseño es la que se puede encontrar en los ejemplos de simulación de máquinas eléctricas en la página web de *Mathworks* (Natick, Massachusetts) [24]. En la Tabla 3 se recogen los datos del motor.

Potencia nominal (P_{nom})	35 kW
Par nominal (T_{nom})	205 N·m
Velocidad nominal (ω_{nom})	1630 rpm
Intensidad nominal RMS (I_{nom})	268 A
Inductancia eje d (L_d)	243,68 μ H
Inductancia eje q (L_q)	297,58 μ H
Inductancia cero (L_0)	121,84 μ H
Resistencia de fase del estátor (R_s)	10,087 m Ω
Flujo de los imanes permanentes (Ψ_m)	43,66 mWb
Pares de polos (p)	8
Momento de inercia del rotor (J_m)	0,1234 Kg·m ²

Tabla 3: Parámetros de simulación de la IPMSM.

3.1.2. Acelerador y freno

El acelerador y el freno son los encargados de generar el par de referencia a seguir por el motor. Al acelerar lo que ocurre es que se demanda a la máquina que genere más par, mientras que cuando se frena el par se reduce, haciéndose negativo. De esta forma, sumando las referencias procedentes de cada uno de los pedales se obtiene el par deseado. En la Figura 45 se representan las funciones del par generado en función del porcentaje de aceleración o frenado.

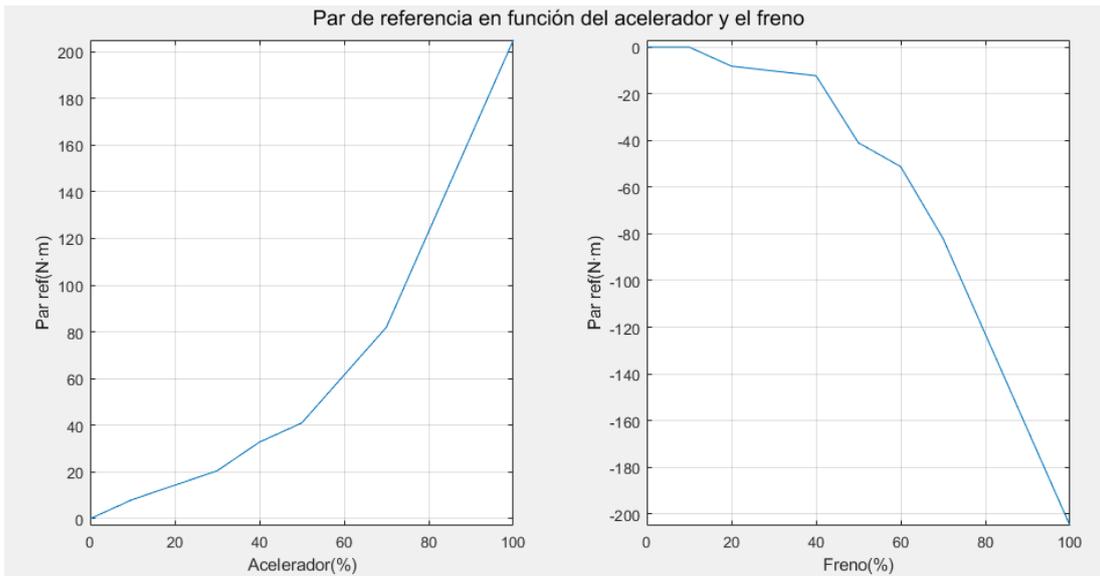


Figura 45: Par de referencia generado en función del porcentaje de pisada en el acelerador y en el freno.

Estas funciones se implementan en Simulink con los bloques "Lookup Table", tal y como se muestra en la Figura 46. Las referencias de par se calculan cada 10 ms.

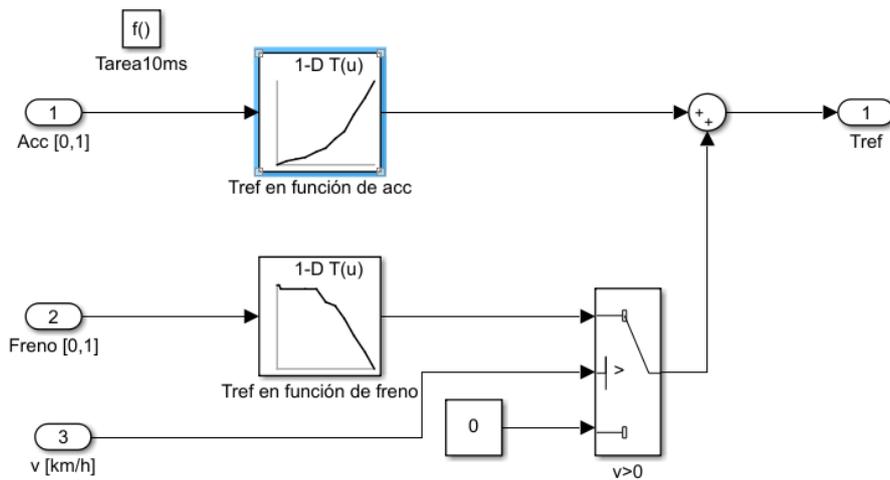


Figura 46: Cálculo del par de referencia en Simulink [25].

3.1.3. Control vectorial

El par de referencia obtenido de las señales de aceleración y frenado se introduce en el control, siendo este el encargado de que el par de referencia sea el par que genera la IPMSM. En la Figura 47 se representa el esquema general del control vectorial.

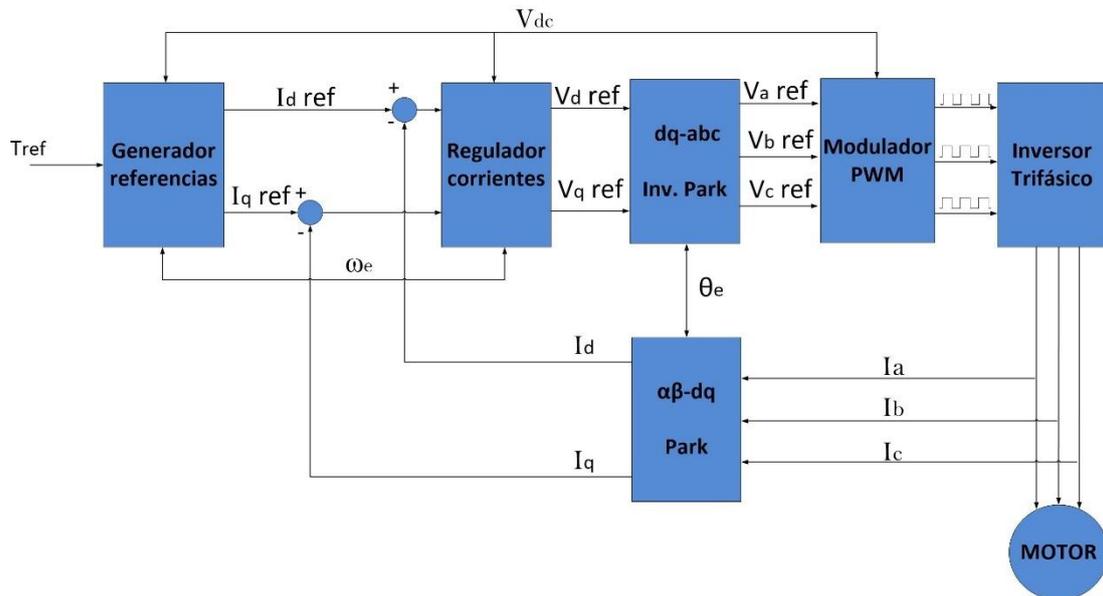


Figura 47: Esquema control vectorial.

En primer lugar, las corrientes a, b y c se transforman en las corrientes d y q mediante la transformada de Park. A través del generador de referencias, se obtienen los valores de las corrientes d y q necesarios (de referencia) para obtener el par deseado. Las corrientes son reguladas por el regulador de corrientes y se calculan los voltajes de referencia en el plano d-q.

Por último, las referencias de voltaje se transforman nuevamente al marco abc y se introducen en el modulador PWM vectorial (cuyo funcionamiento se ha explicado en 3.6.2). El bloque de Simulink "PWM Generator" se encarga de calcular los pulsos a aplicar en el inversor.

A continuación, se explica en detalle el generador de referencias, el regulador de corrientes y la máquina de estados que controla la temporización de las distintas tareas del control vectorial.

- **Generador de referencias**

Como su nombre indica, la función de este bloque es generar las referencias de corriente d y q convenientes a partir del par de referencia. Existen varias estrategias para generar las referencias de corriente. Una estrategia muy utilizada y también la más sencilla consiste en controlar el par sólo con i_q y mantener i_d a cero, siendo por tanto el flujo constante. En una PMSM esta es la única estrategia que se puede utilizar según lo explicado en la ecuación (17), pero en una IPMSM existen técnicas más eficientes [23] [26].

Cuando el motor gira por debajo de su velocidad nominal, la técnica utilizada es la conocida como **Maximum Torque Per Ampere** y consiste en conseguir el par deseado con la menor intensidad posible, como se observa en la Figura 48.

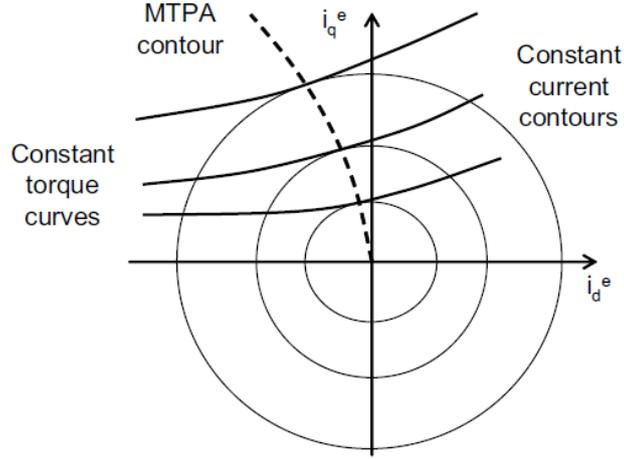


Figura 48: Representación en el plano d-q de los valores para los que se consigue el par máximo con determinados valores de intensidad.

Las circunferencias representan puntos en los que el módulo de la intensidad es el mismo, las curvas continuas puntos en los que el par es constante y la curva discontinua los puntos para los cuales se consigue el par deseado con el mínimo de intensidad. Por tanto, el objetivo es calcular, para un cierto par, los valores de i_d e i_q que pertenecen a la curva discontinua.

Las corrientes d y q se pueden escribir como:

$$i_d = -I_s \cdot \text{sen } \beta \quad (18)$$

$$i_q = I_s \cdot \text{cos } \beta \quad (19)$$

Siendo I_s el módulo del vector intensidad del estátor y β el ángulo formado por el vector de intensidad y el eje q. La componente i_d es siempre negativa para que el par de reluctancia sea positivo (ver ecuación (17)).

La ecuación (17), sustituyendo (18) y (19) y aplicando el seno del ángulo doble, se puede reescribir como:

$$T = \frac{3 \cdot p}{2} \cdot \psi_m \cdot I_s \cdot \text{cos } \beta + \frac{3 \cdot p}{4} (L_q - L_d) \cdot I_s^2 \cdot \text{sen } (2\beta) \quad (20)$$

Para obtener el par con el mínimo de corriente, se debe obtener el punto donde la curva de par y la circunferencia de corriente son tangentes, es decir, el punto donde la derivada se hace cero:

$$\frac{dT}{d\beta} = -\frac{3 \cdot p}{2} \cdot \psi_m \cdot I_s \cdot \text{sen } \beta + \frac{3 \cdot p}{2} (L_q - L_d) \cdot I_s^2 \cdot (\text{cos}^2 \beta - \text{sen}^2 \beta) = 0 \quad (21)$$

A partir de esta última expresión, se puede obtener la corriente i_d en función de i_q :

$$i_d = \frac{\psi_m}{2 \cdot (L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\psi_m^2}{4 \cdot (L_q - L_d)} + i_q^2} \quad (22)$$

Finalmente, sustituyendo (22) en (17) se obtiene el siguiente polinomio:

$$9 \cdot p^2 \cdot (L_q - L_d)^2 \cdot i_q^4 + 6 \cdot T \cdot p \cdot \psi_m \cdot i_q - 4 \cdot T^2 = 0 \quad (23)$$

El bloque “*PMSM Current Reference Generator*” de Simulink realiza todos estos cálculos y obtiene i_q a partir de (23) para posteriormente obtener i_d a partir de (22).

Cuando el motor alcanza su velocidad nominal, también alcanza su voltaje máximo y su potencia máxima. Por tanto, para poder aumentar la velocidad por encima de la nominal se hace necesario disminuir la corriente q y aumentar la d decrementándose de esta forma el par y el flujo de la máquina, lo que permite sobrepasar la velocidad nominal respetando los límites de voltaje y potencia del motor. En este caso, la estrategia para generar las corrientes de referencia se denomina **debilitamiento del campo magnético**.

Assumiendo que el régimen es permanente y sabiendo que por encima de la velocidad nominal la resistencia del estátor es despreciable, las ecuaciones (14) y (15) se reescriben como:

$$v_d = -\omega_e \cdot L_q \cdot i_q \quad (24)$$

$$v_q = \omega_e \cdot L_d \cdot i_d + \omega_e \cdot \psi_m \quad (25)$$

A partir de estas últimas ecuaciones se puede obtener la referencia i_d en función de i_q :

$$i_d = -\frac{\psi_m}{L_d} + \frac{1}{L_d} \sqrt{\frac{V_{s\text{máx}}^2}{\omega_e^2} - (L_q \cdot i_q)^2} \quad (26)$$

Siendo $V_s \text{ máx}$ el módulo máximo del vector voltaje del estátor. Sustituyendo (26) en (17) se obtiene el siguiente polinomio:

$$9 \cdot p^2 \cdot (L_d - L_q)^2 \cdot L_q^2 \cdot \omega_e^2 \cdot i_q^4 + \left(9 \cdot p^2 \cdot \psi_m^2 \cdot L_q^2 \cdot \omega_e^2 - 9 \cdot p^2 \cdot (L_d - L_q)^2 \cdot V_{s\text{máx}}^2\right) \cdot i_q^2 - 12 \cdot T \cdot p \cdot \psi_m \cdot L_d \cdot L_q \cdot \omega_e^2 \cdot i_q + 4 \cdot T^2 \cdot L_d^2 \cdot \omega_e^2 = 0 \quad (27)$$

El bloque “*PMSM Current Reference Generator*” de Simulink realiza los cálculos necesarios y obtiene i_q a partir de (27) para posteriormente obtener i_d a partir de (26). Se puede ver que estas estrategias de generación de referencias requieren un coste computacional muy elevado, pero permiten un muy buen control de la máquina en todos sus puntos de funcionamiento.

- **Regulador de corrientes**

El regulador de corrientes está formado por dos controladores PI, uno para la corriente d y otro para la corriente q . Para poder diseñar los PI es necesario obtener las funciones de transferencia correspondientes a cada lazo de corriente. Aplicando la transformada de Laplace a las ecuaciones (14) y (15):

$$V_d(s) = R_s \cdot I_d(s) + L_d \cdot I_d(s) \cdot s - \omega_e \cdot L_q \cdot I_q(s) \quad (28)$$

$$V_q(s) = R_s \cdot I_q(s) + L_q \cdot I_q(s) \cdot s + \omega_e \cdot L_d \cdot I_d(s) + \psi_m \cdot \omega_e \quad (29)$$

En la Figura 49 se representan las ecuaciones (28) y (29) en diagrama de bloques tomando los voltajes como entrada y las intensidades como salida.

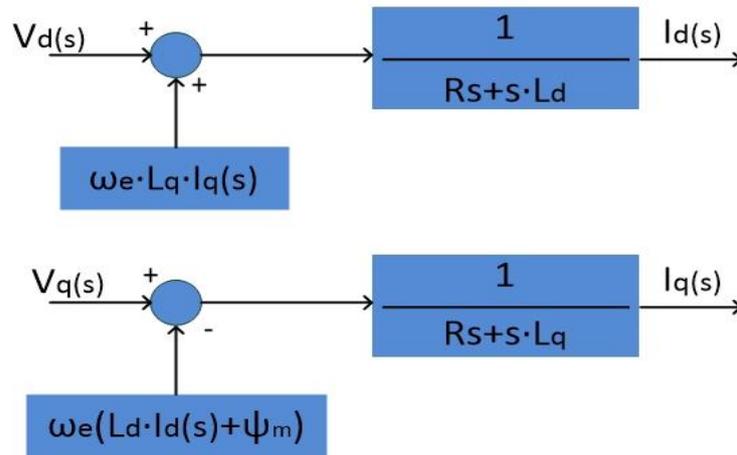


Figura 49: Modelo dinámico de la IPMSM en diagrama de bloques.

Se puede apreciar que las funciones de transferencia solo tienen un polo real. Por ello, con dos PI es suficiente para obtener una buena respuesta transitoria con error nulo en régimen permanente. Suponiendo que los términos de acoplamiento y la fuerza contraelectromotriz están totalmente compensados (no existe acoplamiento) se obtienen los siguientes diagramas de control (Figura 50) [27]:

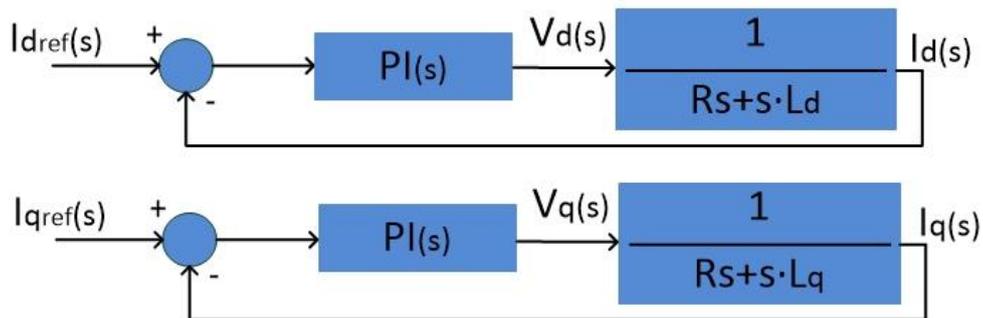


Figura 50: Esquema de control de intensidades.

Dado que los valores de L_d y L_q son prácticamente iguales se puede utilizar el mismo regulador PI en ambos lazos de control. A partir de la función de transferencia de intensidad de $I_d(s)$ y utilizando la herramienta *Sisotool* de Matlab (Figura 51) se obtiene el siguiente regulador PI:

$$PI(s) = 750 \cdot \frac{(1 + 0,0025s)}{s} \quad (30)$$

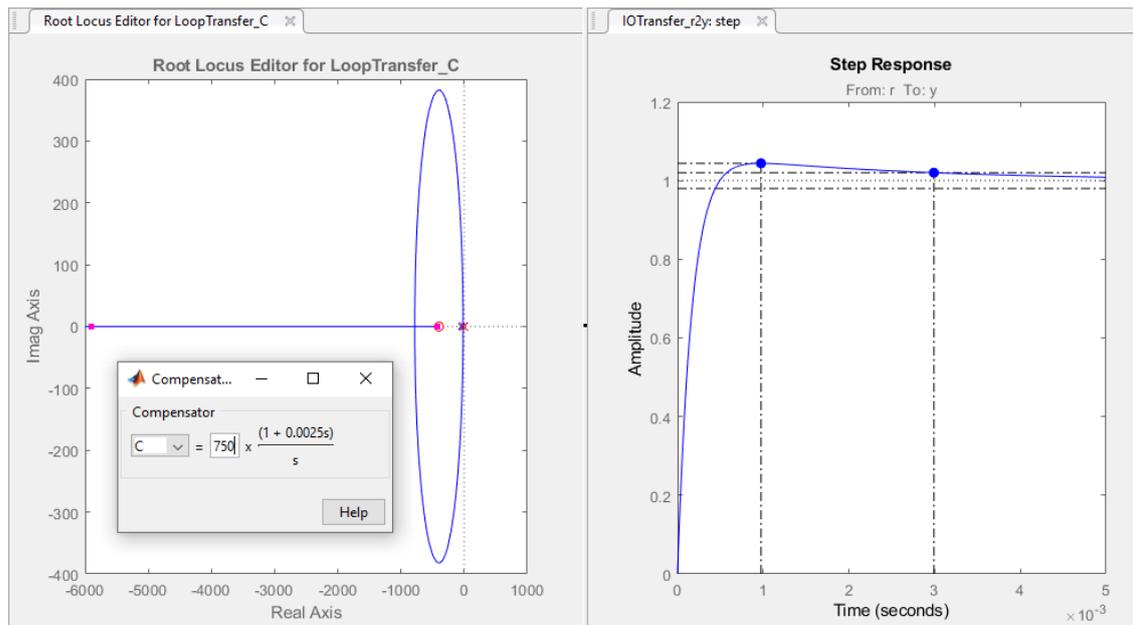


Figura 51: Diseño del regulador PI en Sisotool. Se observa que la respuesta obtenida es adecuada al presentar una sobreoscilación mínima (4.39%) y un tiempo de establecimiento de 3 ms.

Como en los motores trifásicos los controles siempre son digitales, es necesario discretizar el regulador obtenido. En primer lugar, se escoge un periodo de muestreo. En un sistema de primer orden el periodo de muestreo (T_s) debe ser menor que 10 veces la constante de tiempo (τ). Por tanto, en este caso:

$$T_s < \frac{\tau}{10} = \frac{L_q}{R_s} = 2,95 \text{ ms} \quad (31)$$

Cualquier periodo por debajo de 2,95 ms sería válido. No obstante, a menor periodo de muestreo existirá una mayor similitud entre el regulador continuo y el discreto. Por tanto, se escoge un **periodo de muestreo de 100 μ s** que es perfectamente alcanzable por un controlador digital actual.

Una vez seleccionado el periodo de muestreo, se discretiza mediante Matlab el regulador utilizando el comando "c2d". El método de discretización utilizado es el de *Tustin*. El regulador obtenido es:

$$PI(z) = 1,96 \cdot \frac{(z - 0.96)}{z - 1} \quad (32)$$

Una vez calculados los reguladores PI se incluyen en el regulador de corrientes. Según la Figura 47, a la salida de los controladores se obtienen los voltajes de referencia d y q. No obstante, durante el diseño del control los términos de acoplamiento y la fuerza contraelectromotriz del motor no se han tenido en cuenta. Por ello, estos términos también se tienen en cuenta en el regulador de corrientes y se obtiene el esquema de la Figura 52:

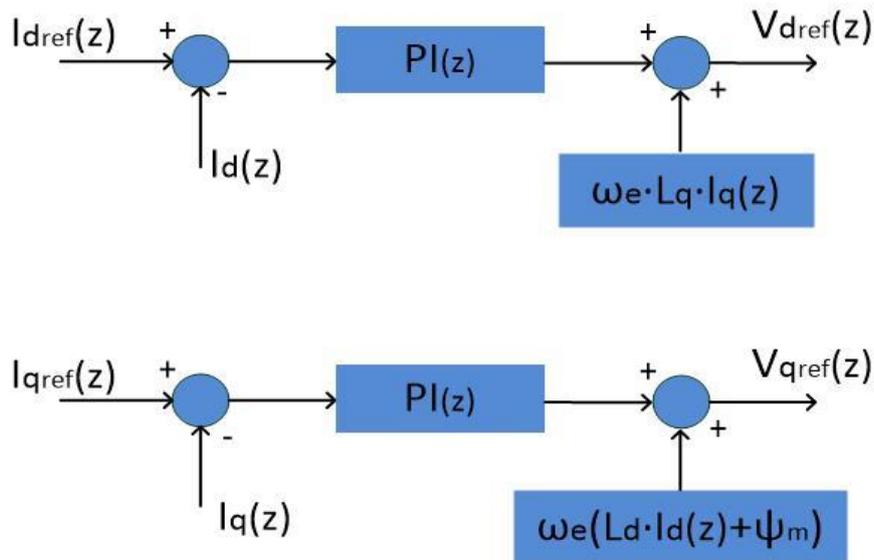


Figura 52: Esquema final del regulador de corrientes.

Por último, comentar que en la simulación se incluye el bloque “*d-q Voltage Limiter*” a la salida de los reguladores para limitar los voltajes de referencia y así evitar que en el control se calculen voltajes mayores de los que puede suministrar el inversor. Básicamente, asegura que se cumple lo siguiente:

$$\sqrt{v_{d\ ref}^2 + v_{q\ ref}^2} < V_{fase\ máx} = \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}} \quad (33)$$

- **Máquina de estados**

La máquina de estados (Figura 53) temporiza las distintas tareas del control vectorial que básicamente son las siguientes: realizar medidas (cada 100 μs), generar referencias de corriente (cada 1 ms) y regular las corrientes (cada 100 μs). Para ello se hace uso de un temporizador de 50 μs y una variable contador. Cada vez que el temporizador termina su cuenta se suma 1 a la variable contador. Cuando el resto de la división del contador entre dos es cero se ejecutan las tareas de 100 μs, y cuando el resto es cero al dividir entre veinte se ejecuta la tarea de 1 ms.

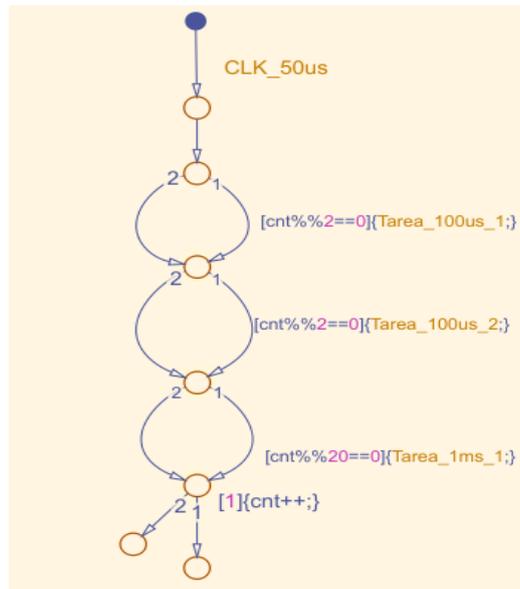


Figura 53: Máquina de estados del control vectorial.

En la Figura 54 se observa la implementación del control vectorial en Simulink basada en la que se puede encontrar en [25]. La diferencia entre ambas implementaciones se encuentra en el regulador de corrientes, donde se han utilizado los reguladores PI obtenidos en este apartado.

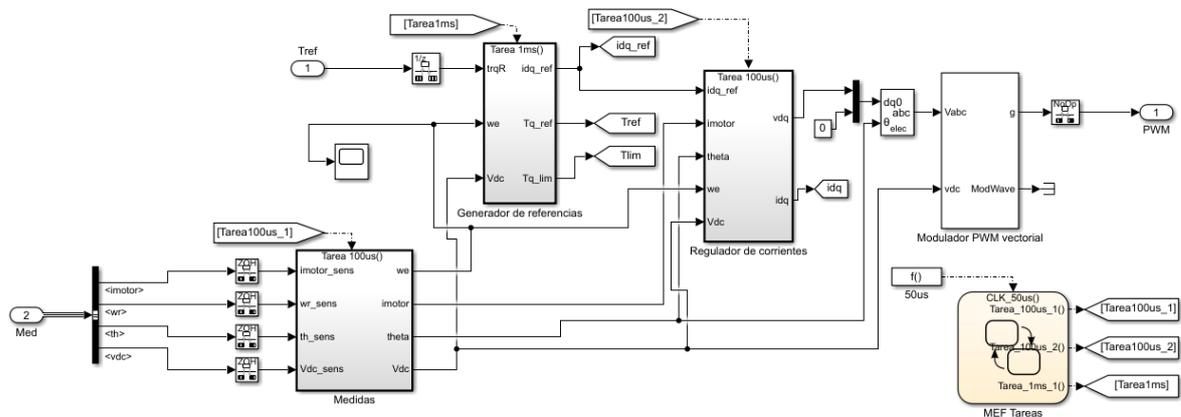


Figura 54: Esquema del control vectorial en Simulink.

