



**Universidad de Valladolid**



**ESCUELA DE INGENIERÍAS  
INDUSTRIALES**

**UNIVERSIDAD DE VALLADOLID**

**ESCUELA DE INGENIERIAS INDUSTRIALES**

**Grado en Ingeniería Electrónica Industrial  
y Automática**

**ANÁLISIS DE LAS CONFIGURACIONES DE  
ELECTRÓNICA DE POTENCIA EMPLEADAS EN  
LOS SISTEMAS DE TRACCIÓN DE VEHÍCULOS  
ELÉCTRICOS.**

**Autor:**

**García de Pablos, Fidel**

**Tutor:**

**Herrero de Lucas, Luis Carlos  
Departamento de Tecnología  
Electrónica**

**Valladolid, Noviembre 2014.**



## **Resumen**

En este documento se han analizado los diferentes tipos de vehículos, los diferentes motores eléctricos y los convertidores electrónicos empleados para la tracción en vehículos eléctricos. A continuación se ha analizado en mayor profundidad en funcionamiento y el control de convertidores continua continua bidireccionales y de un inversor trifásico en puente para el control de motores de continua y conmutados electrónicamente. Esto se ha acompañado de simulaciones por ordenador mediante Matlab-Simulink y Psim para poder observar el comportamiento de los sistemas. Por último se concluye este trabajo final de grado con el diseño completo de un sistema de tracción contemplando desde el cálculo y elección de los elementos hasta el diseño de su régimen térmico.

## **Palabras clave**

Vehículos eléctricos, Convertidores electrónicos, Frenado regenerativo, Motores eléctricos, Diseño y control de sistemas de tracción.



# Índice general

<b>Introducción</b>	<b>13</b>
<b>Objetivos</b>	<b>15</b>
<b>1. Topologías de tracción eléctrica</b>	<b>17</b>
1.1. Clasificación de los vehículos eléctricos . . . . .	17
1.1.1. Vehículos Eléctricos de Baterías . . . . .	17
1.1.2. Vehículos Híbridos . . . . .	18
1.1.2.1. Configuración Serie . . . . .	18
1.1.2.2. Configuración Paralelo . . . . .	19
1.1.2.3. Configuración Serie-Paralelo . . . . .	19
1.1.3. Vehículos de Célula de Combustible . . . . .	20
1.2. Trenes de tracción . . . . .	21
1.3. Tipos de convertidores . . . . .	22
1.3.1. Convertidores continua alterna . . . . .	22
1.3.2. Convertidores continua continua . . . . .	22
1.3.3. Convertidor continua alterna alimentado mediante un continua continua . . . . .	24
1.4. Vehículos actuales . . . . .	24
<b>2. Tipos de motores</b>	<b>31</b>
2.1. Motor de corriente continua . . . . .	31
2.1.1. Motor de corriente continua con escobillas . . . . .	31
2.1.1.1. Motor de excitación en serie . . . . .	32
2.1.1.2. Motor de excitación en derivación o shunt . . . . .	32
2.1.1.3. Motor de excitación compuesta o compound . . . . .	32
2.1.1.4. Motor de excitación independiente . . . . .	33
2.1.1.5. Motor de imanes permanentes . . . . .	33
2.1.2. Motores corriente continua Brusless . . . . .	33

2.2.	Motores de corriente alterna. . . . .	33
2.2.1.	Motor síncrono. . . . .	34
2.2.2.	Motor asíncrono. . . . .	35
2.3.	Motores de reluctancia conmutada. . . . .	37
2.4.	Motores de flujo axial. . . . .	38
<b>3.</b>	<b>Convertidores continua - continua</b>	<b>39</b>
3.1.	Convertidor de continua bidireccional . . . . .	39
3.1.1.	Modos de funcionamiento . . . . .	40
3.1.1.1.	Funcionamiento en modo Buck . . . . .	40
3.1.1.2.	Funcionamiento en modo Boost . . . . .	40
3.1.2.	Simulación del funcionamiento . . . . .	40
3.1.3.	Control de la tensión de salida . . . . .	42
3.1.3.1.	Carga constante, variación de la referencia . . . . .	43
3.1.3.2.	Carga constante, variación de la entrada . . . . .	43
3.1.3.3.	Carga variable, motor de continua . . . . .	46
3.1.4.	Tracción y frenado de un motor de continua . . . . .	49
3.1.5.	Control de velocidad de un motor de continua. . . . .	49
3.1.6.	Conclusiones. . . . .	53
3.2.	Convertidor en puente . . . . .	54
3.2.1.	Funcionamiento de convertidor . . . . .	55
3.2.2.	Control de tensión de salida . . . . .	57
3.2.3.	Modos de operación del motor de continua . . . . .	57
3.2.3.1.	Tracción directa . . . . .	58
3.2.3.2.	Regeneración directa . . . . .	58
3.2.3.3.	Tracción inversa . . . . .	58
3.2.3.4.	Regeneración inversa . . . . .	59
3.2.4.	Control de velocidad y modo de operación del motor de continua . . . . .	59
3.2.4.1.	Control con inversión de polaridad . . . . .	59
3.2.4.2.	Control con frenado regenerativo . . . . .	60
3.2.5.	Conclusiones . . . . .	62
<b>4.</b>	<b>Convertidor continua-alterna</b>	<b>67</b>
4.1.	Control de motores brushless . . . . .	67
4.2.	Esquema de control . . . . .	69
4.3.	Simulación del funcionamiento . . . . .	71
4.4.	Conclusiones . . . . .	73

<b>5. Frenado Regenerativo</b>	<b>75</b>
5.1. Convertidores . . . . .	75
5.2. Frenado motor brushless . . . . .	76
5.2.1. Frenado con un solo polo . . . . .	76
5.2.2. Frenado con dos polos . . . . .	78
5.2.3. Frenado con tres polos . . . . .	79
5.3. Frenado motor dc . . . . .	80
5.3.1. Convertidor buck-boost bidireccional . . . . .	80
5.3.2. Convertidor en puente . . . . .	81
5.3.2.1. En función de la velocidad . . . . .	82
5.3.2.1.1. Conmutación de un polo . . . . .	82
5.3.2.1.2. Conmutación de dos polos . . . . .	85
5.3.2.2. En función de las corrientes . . . . .	86
5.4. Sistemas de almacenamiento Ultracondensadores . . . . .	88
5.5. Conclusiones . . . . .	89
<b>6. Diseño de un sistema de tracción</b>	<b>91</b>
6.1. Diseño de la estructura . . . . .	91
6.2. Dimensionado de los componentes . . . . .	91
6.2.1. Motor . . . . .	91
6.2.2. Convertidor continua continua . . . . .	92
6.2.2.1. Inductancia . . . . .	92
6.2.2.2. Condensador de filtrado . . . . .	94
6.2.2.3. Elección de los polos . . . . .	94
6.2.3. Inversor . . . . .	95
6.3. Simulación del comportamiento . . . . .	95
6.3.1. Continua continua . . . . .	95
6.3.2. Continua alterna . . . . .	99
6.3.3. Conjunto completo . . . . .	99
6.4. Régimen térmico . . . . .	102
6.4.1. Calculo de las perdidas de potencia . . . . .	102
6.4.1.1. Convertidor continua continua . . . . .	103
6.4.1.2. Convertidor continua alterna . . . . .	104
6.4.2. Elección del disipador . . . . .	104
<b>7. Conclusiones y proyectos futuros</b>	<b>109</b>

<b>Bibliografía</b>	<b>111</b>
<b>Anexos</b>	<b>113</b>
<b>A. Curvas del motor</b>	<b>115</b>
<b>B. Hojas de datos de los IGBT's</b>	<b>117</b>
<b>C. Características del disipador</b>	<b>123</b>
<b>D. Modulo de Ultracondensadores</b>	<b>131</b>

# Índice de figuras

1.1. Esquema vehículo eléctrico [1]. . . . .	17
1.2. Esquema Híbrido Configuración Serie [1]. . . . .	18
1.3. Esquema Híbrido Configuración Paralelo [1]. . . . .	19
1.4. Esquema Configuración Serie-Paralelo [1]. . . . .	20
1.5. Esquema vehículo de célula de combustible [1]. . . . .	20
1.6. Posibles topologías de tracción e sport, e family y e city [2]. . . . .	21
1.7. Diferentes estructuras para inversores [3]. . . . .	23
1.8. Convertidor de corriente bidireccional [2]. . . . .	23
1.9. Opel Ampera . . . . .	26
1.10. Toyota Prius . . . . .	27
1.11. Renault Twizy . . . . .	28
1.12. Renault Fluence . . . . .	29
2.1. Estructura motor corriente continua con escobillas. . . . .	32
2.2. Motor brushless y controlador. . . . .	34
2.3. Esquema del motor síncrono. . . . .	35
2.4. Motores asíncronos. . . . .	36
2.5. Motor de reluctancia conmutada. . . . .	37
2.6. Motor de flujo axial. . . . .	38
3.1. Convertidor bidireccional [2]. . . . .	39
3.2. Esquema convertidor bidireccional Simulink. . . . .	41
3.3. Funcionamiento Buck. . . . .	42
3.4. Funcionamiento Boost. . . . .	43
3.5. Buck con control de tensión. . . . .	44
3.6. Seguimiento de tensión. . . . .	44
3.7. Control de tensión de salida para entrada variable. . . . .	45
3.8. Tensiones en los extremos del convertidor y referencia. . . . .	46

3.9. Motor de continua controlado por convertidor bidireccional. . . . .	47
3.10. Tensiones y corriente en el convertidor. . . . .	48
3.11. Estado de la batería. . . . .	48
3.12. Convertidor bidireccional y motor. . . . .	49
3.13. Consumo de energía en tracción. . . . .	50
3.14. Devolución de energía desde el motor. . . . .	50
3.15. Esquema del convertidor bidireccional con control de velocidad. . . . .	51
3.16. Velocidad de salida y de referencia. . . . .	52
3.17. Estado de la batería. . . . .	52
3.18. Velocidad de salida y de referencia. . . . .	53
3.19. Estado de la batería. . . . .	54
3.20. Convertidor en puente y cuadrantes de operación [10]. . . . .	55
3.21. Esquema del convertidor en puente. . . . .	56
3.22. Generador de pulsos PWM bipolar. . . . .	56
3.23. Tensiones y corrientes en el convertidor en puente. . . . .	57
3.24. Convertidor en puente con control de tensión. . . . .	58
3.25. Tensión de salida controlada mediante una referencia. . . . .	59
3.26. Esquema del control de velocidad por inversión de polaridad. . . . .	61
3.27. Velocidades de referencia y de giro y corriente por la armadura. . . . .	62
3.28. Esquema del control de velocidad con frenado regenerativo. . . . .	63
3.29. Velocidades de giro, de referencia y corriente por la armadura. . . . .	64
3.30. Corrientes por los polos durante el frenado regenerativo. . . . .	64
3.31. Tensión, corriente y estado de carga de la batería. . . . .	64
4.1. Vectores de conmutación para el giro en sentido horario. . . . .	68
4.2. Esquema de simulación brushless. . . . .	69
4.3. Inversor en puente, estructura del bloque simulik. . . . .	69
4.4. Esquema del bloque generador de disparos. . . . .	70
4.5. Velocidades de giro, referencia y tensión de control. . . . .	71
4.6. Señales de disparo de los polos. . . . .	72
4.7. Estado de carga, tensión y corriente durante el frenado. . . . .	72
5.1. Conmutación de un solo polo [13] . . . . .	77
5.2. Velocidades, tensión y corriente en la batería. . . . .	78
5.3. Conmutación con dos polos [13]. . . . .	79
5.4. Velocidades, tensión y corriente en la batería. . . . .	80

5.5. Conmutación con dos polos [13]. . . . .	81
5.6. Velocidades, tensión y corriente en la batería. . . . .	82
5.7. Esquema del motor dc con convertidor en puente. . . . .	83
5.8. Velocidades de giro y referencia y corriente de armadura. . . . .	84
5.9. Corrientes por los polos durante el frenado. . . . .	84
5.10. Tensión, corriente y estado de carga de la batería. . . . .	85
5.11. Velocidades de giro y referencia y corriente de armadura. . . . .	85
5.12. Corrientes por los polos durante el frenado. . . . .	86
5.13. Tensión, corriente y estado de carga de la batería. . . . .	86
5.14. Velocidades de giro y referencia y corriente de armadura. . . . .	87
5.15. Corrientes por los polos durante el frenado. . . . .	88
5.16. Tensión, corriente y estado de carga de la batería. . . . .	88
6.1. Estructura de la topología. . . . .	91
6.2. Curvas de carga y descargas. . . . .	93
6.3. Esquema continua continua. . . . .	96
6.4. Tensiones y corrientes en el convertidor. . . . .	97
6.5. Tensiones y corrientes sin acción proporcional. . . . .	97
6.6. Esquema de simulación PSIM. . . . .	98
6.7. Bloques de control y de carga. . . . .	98
6.8. Tensión de salida y corriente por el convertidor. . . . .	99
6.9. Rizado de la corriente. . . . .	100
6.10. Rizado de la tensión de salida. . . . .	100
6.11. Esquema completo de la estructura. . . . .	101
6.12. Convertidor continua alterna. . . . .	101
6.13. Velocidad de giro y referencia. . . . .	102
6.14. Tensión en el bus de continua. . . . .	102
6.15. Tensiones y corriente en los polos. . . . .	103
6.16. Analogía eléctrica en la disipación del calor. . . . .	105
6.17. Anclaje módulo disipador mediante tornillos. . . . .	107
6.18. Modelo 3D disipador continua continua. . . . .	107
6.19. Modelo 3D disipador continua alterna. . . . .	108
6.20. Esquema del circuito de refrigeración. . . . .	108



# Introducción

Debido a las necesidades de desplazamientos existentes hoy en día tanto de personas como mercancías se hace necesaria la existencia de vehículos que permitan realizar estos desplazamientos. Por otro lado y debido a las condiciones ambientales que se están produciendo derivadas de las emisiones contaminantes provocadas por los combustibles empleados actualmente por los vehículos, se hace necesario un cambio en los medios de transporte.

Unido a la problemática de las emisiones contaminantes, actualmente presentamos una gran dependencia de los combustibles fósiles que son una fuente de energía agotable. Debido a esta problemática que se nos presenta nos vemos obligados a tratar de cambiar el sistema de propulsión de nuestros medios de transporte. De esta manera resurge la idea de los vehículos propulsados mediante motores eléctricos.

La idea comenzó a finales del siglo XIX cuando estos vehículos se encontraban compitiendo con los vehículos de combustión. Pero finalmente, la mejora del motor de combustión interna hizo que finalmente se dejasen de emplear salvo en aplicaciones muy específicas como en lugares cerrados y otros lugares en los que se debe evitar la emisión de gases contaminantes.

Este tipo de vehículos, presentan una serie de ventajas frente a los tradicionales entre la que podemos destacar una mayor eficiencia, mayor simplicidad y una ausencia de emisiones contaminantes durante su funcionamiento. Esto último nos permitiría eliminar las emisiones locales debidas a la circulación de vehículos especialmente importantes en los núcleos urbanos.

De este modo se conseguiría mejorar notablemente la calidad del aire en las ciudades. En el caso de las emisiones contaminantes totales se podrían reducir dado que existen nuevas técnicas de producción de energía eléctrica asociadas al aprovechamiento de las energías renovables.

Debido principalmente al nivel de desarrollo que presentan los sistemas de almacenamiento de la energía actualmente, las aplicaciones de los vehículos eléctricos quedan reducidas a pequeños desplazamientos y preferentemente a velocidades no muy elevadas. Por lo que en muchos casos se opta por el desarrollo de vehículos híbridos que nos permitan combinar las características de los sistemas eléctricos con los motores de combustión tradicionales.

Si nos detenemos a observar la circulación por zonas urbanas, podemos ver que toda se lleva a cabo a velocidades reducidas, con frecuentes paradas y trayectos cortos. Esto hace que los sistemas de tracción eléctrica sean mucho más adecuados que los tradicionales al resultar más eficientes, sencillos de manejar y no contaminantes.

Debido a la gran importancia de este tipo de sistemas que están actualmente en desarrollo tanto los eléctricos como los híbridos comparten el principio de funcionamiento, hemos

realizado un análisis sobre las diferentes estructuras de los sistemas de tracción prestando especial atención a la alimentación y el control del motor. Para esto se han estudiado diferentes tipos de convertidores y por último se ha propuesto un sistema de tracción.

# Objetivos

Mediante la realización de este texto trataremos de estudiar las diferentes posibilidades que se tienen en la construcción de un vehículo con un sistema de impulsión mediante un motor eléctrico. Para ello se ha buscado el cumplir con los siguiente objetivos:

- **Clasificación de las diferentes topologías.** Esto nos permitirá conocer el tipo de vehículo del que se trata y darnos una idea de los elementos que lo componen y como se deben realizar su controles.
- **Estudio y análisis de los tipos de motores eléctricos.** Esto no dará una idea de los diferentes motores que podemos encontrarnos y debido a sus características y estructura de la idoneidad o no idoneidad para la aplicación deseada.
- **Estudio de los diferentes convertidores de potencia empleados en tracción eléctrica.** Mediante este estudio podemos determinar las características de los convertidores que nos podemos encontrar y si estos se ajustan a nuestras necesidades. Esto tiene una gran dependencia con el tipo de motor empleado, las características que queramos demandar a nuestro sistema y la complejidad del control del mismo.
- **Simulación y verificación del comportamiento de los sistemas.** En este caso se tratará de poder observar como sería el comportamiento, y que características deberíamos de controlar para conseguir el correcto comportamiento de nuestros sistemas simulando su comportamiento en distintas situaciones.
- **Diseño de estrategias de control.** Se deberá estudiar el comportamiento deseado de los sistemas y partir de él, elaborar las técnicas de control para controlar el funcionamiento de los sistemas.
- **Estudio sobre recuperación de energía en las frenadas.** Se deberá estudiar como hacer que los sistemas recuperen energía durante las frenadas haciendo que los motores se comporten como generadores mediante diferentes técnicas de control.
- **Dimensionado de un sistema de tracción.** Se deberá realizar el completo dimensionado de la parte de potencia que controla el sistema de tracción para un motor determinado, debiéndose elegir de forma adecuada los elementos que compondrán el sistemas.



# Capítulo 1

## Topologías de tracción eléctrica

### 1.1. Clasificación de los vehículos eléctricos.

Debido a la creciente necesidad de disminuir las emisiones contaminantes y la necesidad de mejorar los consumos de combustible en la creciente industria del automóvil. Se está generando una clara tendencia al uso de sistemas de tracción eléctrica para movilidad. De aquí surgen las diversas modalidades de vehículos que podemos encontrar hoy en día en el mercado o en fase de desarrollo.

A continuación haremos un pequeño análisis de las diversas configuraciones que podemos encontrar en los diferentes vehículos desde los completamente eléctricos a los híbridos y sus variantes.

#### 1.1.1. Vehículos Eléctricos de Baterías

Este tipo de vehículos son puramente eléctricos es decir se les hace funcionar únicamente mediante un sistema de tracción eléctrica. En este caso se sustituyen el motor de combustión interna y gran parte del sistema de transmisiones por un sistema completamente eléctrico. Este sistema consta de una fuente de almacenamiento de energía que tradicionalmente suelen ser baterías, uno o varios motores eléctricos y un convertidor de potencia que es el encargado del control del motor. En la Figura 1.1 podemos ver el esquema básico de un vehículo eléctrico de baterías.

En este caso se puede ver como además de las baterías para almacenamiento se pueden emplear ultra condensadores para el almacenamiento de grandes cantidades de energía en

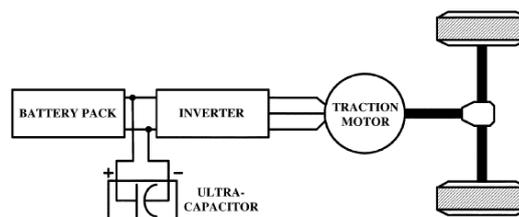


Figura 1.1: Esquema vehículo eléctrico [1].

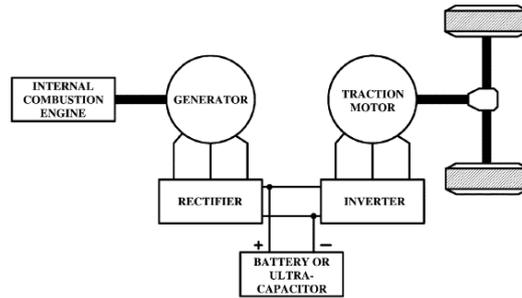


Figura 1.2: Esquema Híbrido Configuración Serie [1].

cortos periodos de tiempo como puede ser en el frenado regenerativo. También vemos que en este caso se ha empleado un sistema inversor para realizar el control del motor.

Debido a la gran dependencia que tienen estos vehículos de las baterías para almacenamiento de la energía, sus prestaciones quedan limitadas a la capacidad de la batería no siendo posible su uso en vehículos con altas potencias o grandes autonomías. Esto hace que la industria apueste por los vehículos híbridos y de pila de combustible en el futuro más inmediato.

### 1.1.2. Vehículos Híbridos

En este caso los vehículos combinan el tradicional motor de combustión interna con un sistema eléctrico que puede ser el encargado de la propulsión del vehículo, empleándose el motor de combustión como sistema auxiliar para la producción de energía. En otros casos la tracción la realizan los dos sistemas complementándose o se emplea el sistema eléctrico como una ayuda al motor de combustión interna.

#### 1.1.2.1. Configuración Serie

Su estructura es muy similar a la de los vehículos eléctricos de baterías. En este caso se emplea un motor de combustión interna no para mover el vehículo de forma directa sino que mueve un generador eléctrico que nos permite recargar las baterías a las que se encuentra conectado el motor eléctrico. Esta configuración posee la ventaja de que el motor de combustión interna se encuentra siempre operando en su punto óptimo de funcionamiento con lo que se consigue una mayor eficiencia. Por lo tanto en este caso el sistema eléctrico es el encargado de la tracción del vehículo no existiendo una conexión mecánica directa entre el motor de combustión y las ruedas.

Si observamos la Figura 1.2 podemos ver el esquema de un vehículo híbrido en configuración serie. En ella se puede ver como el motor eléctrico se encuentra conectado a las ruedas directamente y es controlado por un inversor. Este inversor es alimentado mediante una baterías o ultra condensadores que son recargados mediante un generador de corriente alterna movido por el motor de combustión interna. Al generar la corriente en alterna es necesaria la presencia de un rectificador para el posterior almacenamiento de la energía en las baterías. Esta doble conversión de la energía genera la perdida de una parte de dicha energía.

En este tipo de vehículos el generador se en carga de mantener la batería siempre entre los niveles superior e inferior de carga. Para esto el motor de combustión interna es encendido cuando la batería llega al nivel inferior de carga y desconectado al llegar al nivel superior. De esta manera se suele mantener siempre la baterías en un rango del 65 %-75 % del nivel

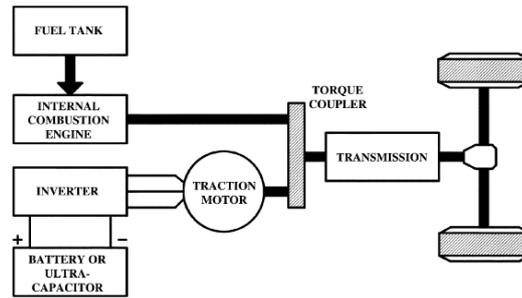


Figura 1.3: Esquema Híbrido Configuración Paralelo [1].

de carga máximo. Su mejor campo de aplicación se encuentra en la conducción por ciudad en la que se mejora notablemente el consumo de combustible.

### 1.1.2.2. Configuración Paralelo

En este tipo de vehículos a diferencia de los anteriores, tanto el motor de combustión interna como el eléctrico son capaces de mover el vehículo. Pueden aportar tracción cada uno de los motores por separado en distintos momentos o puede hacerse de forma conjunta. De esta manera se tiene una gran libertad a la hora de seleccionar el par que se desea aportar a en cada momento.

Debido a esta gran cantidad de posibles combinaciones que podemos tener, se puede usar el motor de combustión interna de diversas maneras. La estrategia más empleada es la de usarlo solo para altas velocidades y en bajas velocidades emplear el motor eléctrico que posee una mayor eficiencia que el de combustión.

Como vemos e la Figura 1.3 los dos motores se encuentra conectados a la transmisión por lo que se hace necesario un sistema de variación de la relación de transmisión continuo. Con este conseguimos mantener el motor de combustión en su punto de máxima eficiencia pudiendo demandar libremente el par necesario. Otra consecuencia de esta conexión es que cuando el motor de combustión se encuentra funcionando solo, se puede emplear el motor eléctrico a modo de generador para la recarga de las baterías.

Como consecuencia de la aplicación de esta nueva configuración conseguimos una reducción en el consumo de combustible debida principalmente al aumento de la eficiencia energética de nuestro motor térmico. También se puede emplear el motor eléctrico como generador durante las frenadas permitiendo recargar las baterías. En comparación con la configuración serie, en esta se producen menor número de conversiones energéticas lo que minimiza las perdidas lo que hacen que sea la configuración de mayor eficiencia energética.

### 1.1.2.3. Configuración Serie-Paralelo

La configuración serie-paralelo es una combinación de las dos anteriores permitiendo combinar las ventajas de ambas configuraciones. Esta nueva configuración puede ser vista coma una configuración serie a la que se ha añadido una conexión mecánica entre el motor eléctrico y el generador o como una configuración paralelo a la que se ha añadido un generador eléctrico. Esto hace que esta sea una configuración más cara y compleja que las anteriores. Ver Figura 1.4.

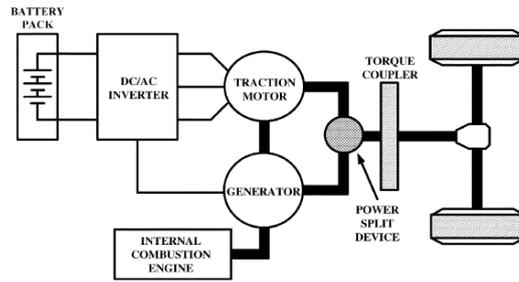


Figura 1.4: Esquema Configuración Serie-Paralelo [1].

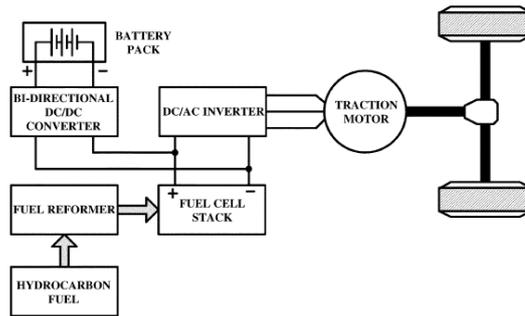


Figura 1.5: Esquema vehículo de célula de combustible [1].

Con esta configuración se consigue hacer múltiples combinaciones. Generalmente se suele emplear el motor eléctrico durante el arranque y como apoyo en las aceleraciones mientras que el motor de combustión se emplea en el funcionamiento normal. Durante las frenadas o reducciones, se emplea el motor eléctrico a modo de generador y el motor de combustión se mantiene funcionando para mover el generador y recargar las baterías.

### 1.1.3. Vehículos de Célula de Combustible

Este tipo de vehículos al igual que los anteriores son movidos por un motor eléctrico, pero difieren en la forma de producir o almacenar la energía. Estos vehículos emplean una célula de combustible consta de dos electrodos separados por una membrana. Al alimentar el ánodo de la célula con hidrógeno y el cátodo con oxígeno la reacción resultante es capaz de generar energía eléctrica.

El hidrógeno necesario se puede encontrar almacenado en un depósito presurizado en el propio vehículo o se puede obtener a partir de algún hidrocarburo con gran contenido en hidrógeno como se ve en la Figura 1.5. En este caso es necesaria una etapa previa de extracción del hidrógeno. Tras la etapa de obtención de electricidad a partir de la célula de hidrógeno el resto es similar al del coche eléctrico con baterías.

Una vez producida la tensión continua en la célula, esta es enviada al convertidor que es el encargado de acondicionarla para poder ser usada por el motor. En este modo de funcionamiento con la célula de combustible se consigue una gran eficiencia debido a que solo se produce una conversión de energía. La presencia de las baterías permiten al vehículo otra forma de almacenar energía pudiéndose aumentar la autonomía. La principal desventaja de este tipo de vehículos es el elevado precio de las células. Otro factores es que es una actualmente poco investigada.

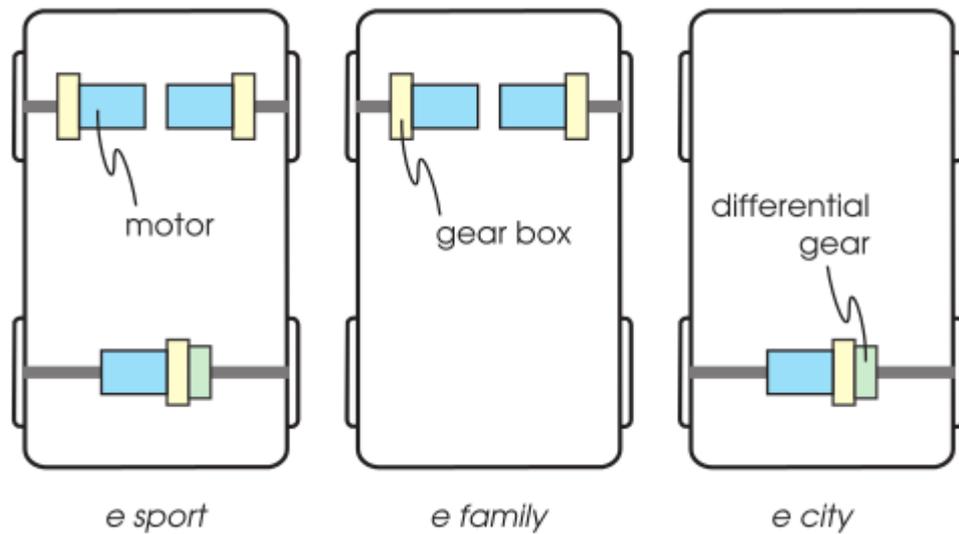


Figura 1.6: Posibles topologías de tracción e sport, e family y e city [2].

## 1.2. Trenes de tracción

Los diferentes tipos de vehículos los podemos clasificar en función de diferentes aspectos, comenzaremos empleando la clasificación de [2] que lo realiza en función del número de motores y ejes que tienen tracción. Esta clasificación engloba los tipos de vehículos en tres tipos en función del rendimiento que podemos obtener de cada uno. Distinguiremos entre tres tipos de vehículos uno deportivo o de alto rendimientos (sport), otro para un uso familiar (family) que suelen tener gran tamaño y albergar un gran número de plazas y por último los de uso urbano (city) que suelen tener bajas potencias y emplearse para pequeños desplazamientos por suelo urbano.

En la Figura 1.6 podemos ver una representación esquemática de los trenes de potencia de cada uno de los tres modelos. Cabe destacar que tenemos configuraciones diferentes en los ejes, en la primera podemos emplear un único motor eléctrico conectado al eje mediante un diferencial y en la otra empleamos dos motores gemelos independientes cada uno de ellos conectados a una rueda aportando tracción de forma independiente.

El modelo sport emplea las dos configuraciones de ejes para conseguir la tracción a las cuatro ruedas y una mayor potencia debida a la acción simultanea de los tres motores. El empleo de motores gemelos en el eje trasero permite obtener una separación del par aplicado a cada rueda.

Por su parte el modelo family emplea una configuración de motores gemelos que permite conseguir bastante potencia y la separación del par aplicado a cada una de las ruedas. Esto puede ser de mucha ayuda en determinadas situaciones. Por último el modelo city emplea un único motor con diferencial dado que su principal uso no requiere de potencias muy elevadas y de esta manera se pueden reducir los sistemas de almacenamiento manteniéndose unas buenas autonomías con tamaños y pesos reducidos.

Una vez hemos definido los trenes de tracción debemos determinar la configuración de los controladores que emplearemos para controlar los motores.

### 1.3. Tipos de convertidores

Antes se vio que una buena forma de clasificar los vehículos podía ser en función de la configuración que de su tren de tracción pudiendo presentar uno o varios motores. Con el fin de poder regular las condiciones de operación del motor, entre ellas la velocidad, debemos emplear un convertidor electrónico para alimentar los motores. Estos convertidores los diferenciaremos en dos grupos en función de la corriente de salida que generan.

#### 1.3.1. Convertidores continua alterna

Los inversores o convertidores continua alterna, nos permiten obtener una corriente alterna a partir de la corriente continua que nos pueden proporcionar las baterías. De esta manera somos capaces de emplear motores de corriente alterna en los vehículos eléctricos. Estos convertidores no solo son capaces de generar una corriente alterna sino que se pueden emplear para generar corrientes continuas pulsatorias. Este tipo de corrientes son empleadas en el control de los motores brushless que a pesar de ser considerados como motores de corriente continua necesitan una conmutación externa. Con este tipo convertidores conseguimos alimentar cada una de las fases con tensiones positivas, negativas o dejar sin conexión según sea necesario.

Dentro de este tipo de convertidores los podemos encontrar con diferentes estructuras, en [3] se exponen las principales estructuras para este tipo de convertidores, las podemos ver en la Figura 1.7. En todas ellas se han construido con tres fases para la alimentación de los ampliamente empleados motores trifásicos.

El inversor en fuente de tensión Figura 1.7a, se emplea muy frecuentemente en este tipo de sistemas. Está constituido por un gran banco de condensadores que se encargan de mantener constante la tensión de alimentación y un puente trifásico de IGBT's. En la Figura 1.7b aparece representado en inversor en fuente de corriente. Este es un convertidor de tipo elevador dado que nos permite obtener a la salida una tensión de salida mayor que la continua de entrada. En este caso se emplea un convertidor de continua para elevar la tensión de entrada y una bobina para que la entrada se comporte como una fuente de corriente. Los condensadores situados a la salida, se emplean a modo de filtro para obtener señales sinusoidales a la salida. En este caso los diodos no se encuentra en paralelo con los polos sino en serie con el fin de poder bloquear la corriente en ambos sentidos.

Si realizamos una combinación de las anteriores estructuras, conseguiremos un inversor en fuente z como el de la Figura 1.7c. Este tipo de convertidor trata de combinar las ventajas de los anteriores, este tipo de inversor permite funcionar tanto como reductor como elevador. El principal problema de este tipo de inversores es que tienen una menor eficiencia. Por último tenemos los inversores resonantes o de conmutación suave Figura 1.7d. Este tipo de inversores emplean un circuito resonante a su entrada con el fin de conseguir que la conmutación de los polos se lleve a cabo con tensión o corriente nulas. De esta manera se consigue una gran reducción de las pérdidas por conmutación del convertidor.

#### 1.3.2. Convertidores continua continua

El uso de estos convertidores permite adecuar la tensión que nos aporta nuestra batería a la tensión de funcionamiento de los posibles inversores o los motores de corriente continua empleados. Esto se consigue independientemente del estado de carga de nuestra batería. A

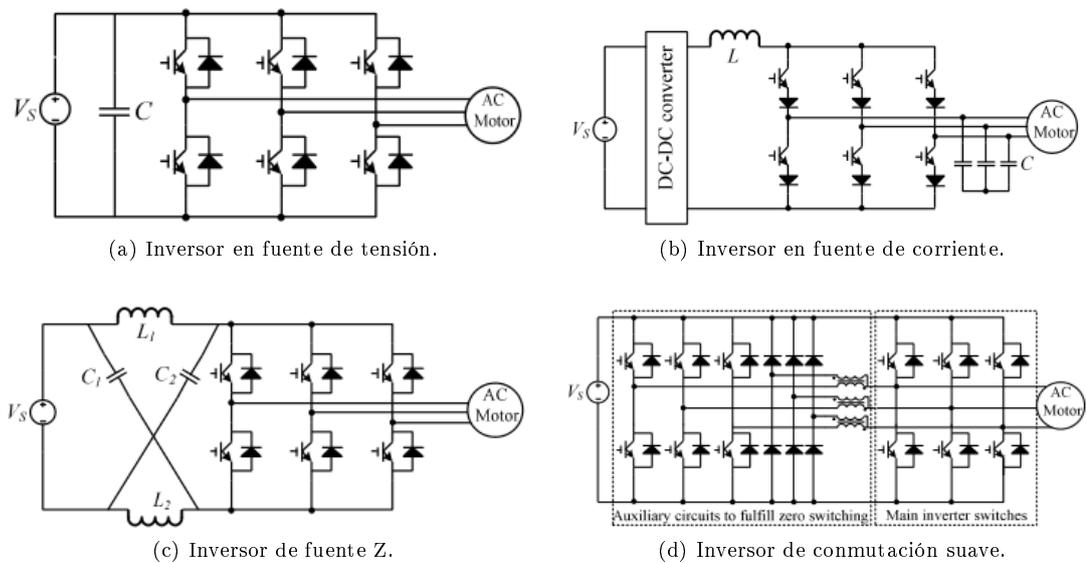


Figura 1.7: Diferentes estructuras para inversores [3].

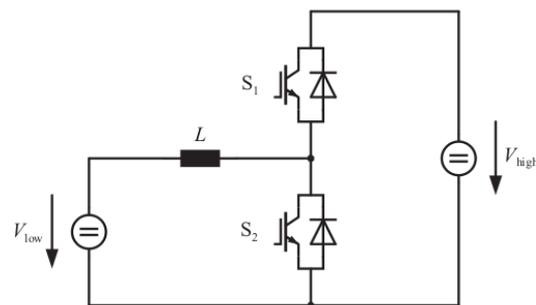


Figura 1.8: Convertidor de corriente bidireccional [2].

pesar de que existen multitud de topologías entre ellas las clásicas elevadoras, reductores y elevadoras reductoras, en el caso de la tracción eléctrica solo podremos emplear convertidores que permitan un manejo bidireccional de la corriente de modo que nos permita la devolución de parte de la energía hacia la fuente de alimentación.

A pesar de existir convertidores resonantes que permiten una importante disminución de las pérdidas de conmutación, en este caso nos centraremos en los convertidores de conmutación forzada. De entre estos destacaremos el convertidor bidireccional buck boost como el de la Figura 1.8 que nos permite tener dos tensiones diferentes una alta y otra baja en sus extremos permitiendo el intercambio de energía en ambos sentidos. Una de sus aplicaciones la encontramos en [5] donde lo emplean para alimentar un inversor a partir de una baterías con una tensión inferior a la de funcionamiento del inversor.

El otro convertidor de continua que comentaremos está formado por un puente completo de IGBT's también llamado puente H que nos permitirá alimentar un motor de continua con tensiones tanto positivas como negativas. Esta posibilidad de invertir la tensión de alimentación nos permite invertir el sentido de giro de nuestro motor. Su estructura es similar a la mostrada en [6].

Otro tipo son los convertidores resonantes, estos emplean una inductancia relativa-

mente pequeña y consigue este modo realizar una conmutación a tensión nula consiguiendo una topología de conmutación suave. En este caso se eliminan las pérdidas de conexión en los IGBTs. La colocación de un condensador de amortiguación en paralelo con los IGBTs permite reducir las pérdidas por desconexión generadas en el IGBT mediante una reducción de la pendiente de la tensión en dicho proceso.

### 1.3.3. Convertidor continua alterna alimentado mediante un continua continua

Podemos encontrarnos con configuraciones que combinen la presencia de un convertidor continua continua y de un inversor. Esto es debido a que se pueden emplear las características del continua continua para estabilizar la tensión de batería o alimentación de un sistema de almacenamiento auxiliar. Nos podemos encontrar con una configuración en la que conectamos un continua continua bidireccional con un inversor en fuente de tensión. Como vemos en [4] se emplea esta misma topología pero para conectar el vehículo a la red para la recarga.

## 1.4. Vehículos actuales

Una vez hemos visto los posibles tipos de vehículos tanto híbridos como eléctricos que podemos encontrarnos, pasaremos a ver algunos de los vehículos que se encuentran actualmente en el mercado y en que grupos podrían clasificarse en función de sus sistemas de propulsión empleados y del tipo de motor y su corriente de alimentación.

**Opel Ampera** Estos vehículos se encontrarían dentro del grupo de híbridos con configuración en serie, también llamados eléctricos de autonomía prolongada debido a que su sistema de tracción es únicamente eléctrico. Este vehículo cuenta con dos motores eléctricos de 111kW y 54Kw que actúan como motor y como generador de energía eléctrica respectivamente. Como sistemas de almacenamiento lleva una batería LI-IÓN de 370V y 16kWh y un motor de combustión interna de 1,4l y 86cv.

### Características Principales Opel Ampera Excellence

#### Prestaciones y consumos homologados

Velocidad máxima (km/h) 161  
Aceleración 0-100 km/h (s) 9,0  
Consumo medio (l/100 km) 1,2  
Emisiones de CO<sub>2</sub> (gr/km) 27  
Dimensiones, peso, capacidades  
Tipo de Carrocería Turismo  
Número de puertas 5  
Peso (kg) 1732  
Combustible Gasolina (litros) 35  
Capacidad recargable mediante suministro eléctrico externo (kWh) 10  
Número de plazas / Distribución de asientos 4 / 2 + 2

Motor de Combustión

Propósito Generar corriente eléctrica  
Combustible Gasolina  
Potencia máxima CV - kW / rpm 86 - 63 / 4800  
Par máximo Nm / rpm 130 / 4250  
Situación Delantero transversal  
Número de cilindros 4 - En línea  
Cilindrada (cm3) 1398

#### Motor Eléctrico 1

Propósito Impulsar el vehículo  
Potencia máxima CV - kW / rpm 151 - 111,0 / --  
Par máximo Nm / rpm 370,0 / --  
Ubicación Delantero transversal

#### Motor Eléctrico 2

Propósito Impulsar al vehículo / generar corriente eléctrica  
Potencia máxima CV - kW / rpm 73 - 54,0 / --  
Ubicación Delantero transversal

#### Batería

Tipo Acumulador de iones de litio  
Ubicación Central  
Capacidad kWh 16,0  
Capacidad útil kWh 10,4

#### Alimentadores

Tipo / tiempo de carga total (h) Enchufe a la red eléctrica 230V / 4

#### Transmisión

Tracción Delantera  
Caja de cambios Automático, Múltiples velocidades  
Tipo de Embrague Sin embrague

<http://www.km77.com/precios/opel/ampera/2012/ampera>

**Toyota Prius** Este vehículo lo incluiríamos dentro del grupo de los híbridos con configuración en paralelo, emplea un motor eléctrico de 60kW combinado con un motor de combustión interna de 136cv. Como sistema de almacenamiento, este emplea una batería NIMH de 200V y 27kWh que salvo en la versión Plug-in no se puede recargar desde la red eléctrica. Este vehículo emplea el motor eléctrico para la circulación a velocidades reducidas y el motor de combustión para velocidades elevadas. De este modo se aprovecha la mayor eficiencia del motor eléctrico en la circulación urbana.

#### Características Principales Toyota Prius 1.8 HSD Advance

Prestaciones y consumos homologados



Figura 1.9: Opel Ampera

Velocidad máxima (km/h) 180  
Aceleración 0-100 km/h (s) 10,4  
Consumo urbano (l/100 km) 3,9  
Consumo extraurbano (l/100 km) 3,7  
Consumo medio (l/100 km) 3,9  
Emisiones de CO<sub>2</sub> (gr/km) 90  
Normativa de emisiones Euro V

#### Dimensiones, peso, capacidades

Tipo de Carrocería Turismo  
Número de puertas 5  
Número de plazas / Distribución de asientos 5 / 2 + 3

#### Motor de Combustión

Propósito Impulsar el vehículo  
Combustible Gasolina  
Potencia máxima CV - kW / rpm 99 - 73 / 5200  
Par máximo Nm / rpm 142 / 4000  
Situación Delantero transversal  
Número de cilindros 4 - En línea  
Cilindrada (cm<sup>3</sup>) 1798  
Automatismo de parada y arranque del motor ("Stop/Start") Sí

#### Motor Eléctrico

Propósito Impulsar al vehículo / generar corriente eléc  
Tipo de corriente Corriente alterna  
Potencia máxima CV - kW / rpm 82 - 60,0 / --  
Par máximo Nm / rpm 207,0 / --  
Ubicación Delantero transversal  
Tensión nominal (V) 202

#### Batería

Tipo Acumulador de níquel - hidruro metálico  
Ubicación Trasera



Figura 1.10: Toyota Prius

#### Transmisión

Tracción Delantera

Caja de cambios Automático, Múltiples velocidades

Tipo de mando Selección

<http://www.km77.com/precios/toyota/prius/2012/prius-18-vvt-i-advance>

**Renault Twizy** Consiste en un pequeño vehículo completamente eléctrico o vehículo eléctrico de batería que se puede encontrar en dos versiones con motores de inducción asíncronos de 5cv y 13cv acoplados a una reductora. Este vehículo destinado a un uso exclusivamente urbano, tiene como alimentación dos baterías, una de 12v para los sistemas auxiliares y una de ión-litio con 58v y 12Ah o 14Ah para alimentar el sistema de tracción.