3.1.4. Caracterización del inversor

Como ya se comentó anteriormente en el apartado 3.4, la estructura del inversor es la mostrada en la Figura 30. A continuación, se procede a determinar las características que deben tener el condensador del bus de corriente continua, los transistores y los diodos para adecuarse al inversor. Para determinar los parámetros que definirán los semiconductores en la simulación se escogerán un modelo de transistor y un modelo de diodo entre los disponibles en el mercado. También se determinará la potencia de salida del inversor.

- **Condensador del bus DC**

La función del condensador es reducir el rizado del voltaje proveniente de la batería. En la Figura 55 puede observarse dicho rizado.

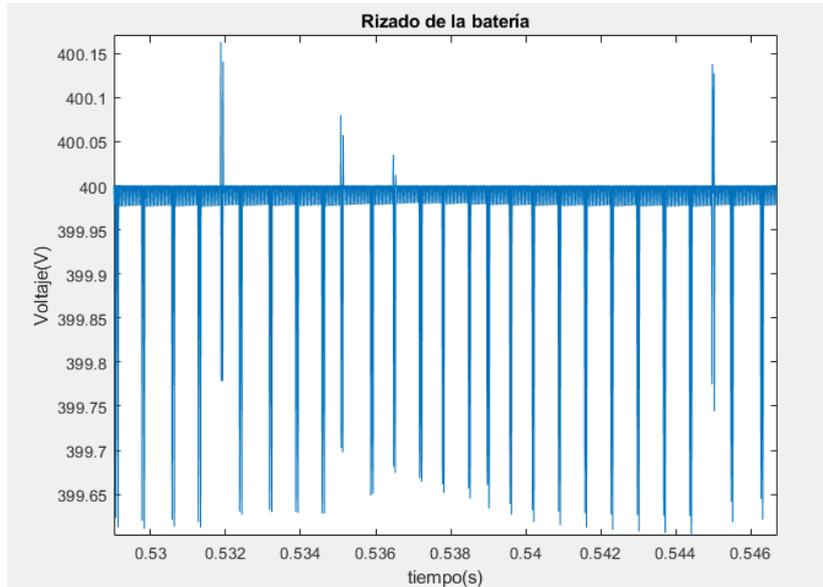


Figura 55: Rizado del voltaje de la batería.

En la simulación el rizado que se obtiene es muy pequeño, pero en un sistema real este rizado podría ser mayor, por lo que es conveniente incluir el condensador en el sistema. La frecuencia del rizado es de aproximadamente 2 KHz.

Se va a suponer que el máximo rizado permitido es el 5% del voltaje nominal de la batería. Por tanto:

$$V_{\text{rizado máx}} = 0,05 \cdot V_{\text{nom}} = 0,05 \cdot 400 = 20 \text{ V} \quad (34)$$

Así, el mínimo voltaje en el bus DC cuando la batería está totalmente cargada será de:

$$V_{DC \text{ mín}} = V_{\text{nom}} - \frac{V_{\text{rizado máx}}}{2} = 380 \text{ V} \quad (35)$$

Si se supone que el motor trabaja a su potencia máxima, que no hay pérdidas de potencia ni en el inversor ni en el motor y que la amplitud del rizado es mucho más pequeña que el voltaje de la batería, la máxima intensidad media en bus DC será [20]:

$$I_{DC \text{ máx}} = \frac{P_{\text{máx}}}{V_{DC \text{ mín}}} = \frac{35000}{380} = 89,7 \text{ A} \quad (36)$$

Siendo el valor mínimo del condensador para que el rizado sea menor que el especificado:

$$C_{\text{mín}} = \frac{I_{DC \text{ máx}}}{f_{\text{riz}} \cdot V_{DC \text{ mín}}} = \frac{89,7}{2000 \cdot 20} = 2,2 \text{ mF} \quad (37)$$

Como se trata de un valor normalizado es este el escogido. Estos cálculos son muy aproximados, pero si en un sistema real se obtuviera más rizado del deseado se podría solucionar sustituyendo el condensador por uno de mayor valor.

- **Transistores**

Los transistores deben ser capaces de soportar la tensión de la batería y la intensidad nominal del motor. En las figuras 56 y 57 se muestra la simulación del voltaje y la intensidad a la que está sometido un IGBT cuando el motor se encuentra en su punto de funcionamiento nominal (1630 rpm, 205 N·m), ya que será el punto de máxima exigencia para los transistores.

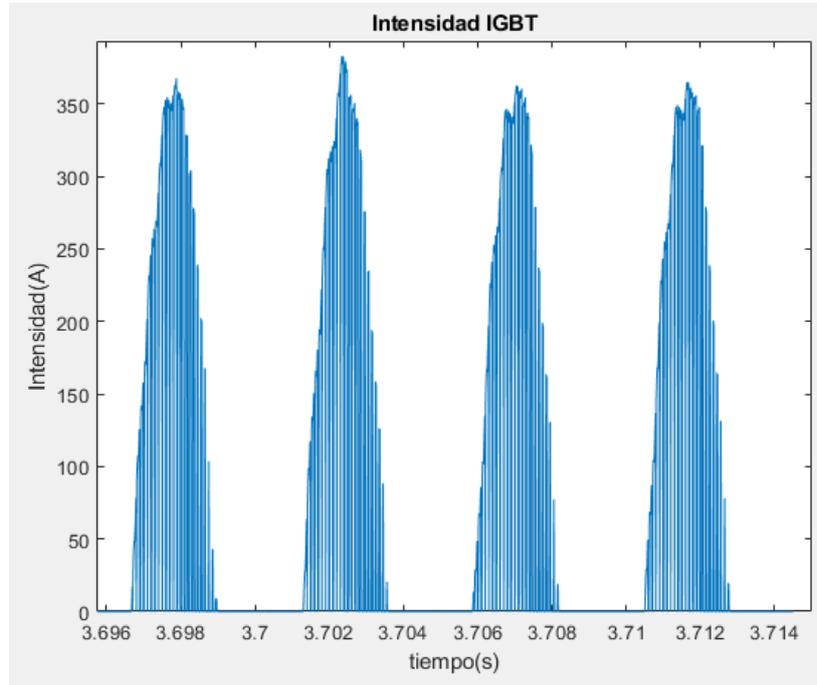


Figura 56: Intensidad en un IGBT cuando el motor se encuentra en su punto nominal de funcionamiento.

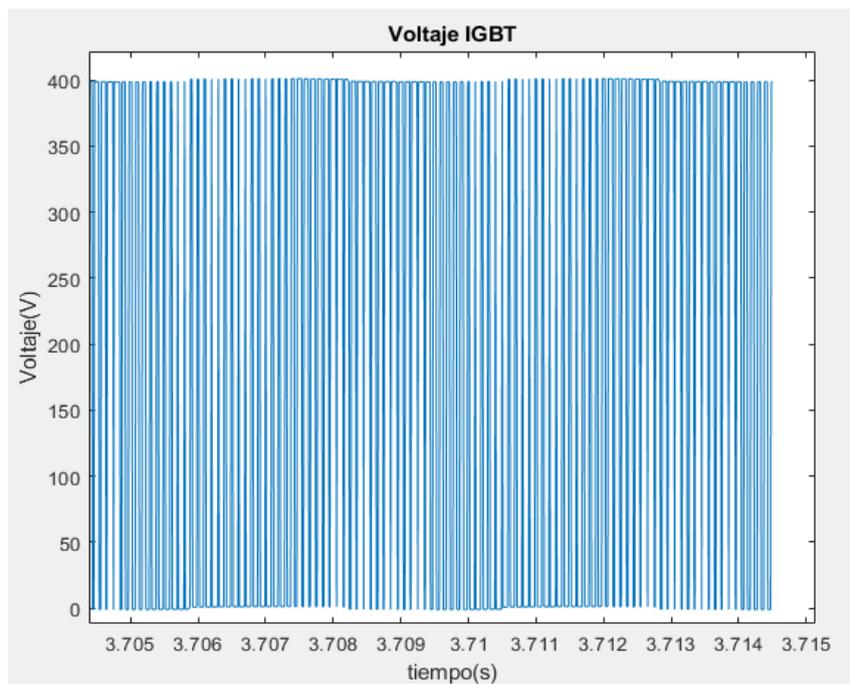


Figura 57: Voltaje en un IGBT cuando el motor se encuentra en su punto nominal de funcionamiento.

Se puede apreciar que los IGBTs deben soportar una tensión de 400 V y los semiciclos positivos de intensidad. El pico máximo de la intensidad es de aproximadamente 380 A. El valor medio se puede calcular mediante el bloque “Mean” de Simulink, el cuál aplica la expresión del valor medio de una señal:

$$I_{media\ IGBT} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{IGBT}(t) dt \quad (38)$$

El bloque “Mean” requiere como parámetro la frecuencia fundamental de la señal cuyo valor medio se desea conocer. Sabiendo que la velocidad nominal del motor es de 1630 rpm y a partir de la ecuación (16) se puede deducir que la frecuencia fundamental de la intensidad (f_e) será de:

$$f_e = p \cdot \frac{\omega_{nom}}{2\pi} = 8 \cdot \frac{1630 \cdot \frac{\pi}{30}}{2 \cdot \pi} = \frac{8 \cdot 1630}{60} = 217\ Hz \quad (39)$$

De esta forma, se obtiene que la intensidad media es de 76 A.

Además, la frecuencia de conmutación de los transistores es de 10 KHz. A la hora de escoger un modelo de transistor adecuado para el inversor se deben tener en cuenta todos estos aspectos. En este caso se ha optado por el IXGK320N60B3. En su hoja de características se puede encontrar que el voltaje colector-emisor (V_{CE}) cuando el semiconductor se encuentra en conducción es de 1,4 V. Este valor se tiene en cuenta en la simulación.

En cuanto a la conmutación de los transistores, se va a suponer que esta es ideal y que no existen tiempos de subida y bajada de voltajes e intensidades con el fin de facilitar la simulación. No obstante, en los anexos se incluyen cálculos de potencia de los transistores teniendo en cuenta los tiempos de subida y bajada para tener una idea de la potencia que disiparían realmente. Tampoco se simulan los drivers de los transistores. En las puertas de los IGBT se trabaja con señales lógicas entre 0 y 1.

• Diodos

Los diodos se encuentran conectados en antiparalelo a los IGBTs, por lo que también deberán soportar la tensión de la batería y conducirán los semiciclos negativos de corriente. En consecuencia, los diodos deberán soportar la misma tensión e intensidad que soportan los transistores. Además, deberán tener un tiempo de recuperación inversa al menos 100 veces menor que la frecuencia de conmutación de los transistores.

Un modelo comercial adecuado es el APTDF400U120G. De su hoja de características se pueden extraer los siguientes datos para implementar los diodos en la simulación:

- Caída de voltaje en conducción (V_F): 2,5 V
- Capacidad de unión (C_T): 600 pF
- Máxima corriente de recuperación inversa: 70 A
- Pendiente de bajada de la corriente de recuperación inversa: 1200 $\mu A/s$
- Tiempo de recuperación inversa: 110 ns

• Potencia de salida del inversor

La potencia aparente del inversor (S) puede calcularse como:

$$S = S_a + S_b + S_c = V_a(RMS) \cdot I_a(RMS) + V_b(RMS) \cdot I_b(RMS) + V_c(RMS) \cdot I_c(RMS) \quad (40)$$

Y la potencia activa (P):

$$P = P_a + P_b + P_c \quad (41)$$

Siendo la potencia activa en cada fase:

$$P_x = \frac{1}{T} \int_0^T i_x(t) \cdot v_x(t) \cdot dt \quad (42)$$

Estas operaciones pueden realizarse mediante los bloques “Mean” y “RMS” de Simulink. Evidentemente, la potencia desarrollada por el inversor dependerá de la corriente y el voltaje demandados por el motor en cada momento. Cuando el motor se encuentra en su punto de funcionamiento nominal desarrolla su potencia máxima de 35 kW. Por tanto, el inversor también estará funcionando a su máxima potencia. El valor de frecuencia a introducir en los bloques sigue siendo de 217 Hz. Así, en este instante la potencia aparente del inversor es de 111 KVA y la potencia activa es de 38 kW (sin tener en cuenta pérdidas de conmutación en los transistores). De esto se puede deducir que la eficiencia de la IPMSM es de un 92 %.

En las figuras 58 y 59 se encuentran la implementación del inversor trifásico mediante los componentes electrónicos de la librería *Simscape Electrical* y el cálculo de la potencia del inversor en Simulink.

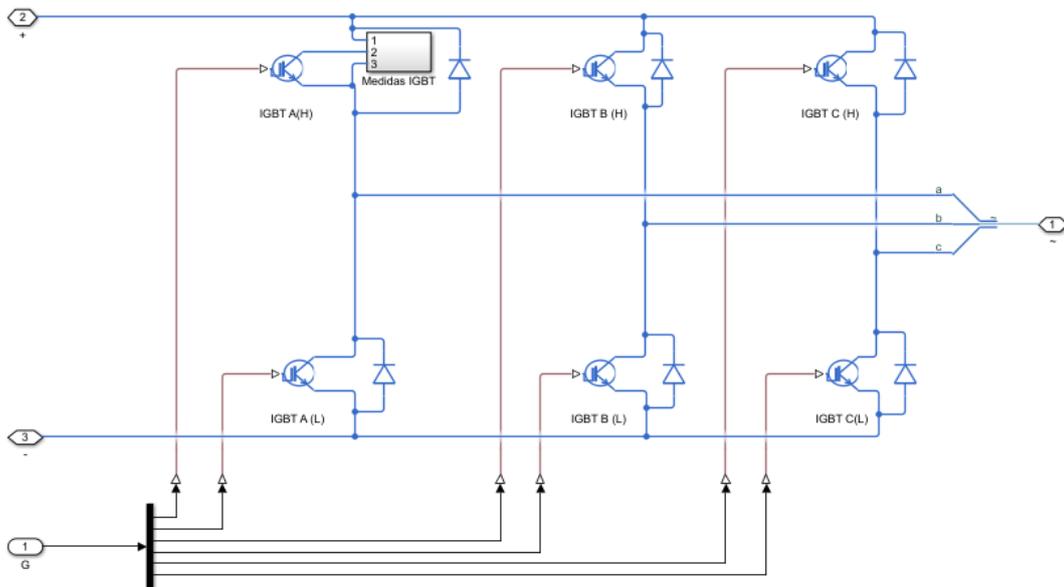


Figura 58: Implementación en Simulink del inversor trifásico.

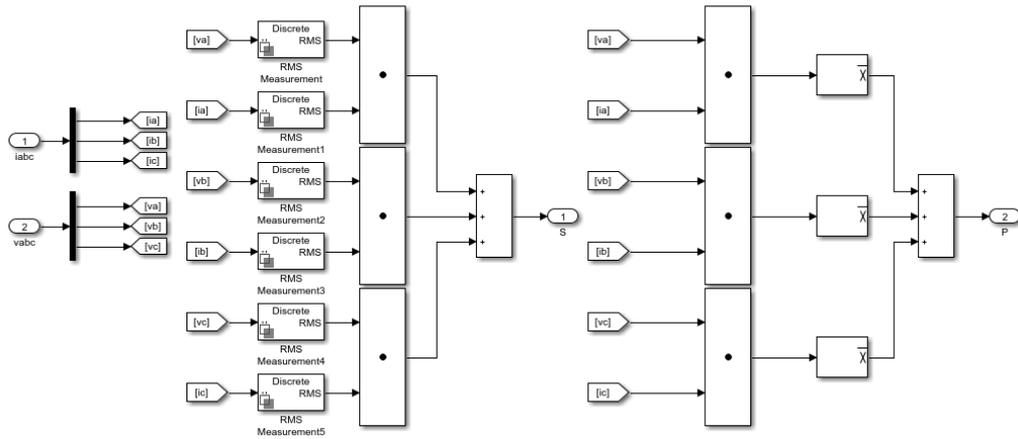


Figura 59: Cálculo de la potencia del inversor en Simulink.

3.1.5. Modelo dinámico del vehículo y parte mecánica

El modelo dinámico del vehículo define las fuerzas que actúan sobre el vehículo y son las causas de su movimiento. En la Figura 60 se representan dichas fuerzas [23].

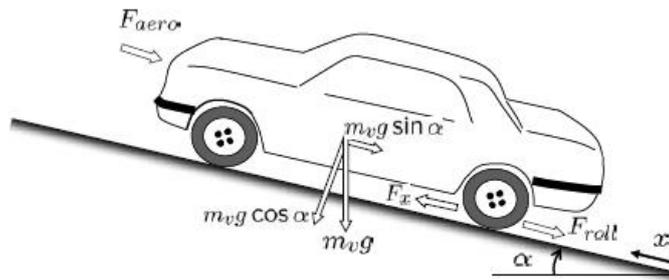


Figura 60: Fuerzas que actúan sobre el vehículo.

De acuerdo con la segunda ley de Newton, la relación entre la aceleración (a) del vehículo y las fuerzas (F) que actúan sobre él es la siguiente:

$$m_{vehículo} \cdot a_{vehículo} = F_{tracción} - F_{aerodinámica} - F_{rozamiento} - F_{gravedad} \quad (43)$$

La fuerza aerodinámica es la fuerza ejercida por el aire y se calcula de la siguiente manera:

$$F_{aerodinámica} = \frac{\rho \cdot c_d \cdot A_F}{2} \cdot (v_{viento} + v_{vehículo})^2 \quad (44)$$

Siendo:

- ρ la densidad del aire.
- c_d el coeficiente de rozamiento aerodinámico.
- A_F la superficie frontal del vehículo.

La fuerza de rozamiento es la debida al contacto de los neumáticos con el asfalto y su fórmula es:

$$F_{rozamiento} = \mu \cdot m_{vehículo} \cdot g \cdot \cos(\alpha) \quad (45)$$

Donde:

- μ es el coeficiente de rozamiento.
- g es la aceleración de la gravedad.
- α es el grado de inclinación del terreno.

La fuerza de rozamiento también se ve afectada por la velocidad del vehículo, pero la contribución del término dependiente de la velocidad es muy pequeña, por lo que se desprecia.

La componente horizontal de la fuerza de la gravedad se opone al movimiento del vehículo en caso de que exista una cierta inclinación del asfalto y se calcula como:

$$F_{gravedad} = m_{vehículo} \cdot g \cdot \text{sen}(\alpha) \quad (46)$$

Por último, la fuerza de tracción es la ejercida por el motor y la que impulsa al vehículo hacia delante. La fuerza generada por el motor se transmite a las ruedas mediante una caja reductora de velocidad y un eje motriz (que puede ser tanto el delantero como el trasero) que se conecta a las ruedas, tal y como se observa en la Figura 61.

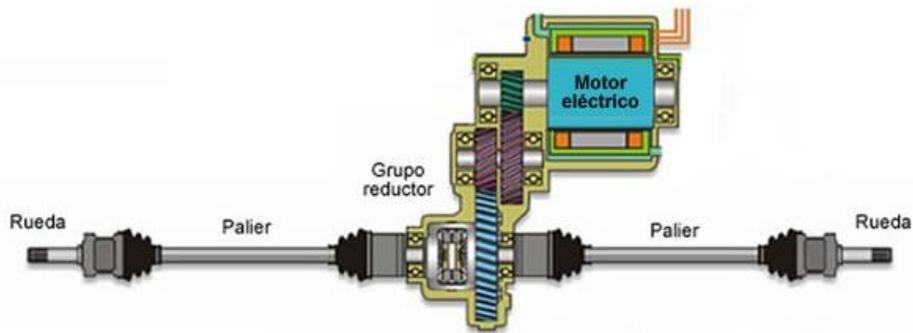


Figura 61: Transmisión del par del motor a las ruedas.

De esta forma, suponiendo ideal el mecanismo que forma la caja reductora de velocidad, la relación entre la fuerza de tracción del vehículo y el par motor (T) es la siguiente:

$$F_{tracción} = \frac{T \cdot RT}{r_{ruedas}} \quad (47)$$

Siendo RT la relación de transmisión de la caja reductora y r_{ruedas} el radio de las ruedas del vehículo.

De la ecuación (47) se puede deducir que cuanto mayor sea que a mayor RT mayor fuerza de tracción y, según (43), mayor aceleración. No obstante, al aumentar RT disminuye la velocidad a la que gira el eje motriz y, en consecuencia, la velocidad máxima del vehículo. Por tanto, es importante seleccionar la relación de transmisión de tal forma que se obtengan una aceleración y velocidad máxima adecuadas. **En este caso se ha escogido un valor de 5.**

En la Tabla 4 se recogen los valores de las constantes necesarias para calcular las fuerzas.

$m_{\text{vehículo}}$	1000 Kg
ρ	1,2 Kg/m ³
C_d	0,3
A_F	0,8 m ²
μ	0,03
g	9,8 m/s ²
r_{ruedas}	0,3 m

Tabla 4: Constantes de las fuerzas que actúan sobre el vehículo eléctrico.

Por último, cabe comentar que también se incluye un freno mecánico que aplica sobre el eje un par de frenado igual que el de la Figura 43 pero multiplicado por la relación de transmisión.

La mecánica y dinámica del vehículo se modela en Simulink utilizando los bloques de la librería *Simscape* (Figura 62). Este esquema es el que se puede encontrar en [25], pero sin tener en cuenta el término de rozamiento debido a la velocidad.

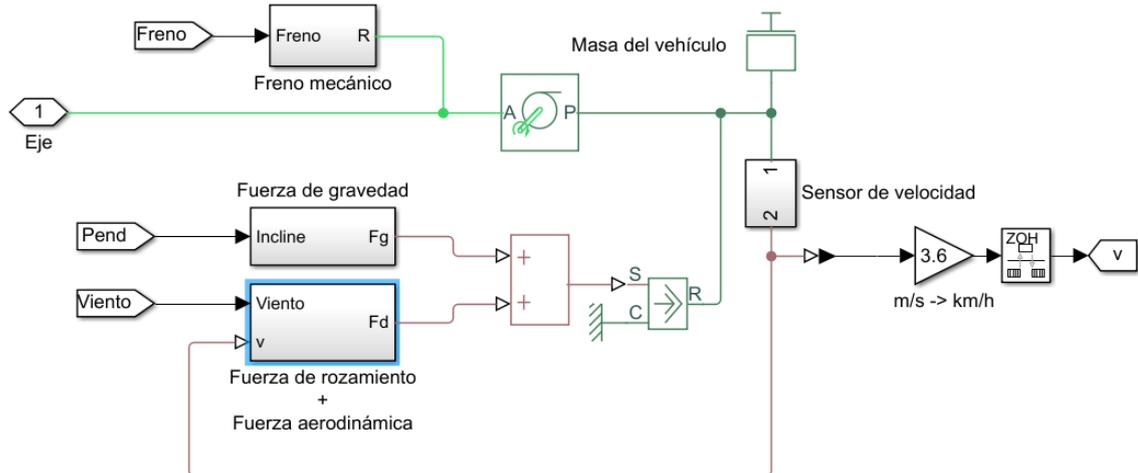


Figura 62: Modelo dinámico del vehículo en Simulink.

3.2. Sistema de Gestión de Energía

En la Figura 63 podemos observar los elementos que componen el Sistema de Gestión de Energía.

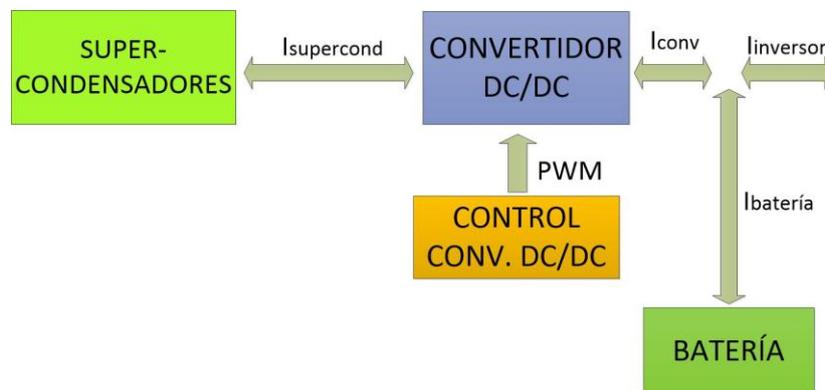


Figura 63: Sistema de Gestión de Energía.

Este sistema se encarga de controlar la intensidad de descarga (o carga en caso de que se esté produciendo una frenada regenerativa) de los elementos que almacenan la energía que el vehículo necesita para su movimiento: la batería y los supercondensadores. A continuación, se definen con mayor detalle la batería, el supercondensador y el convertidor DC/DC.

3.2.1. Batería. Modelado y características

La batería estaría formada por un conjunto de celdas de ion-litio asociadas en serie y en paralelo. No obstante, para modelarla se ha utilizado el bloque “Battery” de *Simulink* [28]. Se trata de un modelo genérico y sencillo que es más que suficiente para poder observar en las simulaciones su carga y su descarga.

El voltaje de la batería se calcula según la siguiente expresión:

$$V_{batería} = V_0 \cdot \frac{SOC}{1 - \beta \cdot (1 - SOC)} \quad (48)$$

Donde:

- V_0 es el voltaje nominal de la batería (cuando se encuentra totalmente cargada).
- β es una constante calculada de tal forma que cuando la carga de la batería en amperios hora (AH) disminuya a un valor AH_1 , el voltaje de la batería sea de un valor V_1 .
- SOC (del inglés *State of Charge*) es el estado de carga de la batería en forma de porcentaje. Un SOC del 100 % indica que la batería está cargada y un SOC del 0% que está completamente descargada.

Para poder conocer el SOC se aplica la siguiente expresión [29]:

$$SOC(\%) = 100 \cdot \left(1 - \frac{\int_0^t i_{bat} \cdot dt}{3600 \cdot AH} \right) \quad (49)$$

Para calcular el SOC el Simulink se implementa el esquema de la Figura 64:

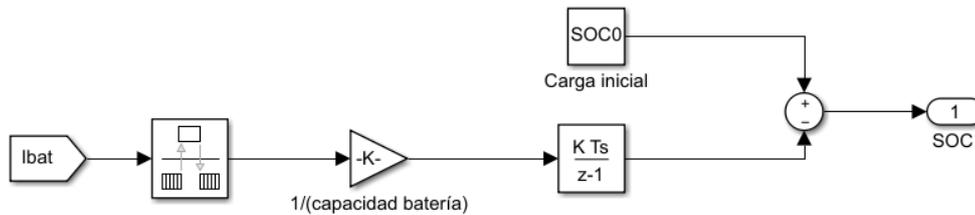


Figura 64: Cálculo del SOC en Simulink.

En la Tabla 5 se encuentran los valores de los parámetros supuestos que definen la batería.

V_0	400 V
AH	50 Ah
V_1	360 V
AH ₁	25 Ah

Tabla 5: Parámetros que definen las características de la batería.

3.2.2. Supercondensadores. Modelado y características

En [30] se comentan distintas formas de modelar supercondensadores. En este trabajo se ha optado por modelar el supercondensador como un condensador común en serie con una resistencia ESR. A pesar de no ser el modelo más preciso (ya que no modela la carga y descarga no lineal característica de los supercondensadores) se trata del más sencillo y será suficiente para apreciar su gran capacidad de almacenamiento de energía en comparación con los condensadores convencionales

Para dimensionar el supercondensador, se ha tomado como referencia el módulo de supercondensadores BMOD0165 P048 C01 (Figura 65) de *Maxwell Technologies* (San Diego, California), actualmente propiedad de *Tesla*.



Figura 65: Módulo de supercondensadores de Maxwell Technologies.

Este módulo está formado por 18 celdas de supercondensadores con una capacidad equivalente (C) de 165 F, una resistencia ESR de 6 mΩ y un voltaje nominal de 48 V.

Si se conectan ocho de estos módulos en serie para que puedan almacenar un mayor voltaje, se obtiene un supercondensador equivalente con las siguientes características recogidas en la Tabla 6.

C	20,6 F
ESR	48 mΩ
V _{nom}	384 V

Tabla 6: Parámetros que definen las características del supercondensador.

3.2.3. Convertidor DC/DC bidireccional. Funcionamiento y caracterización.

La función del convertidor DC/DC bidireccional es la de controlar la corriente del supercondensador. En la Figura 66 se muestra un esquema del convertidor DC/DC bidireccional. Se añade una bobina en serie con la batería para suavizar los pulsos de corriente por la misma [29].

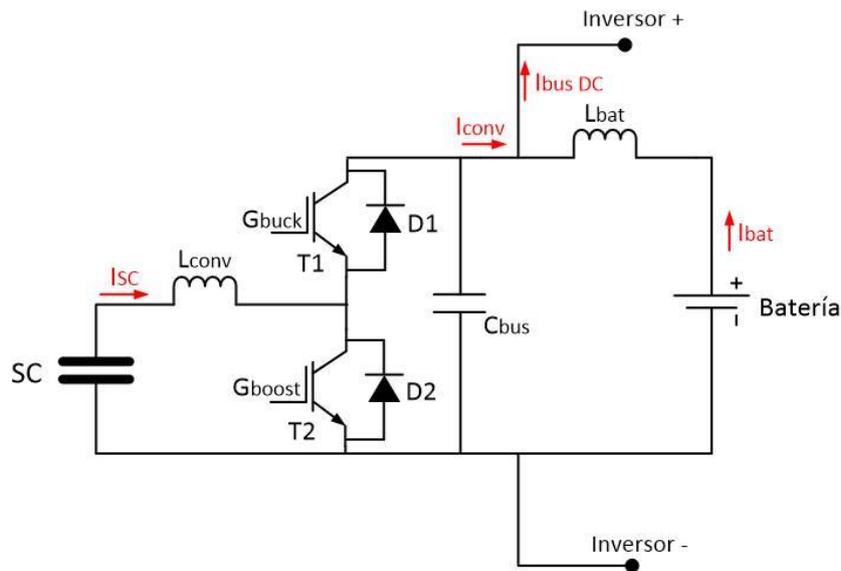


Figura 66: Convertidor DC/DC bidireccional conectado con la batería y los supercondensadores.

Cuando el vehículo avanza hacia adelante el motor demanda intensidad y la batería y los supercondensadores se descargan en el sentido que indican las flechas. El convertidor DC/DC bidireccional se comporta como un convertidor Boost, por lo que el transistor T2 se pone en conmutación y la bobina del convertidor se descarga por el diodo D1. T1 permanece en corte y D2 se mantiene bloqueado.

En caso de que se produzca una frenada regenerativa ocurre lo contrario. La máquina eléctrica funciona como generador, por lo que se invierte el sentido de la corriente y el supercondensador y la batería se cargan. En esta ocasión el convertidor DC/DC bidireccional se comporta como un convertidor Buck y son T1 y D2 los elementos que actúan.

A continuación, se justifica el valor las inductancias del convertidor y la batería y se estudian los voltajes e intensidades a los que se encuentran sometidos los diodos y transistores para escoger modelos comerciales adecuados y tener en cuenta sus características en la simulación.

- **Elección del valor de la inductancia del convertidor**

En 3.7 se comentaba que en un control por banda de histéresis la frecuencia de conmutación (f_c) no es fija, pero sí que se fija la corriente de rizado por la bobina (I_{L_riz}) que en un convertidor Buck se puede calcular mediante la siguiente expresión [15]:

$$I_{L_riz} = \frac{V_{salida}}{L_{conv} \cdot f_c} \cdot (1 - D) = \frac{V_{SC}}{L_{conv} \cdot f_c} \cdot (1 - D) \quad (50)$$

Teniendo en cuenta la ecuación (1), el rizado se puede expresar en función del voltaje del bus DC:

$$I_{L_riz} = \frac{V_{bus} \cdot D}{L_{conv} \cdot f_c} \cdot (1 - D) \quad (51)$$

Y en caso de que el funcionamiento sea como convertidor Boost:

$$I_{L_riz} = \frac{V_{entrada}}{L_{conv} \cdot f_c} \cdot D = \frac{V_{SC}}{L_{conv} \cdot f_c} \cdot D \quad (52)$$

Si se sustituye la ecuación (2) en (52) se obtiene la ecuación (51). Es decir, el cálculo del rizado es el mismo independientemente de si se considera que el convertidor funciona como Buck o como Boost.

Si se despeja f_c de la ecuación (51):

$$f_c = \frac{V_{bus} \cdot D}{L_{conv} \cdot I_{L_riz}} \cdot (1 - D) \quad (53)$$

De (53) se puede deducir que cuanto mayor sea el valor de la inductancia del convertidor, menor será la frecuencia de conmutación y viceversa. Si se desea que la frecuencia de conmutación sea de 25 KHz suponiendo que la batería está totalmente cargada (400 V), que el rizado por la bobina se fija mediante el control a 4 A y que el ciclo de trabajo es 0,5 (valor para el que el término $D \cdot (1-D)$ se hace máximo), el valor de L_{conv} debe ser de:

$$L_{conv} = \frac{V_{bus} \cdot D}{f_c \cdot I_{L_riz}} \cdot (1 - D) = \frac{400 \cdot 0,5}{25000 \cdot 4} \cdot (1 - 0,5) = \mathbf{1 \text{ mH}} \quad (54)$$

Este valor de inductancia asegura que el máximo valor de la frecuencia de conmutación será de 25 KHz porque el cálculo se ha realizado para el máximo valor de voltaje y para el máximo valor del término $D \cdot (1-D)$. Aunque con el controlador en banda de histéresis no se pueda controlar la frecuencia de conmutación sí que se puede delimitar su valor máximo mediante la bobina del convertidor para que no sea demasiado elevada.

- **Elección del valor de la inductancia de la batería**

Tras probar varios valores de inductancia en la simulación se ha podido observar que, a mayor valor, menor es el rizado de corriente por la batería, pero a costa de aumentar el rizado y el efecto de los transitorios en el voltaje del bus de corriente continua. Por ello, se ha optado por un valor no demasiado elevado de **3 μH** . Además, se incluye una resistencia de 50 m Ω en serie con la bobina para disminuir el efecto de los transitorios. El valor de esta resistencia es pequeño para que su caída de tensión no sea significativa.

- **Transistores y diodos**

Para determinar las características que deben tener los transistores y los diodos se ha realizado una simulación del convertidor DC/DC bidireccional en la que la intensidad por el bus DC es de ± 100 A, que sería la intensidad máxima por el bus de corriente continua (Figura 67), y la batería está totalmente cargada (400 V). Esto significa que la máxima potencia en el bus DC sería de 40 kW. También se supone que el supercondensador tiene una carga inicial de 250 V.

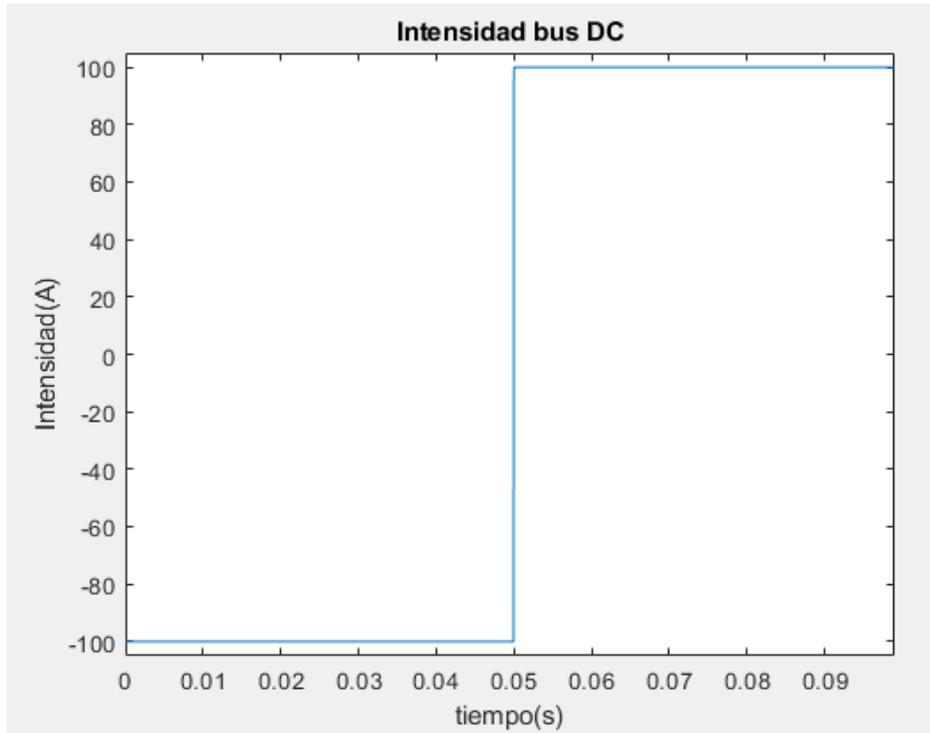


Figura 67: Intensidad de ± 100 A por el bus DC.

En esta ocasión cada pareja transistor-diodo se ha simulado como un único bloque para no ralentizar excesivamente la velocidad de simulación. En las Figuras 68 a 70 se pueden observar los voltajes e intensidades que deben soportar los diodos y transistores.

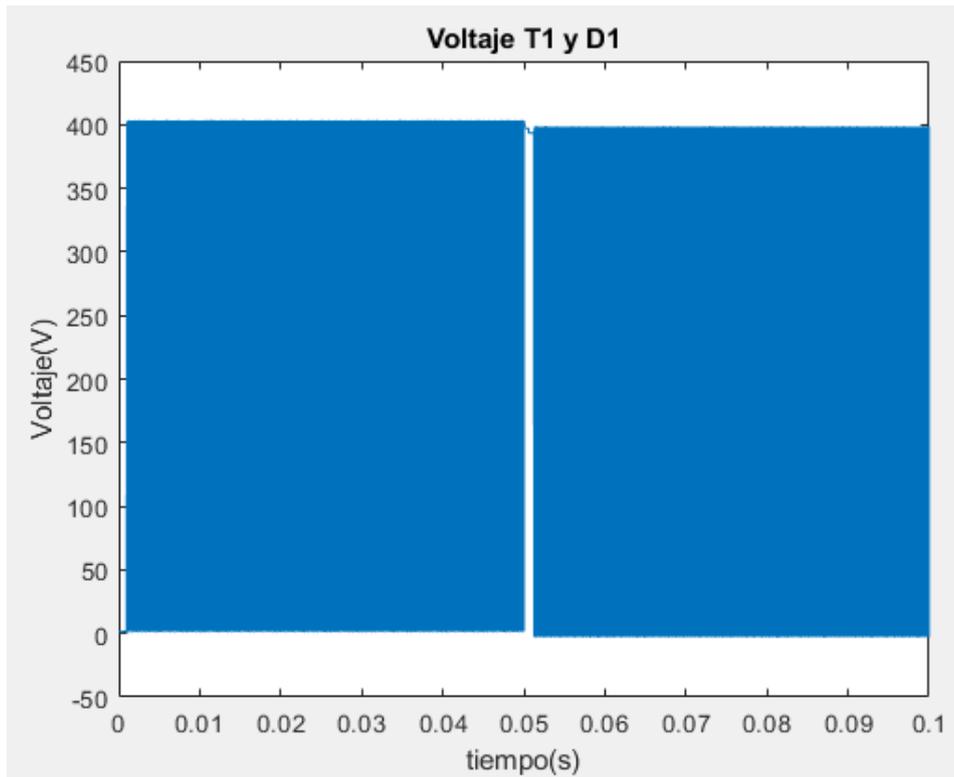


Figura 68: Voltaje en T1 y D1.

Se puede deducir de la Figura 68 que D1 y T1 deben soportar la tensión de la batería de 400 V. La franja izquierda corresponde a la conducción de T1 y la franja derecha a la conducción de D1. La pequeña caída de tensión entre ambas franjas es debida a la resistencia de la bobina de la batería. Los voltajes en T2 y D2 serían idénticos.

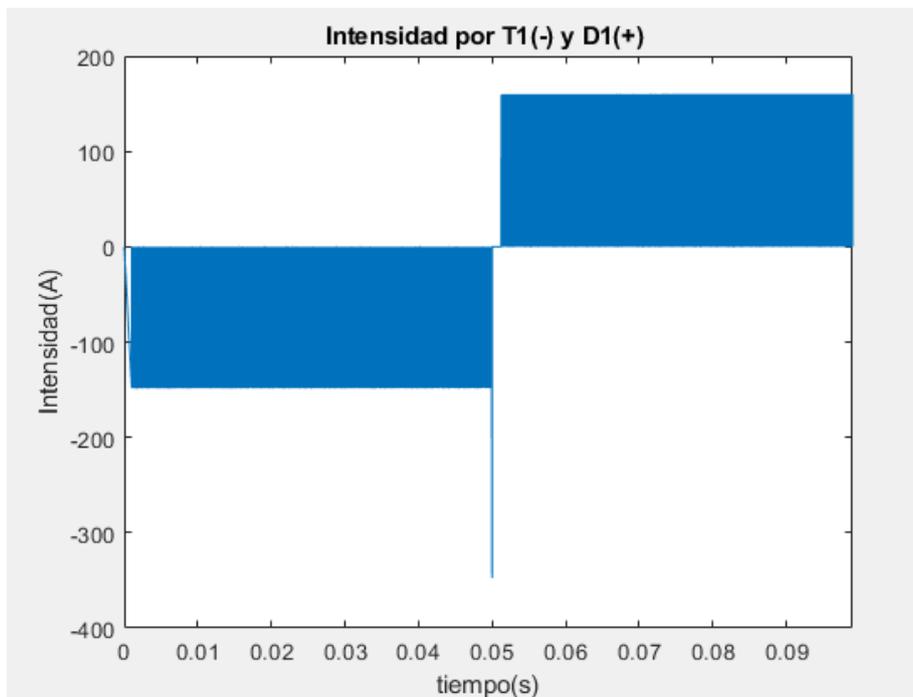


Figura 69: Intensidades por T1 (franja negativa) y D1 (franja positiva).

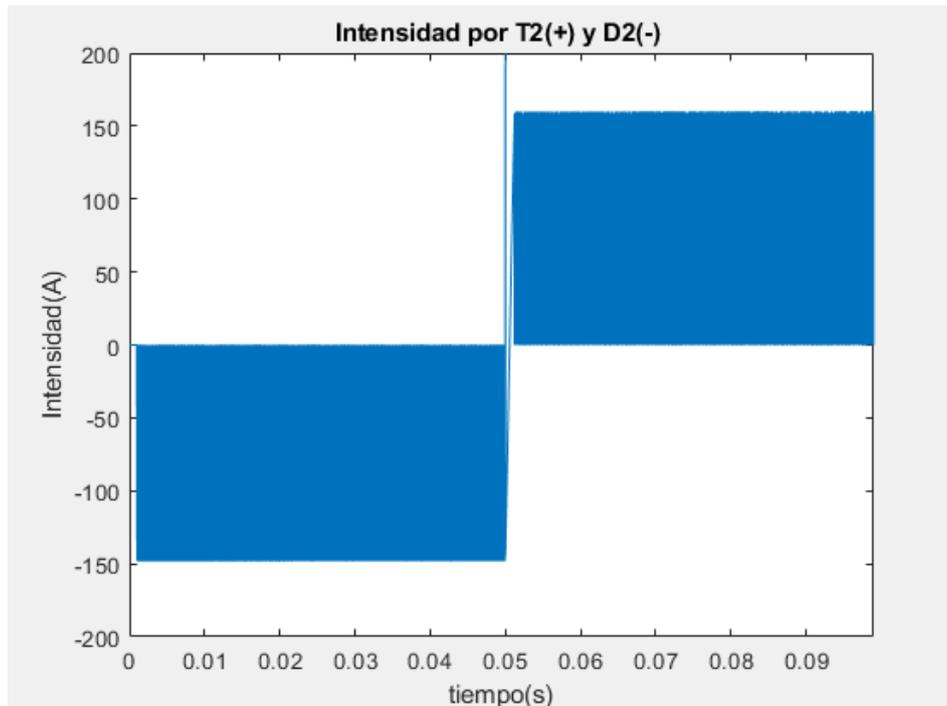


Figura 70: Intensidades por T2 (franja positiva) y D2 (franja negativa).

El criterio de signos se ha establecido de tal forma que cuando el motor requiere intensidad y la batería y el supercondensador se descargan las intensidades de los semiconductores que se encuentran en funcionamiento (T2 y D1) sea positiva, y cuando el motor funciona como generador y se recupera energía la intensidad de los semiconductores que conducen en este caso (T1 y D2) sea negativa. Los diodos y transistores deben ser capaces de soportar una intensidad pulsante de aproximadamente 160 A de valor máximo y picos de corriente en los cambios bruscos de intensidad de hasta 340 A.

Por tanto, los modelos de transistor y diodo utilizados en el inversor también son adecuados para el convertidor DC/DC bidireccional. No obstante, en esta simulación no se va a modelar la dinámica de los diodos porque la velocidad de simulación se ralentiza en exceso. La implementación en Simulink del convertidor DC/DC bidireccional se puede observar en la Figura 75.

En los anexos de la memoria se pueden encontrar cálculos de la disipación de potencia de los transistores. En estos se llega a la conclusión de que sería necesario añadir un transistor en paralelo a T1 y T2 para evitar que se destruyan por exceso de potencia. En la simulación esto no se tiene en cuenta y se emplean sólo dos transistores por simplicidad, pero a la hora de implementar físicamente el sistema sí que habría que considerarlo.

3.2.4. Control del convertidor DC/DC bidireccional. Estrategia de manejo de la energía

La función del control del convertidor DC/DC bidireccional es regular la corriente que entra y sale de los supercondensadores a partir de un control en banda de histéresis de la corriente media por la bobina. Para determinar cuál debe ser el valor de dicha corriente se emplea lo que se cómo una estrategia de manejo de la energía [29]. Teniendo en cuenta que la potencia de entrada del convertidor (se supone que la

entrada del convertidor son los supercondensadores) es igual a la de salida dividida por el rendimiento (η) se cumple que:

$$V_{SC} \cdot I_{SC} = \frac{V_{bus} \cdot I_{conv}}{\eta} \quad (55)$$

Según la Figura 66, la intensidad del convertidor es:

$$I_{conv} = I_{bus_DC} - I_{batería} \quad (56)$$

Sustituyendo (56) en (55):

$$V_{SC} \cdot I_{SC} = \frac{V_{bus} \cdot (I_{bus_DC} - I_{batería})}{\eta} \quad (57)$$

Y despejando la intensidad de los supercondensadores:

$$I_{SC} = \frac{V_{bus}}{V_{SC} \cdot \eta} \cdot (I_{bus_DC} - I_{batería}) \quad (58)$$

De esta forma, la estrategia de manejo de la energía que se va a simular consiste en lo siguiente: la intensidad de carga y descarga de la batería se fija a un determinado valor de tal forma que esta sea constante y, conociendo el valor de corriente de la batería, se calcula mediante la ecuación (58) cuál debe ser la intensidad de referencia a seguir por los supercondensadores para que lo primero se cumpla.

En la Figura 71 se muestra el cálculo de la intensidad de referencia de los supercondensadores en *Simulink*.

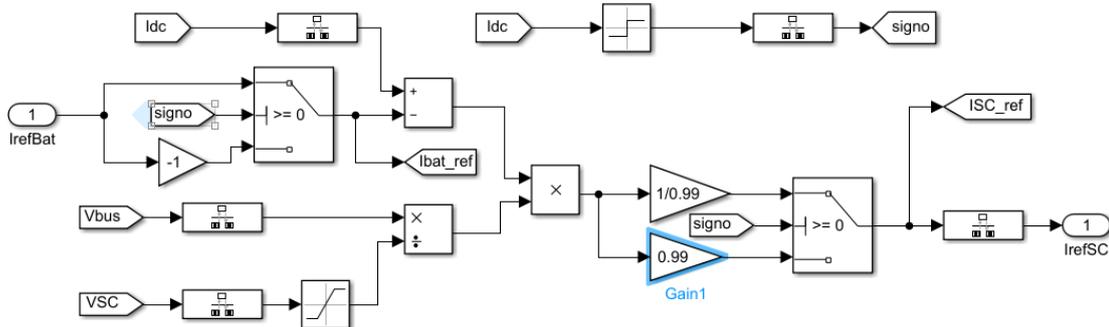


Figura 71: Cálculo de la intensidad de referencia de los supercondensadores en Simulink.

Cuando la intensidad en el bus DC se hace negativa, el bloque “Switch” de la izquierda cambia el signo de la intensidad de referencia de la batería a negativo. El bloque “Switch” de la derecha es para tener en cuenta el rendimiento. Como se ha supuesto que la entrada del convertidor son los supercondensadores, en el funcionamiento como Boost se divide entre 0,99 y en el funcionamiento como Buck se multiplica por 0,99. El rendimiento es tan alto debido las idealidades supuestas en los semiconductores. No se ha hecho ningún cálculo para obtener el rendimiento del convertidor, simplemente se han probado valores hasta observar que la intensidad por la batería seguía a la referencia correctamente.

Una vez conocida la corriente de referencia del supercondensador, esta es comparada con la intensidad del supercondensador medida e introducida en el regulador de banda de histéresis, tal y como se muestra en la Figura 72:

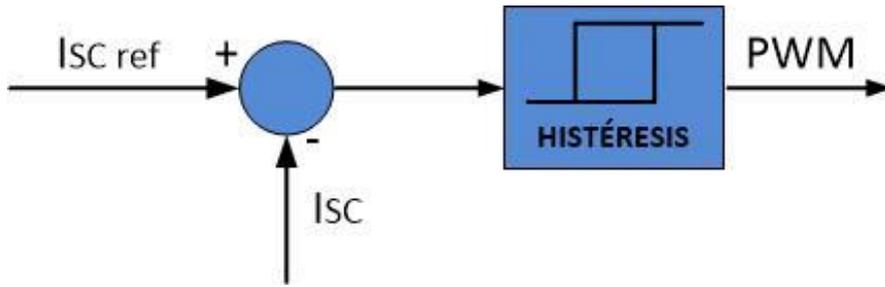


Figura 72: Control de la corriente de los supercondensadores por banda de histéresis.

La banda de histéresis se puede implementar de forma muy sencilla en Simulink mediante el bloque “*Relay*” (Figura 73). En este bloque se indican los límites superior e inferior de la banda de histéresis, que serían $\pm I_{\text{rizado}} / 2$. Si, por ejemplo, se desea un rizado de 4 A, en el bloque “*Relay*” se especificaría una banda de histéresis de ± 2 A. Así, cuando la diferencia entre la intensidad de referencia y la medida sea mayor que el valor superior de la banda de histéresis la señal PWM será 0, y cuando la diferencia sea menor (más negativa) que el valor inferior la señal PWM será 1. Además, en todo momento se tiene en cuenta el signo de la corriente, de manera que cuando la corriente es positiva los pulsos son aplicados a T2 (funcionamiento como Boost) y cuando la corriente es negativa se aplican a T1 (funcionamiento como Buck). Cuando las intensidades se hacen negativas, se les cambia el signo para que en el control siempre se trabaje con valores positivos.

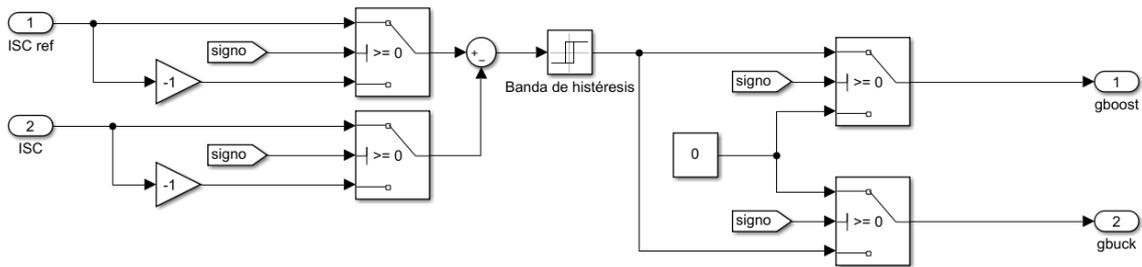


Figura 73: Esquema del control en banda de histéresis en Simulink.

CAPÍTULO 4: Implementación del diseño mediante la simulación del vehículo eléctrico

En este capítulo se analizan los resultados obtenidos en las simulaciones del Sistema de Tracción Eléctrica y del Sistema de Gestión de Energía. En las Figuras 74 y 75 se puede observar la implementación final de ambos sistemas en Simulink. Existen muchos otros programas para la simulación de electrónica de potencia como *PSIM* u *OrCAD*, pero se ha decidido utilizar Simulink por todas las facilidades que ofrece para simular la parte de control. Simulink dispone de dos librerías para la simulación de sistemas electrónicos de potencia: *Simscape Electrical* y *Simscape Specialized Power Systems*. En este caso se ha optado por utilizar los elementos de la primera librería porque sus bloques son compatibles con los demás bloques de *Simscape* que simulan la parte mecánica y dinámica.

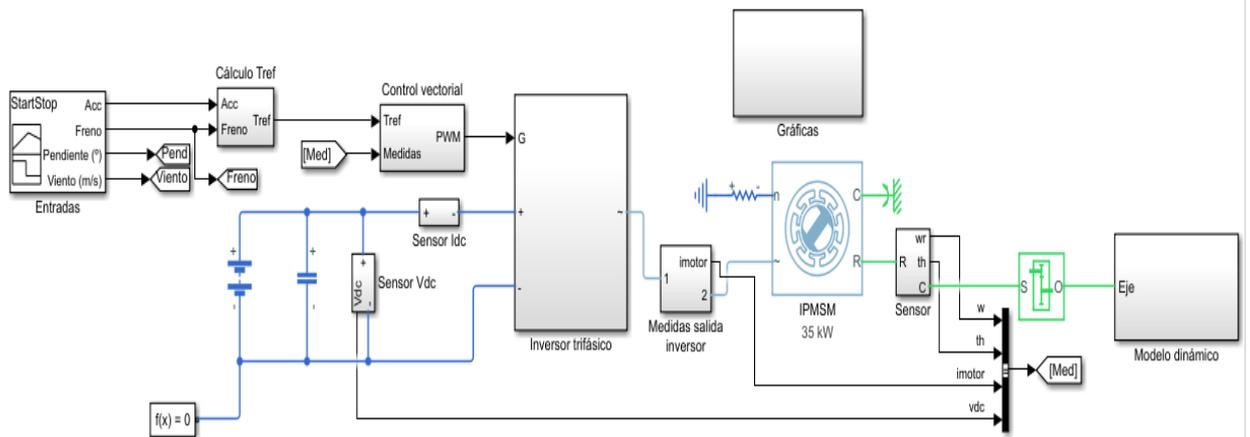


Figura 74: Esquema de Simulink del Sistema de Tracción Eléctrica.

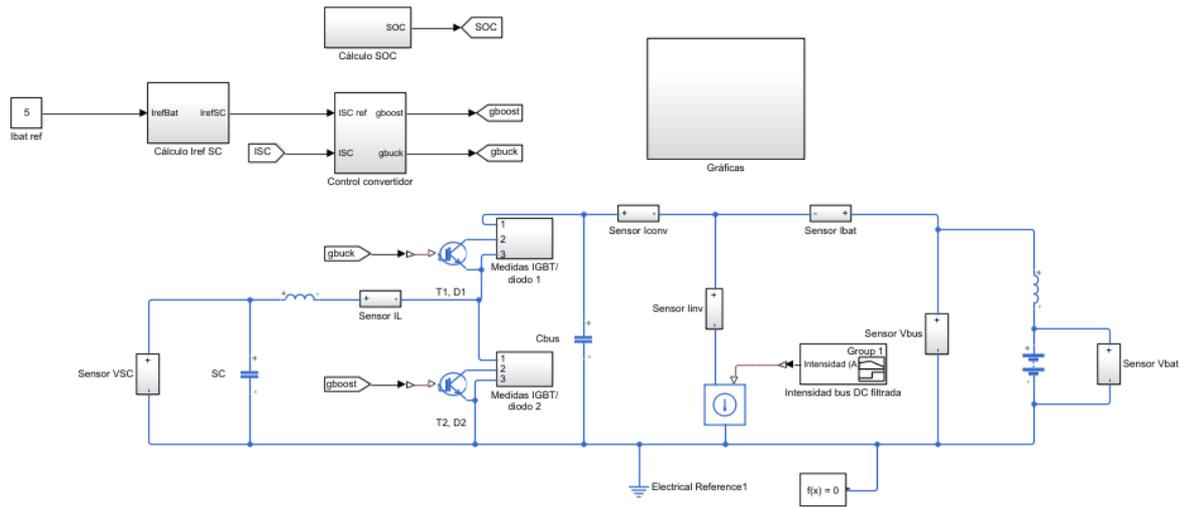


Figura 75: Esquema de Simulink del Sistema de Gestión de Energía.