#### Características Principales Renault Twizy Urban

##### Motor

Potencia máxima KW CEE (c.v.) 008 (013)

Par máximo Nm CEE (m.kg) 57

Carburante Energía eléctrica

##### Consumos y emisiones CEE 93/116

CO<sub>2</sub> (g/km) 0

Consumo Z.E. (Wh/km) 63



Figura 1.11: Renault Twizy

#### Prestaciones

Velocidad máxima (km/h) 80

#### Caja de cambios

Tipo de caja de cambios Reductor

Número de velocidades NC

#### Carrocería

Tipo de carrocería CUADRICICLO

Número de puertas 0

Número de plazas 2

<http://www.renault.es/gama-renault/gama-vehiculos-electricos/twizy/twizy/precios-y-especificaciones.jsp>

**Renault Fluence Z.E.** Este es otro ejemplo de vehículo eléctrico de baterías en el que nos encontramos con un motor síncrono de rotor bobinado que proporciona una potencia continua de 54kW con un pico de potencia de hasta 70kW. Este vehículo al igual que el anterior presenta una reductora para adecuar la velocidad de giro del motor a la de las ruedas del vehículo. Este se alimenta mediante una batería de ión-litio de 400v y 90kW. Debido a la alta tensión a la que opera y a la ausencia de otra fuente de energía es necesario el uso de un convertidor continua continua para poder alimentar los sistemas auxiliares convencionales que operan a 12V.

#### Características Principales Renault Fluence Z.E.

##### Motor

Potencia máxima KW CEE (c.v.) 70

Par máximo Nm CEE (m.kg) 226

Carburante Energía eléctrica

-Consumos CEE 93/116

Consumo Z.E. (Wh/km) 140

Autonomía Z.E. (km) 185

##### Prestaciones

Velocidad máxima (km/h) 135

0-100 km/h (s) 13,40



Figura 1.12: Renault Fluence

Transmisión

Tipo de transmisión Tracción

Caja de cambios

Tipo de caja de cambios Reductor

Número de velocidades -

Carrocería

Tipo de carrocería Berlina

Número de puertas 4

Número de plazas 5

<http://www.renault.es/gama-renault/gama-vehiculos-electricos/fluence-ze/fluence-ze-new/precios-y-especificaciones.jsp>



## Capítulo 2

# Tipos de motores

En los sistemas de tracción eléctrica podemos contar con diferentes tipos de motores según las características deseadas y teniendo en cuenta las limitaciones de nuestro vehículo. Por esto haremos una clasificación de los diferentes tipos de motores de que se dispone actualmente. Comenzaremos clasificándolos en función de la corriente con que los alimentamos.

### 2.1. Motor de corriente continua.

Los motores de corriente continua tienen varias particularidades que los hacen muy diferentes a los de corriente alterna. Una de las particularidades principales es que pueden funcionar a la inversa, es decir, no solamente pueden ser usados para transformar la energía eléctrica en energía mecánica, sino que también pueden funcionar como generadores de energía eléctrica. Esto sucede porque tienen la misma constitución física, de este modo, tenemos que un motor eléctrico de corriente continua puede funcionar como un generador y como un motor. Los motores de corriente continua tienen un par de arranque alto, en comparación con los de corriente alterna, también se puede controlar con mucha facilidad la velocidad. Por estos motivos, son ideales para funciones que requieran un control de velocidad. Son usados para tranvías, trenes, coches eléctricos, ascensores, cadenas productivas, y todas aquellas actividades donde el control de las funcionalidades del motor se hace esencial.

#### 2.1.1. Motor de corriente continua con escobillas.

Este tipo de motores son muy fáciles de controlar mediante el uso de resistencias variables o mediante la variación de las tensiones de alimentación para lo que se suele emplear un convertidor electrónico. Su principal inconveniente proviene de realizar una conmutación mecánica. Para lograrla es necesario el uso de unas escobillas y un colector de delgas. En estos se produce una fricción continua generando polvo de carbono al desgastarse las escobillas, desgaste en el colector y generación de pequeñas chispas durante la conmutación. Esto hace que este tipo de motores no se puedan usar en ambientes inflamables y que requieran mucho mantenimiento. En la Figura 2.1 podemos ver su estructura.

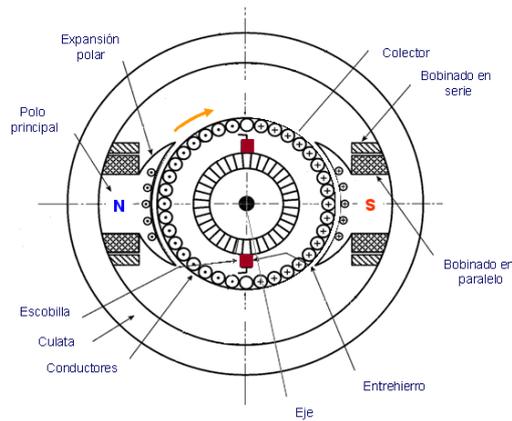


Figura 2.1: Estructura motor corriente continua con escobillas.

#### 2.1.1.1. Motor de excitación en serie.

La conexión del devanado de excitación se realiza en serie con el devanado del inducido. El devanado de excitación llevará pocas espiras y serán de una gran sección. Debido a la conexión en serie de los dos bobinados la corriente de excitación es igual a la corriente del inducido. Los motores de excitación en serie se usan para situaciones en los que se necesita un gran par de arranque como es el caso de tranvías, trenes, vehículos eléctricos, etc.

La velocidad es regulada con un reostato regulable en paralelo con el devanado de excitación. Se consigue una disminución de la velocidad con el aumento de la intensidad. Esto hace que el motor tenga un gran par a velocidades bajas (en el arranque, corriente elevada) haciéndolo ideal para sistemas de tracción.

#### 2.1.1.2. Motor de excitación en derivación o shunt.

En este caso, el devanado de excitación está conectado en paralelo al devanado del inducido. Se utiliza en máquinas de gran carga, principalmente en aplicaciones industriales. Las intensidades son constantes y la regulación de velocidad se consigue con un reostato regulable en serie con el devanado de excitación. Este tipo de motores son capaces de mantener constante la velocidad ante variaciones del par de carga. En este caso el par en el arranque no es tan elevado como en el caso anterior. Este tipo de motores se suelen emplear en aplicaciones de velocidad constante como en generadores de corriente continua.

#### 2.1.1.3. Motor de excitación compuesta o compound.

El devanado de excitación es dividido en dos partes, una está conectada en serie con el inducido y la otra en paralelo. Se utilizan en los casos de elevación como pueden ser montacargas y ascensores. Teniendo el devanado de excitación en serie conseguimos evitar el embalamiento del motor al ser disminuido el flujo, el comportamiento sería similar a una conexión en shunt cuando está en vacío. Con carga, el devanado en serie hace que el flujo aumente, de este modo la velocidad disminuye, no de la misma manera que si hubiésemos conectado solamente en serie.

#### **2.1.1.4. Motor de excitación independiente**

Los dos devanados son alimentados con fuentes diferentes. Tiene las mismas ventajas que un motor conectado en shunt, pero con más posibilidades de regular su velocidad.

#### **2.1.1.5. Motor de imanes permanentes**

En este tipo de motores, se ha sustituido el bobinado del estator por un conjunto de imanes permanentes que se encargan de generar el flujo magnético. Su funcionamiento es similar al de excitación independiente pero en este caso se tienen menos posibilidades en la regulación de la velocidad dado que no se puede variar el flujo generado por la excitación porque este lo generan unos imanes permanentes.

### **2.1.2. Motores corriente continua Brusless.**

Los motores de corriente continua (sin escobillas, ni colector), conocidos como Brushless o BLDC (Brushless DC), incorpora imanes permanentes en vez de circuito inductor lo que unido a que la conmutación se realiza de forma electrónica en lugar de mecánica evita la necesidad de un contacto físico. Las bobinas del inducido se encuentran alojadas en el estator constituyendo un devanado monofásico o polifásico.

Esto presenta múltiples ventajas sobre otros motores eléctricos de arquitecturas populares de construcción. Estas notables ventajas, tales como la inexistente caída de tensión (y pérdida de energía) entre las escobillas y las delgas de un colector, el bajo ruido generado durante el funcionamiento o las bajas vibraciones mecánicas, logradas mediante un desarrollo más cuidado, permiten una mejor eficiencia del sistema en general, una mayor fiabilidad de duración y un mejor rendimiento energético.

Los motores Brushless o BLDC ya han ganado un amplio espacio de popularidad dentro de aplicaciones dedicadas a la automoción, la informática o la actividad industrial. Su funcionamiento se basa en la alimentación secuencial de cada una de las fases del estator de forma sincronizada con el movimiento del rotor no pudiéndose alimentar directamente desde una fuente de continua. Con el fin de lograr la correcta alimentación de los bobinados se conectan los mismos con un inversor. Para su puesta en marcha y control de velocidad se utilizan en forma habitual dos técnicas habituales que son la de conmutación trapezoidal (también conocida como “6 step modes”) y la de conmutación sinusoidal, ambos nombres derivados de los métodos empleados en la activación de los bobinados del motor.

Para este tipo de motores, existen diversas técnicas de control de posición del rotor que puede incluir o no, sensores de efecto Hall, habituales en los sistemas de control de conmutación trapezoidal. En la Figura 2.2 podemos ver la estructura del motor brushless conectado a un puente trifásico. Este tipo de motores son ampliamente utilizados en aplicaciones de tracción eléctrica debido a sus buenas prestaciones, gran durabilidad y facilidad de alimentación desde una fuente de continua con unos rendimientos elevados. Este tipo de motores se suelen integrar dentro de las propias ruedas.

## **2.2. Motores de corriente alterna.**

Este tipo de motores, son alimentados con corrientes alternas, esto hace que necesiten de la presencia de un inversor para poderse alimentar desde una batería. El control de estos

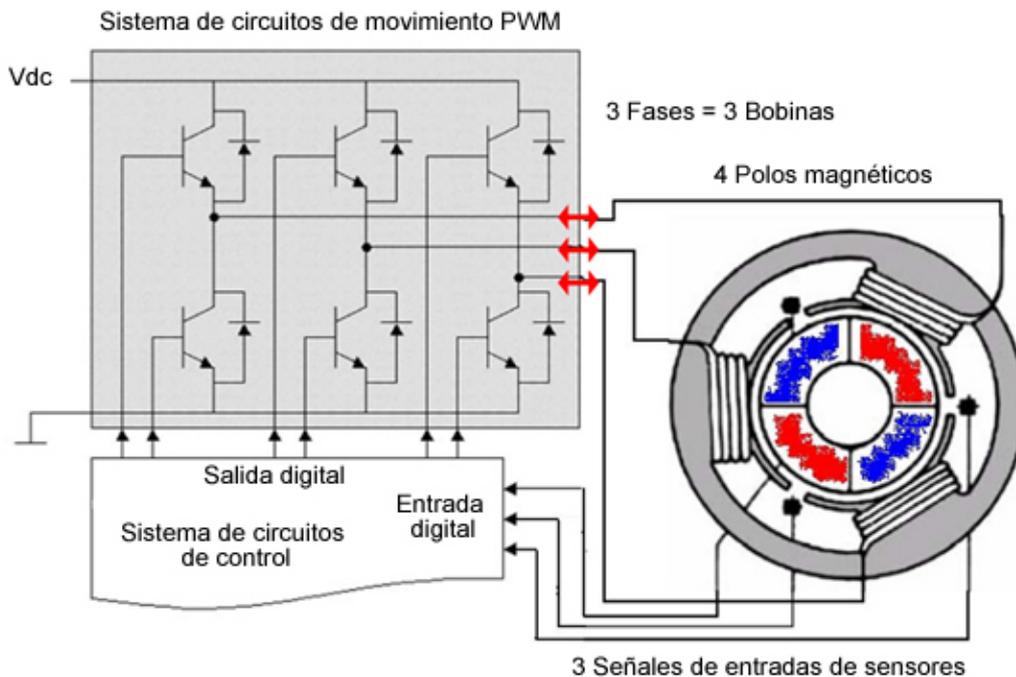


Figura 2.2: Motor brushless y controlador.

motores es más complicado que el de los de continua debido a que para variar la velocidad del motor es preciso llevar a cabo una variación de la frecuencia de alimentación del motor. Esto hace que las técnicas de control sean mucho más complejas que las de los motores de continua.

Este tipo de motores, presentan un mejor rendimiento que los de corriente continua lo que es muy ventajoso especialmente en los vehículos eléctricos que necesitan motores de grandes potencias. Este tipo de motores son muy empleados en la industria debido a su gran robustez y como generadores de energía eléctrica. En algunos casos este tipo de motores, funcionan sin emplear escobillas evitando de esta manera la conmutación mecánica que empeora el rendimiento y causa desgaste haciendo necesario el mantenimiento de los motores. Podemos diferenciarlos en dos grupos en función de la velocidad de giro del rotor y su estructura.

### 2.2.1. Motor síncrono.

Este motor proviene del generador síncrono, que es ampliamente empleado en la generación de energía eléctrica. Está formado por un estator con tres bobinados en el caso de los trifásicos, alimentado con corriente alterna que se encargan de generar un campo magnético giratorio igual que en el motor asíncrono. Mientras, el rotor está formado por imanes permanentes o electroimanes alimentados con corriente continua como podemos ver en el esquema de la Figura 2.3. El rotor, se encuentra girando a la misma velocidad que el campo magnético generado por el estator, velocidad síncrona que viene determinada por la frecuencia de la red de alimentación y el número de polos del estator.

La variación de las tres ondas de corriente en la armadura provoca una reacción magnética variable con los polos de los imanes del campo, y hace que el campo gire a una velocidad constante. Esta velocidad constante de un motor síncrono es ventajosa en ciertos aparatos. Sin embargo, no pueden utilizarse este tipo de motores en aplicaciones en las que la carga

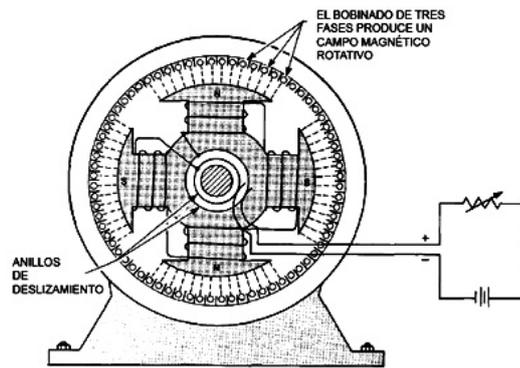


Figura 2.3: Esquema del motor síncrono.

mecánica sobre el motor llega a ser muy grande, ya que si el motor reduce su velocidad cuando está bajo carga puede quedar fuera de fase con la frecuencia de la corriente y llegaría a pararse.

Según la ubicación del campo magnético, los generadores síncronos se clasifican en:

- Campo en el estator: la resistencia variable nos permite hacer más o menos intenso el campo del electroimán.
- Campo en el rotor: con este tipo se consigue una mayor eficiencia, pues se necesita menor energía para hacer lo mismo que el anterior.

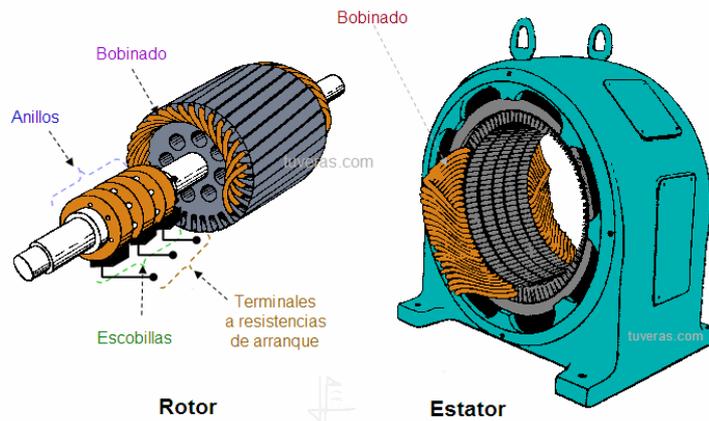
Según la forma del campo magnético:

- Polos salientes: existe una inclinación para la magnetización en la dirección de las expansiones polares.
- Polos cilíndricos: el entrehierro es constante. Entonces el flujo es independiente de la posición.

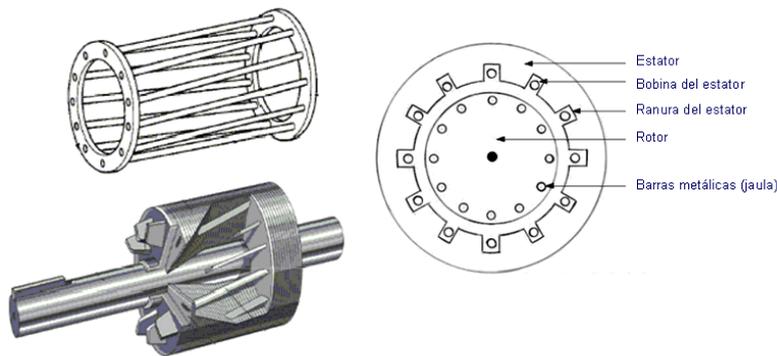
### 2.2.2. Motor asíncrono.

En este tipo de motores también llamados de inducción, el estator es similar al de los anteriores, formado por un bobinado de tres fases (motores trifásicos) que son alimentadas con corriente alterna que genera un campo magnético rotatorio. En el rotor se encuentran una serie de conductores que al verse sometidos a un campo magnético variable comienza a circular por ellos una corriente inducida que a su vez genera un campo magnético opuesto al del estator. Esto hace que el rotor comience a girar tratando de seguir el giro del campo magnético del estator.

La velocidad de giro de estos motores es ligeramente inferior a la del campo magnético existiendo el llamado deslizamiento (diferencia entre la velocidad del campo estatórico y la velocidad de giro del motor). Cabe destacar que esta diferencia de velocidades es necesaria para el funcionamiento del motor. Si llegasen a igualarse las velocidades, el campo al que están sometidos los conductores sería constante y se dejarían de inducir las corrientes en el rotor. Como en el caso de los anteriores necesitan de la presencia de un convertidor electrónico que varíe la frecuencia de alimentación del estator para conseguir controlar su velocidad.



(a) Rotor bobinado.



(b) Jaula de ardilla.

Figura 2.4: Motores asíncronos.

En función de la estructura presente en el rotor podemos distinguir dos tipos de motores asíncronos:

- Rotor Bobinado, en el rotor se aloja un conjunto de bobinas que además se pueden conectar al exterior a través de anillos rozantes como vemos en la Figura 2.4a. Colocando resistencias variables en serie a los bobinados del rotor se consigue suavizar las corrientes de arranque. De la misma manera, gracias a un conjunto de resistencias conectadas a los bobinados del rotor, se consigue una cierta regulación de la velocidad del eje.
- Jaula de ardilla, el rotor consiste en un núcleo, en el que se incluyen una serie de conductores de gran capacidad colocados en círculo alrededor del árbol y paralelos a él similares a los representados en la Figura 2.4b. El flujo de la corriente trifásica dentro de las bobinas del estator genera un campo magnético rotatorio, y éste induce una corriente en los conductores de la jaula. Este tipo de motores son muy robustos y ampliamente empleados en la industria dado que no requieren escobillas ni conmutador.

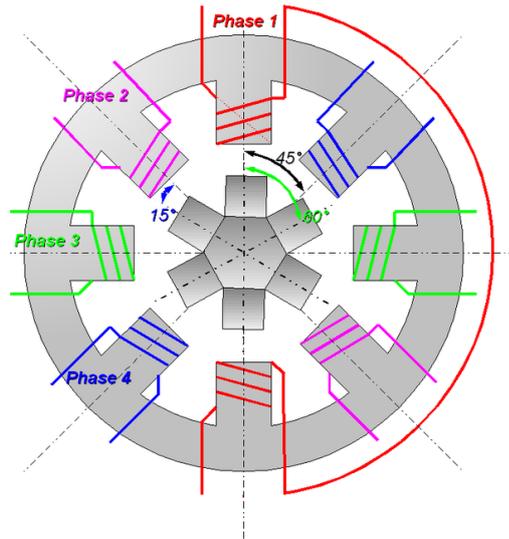


Figura 2.5: Motor de reluctancia conmutada.

### 2.3. Motores de reluctancia conmutada.

La estructura de la máquina de reluctancia conmutada es un accionamiento electromagnético, sin colector de delgas, sin escobillas, sin devanado eléctrico en el rotor y sin imanes permanentes que está constituido por una estructura reluctante con polos salientes tanto en el estator como en el rotor. En los polos estatóricos se ubican las bobinas concentradas que conectadas entre sí en serie a pares diametralmente opuestos forman las fases del motor.

El número de polos del rotor tiene que ser tal que impida, para cualquier posición, la alineación completa con todos los polos estatóricos, ya que siempre ha de existir algún polo rotórico que pueda alcanzar el alineamiento.

En los motores de reluctancia conmutada, la producción del par y el consecuente movimiento se produce como consecuencia de la existencia de una reluctancia variable en el entrehierro existente entre el rotor y el estator de la máquina. Cuando una fase del estator se energiza, se genera un único campo magnético y aparece un par reluctante como consecuencia de la tendencia del rotor a desplazarse hacia la posición de mínima reluctancia. Este fenómeno es análogo, a la fuerza que atrae el hierro o el acero hacia un electroimán o un imán permanente. Estas máquinas se diferencian de las máquinas de inducción y los motores DC, en las que el movimiento se produce por la interacción de dos campos magnéticos, uno generado en el estator y otro generado en el rotor.

La conmutación de las corrientes en las fases se realiza mediante un convertidor estático de potencia, en el que la secuencia de conmutación de los interruptores de estado sólido que lo componen está controlada por la posición del rotor a través de sensores ópticos o magnéticos. El par se produce exclusivamente por la tendencia del circuito magnético a adoptar en todo instante la posición de mínima reluctancia y es independiente del sentido de la corriente.

En general son muy parecidos a los Brushless pero varía su rotor que en este caso es un núcleo de material ferromagnético en vez de llevar imanes permanentes y emplean un fenómeno físico diferente para su movimiento. Pero el resultado obtenido es el mismo. En la Figura 2.5 podemos ver su estructura.

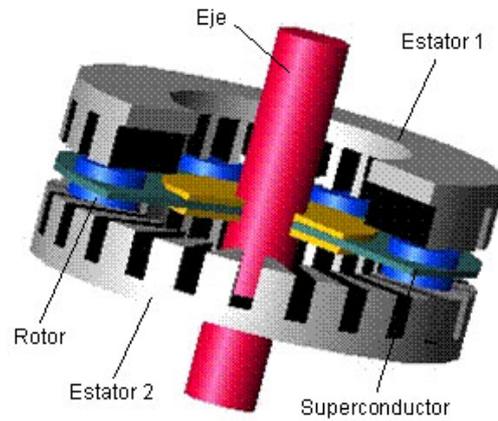


Figura 2.6: Motor de flujo axial.

## 2.4. Motores de flujo axial.

Son una variante de los motores síncronos de imanes permanentes en los que el flujo magnético se genera en la dirección del eje de este. El rotor tiene forma de disco y se encuentra situado entre dos semiestatores como podemos ver en la Figura 2.6. Debido a esta disposición, estos motores tienen una mayor área polar lo que les permite generar flujos magnéticos mucho más elevados que los motores de flujo radial.

En muchas ocasiones, este tipo de motores son montados directamente sobre las ruedas lo que nos permite disminuir los acoplamientos mecánicos y optimizar el espacio. Su principal inconveniente es la presencia de esfuerzos radiales.

## Capítulo 3

# Convertidores continua - continua

### 3.1. Convertidor de continua bidireccional

Con el fin de controlar la tensión del bus de continua al que conectaremos nuestro motor de continua o inversor y otros elementos manteniéndola constante e independiente del estado de carga de nuestra batería, emplearemos un convertidor continua continua entre nuestra batería y el bus. Con el fin de poder intercambiar energía en ambos sentidos debemos emplear un convertidor bidireccional siendo esta la topología empleada Figura 3.1.

Esta topología llamada convertidor Buck Boost bidireccional permite transferir energía en ambos sentidos entre dos fuentes de tensión, donde una de las dos fuentes (la del lado Buck) siempre debe tener mayor tensión que la otra (lado Boost). Si la condición de mayor tensión en la fuente Buck no se cumpliera, la fuente del lado Boost ( $V_{low}$ ) se descargaría hacia la fuente del lado Buck ( $V_{high}$ ) a través del diodo de libre circulación del polo  $S_2$ . En esta configuración de potencia, los semiconductores siempre se operan en corte o conducción, nunca en la zona activa, ya que se trata de disipar la menor cantidad posible de potencia.

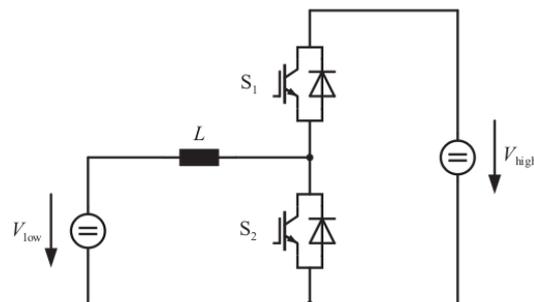


Figura 3.1: Convertidor bidireccional [2].

### 3.1.1. Modos de funcionamiento

#### 3.1.1.1. Funcionamiento en modo Buck

Este modo de operación consiste en transferir energía desde la fuente de alta tensión ( $V_{high}$ ) hacia la fuente de baja tensión ( $V_{low}$ ) mediante la conmutación del semiconductor S1. Al cerrarse este, la corriente circula a través de la inductancia L partiendo de la fuente de alta tensión y hacia la fuente de baja tensión transfiriéndose una parte de la energía es almacenada en la inductancia. Al abrirse el semiconductor, la energía almacenada en la inductancia es transferida hacia la fuente de baja tensión a través del diodo contenido en el semiconductor S2. En este caso el convertidor se comporta como un reductor de tensión.

#### 3.1.1.2. Funcionamiento en modo Boost

En este otro modo de funcionamiento en objetivo es el inverso, transferir energía desde la fuente de baja tensión a la de alta. Esto se realiza mediante la conmutación del semiconductor S2. Cuando este se cierra, la corriente circula por la inductancia L cargándola. A continuación se abre el semiconductor y la energía almacenada en la inductancia es transferida hacia la fuente de alta tensión a través del diodo contenido en el polo S1.

Esto es debido a que la apertura del polo S2 elimina el camino de la corriente que circula por la bobina haciendo que en los extremos de esta se produzca una tensión muy elevada que junto con la tensión de  $V_{low}$  superan la de la fuente  $V_{high}$  haciendo conducir al diodo de S1 y transfiriendo la energía. Ahora el convertidor se comporta como un elevador de tensión.

Comenzaremos empleando esta topología debido a que por sus características nos permite un control bidireccional de la corriente ideal para hacer que nuestro motor aporte tracción o realice recuperaciones de energía mediante frenado regenerativos. Otro de los motivos es la simplicidad en cuanto al número de elementos que emplea el convertidor, únicamente con dos interruptores de potencia es suficiente.

### 3.1.2. Simulación del funcionamiento

Este convertidor se encuentra formado por dos convertidores continua continua unidireccionales situados en paralelo. De esta manera permite la circulación de corriente en ambos sentidos en función del convertidor empleado. De este modo somos capaces de transferir energía de una fuente de tensión alta a una baja empleando un reductor (Buck) o de una fuente de baja tensión a una de alta empleando un elevador (Boost). Para conseguir esto no tenemos más que bloquear uno de los polos y aplicar un PWM al otro de modo que adecue la tensión de salida a la deseada. Para comprender mejor su funcionamiento pasaremos a simularlo mediante Matlab-Simulink para lo que usaremos el esquema de la Figura 3.2.

En el esquema podemos ver el convertidor formado por los dos IGBTs con la inductancia así como los medidores de tensión a ambos lados del convertidor y un medidor de la corriente que circula por el convertidor. A cada lado del convertidor se ha situado un fuente de tensión ideal con una pequeña resistencia en serie. De este modo podremos observar el comportamiento de nuestro convertidor al poner en corte uno de sus polos, en el que introduciremos un valor constante igual a cero. Mientras, en el otro introduciremos una señal pulsatoria cuadrada que nos generará un control PWM pero en este caso de ciclo de servicio constante.

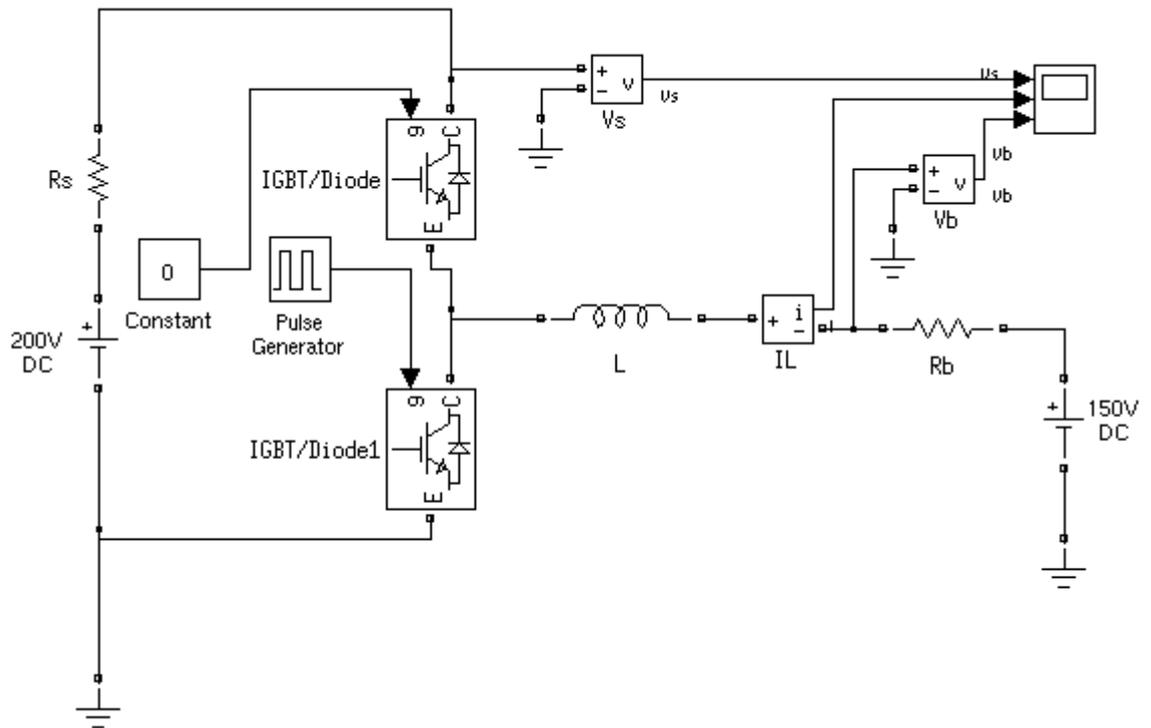


Figura 3.2: Esquema convertidor bidireccional Simulink.

Comenzaremos simulando el comportamiento del convertidor de forma separada, es decir primero analizaremos el funcionamiento como si se trata se de un Buck manteniendo el IGBT inferior en corte. Con lo que somos capaces de transmitir energía de un lado al otro disminuyendo la tensión. Si observamos la Figura 3.3, vemos como la corriente es positiva es decir circula desde la fuente de 200V (izquierda) a la de 150V (derecha).<sup>1</sup>

Para el caso de un Buck en conducción continua tenemos que la expresión que nos relaciona la tensión de salida en función de la de entrada y el ciclo de servicio es la siguiente:

$$V_0 = V_s \cdot D \quad (3.1)$$

Con lo que para las tensiones de nuestras fuentes debemos emplear un ciclo de servicio con el fin de mantener el cada lado del convertidor la tensión de la fuente:

$$D = \frac{V_0}{V_s} = \frac{150V}{200V} = 0,75 \quad (3.2)$$

Si observamos las tensiones en los extremos del convertidor vemos como Vs (izquierda) que en este caso tiene una tensión de 200V que ve reducida su tensión debido a la caída de tensión en la resistencia Rs por la circulación de la misma de la corriente I. En el caso de la tensión Vb vemos como se corresponde con la tensión de la fuente de 150V más la caída de tensión en la resistencia Rb en serie con esta.

<sup>1</sup>Ver Figura 3.2.

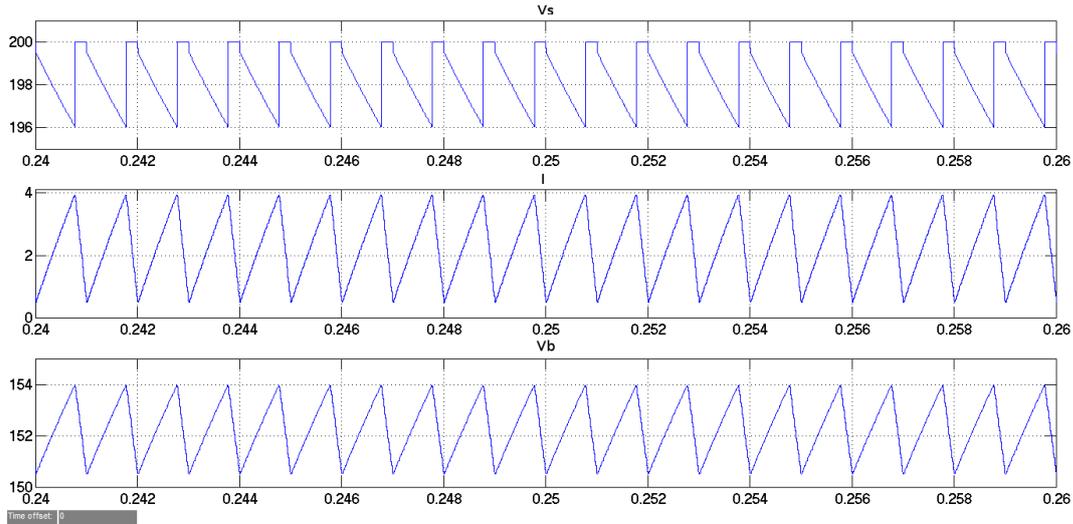


Figura 3.3: Funcionamiento Buck.

Si a continuación pasamos a observar el comportamiento de nuestro convertidor al bloquear el IGBT superior, obtenemos una topología elevadora tipo Boost la cual nos permite la circulación de la corriente en el sentido opuesto al caso anterior Figura 3.4. En este caso se ve como la corriente es negativa, luego circula de la fuente de 150V (derecha) a la fuente de 200V(izquierda).

Para el caso del convertidor Boost tenemos que su expresión de la tensión de salida en función de la de entrada y el ciclo de servicio para conducción continua es la siguiente:

$$V_0 = \frac{V_s}{1 - D} \quad (3.3)$$

Con esto para mantener las tensiones de nuestras fuentes debemos emplear un ciclo de servicio:

$$D = 1 - \frac{V_s}{V_o} = 1 - \frac{150V}{200V} = 0,25 \quad (3.4)$$

Al igual que en el caso anterior, las tensiones  $V_s$  (izquierda) y  $V_b$  (derecha) a ambos lados del convertidor, varían en torno al valor de la tensión de la fuente, la misma a la que se ha hecho trabajar el convertidor. En el lado  $V_s$  vemos como la tensión es de 200V y durante la conducción del polo se eleva debida a la caída de tensión en la resistencia por la corriente en dirección a la fuente. Por el contrario en  $V_b$  vemos como la tensión siempre se encuentra por debajo de 150V debido a que la caída de tensión en la resistencia por la circulación de corriente es siempre opuesta a la tensión de la fuente.

### 3.1.3. Control de la tensión de salida

Una vez hemos observado el funcionamiento del convertidor transfiriendo energía en ambos sentidos entre dos fuentes de tensión, pasaremos a generar un sistema para la generación de los pulsos de disparo de nuestro convertidor mediante un PWM. De esta manera trataremos

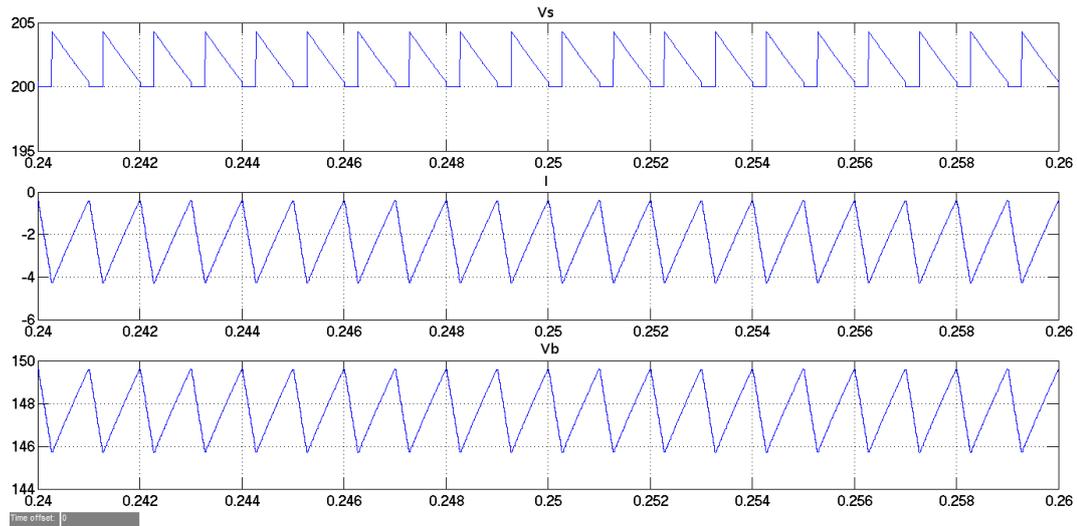


Figura 3.4: Funcionamiento Boost.

de controlar la tensión a ambos lados del convertidor. Para esto mediante un controlador PI obtendremos la tensión de control a partir de la diferencia entre la tensión de referencia y la tensión que estamos obteniendo realmente. Esta tensión de control pasamos a compararla con una señal triangular para generar un control PWM.

### 3.1.3.1. Carga constante, variación de la referencia

Con el fin de comprobar este funcionamiento y probar el diseño del control para el convertidor hemos realizado el esquema de la Figura 3.5 mediante Simulink. En esta se ha hecho trabajar al convertidor como reductor con una carga resistiva constante y mediante un bloque de secuencia se ha ido variando la tensión de referencia. De este modo hacemos que para una misma carga el convertidor deba aportar diferentes tensiones de salida.

El resultado de la simulación lo podemos ver en la Figura 3.6 donde se muestran las tensiones de control generada por el controlador PI, la tensión de referencia que se desea alcanzar a la salida ( $v_{ref}$ ) y la tensión media que es capaz de aplicar a la salida nuestro convertidor ( $V_{sm}$ ) y la tensión de control que nos genera el PI para el control PWM ( $V_{cont}$ ).

### 3.1.3.2. Carga constante, variación de la entrada

A continuación simularemos el comportamiento del convertidor ante la necesidad de obtener una tensión de salida constante para una entrada variable. Esta la simularemos mediante una fuente ideal con estrada de referencia. Mediante esta referencia haremos que la tensión de estrada tome distintos valores. En este caso solo se emplearemos, el convertidor reductor permaneciendo en corte el polo inferior. El bloque control “PWM” está formado por un controlador PI como el visto antes. El esquema puede verse en la Figura 3.7.

En la Figura 3.8, podemos observar la tensión de referencia que se ha mantenido constante durante toda la simulación, la tensión de entrada aportada por la batería ( $v_{bat}$ ) que posee

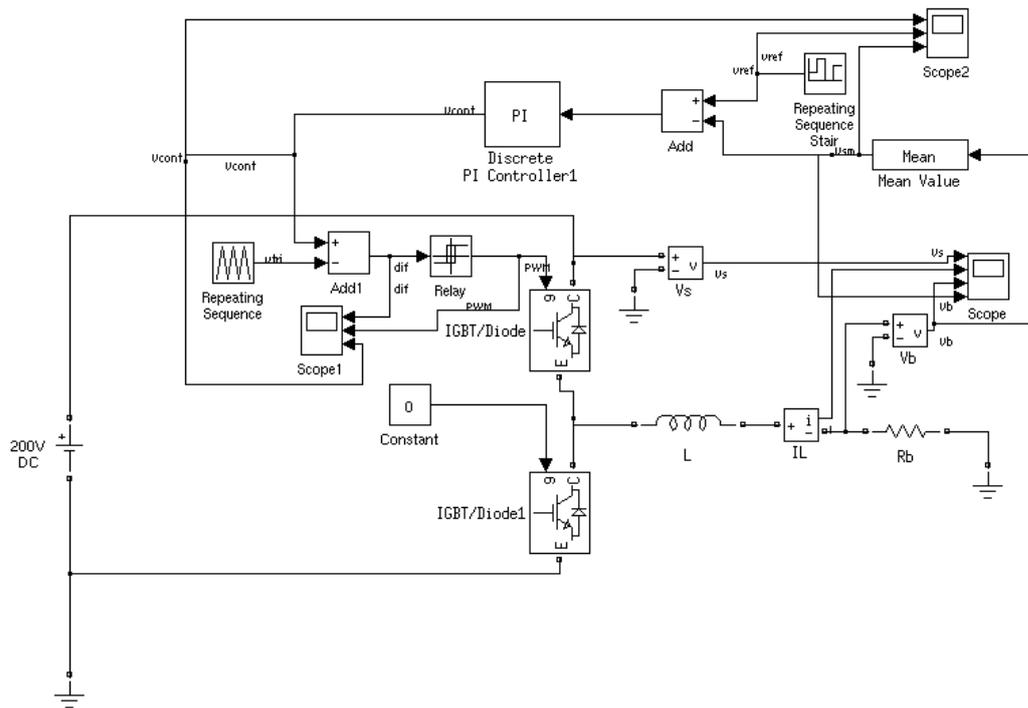


Figura 3.5: Buck con control de tensión.

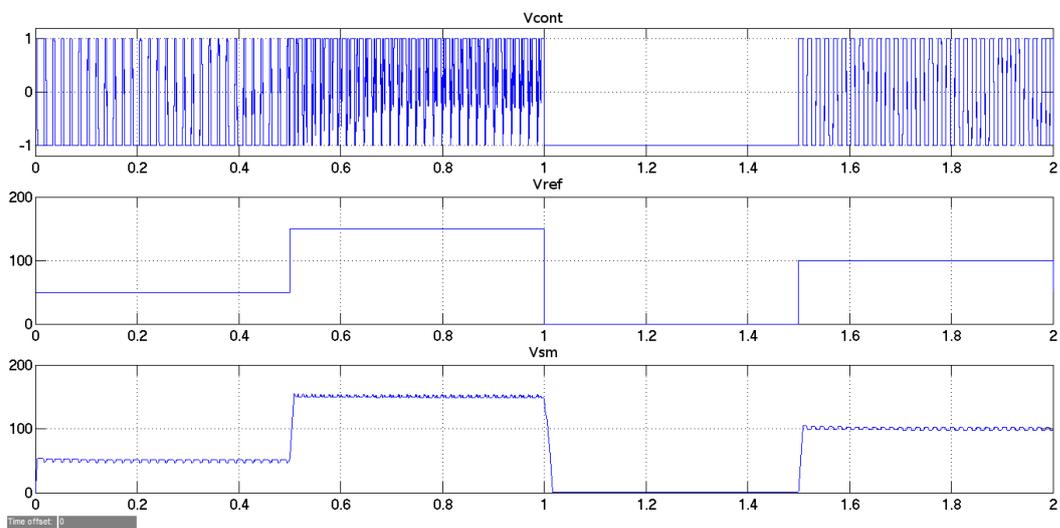


Figura 3.6: Seguimiento de tensión.

un valor de 200v y se ve como se ha sometido a variaciones de hasta 30v. Por último vemos la tensión de salida media de nuestro convertidor ( $V_{busm}$ ) que tras un pequeño tiempo, se estabiliza en torno a la referencia. Se puede ver como en los instantes de cambio de la referencia, la tensión de salida se aleja ligeramente de la referencia siendo llevada de nuevo al valor de referencia por el sistema de control.