Lo ideal sería simular ambos sistemas conjuntamente, pero al unir ambos sistemas se producen problemas de simulación. No obstante, en la Figura 76 se plantea cómo sería el esquema de simulación de ambos sistemas en conjunto.

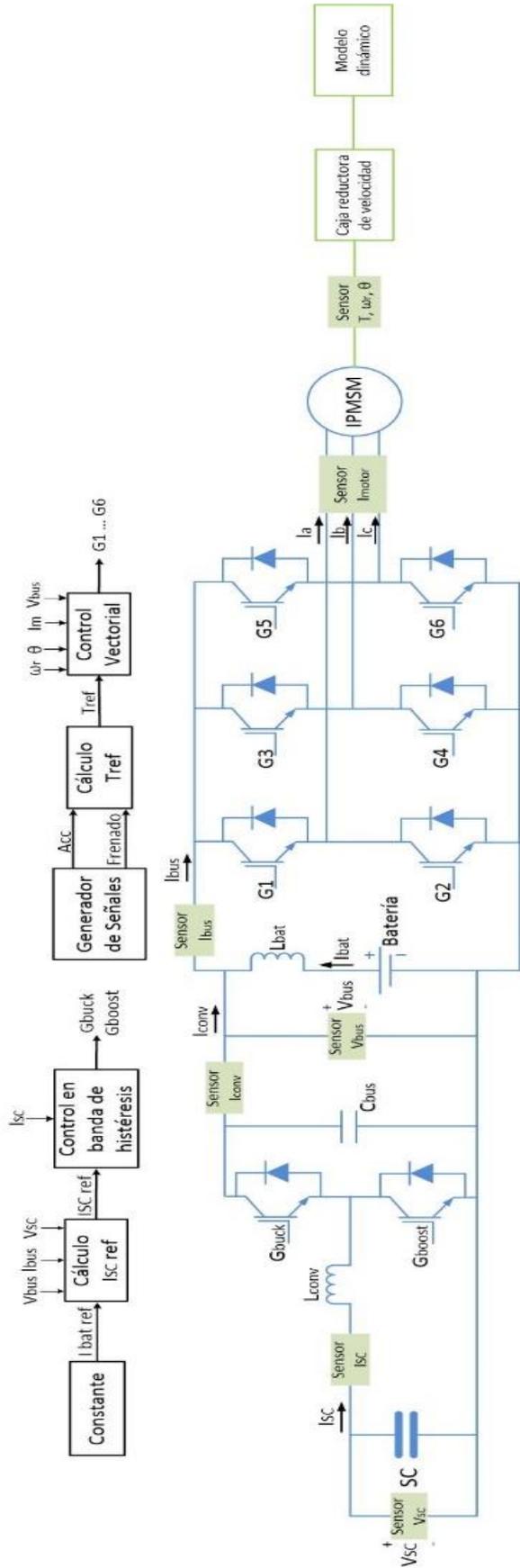


Figura 76: Esquema simplificado de la simulación de ambos sistemas.

4.1. Simulación del Sistema de Tracción Eléctrica

En primer lugar, se ha realizado una simulación de 20 segundos del Sistema de Tracción eléctrica en la que se suponen como parámetros de entrada los de la Figura 77.

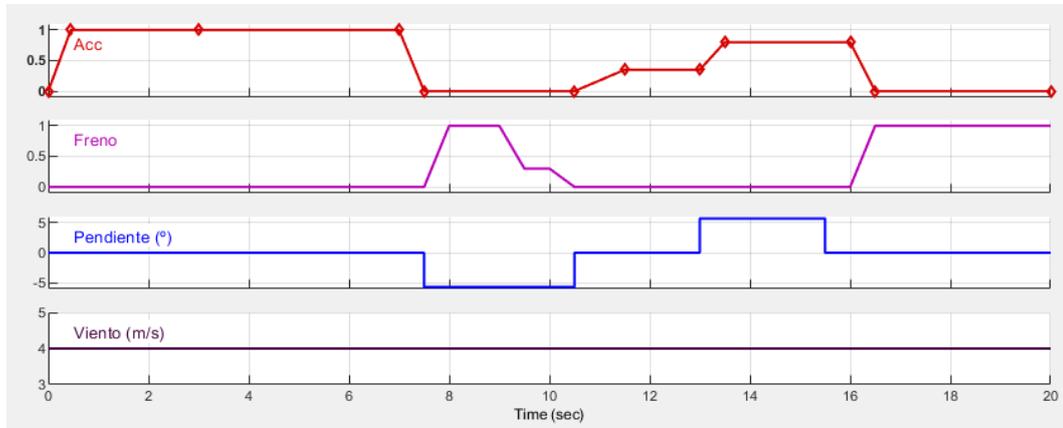


Figura 77: Parámetros de entrada de la simulación.

El acelerador se pisa al 100% hasta que el vehículo se encuentra con una pendiente descendente de un 10 %, por lo que se pisa el freno para reducir la velocidad. Cuando el asfalto se vuelve a allanar se acelera a un 35% para mantener la velocidad del vehículo tras la pendiente. Transcurridos unos segundos aparece una pendiente ascendente también del 10% y el vehículo acelera al 80% para desarrollar más potencia y poder superar la subida. Finalmente, el vehículo frena hasta detenerse. La velocidad del viento es de 4 m/s durante toda la simulación.

En la Figura 78 se puede observar que el par de la máquina sigue perfectamente a la referencia generada por el acelerador y el freno. También es interesante ver cómo a partir de los 4 segundos aproximadamente el par se reduce a pesar de que se sigue aplicando una aceleración del 100 %. Esto se debe a que en ese instante el motor ha alcanzado su máxima potencia y el bloque “*Current Reference Generator*” explicado en 4.1.3 limita el par para no exceder los límites de potencia del motor y aplica el debilitamiento del campo magnético para poder controlar el motor correctamente en esta zona de operación.

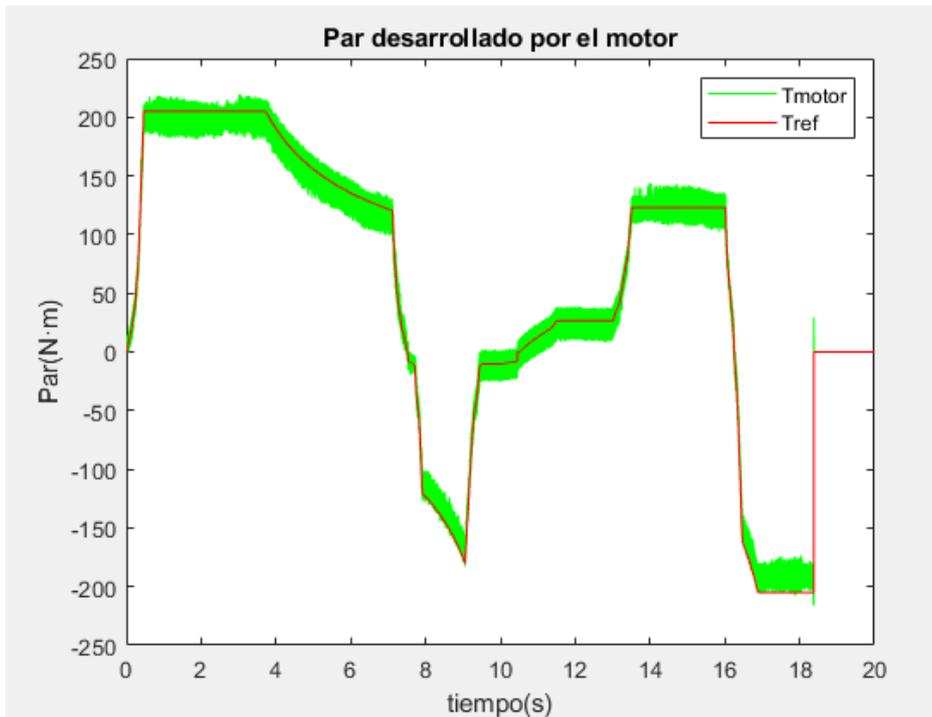


Figura 78: Par del motor y par de referencia.

En las Figuras 79 y 80 se verifica el correcto funcionamiento del regulador de corrientes, ya que i_d e i_q siguen correctamente a sus referencias:

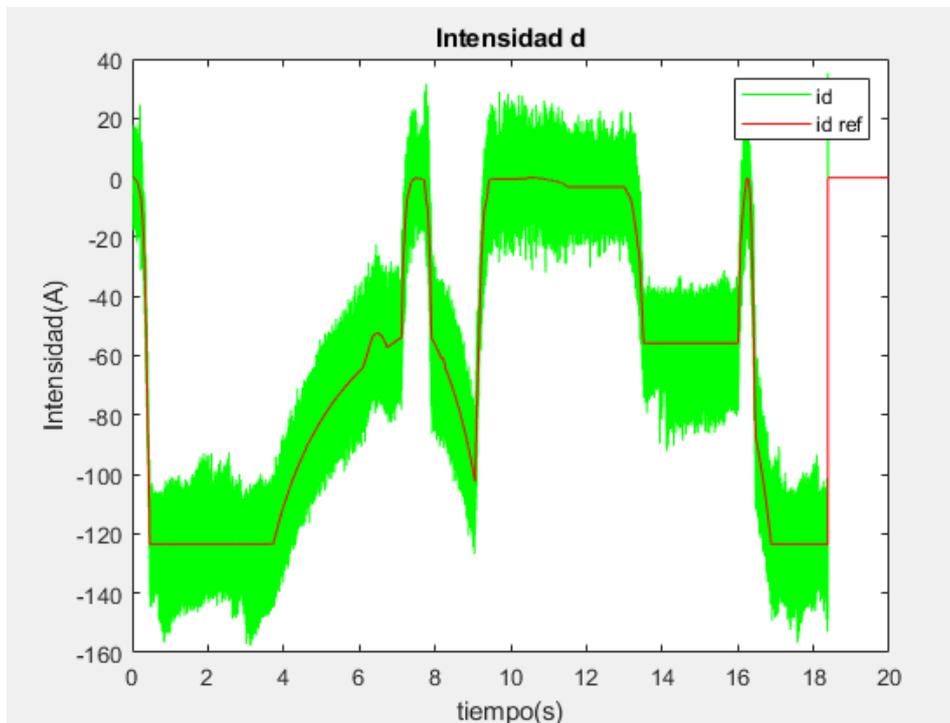


Figura 79: Corriente d y su referencia.

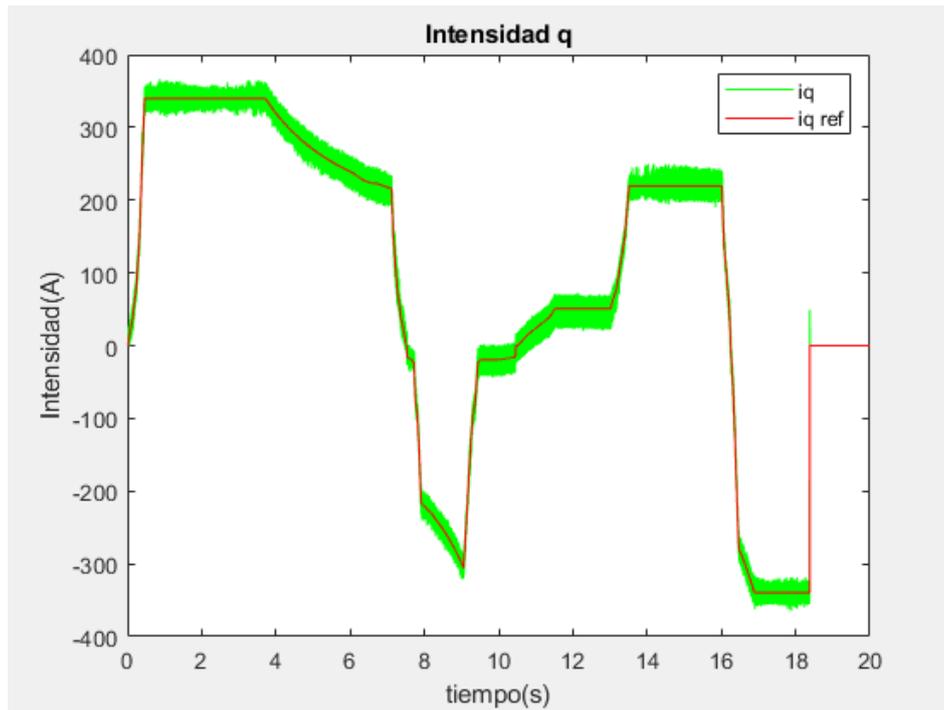


Figura 80: Corriente q y su referencia.

En la Figura 81 se muestran las intensidades de línea y en la Figura 82 se amplían, pudiéndose observar que, aunque con cierto contenido armónico, son tres intensidades trifásicas desfasadas 120° .

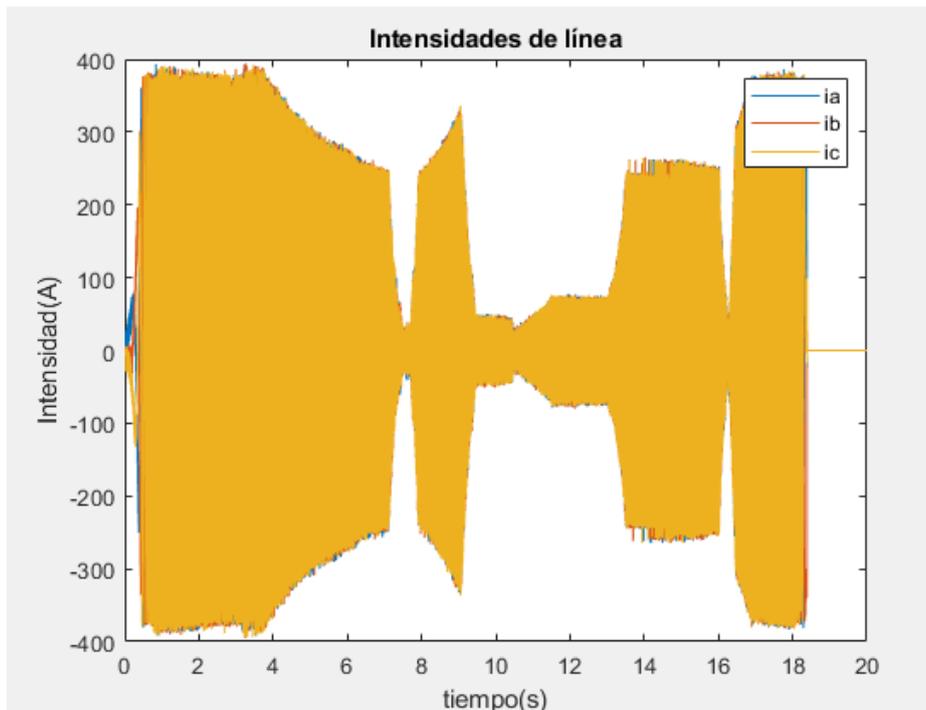


Figura 81: Intensidades de línea.

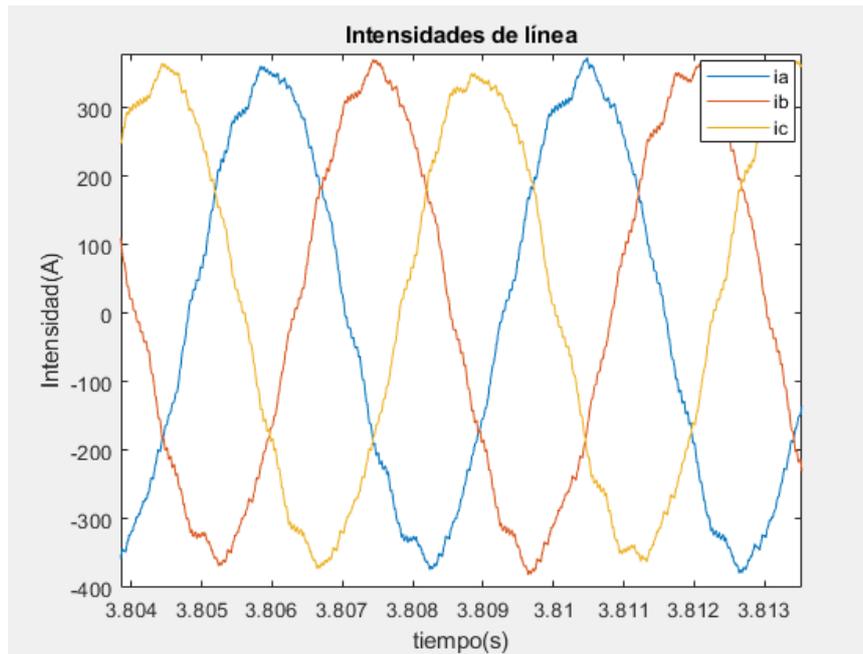


Figura 82: Ampliación de las intensidades de línea en el punto de funcionamiento nominal del motor.

En las Figuras 83 y 84 se pueden observar los voltajes de fase y línea ampliados en un instante determinado. Como se supone que la batería está totalmente cargada y su voltaje es de 400 V, los voltajes de línea varían entre ± 400 V. A pesar de que el contenido armónico de los voltajes es muy elevado, el armónico fundamental coincidiría con el voltaje calculado en el control vectorial. Además, el contenido armónico de las intensidades es muy bajo, por lo que no es necesario incluir filtros.

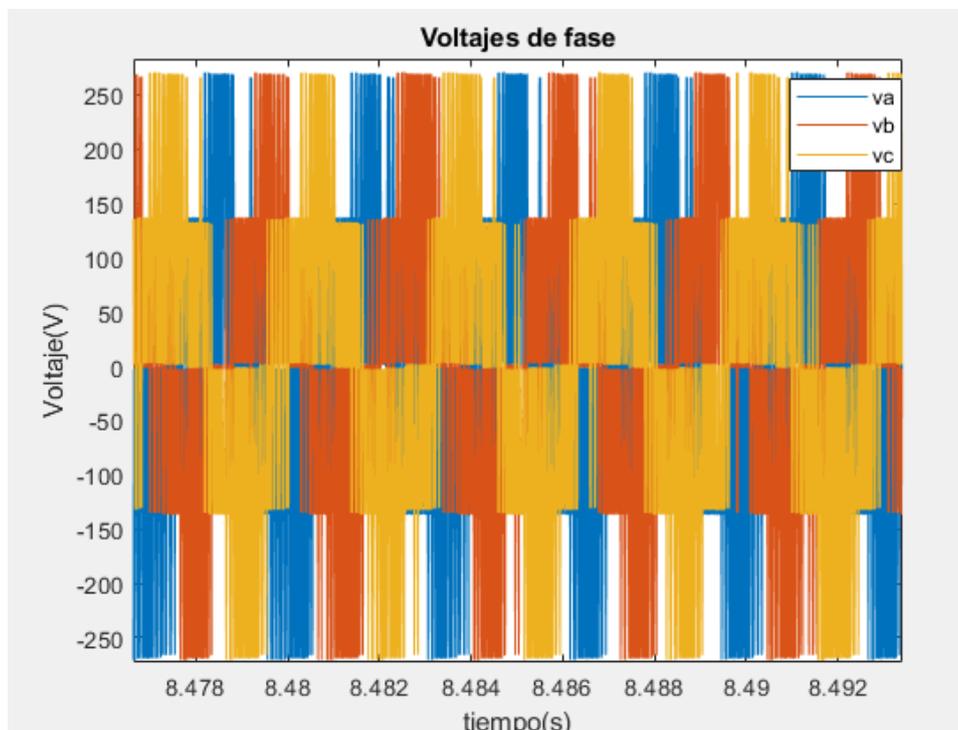


Figura 83: Voltajes de fase.

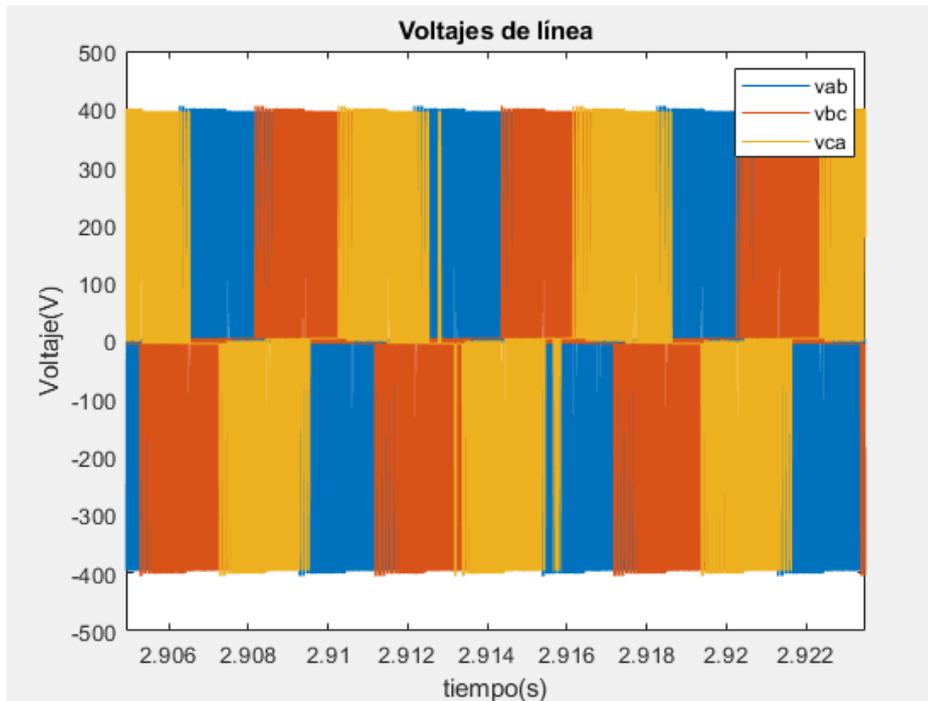


Figura 84: Voltajes de línea.

En la Figura 85 se muestra la velocidad de giro del motor. Se puede verificar que, efectivamente, el motor es capaz de superar su velocidad nominal gracias al debilitamiento del campo magnético.

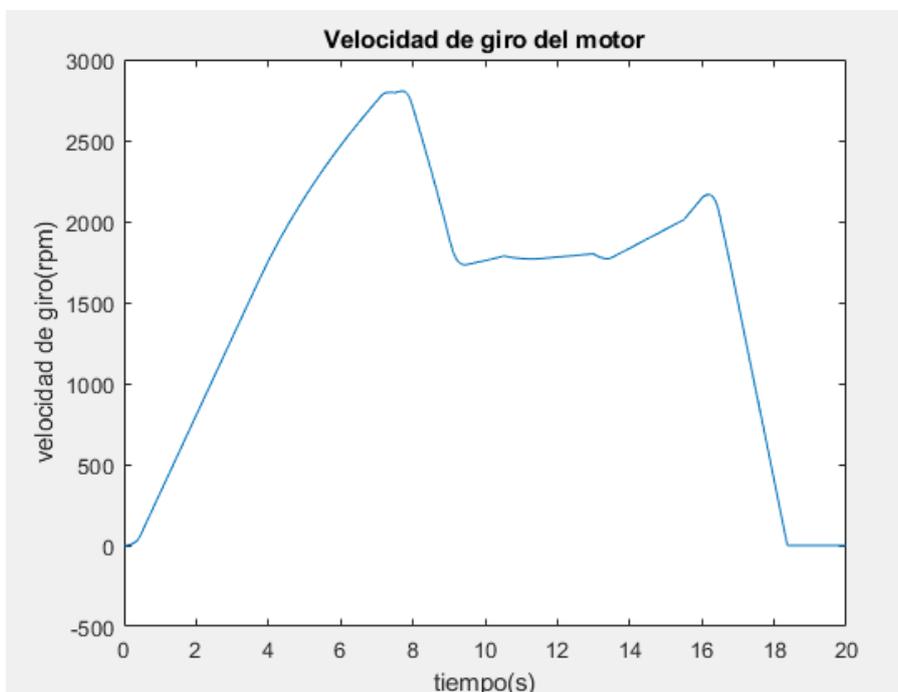


Figura 85: Velocidad de giro del motor.

La velocidad del vehículo (Figura 86) tiene la misma forma que la velocidad de giro del motor porque son proporcionales. Mediante la velocidad se puede ver que el

comportamiento del vehículo es el esperado según los parámetros de entrada supuestos.

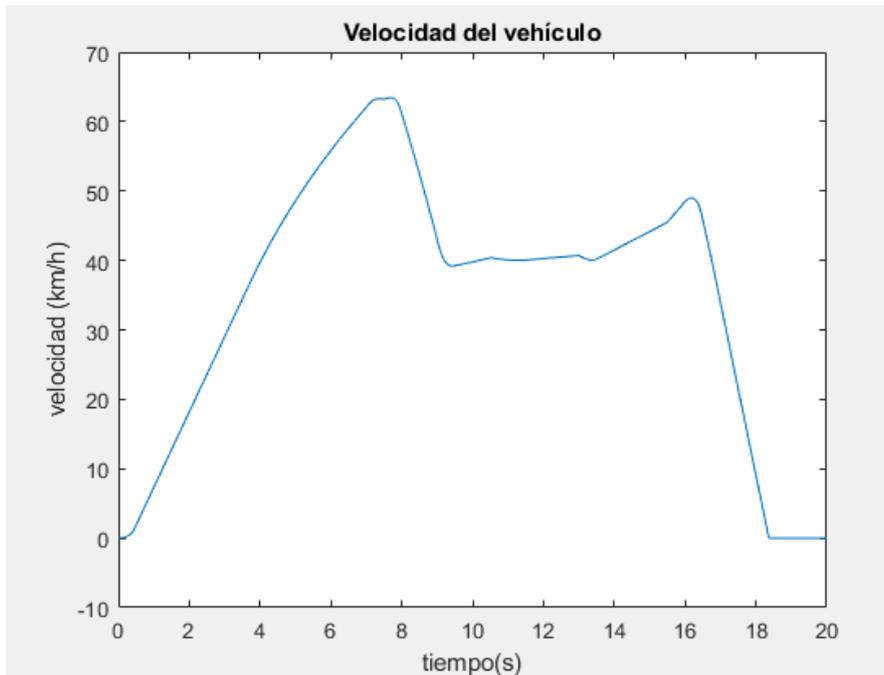


Figura 86: Velocidad del vehículo.

Por último, en la gráfica de potencia desarrollada por la IPMSM (Figura 87) se observa que la potencia rebasa un poco los 35 kW máximos, pero esto es debido al rizado del par que también afecta a las intensidades d y q . No obstante, el valor medio de la potencia nunca sobrepasa el límite de 35 kW. Además, cuando el vehículo frena se puede apreciar que la potencia se hace negativa. Esto significa que la máquina eléctrica funciona como generador y que se está recuperando energía.

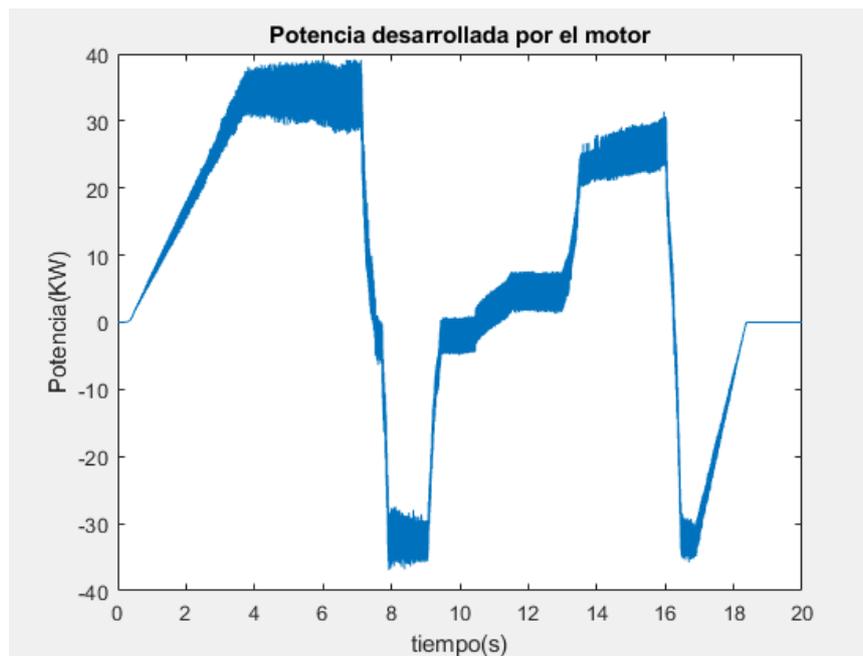


Figura 87: Potencia mecánica desarrollada por el motor.

4.2. Simulación del Sistema de Gestión de Energía

Como ya se ha comentado, lo ideal habría sido simular el Sistema de Gestión de Energía junto con el Sistema de Tracción Eléctrica. No obstante, esto no ha sido posible porque la intensidad por el bus de corriente continua en la simulación del Sistema de Tracción Eléctrica (Figura 88) tiene muchos picos debidos a la conmutación y al conectar el convertidor DC/DC al inversor se producen errores de cálculo.

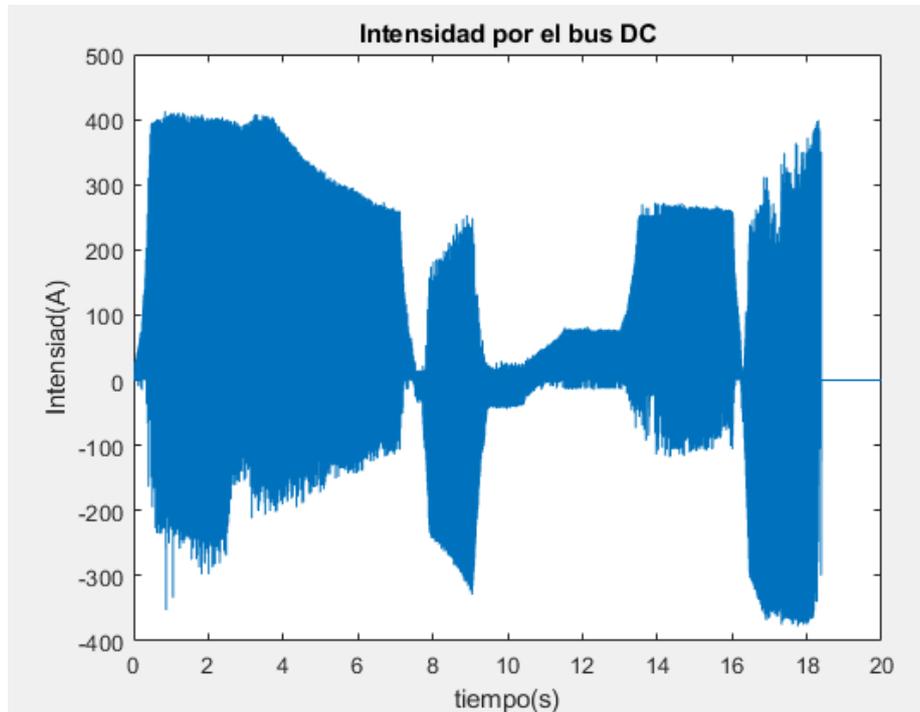


Figura 88: Intensidad por el bus de corriente continua del inversor en la Simulación del Sistema de Tracción Eléctrica.

Por ello, lo que se ha hecho ha sido filtrar la corriente por el bus de corriente continua (Figura 89), representarla mediante el bloque “*Signal Builder*” de forma aproximada (Figura 90) e introducirla en una fuente de corriente continua que simularía la intensidad por el bus DC del inversor. Se puede apreciar claramente que cuando el motor demanda energía la corriente es positiva, mientras que cuando se recupera energía la intensidad es negativa.

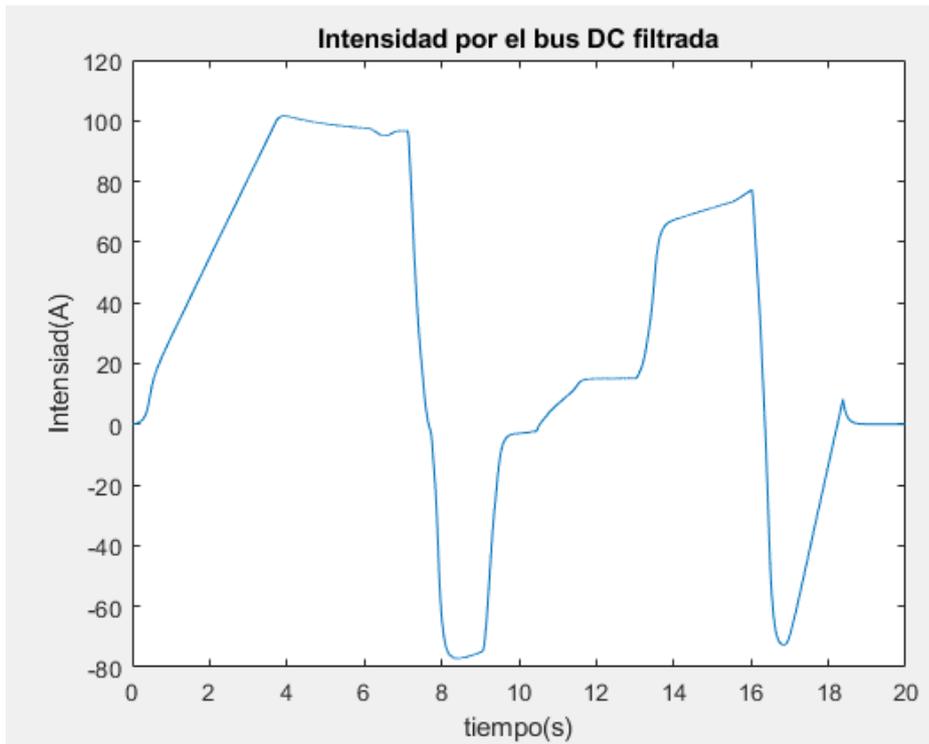


Figura 89: Intensidad por el bus de corriente continua del inversor filtrada.

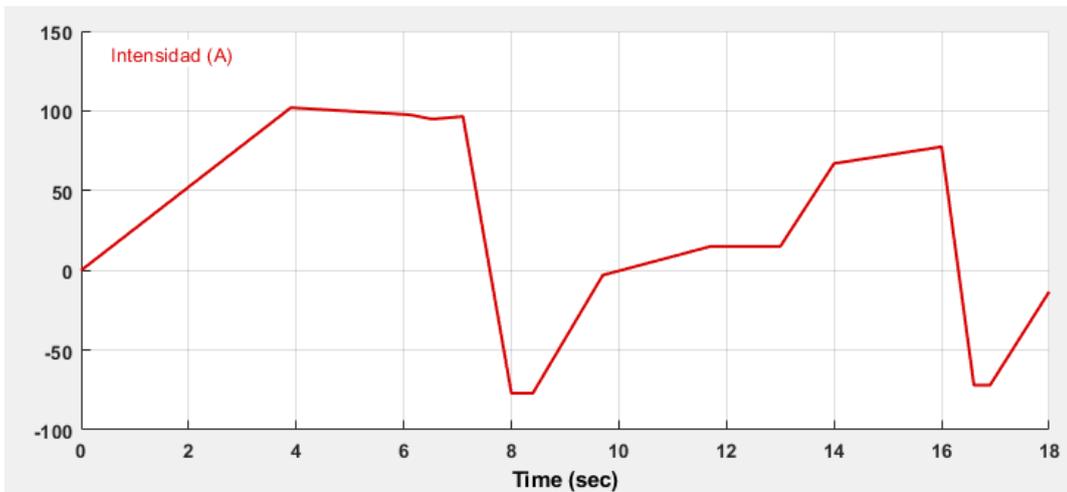


Figura 90: Representación aproximada de la intensidad por el bus DC del inversor para su simulación.

Se ha supuesto que la batería se encuentra al 80% de su carga total, que el supercondensador tiene un voltaje inicial de 250 V y en el control se ha especificado que el rizado de corriente por la bobina (y también por los supercondensadores) sea de ± 2 A y que la corriente de carga y descarga por la batería sea de ± 5 A. En la Figura 91 se puede comprobar que el supercondensador sigue correctamente la referencia de corriente con el rizado especificado.

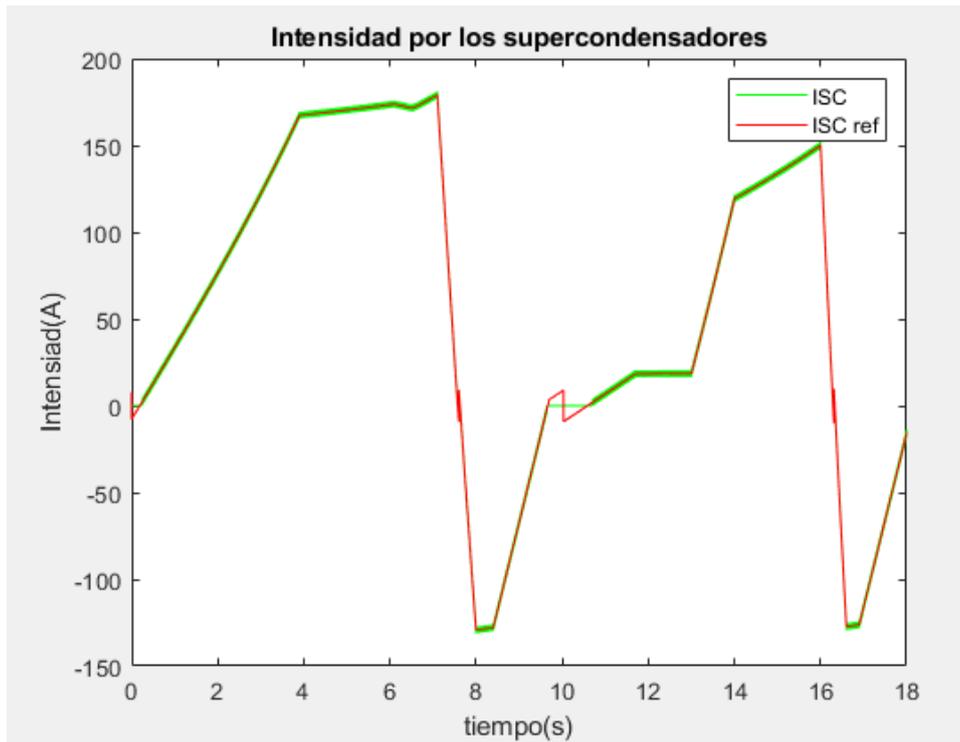


Figura 91: Intensidad por el supercondensador y su referencia.

A los 10 segundos se observa que al producirse el cambio de corriente negativa a positiva la intensidad por los supercondensadores se hace cero. Esto es debido a que ambos IGBTs del convertidor DC/DC bidireccional se encuentran en corte, tal y como se observa en las señales PWM en la Figura 92.

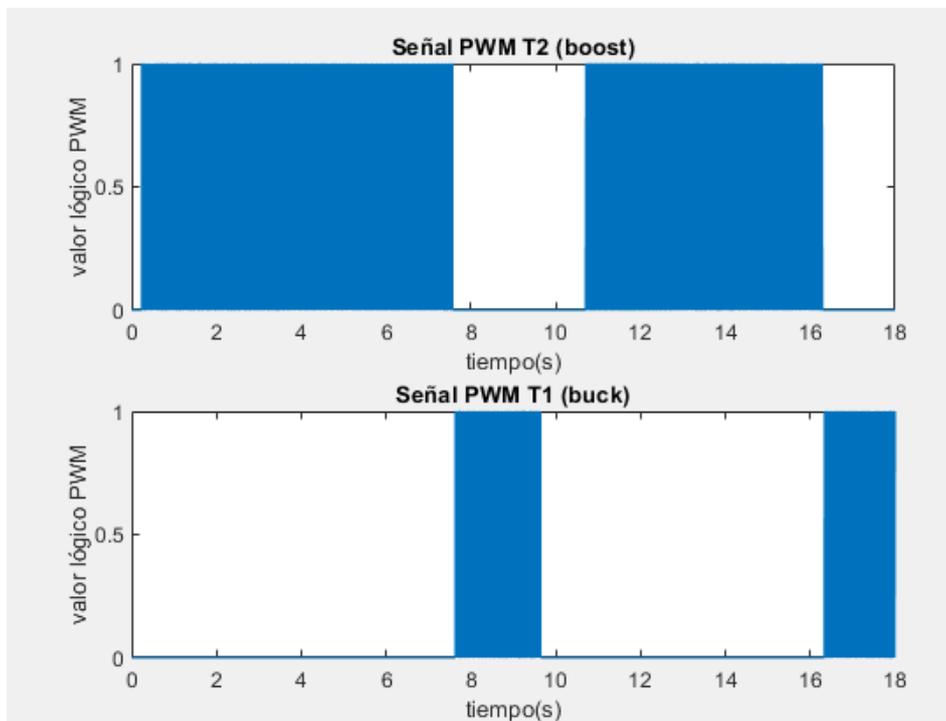


Figura 92: Señales PWM aplicadas en los IGBTs.

Como se ha comentado varias veces a lo largo de la memoria, cuando la intensidad es positiva conduce T2 y el convertidor funciona como Boost, y cuando la intensidad es negativa conduce T1 y el convertidor funciona como Buck. En la Figura 93 se representa la intensidad de salida (o entrada en la frenada regenerativa) del convertidor.

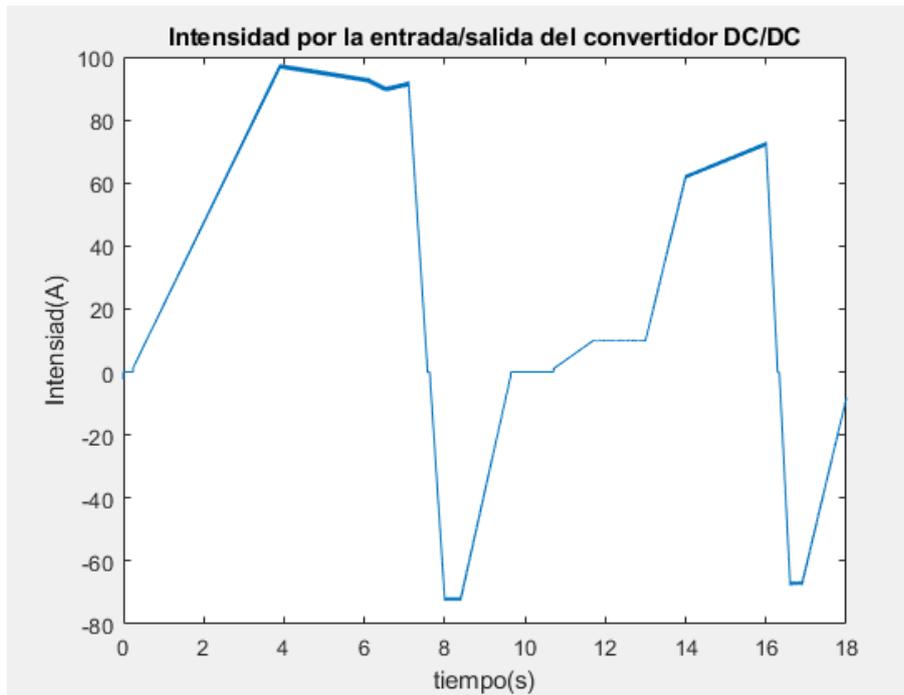


Figura 93: Intensidad por el convertidor DC/DC bidireccional.

En la Figura 94 se verifica que la corriente por la batería mantiene un valor constante de carga y descarga de ± 5 A con un cierto rizado que aumenta conforme lo hace la intensidad por el bus DC. La suma de las intensidades de la batería y el convertidor es la intensidad por el bus de corriente continua.

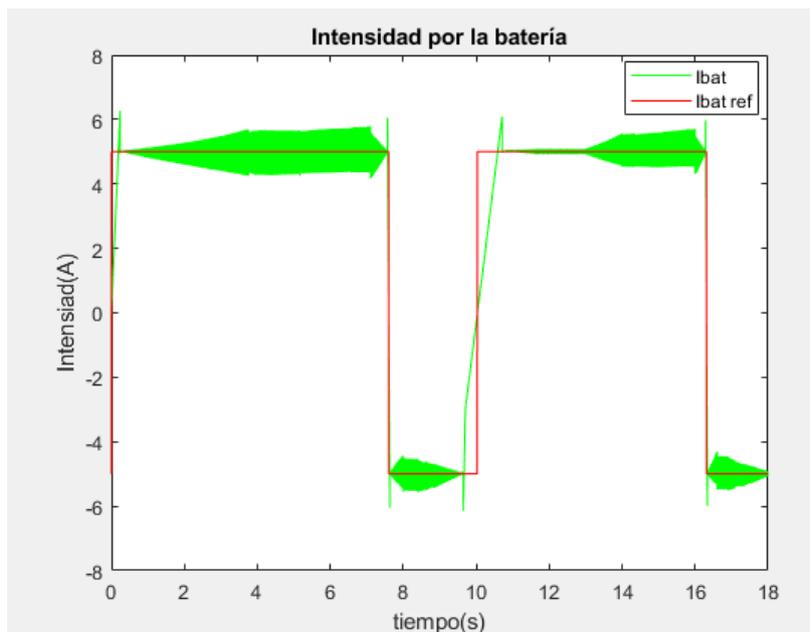


Figura 94: Intensidad por la batería y su referencia.

En la simulación también se ha estudiado cómo se cargan y se descargan la batería y los supercondensadores. En la Figura 95 se observa que cuando la corriente es positiva el supercondensador disminuye su voltaje (se descarga) y cuando es negativa aumenta (se carga).

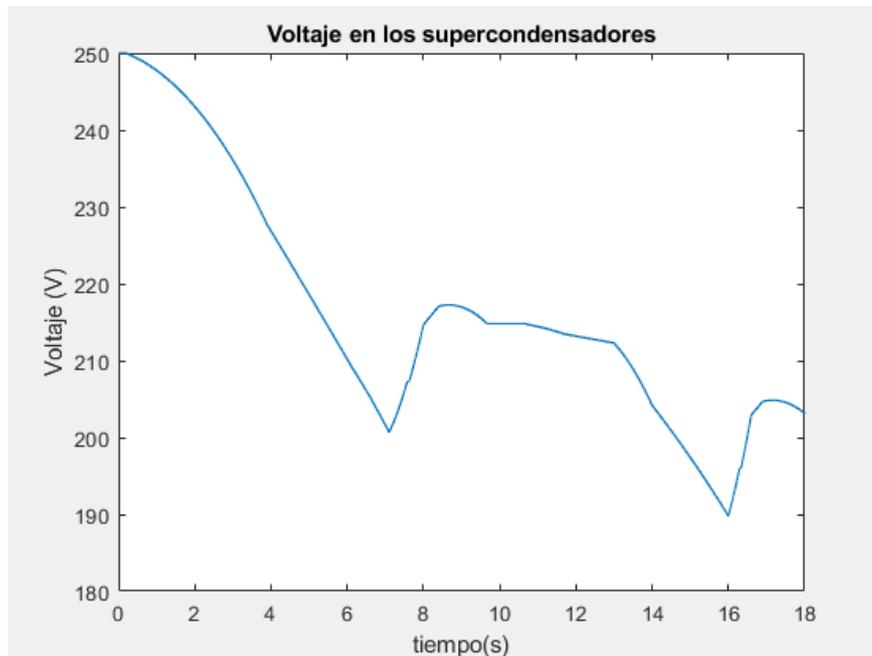


Figura 95: Voltaje en los supercondensadores.

Mediante el SOC (Figura 96) se puede ver que en la batería ocurre lo mismo, pero las variaciones son muy pequeñas en comparación con el supercondensador porque la capacidad de almacenamiento de la batería es mucho mayor que la de los supercondensadores y las cargas y descargas son más lentas. Además, la intensidad es de sólo ± 5 A.

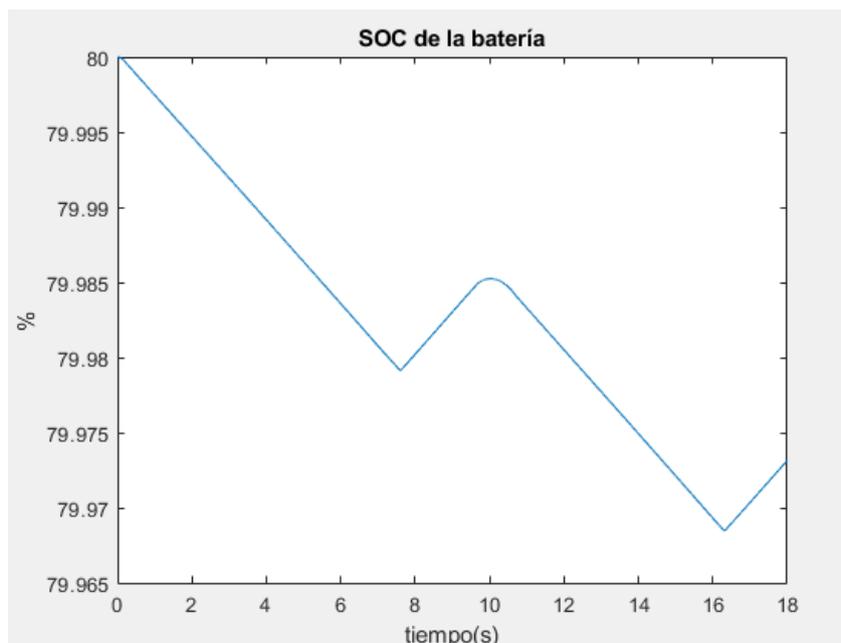


Figura 96: SOC de la batería.

Estas pequeñas variaciones del SOC también se ven reflejadas en el voltaje de la batería y en el voltaje del bus DC (Figuras 97 y 98). La pequeña diferencia de voltaje entre la batería y el bus DC se debe a la bobina y su resistencia en serie. También se aprecia la existencia de rizado, pero este es muy pequeño.

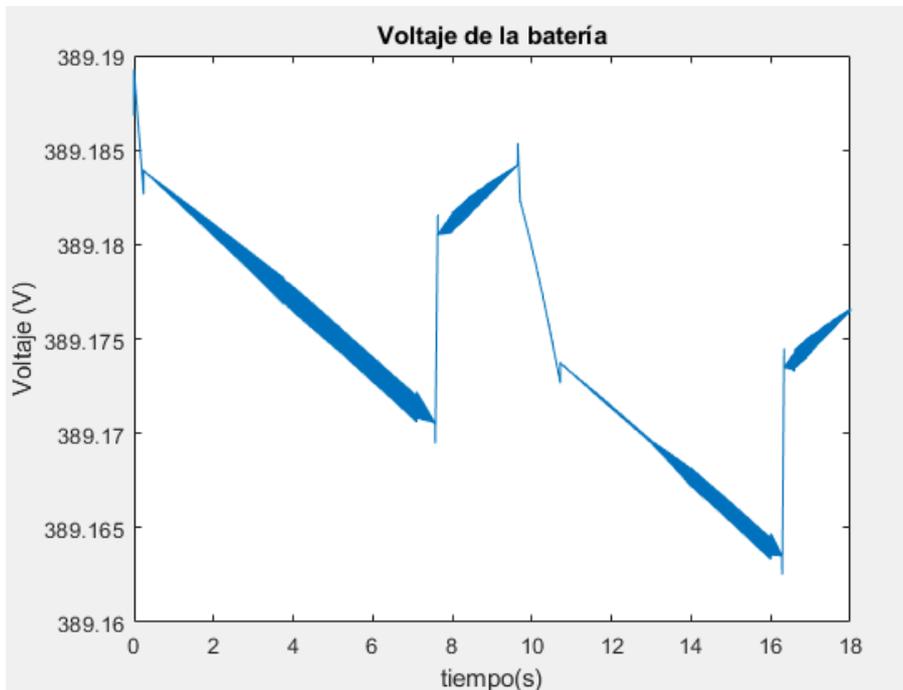


Figura 97: Voltaje de la batería.

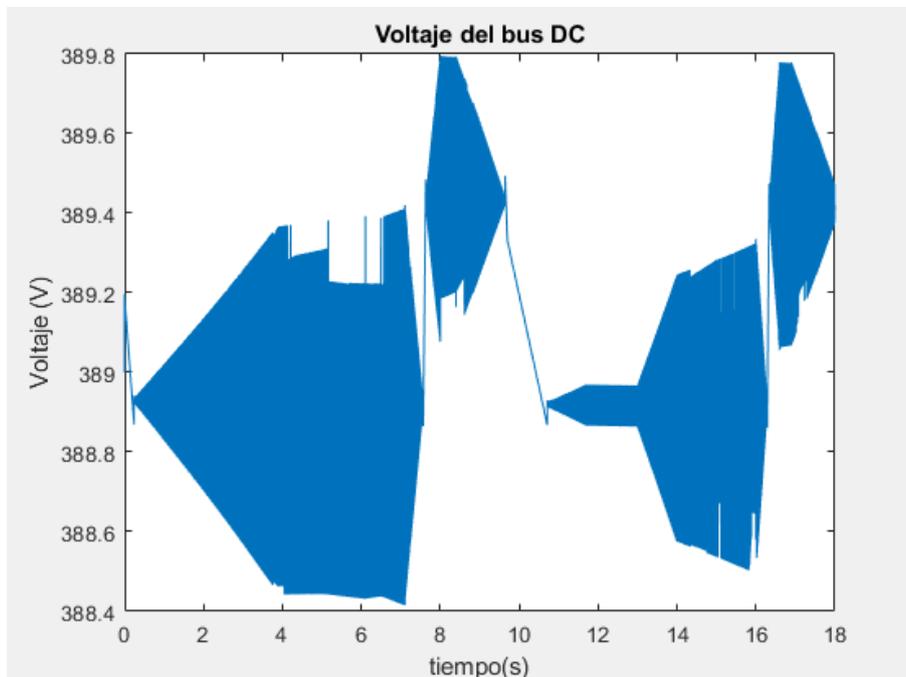


Figura 98: Voltaje por el bus DC.

Conclusiones, limitaciones y futuros trabajos

Con la llevada a cabo de este proyecto se ha conseguido simular un sistema de control electrónico para un vehículo eléctrico y comprender su funcionamiento, que era el objetivo que se perseguía. Además, se ha podido comprobar que mediante la implementación de un control vectorial y un sistema para gestionar la energía se puede conseguir un vehículo con una parte mecánica muy simple, ya que el gran par de la IPMSM desde las cero revoluciones y su amplio rango de velocidad de giro hacen que no sea necesaria una caja de cambios, y muy eficiente energéticamente porque el motor cuenta con un rendimiento del 92 % y es capaz de aprovechar la energía generada en las frenadas para almacenarla en la batería y los supercondensadores.

Los supercondensadores son una tecnología reciente que aún está en desarrollo, pero con los resultados obtenidos en las simulaciones se ha podido ver que gracias a sus excelentes características son capaces de aportar y absorber una gran cantidad de energía y pueden ser de gran utilidad a la hora de aumentar la autonomía de los vehículos eléctricos y alargar la vida útil de las baterías.

Durante la realización del TFG se han encontrado varias dificultades. La principal ha sido la imposibilidad de simular el Sistema de Tracción Eléctrica junto con el Sistema de Gestión de Energía. Como alternativa se ha optado por simular cada sistema de forma independiente. Otra limitación ha sido que no se ha conseguido simular los tiempos de subida y bajada de los transistores y, por tanto, no ha sido posible simular las pérdidas en los transistores durante las conmutaciones. Por ello, se ha incluido en los anexos cálculos de la máxima potencia disipada por los transistores para poder tener una idea de cuáles serían las pérdidas de potencia en los convertidores en caso de que este sistema se implementase físicamente.