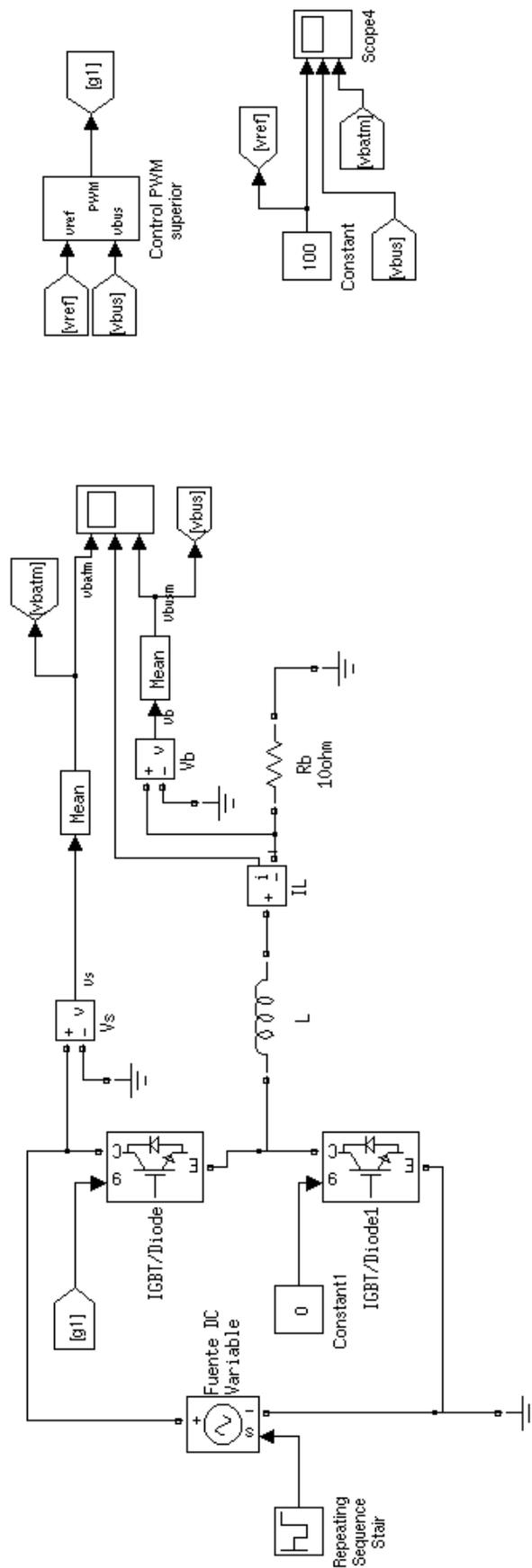


Figura 3.7: Control de tensión de salida para entrada variable.

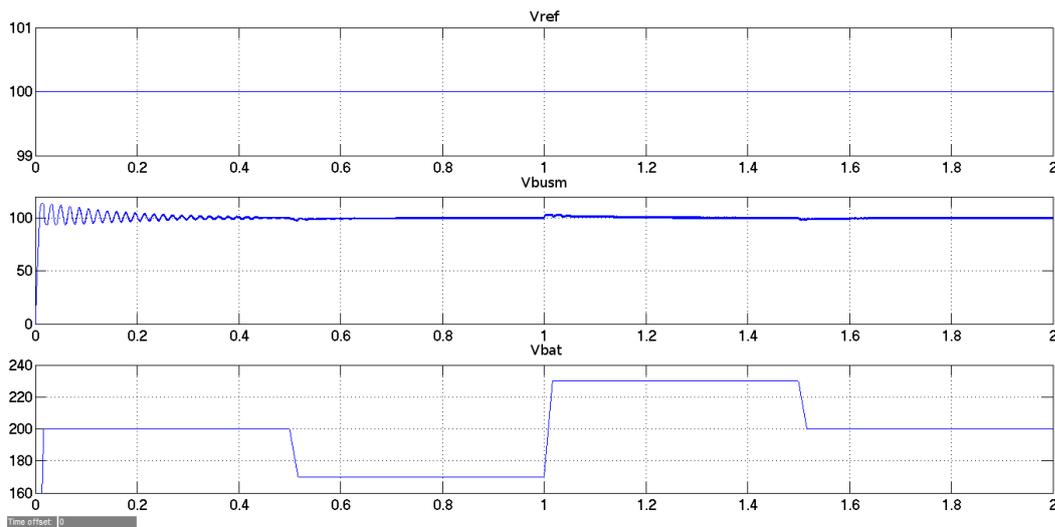


Figura 3.8: Tensiones en los extremos del convertidor y referencia.

### 3.1.3.3. Carga variable, motor de continua

Una vez visto el comportamiento del sistema con el motor vamos a tratar de controlar el intercambio de energía aplicando las tensiones adecuadas en cada lado del convertidor. En el caso del motor, lo alimentaremos con una tensión constante que introduciremos mediante la entrada de tensión de referencia. Para el caso de la batería haremos que la tensión sea igual a la que posee la batería en cada instante para lo que usamos como señal de referencia el valor de tensión que aporta el puerto de la batería.

Para esto realizamos el esquema de la Figura 3.9 en el que se han empleado dos bloques “control PWM de tensión” que corresponden al esquema de control para el convertidor mostrado anteriormente en la Figura 3.5. De esta manera, se conseguirá elevar la tensión aplicada a la salida empleando el buck y en caso de necesitar reducir la tensión de salida, usaremos el boost para devolver energía a la batería.

En este caso mediante la entrada “TL” de nuestro motor podemos especificar el par de carga la que este se encuentra sometido. De este modo lograremos hacer funcionar nuestra máquina como motor y como generador. Mediante esta entrada simularemos los comportamientos de nuestro motor en tracción aplicando un par positivo que nuestro motor deberá vencer y posteriormente aplicaremos un par de carga negativo, es decir el par de carga tiende a acelerar el motor con lo que haremos que este funcione como generador aumentando su tensión.

El resultado de la simulación lo podemos ver en las Figuras 3.10 y 3.11. Durante la simulación se pasa en el instante 0.5 de un par de carga positivo que nos hace trabajar el motor en tracción directa a un par negativo con el que hacemos que nuestro motor se comporte como un generador y devuelva energía. Estas dos situaciones representarían el funcionamiento en tracción del motor y el frenado regenerativo.

En la Figura 3.10 podemos ver las tensiones en valor medio de ambos extremos de nuestro convertidor, la de alimentación del motor trata permanecer constante a 50V como marca la referencia. Al acelerarse el motor, la tensión aumenta ligeramente hasta que el sistema es capaz de volver a llevarla al valor de referencia. La tensión de la batería se va adecuando a

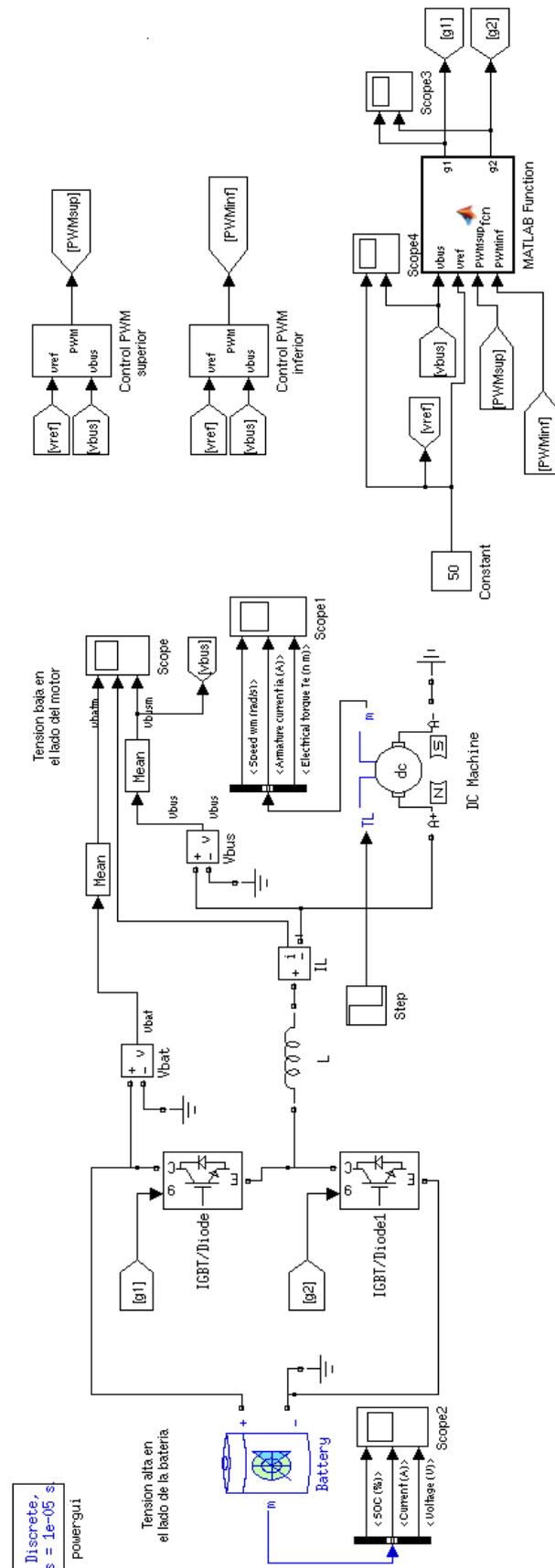


Figura 3.9: Motor de continua controlado por convertidor bidireccional.

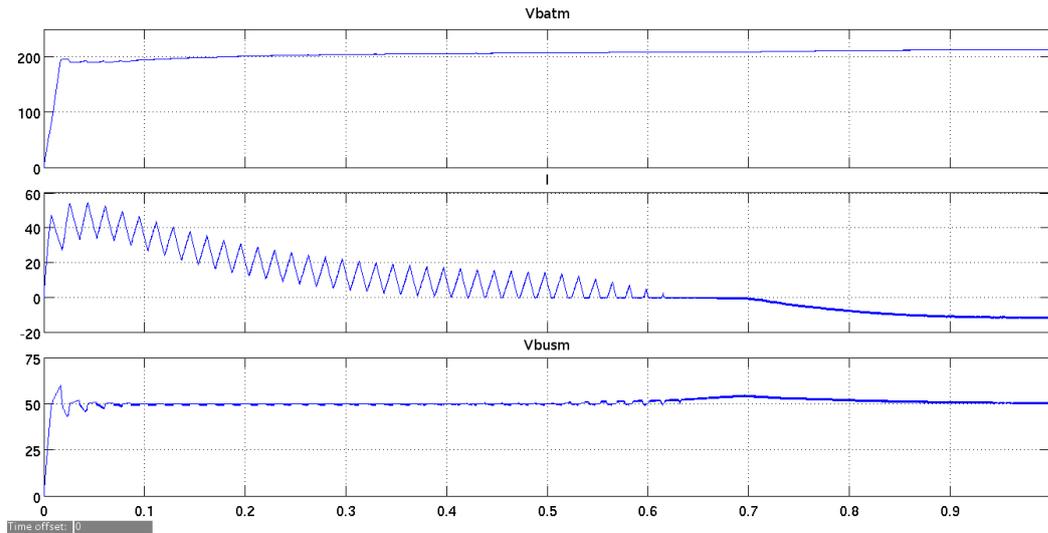


Figura 3.10: Tensiones y corriente en el convertidor.

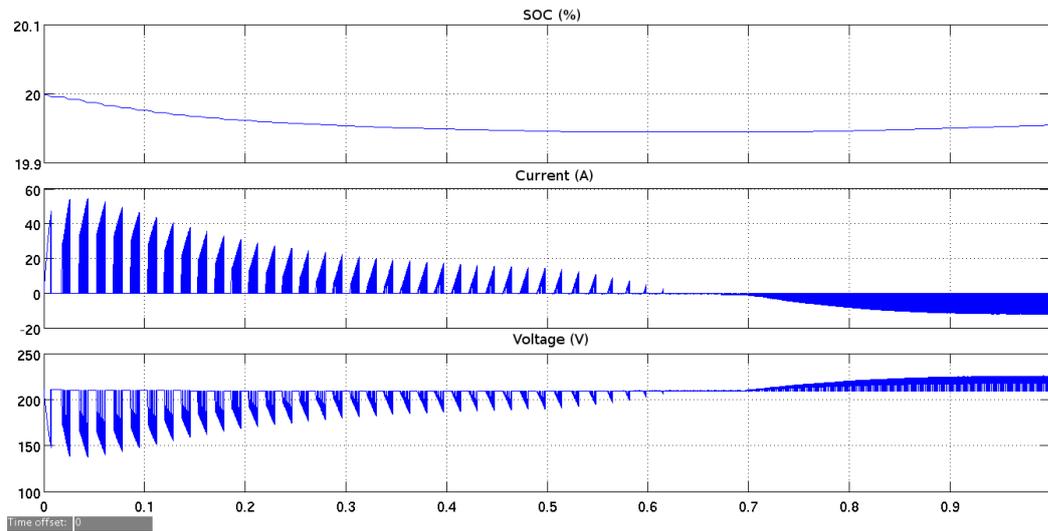


Figura 3.11: Estado de la batería.

la tensión de la batería y se puede ver como aumenta ligeramente al disminuir la corriente que demandamos a la batería y cuando se carga. La corriente que circula por el convertidor se puede ver como hasta  $t=0.5s$  es positiva es decir circula desde la batería hacia el motor aportando tracción. Después esta pasa a ser negativa, circula en sentido contrario desde el motor hacia la batería.

Esto recarga la batería como vemos en la Figura3.11 podemos ver los valores instantáneos de la tensión y la corriente de nuestra batería diferenciándose las zonas de carga y descarga. En la primera gráfica podemos ver el estado de carga de nuestra batería, podemos ver una descarga muy pronunciada durante el arranque del motor que a continuación se modera al alcanzar el régimen permanente. Por último al invertir la corriente podemos ver como la batería se recarga.

### 3.1.4. Tracción y frenado de un motor de continua

Una vez estudiado el funcionamiento de nuestro convertidor y la posibilidad de controlar la tensión que este nos suministra mediante fuentes de tensión ideales y cargas resistivas, podemos pasar a conectar en la parte de tensión alta una batería y en la parte de tensión baja un motor de corriente continua. Comenzaremos simulando su comportamiento en tracción directa con el convertidor funcionando como reductor y continuaremos usando el convertidor como elevador para conseguir la devolución de energía hacia la batería, para esto usaremos el esquema de la Figura 3.12.

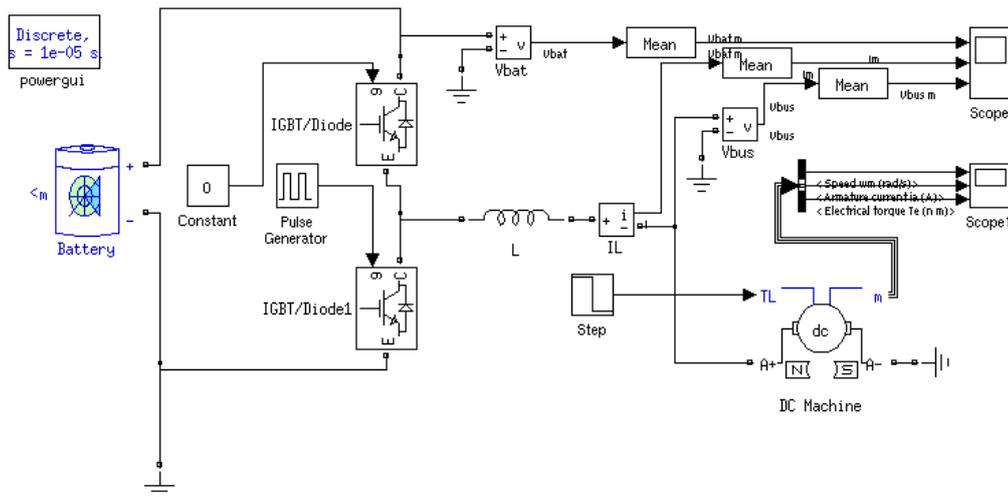


Figura 3.12: Convertidor bidireccional y motor.

Comenzaremos empleando nuestro convertidor reductor para enviar energía desde la batería hacia el motor con lo que nos situamos en tracción directa. En la Figura 3.13 vemos las tensiones en los extremos del convertidor y la corriente que lo atraviesa al someter a nuestro motor a pares positivos. Con esto hacemos que el motor aporte tracción. En este caso la corriente es siempre positiva con lo que circula desde la batería hacia el motor descargando esta. Cabe destacar que la tensión aplicada al motor “Vbus” se produce un aumento y en este caso no tenemos control sobre esta.

Terminaremos simulando el frenado regenerativo, viendo como se comporta el sistema ante la aplicación de pares negativos al motor. Esto hará que este se comporte como un generador produciendo energía que mediante el convertidor transferimos hacia la batería Figura 3.14. La corriente es negativa en todo momento, es decir circula hacia la batería, El aumento del par de carga en el instante 0.5s hace que aumente la velocidad del motor como consecuencia también lo hacen la tensión y la corriente en la armadura del motor.

### 3.1.5. Control de velocidad de un motor de continua.

A continuación trataremos de controlar la velocidad a la que opera nuestro motor. Mediante un controlado PI variaremos la tensión de control empleada en la generación de los

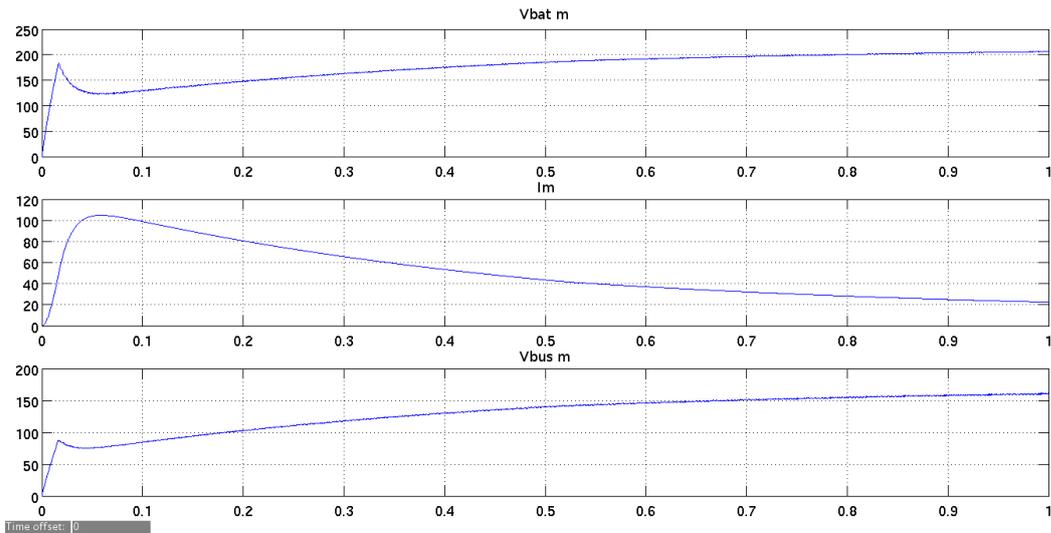


Figura 3.13: Consumo de energía en tracción.

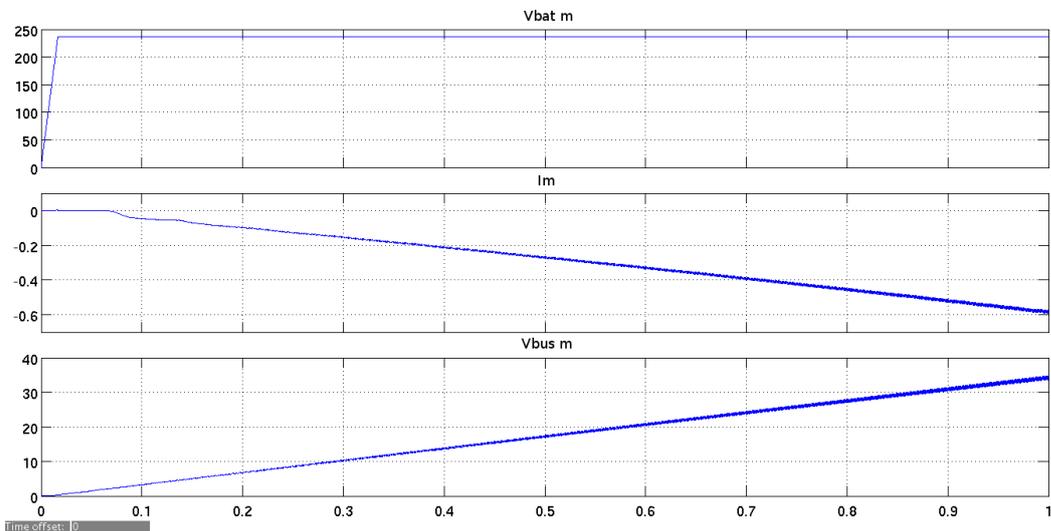


Figura 3.14: Devolución de energía desde el motor.

pulsos PWM que controlan los polos de nuestro convertidor permitiéndonos hacer circular la corriente en un sentido o en el contrario en función de la velocidad real y la deseada. Para adecuar las velocidades será necesario acelerar cuando nuestra velocidad sea menor que la referencia para lo que emplearemos el convertidor en modo tracción usando en Buck. En el caso de una velocidad superior a la de referencia frenaremos empleando el convertidor Boost para devolver energía hacia las baterías. Mediante el esquema mostrado en la Figura 3.15 trataremos de simular el comportamiento del sistema ante diferentes situaciones de funcionamiento.

En la parte derecha del esquema podemos ver el control del sistema, en la zona superior vemos dos controles PWM como los empleados anteriormente para la generación de los pulsos de los semiconductores. En la parte inferior aparece un esquema que es el encargado de determinar que convertidor se debe usar en función de la velocidad a fin de frenar o acelerar nuestro vehículo. En la parte izquierda podemos la parte de potencia con la batería, el convertidor y el motor.

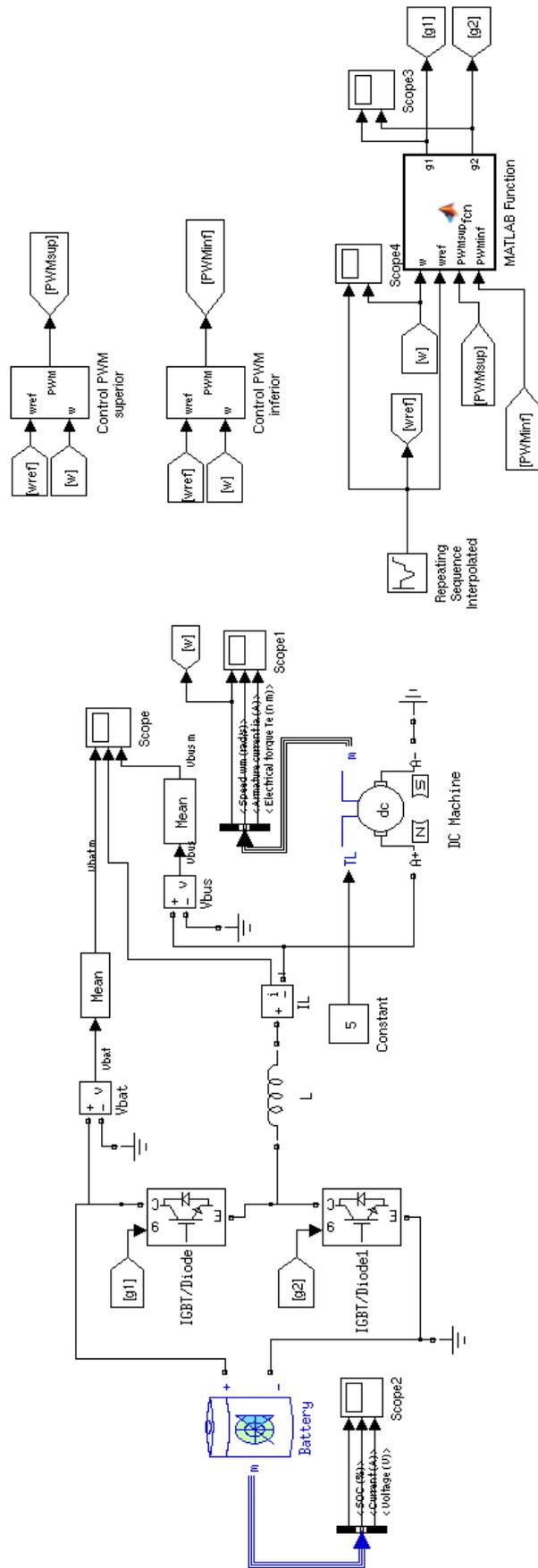


Figura 3.15: Esquema del convertidor bidireccional con control de velocidad.

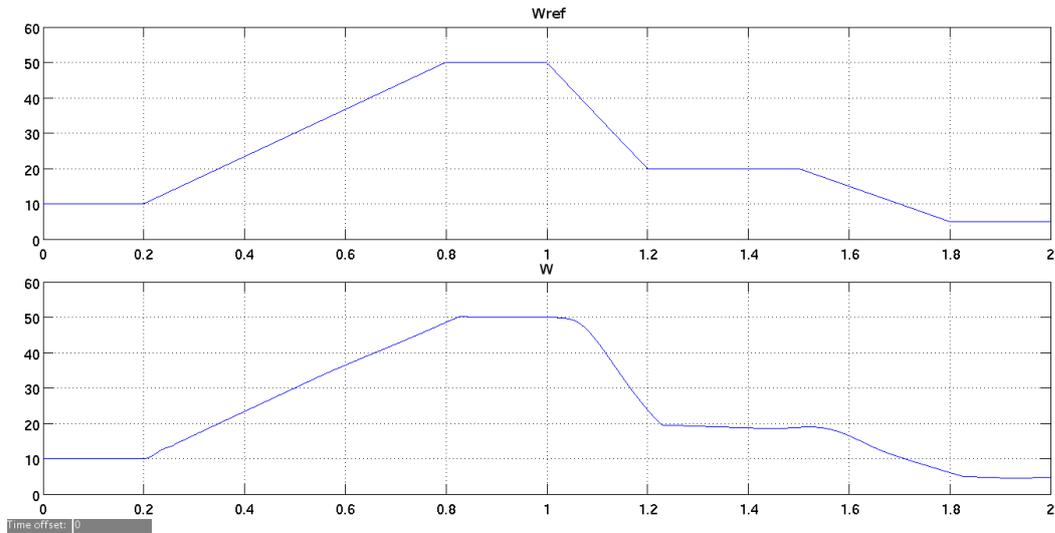


Figura 3.16: Velocidad de salida y de referencia.

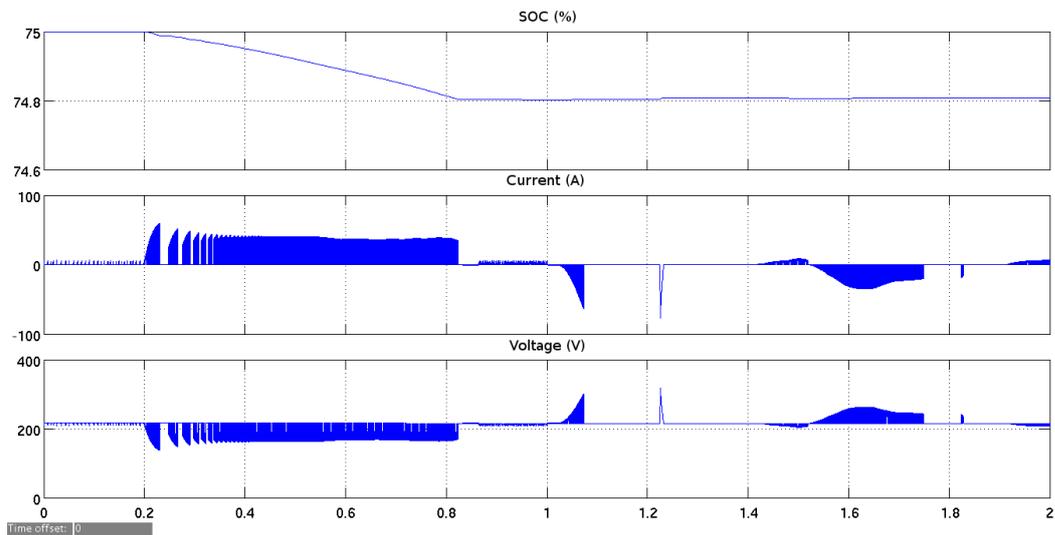


Figura 3.17: Estado de la batería.

Comenzaremos simulando el comportamiento de nuestro motor para diferentes consignas de velocidad con un par de carga constante, lo que podría ser una circulación en llano. En la Figura 3.16 podemos ver la velocidad de nuestro motor en la gráfica inferior y en la superior se pueden ver los valores de la velocidad de referencia. Vemos como el motor es capaz de seguir a la velocidad de referencia.

En la Figura 3.17 podemos ver la tensión en los extremos de la batería, la corriente que sale de esta y la evolución del estado de carga de nuestra batería. Se puede ver como cuando se produce un cambio de velocidad se producen grandes aumentos de la corriente saliente de nuestra batería, siendo positivos en las aceleraciones y negativos (recuperamos energía) en las deceleraciones. Si nos fijamos en la gráfica superior vemos como la carga de nuestra batería va disminuyendo, lo hace de forma muy acusada durante las aceleraciones (primeros 0.8s), durante los periodos en los que la velocidad es estable, se sigue descargando pero a un ritmo mucho menor, y por último a partir del instante  $t=1s$  se produce un pequeño aumento de la carga de la batería debido a la devolución de energía durante el frenado.

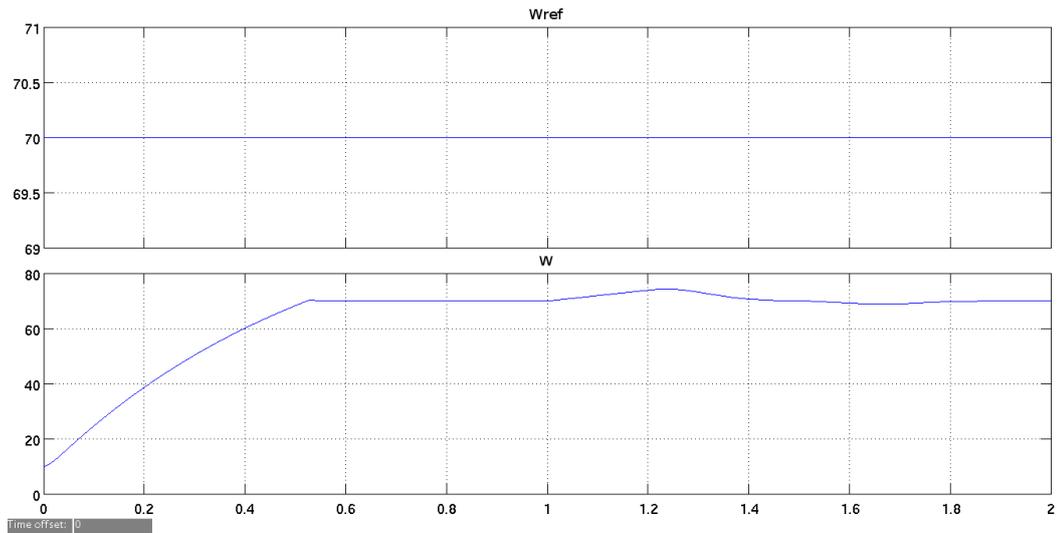


Figura 3.18: Velocidad de salida y de referencia.

Una vez visto el seguimiento de la velocidad de referencia que realiza nuestro motor, pasaremos a ver como el sistema mantiene una velocidad constante para diferentes pares de carga. En la Figura 3.18 podemos ver como se comporta la velocidad de nuestro sistema para una referencia constante de 70 rad/s y pares de carga tanto positivos como negativos, consiguiendo de esta forma hacer que nuestra velocidad sea casi constante experimentando pequeñas variaciones en los casos de grandes variaciones del par de carga.

En la Figura 3.19 podemos observar la evolución de nuestra batería, al igual que en el caso anterior, se puede ver la corriente positiva durante la descarga y negativa en los momentos de recarga. Se puede ver como con los aumentos del par de carga de nuestro motor se produce un aumento de la corriente demanda a nuestra batería y por lo tanto una descarga. Durante los momentos en los que el par de carga es negativo nuestro motor actúa como generador devolviendo energía hacia las baterías (corriente negativa, para  $1.15s < t < 1.5s$ ) y en la gráfica superior vemos como aumenta ligeramente el estado de carga de nuestra batería. El resto del tiempo el motor se encuentra venciendo pares de carga positivos, aportando tracción y por lo tanto consumiendo la energía de las baterías.

### 3.1.6. Conclusiones.

Este convertidor de continua permite la circulación bidireccional de la corriente debido a que está formado por dos convertidores unidireccionales (un Buck y un Boost) colocados en paralelo de modo que nos permiten que la corriente circule en un sentido o en el contrario en función del convertidor que estemos empleando. Debido a las características de estos convertidores, uno es un reductor y el otro un elevador, el convertidor bidireccional nos obliga a trabajar siempre entre dos tensiones diferentes en sus extremos. Por esto es necesario usar en convertidor Buck o reductor para pasar energía del lado de alta tensión al de de baja tensión y el convertidor Boost o elevador para la transferencia en sentido contrario.

En el caso de conectar un motor de continua a uno de los lados de nuestro convertidor, podemos hacer que este aporte tracción aportando una corriente a su armadura mediante uno de los convertidores y conseguir que el motor frene al hacer que la corriente salga del motor. Esto nos permite hacer operar al motor en los cuadrantes primero y cuarto que son

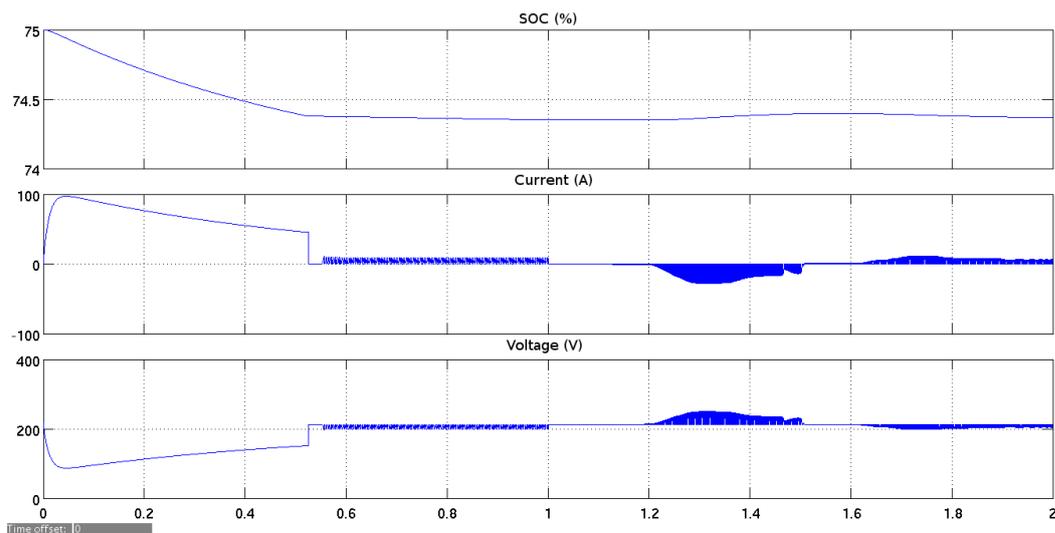


Figura 3.19: Estado de la batería.

tracción directa y frenado en directa.

Con el fin de conseguir que nuestro motor operase en los otros dos cuadrantes es decir tracción en inversa y frenado en inversa, sería preciso invertir la tensión de alimentación lo que nos permitiría llegar a funcionar con velocidades negativas. Esto no es posible con este convertidor, lo que nos haría necesario irnos a otras topologías como puede ser una topología en puente. Esta última, además de ser bidireccional en corriente como la anterior, nos permite aplicar tensiones negativas a nuestro motor.

De este modo, el convertidor al solo ser capaz de aportar tensiones con una polaridad únicamente permite el giro de los motores en un sentido. Esto nos limita su rango de aplicaciones a los casos en los que solo se necesita el giro en un sentido, en el caso de la movilidad, esto puede ser de gran utilidad en la construcción de motocicletas eléctricas dado que este tipo de vehículos carecen de marcha atrás.

El otro campo de aplicación posible es en el caso de que se emplee un motor de corriente alterna o un brushless. Dado que estos deben ser controlados por un inversor, este último si que es capaz de invertir el sentido de giro del motor no quedando tan limitadas sus posibles aplicaciones. En este última aplicación, la misión del convertidor bidireccional es la de aportar una tensión estable e independiente de la tensión aportada por nuestro banco de baterías al bus de continua. En este bus, se encuentra conectado nuestro inversor que proporcionará la tensión adecuada a nuestro motor partiendo de la tensión continua de nuestro bus.

Antes hemos hablado de la posibilidad de realizar un frenado en nuestro motor invirtiendo la corriente por su armadura debido a que el convertidor es bidireccional, este frenado es regenerativo dado que esta corriente es enviada hacia nuestro sistema de almacenamiento de energía durante el frenado, aumentando la energía disponible.

## 3.2. Convertidor en puente

Como comentamos anteriormente, el convertidor bidireccional buck-boost en el control de un motor, solo nos permite aplicar tensiones de una única polaridad. Por eso como alternativa

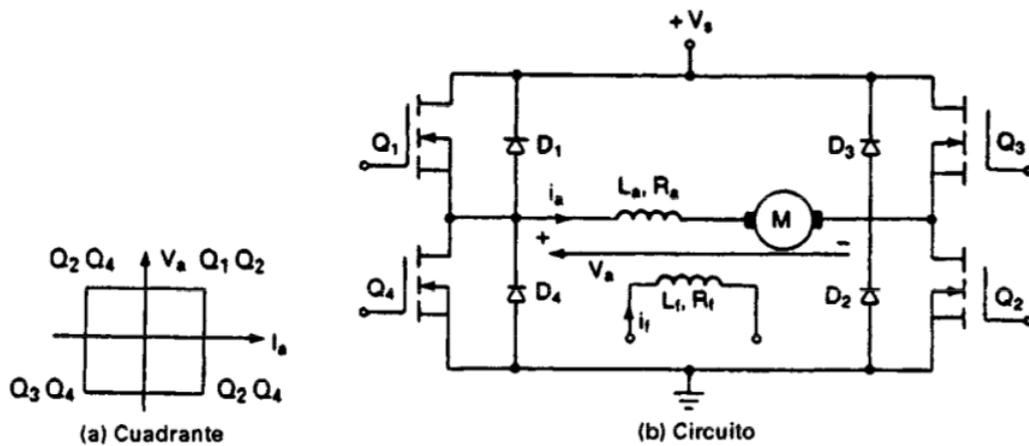


Figura 3.20: Convertidor en puente y cuadrantes de operación [10].

para poder controlar un motor de corriente continua y conseguir hacerlo funcionar en los cuatro cuadrantes, emplearemos un convertidor en puente. Debido a su estructura, que podemos ver en la Figura 3.20 nos permite una transferencia bidireccional de energía así como la aplicación de tensiones tanto positivas como negativas a nuestra carga. De este modo conseguiremos hacer operar a nuestro motor en los cuatro cuadrantes haciendo conducir los diferentes pares de polos en cada instante.

### 3.2.1. Funcionamiento de convertidor

Este convertidor, nos permite realizar una conversión bidireccional el corriente permitiéndonos alimentar una carga de continua mediante una fuente también de continua de valor igual o diferente a la de nuestra carga, con una mayor estabilidad permitiéndonos alimentar la cargar con una tensión constante independiente de la tensión de la fuente. Por otra parte este convertidor nos permite una circulación de corriente bidireccional con lo que conseguimos entregar de vuelta a la fuente la parte de la energía de la carga.

Esto es muy útil en el caso de que la carga sea un motor y tratemos de frenarlo. Por último este convertidor nos permite alimentar a la carga con tensiones tanto positivas como negativas. Debido a estas dos últimas posibles situaciones, conseguimos hacer que los motores operen en sus cuatro modos posibles que comentaremos más adelante.

Para observar el funcionamiento del convertidor, emplearemos el esquema de simulink de la Figura 3.21 en el que podemos ver el realizado con IGBT's con diodos de libre circulación en paralelo, este se encuentra alimentado por una fuente de tensión continua ideal de 200v y una conectado a una carga resistiva de 100 ohm. El bloque generador PWM bidireccional se ha empleado en la generación de los pulsos de disparo para los polos.

El esquema que forma el bloque del generador PWM bipolar, lo podemos ver en la Figura 3.22. Si lo observamos detenidamente podemos ver como se generan los pulsos de control mediante un control por modulación de ancho de pulso "PWM" que conseguimos a mediante comparación de una señal triangular cuyos valores oscilan entre 1 y -1 y una tensión de control con los mismos valores límite que la triangular.

Una vez obtenida la diferencia de estas dos señales, se pasa a generar un 1 (señal de activación del polo) cuando la tensión de control es mayor que la triangular y un 0 (señal de corte del

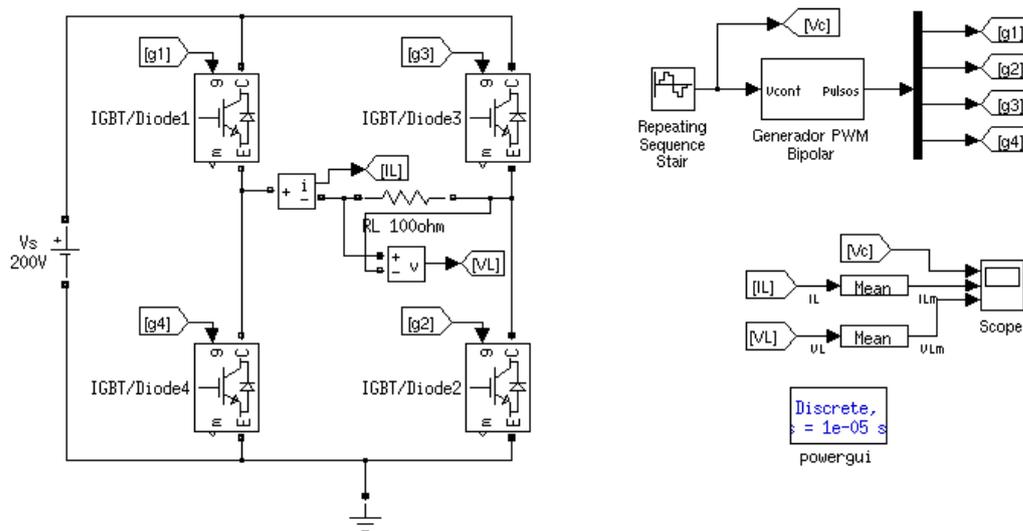


Figura 3.21: Esquema del convertidor en puente.

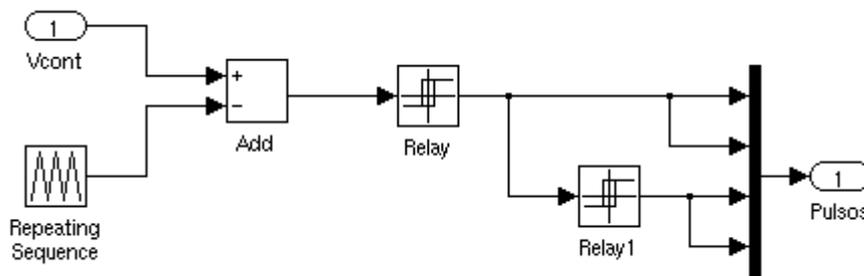


Figura 3.22: Generador de pulsos PWM bipolar.

polo) en el caso contrario. Una vez generados los pulsos para una pareja de polos (Q1 y Q2) se generan las señales opuestas para la otra pareja. De este modo conseguimos variar el valor medio de la tensión de salida con solo variar la tensión de control.

En la Figura 3.23 podemos ver la evolución de la tensión y la corriente en una carga resistiva conectada e la salida de nuestro convertidor. Podemos observar como la tensión que varía entre 1 y -1 consigue que la salida varíe entre  $V_s$  y  $-V_s$ . De este modo, la tensión de control representa la fracción el valor de la tensión de la entrada que obtenemos en nuestra salida. Cabe destacar que este circuito no es capaz de producir tensiones de salida con un valor superior al de la entrada, como mucho igual al de la misma.

Si comparamos la tensión de control con la de salida obtenida podemos ver como para un tensión de control de 0,5v tenemos un a tensión de salida de 100V que corresponde con la mitad de la de la fuente. Para el caso de tensiones de control negativas, como es el caso de -0,75V, la tensión de salida toma valores negativos en este caso de tres cuartas partes de la tensión de entrada.

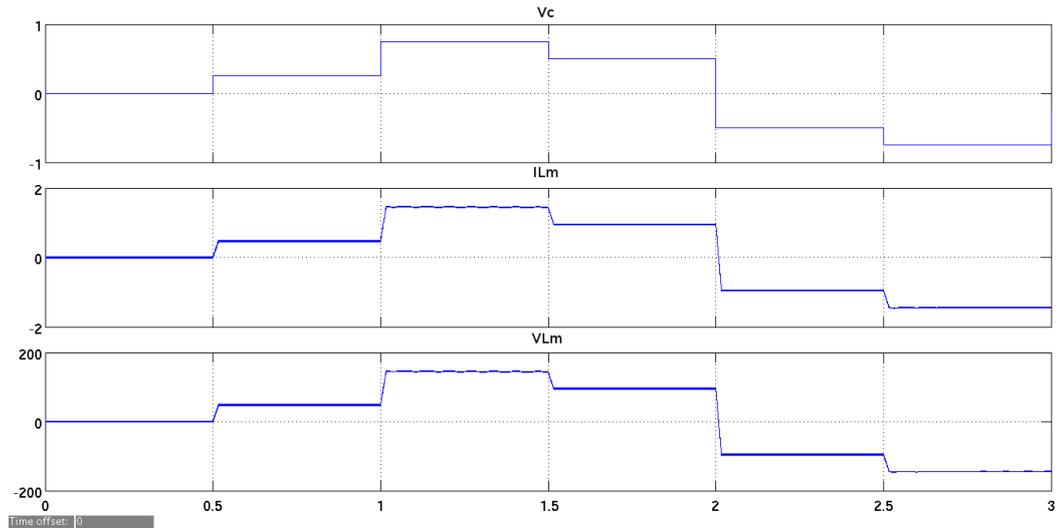


Figura 3.23: Tensiones y corrientes en el convertidor en puente.