Finalmente, hay que destacar que el desarrollo de la electrónica y el control de un vehículo eléctrico es complejo y muy extenso. Por ello, se proponen los siguientes trabajos futuros que acercarían más este proyecto a las características de un vehículo eléctrico comercial:

- Tener en cuenta la normativa aplicable a vehículos eléctricos.
- Mejorar el Sistema de Gestión de Energía incluyendo un subsistema que calcule cuál debe ser la intensidad consumida por los supercondensadores y la batería teniendo en cuenta su estado de carga, la potencia demandada o generada por el motor...
- Implementar modelos de batería y supercondensadores más precisos.
- Hacer un estudio sobre los distintos sensores de posición y velocidad disponibles en el mercado (encoders, resolvers...) y determinar cuál sería el más apropiado en este caso.
- Implementar los sistemas de control planteados en código C con un DSP o microcontrolador y simular la parte de potencia mediante *Hardware in the Loop* para verificar el correcto funcionamiento del código.
- Realizar la implementación física de todo el conjunto con un motor, batería y supercondensadores de las mismas características o similares a los de la simulación. El modelo dinámico del vehículo se podría simular con un banco de pruebas para motores eléctricos.

Bibliografía

- [1] **Primer vehículo eléctrico.** <http://electromovilidad.net/historia-del-vehiculo-electrico/>
- [2] **Vehículo eléctrico de Davenport.** <https://quecochesoy.wordpress.com/2014/11/28/el-primer-coche-electrico-tiene-casi-200-anos/>
- [3] **Electrobat.** <https://www.neoteo.com/electrobat-el-primer-coche-electrico-1894/>
- [4] **La Jamais Contente.** <https://www.motorpasion.com/clasicos/a-cien-jenatzy-y-la-jamais-contente>
- [5] **Cuadrimoto de Ford.** https://es.wikipedia.org/wiki/Cuadriciclo_Ford
- [6] **Tesla Model S.** https://www.tesla.com/es_es/models
- [7] **Tipos de vehículos híbridos.** Guillermo Cuesta Capellán, “Caracterización del tren de potencia de un vehículo eléctrico de categoría L7 tipo Smart”
- [8] **Máquinas eléctricas.** <https://www.mheducation.es/bcv/guide/capitulo/8448127641.pdf>
- [9] **Operación motor DC.** <http://hyperphysics.phyastr.gsu.edu/hbase/magnetic/motdc.html>
- [10] **Motor asíncrono.** <https://www.mheducation.es/bcv/guide/capitulo/8448173104.pdf>
- [11] **Motor brushless.** <https://howtomechatronics.com/how-it-works/how-brushless-motor-and-esc-work/>
- [12] **Comparación PMSM y motor brushless.** Sakunthala Sidda, R, Kiranmayi, P Nagaraju, “A Study on Industrial Motor Drives Comparison and Applications of PMSM and BLDC Motor Drives”
- [13] **Tipos de baterías.** Christian Fernández Lanchares, “Simulación de vehículos eléctricos”
- [14] **Transistores de potencia.** Juan Carlos Cubiles de Vega, “Emulador educativo de un generador eólico del tipo PMSM”
- [15] **Convertidores DC/DC.** Apuntes de la asignatura “Electrónica de Potencia”
- [16] **Control escalar.** Yashvi Parmar, Priyanka Patel, Nitiksha Pancholi, Chad Thakor, Unnati Mali, “Scalar control of Permanent Magnet Synchronous motor”
- [17] **Control vectorial.** Nicolas Santini, Guillermo Catuogno, Guillermo Magaldi, “Implementación de un Control Vectorial de una Máquina Síncrona de Imanes Permanente”
- [18] **Transformada de Clarke.** <https://es.mathworks.com/help/physmod/sps/ref/clarktransform.html>
- [19] **Transformada de Park** <https://es.mathworks.com/help/physmod/sps/ref/parktransform.html>

- [20] **Inversores trifásicos, modulación PWM senoidal, bus DC y control de convertidores DC/DC.** Apuntes de la asignatura “Sistemas Electrónicos Industriales”.
- [21] **Modulación PWM senoidal y vectorial en inversores trifásicos.** Daniel Pérez Dorantes, “Análisis de las técnicas de modulación SPWM y SVPWM en control de inversores trifásicos de dos y tres niveles”
- [22] **Control en banda de histéresis.**
<https://www.sciencedirect.com/topics/engineering/hysteresis-band>
- [23] **Modelado IPMSM, generación de referencias y modelo dinámico.** Kwang Hee Nam, “AC Motor Control and Electric Vehicle Applications”
- [24] **Ejemplos de control de motores eléctricos en Matlab.**
https://es.mathworks.com/help/physmod/sps/examples.html?category=single-three-multi-phase-drive&s_tid=CRUX_lftnav_example_electronic-mechatronic-and-power-application-examples
- [25] **Ejemplo vehículo eléctrico en Simulink.**
<https://es.mathworks.com/help/physmod/sps/examples/ipmsm-torque-control-in-an-axle-drive-ev.html>
- [26] **Generación de referencias.**
<https://es.mathworks.com/help/physmod/sps/ref/pmsmcurrentreferencegenerator.html>
- [27] **Diseño reguladores PI.** Kenneth Odo, Egoigwe Sochima Vicent, Cosmas U. Ogbuka, “A Model-based PI Controller Tuning and Design for Field Oriented Current Control of Permanent Magnet Synchronous Motor”
- [28] **Modelo Batería.** <https://www.mathworks.com/help/physmod/sps/ref/battery.html>
- [29] **SOC, inductancia batería y estrategia de control de la energía.** Ing. Iván Ignacio Juárez Hernández, “Simulación de un Sistema de Recuperación de Energía Basado en Supercapacitores con Aplicación en Tracción Eléctrica”
- [30] **Supercondensadores.** Lisheng Shi, M. L. Crow, “Comparison of Ultracapacitor Electric Circuit Models”

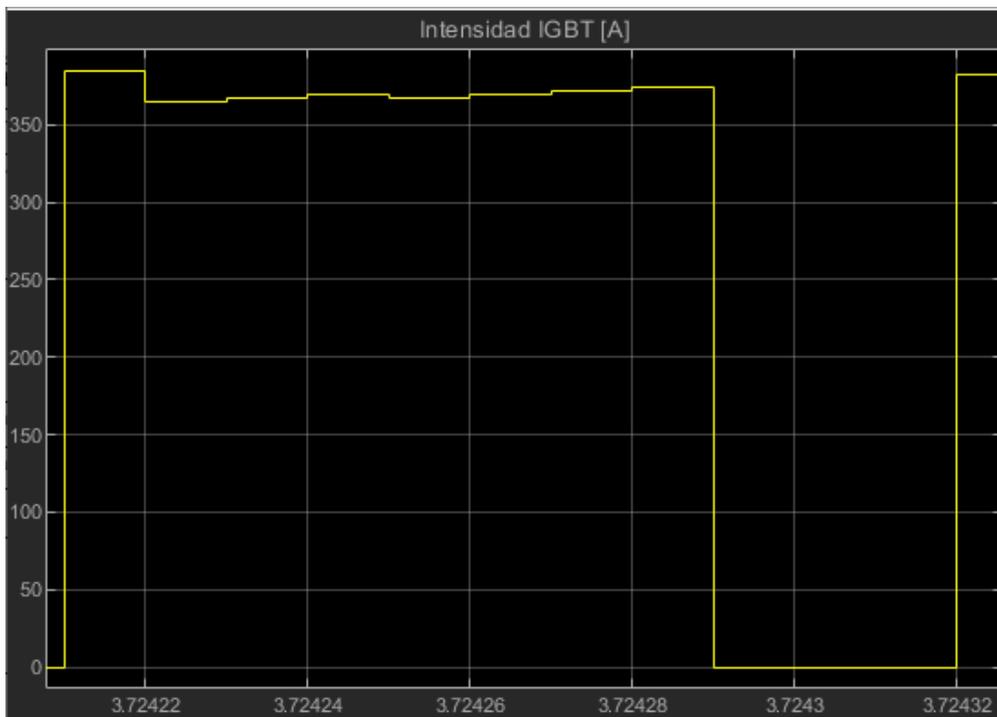
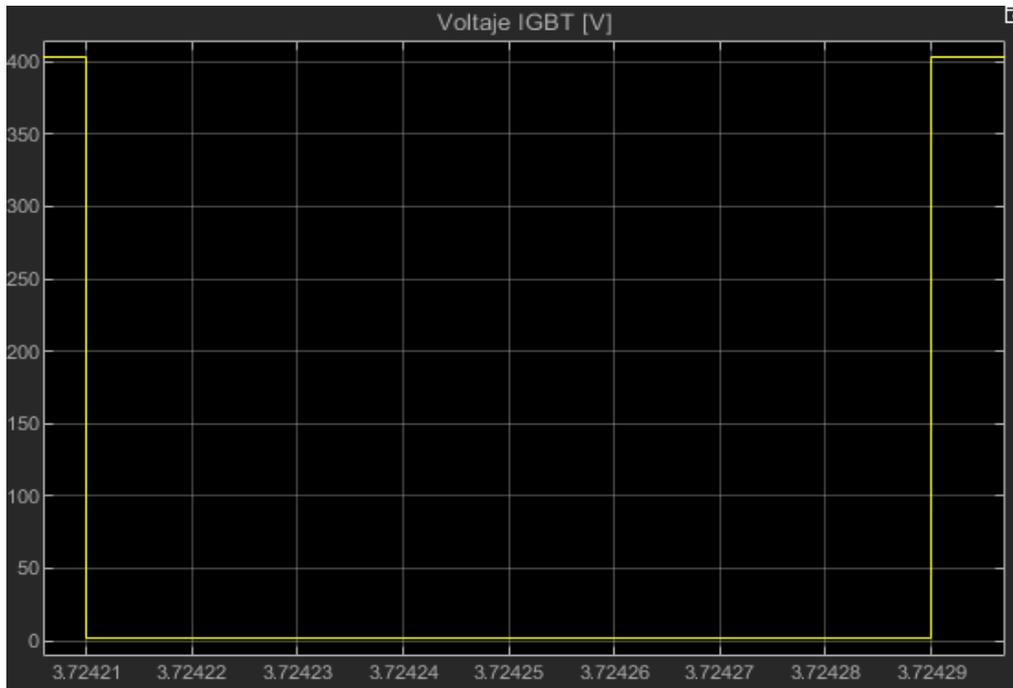
Anexos de la memoria

- **Anexo 1:** Cálculos de disipación de potencia de los transistores
- **Anexo 2:** Fichero de datos de las simulaciones

Anexo 1: Cálculo de disipación de potencia de los transistores

Potencia máxima disipada por un transistor del inversor

Para calcular la máxima potencia disipada por los transistores, se observa el voltaje y la intensidad de un transistor en un instante de conmutación determinado cuando el motor está en su punto nominal de funcionamiento.



Suponiendo que la intensidad en el instante de conmutación estudiado es constante, a partir de los gráficos y la hoja de características del transistor se obtienen los siguientes datos:

$V_{\text{batería}} := 400\text{V}$	$t_{\text{d_on}} := 44\text{ns}$	$R_{\text{unión_cápsula}} := 0.073 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$
$I_{\text{IGBT1}} := 384\text{A}$	$t_{\text{d_off}} := 250\text{ns}$	$R_{\text{cápsula_radiador}} := 0.15 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$
$V_{\text{CE_on}} := 1.4\text{V}$	$t_{\text{ri}} := 66\text{ns}$	$T_{\text{unión_máx}} := 150 \text{ }^{\circ}\text{C}$
$D1 := 0.8$	$t_{\text{fi}} := 165\text{ns}$	
$f_c := 10\text{KHz}$	$t_{\text{rv}} := t_{\text{fi}} = 165 \cdot \text{ns}$	$T_{\text{ambiente}} := 35 \text{ }^{\circ}\text{C}$
$T_c := \frac{1}{f_c} = 100 \cdot \mu\text{s}$	$t_{\text{fv}} := t_{\text{ri}} = 66 \cdot \text{ns}$	

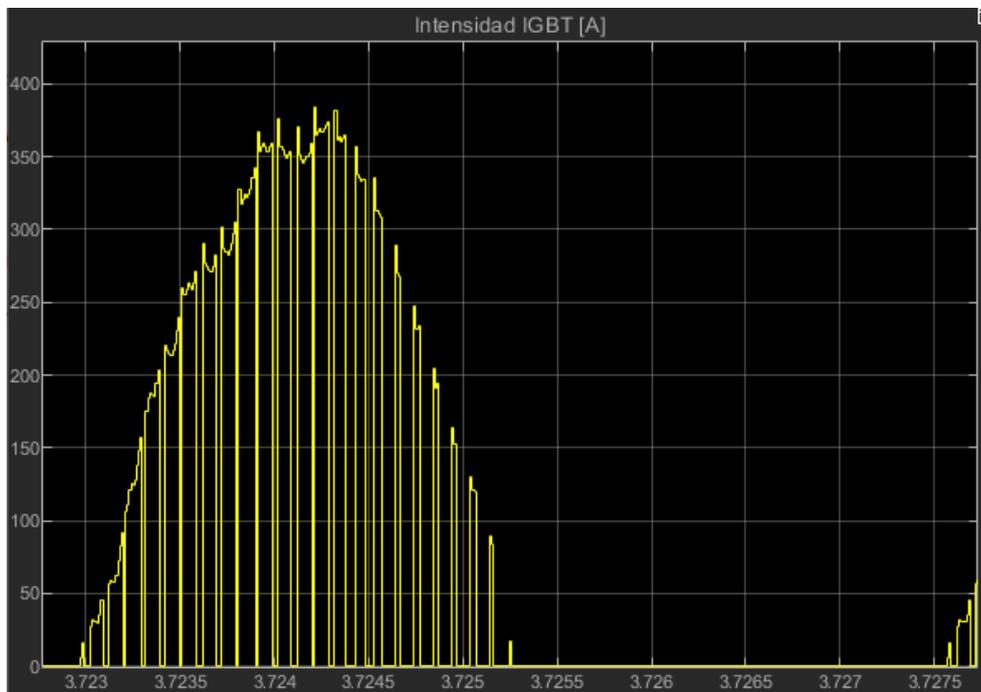
Y la potencia disipada por el transistor sería:

$$P_{\text{conducción1}} := \frac{1}{T_c} \cdot V_{\text{CE_on}} \cdot I_{\text{IGBT1}} \cdot (D1 \cdot T_c - t_{\text{ri}} - t_{\text{fv}} - t_{\text{d_on}} + t_{\text{d_off}}) = 430 \text{ W}$$

$$P_{\text{conmutación1}} := \frac{1}{T_c} \cdot \left[\frac{1}{2} \cdot (t_{\text{ri}} + t_{\text{fv}}) \cdot I_{\text{IGBT1}} \cdot V_{\text{batería}} + \frac{1}{2} \cdot (t_{\text{fi}} + t_{\text{rv}}) \cdot (I_{\text{IGBT1}} \cdot V_{\text{batería}}) \right] = 355 \text{ W}$$

$$P_{\text{total1}} := P_{\text{conducción1}} + P_{\text{conmutación1}} = 785 \text{ W}$$

Esta sería la máxima potencia que podría llegar a disipar el transistor en un momento determinado, pero no de forma continua ya que la intensidad que conduce el transistor es el semiperiodo positivo de una intensidad senoidal, como se observa en la imagen inferior.



Si se repiten los cálculos para todos los valores que conforman la senoidal se obtienen las siguientes potencias totales:

$I_{IGBT2} := 16A$	$I_{IGBT12} := 367A$	$I_{IGBT22} := 130A$
$D2 := 0.2$	$D12 := 0.8$	$D22 := 0.4$
$P_{total2} := 19W$	$P_{total12} := 751W$	$P_{total22} := 193W$
$I_{IGBT3} := 46A$	$I_{IGBT13} := 377A$	$I_{IGBT23} := 89A$
$D3 := 0.7$	$D13 := 0.7$	$D23 := 0.2$
$P_{total3} := 88W$	$P_{total13} := 718W$	$P_{total23} := 107W$
$I_{IGBT4} := 92A$	$I_{IGBT14} := 382A$	$I_{IGBT24} := 20A$
$D4 := 0.8$	$D14 := 0.6$	$D24 := 0.1$
$P_{total4} := 188W$	$P_{total14} := 674W$	$P_{total24} := 21W$
$I_{IGBT5} := 157A$	$I_{IGBT15} := 371A$	
$D5 := 0.9$	$D15 := 0.8$	
$P_{total5} := 343W$	$P_{total15} := 759W$	
$I_{IGBT6} := 204A$	$I_{IGBT16} := 357A$	
$D6 := 0.8$	$D16 := 0.5$	
$P_{total6} := 417W$	$P_{total16} := 580W$	
$I_{IGBT7} := 239A$	$I_{IGBT17} := 336A$	
$D7 := 0.8$	$D17 := 0.4$	
$P_{total7} := 489W$	$P_{total17} := 499W$	
$I_{IGBT8} := 271A$	$I_{IGBT18} := 290A$	
$D8 := 0.8$	$D18 := 0.3$	
$P_{total8} := 554W$	$P_{total18} := 390W$	
$I_{IGBT9} := 290A$	$I_{IGBT19} := 248A$	
$D9 := 0.7$	$D19 := 0.4$	
$P_{total9} := 552W$	$P_{total19} := 368W$	
$I_{IGBT10} := 305A$	$I_{IGBT20} := 205A$	
$D10 := 0.8$	$D20 := 0.3$	
$P_{total10} := 624W$	$P_{total20} := 276W$	
$I_{IGBT11} := 342A$	$I_{IGBT21} := 164A$	
$D11 := 0.9$	$D21 := 0.4$	
$P_{total11} := 747W$	$P_{total21} := 244W$	

Sumando los 24 valores y dividiendo entre 48 (durante medio ciclo el transistor no conduce y no disipa potencia, por lo que se toman otros 24 valores como cero) se obtiene de forma aproximada la potencia media en un periodo de la señal senoidal:

$$P_{1a9} := P_{total1} + P_{total2} + P_{total3} + P_{total4} + P_{total5} + P_{total6} + P_{total7} + P_{total8} + P_{total9}$$

$$P_{10a17} := P_{total10} + P_{total11} + P_{total12} + P_{total13} + P_{total14} + P_{total15} + P_{total16} + P_{total17}$$

$$P_{18a24} := P_{total18} + P_{total19} + P_{total20} + P_{total21} + P_{total22} + P_{total23} + P_{total24}$$

$$P_{media} := \frac{P_{1a9} + P_{10a17} + P_{18a24}}{24 \cdot 2} = 216 \text{ W}$$

Esta potencia aún sigue siendo bastante elevada, por lo que es necesario utilizar un disipador de calor para evitar que los transistores sufran daños por exceso de temperatura.

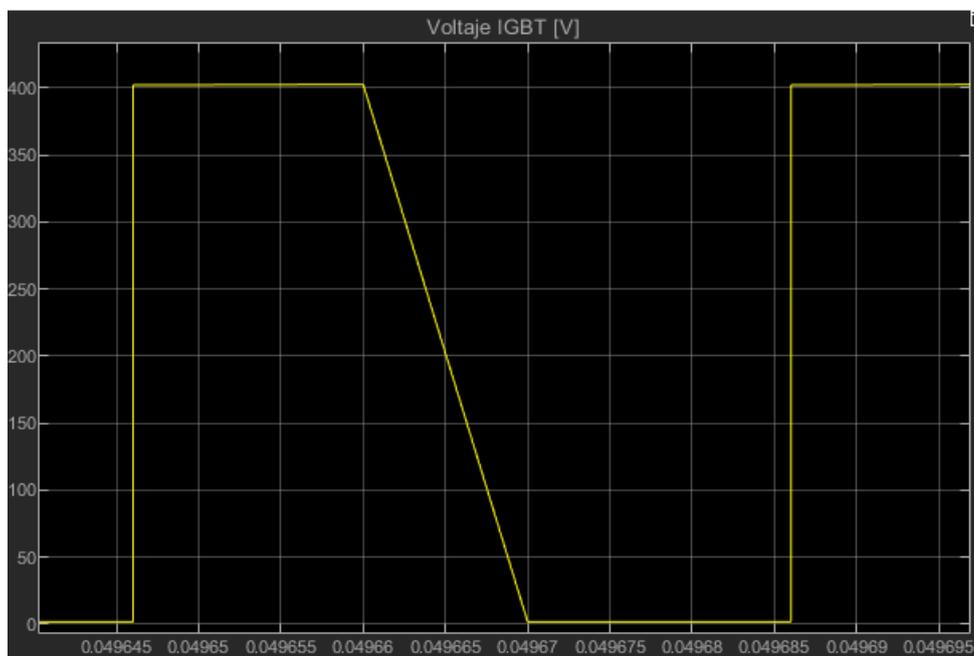
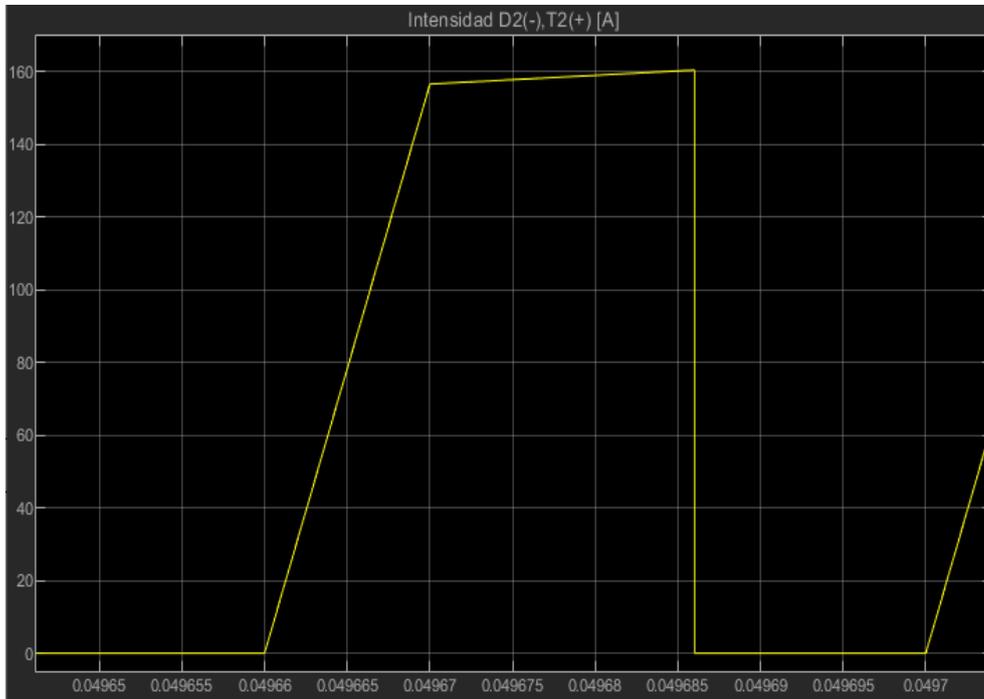
Considerando por seguridad que la máxima temperatura de la unión sea de 125 °C y que la temperatura ambiente es de 35 °C, la resistencia radiador-ambiente del disipador debe ser como máximo:

$$R_{radiador_ambiente} := \frac{125 - T_{ambiente}}{P_{media}} - R_{unión_cápsula} - R_{cápsula_radiador} = 0.194 \frac{°C}{W}$$

La resistencia necesaria es realmente baja. Un modelo de disipador adecuado podría ser el 392-180AB con ventilación forzada. Su hoja de características también se encuentra en los anexos de este documento.

Potencia máxima disipada por un transistor del convertidor DC/DC

Para calcular la máxima potencia disipada por los transistores, se observa el voltaje y la intensidad del transistor T2 en un instante determinado cuando la intensidad por el bus de corriente continua es de 100 A.



Se observa que en la simulación aparece un tiempo de subida de intensidad y de bajada de voltaje, pero no se va a tomar en cuenta ese tiempo, sino el que aparece en la hoja de datos del semiconductor. Los datos necesarios en este caso son los siguientes:

$$\begin{array}{lll}
 V_{\text{batería}} := 400\text{V} & t_{d_on} := 44\text{ns} & R_{\text{unión_cápsula}} := 0.073 \frac{\text{°C}}{\text{W}} \\
 I_{\text{IGBT_mín}} := 157\text{A} & t_{d_off} := 250\text{ns} & R_{\text{cápsula_radiador}} := 0.15 \frac{\text{°C}}{\text{W}} \\
 I_{\text{IGBT_máx}} := 161\text{A} & t_{ri} := 66\text{ns} & T_{\text{unión_máx}} := 150\text{°C} \\
 V_{\text{CE_on}} := 1.4\text{V} & t_{fi} := 165\text{ns} & \\
 D := 0.65 & & T_{\text{ambiente}} := 35\text{°C} \\
 f_c := 25\text{KHz} & t_{rv} := t_{fi} = 165\text{ns} & \\
 T_{c_} := \frac{1}{f_c} = 40\text{µs} & t_{fv} := t_{ri} = 66\text{ns} &
 \end{array}$$

Y la potencia disipada por el transistor sería:

$$P_{\text{conducción}} := \frac{1}{T_c} \cdot V_{\text{CE_on}} \cdot \frac{(I_{\text{IGBT_máx}} + I_{\text{IGBT_mín}})}{2} (D \cdot T_c - t_{ri} - t_{fv} - t_{d_on} + t_{d_off})$$

$$P_{\text{conducción}} = 145 \text{ W}$$

$$P_{\text{conmutación}} := \frac{1}{T_c} \cdot \left[\frac{1}{2} \cdot (t_{ri} + t_{fv}) \cdot I_{\text{IGBT_mín}} \cdot V_{\text{batería}} + \frac{1}{2} \cdot (t_{fi} + t_{rv}) \cdot (I_{\text{IGBT_máx}} \cdot V_{\text{batería}}) \right]$$

$$P_{\text{conmutación}} = 369 \text{ W}$$

$$P_{\text{total}} := P_{\text{conducción}} + P_{\text{conmutación}} = 514 \text{ W}$$

Esta potencia es muy elevada y un disipador no sería suficiente para proteger al transistor. Por ello, sería necesario utilizar dos transistores en paralelo de tal forma que la potencia que consume cada uno sea la mitad. Así, la resistencia radiador-ambiente suponiendo que la máxima temperatura de la unión es 125 °C por seguridad y que la temperatura ambiente es de 35 °C deber ser menor a:

$$R_{\text{radiador_ambiente_}} := \frac{125 - T_{\text{ambiente}}}{\frac{P_{\text{total}}}{2}} - R_{\text{unión_cápsula}} - R_{\text{cápsula_radiador}} = 0.127 \frac{\text{°C}}{\text{W}}$$

El disipador 392-180 AB con ventilación forzada también es buena opción para este caso.