### 3.2.2. Control de tensión de salida

Una vez hemos visto el funcionamiento del convertidor empleando un pequeño circuito para la generación de los disparos de puerta. Como hemos visto antes, podemos variar la tensión de salida en función de la tensión de control que introducimos en nuestro circuito generador de disparos. Para esto a continuación, trataremos de regular la tensión de salida de nuestro convertidor mediante la variación de la tensión de control que suministramos al generador de disparos.

Mediante el esquema de Simulink de la Figura 3.24 en el que hemos remplazado la referencia de la tensión de control por un controlador PI que nos genera la tensión control adecuada en función de la tensión de salida y el valor de la tensión de referencia que queremos obtener en la salida.

Si pasamos a simular el comportamiento del sistema haciendo variar la tensión de referencia que le aportamos, conseguimos ver como la tensión de salida tiene un buen seguimiento de la referencia, Figura 3.25. En esta se han representado los valores que va tomando la tensión de referencia y los valores medios de la tensión y la corriente por la carga conectada al convertidor.

Se puede apreciar claramente como el valor medio de la tensión de salida del convertidor sigue los cambios que se producen en la tensión de referencia teniendo ambas el mismo valor. Esto nos permite obtener de manera sencilla la tensión de salida deseada en todo momento. Esto es posible para valores tanto positivos como negativos siempre que la tensión de salida sea menor o igual a la de entrada.

### 3.2.3. Modos de operación del motor de continua

Con este convertidor somos capaces de aplicar a nuestro motor diferentes tensiones con diferentes polaridades y también somos capaces de hacer circular la corriente en ambos sentidos. De este modo nuestro convertidor es capaz de hacer operar a nuestro motor en los cuatro cuadrantes permitiéndonos emplear el mismo para aportar tracción tanto en sentido directo como inverso y permitiéndonos usar lo como generador para obtener fuerza

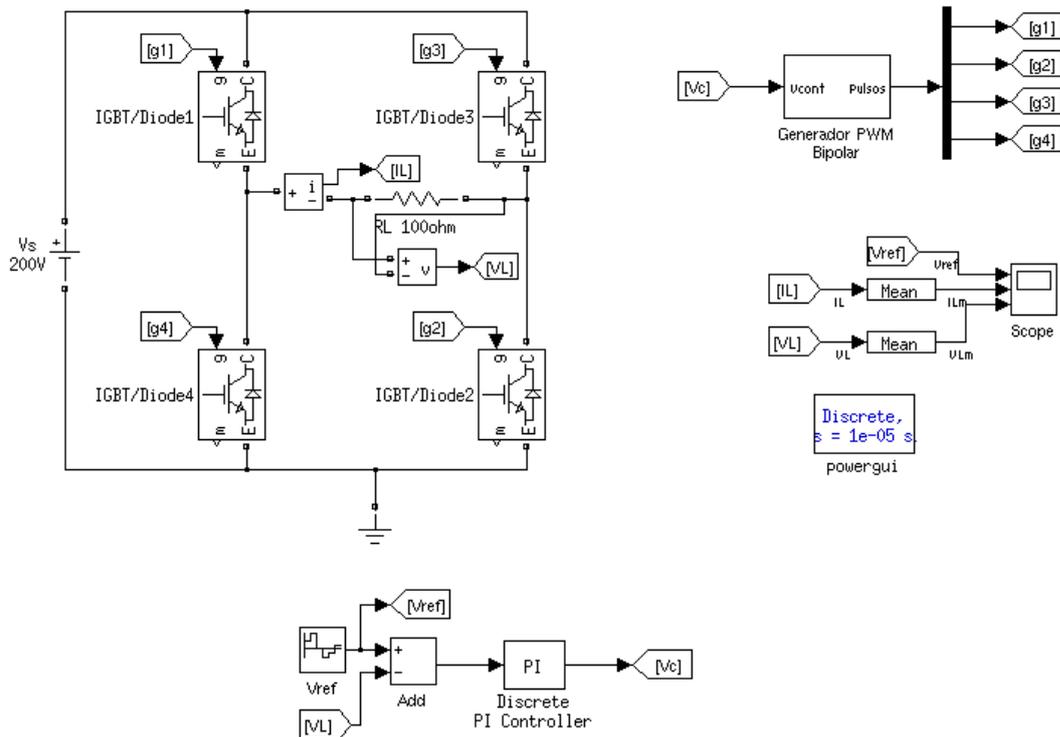


Figura 3.24: Convertidor en puente con control de tensión.

de frenado también en ambos sentidos. Podemos clasificar estos modos de operación de la siguiente manera<sup>2</sup>:

### 3.2.3.1. Tracción directa

En este caso nos encontramos con los polos Q1 y Q2 en conducción mientras que los polos Q3 y Q4 se encuentran en corte. De este modo el motor es alimentado con una tensión positiva que hace que por la armadura circule una corriente positiva. Cuando se pasa a corte Q1 manteniendo activo Q2, la corriente de la armadura se extingue a través de Q2 y D4. Si se desactivasen Q2 y Q1 la corriente se extinguiría a través de los diodos D3 y D4.

### 3.2.3.2. Regeneración directa

Si activamos únicamente Q4, conseguimos que el motor se comporte como un generador, la corriente de la armadura ahora es devuelta hacia la fuente de alimentación a través de los diodos D1 y D2.

### 3.2.3.3. Tracción inversa

En este caso nos encontramos con los polos Q3 y Q4 en conducción mientras que los polos Q1 y Q2 se encuentran en corte. De este modo el motor es alimentado con una tensión negativa que hace que por la armadura circule la corriente en sentido inverso. Cuando se pasa a corte Q3 manteniendo activo Q4, la corriente de la armadura se extingue a través de

<sup>2</sup>Con la configuración establecida en la Figura 3.20

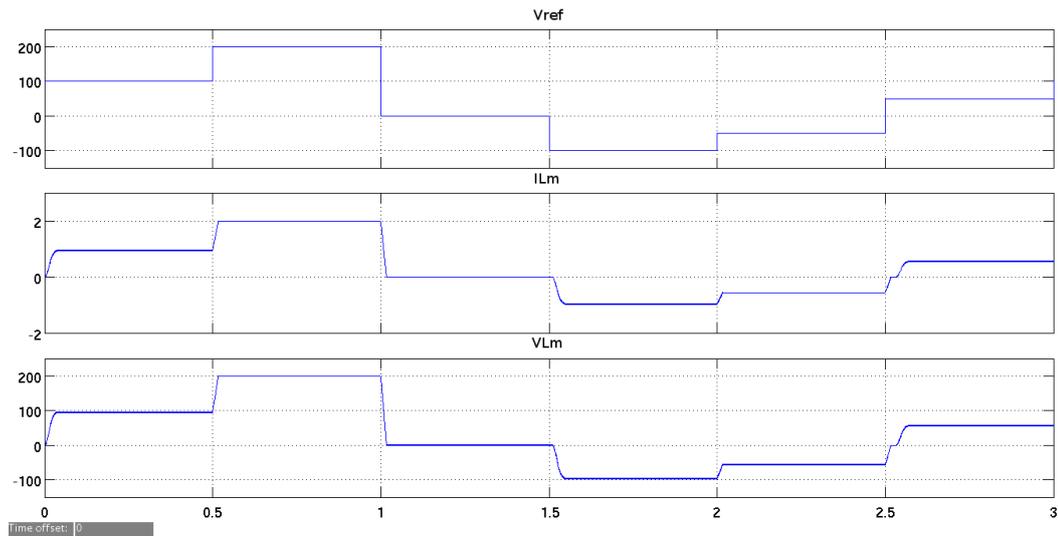


Figura 3.25: Tensión de salida controlada mediante una referencia.

Q4 y D2. Si se desactivasen Q3 y Q3 la corriente se extinguiría a través de los diodos D1 y D2.

#### 3.2.3.4. Regeneración inversa

Si activamos únicamente Q2, conseguimos que el motor se comporte como un generador, la corriente de la armadura ahora es devuelta hacia la fuente de alimentación a través de los diodos D3 y D4.

### 3.2.4. Control de velocidad y modo de operación del motor de continua

Una vez hemos visto los diferentes modos de operación que nos permite nuestro convertidor así como la forma en la que los podemos obtener cada uno de ellos, pasaremos a emplearlos para conseguir el control de velocidad de un motor de corriente continua. Para ello emplearemos la herramienta Matlab-Simulink.

#### 3.2.4.1. Control con inversión de polaridad

Debido a la estructura que presenta nuestro convertidor, como comentamos anteriormente, podemos aplicar a nuestra carga tensiones tanto positivas como negativas. En este caso emplearemos esto para conseguir hacer que nuestro motor sea capaz de girar en ambos sentidos con velocidad controlada. Para conseguir que el motor frene, haremos un cambio en la polaridad de la tensión de alimentación que nos invertirá el sentido de la corriente por la armadura del motor.

Para la simulación del comportamiento, hemos empleado el esquema de Simulink de la Figura 3.26 en el que partiendo de la velocidad del motor y una velocidad de referencia y empleando un controlador PI y el bloque antes mencionado “Generador PWM bipolar” generamos dos modulaciones PWM para los polos. Una será para la tracción directa y la

otra para la inversa. Mediante el bloque de función de Matlab, se ha definido la generación de las señales de disparo para los polos en función de las velocidades de giro y de referencia.

En la Figura 3.27 podemos ver la evolución que siguen la velocidad de referencia, la velocidad de giro y la corriente que circula por la armadura del motor. Podemos ver como la velocidad de giro del motor, sigue en todo momento la misma evolución que la velocidad de referencia tomando valores tanto positivos como negativos, vemos como realiza las rampas de aceleración y deceleración e incluso llega a detener y mantener parado el motor.

Si nos fijamos en la corriente que circula por la armadura del motor vemos como cuando el motor se encuentra girando a una velocidad constante, esta se encuentra oscilando con valores tanto positivos como negativos para conseguir mantener constante dicha velocidad. En el caso de los cambios de velocidad (tanto aceleraciones como frenadas) vemos como se producen corrientes muy elevadas para conseguir que el motor siga las variaciones de la velocidad.

Los principales inconvenientes de este tipo de control son que no se consigue la recuperación de energía y que para las frenadas se demandan corrientes muy elevadas a la fuente de alimentación gastando más energía en vez de aprovechar la generada. Como ventaja tenemos una respuesta muy rápida del sistema y una gran simplicidad en la implementación del control.

#### **3.2.4.2. Control con frenado regenerativo**

A continuación realizaremos un control de velocidad en un motor de corriente continua mediante un convertidor en puente aprovechando las frenadas para la generación de energía. Para esto debemos implementar lo comentado sobre el frenado regenerativo en el apartado 5.3.2 en el control de nuestro convertidor. Con el fin de probar el funcionamiento del sistema, se ha realizado el esquema de simulación que podemos ver en la Figura 3.28 muy similar al empleado anteriormente en el control de velocidad sin frenado regenerativo, al que se le han añadido la generación de pulsos de control para los polos 2 y 4 durante los frenados.

Estos pulsos se generan en función de la corriente que circula por el polo de modo que como explicamos antes, para realizar el frenado cerramos el polo haciendo que la corriente por la armadura se invierta y frene el motor. Cuando esta corriente alcanza un valor determinado, abrimos el polo momentáneamente para que la corriente sea devuelta hacia la batería por el diodo del polo superior de la misma rama. Este proceso lo repetimos de forma cíclica a fin de conseguir tanto el frenado como la devolución de energía.

En la Figura 3.29 podemos ver las gráficas de la velocidad de referencia y la velocidad alcanzada por el motor superpuestas, viendo como la velocidad trata de ajustarse a los valores que toma la señal de referencia. En este caso presenta un buen seguimiento de la referencia durante las aceleraciones o los giros a velocidad constante. En el caso de las deceleraciones ( $t=0.3s$ ) entra el sistema de frenado regenerativo que nos frena el motor pero su velocidad de respuesta es inferior a la velocidad de cambio de la referencia con lo que las dos gráficas se separan hasta que la velocidad de giro vuelve a alcanzar a la de referencia.

En la gráfica inferior podemos ver la corriente que circula por la armadura, se puede ver como durante las aceleraciones esta toma valores bastante elevados y su valor se reduce durante el funcionamiento a velocidad constante. En el caso de las frenadas, podemos ver como toma valores negativos, la corriente circula en sentido opuesto.

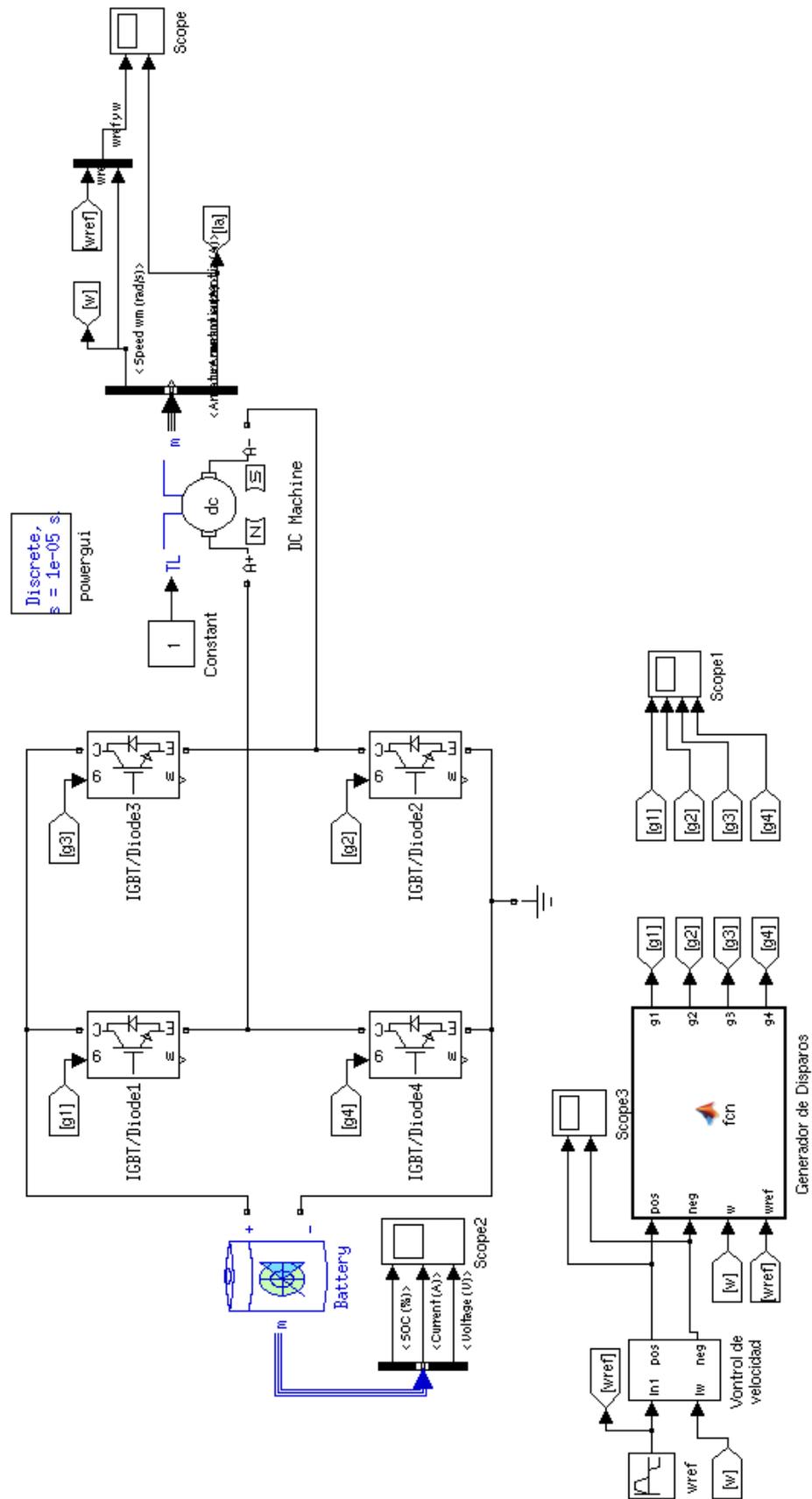


Figura 3.26: Esquema del control de velocidad por inversión de polaridad.

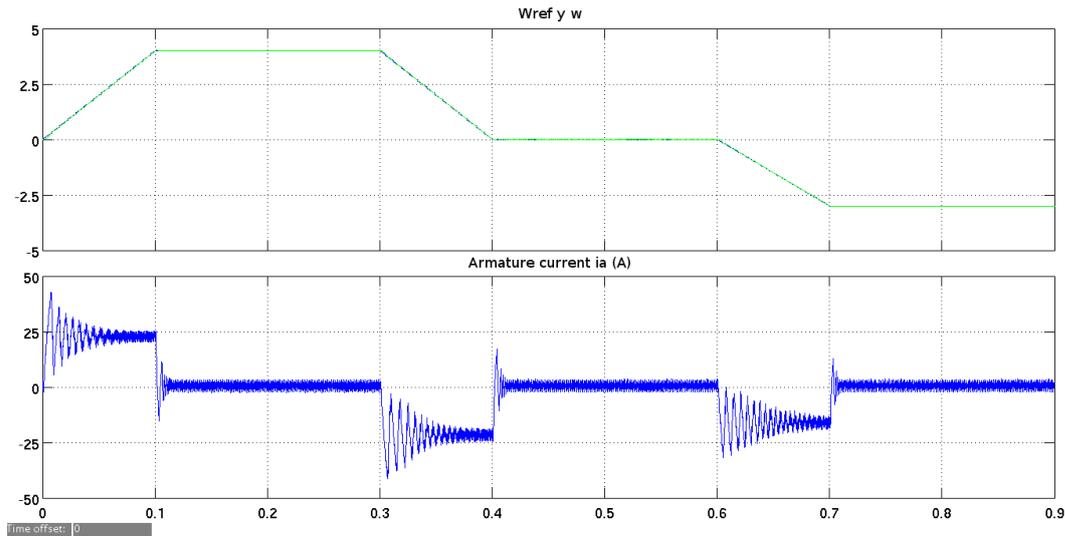


Figura 3.27: Velocidades de referencia y de giro y corriente por la armadura.

Pasaremos a observar más detenidamente la circulación de la corriente durante el frenado regenerativo, para ello en la Figura 3.30 hemos representado las corriente que circulan por los cuatro polos del convertidor. Tenemos que cuando la corriente es positiva, la corriente circula por el IGBT. Por el contrario si la corriente es negativa, esta se encuentra circulando por el diodo.

Durante el frenado regenerativo ( $0,3s < t < 0,51s$ ) tenemos que D3 no conduce, D2 se encuentra conduciendo continuamente y que el transistor Q4 y D1 conducen de forma alternativa. Mientras Q4 se encuentra cerrado, la corriente de armadura se invierte y circula a través de el y de D2 aumentando su valor. Cuando Q4 se abre esta corriente es enviada hacia la fuente a través de D1. Por esto podemos apreciar como el polo 1 solo conduce pulsos de corriente negativa (circula por D1).

Por último en la Figura 3.31 podemos ver los valores de la tensión, corriente y el estado de carga de nuestra batería. Durante el tiempo comprendido entre 0,3s y 0,51s podemos ver como la corriente solo toma valores nulos o negativos, la tensión en los extremos de la batería aumenta y se produce un aumento en el estado de carga de la batería, esto es durante el frenado regenerativo.

Si nos fijamos en el resto del tiempo vemos como el estado de carga de la batería va disminuyendo, especialmente durante las aceleraciones. La corriente por la batería toma valores tanto positivos como negativos, los positivos corresponden a las descargas para acelerar y mantener girando el motor y los negativos son debidos al frenado que ocasiona la acción de control para poder ajustar la velocidad de giro en todo momento a la velocidad de referencia. Por su parte la tensión es extremos de la batería siegue el comportamiento opuesto a la corriente. Se eleva con las recargas y disminuye con las descargas.

### 3.2.5. Conclusiones

Este convertidor, al igual que otros convertidores de corriente continua, nos permite obtener una una tensión de salida diferente a la de la entrada y con una mayor estabilidad o la posibilidad de ser adecuada en cada momento a las necesidades de la carga. La tensión de

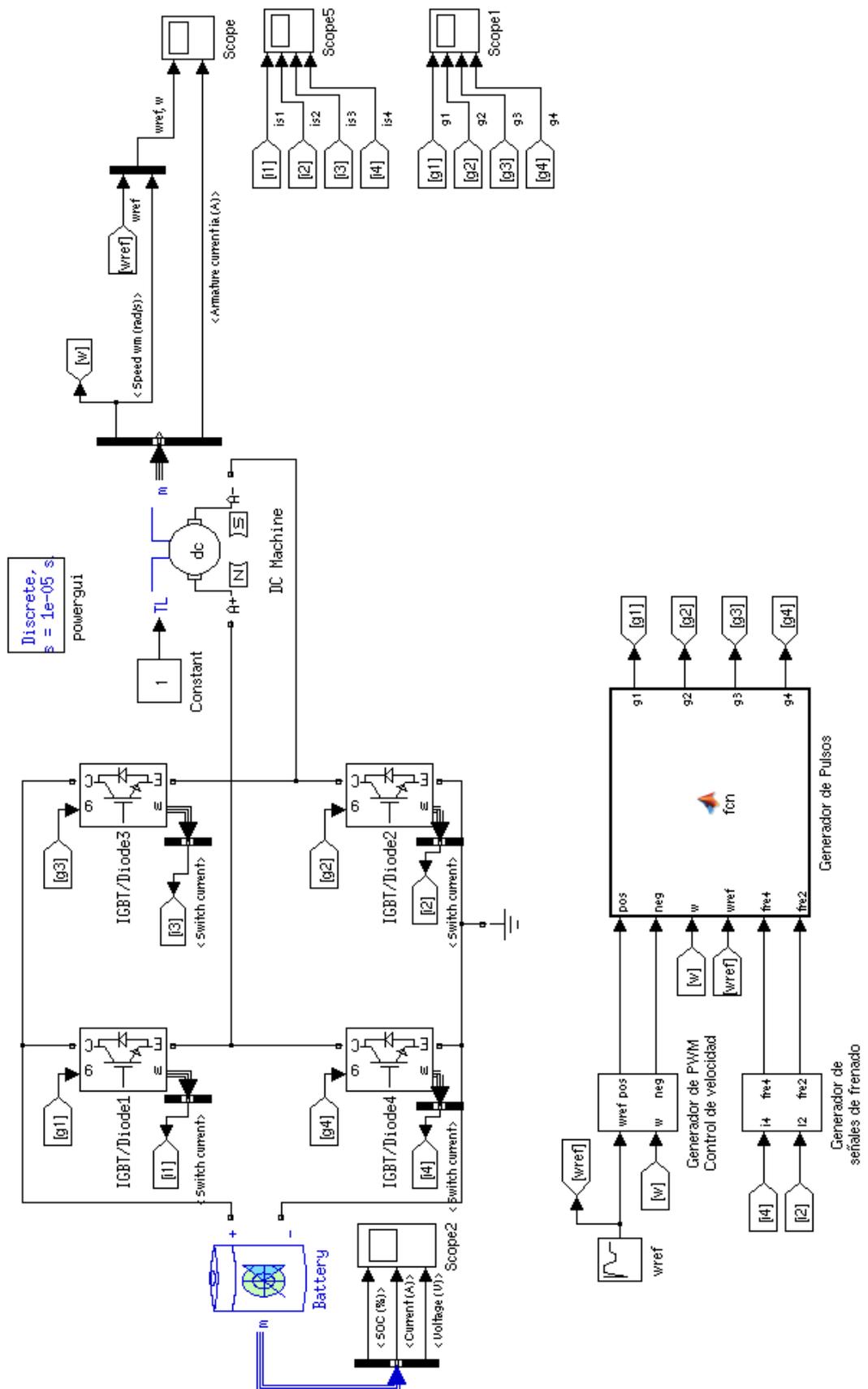


Figura 3.28: Esquema del control de velocidad con frenado regenerativo.

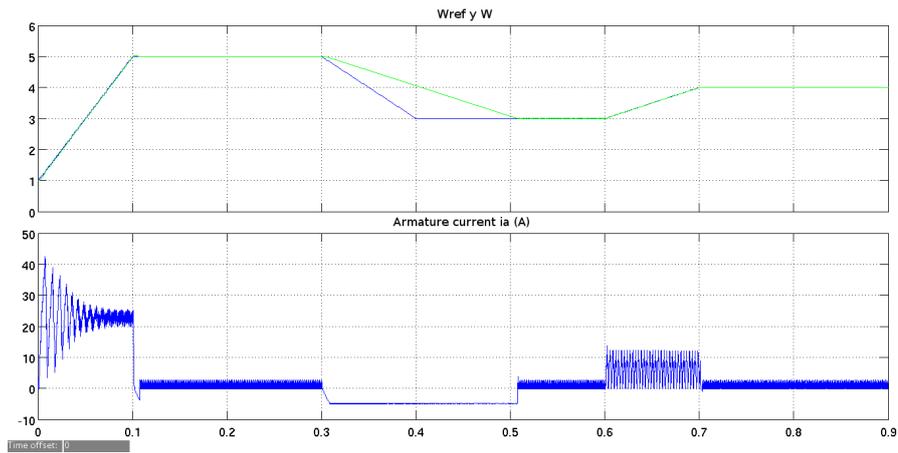


Figura 3.29: Velocidades de giro, de referencia y corriente por la armadura.

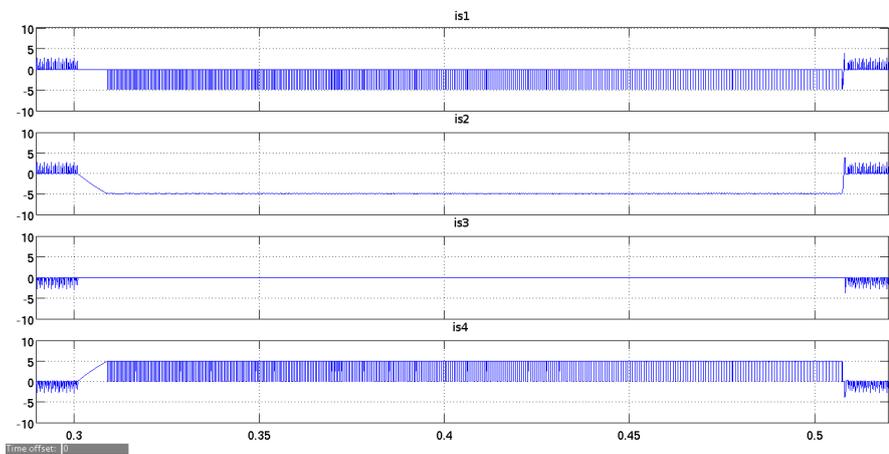


Figura 3.30: Corrientes por los polos durante el frenado regenerativo.

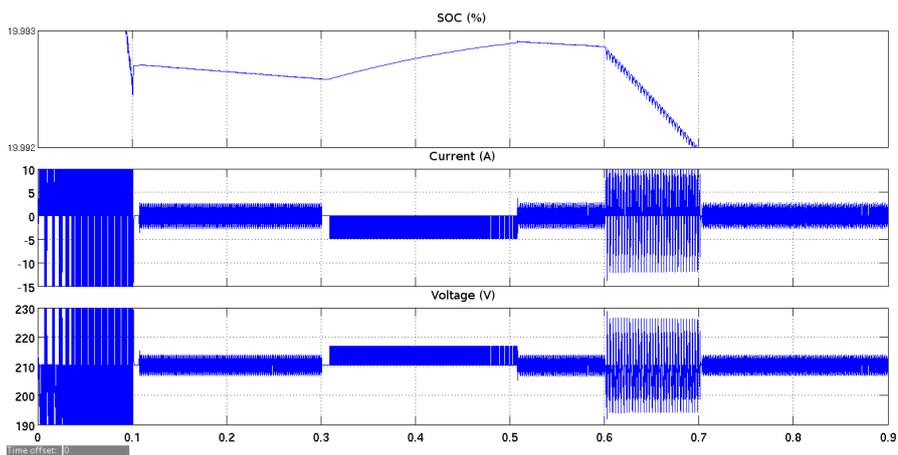


Figura 3.31: Tensión, corriente y estado de carga de la batería.

salida que nos aporta este convertidor, en todo momento debe ser inferior o como máximo igual al valor de la tensión de la fuente.

En cuanto a lo que se refiere al control de motores, aumenta el número de posibilidades de funcionamiento respecto al convertidor bidireccional buck-boost pudiendo aportar tensiones

con diferente polaridad. Esto hace que consigamos que nuestro motor de continua opere en los cuatro cuadrantes. Su principal problema, reside en que comporta una mayor número de elementos de potencia lo que además del coste, aumenta la complejidad de control del sistema.

En el caso de emplearse para alimentar un motor controlado por un motor un inversor, no es necesario disponer a la salida con tensiones de dos polaridades diferentes dado que el inversor únicamente necesita una tensión de continua constante a su entrada. Siendo suficiente en este caso con una única polaridad. Por esto último para regular la tensión de alimentación de un inversor, sería suficiente con emplear el convertidor bidireccional buck-boost que vimos anteriormente y que se realiza con un menor número de componentes.



## Capítulo 4

# Convertidor continua-alterna

El inversor es un tipo de convertidor que nos permite obtener una corriente alterna a partir de una corriente de alimentación continua. Esto nos permite alimentar cargas de alterna partiendo de fuentes de continua como las baterías. Estos convertidores además permiten variar el valor eficaz de la tensión de salida así como su frecuencia. Mediante la denominada ganancia del inversor que podemos definir como la relación entre la tensión de salida en alterna y la tensión de entrada en continua, podemos controlar la tensión de salida que genera nuestro inversor. Esto nos permite obtener salidas fijas ante tensiones de entrada variables o en los casos en los que la tensión de entrada no puede variarse, obtener una salida variable. El control de esta ganancia se realiza generalmente mediante el control de la modulación del ancho de impulso (PWM).

Estas características, hacen que los inversores sean muy usados en el control de motores de alterna a los que permiten variar la velocidad de giro. Los inversores también son empleados en el control de motores brushless o de conmutación electrónica dado que nos permiten alimentar cada una de las fases del motor de forma independiente y con tensiones tanto positivas como negativas y de valor variable en el caso de inversores de varias fases.

Además, estos convertidores permiten que la potencia fluya en los dos sentidos realizando funciones de inversor al alimentar la carga y de rectificador al hacer que la corriente fluya de vuelta hacia la fuente. Este segundo modo de operación nos permitirá la recuperación de parte de la energía durante las frenadas.

Podemos comenzar haciendo una distinción de los inversores referente al número de fases de los mismos, de este modo diferenciaremos entre inversores monofásicos y trifásicos. Dentro de los monofásicos tenemos el inversor en puente muy similar al convertidor de continua en puente. En el caso de los trifásicos tenemos el puente trifásico que se ha construido a partir de la unión de tres puentes monofásicos y que emplearemos para controlar un motor brushless a partir de una tensión de salida cuadrada.

### 4.1. Control de motores brushless

El control de los motores brushless o motores síncronos de flujo trapezoidal se basa en alimentar de forma adecuada los bobinados del estator de modo que en todo momento consigamos aplicar el vector de flujo necesario para lograr el movimiento. Esto se consigue empleando un inversor de onda cuadrada con un número de fases igual al del motor. Este

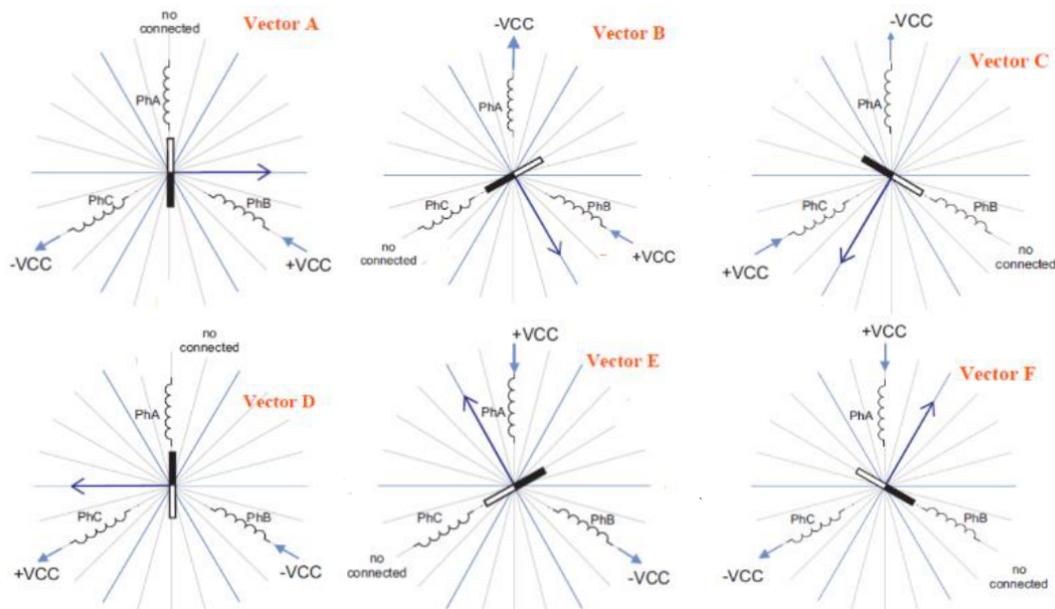


Figura 4.1: Vectores de conmutación para el giro en sentido horario.

Fase A	Fase B	Fase C	Vector	Fase A	Fase B	Fase C	Vector
NC	+Vdc	-Vdc	A	NC	-Vdc	+Vdc	D
-Vdc	+Vdc	NC	B	-Vdc	NC	+Vdc	C
-Vdc	NC	+Vdc	C	-Vdc	+Vdc	NC	B
NC	-Vdc	+Vdc	D	NC	+Vdc	-Vdc	A
+Vdc	-Vdc	NC	E	+Vdc	NC	-Vdc	F
+Vdc	NC	-Vdc	F	+Vdc	-Vdc	NC	E

(a) Giro horario.

(b) Giro Antihorario.

Cuadro 4.1: Secuencias de alimentación de las fases.

inversor, nos permite alimentar con tensiones positivas, negativas o nulas cada uno de los bobinados de nuestro motor. El alimentar unos u otros bobinados con tensiones positivas, negativas o nulas, nos permite generar los diferentes vectores de flujo.

Mediante los sensores de efecto hall podemos conocer la posición del rotor de modo que podemos saber que vector debemos aplicar. Estos se sitúan siempre formando un ángulo de  $90^\circ$  con respecto al flujo generado por el rotor lo que nos permite obtener el máximo par. En la Figura 4.1 podemos ver la secuencia de vectores a aplicar para conseguir el giro en sentido horario. También se puede ver la posición del rotor y las tensiones de alimentación de los bobinados.

En el Cuadro4.1 podemos ver las secuencias en las que se deberían aplicar los vectores de flujo para conseguir los giros en sentido horario y antihorario así como las tensiones a aplicar en cada fase para conseguirlo. Se han representado partiendo de la posición 1 de la Figura 4.1.

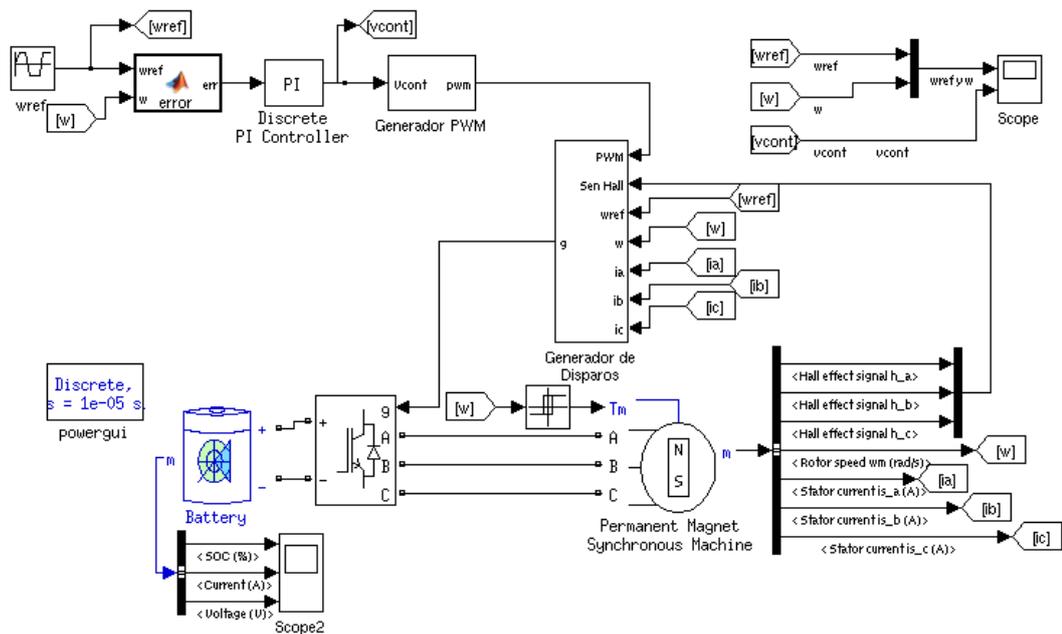


Figura 4.2: Esquema de simulación brushless.

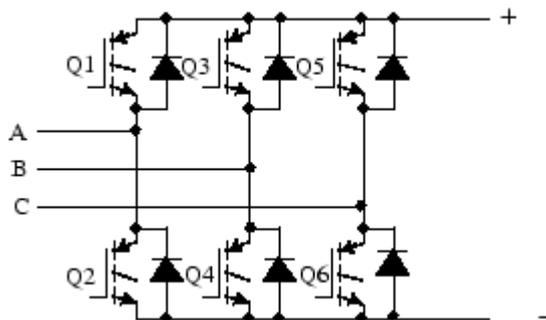


Figura 4.3: Inversor en puente, estructura del bloque simulink.

## 4.2. Esquema de control

Una vez hemos visto el funcionamiento del mismo, pasaremos a simular el comportamiento del motor y a tratar de controlar su velocidad mediante simulink. Para ello hemos empleado el esquema de la Figura 4.2 en el que podemos ver la parte de potencia formada por una batería, un inversor trifásico realizado con un puente universal de tres ramas con IGBT's que proporciona simulink con la estructura de la Figura 4.3 y el motor brushless. En la parte del control, contamos con un regulador PI, un comparador, el bloque de generación del PWM que hemos mencionado anteriormente y un bloque denominado como generador de disparos.

El bloque denominado generador de disparos, es el encargado de generar los pulsos para las puertas de los polos adecuados en cada momento. En la Figura 4.4 podemos ver su estructura interna. En la parte inferior, nos encontramos con unos comparadores de la corriente que circula por cada uno de los bobinados para generar las señales de frenado que cierran los polos de la parte superior de modo que se invierta la corriente por los devanados del motor

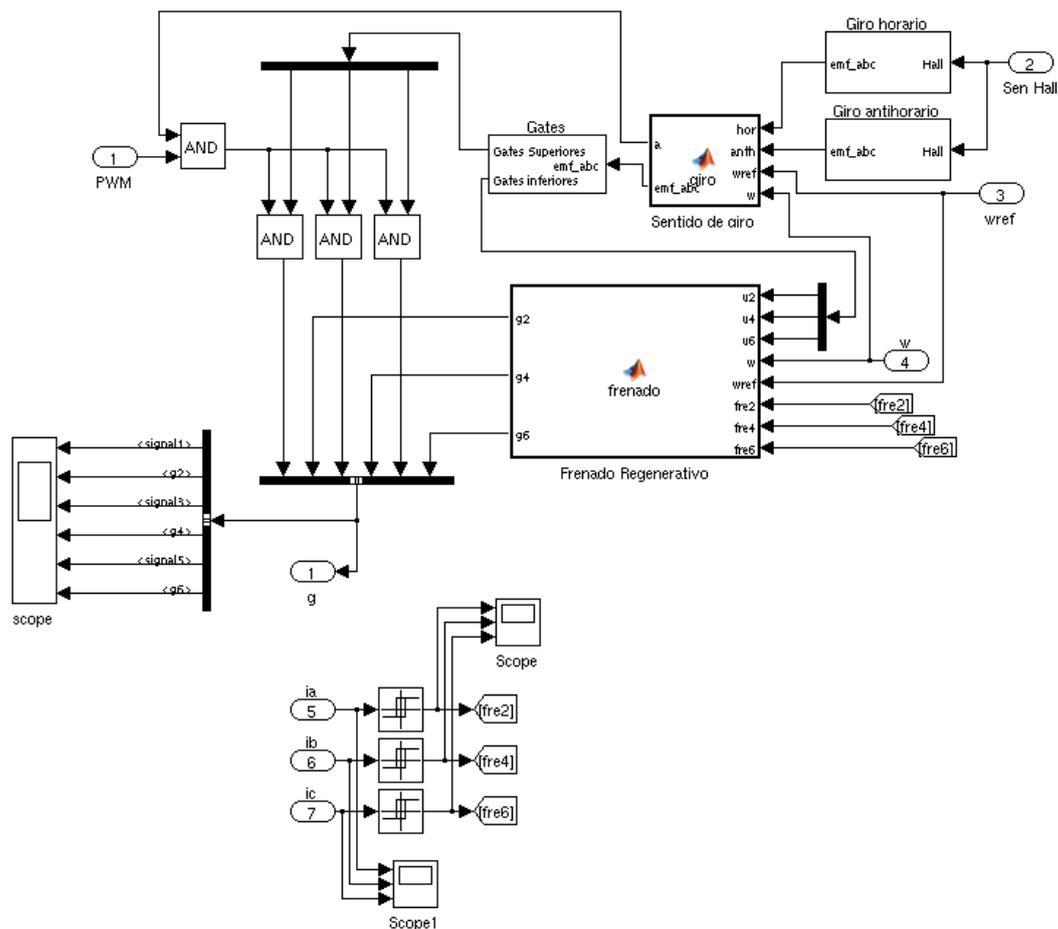


Figura 4.4: Esquema del bloque generador de disparos.

haciéndole frenar. Cuando esta corriente alcanza un determinado valor, se abre el polo con el fin de hacer que esta corriente circule hacia la fuente a través del diodo del polo superior de la misma rama.

Debido a que durante la tracción del motor los polos de la parte inferior deben seguir el patrón de conmutación adecuado, se emplea el bloque “Frenado Regenerativo” que es el encargado de a partir de los valores de la velocidad de referencia y la velocidad de giro del motor determinar si debemos acelerar o frenar aplicando entonces las señales procedentes del bloque “gates” para la tracción. Estas mantienen el polo cerrado de forma continua mientras la posición del rotor lo precise. En el caso de ser necesario frenar, se comparan las señales antes mencionadas con las señales de frenado generando de este modo unos pulsos que abren y cierran el polo correspondiente por la posición del rotor en función de la corriente por los devanados.

Los bloques “Giro horario” y “Giro antihorario” son los encargados de generar los valores de las fuerzas electromotrices a aplicar a cada bobinado del estator del motor en función de la posición de su rotor. Estos bloques generan los vectores de flujo a aplicar en cada caso correspondiéndose con los dos sentidos de giro posibles del motor. A continuación, estos se se introducen en el bloque “Sentido de giro” que a partir de los valores de la velocidad de giro y la velocidad de referencia determina cual de las dos secuencias de vectores debemos aplicar para conseguir movernos a la velocidad de referencia. Este bloque también genera la señal

“a” que se emplea para habilitar y deshabilitar el PWM con el fin de evitar comportamientos erróneos cuando la referencia y la velocidad de giro poseen distinto signo permitiéndonos detener el motor y luego invertir el sentido de giro sin cambios bruscos de velocidad.

Para conseguir el control de la velocidad del motor, ha sido necesario tratar por separado los pulsos de activación de los polos de la parte superior y la parte inferior del puente, de modo que a fin de controlar el valor medio de la tensión de alimentación del motor, se ha aplicado un control PWM a los polos de la parte superior, mientras que durante la tracción los de la parte inferior han permanecido cerrados. Esto debe ser sumado a la necesidad de cerrar los polos en el momento adecuado para conseguir el vector de flujo necesario para cada posición del rotor. Por eso, la regulación de velocidad cuando la no hay inversión del sentido de giro, se lleva a cabo mediante el aumento o disminución del valor medio de la tensión aplicada a los bobinados. Por esto se compara la señal obtenida del generador PWM con las señales de activación correspondientes a cada vector. De este modo se consigue aplicar el vector deseado para maximizar el para en cada sentido de giro y controlar la tensión de alimentación.

### 4.3. Simulación del funcionamiento

Una vez hemos construido el esquema pasaremos a ver como se comporta nuestro sistema al introducirle un señal de referencia variable con el tiempo que toma valores tanto positivos como negativos. En la Figura 4.5 en la parte superior podemos observar la representación de las velocidades de giro y de referencia superpuestas. Podemos ver como la velocidad de giro trata de seguir a la de referencia. Como en otras ocasiones, la velocidad de giro se aleja bastante de la de referencia en las frenadas como se puede ver desde  $t=0.3s$  y desde  $t=0.7s$ . El sistema de control como hemos comentado antes, mantiene el convertidor frenando hasta que la referencia y la velocidad de giro vuelven a tener el mismo signo ( $t=0.39s$  y  $t=0.78s$ ) en ese mismo momento, se cambia la secuencia de vectores de flujo a aplicar y se comienza a acelerar el motor hasta llegar a la velocidad de referencia. Se puede apreciar como la respuesta en las aceleraciones es mucho mayor que en las frenadas llegando a producirse sobre pasos.