Anexo 2: Fichero de datos de las simulaciones

```

%% SIMULACIÓN SISTEMA DE TRACCIÓN ELÉCTRICA (STE)

%% Parámetros de la máquina
Pmax = 35000;      % Potencia Máxima           [W]
Tmax = 205;       % Par Máximo                 [N*m]
Ld  = 0.00024368; % Inductancia eje d                 [H]
Lq  = 0.00029758; % Inductancia eje q                 [H]
L0  = 0.00012184; % Inductancia cero                       [H]
Rs  = 0.010087;   % Resistencia del estátor     [Ohmios]
IP  = 0.04366;   % Flujo de los imanes permanentes [Wb]
p   = 8;         % Pares de polos
Jm  = 0.1234;    % Inercia del rotor           [Kg*m^2]

%% Parámetros de la batería (también en simulación SGE)
Vnom = 400;      % Voltaje nominal           [V]
Cdc  = 0.0022;  % Condensador bus DC         [F]

%% Parámetros de los semiconductores (también en simulación SGE)
VCE_sat=1.4; %Voltaje en conducción de los IGBT [V]
Vf=2.5; %Voltaje en conducción del diodo [V]
Cdiode=600; %Capacidad de la unión del diodo [pF]
Iinvd=-70; %Pico de corriente de recuperación inversa del diodo [A]
Iinvd_pend=-1200; %Pendiente de la corriente de recuperación inversa del diodo [A/us]
trin=110; %Tiempo de recuperación inversa del diodo [ns]

%% Parámetros de control
Ts  = 1e-5;      % Periodo de muestreo fundamental [s]
fc  = 10e3;      % Frecuencia de conmutación IGBTs [Hz]
num_reg= [1.913 -1.838]; %Numerador de los reguladores de corriente
den_reg=[1 -1]; %Denominador de los reguladores de corriente

%% Matrices y vectores de referencia
load ee_ipmsm_35kW_ref_idq;
VDC_VECT=[350 375 400 425];

%% Parámetros dinámicos del vehículo
mv  = 1000;      % Masa del vehículo           [kg]
g   = 9.8;      % Aceleración de la gravedad [m/s^2]
rho = 1.2;      % Densidad del aire           [kg/m^3]
AF  = 0.8;      % Superficie frontal         [m^2]
cd  = 0.3;      % Coeficiente de rozamiento aerodinámico [N*s^2/kg*m]
cr  = 0.03;     % Coeficiente de rozamiento
RT  = 5;        % Relación de transmisión reductora
Rr  = 0.3;     % Radio de las ruedas           [m]

%% SIMULACIÓN SISTEMA DE GESTIÓN DE ENERGÍA (SGE)

%% Parámetros de la batería
Wh=20000; %Capacidad de la batería [Wh]
Ah=Wh/Vnom; %Capacidad de la batería [Ah]
Ah1=0.5*Ah; %Carga de la batería cuando el voltaje es V1 [Ah]
V1=0.9*Vnom; % Voltaje cuando la carga es Ah1 [V]
Ah0=0.8*Ah; %Carga inicial de la batería [Ah]
SOC0=0.8; %Estado de carga (SOC) inicial de la batería

```

```
Lbat=3e-6; %Inductancia de la batería [H]

%% Parámetros del supercondensador
CSC=20.6; %Capacidad del supercondensador [F]
RSC=0.048; %ESR supercondensador [ohmios]

%% Parámetros del convertidor
Lconv=1e-3; %Inductancia del convertidor [H]
Iriz=4; %Rizado deseado en la bobina [A]
```

II. Planos

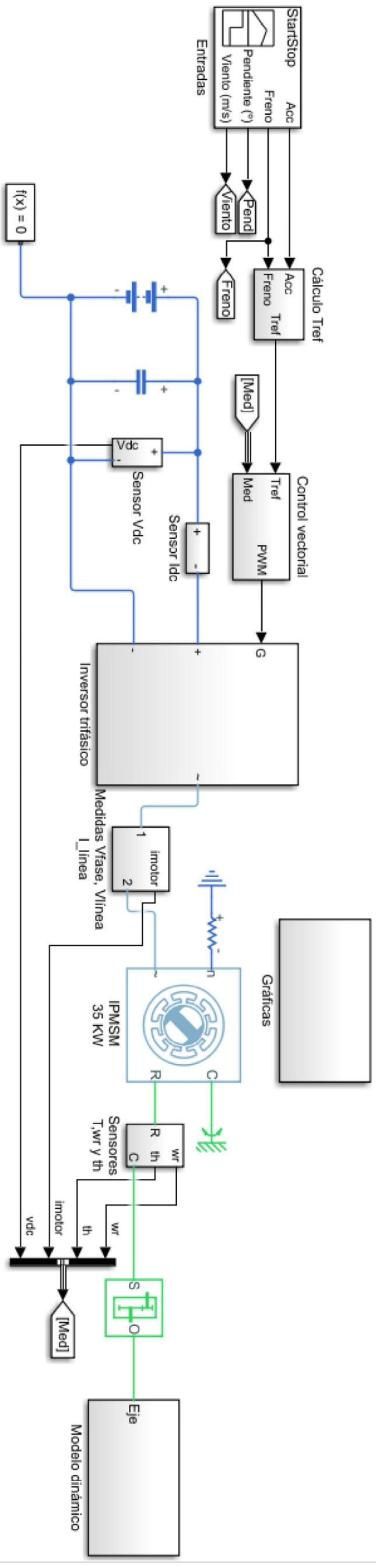
Índice de planos

1. Sistema de Tracción Eléctrica

- 1.1. Cálculo del Par de referencia
- 1.2. Control vectorial
- 1.3. Inversor y cálculo de potencia
- 1.4. Modelo dinámico

2. Sistema de Gestión de Energía

- 2.1. Cálculo de la intensidad de referencia de los supercondensadores
- 2.2. Control del convertidor DC/DC bidireccional
- 2.3. Cálculo SOC



Proyecto:

Análisis y diseño de un control electrónico aplicado a un vehículo eléctrico

Autor:

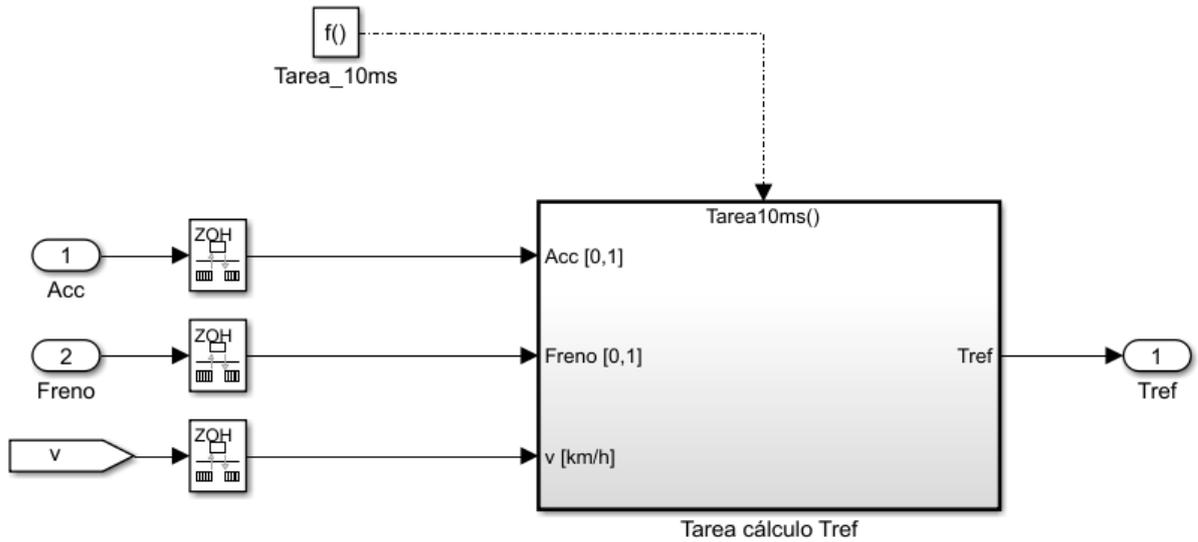
Ángel Bellver Valera

Descripción:

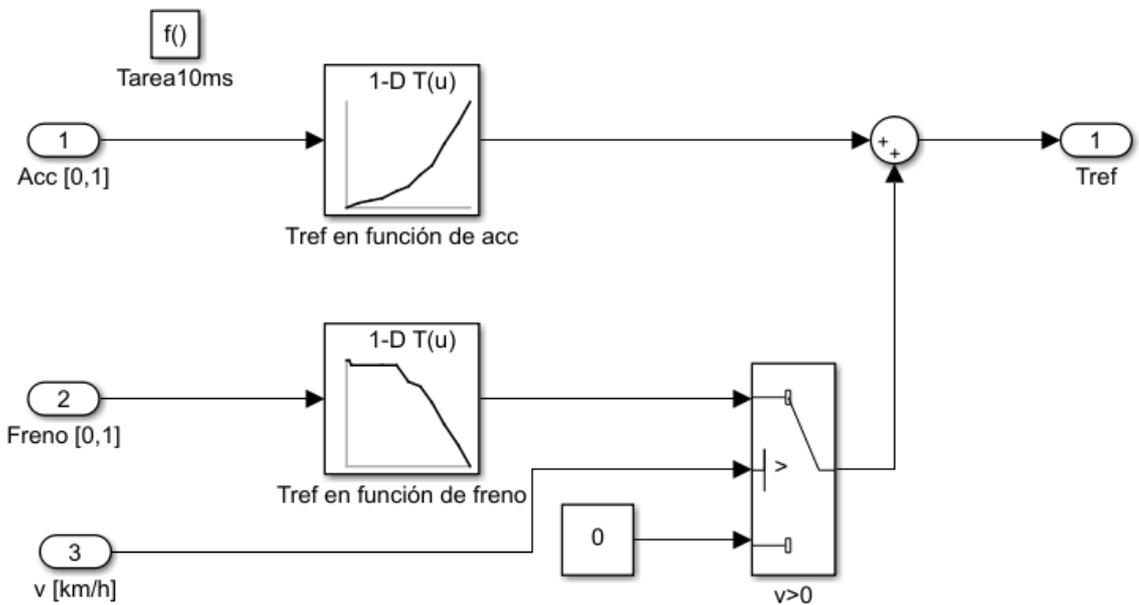
Sistema de Tracción Eléctrica

Plano nº

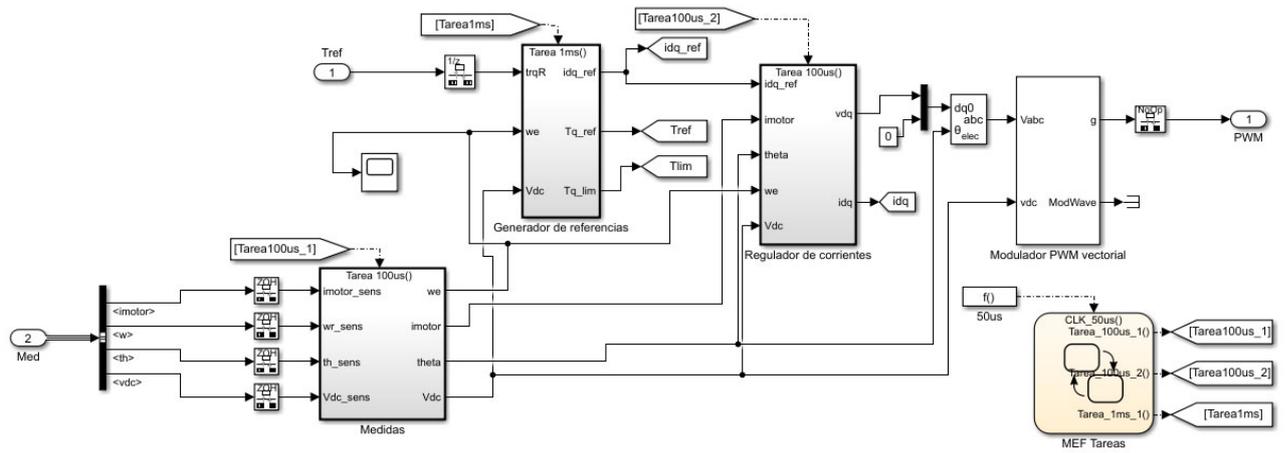
1



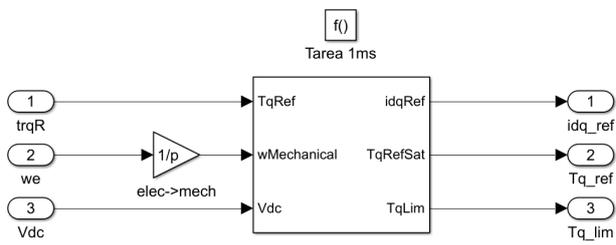
Tarea cálculo Tref



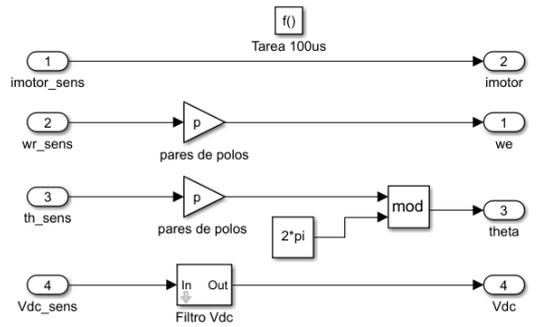
<p>Autor: Ángel Bellver Valera</p>	<p>Proyecto: Análisis y diseño de un control electrónico aplicado a un vehículo eléctrico</p>	<p>Plano nº: 1.1</p>
	<p>Descripción: Cálculo del par de referencia</p>	



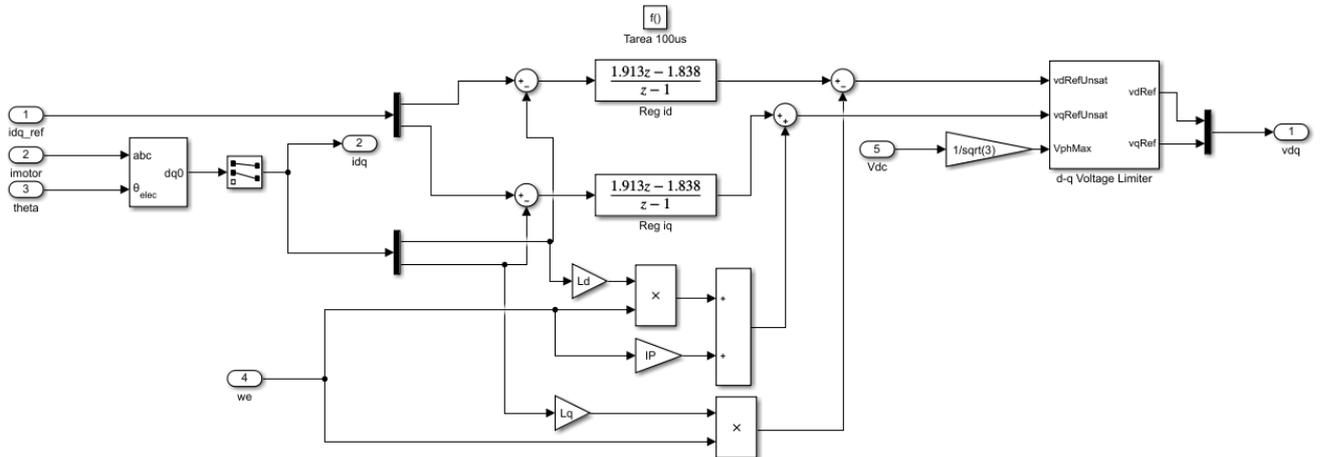
Generador de Referencias



Medidas



Regulador de corrientes



Autor:

Ángel Bellver
Valera

Proyecto:
Análisis y diseño de un control electrónico
aplicado a un vehículo eléctrico

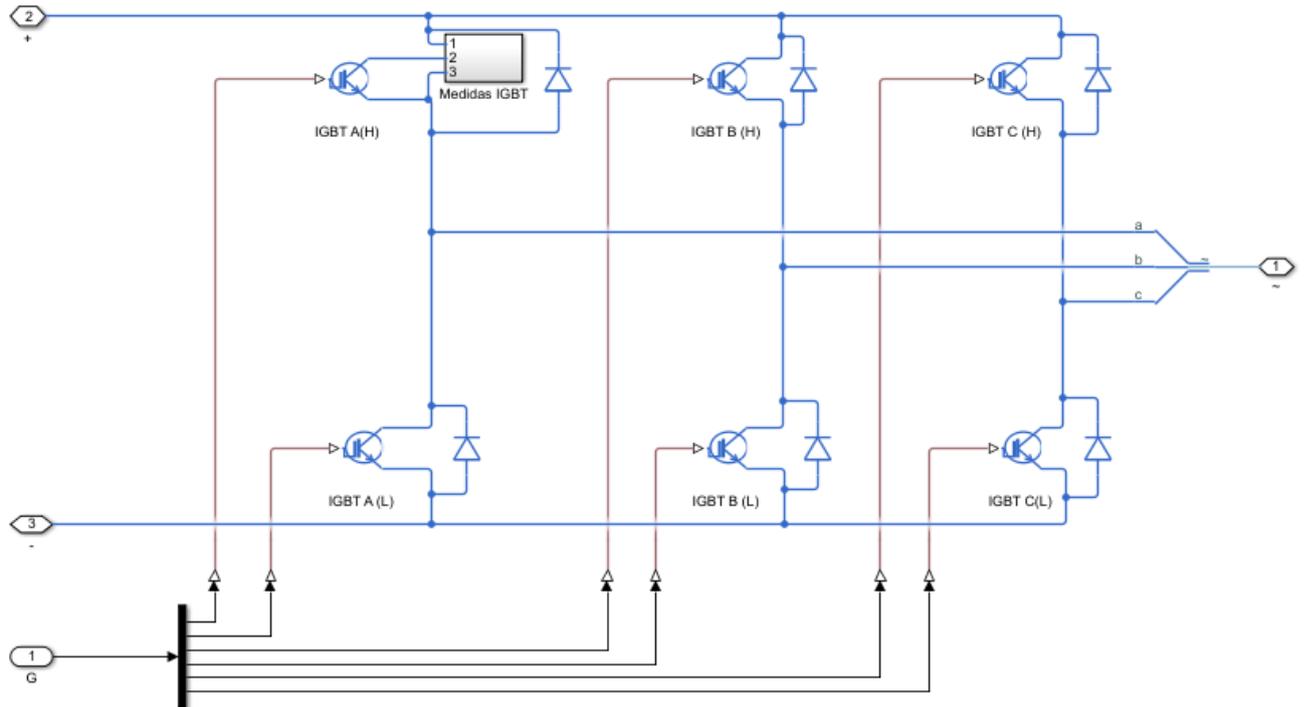
Descripción:

Control vectorial

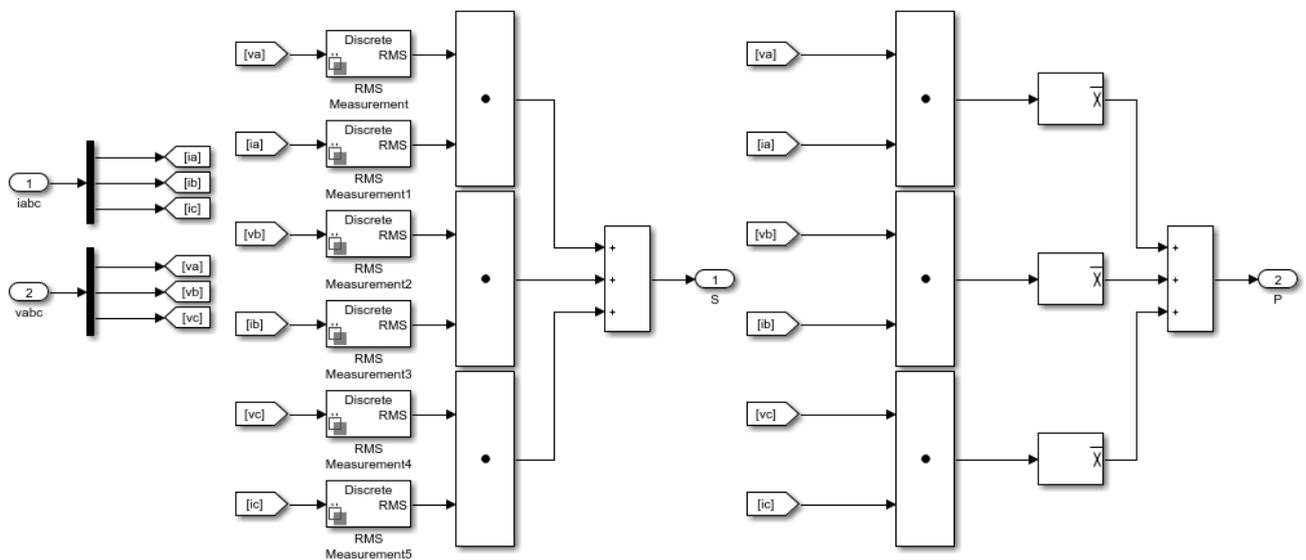
Plano nº:

1.2

Inversor



Cálculo potencia del inversor



Autor:

Ángel Bellver
Valera

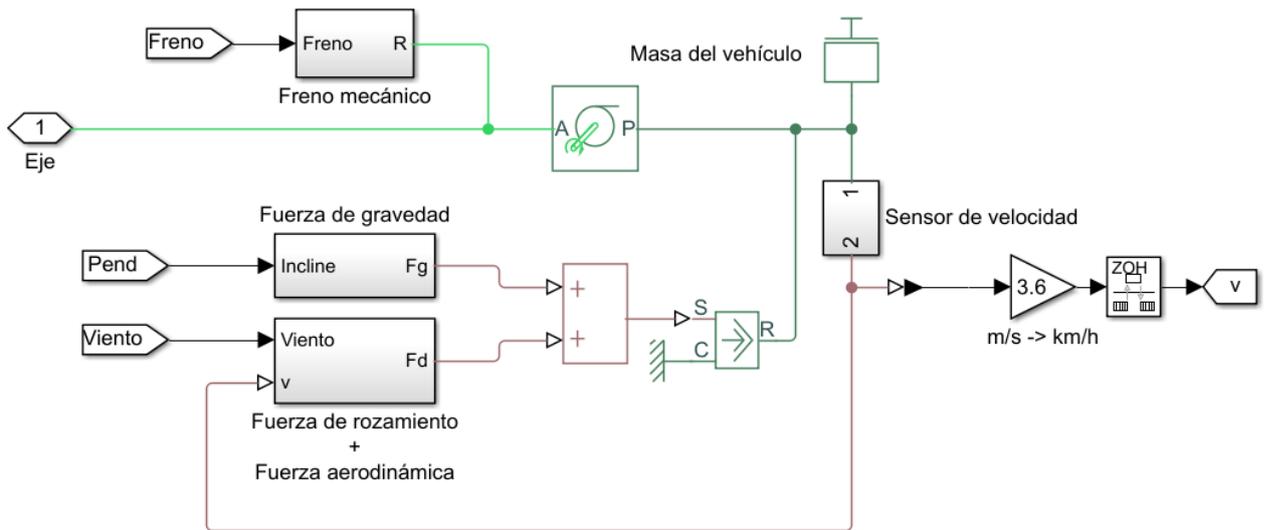
Proyecto:
Análisis y diseño de un control electrónico
aplicado a un vehículo eléctrico

Descripción:

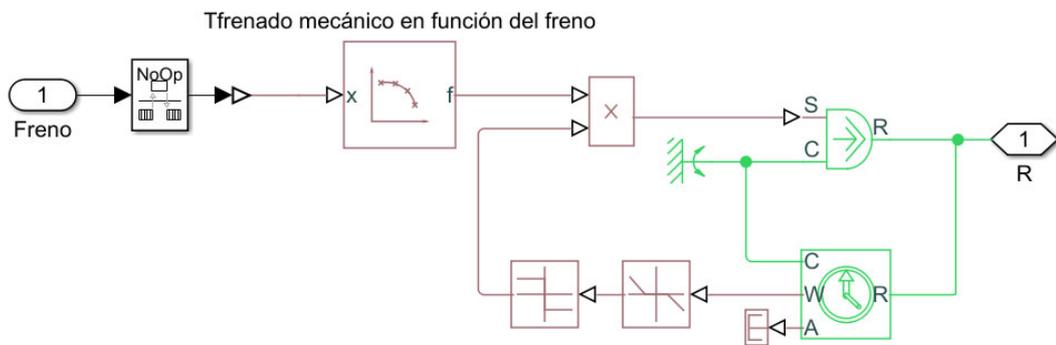
Inversor y cálculo de potencia

Plano nº:

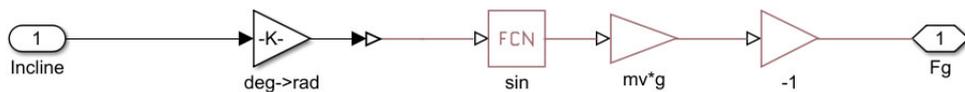
1.3



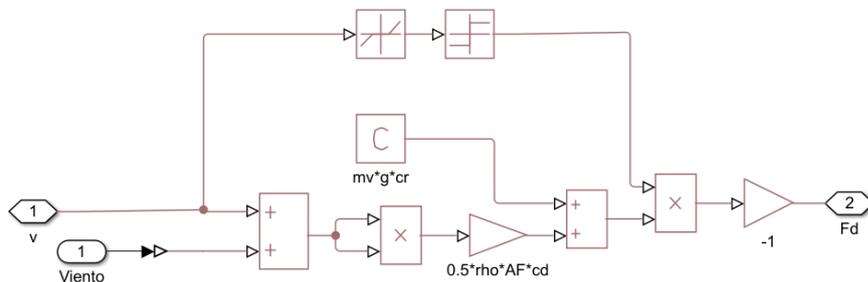
Freno mecánico



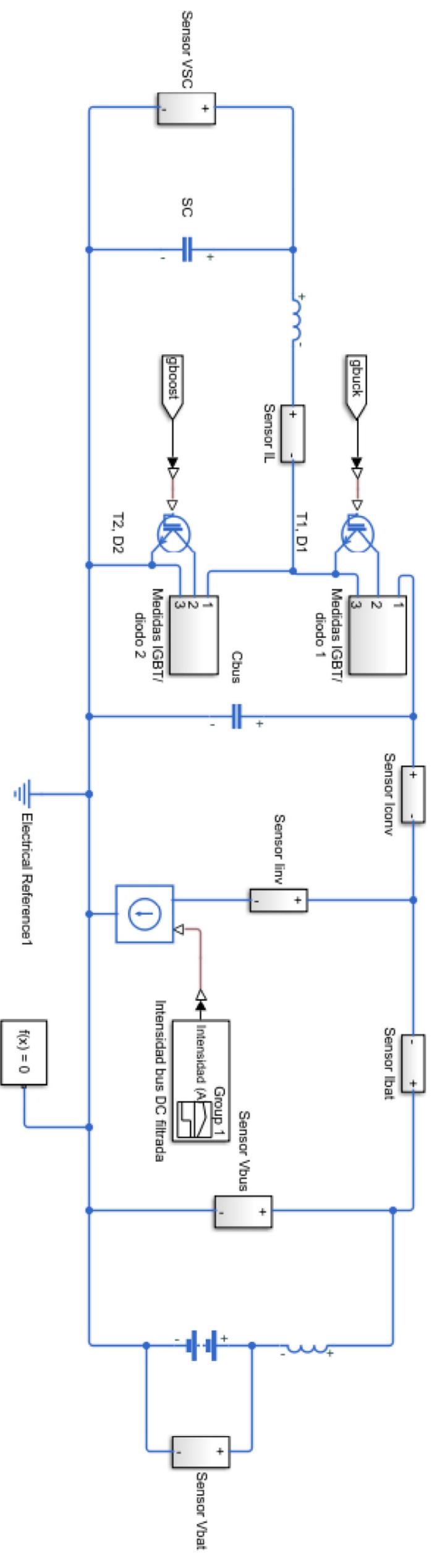
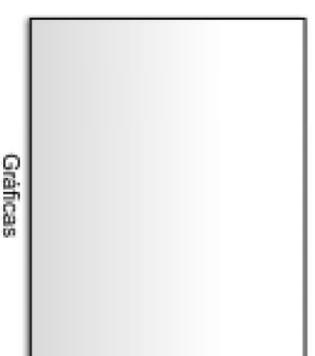
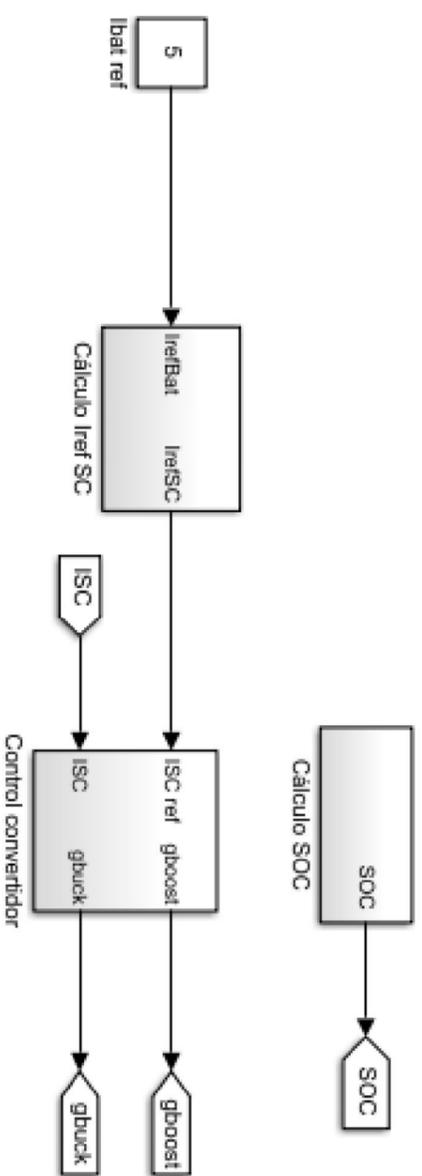
Fuerza de gravedad