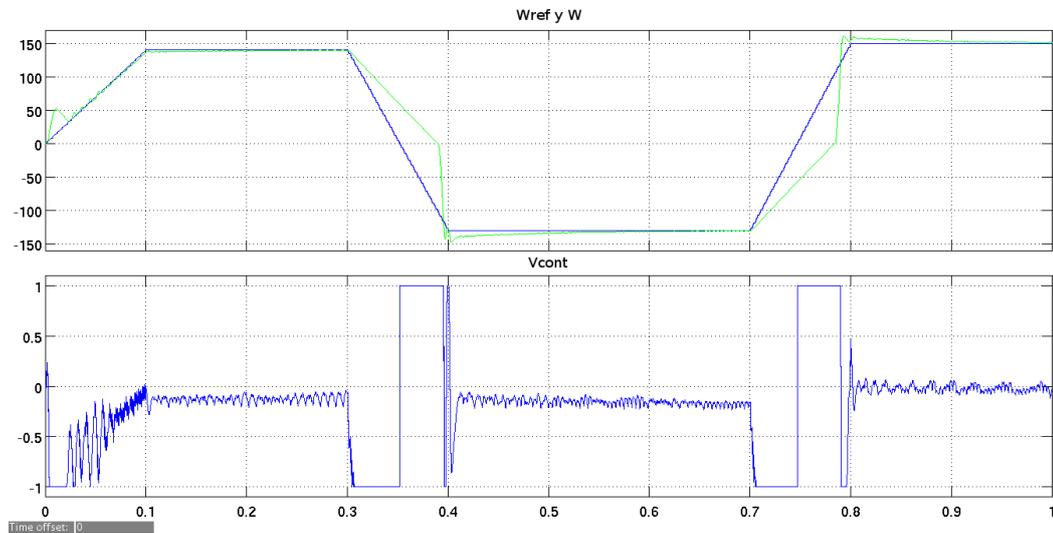


Figura 4.5: Velocidades de giro, referencia y tensión de control.

En la Figura 4.6 hemos representado las señales de puerta que el sistema de control aplica al convertidor con el fin de comprender mejor el funcionamiento del sistema. Si nos fijamos en las señales de los polos superiores (impares) vemos como durante sus instantes de activación se encuentran oscilando debido a la acción del PWM por el contrario los polos inferiores (pares) conducen de forma continua durante sus instantes de activación salvo en algunos caso durante las frenadas que conmutan para conseguir la devolución de parte de la energía generada durante el frenado hacia la fuente. Si nos fijamos en los tiempos durante los que están activos los pulsos vemos como estas varían en función de la velocidad giro del motor dado que debemos variar los vectores aplicados con la posición del rotor.

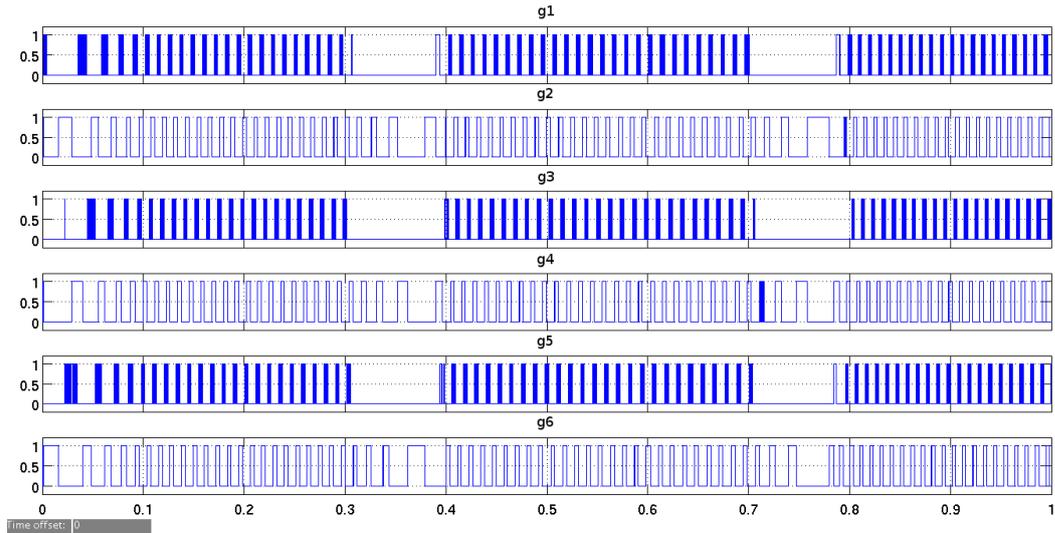


Figura 4.6: Señales de disparo de los polos.

Por último en la Figura 4.7 hemos representado el estado de carga, la tensión y la corriente de la batería durante un frenado del motor. Se puede ver como la gráfica de las corrientes aparece picos de corriente negativos es decir entrantes hacia la batería. Esto hace que se eleve ligeramente la tensión en sus extremos y que su nivel de carga se eleve.

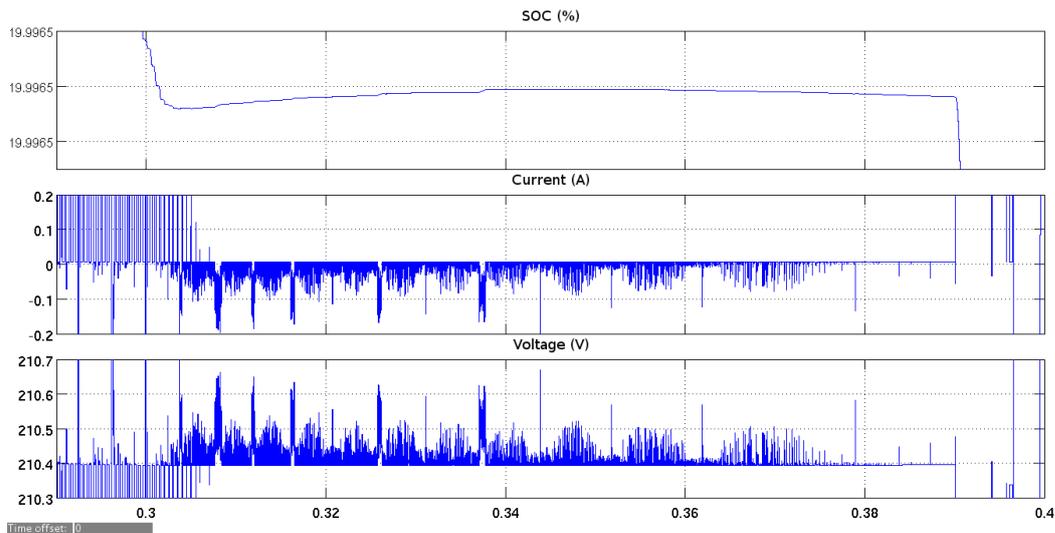


Figura 4.7: Estado de carga, tensión y corriente durante el frenado.

## 4.4. Conclusiones

El uso del motor brushless para aplicaciones de tracción, tiene numerosas ventajas todas ellas derivadas de la sustitución de la conmutación mecánica de los motores con escobillas. Entre estas nos podemos encontrar con unas pérdidas menores debidas a la ausencia de rozamientos con las escobillas, una mayor durabilidad del motor dado que no tiene contactos eléctricos con el rotor. Pero este tipo de motores también presenta algunos inconvenientes, el principal es que al realizarse la conmutación de forma electrónica se necesita la presencia de un inversor que aplique las tensiones adecuadas a cada una de las fases del motor.

En cuanto al control de este tipo de motores, se debe de controlar en todo momento la posición del rotor con el fin de conseguir aplicar el vector de flujo adecuado. Esto junto con el uso de un lazo de regulación de velocidad similar al de los motores de continua nos permite realizar el control de velocidad del motor pero lleva asociado un notable incremento de la lógica de control. Si se desea conseguir el giro en los dos sentidos y a demás la posibilidad de hacer frenados regenerativos el controlador se complica bastante necesitando un elevada potencia de calculo para la correcta implementación del mismo.

En el caso del frenado regenerativo, es importante mencionar que aunque se está produciendo una regeneración de energía, esta es insignificante. Debemos tener en cuenta que las corrientes de retorno hacia la batería son del orden de miliamperios y la gráfica del estado de carga ha sido aumentada para poder apreciar su aumento. También es importante destacar que el tiempo empleado en la frenada ha sido inferior a una décima de segundo y se ha producido una rápida deceleración. Estos sistemas de frenado regenerativo son efectivos en el caso de frenadas suaves y prolongadas en el tiempo. A pesar de los resultados, hemos podido ver que existe la posibilidad de regenerar y de que manera conseguirlo.



## Capítulo 5

# Frenado Regenerativo

El frenado regenerativo es una técnica que trata de detener o reducir la velocidad de los vehículos almacenando la energía de estos para posteriormente emplearla de nuevo en el movimiento del vehículo. Esta se basa en que cuando un motor eléctrico se encuentra girando a una velocidad determinada, se le reduce la tensión de alimentación, se produce una inversión en la corriente que se encuentra circulando por su armadura.

Esta inversión de la corriente es debida a que ahora la fuerza electromotriz generada, es mayor que la tensión de alimentación. En ese momento, nuestro motor se encuentra funcionando como un generador aprovechando la energía cinética del giro del motor para la producción de energía. Esta generación de energía provoca una fuerza de frenado que se opone al movimiento del vehículo.

Una técnica de frenado de motores eléctricos consiste en cortocircuitar los extremos del motor con lo que su tensión de alimentación se hace cero y la corriente de la armadura comienza a circular en sentido contrario haciendo que el motor comience a generar un par en sentido contrario reduciendo su velocidad. El principal problema de este tipo de frenado es que no se consigue recuperar energía dado que esta se emplea toda en detener el motor.

Otra técnica para el frenado de motores es la inversión de la corriente de la armadura mediante un inversión de la tensión de alimentación del motor. Esta es mucho más efectiva en cuanto a la velocidad de respuesta pero tiene el inconveniente de que no solo no recupera energía sino que para esto es necesario extraer energía de la fuente de alimentación.

### 5.1. Convertidores

Para la realización de estos controles con frenado regenerativo es necesaria la presencia de un convertidor bidireccional en corriente que nos permita la transferencia de potencia desde al fuente al motor para la tracción a sí como, transferir energía desde el motor hacia la fuente durante las frenadas permitiendo el almacenamiento de la energía generada durante el frenado.

Debido a que la fuerza contra electromotriz generada por el motor es proporcional a la velocidad del mismo, hace necesario controlar la tensión con la que estamos alimentando nuestro motor durante la frenada dado que esta se debe variar en función de la fuerza de frenado que se precise.

En el caso del control de motores el uso de convertidores en puente permite la alimentación de los motores con tensiones tanto positivas como negativas lo que nos permite invertir la tensión de alimentación haciendo frenados no regenerativos. Los frenados regenerativos se basan en bajar la tensión de alimentación generalmente empleando los polos inferiores del convertidor y los diodos de libre circulación de modo adecuado para conseguir dirigir la corriente por el camino deseado.

Otra forma de frenar con un puente es invertir la corriente por la armadura alimentando el motor con la tensión inversa y a continuación abrir todos los polos dejando que la corriente vuelva hacia la fuente a través de los diodos de libre circulación. Si realizamos esto de forma iterativa conseguimos frenar el motor y la devolución de energía hacia la fuente. Esto tiene el inconveniente de que es necesario tomar energía de la fuente para invertir el sentido de la corriente por la armadura del motor.

## 5.2. Frenado motor brushless

Para controlar el funcionamiento de un motor brushless de corriente continua debemos realizar la conmutación de forma externa, esto lo realizamos mediante el uso de un convertidor inversor en puente trifásico. Debido a las características de este tipo de motores son necesarias unas estrategias de conmutación de los polos del convertidor para conseguir que el motor se mueva de forma adecuada y con el mayor par posible. Del mismo modo, también es necesario emplear una técnica adecuada para conseguir el frenado del motor. En muchas ocasiones, además de conseguir disminuir de forma adecuada la velocidad de nuestro motor, se requiere dirigir la energía que este es capaz de producir hacia los dispositivos de almacenamiento para luego ser utilizada cuando se necesite.

A continuación y partiendo de lo expuesto en [13] compararemos tres estrategias diferentes para la realización del frenado regenerativo en un motor brushless de corriente continua mediante el uso de un convertidor en puente trifásico. A continuación, realizaremos la simulación del comportamiento de las diferentes estrategias de frenado empleando el esquema de control del motor brushless empleado en la parte de control de velocidad en el que variaremos los bloques de frenado para obtener en cada caso la estrategia de frenado deseada.

Como hemos comentado anteriormente, estas técnicas consisten en hacer que la corriente que circula por el bobinado del motor, invierta su sentido generando de este modo un par de frenado. Esto se consigue haciendo que la tensión con que alimentamos los bobinados, sea menor que la fuerza electromotriz. Pero en este caso durante la frenada se deberá hacer un PWM con el fin de conseguir la devolución de parte de la energía cinética que dispone el vehículo.

Según la velocidad del vehículo, la necesidad de una frenada rápida o la necesidad de una frenada suave prolongada en el tiempo podemos emplear las diferentes estrategia de control necesidades de recuperación de energía teniendo cada una características adecuadas para unas situaciones e inadecuadas para otras.

### 5.2.1. Frenado con un solo polo

Este tipo de frenado consiste en aplicar un PWM al polo inferior de cada rama en el momento adecuado empleando el mismo sistema que en tracción. Esto es en cada intervalo solo se conmuta el polo de la fase en la que la forma de onda de la fuerza contra electromotriz

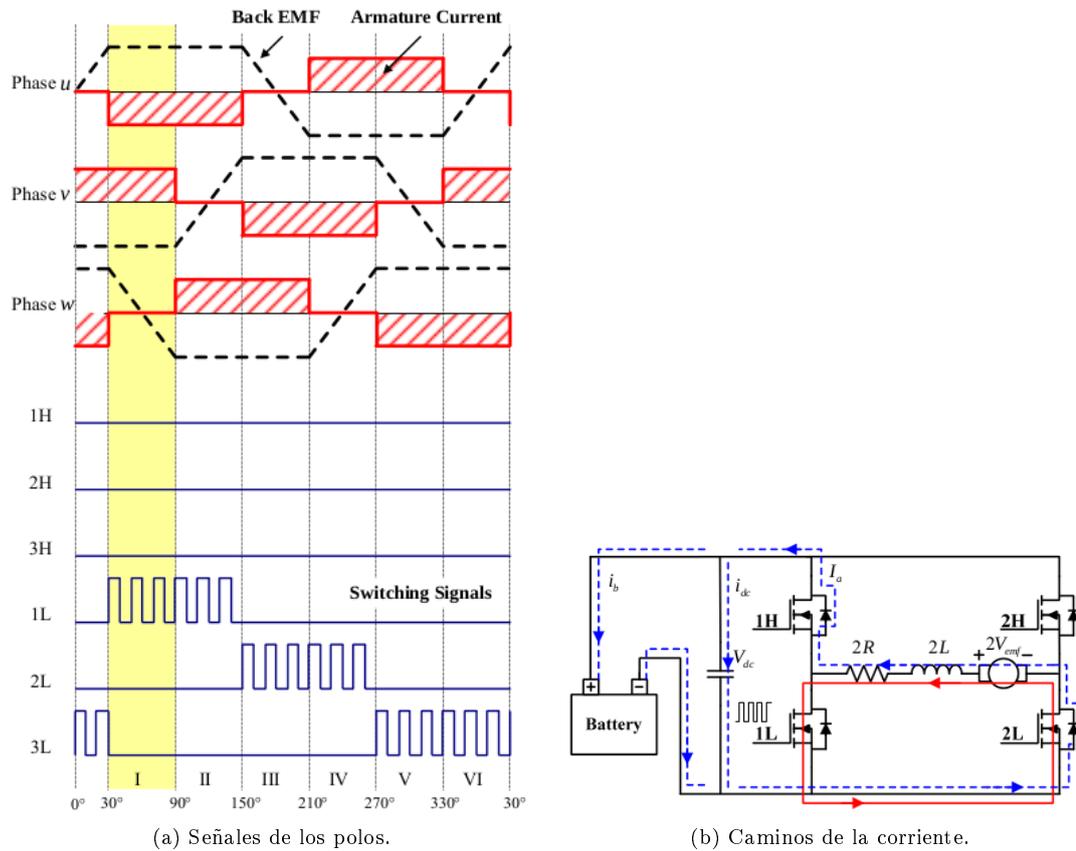


Figura 5.1: Conmutación de un solo polo [13]

está plana y a su valor máximo positivo como vemos en la Figura 5.1a. De este modo se consigue que la corriente por la armadura se invierta frenando el giro del motor al hacer que la corriente circule por el polo cerrado y el diodo de libre circulación del polo inferior de la siguiente rama como vemos en la Figura 5.1b (Línea continua). Seguidamente, se abre el polo de nuevo para permitir que la corriente retorne hacia la fuente de alimentación circulando a través de los diodos de libre circulación (Línea discontinua). De este modo se mantiene en conmutación el polo inferior durante los  $120^\circ$  correspondientes a cada fase.

Mediante esta técnica conseguimos una gran recuperación de energía pero como la inversión de la corriente solo se consigue empleando la  $f_{cem}$  procedente de dos fases con lo que la corriente es menor por lo que se consigue un menor par de frenada. Este tipo de técnica se debe emplear para frenado a velocidades elevadas donde se consigue recuperar mucha energía durante las frenadas largas. También es de gran utilidad en las bajadas permitiendo emplear la retención del motor para reducir la velocidad del motor. Esta técnica no se puede emplear en frenadas bruscas en las que se requiera una rápida detención del vehículo.

Si a continuación simulamos el comportamiento de nuestro sistema de control aplicando esta técnica de control obtenemos como resultado las gráficas de la Figura 5.2. Si observamos las velocidades en la gráfica inferior vemos como el sistema trata de seguir a la velocidad de referencia impuesta. El sistema consigue un perfecto seguimiento a excepción de las frenadas ( $0,3 < t < 0,4$  y  $0,7 < t < 8$ ) en las que la velocidad de giro evoluciona más lentamente que la referencia.

En este caso se ha hecho que tras la frenada se produzca una inversión del giro del motor y

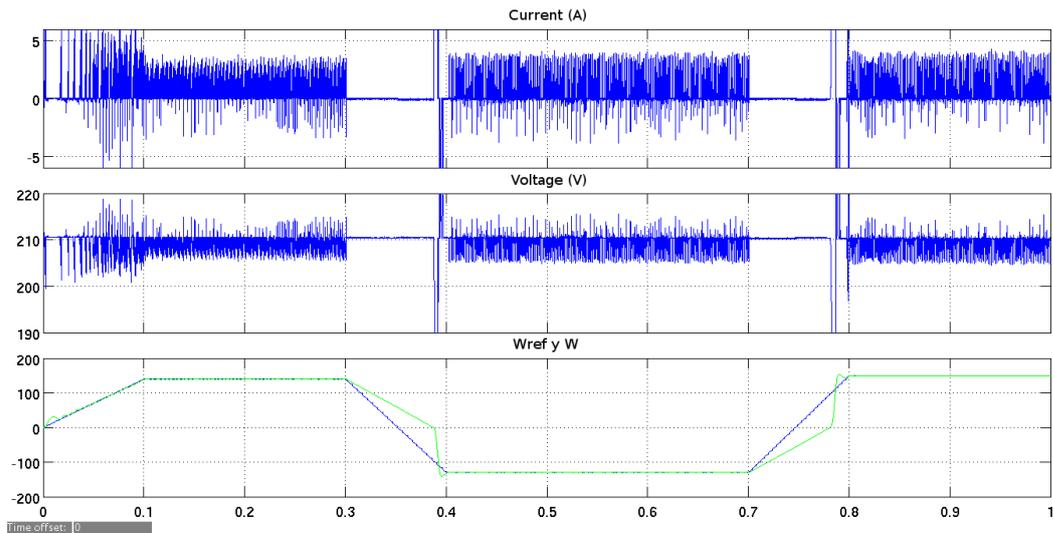


Figura 5.2: Velocidades, tensión y corriente en la batería.

como se puede apreciar cuando el motor llega a detenerse comienza una brusca aceleración hasta conseguir alcanzar la velocidad de referencia teniendo un pequeño sobrepaso. En el caso de la corriente por la fuente se puede ver como durante las frenadas únicamente toma valores negativos con lo que esta se encuentra retornando hacia la fuente.

### 5.2.2. Frenado con dos polos

Este otro tipo de frenado emplea la para realizar el frenado otra técnica diferente. Este emplea la diferencia de potencial presente en la alimentación del motor para invertir la corriente que circula por la armadura. De esta manera, se alimenta con la tensión opuesta la fase con la fuerza contra electromotriz positiva como se ve en la Figura 5.3b de modo que la corriente sigue el camino marcado con la línea continua consumiendo energía de la fuente. A continuación los polos pasan a abrirse de modo que la corriente se ve obligada a circular por los diodos de libre circulación de los otros dos polos, permitiéndose de este modo el retorno hacia la fuente como muestra la línea discontinua.

Si observamos la Figura 5.3a podemos ver como se hacen conmutar en cada caso el polo inferior de las fases con  $f_{cem}$  positiva junto con el superior de la que tiene la  $f_{cem}$  negativa, dejando abiertos los polos de la fase en la que la  $f_{cem}$  se encuentra variando. De este modo estamos alimentando cada bobinado con una tensión opuesta a la de la  $f_{cem}$  consiguiendo generar un par de frenado muy elevado dado que las dos  $f_{cem}$  de las fases y la tensión de alimentación se emplean para invertir la corriente. Este tipo de frenado es muy interesante para bajas velocidades en en situaciones donde se requieran frenadas bruscas así como la completa detención del vehículo. El principal problema de este tipo de frenado, es que se consigue una menor recuperación de la energía del vehículo.

A continuación simularemos el comportamiento de esta técnica de control para las mismas condiciones que la anterior. Los resultados obtenidos los podemos ver en la Figura 5.4. En este caso podemos apreciar como el se produce un perfecto seguimiento de la referencia por parte de la velocidad de nuestro sistema teniendo una respuesta casi inmediata incluso en el caso de las frenadas. Durante estas ( $0,3 < t < 0,35$  y  $0,7 < t < 0,75$ ) se puede ver como la corriente por la batería tiene ambos sentidos empleando se para invertir la corriente de

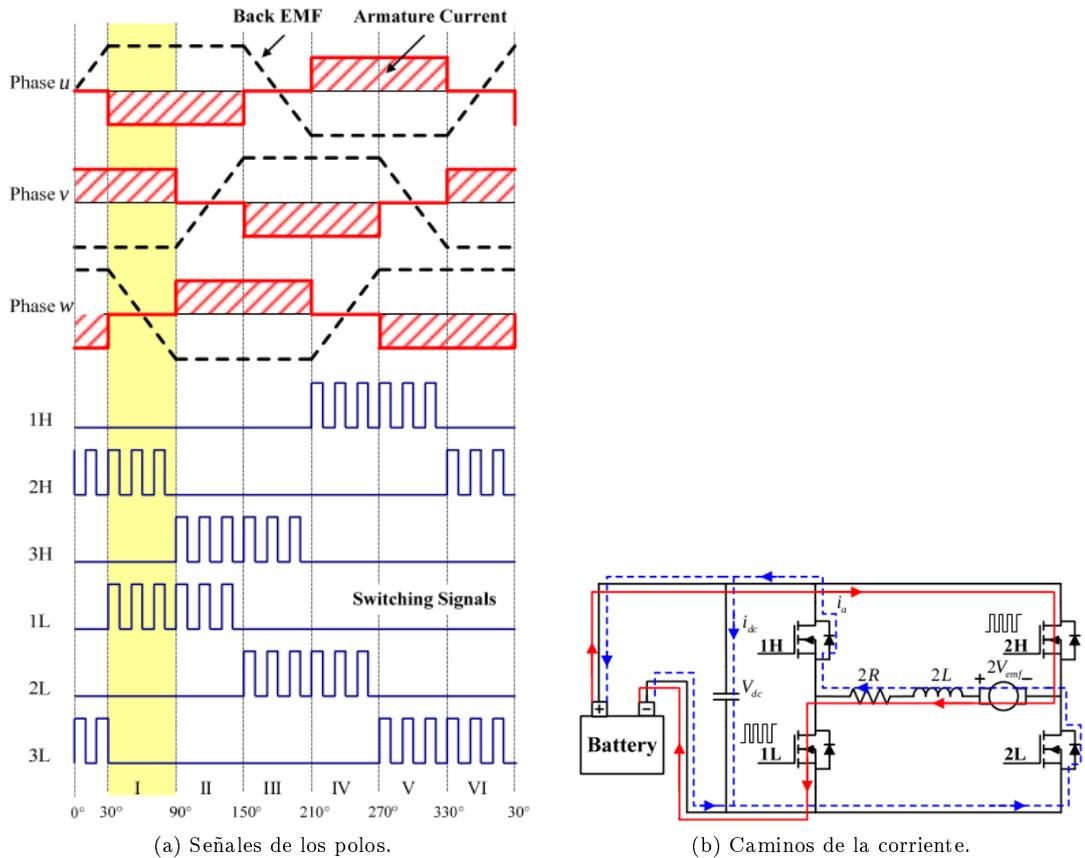


Figura 5.3: Conmutación con dos polos [13].

armadura (corriente saliente de la batería) y luego posteriormente se retorna una corriente ligeramente superior consiguiendo la regeneración.

### 5.2.3. Frenado con tres polos

Esta técnica emplea para realizar el frenado, los tres polos inferiores del convertidor. Posee una gran similitud con el frenado dinámico o disipativo. Al conectar los tres polos inferiores, se consigue reducir la tensión de alimentación del motor con lo que se invierte la corriente por la armadura frenando. Al mantener los polos conmutando como vemos representado en la Figura 5.5a permitimos que la corriente circule por los bobinados en el sentido inverso debido a que en este caso es generado por la fuerza contra electromotriz. Cuando abrimos los polos, la corriente circulante solo puede volver hacia la fuente a través de los diodos de libre circulación.

En las Figuras 5.5b y 5.5c podemos ver los caminos seguidos por la corriente durante las frenadas en el caso de los polos cerrados y con los polos abiertos. Las Figuras muestran respectivamente los caminos en el caso de encontrarnos en  $30^\circ$  y  $60^\circ$  obteniéndose el máximo y el mínimo de energía recuperable.

Una gran ventaja que presenta este tipo de conmutación es que es independiente de la posición en la que se encuentre situado el rotor de nuestro motor por lo que no hace necesario el uso de sensores de posición y nos permite simplificar mucho los algoritmos de control de frenado del motor. Esta técnica al igual que la de un único polo, producen una gran

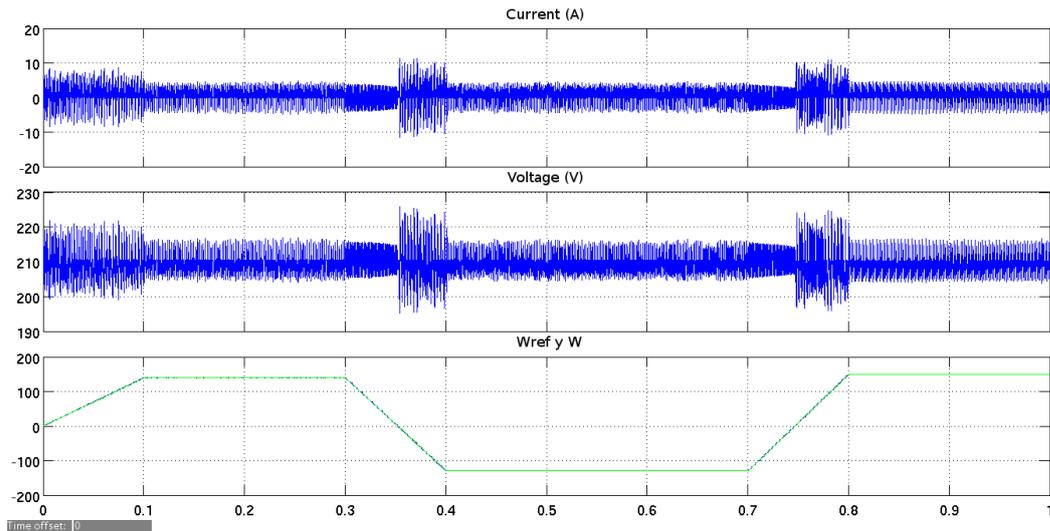


Figura 5.4: Velocidades, tensión y corriente en la batería.

recuperación de energía pero su par de frenado es pequeño comparado con el frenado con dos polos. Por esto se debe emplear en frenadas largas y suaves y durante las retenciones del motor en las bajadas.

Por último simularemos el comportamiento de esta tercera técnica de control, los resultados los podemos ver en la Figura 5.6 en la que se puede apreciar como se tiene un buen seguimiento de la velocidad de referencia y durante las frenadas, las corrientes en la batería son únicamente entrantes con lo que se consigue una gran regeneración. Se debe notar que ante disminuciones muy bruscas de la referencia, su respuesta empeora de forma considerable.

A la vista de los resultados obtenidos en las simulaciones de las tres estrategias de frenado podemos concluir que la mejor solución pasaría por emplear una combinación de las mismas. Así como la conmutación con dos polos consigue un frenado muy rápido, su regeneración es menor mientras que con las de uno y tres polos sucede lo contrario. Por último podemos apreciar que la mayor regeneración se produce con la conmutación de tres polos.

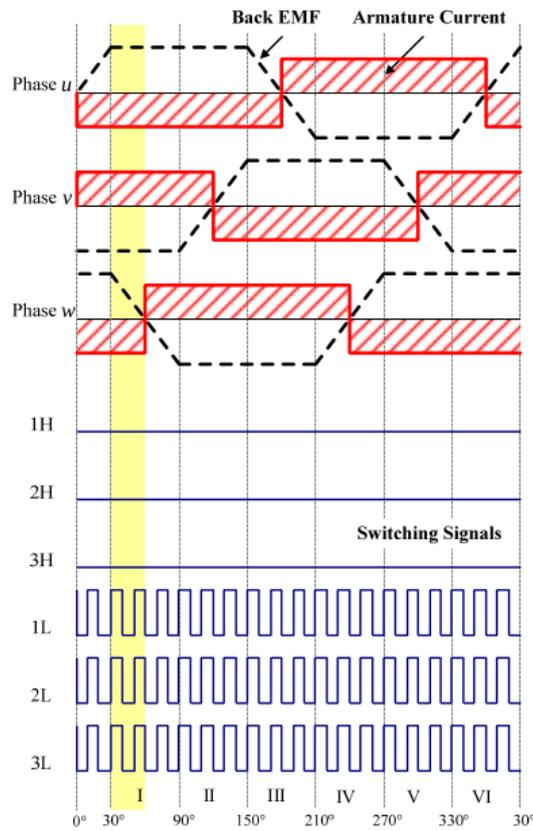
## 5.3. Frenado motor dc

### 5.3.1. Convertidor buck-boost bidireccional

El control de un motor de continua mediante este convertidor resulta bastante simple debido a que se puede cambiar de tracción a frenado regenerativo con solo hacer que el convertidor opere como reductor o como elevador.

Para el caso en el que nos encontramos con el motor situado en la parte de baja tensión, para conseguir realizar un frenado regenerativo, no tenemos más que hacer que el convertidor trabaje como elevador. De esta manera, el convertidor obliga a la corriente a circular en el sentido opuesto dirigiéndose hacia la fuente y circulando en sentido opuesto por la armadura del motor generando un par de frenado.

En este caso el convertidor mediante la conmutación del polo es capaz de controlar la circulación de corriente y por lo tanto el par de frenado. El funcionamiento se puede ver en el



(a) Señales de los polos.

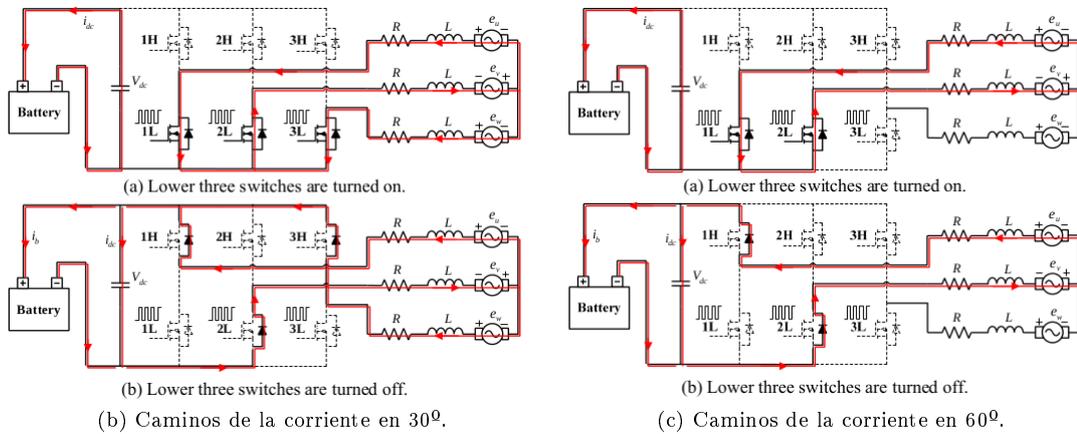


Figura 5.5: Conmutación con dos polos [13].

apartado 3.1.4 en el que se ha simulado el comportamiento de un motor ante la acción de un par de carga negativo.

### 5.3.2. Convertidor en puente

Para conseguir el frenado regenerativo, debemos hacer que nuestro motor trabaje en el cuadrante de regeneración correspondiente con el tipo de movimiento que esté realizando (directo o inverso). Según lo expuesto en [12], para el caso de un frenado regenerativo en

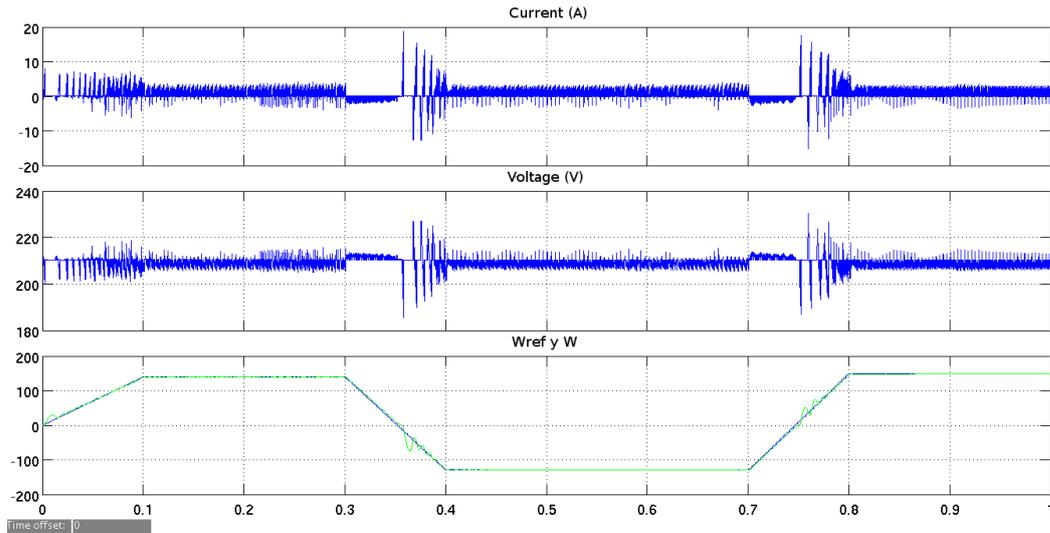


Figura 5.6: Velocidades, tensión y corriente en la batería.

directo, debemos cerrar el polo Q4 manteniendo abiertos el resto. De este modo conseguimos que la corriente por la armadura invierta su sentido frenado el motor. En este caso la corriente se encontraría circulando a través de Q4 y D2 lo que hace que prácticamente tengamos un cortocircuito en los extremos del motor.

Con el fin de conseguir que esta corriente sea transferida a la fuente de alimentación, la situación anterior se mantendrá hasta que la corriente alcance un determinado valor. A continuación se abrirá el polo Q4 interrumpiendo el camino de la corriente y obligándola a dirigirse hacia la fuente a través del diodo D1 que hasta ahora se encontraba polarizado en inversa. Con el fin de conseguir que el motor frene y se devuelva energía el polo Q4 se deberá encontrar conmutando en función de la corriente que lo atravesase haciendo que la corriente de frenado aumente al cerrarse y cuando alcance un determinado valor, sea entregada a la fuente de alimentación para conseguir la regeneración.

A continuación pasaremos a simular el comportamiento de dos técnicas diferentes de frenado regenerativo con diferentes características cada una de ellas. Para ello hemos diseñado mediante Matlab-Simulink el esquema que aparece en la Figura 5.7.

### 5.3.2.1. En función de la velocidad

Para conseguir que durante las frenadas se produzca una regeneración debemos mantener conmutando los polos de modo que las corrientes por la armadura se inviertan y sean redireccionadas hacia la fuente de alimentación. Para esto debemos tomar una magnitud a controlar y a partir de ahí decidir que técnica usamos para controlar la conmutación.

**5.3.2.1.1. Conmutación de un polo** Comenzaremos primando el control de la velocidad frente a la regeneración de energía por lo que para la generación de la señal de conmutación del frenado la generaremos mediante el controlador PI haciendo que el polo permanezca más tiempo cerrado cuanto mayor sea la diferencia de velocidades. A continuación podemos ver representados los resultados obtenidos durante la simulación.

En la Figura 5.8 podemos ver como se comporta la velocidad de salida del sistema frente a cambios en la referencia teniendo un buen seguimiento durante las aceleraciones y siendo

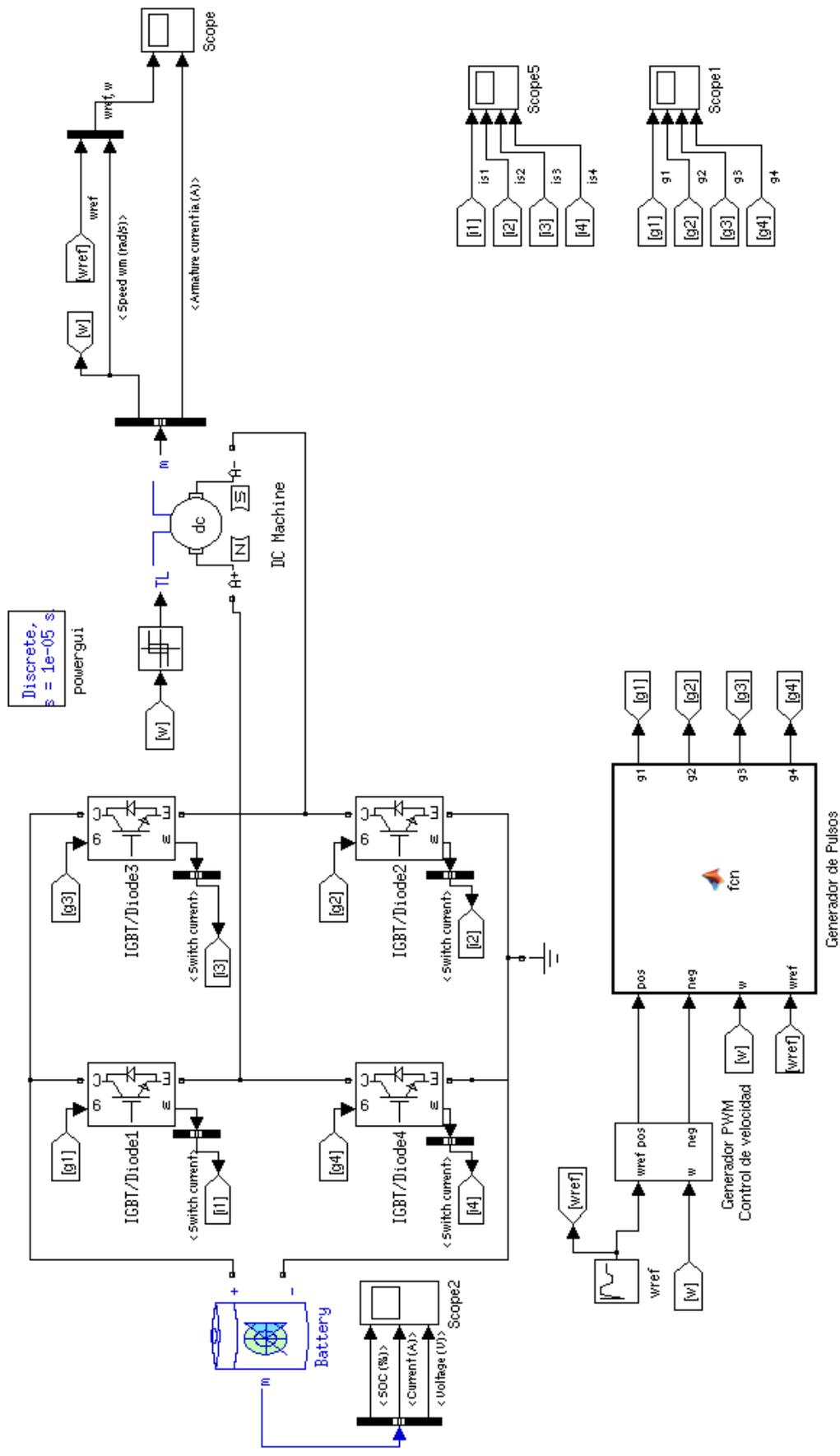


Figura 5.7: Esquema del motor dc con convertidor en puente.

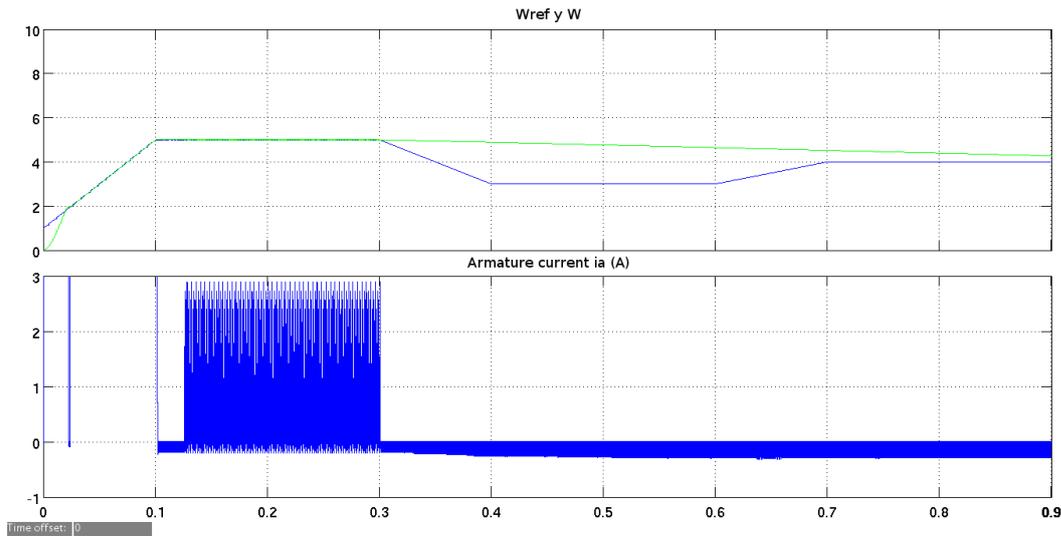


Figura 5.8: Velocidades de giro y referencia y corriente de armadura.

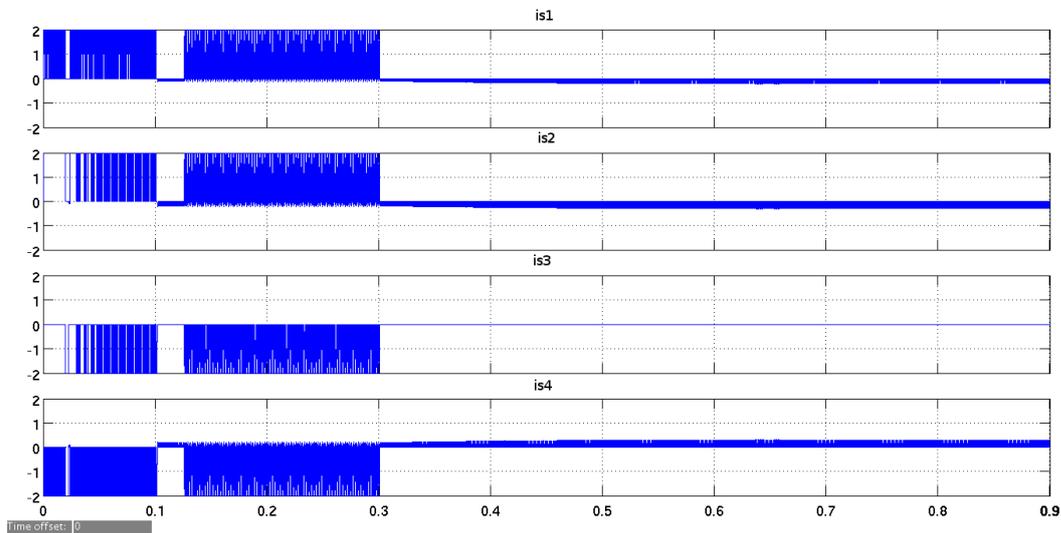


Figura 5.9: Corrientes por los polos durante el frenado.

bastante malo en las frenadas dado que la corriente que se encuentra circulando en sentido inverso solo proviene de la generada por el motor y su valor es bastante reducido. Como consecuencia tenemos que el par de frenado generado por la corriente es bastante bajo y el sistema tiene una respuesta bastante mala.