Fuerza de rozamiento y aerodinámica



<p>Autor:</p>	<p>Proyecto: Análisis y diseño de un control electrónico aplicado a un vehículo eléctrico</p>	<p>Plano nº:</p>
<p>Ángel Bellver Valera</p>	<p>Descripción: Modelo dinámico</p>	<p>1.4</p>



Proyecto:

Análisis y diseño de un control electrónico aplicado a un vehículo eléctrico

Autor:

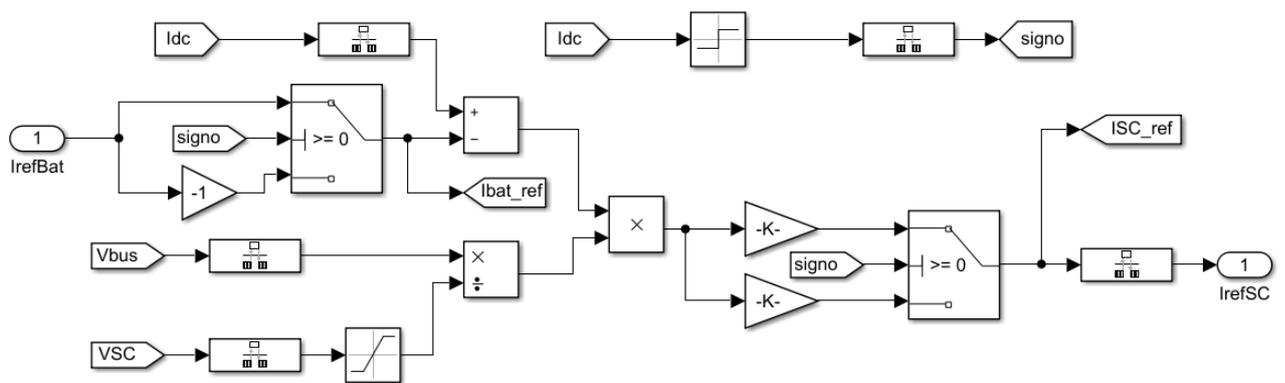
Ángel Bellver Valera

Descripción:

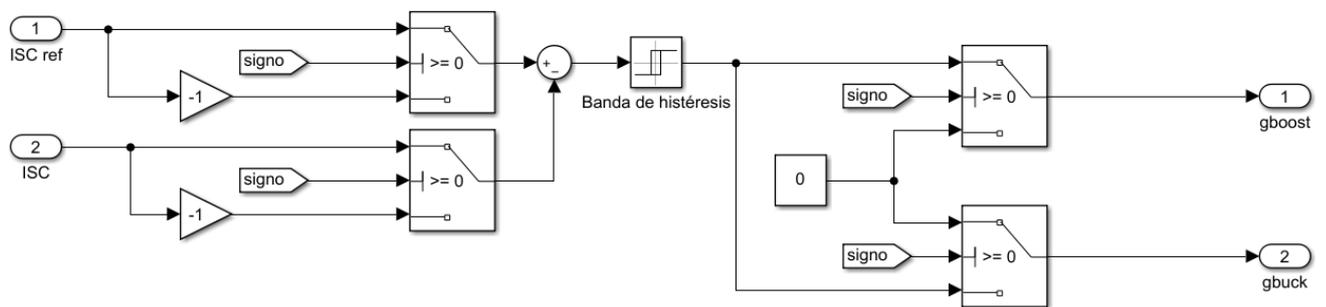
Sistema de Gestión de energía

Plano nº

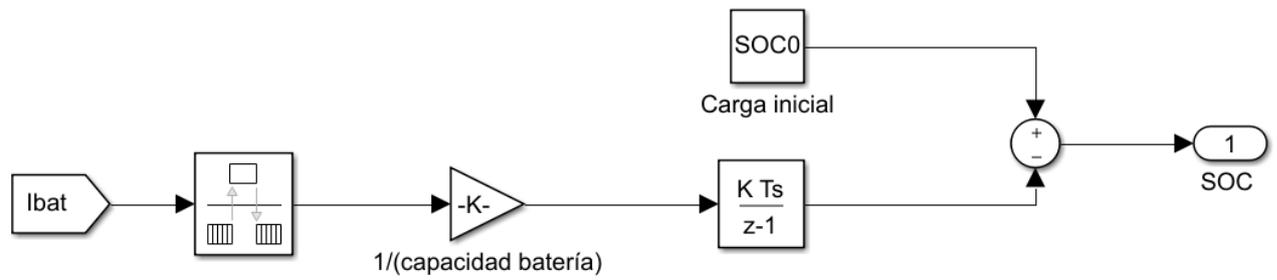
2



<p>Autor:</p> <p>Ángel Bellver Valera</p>	<p>Proyecto:</p> <p>Análisis y diseño de un control electrónico aplicado a un vehículo eléctrico</p>	<p>Plano nº:</p>
	<p>Descripción:</p> <p>Cálculo de la intensidad de referencia de los supercondensadores</p>	<p>2.1</p>



<p>Autor:</p> <p>Ángel Bellver Valera</p>	<p>Proyecto:</p> <p>Análisis y diseño de un control electrónico aplicado a un vehículo eléctrico</p>	<p>Plano nº:</p> <p>2.2</p>
	<p>Descripción:</p> <p>Control del convertidor DC/DC bidireccional</p>	



<p>Autor:</p>	<p>Proyecto: Análisis y diseño de un control electrónico aplicado a un vehículo eléctrico</p>	<p>Plano nº:</p>
<p>Ángel Bellver Valera</p>	<p>Descripción: Cálculo SOC</p>	<p>2.3</p>

III. Pliego de condiciones técnicas

Índice de Contenido

1. Objeto	2
2. Condiciones de los materiales	2
3. Condiciones de la implementación de las simulaciones	2
3.1. Simulación Sistema de Tracción Eléctrica.....	2
3.1.1. Cálculo del par de referencia.....	3
3.1.2. Control vectorial.....	3
3.1.3. Inversor y cálculo de potencia del inversor	4
3.1.4. Modelo dinámico	5
3.2. Simulación Sistema de Gestión de Energía	6
3.2.1. Cálculo de la intensidad de referencia de los supercondensadores	6
3.2.2. Control del convertidor DC/DC bidireccional	6
3.2.3. Cálculo del SOC	7
4. Pruebas de servicio	7

1. Objeto

La presente especificación técnica se refiere al análisis, diseño e implementación del sistema electrónico de potencia y de control de un vehículo eléctrico de una potencia de 35 KW y una acumulación de energía de 20 KWh en la batería. Para la implementación de este proyecto se debe utilizar la plataforma *Matlab/Simulink*.

2. Condiciones de los materiales

- **Descripción**

El ordenador utilizado deberá ser un modelo con un procesador Intel Core i7 y 8 GB de RAM o superior. Un modelo con características inferiores podría presentar problemas a la hora de realizar las simulaciones. Además, el equipo informático deberá disponer de una licencia en vigor de *Matlab/Simulink* y tener instalada la versión R2018b o una más reciente (la utilizada en el proyecto ha sido la R2019b) y la librería *Simscape* de *Simulink*.

- **Control de calidad**

No se contempla necesario ningún control de calidad de los materiales.

3. Condiciones de la implementación de las simulaciones

3.1. Simulación Sistema de Tracción Eléctrica

- **Descripción**

La simulación del Sistema de Tracción Eléctrica estará formada por un bloque "*Signal Builder*", cinco bloques "*Goto*", los bloques "*Battery*", "*Capacitor*", "*PMSM*", "*Gear Box*", "*Resistor*", "*Electrical Reference*", "*Mechanical Rotational Reference*" y "*Solver Configuration*" de la librería *Simscape*; y los subsistemas Cálculo del Par de Referencia, Control Vectorial, Inversor Trifásico y Modelo Dinámico. Los subsistemas de sensores y medidas simplemente se implementarán con los bloques de sensores de la librería *Simscape* y los bloques "*Goto*" necesarios, y el subsistema Gráficas con bloques "*Scope*" y "*From*" exceptuando el cálculo de la potencia del inversor y de la potencia mecánica. Para el cálculo de la potencia mecánica se creará un subsistema cuyas entradas serán las revoluciones por minuto del motor y el par medido (previamente conectado a un bloque "*Rate Transition*"). Utilizando un bloque "*Gain*" las revoluciones por minuto se transformarán a radianes y se multiplicarán por el par medido con un bloque "*Product*". Finalmente, con un bloque "*Gain*" se divide la señal entre mil, obteniéndose la potencia en Kilovatios.

En el plano 1 se puede apreciar la interconexión de los bloques y subsistemas.

- **Control de calidad**

Una vez montado todo el sistema y realizados todos los controles de calidad de los demás subsistemas que se describen en este subapartado, en el bloque "*Signal Builder*" se crearán las señales que se crean convenientes y se realizará una simulación. Se comprobará en el subsistema Gráficas que los seguimientos de las referencias son correctos y que la velocidad del vehículo es acorde al par generado por la máquina eléctrica.

3.1.1. Cálculo del par de referencia

- **Descripción**

Para calcular el par de referencia se creará un subsistema en el que se tomarán como entradas la aceleración, el freno y la velocidad del vehículo. Cada entrada se conectará a un bloque "*Rate Transition*". Las funciones que determinarán el par a partir del acelerador y el freno se implementarán con dos bloques "*Lookup Table*". El par de referencia debido al freno deberá ser cero si el vehículo está en reposo. Esto se implementará utilizando un bloque "*Switch*" y un bloque "*Gain*" de valor cero. Los pares calculados a la salida de cada "*Lookup Table*" se sumarán con un bloque "*Sum*", obteniéndose así el par de referencia. El cálculo del par de referencia se deberá temporizar para que se realice cada 10 ms. Esto se hará utilizando los bloques "*Function-Call Generator*" y "*Trigger Port*".

- **Control de calidad**

Se conectarán bloques "*Gain*" a las entradas del subsistema y un bloque "*Display*" a la salida. Se especificarán unos ciertos valores de entrada y se comprobará que el par de referencia obtenido a la salida es acorde con las entradas.

3.1.2. Control vectorial

- **Descripción**

El control vectorial estará formado por tres subsistemas, un bloque "*Inverse Park Transform*", un bloque "*PWM generator*" y una máquina de estados que se encontrará dentro de un bloque "*Chart*".

El primer subsistema será el de Medidas, en el que se introducirán las intensidades del motor, la velocidad y posición del rotor y el voltaje del bus de corriente continua del inversor. Cada entrada se conectará a un bloque "*Rate Transition*". Mediante bloques "*Gain*" se multiplicarán la posición y velocidad del rotor por los pares de polos para obtener la frecuencia y ángulo eléctricos. El voltaje será filtrado mediante un filtro de primer orden con un bloque "*Low-Pass Filter*".

El segundo subsistema se tratará del Generador de Referencias y tendrá como entradas el par de referencia, la frecuencia eléctrica y el voltaje del bus DC filtrado. Las entradas se introducirán en el bloque "*PMSM Current Reference Generator*" (dividiéndose previamente la frecuencia eléctrica entre los pares de polos con un bloque "*Gain*") que calculará las corrientes de referencia d y q, el par de referencia limitado según la potencia máxima del motor y el par máximo que la máquina puede desarrollar en un determinado instante.

El tercer y último subsistema será el Regulador de Corrientes. Sus entradas serán las corrientes d y q de referencia, la intensidad del motor, el ángulo eléctrico, la frecuencia eléctrica y el voltaje del bus DC filtrado. Mediante los bloques "*Park Transform*" y "*Selector*" se transformarán las intensidades trifásicas del motor a las intensidades d y q. Estas intensidades se restarán a sus respectivas referencias con dos bloques "*Sum*" y las salidas de estos se conectarán a dos bloques "*Discrete Transfer Function*" donde se encontrarán implementados los reguladores PI. Para tener en cuenta los acoplamientos y la fuerza contraelectromotriz, se utilizarán los bloques "*Gain*", "*Add*" y "*Product*" para hacer los cálculos correspondientes. El acoplamiento de la intensidad q y la fuerza contraelectromotriz se sumarán a la salida del regulador PI de q y el

acoplamiento d se restará a la salida del PI de d volviendo a utilizar bloques “*Sum*”. Finalmente, la salida de estos bloques y el voltaje del bus DC filtrado (previamente dividido entre raíz de tres con un bloque “*Gain*”) se introducirán en el bloque “*d-q Voltage Limiter*”.

En el bloque “*Chart*” se conectará un bloque “*Function Call Generator*” que hará que se ejecute la máquina de estados cada 50 μ s. La máquina de estados consistirá en varios elementos “*Junction*” y “*Default Transition*”, una variable contador y tres tareas que se ejecutarán en función de la variable contador. Las tres tareas son “*Tarea100 μ s_1*”, “*Tarea100 μ s_2*” y “*Tarea1ms_1*”; que se asociarán a los subsistemas Medidas, Regulador de Corrientes y Generador de Referencias respectivamente mediante los bloques “*Goto*” y “*From*”. Por tanto, en cada subsistema será necesario incluir un bloque “*Trigger*”.

En el plano 1.2 se puede observar cómo se deben conectar los subsistemas y bloques entre sí. La salida del Control Vectorial serán los pulsos aplicados al inversor.

- **Control de calidad**

El control de calidad de este subsistema será el mismo que el del sistema general.

3.1.3. Inversor y cálculo de potencia del inversor

- **Descripción**

El subsistema Inversor estará formado por 6 bloques “*IGBT*” y 6 bloques “*Diode*” de la librería *Simscape Electrical*. La salida del Control Vectorial se introducirá en este subsistema, se dividirán las seis señales que la componen mediante el bloque “*Demux*”, se transformarán a señales físicas con los bloques “*Simulink-Ps Converter*” y se introducirán en la puerta de los transistores. Al primero de los IGBT se conectará el subsistema Medidas IGBT.

Para calcular la potencia del inversor se implementará el subsistema Potencia Inversor dentro del subsistema Gráficas. Las entradas del sistema serán los voltajes de fase v_a , v_b y v_c y las intensidades de línea i_a , i_b y i_c . Los voltajes y las intensidades se introducirán en el subsistema como dos únicas señales, por lo que será necesario separarlas con bloques “*Demux*” y después conectarlas a bloques “*Goto*” para trabajar con bloques “*From*”.

Para calcular la potencia aparente se conectarán bloques “*RMS Measurement*” a cada uno de los bloques “*From*”. A continuación, con tres bloques “*Dot product*” se multiplicarán los voltajes y las intensidades tras pasar por los bloques mencionados y, finalmente, se sumarán las multiplicaciones con un bloque “*Add*”. Tener en cuenta que la frecuencia introducida en los bloques “*RMS Measurement*” se deberá cambiar dependiendo del instante en que se quiera tomar la medida.

Para calcular la potencia activa los bloques “*From*” de las intensidades y voltajes se conectarán a tres bloques “*Dot Product*”. Las salidas de estos últimos se conectarán a tres bloques “*Mean*” y, finalmente, las salidas de los bloques “*Mean*” se sumarán en un bloque “*Add*”. Tener en cuenta que la frecuencia introducida en los bloques “*Mean*” se deberá cambiar dependiendo del instante en que se quiera tomar la medida.

- **Control de calidad**

Se conectará el subsistema Inversor a los bloques “*Battery*” y “*Capacitor*” por su entrada física, al bloque “*PMSM*” por su salida física y a la salida del subsistema Control Vectorial por su entrada PWM. La entrada del subsistema Control Vectorial será un bloque “*Gain*” de valor 205. Entre el subsistema Inversor y el bloque “*PMSM*” se conectará el subsistema Medidas Salida Inversor, tal y como se observa en el plano 1. En los bloques “*RMS Measurement*” y “*Mean*” se introducirá una frecuencia de 217 Hz. Simular 3,8 segundos. La potencia aparente obtenida deberá ser de 111 KVA y la potencia activa de 38 KW.

3.1.4. Modelo dinámico

- **Descripción**

Este subsistema tendrá como entrada la salida del bloque “*Gearbox*” y también incluirá bloques “*From*” para introducir el frenado, la pendiente del terreno y la velocidad del viento. Además, se utilizará un bloque “*Goto*” para la señal de velocidad del vehículo. Estará formado por los bloques “*Wheel and Axle*”, “*Mass*”, “*PS Add*”, “*PS Force Source*” y “*Ps-Simulink Converter*” de *Simscape*, los bloques “*Gain*” y “*Rate Transition*” y los subsistemas Freno Mecánico, Fuerza de gravedad y Fuerza de rozamiento + Fuerza aerodinámica. En el plano 1.4 se observa la interconexión de los diferentes elementos.

El subsistema Freno Mecánico tendrá como entrada el frenado. Estará formado por los bloques de *Simscape* “*PS Lookup Table*”, “*PS Product*”, “*PS Torque Source*”, “*Simulink-Ps Converter*”, “*PS Sign*”, “*Mechanical Rotational Reference*”, “*PS Terminator*”, “*PS dead zone*”, “*Ideal Rotational Motion Sensor*” y el bloque “*Rate Transition*”. La conexión entre los elementos será la que se puede observar en el plano 1.4.

El subsistema Fuerza de Gravedad estará formado primero por un bloque “*Gain*” que transformará a radianes la inclinación del terreno, un bloque “*Ps-Simulink Converter*”, un bloque “*fcn*” que actuará como seno y dos bloques “*Gain*” que multiplicarán la masa por la gravedad y cambiarán el signo de la operación.

El subsistema Fuerza de rozamiento + Fuerza aerodinámica estará compuesto por dos bloques “*PS Add*” y “*PS Product*”, un bloque “*Ps-Simulink Converter*”, dos bloques “*PS Gain*”, un bloque “*PS Constant*”, un bloque “*PS sign*” y un bloque “*PS Deadband*”. En el plano 1.4 se puede observar la conexión del subsistema y los valores a introducir en los bloques “*PS Gain*” y “*PS Constant*”.

- **Control de calidad**

El control de calidad de este subsistema será el mismo que el del sistema en general.

3.2. Simulación Sistema de Gestión de Energía

- **Descripción**

Esta simulación se compondrá de un bloque “*Constant*”, un bloque “*Signal Builder*”, tres bloques “*From*”, tres bloques “*Goto*” y los siguientes bloques de *Simscape*: dos “*inductor*”, dos “*IGBT*” con diodo incluido, dos “*capacitor*”, dos “*Simulink-PS Converter*”, un “*Battery*”, un “*Controlled Current Source*”, un “*Electrical Reference*” y un “*Solver Configuration*”. Además, también se incluirán los subsistemas Cálculo de la intensidad de referencia de los supercondensadores, Control del convertidor DC/DC bidireccional y Cálculo del SOC. Los subsistemas de Gráficas y Sensores y Medidas serían como los de 3.1 pero sin los cálculos de potencias. La conexión del sistema se puede encontrar en el plano 2.

- **Control de calidad**

Una vez montado el sistema y realizados todos los controles de calidad de los distintos subsistemas, se introducirá en el bloque “*Signal Builder*” una señal de intensidad en el bus DC cualquiera con valores tanto positivos como negativos. Se realizará una simulación y se comprobará en el subsistema Gráficas el correcto seguimiento de las referencias y que los voltajes y el SOC disminuyen su valor con intensidades positivas y lo aumentan con intensidades negativas.

3.2.1. Cálculo de la intensidad de referencia de los supercondensadores

- **Descripción**

La entrada de este subsistema será el bloque “*Constant*” y la salida la intensidad de referencia de los supercondensadores. Estará compuesto por cinco bloques “*Rate Transition*”, dos “*Switch*”, un “*Add*”, un “*Product*”, un “*Divide*”, un “*Sign*”, tres “*Gain*” (con valores -1, 0,99 y 1/0,99), seis “*From*” y tres “*Goto*” conectados según el plano 2.1.

- **Control de calidad**

Se conectará un bloque “*Gain*” a la entrada del subsistema y un bloque “*Display*” a la salida. Se especificará un valor cualquiera de intensidad de referencia de batería y se comprobará que el cálculo de la intensidad de referencia de los supercondensadores es correcto.

3.2.2. Control del convertidor DC/DC bidireccional

- **Descripción**

En primer lugar, se conectarán sus entradas (la intensidad de los supercondensadores medida y de referencia) a dos bloques “*Gain*” de valor -1. Después, la salida de los “*Gain*” y las entradas se conectarán a dos bloques “*Switch*”. El “*Switch*” referido a la referencia se conectará al positivo de un bloque “*Sum*” y el otro “*Switch*” al negativo. El bloque “*Sum*” se conectará a un bloque “*Relay*” y su salida se dividirá en dos y se unirá a otros dos bloques “*Switch*”. Las entradas restantes de los “*Switch*” se conectarán a un bloque “*Constant*” de valor cero. Las salidas de los últimos “*Switch*” serán las señales PWM de los transistores. La entrada de comparación en todos los “*Switch*” serán bloques “*From*” con la señal signo.

- **Control de calidad**

El control de calidad de este subsistema será el mismo que el del sistema en general.

3.2.3. Cálculo del SOC

- **Descripción**

El subsistema tendrá en primer lugar un bloque "*From*" con la intensidad de la batería. Este bloque se conectará con un "*Rate Transistor*" y seguidamente con un "*Gain*" de valor la inversa de la capacidad de la batería en Ah. La salida del "*Gain*" se conectará con un "*Discrete Integrator*". Finalmente, con un bloque "*Sum*" se restará el SOC inicial contenido en un bloque "*Constant*" con la salida del "*Discrete Integrator*". El resultado obtenido de todas estas operaciones será el SOC.

- **Control de calidad**

El control de calidad de este subsistema será el mismo que el del sistema en general.

4. Pruebas de servicio

Antes de ejecutar las simulaciones, se ejecutará el fichero Datos.m, que contendrá definidos todos los parámetros de la simulación.

IV. Presupuesto

Índice de Contenido

1. Introducción.....	2
2. Honorarios del ingeniero	3
3. Coste de los materiales.....	3
4. Coste de las amortizaciones del software.....	3
5. Costes de amortización de mobiliario y gastos bancarios	4
6. Coste de los gastos generales.....	4
7. Resumen del presupuesto	5

Índice de Tablas

Tabla 1: Honorarios del ingeniero.....	3
Tabla 2: Coste de los materiales.	3
Tabla 3: Coste de las amortizaciones del software	4
Tabla 4: Costes de amortización de mobiliario y gastos bancarios.....	4
Tabla 5: Coste de los gastos generales	4
Tabla 6: Resumen del presupuesto	5

1. Introducción

En el presente presupuesto se especifican los costes directamente derivados del análisis y el diseño del control electrónico aplicado al vehículo eléctrico estudiado en este proyecto. Los costes se dividen en cinco apartados según su naturaleza: coste de la mano de obra, coste de los materiales, coste de las amortizaciones del software, coste de amortización del mobiliario y gastos bancarios y coste de los gastos generales.

Al precio final del proyecto se añade un 6 % de beneficio industrial y, finalmente, un 21 % de IVA después de aplicar el anterior porcentaje.

2. Honorarios del ingeniero

En este apartado se desglosan los costes de las tareas que ha tenido que realizar el ingeniero para llevar a cabo el proyecto. Teniendo en cuenta que el ingeniero cobra 30 €/hora, en la Tabla 1 se especifican los precios según las horas de trabajo que han sido necesarias.

Tareas	nº horas	Coste unitario (€/h)	Coste total (€)
Estudio de viabilidad	10	30,00	300,00
Diseño del sistema	100	30,00	3.000,00
Implementación de las simulaciones	50	30,00	1.500,00
Pruebas de funcionamiento	40	30,00	1.200,00
Redacción del proyecto	100	30,00	3.000,00
SUBTOTAL	300	-	9.000,00

Tabla 1: Honorarios del ingeniero.

3. Coste de los materiales

En este apartado se desglosan los costes de los equipos informáticos, los cuales se pueden encontrar en la Tabla 2.

Material	Descripción	Cantidad	Precio unitario (€)	Precio total (€)
Asus X556UJ-XO001T	Ordenador Portátil de 8 GB de RAM y con procesador Intel Core i7	1	700,00	700,00
Logitech M185	Ratón inalámbrico con mini receptor USB	1	7,13	7,13
SUBTOTAL	-	-	-	707,13

Tabla 2: Coste de los materiales.

4. Coste de las amortizaciones del software

Para la realización del proyecto ha sido necesaria la adquisición de varias licencias de software. Las licencias son anuales, pero sólo se cobra la parte proporcional correspondiente a la amortización de los meses durante los que se ha realizado el proyecto. Teniendo en cuenta que se han trabajado 300 horas y se han dedicado 8 horas diarias y 22 días al mes, los meses dedicados al proyecto han sido:

$$n^{\circ} \text{ meses} = \frac{300h}{\frac{8h}{\text{día}} \cdot \frac{22 \text{ días}}{\text{mes}}} = 1,7 \text{ meses}$$

En la Tabla 3 se desglosan los precios correspondientes a la amortización de cada una de las licencias.

Software	Descripción	nº meses	Precio anual (€)	Precio amortización (€)
Matlab/Simulink R2019b	Licencia Anual	1,7	800,00	113,33
Microsoft Office Profesional Plus 2016	Licencia Anual	1,7	99,00	14,03
AutoCAD 2020	Licencia Anual	1,7	2227,00	315,49
SUBTOTAL	-	-	-	442,85

Tabla 3: Coste de las amortizaciones del software.

5. Costes de amortización de mobiliario y gastos bancarios

El mobiliario y los gastos bancarios tienen un periodo de amortización de diez años. En la Tabla 4 se encuentran los gastos correspondientes a la amortización de estos conceptos en el periodo de realización del proyecto.

Concepto	nº meses	Precio 10 años (€)	Precio amortización (€)
Mobiliario	1,7	2500,00	35,42
Gastos bancarios	1,7	2000,00	28,33
SUBTOTAL	1,7		63,75

Tabla 4: Costes de amortización de mobiliario y gastos bancarios.

6. Coste de los gastos generales

Dado que el proyectista es un ingeniero en el ejercicio libre de la profesión, se incluyen en la Tabla 5 los gastos referidos a espacio de trabajo y servicios necesarios en el tiempo de realización del proyecto. También se toman en consideración los gastos provenientes de la cuota de autónomos teniendo en cuenta que la base de cotización mensual del autónomo es de 944,40 €.

Concepto	nº meses	Precio mensual (€)	Precio Total (€)
Alquiler oficina	1,7	250,00	425,00
Luz	1,7	30,00	51,00
Agua	1,7	10,00	17,00
Telefonía e Internet	1,7	55,00	93,50
Limpieza	1,7	10,00	17,00
Cuota de autónomos para cotización a la Seguridad Social (30,3%)	1,7	286,15	486,46
SUBTOTAL	-	-	1089,96

Tabla 5: Coste de los gastos generales.

7. Resumen del presupuesto

En la Tabla 6 se recogen los precios totales de cada apartado y se obtiene el precio final del proyecto tras aplicar los debidos porcentajes.

Concepto	Importe (€)
Mano de obra	9000,00
Materiales	707,13
Software	442,85
Mobiliario y gastos bancarios	63,75
Gastos generales	1089,96
Suma antes de Beneficio Industrial	11303,69
6% de Beneficio Industrial	678,22
Suma antes de IVA	11981,91
IVA	2516,20
TOTAL PRESUPUESTO	14498,11

Tabla 6: Resumen del presupuesto.

Asciende el presupuesto general a la expresada cantidad de **CATORCE MIL CUATROCIENTOS NOVENTA Y OCHO CON ONCE CÉNTIMOS**