En la Figura 5.9 podemos observar la circulación de corriente por los polos. A partir de  $t=0,3s$  podemos ver como se produce el frenado. Por el polo 3 no circula corriente mientras que por el polo 4 la corriente es positiva y se puede ver como varia su valor al conmutar siendo siempre positiva lo que sugiere que circula por el IGBT. Por el contrario en los polos 1 y 2 la corriente circulante es negativa, luego esta circula por los diodos de libre circulación. Por el el diodo 1 circula al abrir el polo 4 y por el 2 permite cerrar el circuito.

Si nos fijamos en la Figura 5.10 podemos ver como evolucionan la corriente, la tensión y el estado de carga de la batería. Podemos ver como durante la frenada la corriente es negativa y se produce un pequeño aumento de la tensión de la batería. Esto genera un pequeño aumento en la carga de la batería que podemos ver en la primera gráfica.

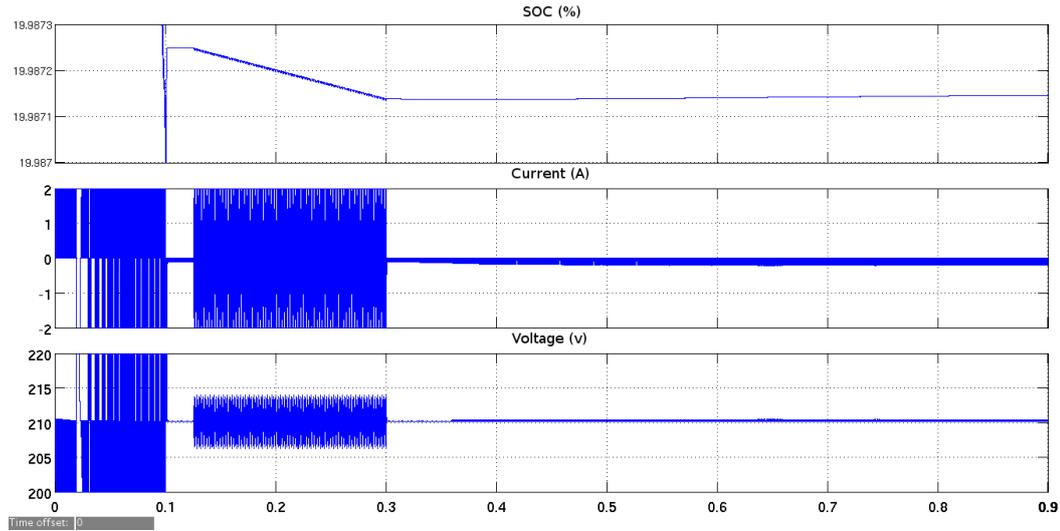


Figura 5.10: Tensión, corriente y estado de carga de la batería.

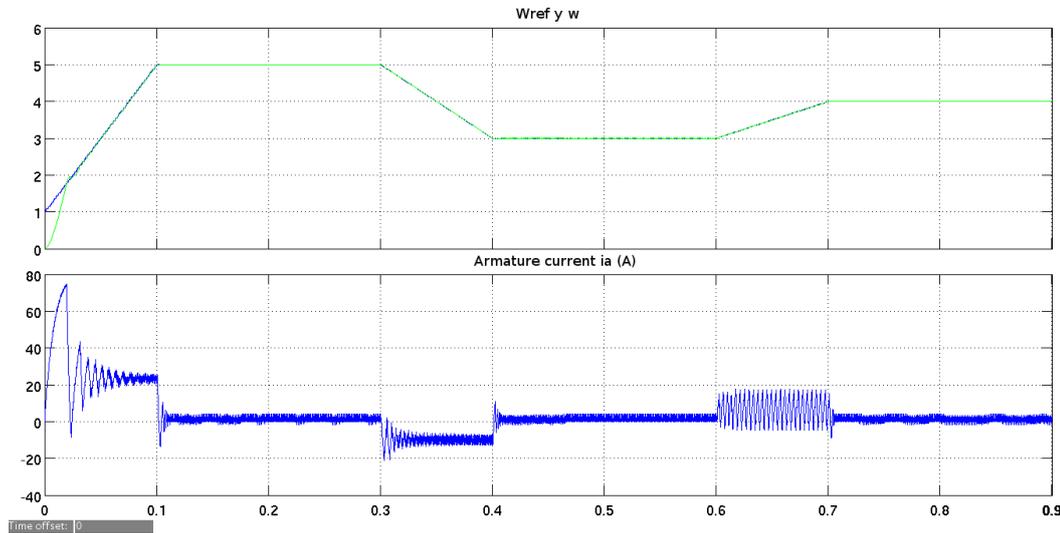


Figura 5.11: Velocidades de giro y referencia y corriente de armadura.

**5.3.2.1.2. Conmutación de dos polos** Debido a la falta de eficiencia en la reducción de velocidad de la anterior técnica podemos emplear una basada en una combinación de la anterior con una inversión de polaridad que genera una respuesta muy rápida como se muestra en el apartado 3.2.4.1. De este modo aprovechamos la tensión de la batería para invertir la corriente y una vez la hemos invertido, dejamos que la corriente producida por el motor durante el frenado se dirija hacia la batería.

Si simulamos el comportamiento del sistema y observamos la evolución de las velocidades de referencia y la velocidad de giro del motor representadas en la Figura 5.11 podemos ver como el sistema es capaz de seguir perfectamente la velocidad de referencia incluso durante la frenada. Si observamos la gráfica inferior podemos ver como durante el frenado ( $0,3s < t < 0,4s$ ) aparecen en la armadura unas corrientes muy elevadas, en torno a 10A que generan el par de frenado.

Si nos fijamos en este caso en la circulación de la corriente por los polos representada en la Figura 5.12 podemos ver como en el frenado las corrientes retornan hacia la fuente a través

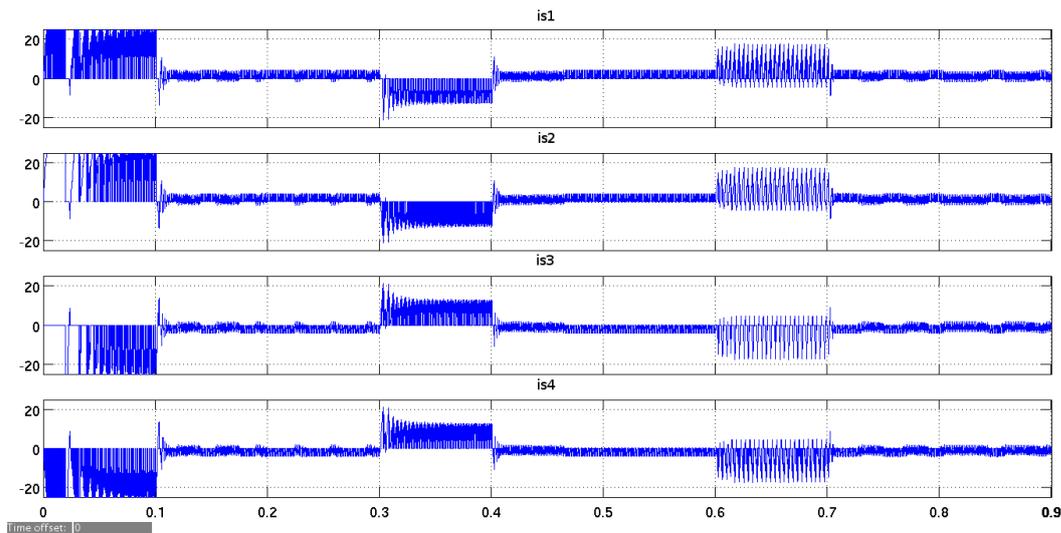


Figura 5.12: Corrientes por los polos durante el frenado.

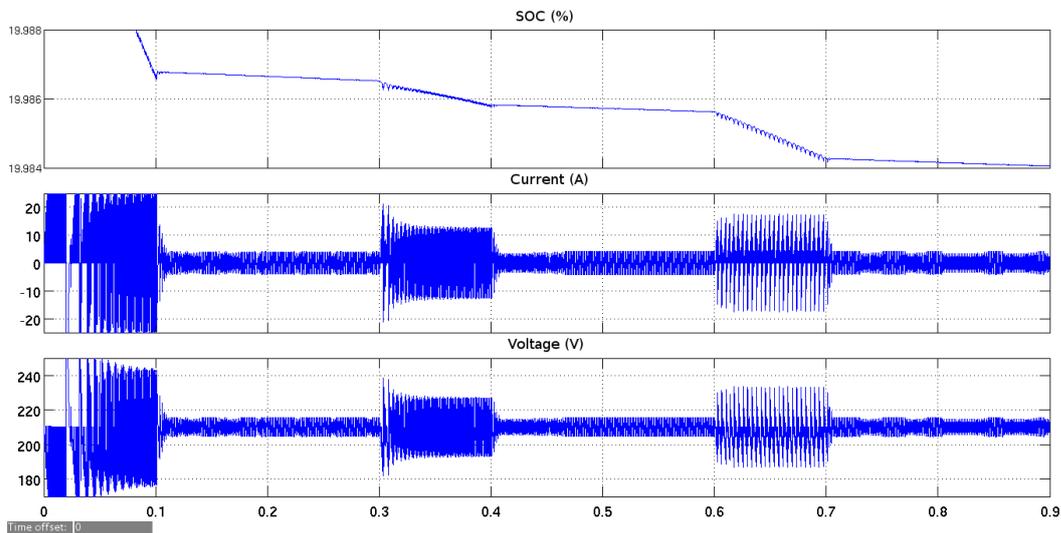


Figura 5.13: Tensión, corriente y estado de carga de la batería.

de los diodos de libre circulación de los polos 1 y 2 mientras que los polos 3 y 4 la corriente es positiva empleando los IGBT's para alimentar la armadura con una tensión inversa e invertir el sentido de la corriente.

Si por último pasamos a observar la Figura 5.13 en la que se han representado la tensión, corriente y el estado de carga de la batería, vemos como las corrientes circulan en ambos sentidos y por tanto cargando y descargando la batería. Durante el frenado, la regeneración permite recuperar una parte de la energía invertida en hacer que el motor frene rápidamente pero aún así se produce una leve descarga de la batería.

### 5.3.2.2. En función de las corrientes

Para conseguir realizar el frenado regenerativo también podemos medir la corriente que circula por la armadura y abrir el polo para permitir la regeneración cuando esta alcance un determinado valor. De este modo estaremos optimizando la regeneración al hacer que

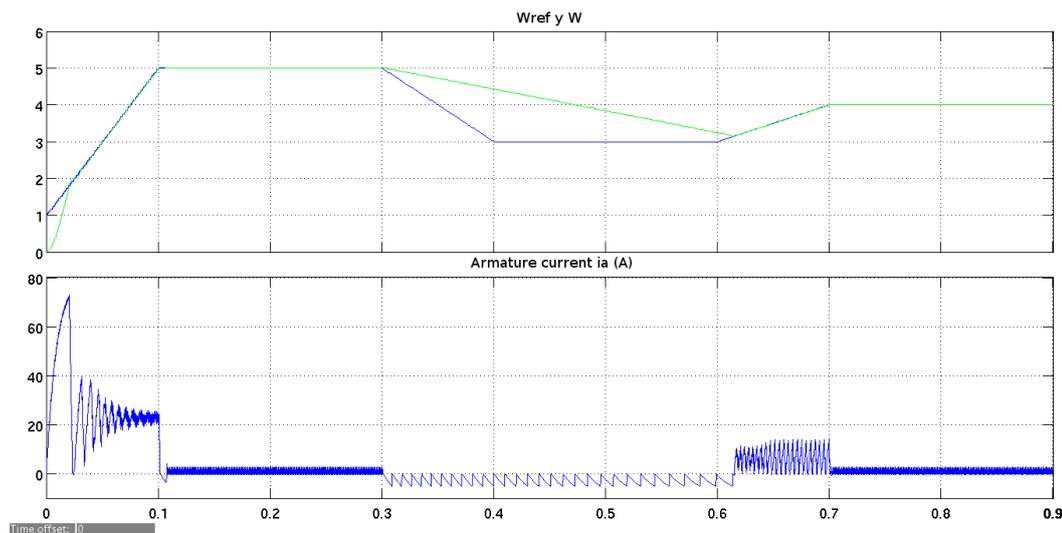


Figura 5.14: Velocidades de giro y referencia y corriente de armadura.

el sistema recupere grandes cantidades de energía pero estamos perjudicando la efectividad del frenado. A continuación podemos ver una simulación del comportamiento de este tipo de control.

Comenzaremos controlando la corriente por la armadura durante el frenado realizando la regeneración cuando la corriente por la armadura llegue a los 5A. Si vemos el seguimiento de la velocidad representado en la Figura 5.14 vemos como durante las frenadas, el sistema reduce la velocidad de una forma muy lenta consiguiéndose un seguimiento de velocidad bastante malo. Si observamos la corriente se puede ver como esta crece en sentido negativo hasta los 5A donde es devuelta hacia la fuente.

En la Figura 5.15 hemos representado la evolución de las corrientes por los polos, podemos ver como al frenar no circula corriente por el polo 3, el polo 1 tiene picos de corriente negativa que circulan a través de su diodo hacia la fuente. En el polo 2 se puede ver la circulación de corriente por su diodo para cerrar el circuito y por el polo 4 se ve como la corriente va creciendo hasta que se abre el polo y esta es devuelta hacia la fuente.

Por último analizaremos las variables de la batería representada su evolución en la Figura 5.16. Podemos ver como se producen picos de corriente de hasta 5A entrantes hacia la batería durante la regeneración elevando ligeramente la tensión de batería instantáneamente. Si nos fijamos en el estado de carga podemos ver como se produce un ligero incremento de su valor.

Otra técnica para conseguir realizar el frenado regenerativo, pasa por la medida de las corrientes que se encuentran circulando por cada polo como se empleó en el apartado 3.2.4.2. Esto permite que la corriente de frenado mantenga un valor más elevado al volver a cerrar de forma prácticamente inmediata el polo dado que al abrirlo, su corriente se hace cero sin que llegue a hacerse cero la corriente por la armadura dado que empleando la corriente por el polo para determinar la conmutación. En esta situación al mantener una corriente en sentido inverso mayor por la armadura, conseguimos un mayor par de frenado que en el caso anterior pero produce una menor regeneración.

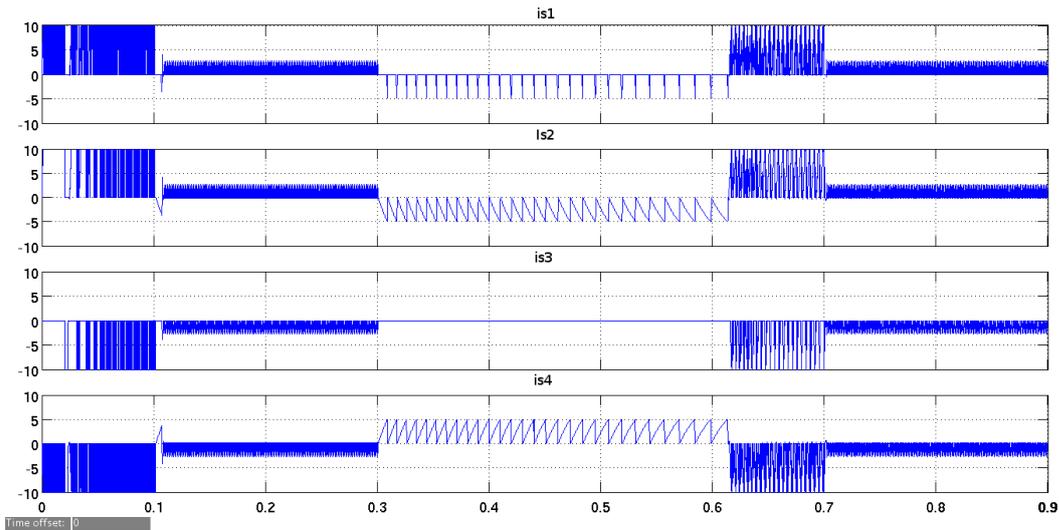


Figura 5.15: Corrientes por los polos durante el frenado.

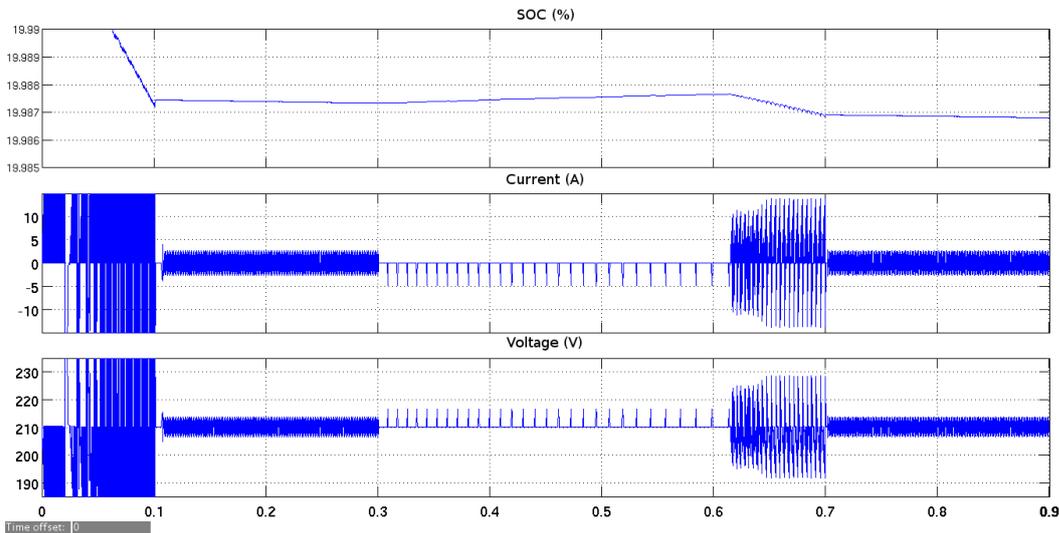


Figura 5.16: Tensión, corriente y estado de carga de la batería.

## 5.4. Sistemas de almacenamiento Ultracondensadores

Debido a que durante las frenadas es preciso manejar corrientes muy elevadas durante cortos periodos de tiempo y esto se produce con mucha frecuencia, necesitamos disponer de un sistema de almacenamiento con una alta capacidad de carga y una alta ciclabilidad. A pesar de los avances de las nuevas batería creadas a partir de elementos compuestos del litio que nos permiten grandes capacidades de almacenamiento de energía con unas capacidades de corriente bastante elevadas, estas no son suficientes para las demandas de los frenados regenerativos.

Esto nos hace buscar una nueva solución para estos sistemas de almacenamiento. Una buena alternativa a las baterías son los ultracondensadores (también llamado condensador de doble capa) es un condensador electroquímico que posee una densidad energética inusualmente alta. Estos dispositivos, disponen de un dieléctrico formado por carbono en polvo, nanocarbono, que le proporciona la mejor relación posible entre superficie y volumen. Esto

le da su gran capacidad y además le proporciona mucha versatilidad, por lo que pueden fabricarse casi en cualquier tamaño.

Estos dispositivos funcionan polarizando una solución electrolítica, lo que permite el almacenamiento de energía eléctrica de forma estática. Hay que tener en cuenta que a pesar de que se trata de un dispositivo electroquímico, en su interior no se dan reacciones químicas. Los condensadores guardan la energía como un campo eléctrico, haciéndolos más eficaces que las baterías normales que reciben su energía de reacciones químicas.

Los ultracondensadores son celdas de almacenamiento basadas en el condensador, que pueden proporcionar rápidas y masivas entradas-salidas de energía pico. Por ello son muy adecuados para automoción dado que además de servir como almacenamiento para las corrientes generadas en las frenadas, también se pueden emplear para el aporte rápido de grandes cantidades de energía durante las aceleraciones disminuyendo la demanda de corriente de la fuente principal.

En la actualidad, los ultracondensadores poseen la problemática de que operan con unas tensiones muy reducidas lo que en la mayoría de los casos nos obliga a emplear un convertidor bidireccional para su conexión con la alimentación del motor con el fin de poder operar a dentro de sus tensiones establecidas. En la actualidad, algunos fabricantes están comenzando a comercializar módulos de ultracondensadores para aplicaciones específicas que permiten la operación con tensiones mucho más elevadas. Podemos encontrar módulos de ultracondensadores diseñados para operar a tensiones de 16V, 48V y hasta 125V [16]. Esto en algunos casos nos permitiría llegar hasta una conexión directa.

## 5.5. Conclusiones

El frenado de un motor eléctrico mediante la inversión de la corriente por su armadura es generalmente poco eficaz para variaciones grandes de velocidad en periodos de tiempo cortos salvo el caso del frenado por inversión de la tensión de alimentación. Pero este tipo de frenada no resulta muy útil dado que requiere del aporte de energía en forma de corrientes muy elevadas para el frenado siendo en este caso más deseable la disipación de la energía generada durante la frenada. Por esto existe la necesidad de abrir los polos durante el frenado con el fin de conseguir que una parte de la energía generada durante el frenado sea devuelta a la fuente permitiendo la regeneración.

Las principales aplicaciones para el frenado regenerativo se encuentran principalmente en las frenadas ligeras pero continuadas en el tiempo como pueden ser los descensos de pendientes. Al devolver energía hacia la fuente de forma continua, la corriente por la armadura disminuye haciendo que también disminuya el par de frenado lo que hace necesario mantener los polos conmutando para permitir que la corriente vuelva a aumentar y poder mantener el par de frenado.

Otro problema del frenado regenerativo sería intentar realizarlos con los elementos de almacenamiento completamente llenos haciéndose necesario en esta situación la presencia de algún elemento que permita disipar la energía proveniente del frenado regenerativo en alguna situación. Teniendo en cuenta lo anterior, parece necesario incluir en los vehículos un sistema de frenado mecánico similar al empleado tradicionalmente que nos permita realizar frenadas bruscas ante situaciones que lo requieran y nos permita frenar aun con el sistema de almacenamiento completamente cargado.

Estos sistemas se pueden acompañar de un sistema de frenado regenerativo que nos permita recuperar una parte de la energía de las frenadas resultándonos útil para prolongar la autonomía de nuestro vehículo y en muchos casos permitiéndonos emplear frenos mecánicos más ligeros con menor potencia de frenado. Esta combinación de los dos sistemas de frenado requerirá de un control adecuado de la parte eléctrica con el fin de conseguir un adecuado funcionamiento con la máxima recuperación de energía cumpliendo con las exigencias de las diferentes situaciones de frenado. Para esto sería necesario el empleo de una estrategia que combine de las anteriores estrategia de frenado regenerativo para poder obtener las mejores características de cada tipo de frenado.

## Capítulo 6

# Diseño de un sistema de tracción

### 6.1. Diseño de la estructura

Una vez hemos visto los diferentes topologías de tracción eléctrica y basándonos en los resultados obtenidos en las simulaciones realizadas, pasaremos a realizar el diseño de un sistema de tracción para un motor brushless con la estructura que podemos ver en la Figura 6.1.

En este caso se ha optado por emplear un motor brushless por lo que necesitamos un inversor para controlar su movimiento. Para este se ha elegido una topología en puente trifásico dado que tenemos un motor trifásico. Con el fin de conseguir una tensión continua y estable para la alimentación del inversor hemos empleado un convertidor continua continua bidireccional como el mostrado anteriormente. Debido a las características de la topología elegida, podremos ser capaces de hacer funcionar nuestro convertidor en los cuatro cuadrantes pudiendo tanto traccionar como recuperar energía.

### 6.2. Dimensionado de los componentes

#### 6.2.1. Motor

Hemos elegido el motor “HPM-10KW – High Power BLDC Motor” producido por “Golden Motor” con las siguientes características:

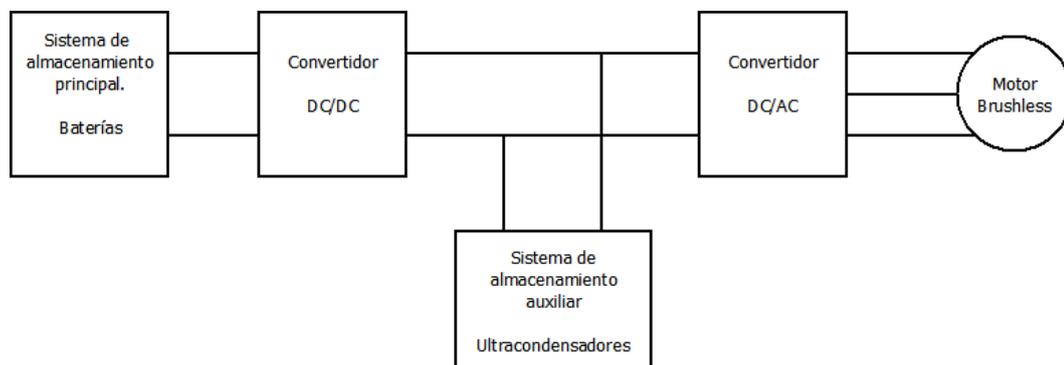


Figura 6.1: Estructura de la topología.

Potencia 10Kw  
 Tensión 120V  
 Velocidad 2000-6000rpm  
 Potencia máxima 20Kw  
 Eficiencia 91%  
 Peso 17Kg  
 Resistencia de fase  $18 \cdot 10^{-3} \text{ohm}$   
 Inductancia de fase 252uH

En el Anexo A podemos ver las curvas características y valores representativos de las magnitudes del motor para diversos puntos de funcionamiento.

## 6.2.2. Convertidor continua continua

### 6.2.2.1. Inductancia

Partiendo de que el motor nos consume una corriente de 188,564A funcionando a potencia máxima como podemos ver en sus curvas de funcionamiento A. Dado que este valor es el de la potencia a durante el estacionario, y sabiendo que el valor de de la corriente de pico durante los transitorios como en el arranque puede ser del orden de 1,5 veces la corriente máxima, tomaremos la corriente máxima como:

$$I_{max} = 1,5 \cdot 188,564A = 282,85A \quad (6.1)$$

Si establecemos que el rizado máximo de la corriente por la inductancia sea inferior al 2% dado que nos interesa tener un rizado reducido con el fin de evitar problemas de ruido electromagnético e interferencias. Tomaremos una frecuencia de conmutación para los polos de 10KHz con el fin de no tener una inductancia demasiado elevada sin incrementar demasiado las perdidas por conmutación tenemos:

$$\Delta i_{Lmax} = I_{max} \cdot 2\% = 282,85A \cdot 0,02 = 5,66A \quad (6.2)$$

Partiendo de la ecuación 6.3 en la que se expresa la evolución temporal de la corriente por una bobina en función del valor de la inductancia (L) y la tensión en su extremos ( $V_L$ ), podemos determinar la expresión del valor del rizado de la corriente en la bobina de nuestro convertidor en el caso de comportarse como un reductor 6.4 o en el caso de que este se comporte como un elevador 6.5.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_L}{L} \quad (6.3)$$

$$\Delta i_L = \frac{V_a - V_b}{L} D \cdot T = \frac{V_b(1 - D)}{L \cdot f} \quad (6.4)$$

$$\Delta i_L = \frac{V_L \cdot D \cdot T}{L} = \frac{V_b \cdot D}{L \cdot f} \quad (6.5)$$

Comenzaremos calculando la bobina para el caso de que nuestro convertidor se comporte como un reductor. Para nuestro caso en el que la tensión de salida es constante en un

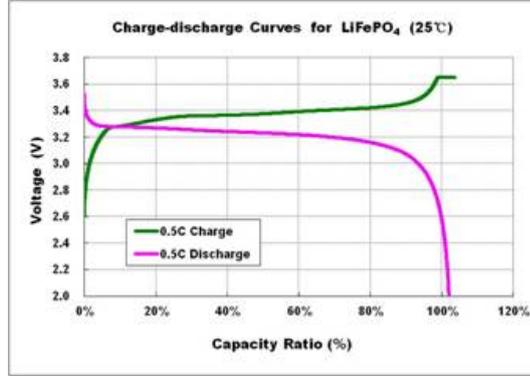


Figura 6.2: Curvas de carga y descargas.

convertidor reductor, el mayor rizado en la corriente se produce para la mayor tensión de entrada, para la que tenemos el menor ciclo de servicio.

$$D_{min} = \frac{V_b}{V_{amax}} = \frac{120V}{400V} = 0,3 \quad (6.6)$$

Teniendo en cuenta lo anterior y según las ecuaciones 6.4 y 6.6 llegamos a calcular el valor mínimo de la inductancia que nos permite no tener un rizado superior al 2 % del valor de la corriente.

$$L_{min} = \frac{V_b \cdot (1 - D_{min})}{f \cdot \Delta i_{Lmax}} = \frac{120V \cdot (1 - 0,3)}{10KHz \cdot 5,66A} = 1,5mH \quad (6.7)$$

A continuación pasaremos a realizar el calculo de la bobina para el caso en el que el convertidor se encuentre funcionando en modo elevador. Para esto emplearemos la ecuación 6.5 y bebemos tener en cuenta que dado que la tensión que estamos empleando para alimentar nuestro convertidor es la del bus de continua y esta se mantiene constante así como los valores de la frecuencia de conmutación y la inductancia de la bobina. El mayor rizado se producirá con el mayor ciclo de servicio del convertidor.

$$D_{max} = 1 - \frac{V_b}{V_{amin}} \quad (6.8)$$

Si empleamos un paquete de baterías de litio con unas curvas de carga y descarga de cada célula similares a las de la Figura 6.2 con una tensión nominal de 3,2v para obtener los 400v necesitamos 125 celdas conectadas en serie. A este tipo de células no se les puede bajar la tensión de los 2,5v. Con esto se descargarían completamente pero esto nunca se llegaría a realizar para conservar la batería. Tomaremos esta tensión como referencia de tensión mínima, con 125 células la tensión mínima de las baterías será de 312,5v.

Con todo esto y haciendo uso de las ecuaciones 6.8 y 6.5 llegamos a los siguientes resultados:

$$D_{max} = 1 - \frac{120V}{312V} = 0,62 \quad (6.9)$$

$$\Delta i_{Lmax} = \frac{V_b \cdot D_{max}}{L_{min} \cdot f} \quad (6.10)$$

$$L_{min} = \frac{V_b \cdot D_{max}}{\Delta i_{L_{max}} \cdot f} = \frac{120V \cdot 0,62}{5,66A \cdot 10KHz} = 1,31mH \quad (6.11)$$

Una vez hemos calculado el valor de la inductancia para mantener el rizado de la corriente dentro de los valores deseados para ambos casos de funcionamiento de nuestro convertidor nos quedaremos con el caso más restrictivo, es decir el que requiere una inductancia de mayor valor. De este modo necesitaremos una bobina con una inductancia superior a  $1,5mH$ .

### 6.2.2.2. Condensador de filtrado

Una vez hemos determinado el valor de la bobina, pasaremos a determinar el valor del condensador de filtrado con el fin de conseguir que la tensión de salida no presente un rizado superior a 1% de su valor. A partir de la ecuación 6.12 en la que se muestra el rizado de la tensión en los extremos del condensador a partir de la carga del mismo (Q) y su capacidad (c) y la forma de la corriente por el condensador llegamos a la ecuación 6.13 que nos permite calcular el valor mínimo del condensador para no superar un rizado de tensión de 1,2V el 1% de 120V.

$$\Delta V_b = \frac{\Delta Q}{c} \quad (6.12)$$

$$c_{min} = \frac{\Delta i_L}{8 \cdot f \cdot \Delta V_{b_{max}}} = \frac{3,68A}{8 \cdot 10KHz \cdot 1,2V} = 38,3\mu F \quad (6.13)$$

### 6.2.2.3. Elección de los polos

Una vez determinados los valores de la inductancia y del condensador necesarios para mantener los rizados contenidos dentro de los valores deseados. Pasaremos a la elección de los polos de potencia del convertidor. En este caso, emplearemos un semipunte de IGBT's. El uso de IGBT's, nos permite manejar corrientes elevadas sin grandes pérdidas de conducción y trabajar a frecuencias elevadas, lo que nos permite reducir los elementos del circuito y obtener una mayor calidad en las tensiones de salida. Emplearemos un semipunte que nos permitirá tener los dos polos en un mismo módulo.

Los polos seleccionados deberán de ser capaces de manejar corrientes de unos 190A de modo continuo y de hasta 290A durante los transitorios. En cuanto las tensiones en inversa que deberán ser capaces de bloquear, estas alcanzarán su valor máximo en el polo inferior cuando el convertidor se encuentre operando como reductor (conduciendo el polo opuesto). En esta situación el polo se ve sometido a  $v_a = 400v$ .

Esa es la tensión máxima que debería bloquear el polo en funcionamiento en estado estacionario, pero durante los transitorios y debido a los picos de corriente en la bobina se pueden producir sobretensiones. Por esto es conveniente que los polos soporten tensiones mayores a estas. Los polos de potencia seleccionados, deben de ser capaces de operar a una frecuencia de 10khz.

Para nuestra aplicación hemos elegido el módulo SEMiX302GB066HDs que posee dos IGBT's dispuestos en forma de semipunte. Sus características las podemos ver en el Anexo B. Este modulo, nos permite operar con corrientes de hasta 300A amperios de modo continuo y corrientes máximas de hasta 600A durante los transitorios. En el caso de las tensiones,

este módulo es capaz de bloquear hasta 600v con lo que es suficiente para bloquear los 400v que deben soportar más los posibles picos de corriente.

Nuestros convertidores se encuentran operando a una frecuencia de 10khz por lo que el módulo debe ser capaz de operar a esta frecuencia. Si tenemos en cuenta los tiempos de cierre y apertura del polo y consideramos que el tiempo mínimo de un ciclo es del doble del mayor de estos dos tiempos (el caso más restrictivo) y calculamos la frecuencia de operación máxima como el inverso de este tiempo como se ha realizado en la ecuación 6.14. Obtenemos que el polo lo hacemos trabajar a una frecuencia muy inferior a esta con lo que este podrá trabajar correctamente.

$$f_{max} = \frac{1}{2 \cdot t_r} = \frac{1}{2 \cdot 85ns} = 58,82 \cdot 10^5 Hz = 5882kHz \quad (6.14)$$

### 6.2.3. Inversor

En este caso dado que el inversor no emplea elementos capaces de almacenar energía como en el caso de continua continua, su dimensionado es más simple. En este caso elegiremos los polos de acuerdo a las tensiones y corrientes que esto deberán manejar.

En el caso de inversor, este es alimentado con una tensión continua de valor máximo 120v. Como en el caso anterior, los polos se encuentran soportando la mayor caída de tensión cuando está abiertos y se encuentra conduciendo el otro polo situado en la misma rama. En este caso tenemos que el polo se encuentra sometido a una tensión igual a la continua de alimentación del puente.

En el caso de las corrientes, al igual que los del continua continua deben soportar corrientes de unos 190A de continuo y unos 290A durante los transitorios pudiendo llegar a valores superiores. Estos polos también deben ser capaces de operar a una frecuencia de 10khz.

Al igual que en el caso anterior elegiremos el módulo SEMiX302GB066HDs que posee dos IGBT's dispuestos en forma de semipuerto y su hoja de características características las podemos ver en el Anexo B. Su corriente nominal es de 300A, su tensión máxima de bloqueo es de 600v y como vimos en la ecuación 6.14 puede operar a una frecuencia superior a los 10khz. De este modo cumple de manera suficiente con las expectativas.

## 6.3. Simulación del comportamiento

Una vez hemos elegido los elementos que emplearemos para el diseño de nuestra topología y calculado de forma teórica los valores de los elementos que la componen pasaremos a realizar una simulación de su comportamiento mediante Simulink del mismo modo que hemos hecho anteriormente.

### 6.3.1. Continua continua

Debido a que nuestro motor opera con una tensión máxima de 120v, esta tensión será la que emplearemos en nuestro bus de continua. Dado que partimos de una fuente de alimentación que nos proporciona 400v de continua correspondientes a las baterías comenzaremos observando como se comporta el convertidor continua continua. Para esto

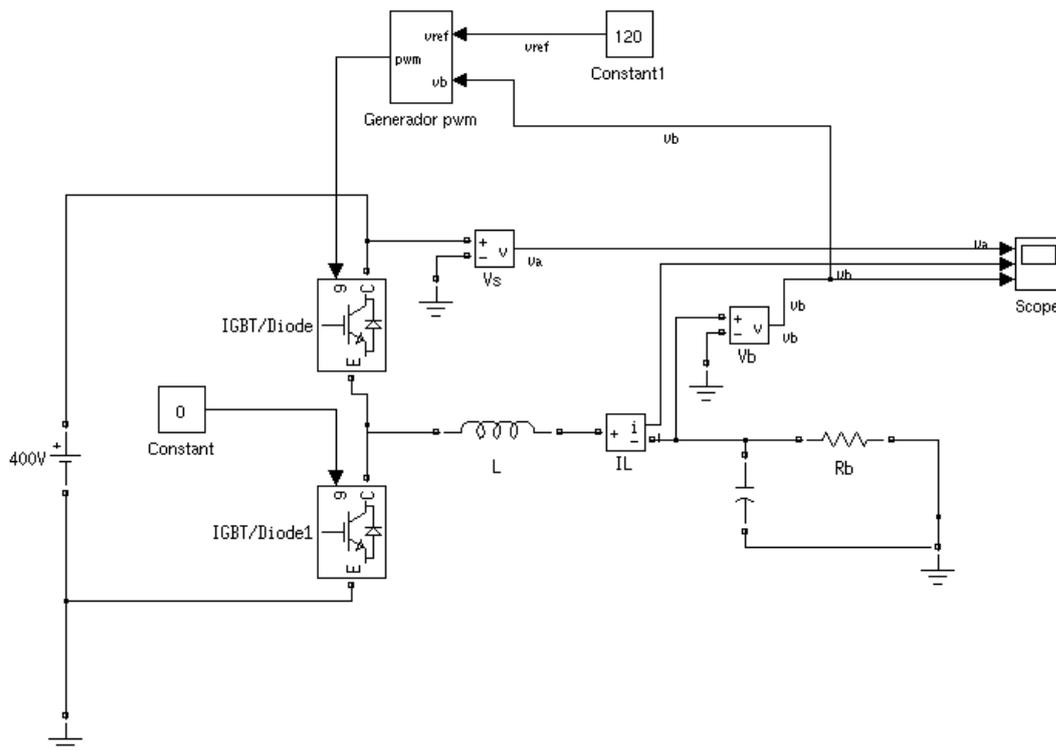


Figura 6.3: Esquema continua continua.

montaremos un esquema con la estructura de nuestro convertidor y un control de tensión para el funcionamiento como reductor que se puede ver en la Figura 6.3.

A continuación pasamos a simular el comportamiento del sistema empleando una resistencia para hacer trabajar nuestro convertidor a la carga máxima 282,85A y en estas condiciones comprobaremos que los valores de las tensiones, corrientes y sus rizados son los adecuados. El resultado lo podemos ver en la Figura 6.4. La tensión en el lado alto permanece constante debido a que esta es obtenida mediante una fuente de tensión ideal. En el caso de la tensión y la corriente se encuentran en los valores deseados con unos rizados adecuados con una frecuencia igual a la de conmutación.

En las dos gráficas inferiores correspondientes a la tensión de salida y la corriente por el convertidor, se puede apreciar la presencia de una perturbación que genera una variación no deseada de la corriente durante el funcionamiento en el estacionario. Tras estudiarlo de forma detenida y realizar numerosas pruebas, se ha visto que esta perturbación es provocada en la etapa de control de la tensión. Las características de esta se encontraban relacionadas con la acción proporcional del controlador PI empleado en la implementación del control de tensión.

Reduciendo de forma considerable la acción proporcional y llegando a anularla se consiguió retrasar su aparición consiguiendo que el sistema se comportase de la forma adecuada durante un tiempo, pasado este se volvían a producir las perturbaciones. El resultado del comportamiento lo podemos ver en la Figura 6.5.

A continuación se pensó en implementaciones alternativas del sistema de control mediante los diferentes bloques que ofrece simulink empleando diferentes tipos de controladores, bloques de generación de disparos y la inclusión de un filtro en la tensión medida a la salida para

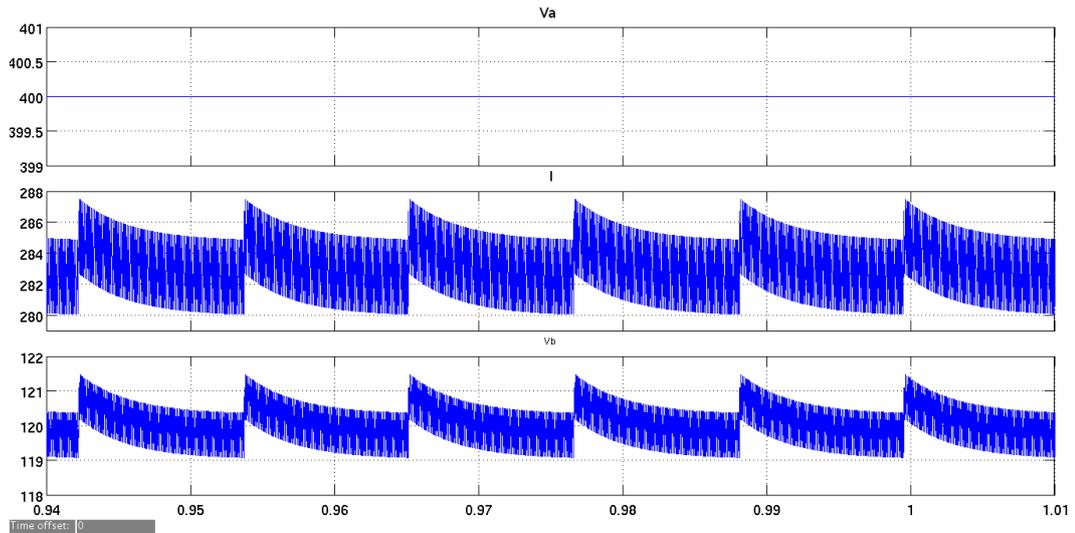


Figura 6.4: Tensiones y corrientes en el convertidor.

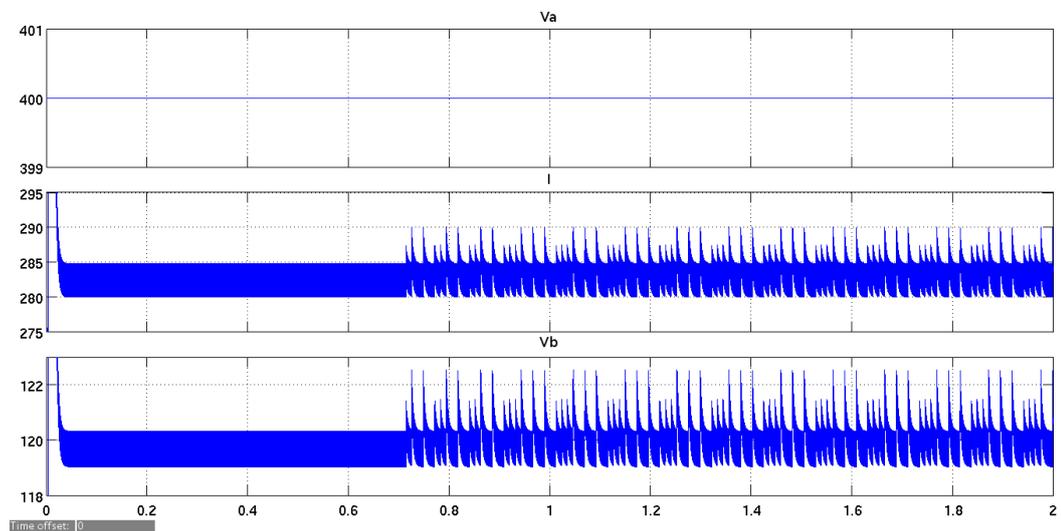


Figura 6.5: Tensiones y corrientes sin acción proporcional.

eliminar las posibles componentes perturbadoras. Con esto tampoco se obtuvieron resultados satisfactorios no consiguiéndose mejorar la respuesta llegando a empeorarla en muchos casos.

Tras todo esto acabamos pensando en que se tratase de un posible error debido exclusivamente a la simulación, al funcionamiento de la aplicación o al uso que nosotros realizamos de la misma. Por esto nos planteamos comparar los resultados que nos habíamos encontrado con los que obtendríamos empleando otra aplicación de simulación. Esto nos llevó a simular el sistema mediante PSIM obteniendo los siguientes resultados.

Comenzamos montando un esquema del convertidor de corriente continua bidireccional como el de la Figura 6.6. En el esquema se puede ver la estructura del convertidor bidireccional con la inductancia y el condensador calculados. En es esquema se pueden ver dos bloques correspondientes a la carga y el control de tensión. Sus esquemas en detalle los podemos ver en la Figura 6.7.

Para crear el bloque de carga se ha empleado como carga una resistencia calculada para que

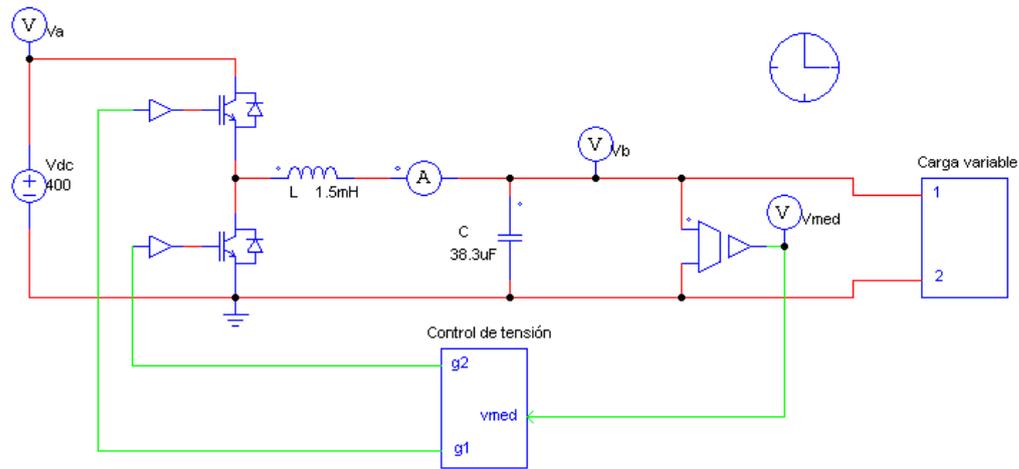
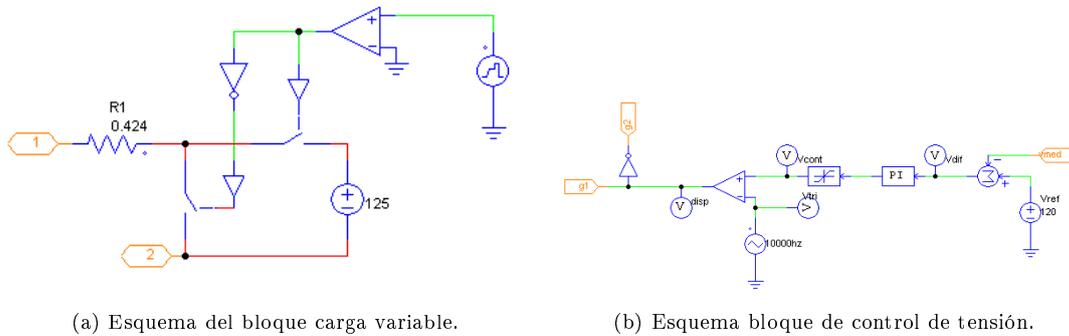


Figura 6.6: Esquema de simulación PSIM.



(a) Esquema del bloque carga variable.

(b) Esquema bloque de control de tensión.

Figura 6.7: Bloques de control y de carga.

el convertidor funcione con su mayor carga 282,85A, una fuente de tensión para conseguir la circulación bidireccional y unos interruptores controlados para conectar y desconectar la fuente de tensión en serie con la resistencia como se puede ver en la Figura 6.7a. Para el caso del bloque de control representado en la Figura 6.7b se ha implementado un sistema para la generación de los disparos de puerta de los dos polos empleando un PWM generado comparando una triangular con una tensión de control proporcionada por un controlador PI en función de la diferencia entre la tensión de referencia seleccionada (120V en este caso) y la tensión de salida que genera el convertidor.

Partiendo del esquema anterior, pasamos a simular el comportamiento del convertidor prestando especial atención a los valores de la tensión de salida, la corriente por el convertidor y verificando que se cumplen con los rizados máximos establecidos durante el diseño teórico del convertidor. Los resultados los podemos apreciar en las Figuras 6.8, 6.9 y 6.10, en la primera podemos ver en la parte superior los valores de la corriente por el convertidor que se le ha hecho trabajar a su máxima carga y durante el intervalo de tiempo entre los 0,5s y los 1,2s se ha simulado un aumento de la tensión en la salida que puede ser debida a que el motor pase a funcionar como un generador durante una posible frenada. En este instante la corriente circula en sentido contrario por lo que se hace negativa permitiendo la regeneración de energía. En la gráfica inferior podemos observar la tensión, esta permanece constante en los 120V deseados salvo durante los transitorios en el cambio de la carga que se producen

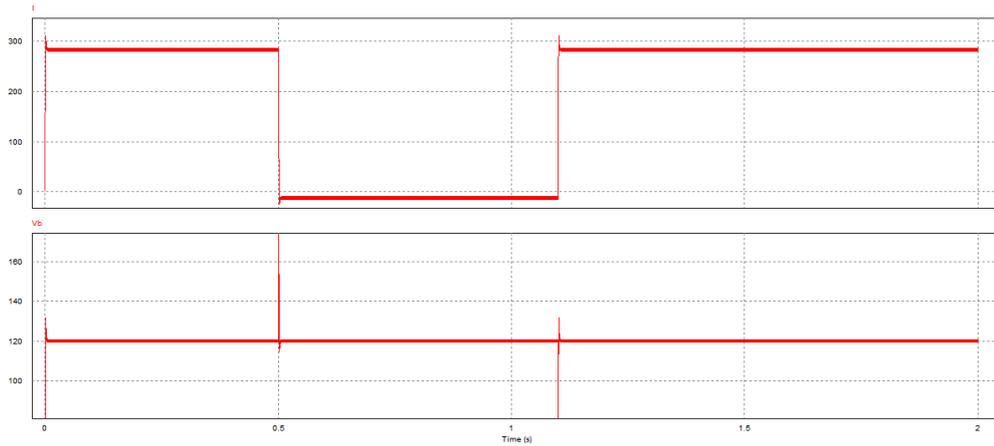


Figura 6.8: Tensión de salida y corriente por el convertidor.

sobre tensiones momentáneas. Estas poseen un valor muy elevado y se debe tener en cuenta que las simulaciones se han realizado con fuentes de tensión ideales con lo que ante fuentes reales estas sobre tensiones serían menores.

Si pasamos a analizar los rizados de estas dos magnitudes nos encontramos con lo siguiente: En la Figura 6.9 podemos ver ampliada la forma de onda de la corriente. Esta posee un rizado que hemos medido con unos cursores de 4,8A inferiores a los 5,66A que se tomó como rizado de corriente máxima para el caso de máxima carga en el que nos encontramos. A la vista de los resultados podemos asegurar que con la inductancia anteriormente calculada somos capaces de garantizar un rizado en la corriente inferior a los 5,66A empleados como rizado máximo para el diseño.

Para el caso de la tensión hemos realizado la misma operación y en la Figura 6.10 hemos representados los resultados. Mediante los cursores antes comentados hemos calculado la diferencia de las tensiones máximas y mínimas durante el estacionario y hemos obtenido un valor del rizado de 1,24V muy próximo a los 1,2V de rizado máximo que tomamos en los criterio de diseño. Dado que hemos empleado el condensador mínimo para no superar el rizado con elegir un condensador con una capacidad ligeramente superior conseguimos cumplir el objetivo del rizado en el caso de funcionamiento a la máxima carga con lo que garantizaríamos un rizado inferior al máximo para cualquier condición de carga.

### 6.3.2. Continua alterna

En este caso emplearemos una configuración de puente trifásico que alimentaremos mediante una fuente de tensión de 120v. Para la simulación se montó un esquema similar al mostrado en el apartado 4.2 al que se le ha aplicado una técnica de por conmutación de tres polos similar a la descrita en el apartado 5.2.3 con idénticos resultados.

### 6.3.3. Conjunto completo

Para la simulación del conjunto completo pasamos a a realizar en la aplicación PSIM el montaje de la Figura 6.11. En la parte derecha podemos ver el convertidor continua continua

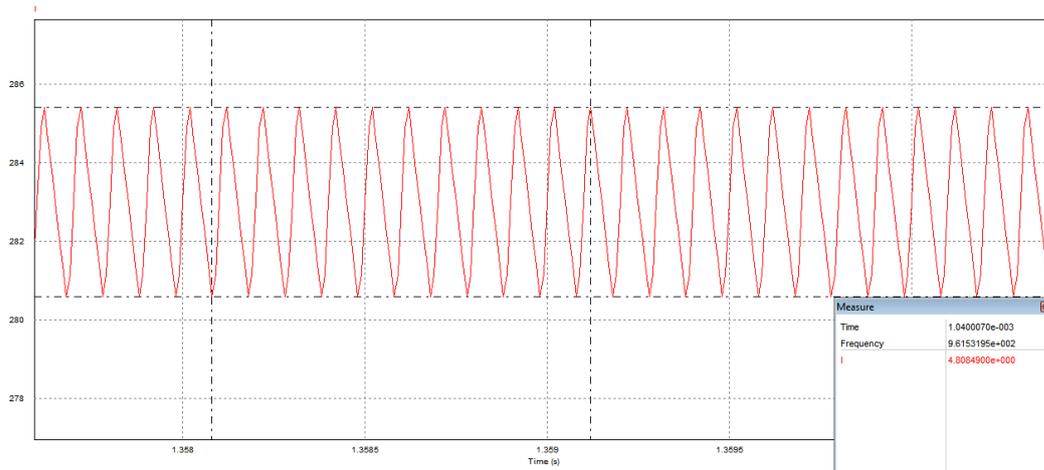


Figura 6.9: Rizado de la corriente.

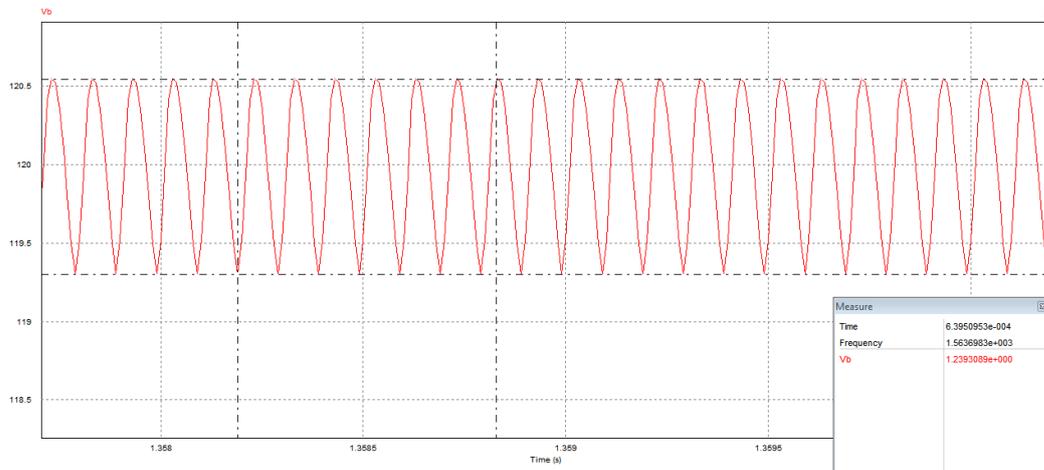


Figura 6.10: Rizado de la tensión de salida.

con la fuente de alimentación y su bloque de control de la tensión del bus. En este ha reemplazado el polo inferior del convertidor continua continua por un diodo con el fin de evitar problemas durante la simulación dado que en este caso solo se hará funcionar el motor en un sentido y únicamente aportando tracción sin devolución de energía hacia la fuente.

Se puede ver como al bus de continua alimentado por el convertidor de corriente continua, se encuentra conectado el bloque correspondiente al inversor o convertidor continua alterna. Su esquema detallado lo podemos ver en la Figura 6.12. Este se encarga del control del motor brushless a partir a partir de la tensión de alimentación continua y de las señales de control de los polos generadas por el bloque generador de disparos. Este último bloque se encarga de generar las señales de puerta de cada uno de los polos partiendo de los polos del inversor en función de las señales de posicionamiento aportadas por los sensores, la velocidad de giro de nuestro motor y la velocidad de referencia que se desea obtener.

Si pasamos a realizar la simulación del comportamiento del motor podemos ver en la Figura 6.13 representadas la referencia de velocidad que se la hace variar ligeramente tanto elevando como reduciendo su valor para ver como se comporta el motor. Superpuesta con esta referencia podemos ver la velocidad de giro de nuestro motor obtenida mediante un sensor de velocidad y se puede ver como esta sigue perfectamente los cambios de la referencia con

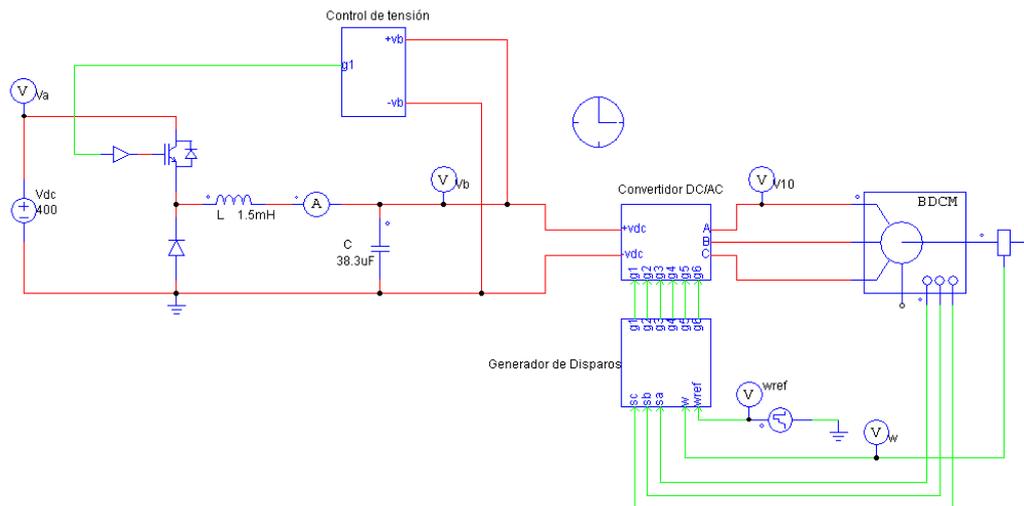


Figura 6.11: Esquema completo de la estructura.

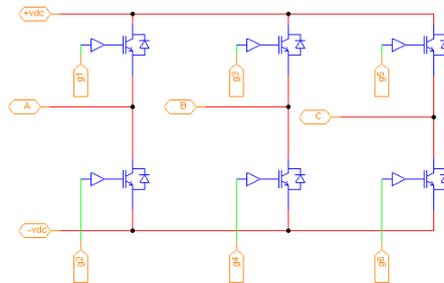


Figura 6.12: Convertidor continua alterna.

siguiéndose un perfecto control del motor.

En el caso de la tensión del bus de continua el convertidor bidireccional se encarga de mantener la tensión constante como se puede apreciar en la Figura 6.14, debido a la presencia del inversor con los polos conmutando, se producen demandas de corrientes elevadas haciendo necesario elevar la capacidad del condensador de filtrado calculado para el funcionamiento del convertidor de continua. El aumento de esta capacidad debe ser capaz de absorber las variaciones de la tensión del bus debidas a las conmutaciones del inversor así como las derivadas de la acción de control.

La colocación de un banco de ultracondensadores en este bus de continua llevaría a un aumento de la capacidad antes mencionada permitiendo estabilizar la tensión del bus de continua y sirviendo como elemento de almacenamiento y suministro de grandes cantidades de energía en periodos muy cortos de tiempo permitiéndonos realizar aceleraciones rápidas y absorber la energía generada durante las frenadas.

La colocación de un banco de ultracondensadores, lleva asociada otra problemática debido a las bajas tensiones a las que estos operan por lo que sería necesario el uso de otro convertidor de corriente continua bidireccional como el sistema diseñado en [9]. Otra posibilidad pasaría por emplear un modulo especialmente diseñado para automoción como el mostrado en el anexo D que permite operar con tensiones de hasta 125v con lo que lo podríamos conectar directamente.

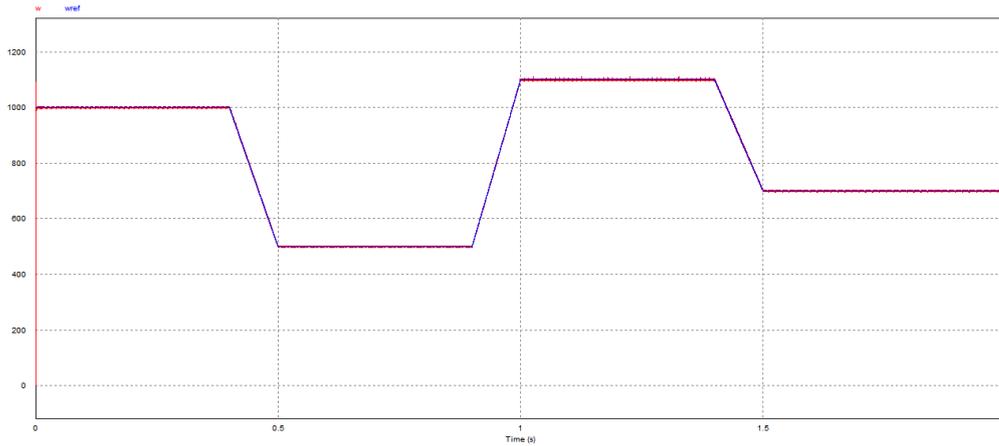


Figura 6.13: Velocidad de giro y referencia.

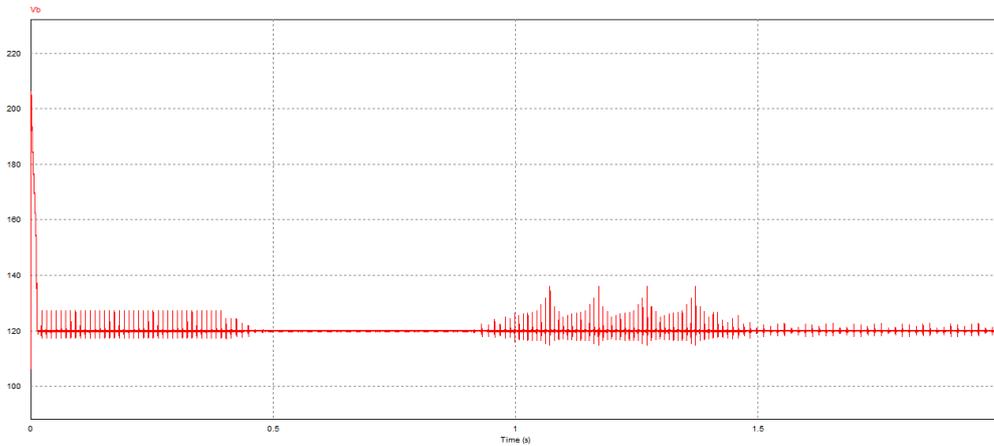


Figura 6.14: Tensión en el bus de continua.

## 6.4. Régimen térmico

### 6.4.1. Cálculo de las pérdidas de potencia

Para el diseño del sistema de refrigeración del semipunto de IGBT's que forma nuestro convertidor bidireccional y cada una de las ramas de nuestro inversor en puente, comenzaremos calculando las pérdidas que se producen. Para esto seguiremos el procedimiento para el cálculo de las pérdidas en un IGBT mostrado a continuación. En la Figura 6.15 podemos ver representadas las tensiones y corrientes por los semiconductores durante su funcionamiento.

Para el cálculo de las pérdidas por conducción empleando la nomenclatura de la Figura 6.15a tenemos:

$$P_{conducción} = I_D V_{DS} \frac{t_1}{t_1 + t_2} = I_D V_{DS(sat)} \frac{t_1}{T} = I_D V_{DS(sat)} D \quad (6.15)$$

Para calcular las pérdidas en conmutación emplearemos la nomenclatura de la Figura 6.15b llegamos a la siguiente expresión para el cálculo de la energía disipada durante el cierre del polo:

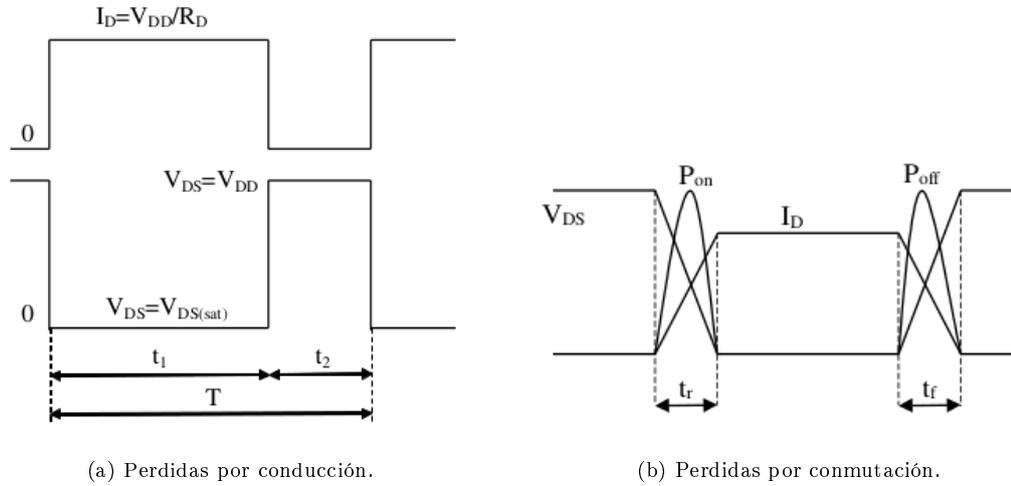


Figura 6.15: Tensiones y corriente en los polos.

$$E_{on} = \int_0^{t_r} P_{on}(t)dt = \int_0^{t_r} V_{DS}I_D dt = \int_0^{t_r} \left( V_{DD} - \frac{V_{DD}}{t_r}t \right) \left( i_D \frac{t}{t_r} \right) dt = \frac{V_{DD}i_D t_r}{6} \quad (6.16)$$

Para el caso de la apertura del polo siguiendo el mismo procedimiento de antes llegamos a:

$$E_{off} = \int_0^{t_f} P_{off}(t)dt = \frac{V_{DD}i_D t_f}{6} \quad (6.17)$$

Siendo  $t_f$  y  $t_r$  los tiempos empleados por los polos en pasar de conducción a corte y de corte a conducción respectivamente. Para el cálculo de las perdidas totales debidas a la conmutación tenemos la siguiente expresión, siendo “f” la frecuencia de conmutación de los polos.

$$P_{conmutación} = (E_{on} + E_{off}) f \quad (6.18)$$

Por último, el resultado de las perdidas totales producidas durante el funcionamiento, serán la suma de las perdidas por conducción y las perdidas por conmutación.

$$P_a = P_{conducción} + P_{conmutación} \quad (6.19)$$

#### 6.4.1.1. Convertidor continua continua

Para el convertidor continua continua emplearemos un módulo con dos IGBT's dispuestos en semipunte. Empleando las expresiones anteriores calcularemos las perdidas en un IGBT del semipunte y multiplicando por dos tendremos las perdidas totales del módulo. Comenzaremos calculando las perdidas por conducción de acuerdo con la ecuación 6.15 empleando el ciclos de servicio máximo con el fin de tomar el pero caso posible.

$$P_{conducción} = 282,85A \cdot 1,85V \cdot 0,62 = 324,43W \quad (6.20)$$

Continuaremos calculando las perdidas por conmutación calculando las energías disipadas en el cierre y la apertura de los polos según las ecuaciones 6.16 y 6.17 respectivamente para terminar calculando la perdidas de conmutación según la ecuación 6.18.

$$E_{on} = \frac{400V \cdot 282,85A \cdot 85 \cdot 10^{-9}s}{6} = 1,603 \cdot 10^{-3}J \quad (6.21)$$

$$E_{off} = \frac{400V \cdot 282,85A \cdot 70 \cdot 10^{-9}s}{6} = 1,32 \cdot 10^{-3}J \quad (6.22)$$

$$P_{conmutación} = (1,603 \cdot 10^{-3}J + 1,32 \cdot 10^{-3}J) \cdot 10 \cdot 10^3hz = 2,923W \quad (6.23)$$

Para el calculo de las perdidas totales emplearemos la ecuación 6.19, de este modo tenemos el total de las perdidas que se producen en un polo.

$$P_a = 324,43W + 2,923W = 327,35W \quad (6.24)$$

#### 6.4.1.2. Convertidor continua alterna

Para el inversor emplearemos tres módulos con dos IGBT's dispuestos en semipunte para conseguir la estructura del inversor trifásico en puente. Procederemos al calculo de las perdidas del mismo modo que en el continua continua. Comenzaremos calculando las perdidas por conducción para el mayor ciclo de servicio igual a 1/3.

$$P_{conducción} = 282,85A \cdot 1,85V \cdot \frac{1}{3} = 174,42W \quad (6.25)$$

Continuaremos calculando las perdidas por conmutación:

$$E_{on} = \frac{120V \cdot 282,85A \cdot 85 \cdot 10^{-9}s}{6} = 4,808 \cdot 10^{-4}J \quad (6.26)$$

$$E_{off} = \frac{120V \cdot 282,85A \cdot 70 \cdot 10^{-9}s}{6} = 3,96 \cdot 10^{-4}J \quad (6.27)$$

$$P_{conmutación} = (4,808 \cdot 10^{-4}J + 3,96 \cdot 10^{-4}J) \cdot 10 \cdot 10^3hz = 0,877W \quad (6.28)$$

Para el calculo de las perdidas totales en cada módulo emplearemos la ecuación 6.19 como en el caso anterior.

$$P_{modulo} = (174,42W + 0,877W) = 175,3W \quad (6.29)$$

#### 6.4.2. Elección del disipador

Una vez hemos determinado las perdidas se se producen en nuestro módulo, deberemos diseñar un radiador adecuado que nos permita mantener la temperatura controlada en nuestro dispositivo. Para esto, según [10], podemos emplearemos la analogía eléctrica mostrada en la Figura 6.16 siendo:

- $R_{JC}$  resistencia térmica entre la unión y la caja,  $^{\circ}\text{C}/\text{W}$
- $R_{CS}$  resistencia térmica entre el encapsulado y el disipador,  $^{\circ}\text{C}/\text{W}$
- $R_{SA}$  resistencia térmica entre el disipador y el ambiente,  $^{\circ}\text{C}/\text{W}$
- $T_A$  temperatura ambiente,  $^{\circ}\text{C}$
- $T_S$  temperatura del disipador,  $^{\circ}\text{C}$
- $T_C$  temperatura del encapsulado,  $^{\circ}\text{C}$
- $T_J$  temperatura de la unión,  $^{\circ}\text{C}$

En este podemos ver como debido a que los módulos poseen dos polos cada uno, las resistencias  $R_{CS}$  y  $R_{SA}$  son atravesadas por el doble de la potencia disipada por cada polo. En la Figura 6.16a vemos el caso de un único módulo colocado sobre el radiador en el convertidor de corriente continua. Para el inversor se han colocado los tres módulos que lo forman sobre un mismo radiador de grandes dimensiones, su esquema se muestra en la Figura 6.16b y se puede ver como la resistencia  $R_{SA}$  es atravesada por seis veces la potencia disipada por cada polo.

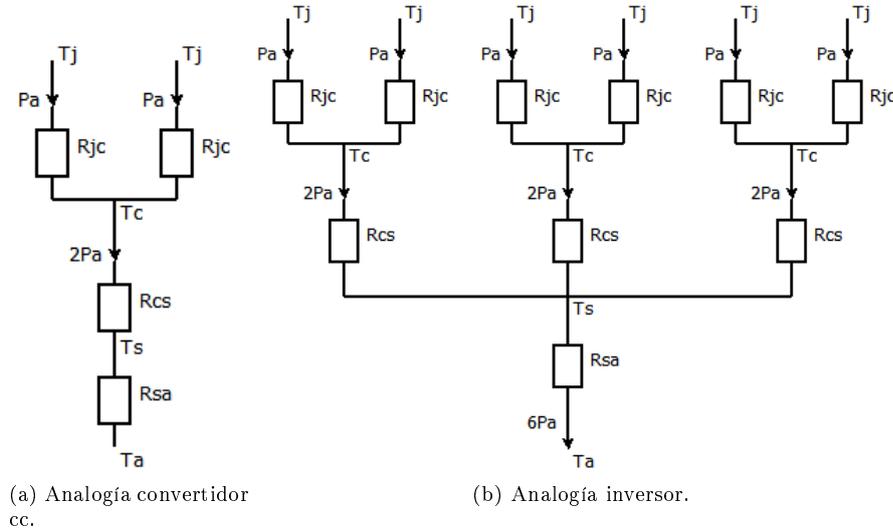


Figura 6.16: Analogía eléctrica en la disipación del calor.

Podemos calcular la temperatura en la unión del dispositivo mediante la ecuación 6.30 para el convertidor continua continua y mediante la ecuación 6.31 para el inversor, extraídas a partir de la analogía eléctrica ante mencionada.

$$T_J - T_A = P_A (R_{JC} + 2R_{CS} + 2R_{SA}) \quad (6.30)$$

$$T_J - T_A = P_A (R_{JC} + 2R_{CS} + 6R_{SA}) \quad (6.31)$$

Una vez conocido el rango de temperaturas de la unión en el que puede operar el dispositivo y con los valores de las resistencias térmicas entre la unión y el encapsulado y entre el

encapsulado y el radiador que suelen ser especificadas por el fabricante, podemos determinar la resistencia térmica de nuestro disipador.

Partiendo de los valores de las potencias disipadas por cada uno de los módulos de nuestros convertidores y despejando la resistencia disipador ambiente de la ecuación 6.30 llegamos a calcular sus valores máximos para el caso del convertidor continua continua:

$$R_{SA} = \frac{1}{2} \left[ \frac{175^{\circ}\text{C} - 40^{\circ}\text{C}}{327,35\text{W}} - \left( 0,16 \frac{\circ\text{C}}{\text{W}} + 2 \cdot 0,045 \frac{\circ\text{C}}{\text{W}} \right) \right] = 0,081 \frac{\circ\text{C}}{\text{W}} \quad (6.32)$$

Procedemos del mismo modo para el caso del convertidor continua alterna empleando la ecuación 6.31:

$$R_{SA} = \frac{1}{6} \left[ \frac{175^{\circ}\text{C} - 40^{\circ}\text{C}}{175,3\text{W}} - \left( 0,16 \frac{\circ\text{C}}{\text{W}} + 2 \cdot 0,045 \frac{\circ\text{C}}{\text{W}} \right) \right] = 0,087 \frac{\circ\text{C}}{\text{W}} \quad (6.33)$$

Una vez determinada esta pasaremos a elegir un disipador con una resistencia inferior a la calculada para garantizar que la temperatura de la unión no supera su valor máximo. Entre los diferentes tipos de disipadores que podemos encontrar en el mercado, necesitamos que posean una resistencia térmica muy reducida lo que nos obliga a emplear disipadores con flujo forzado.

En el caso de los refrigerados por aire, las resistencias térmicas son bastante bajas con lo que nos podrían servir para nuestra aplicación. Otra alternativa a este tipo de disipadores la encontramos en los radiadores de refrigeración líquida que poseen resistencia térmicas muy inferiores a los anteriores y cumplen de sobra con las expectativas buscadas en este documento.

Por esto, dado que la refrigeración por agua resulta mucho más eficiente que la refrigeración por aire y debido a que este tipo de refrigeración se ha empleado ampliamente en el sector de la automoción y los vehículos, nos decantamos en este caso por el montaje de un sistema de refrigeración líquida.

Dentro de las alternativas que actualmente nos ofrece el mercado, nos hemos decidido por los disipadores “CH8010” y “AavFin liquid cold plates” que como podemos ver en el Anexo C poseen unas resistencias térmicas inferiores a  $0,005^{\circ}\text{C}/\text{W}$  y  $0,002^{\circ}\text{C}/\text{W}$  respectivamente. Ambas son lo suficientemente bajas como para cumplir con las exigencias térmicas de nuestro sistema. Pero a la hora de montar los módulos de los IGBT’s el disipador “CH8010” dado que sus dimensiones no son personalizables, nos encontramos con problemas a la hora de anclar los módulos mediante los tornillos de fijación diseñados para ello. Esto es debido a que estos coinciden con el camino seguido por la tubería del refrigerante.

Esto nos lleva al disipador “AavFin liquid cold plates” en el que las dimensiones en las que se presenta, pueden ser las especificadas por el cliente dentro de unos valores. Con esto conseguimos anclar los módulos mediante tornillos consiguiendo un anclaje a presión para conseguir una mejor disipación del calor. En la Figura 6.17 se puede ver el sistema de anclaje de un módulo con el radiador así como la estructura interna del radiador. Este posee un circuito para la circulación del agua labrado sobre la placa de aluminio que forma el radiador y dos boquillas para la conexión al circuito de refrigeración.

Dado que podemos disponer del disipador con las dimensiones deseadas siempre nos encontremos dentro de los márgenes indicados por el fabricante. Emplearemos dos radiadores de diferente tamaño, uno para cada convertidor siguiendo con el criterio que empleamos en el

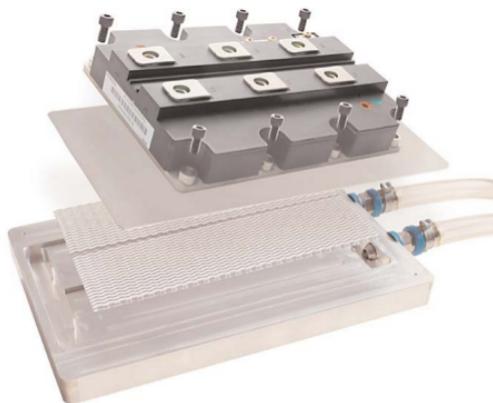


Figura 6.17: Anclaje módulo disipador mediante tornillos.

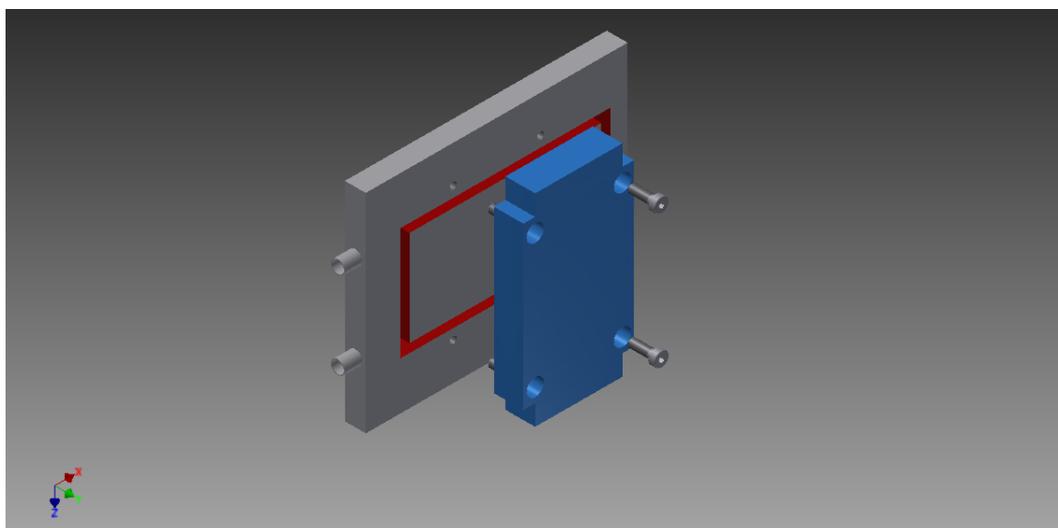


Figura 6.18: Modelo 3D disipador continua continua.

calculo de las perdidas en el que asociamos los tres módulos que componen nuestro convertidor continua alterna en un único radiador mientras que el módulo del continua continua lo colocaremos en un radiador independiente.

A continuación y para poder garantizar que el anclaje de los polos al intercambiador y determinar las dimensiones de este, se han creado unos modelos tridimensionales a partir de las dimensiones principales de los módulos de IGBT's y dentro de los rangos de los parámetros dimensionales proporcionados por el fabricante de los disipadores. El resultado puede verse en las Figuras 6.18 y 6.19. Por último se han realizado unos esquemas con las dimensiones variables que deberán tener los radiadores y se pueden ver en el Anexo C

El uso de un sistema de refrigeración líquida, precisa de todo un circuito por el que debe circular el agua para refrigerar los convertidores de potencia. Este circuito debe estar compuesto por un radiador o intercambiador de calor que se colocará en la parte delantera del vehículo con el fin de que se encuentre en contacto con un gran flujo de aire que permita disminuir la temperatura del fluido. También es necesaria la presencia de una bomba que se

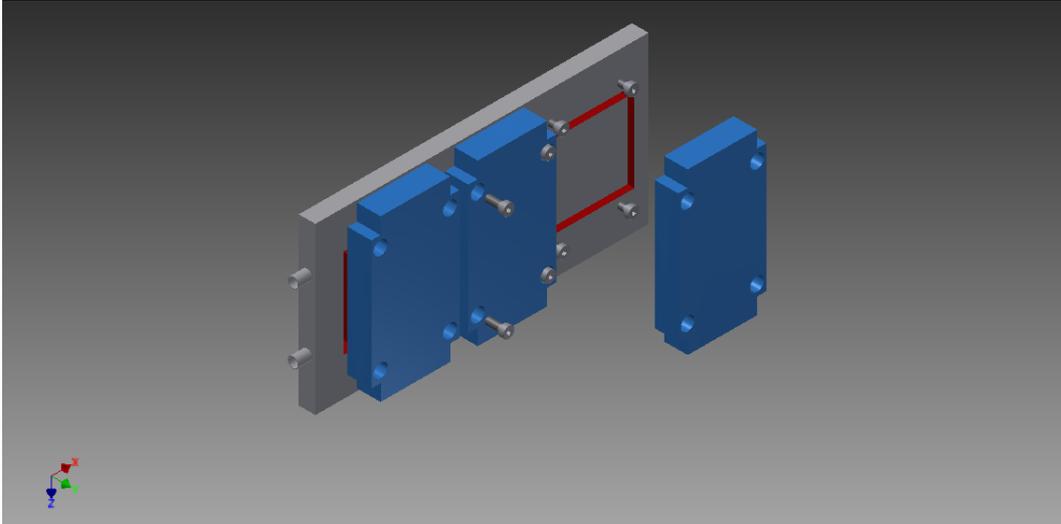


Figura 6.19: Modelo 3D disipador continua alterna.

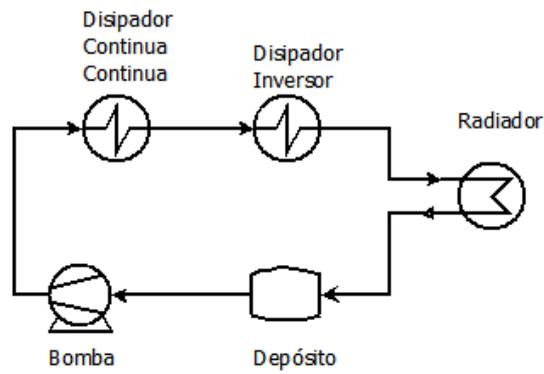


Figura 6.20: Esquema del circuito de refrigeración.

active mediante un termostato y haga circular el fluido de forma continua por el circuito. Por último se incluirá un depósito con un válvula de seguridad para sobrepresiones que permita almacenar el fluido aumentando la cantidad de este que se encuentra en el circuito. El esquema básico del sistema lo podemos ver en la Figura 6.20.

## Capítulo 7

# Conclusiones y proyectos futuros

Parece innegable la necesidad de emplear nuevos sistemas de propulsión para nuestros vehículos debido a la actual situación de contaminación ambiental y dependencia de recursos no renovables como los combustibles fósiles. Los vehículos eléctricos actualmente se están plateando como principal alternativa a los tradicionales motores de combustión interna. En la actualidad debido a la ausencia de una forma eficaz de almacenar de forma eficiente grandes cantidades de energía eléctrica, los vehículos puramente eléctricos se encuentran bastante limitados en cuanto a sus prestaciones.

Por estos motivos, se encuentran en desarrollo y en el mercado vehículos que han optado por la hibridación como alternativa a los sistemas puramente eléctricos. De este modo se consigue mejorar la eficiencia de los vehículos mediante la combinación de dos sistemas de propulsión que pueden actuar de forma conjunta o independiente. Estas combinaciones permiten aprovechar la mayor eficiencia que presentan los sistemas eléctricos para desplazamientos cortos y a bajas velocidades con las elevadas autonomías y potencias de los sistemas de tracción convencionales basados en los motores de combustión.

Debido a que no se dispone de sistemas para almacenar grandes cantidades de energía eléctrica, a parte de la investigación y mejora de estos sistemas. La mejor solución pasa por conseguir las mejores eficiencias en el resto del sistema lo que ha llevado a un uso de motores cada vez más eficientes a pesar de su mayor dificultad de control, a las mejoras en los convertidores electrónicos con el fin de disipar la menor cantidad de potencia y reducción de pérdidas mecánicas en los vehículos.

También se tratan de obtener aprovechar energías hasta ahora despreciadas como es el caso de los frenados regenerativos en los que se aprovecha la energía cinética del vehículo para convertirla en energía útil para la tracción consiguiendo mejorar las autonomías de los vehículos sin necesidad de emplear mas energía eléctrica o combustible en el caso de los híbridos. Esta técnica además nos permite reducir la potencia de nuestros sistemas de frenado mecánicos lo que nos proporciona importantes reducciones de peso.

En la topología que se ha elegido, se han empleado dos convertidores de potencia, un inversor que es el encargado de controlar el motor y realizar la conmutación electrónica dado que este es de tipo brushless y un convertidor de corriente continua. Ambos convertidores han sido diseñados como convertidores bidireccionales para permitir que la corriente eléctrica circule en ambos sentidos para permitir el almacenamiento de la energía producida durante las frenadas.

La presencia del convertidor de corriente continua, resulta útil para la estabilización de la tensión de alimentación del motor con lo que se consigue un control más fácil. De la misma manera permite adecuar la tensión de funcionamiento de la batería con la tensión del resto del sistema. Este convertidor nos puede resultar útil en el caso de un sistema de almacenamiento rápido de energía conectado al bus de continua con lo que podemos aislar la batería del sistema durante las regeneraciones empleando el sistema de almacenamiento auxiliar y protegiendo la batería de sobretensiones.

En el caso de las aceleraciones bruscas, el sistema demanda corrientes muy elevadas que se pueden obtener del sistema de almacenamiento auxiliar (banco de ultracondensadores) en combinación con corrientes no muy elevadas de la batería. Otra de las funciones del convertidor de corriente continua consiste en no permitir que la batería se descargue completamente protegiéndola. Pero la presencia de este convertidor adicional produce pérdidas de energía empeorándonos la eficiencia del sistema completo.

Por último se ha realizado el dimensionamiento y la simulación del comportamiento de un sistema completo de tracción. A pesar de no haberse podido realizar la simulación del funcionamiento del motor real elegido debido a la complejidad de crear los modelos matemáticos para este motor completo se ha podido ver el comportamiento del sistema ante las demandas de carga eléctrica máximas de nuestro sistema y el funcionamiento de la estrategia de control diseñada.

También se ha calculado el sistema de refrigeración de los elementos de potencia empleando un sistema de refrigeración líquida que dada la aplicación nos proporciona unas altas eficiencias y al encontrarse en un vehículo en movimiento permite disipar grandes cantidades de calor. El sistema guarda una gran similitud con los sistemas de refrigeración empleados por los vehículos tradicionales.

## Proyectos futuros

Debido a la gran extensión del tema tratado, queda la posibilidad de continuar con la investigación en diversas materias relacionadas con los contenidos aquí tratados. Entre estos destacaremos:

- Desarrollo de técnicas para el control de motores brushless mediante modulaciones senoidal y el control vectorial para poder obtener mejores resultados en el funcionamiento del motor dado que la conmutación trapezoidal permite un buen funcionamiento a velocidades elevadas.
- Control de otros tipos de motores como los de corriente alterna que presentan mejores eficiencias que los de continua pero requieren técnicas de control más complejas.
- Desarrollo de un sistema de almacenamiento auxiliar basado en el uso de ultracondensadores para el almacenamiento de la energía producida durante las frenadas.
- Estudio sobre los diferentes sistemas de almacenamiento de energía eléctrica y las posibilidades de cada tipo empleadas en sistemas de tracción.
- Análisis de los diferentes convertidores resonantes aplicables a tracción eléctrica que nos permitan mejorar la eficiencia de los sistemas de tracción.

# Bibliografía

- [1] Ali Emadi, Sheldon S. Williamson, Alireza Khaligh “Power Electronics Intensive Solutions for Advanced Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicular Power Systems” IEEE may 2006.
- [2] Hauke van Hoek, Matethias Boesing, Daniel van Treek, Timo Schoenen, Rik W. “Power Electronic Architectures for Electric Vehicles” De Doncker Institute for Power Electronics and Electrical Drives, RWTH Aachen University [vh@isea.rwth-aachen.de](mailto:vh@isea.rwth-aachen.de)
- [3] Haizhong Ye, YinYe Yang and Ali Emadi, “Traction Inverters in Hybrid Electric Vehicles” McMaster Institute for Automotive Research and Technology (MacAUTO) McMaster University, IEEE 2012
- [4] Zheng Chen, Ziling Nie, Yuhong Fu, and Chris Chunting Mi “A Bidirectional Power Converter for Battery of Plug-in Hybrid Electric Vehicles ” Department of Electric and Computer Engineering ,University of Michigan-Dearborn , IEEE 2010.
- [5] Saúl González Castillo, “Análisis y diseño de un control basado en pasividad de un convertidor tipo Buck/Boost aplicado a vehículos eléctricos ” Centro nacional de investigación y desarrollo tecnológico, 2010.
- [6] Vibhor Gupta, “Working and Analysis of the H – Bridge Motor Driver Circuit Designed for Wheeled Mobile Robots ”, University Institute of Engineering and Technology, Panjab University, Chandigarh, 2010
- [7] J. Rodriguez, “Motores de tracción para vehículos eléctricos”, Tecnología y reglamentación para el vehículo eléctrico y su infraestructura. Jornada Técnica: Tecnología y reglamentación para el vehículo eléctrico y su infraestructura. ETSII-UPM, Junio 2011.
- [8] Juan Antonio Vargas González “Diseño de un convertidor  $cc/cc$  bidireccional controlado analógicamente.” Trabajo de Fin de Grado, Universidad Carlos III de Madrid .
- [9] Micah Etan Ortúzar Dworsky “Diseño y construcción de conversor dc-dc para control de ultracapacitores en vehículo eléctrico”, Pontificia universidad católica de Chile escuela de ingeniería 2002.
- [10] Muhamad H. Rashid “Electrónica de Potencia, Circuitos, dispositivos y aplicaciones” 3<sup>a</sup> Edición Prentice Hall
- [11] Ned Morgan “Electric Machines and drivers A first course”
- [12] Carlos Fernando Escobar García, José Alejandro Martínez Peña, Germán Alberto Téllez González “Control de un motor brushless dc con frenado regenerativo ” Pontificia universidad Javeriana, Bogotá 2005.

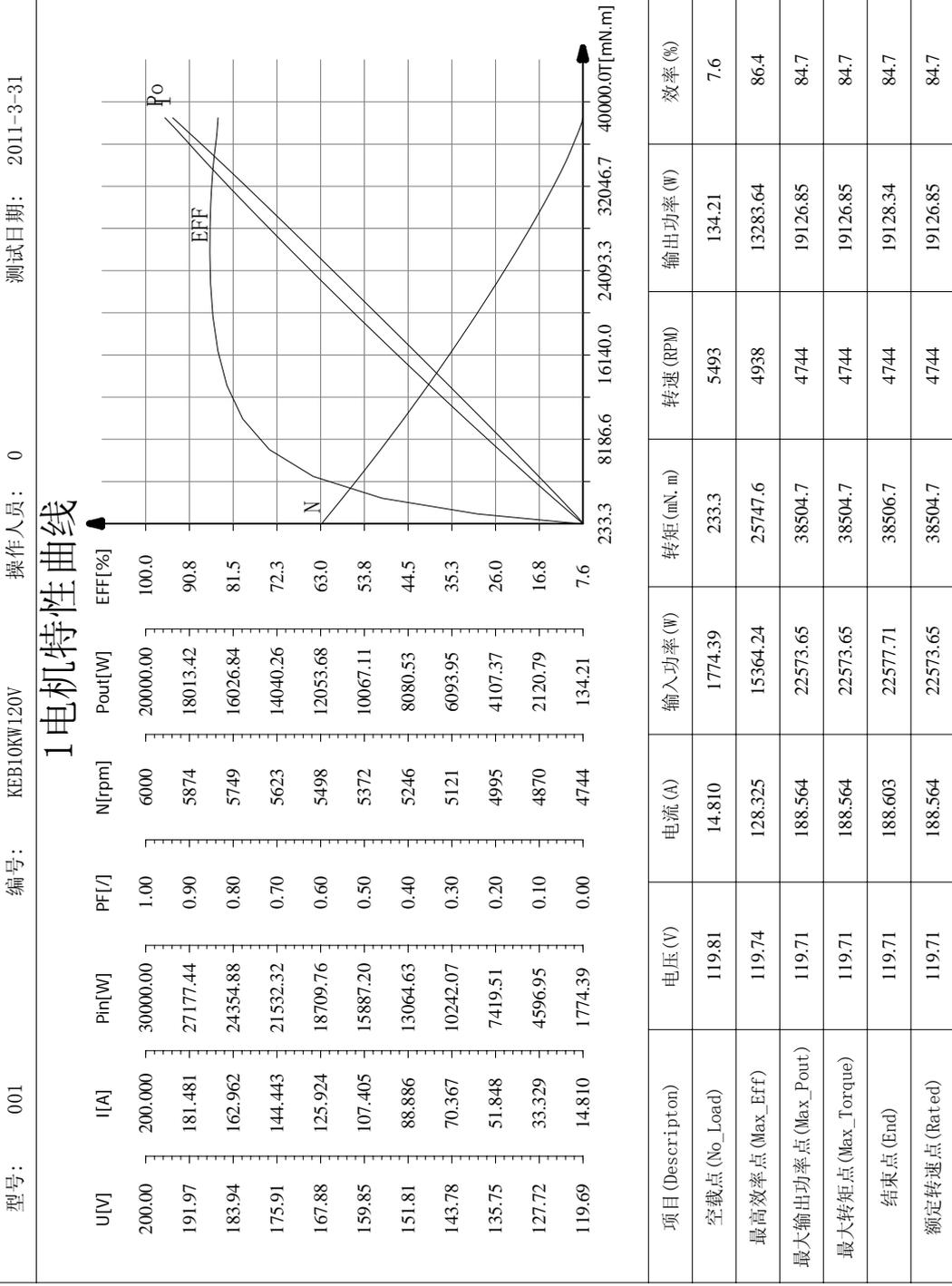
- [13] Cheng-Hu Chen, Wen-Chun Chi, and Ming-Yang Cheng, "Regenerative Braking Control for Light Electric Vehicles", IEEE, Singapore, December 2011.
- [14] M.K Yoong, Y.H Gan, G.D Gan, C.K Leong, Z.Y Phuan, B.K Cheah. K.W Chew, "Studies of Regenerative Braking in Electric Vehicle", IEEE, November 2010.
- [15] <http://www.km77.com>
- [16] <http://www.maxwell.com/products/ultracapacitors/modules>

# Anexos



Anexo A

Curvas del motor



项目 (Descriptor)	电压 (V)	电流 (A)	输入功率 (W)	转矩 (mN.m)	转速 (RPM)	输出功率 (W)	效率 (%)
空载点 (No_Load)	119.81	14.810	1774.39	233.3	5493	134.21	7.6
最高效率点 (Max_Eff)	119.74	128.325	15364.24	25747.6	4938	13283.64	86.4
最大输出功率点 (Max_Pout)	119.71	188.564	22573.65	38504.7	4744	19126.85	84.7
最大转矩点 (Max_Torque)	119.71	188.564	22573.65	38504.7	4744	19126.85	84.7
结束点 (End)	119.71	188.603	22577.71	38506.7	4744	19128.34	84.7
额定转速点 (Rated)	119.71	188.564	22573.65	38504.7	4744	19126.85	84.7

Anexo B

Hojas de datos de los IGBT's

# SEMiX302GB066HDs



SEMiX<sup>®</sup> 2s

## Trench IGBT Modules

### SEMiX302GB066HDs

#### Features

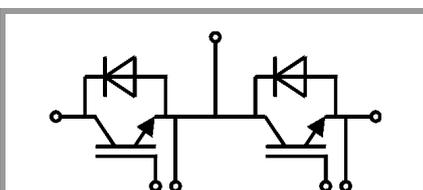
- Homogeneous Si
- Trench = Trenchgate technology
- $V_{CE(sat)}$  with positive temperature coefficient
- UL recognised file no. E63532

#### Typical Applications\*

- Matrix Converter
- Resonant Inverter
- Current Source Inverter

#### Remarks

- Case temperature limited to  $T_C=125^\circ\text{C}$  max.
- Product reliability results are valid for  $T_j=150^\circ\text{C}$
- For short circuit: Soft  $R_{Goff}$  recommended
- Take care of over-voltage caused by stray inductance



GB

Absolute Maximum Ratings				
Symbol	Conditions	Values	Unit	
<b>IGBT</b>				
$V_{CES}$	$T_j = 25^\circ\text{C}$	600	V	
$I_C$	$T_j = 175^\circ\text{C}$	$T_c = 25^\circ\text{C}$	379	A
		$T_c = 80^\circ\text{C}$	286	A
$I_{Cnom}$		300	A	
$I_{CRM}$	$I_{CRM} = 2 \times I_{Cnom}$	600	A	
$V_{GES}$		-20 ... 20	V	
$t_{psc}$	$V_{CC} = 360\text{ V}$ $V_{GE} \leq 15\text{ V}$ $T_j = 150^\circ\text{C}$ $V_{CES} \leq 600\text{ V}$	6	$\mu\text{s}$	
$T_j$		-40 ... 175	$^\circ\text{C}$	
<b>Inverse diode</b>				
$I_F$	$T_j = 175^\circ\text{C}$	$T_c = 25^\circ\text{C}$	419	A
		$T_c = 80^\circ\text{C}$	307	A
$I_{Fnom}$		300	A	
$I_{FRM}$	$I_{FRM} = 2 \times I_{Fnom}$	600	A	
$I_{FSM}$	$t_p = 10\text{ ms, sin } 180^\circ, T_j = 25^\circ\text{C}$	1400	A	
$T_j$		-40 ... 175	$^\circ\text{C}$	
<b>Module</b>				
$I_{t(RMS)}$	$T_{terminal} = 80^\circ\text{C}$	600	A	
$T_{stg}$		-40 ... 125	$^\circ\text{C}$	
$V_{isol}$	AC sinus 50Hz, $t = 1\text{ min}$	4000	V	

Characteristics					
Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Unit
<b>IGBT</b>					
$V_{CE(sat)}$	$I_C = 300\text{ A}$ $V_{GE} = 15\text{ V}$ chipllevel	$T_j = 25^\circ\text{C}$	1.45	1.85	V
		$T_j = 150^\circ\text{C}$	1.7	2.1	V
$V_{CE0}$		$T_j = 25^\circ\text{C}$	0.9	1	V
		$T_j = 150^\circ\text{C}$	0.85	0.9	V
$r_{CE}$	$V_{GE} = 15\text{ V}$	$T_j = 25^\circ\text{C}$	1.8	2.8	$\text{m}\Omega$
		$T_j = 150^\circ\text{C}$	2.8	4.0	$\text{m}\Omega$
$V_{GE(th)}$	$V_{GE}=V_{CE}, I_C = 4.8\text{ mA}$	5	5.8	6.5	V
$I_{CES}$	$V_{GE} = 0\text{ V}$ $V_{CE} = 600\text{ V}$	$T_j = 25^\circ\text{C}$	0.15	0.45	mA
		$T_j = 150^\circ\text{C}$			mA
$C_{ies}$	$V_{CE} = 25\text{ V}$ $V_{GE} = 0\text{ V}$	$f = 1\text{ MHz}$	18.5		nF
$C_{oes}$		$f = 1\text{ MHz}$	1.15		nF
$C_{res}$		$f = 1\text{ MHz}$	0.55		nF
$Q_G$	$V_{GE} = -8\text{ V...} + 15\text{ V}$		2400		nC
$R_{Gint}$	$T_j = 25^\circ\text{C}$		1.00		$\Omega$
$t_{d(on)}$	$V_{CC} = 300\text{ V}$		110		ns
$t_r$	$I_C = 300\text{ A}$		85		ns
$E_{on}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$		11.5		mJ
$t_{d(off)}$	$R_{Gon} = 5.1\ \Omega$		820		ns
$t_f$	$R_{Goff} = 5.1\ \Omega$		70		ns
$E_{off}$			15		mJ
$R_{th(j-c)}$	per IGBT			0.16	K/W

# SEMiX302GB066HDs



SEMiX® 2s

## Trench IGBT Modules

### SEMiX302GB066HDs

#### Features

- Homogeneous Si
- Trench = Trenchgate technology
- $V_{CE(sat)}$  with positive temperature coefficient
- UL recognised file no. E63532

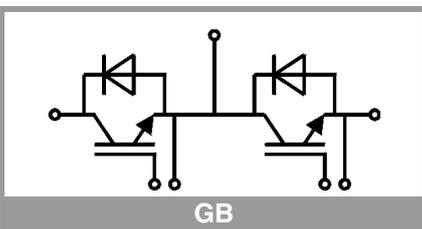
#### Typical Applications\*

- Matrix Converter
- Resonant Inverter
- Current Source Inverter

#### Remarks

- Case temperature limited to  $T_C=125^\circ\text{C}$  max.
- Product reliability results are valid for  $T_j=150^\circ\text{C}$
- For short circuit: Soft  $R_{Goff}$  recommended
- Take care of over-voltage caused by stray inductance

Characteristics						
Symbol	Conditions		min.	typ.	max.	Unit
<b>Inverse diode</b>						
$V_F = V_{EC}$	$I_F = 300\text{ A}$ $V_{GE} = 0\text{ V}$ chip	$T_j = 25^\circ\text{C}$		1.4	1.60	V
		$T_j = 150^\circ\text{C}$		1.4	1.6	V
$V_{F0}$		$T_j = 25^\circ\text{C}$	0.9	1	1.1	V
		$T_j = 150^\circ\text{C}$	0.75	0.85	0.95	V
$r_F$		$T_j = 25^\circ\text{C}$	1.0	1.3	1.7	m $\Omega$
		$T_j = 150^\circ\text{C}$	1.5	1.8	2.2	m $\Omega$
$I_{RRM}$	$I_F = 300\text{ A}$ $di/dt_{off} = 3600\text{ A}/\mu\text{s}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$		240		A
$Q_{rr}$		$T_j = 150^\circ\text{C}$		35		$\mu\text{C}$
$E_{rr}$	$V_{GE} = -8\text{ V}$ $V_{CC} = 300\text{ V}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$		7.5		mJ
$R_{th(j-c)}$	per diode				0.19	K/W
<b>Module</b>						
$L_{CE}$				18		nH
$R_{CC'+EE'}$	res., terminal-chip	$T_C = 25^\circ\text{C}$		0.7		m $\Omega$
		$T_C = 125^\circ\text{C}$		1		m $\Omega$
$R_{th(c-s)}$	per module			0.045		K/W
$M_s$	to heat sink (M5)		3		5	Nm
$M_t$	to terminals (M6)		2.5		5	Nm
w					250	g
<b>Temperature sensor</b>						
$R_{100}$	$T_c=100^\circ\text{C}$ ( $R_{25}=5\text{ k}\Omega$ )			$493 \pm 5\%$		$\Omega$
$B_{100/125}$	$R(T)=R_{100}\exp[B_{100/125}(1/T-1/T_{100})]$ ; $T[\text{K}]$ ;			$3550 \pm 2\%$		K



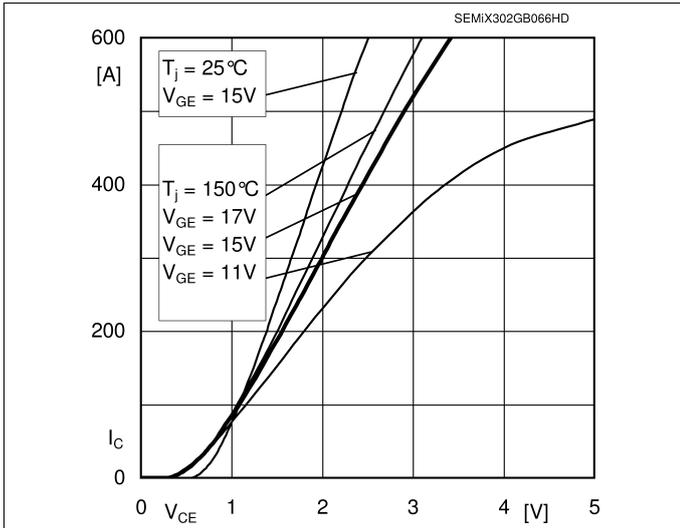


Fig. 1: Typ. output characteristic, inclusive  $R_{CC'+EE'}$

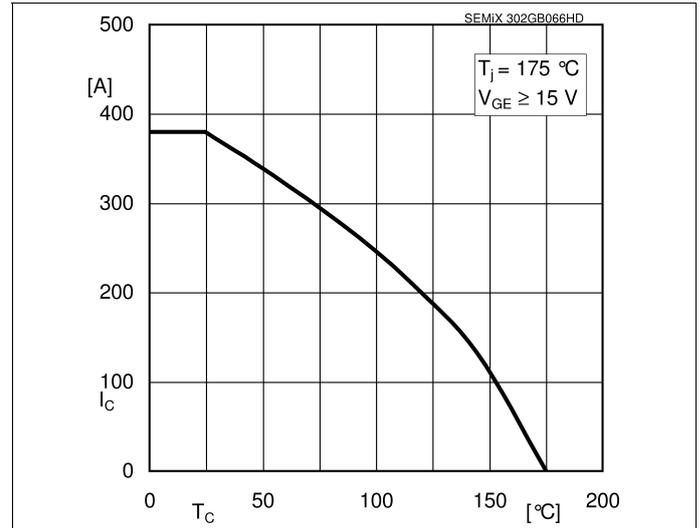


Fig. 2: Rated current vs. temperature  $I_C = f(T_C)$

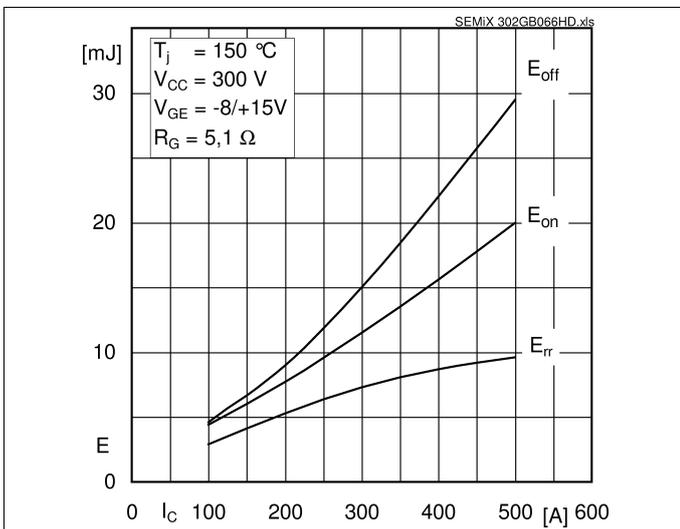


Fig. 3: Typ. turn-on /-off energy =  $f(I_C)$

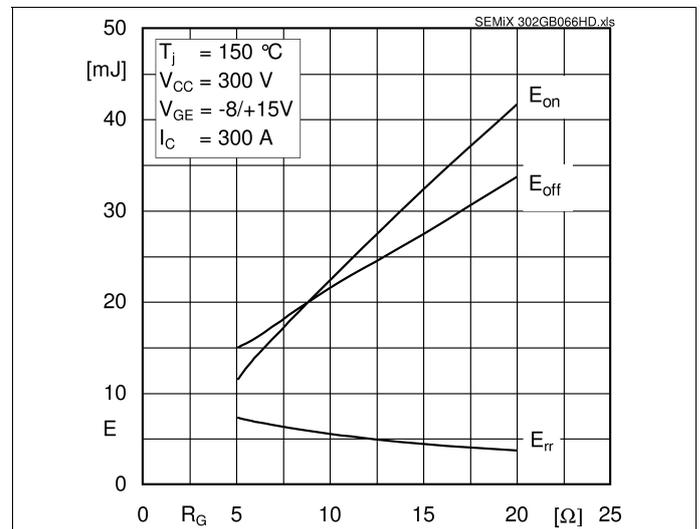


Fig. 4: Typ. turn-on /-off energy =  $f(R_G)$

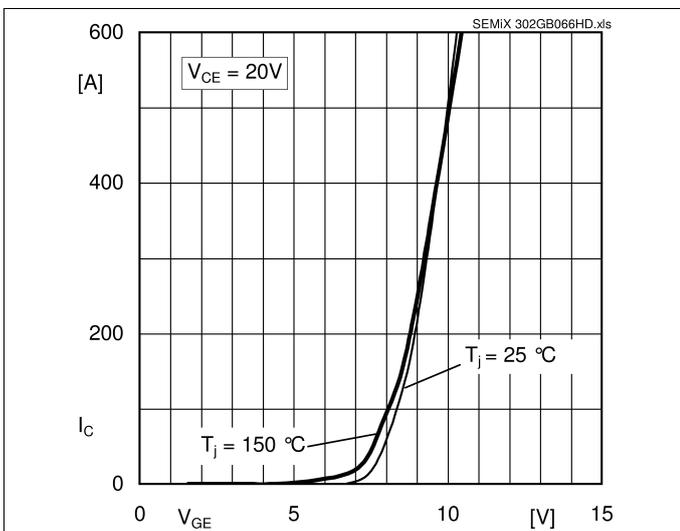


Fig. 5: Typ. transfer characteristic

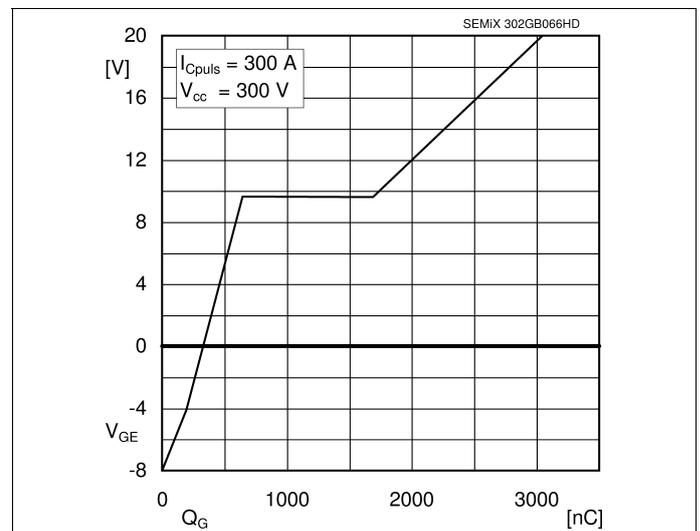


Fig. 6: Typ. gate charge characteristic

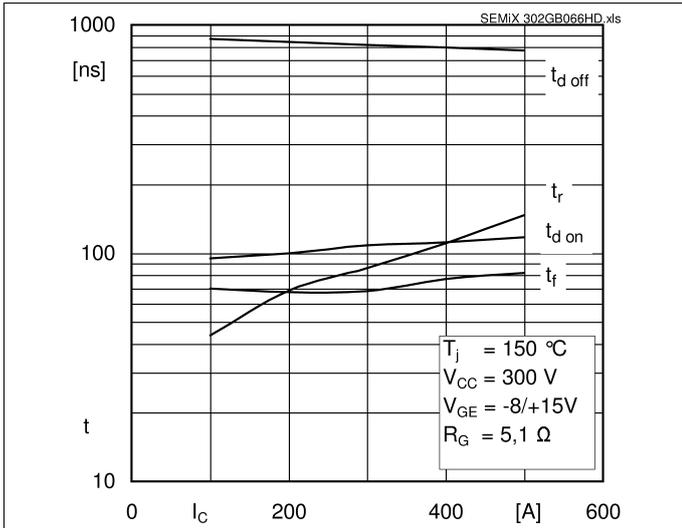


Fig. 7: Typ. switching times vs.  $I_C$

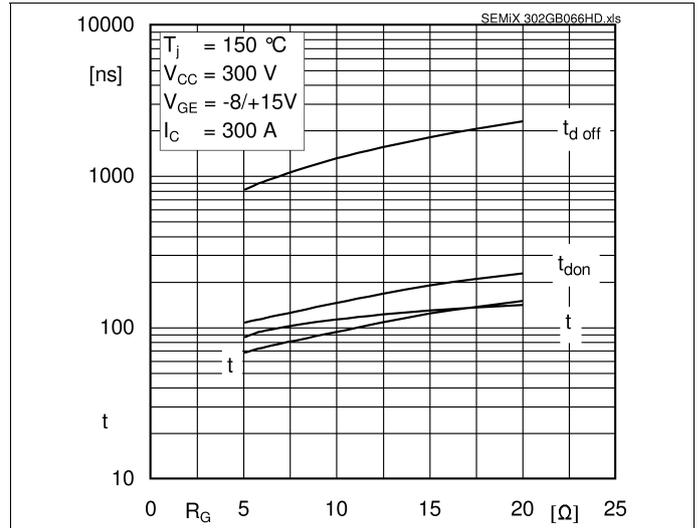


Fig. 8: Typ. switching times vs. gate resistor  $R_G$

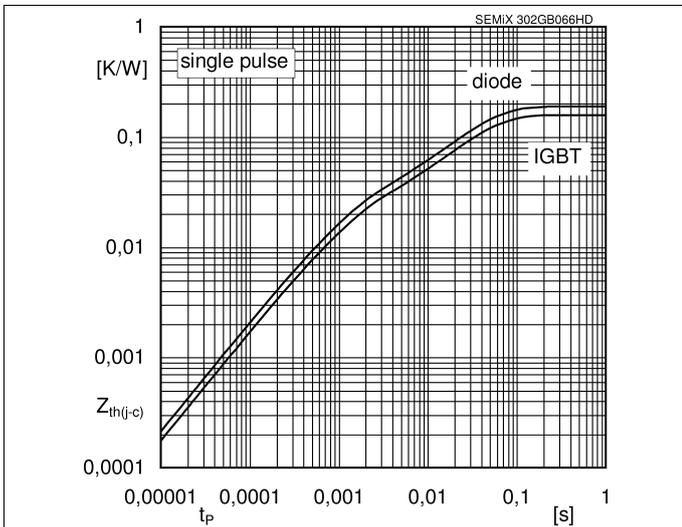


Fig. 9: Typ. transient thermal impedance

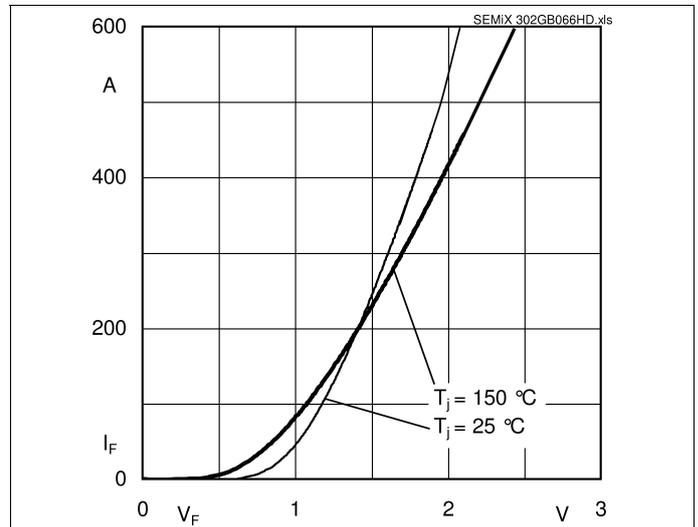


Fig. 10: Typ. CAL diode forward charact., incl.  $R_{CC+EE}$

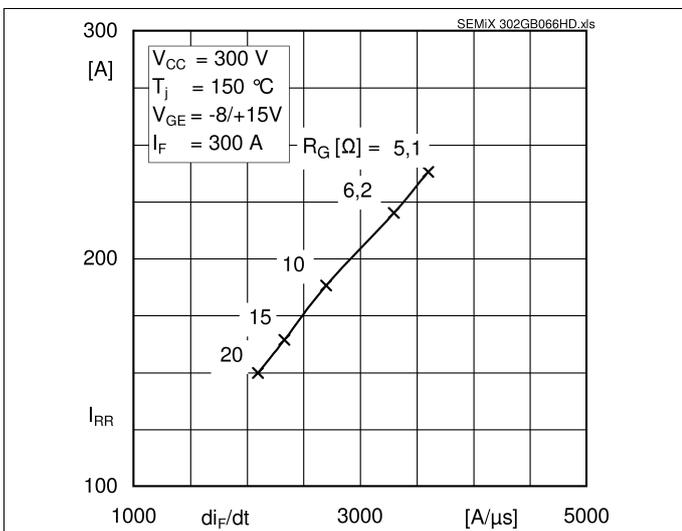


Fig. 11: Typ. CAL diode peak reverse recovery current

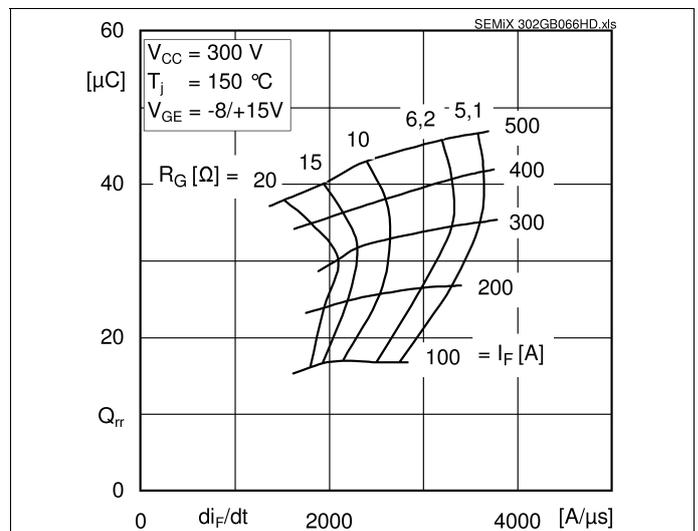
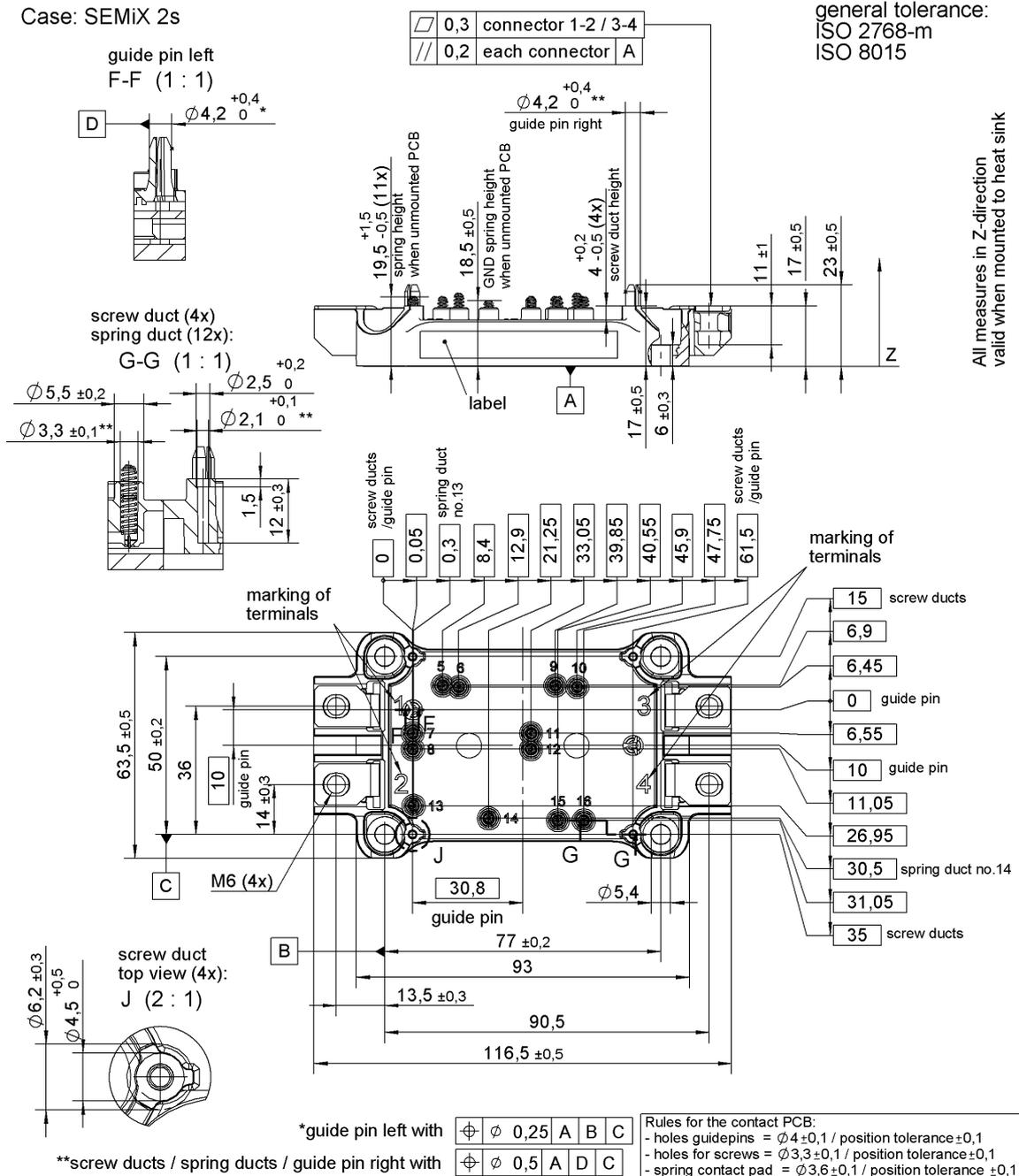


Fig. 12: Typ. CAL diode recovery charge

# SEMiX302GB066HDs

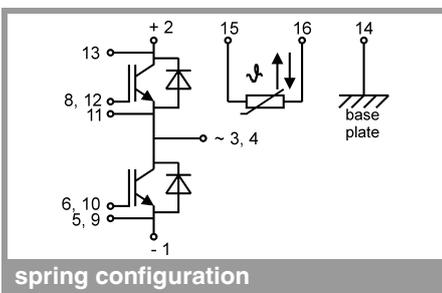
Case: SEMiX 2s

general tolerance:  
ISO 2768-m  
ISO 8015



All measures in Z-direction valid when mounted to heat sink

## SEMIX 2s



This is an electrostatic discharge sensitive device (ESDS), international standard IEC 60747-1, Chapter IX

\* The specifications of our components may not be considered as an assurance of component characteristics. Components have to be tested for the respective application. Adjustments may be necessary. The use of SEMIKRON products in life support appliances and systems is subject to prior specification and written approval by SEMIKRON. We therefore strongly recommend prior consultation of our staff.

## Anexo C

# Características del disipador

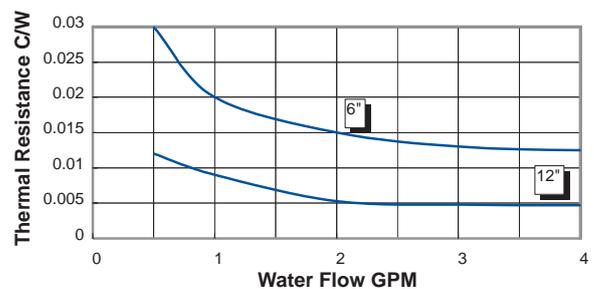
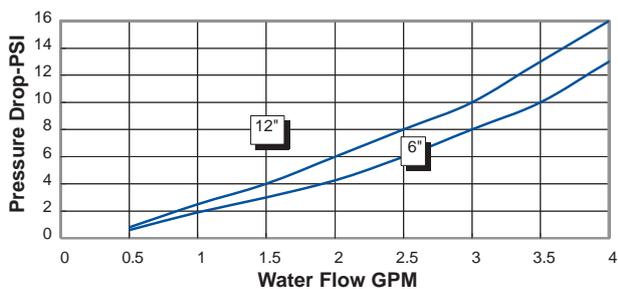
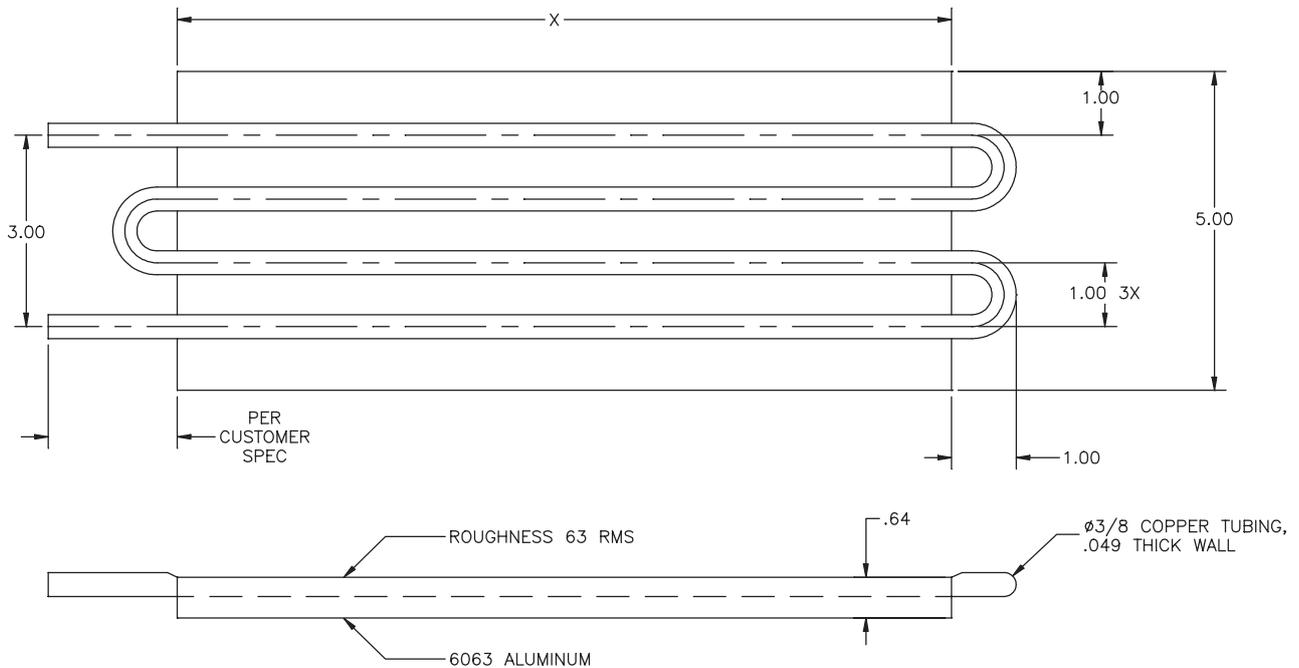


# LIQUID COOLED HEAT SINKS 4-Pass Model

Thermal performance as low as  $.005^{\circ}\text{C}/\text{W}$ . Ideal for cooling IGBT modules or other high wattage modules. Can handle extremely high heat concentrations with lower device temperature rise. Maintains lower overall junction temperatures. Precision machined module mounting surface. Custom widths and lengths available.

CH8000 X = 6"

CH8010 X = 12"





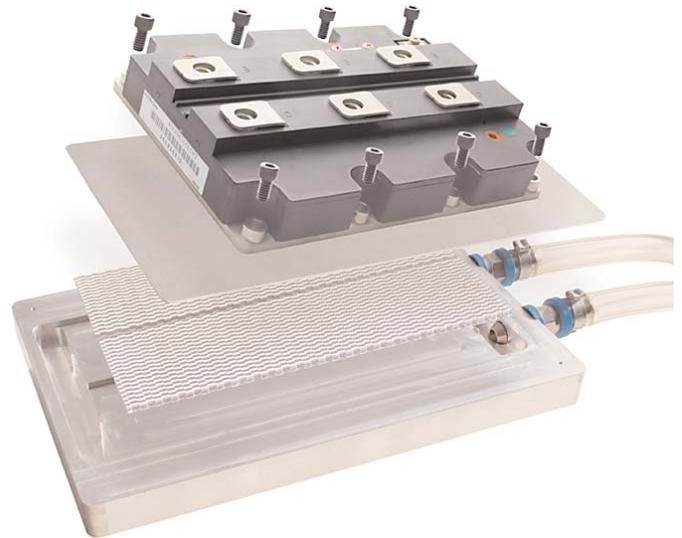
**AAVID  
THERMALLOY**

**AavFin  
Liquid Cold Plates**

**RoHS ✓  
Compliant**

**AAVIN LIQUID COLD PLATES  
FOR POWER APPLICATIONS**

Aavid Thermalloy AavFin liquid cold plates are designed for engineers seeking a cost effective high volume solution for challenging power density applications. AavFin plates increase the surface area in contact with the cooling fluid by using fin structures in the flow path thereby increasing thermal transfer performance. Aavfin cold plates offer industry leading thermal performance.



**CRITICAL APPLICATION NEED:**

- *Cost/performance value*
- *Leak free operation*
- *Thermal performance*

**FEATURES AND BENEFITS:**

- *Channel design makes the solution suitable for high volume cost sensitive applications*
- *Vacuum brazed construction results in a rugged leak free solution*
- *Passage design puts a large area of fluid in contact with the base plate resulting in more uniform heat transfer*

**ORDERING INFORMATION:**

<b>Part Number</b>	<b>Finish</b>	<b>Figure</b>
413100U20609G	Unfinished	1
Custom Configurations		2

Contact Aavid Thermalloy Application Engineering for assistance.

**FOR MORE INFORMATION, VISIT OUR WEB SITE: [WWW.AAVIDTHERMALLOY.COM](http://WWW.AAVIDTHERMALLOY.COM)  
TEL: (603) 224-9988**



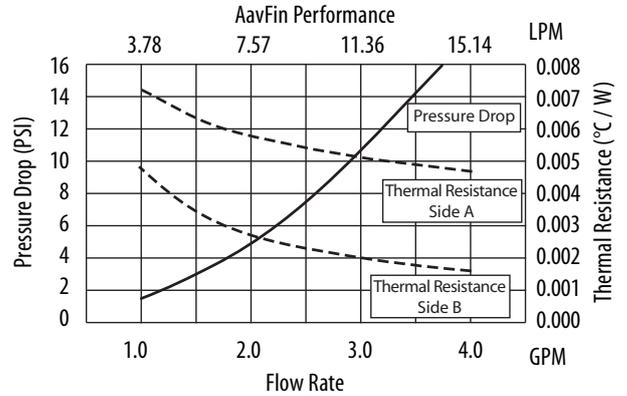
### SPECIFICATIONS:

- Plate: Aluminum
- Cover Plate Material: Aluminum
- Joints: Vacuum Brazed
- Finish: Aavid "wash" Standard

### AVAILABLE OPTIONS:

- Finishes: AavShield, AavShield<sup>3</sup>, Tin Plate, Electroless Nickel
- Sizes: Custom sizes available see Figure 2 for details

### PERFORMANCE:

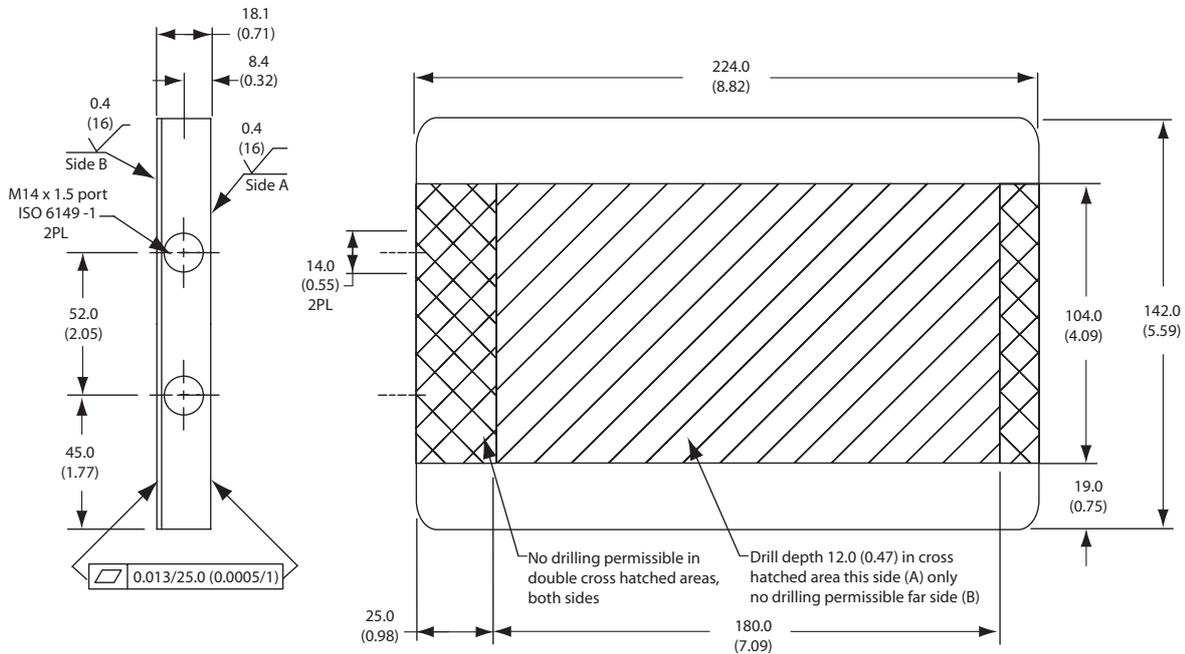


Contact Aavid Thermalloy Applications Engineering Department when ordering custom configurations.

Heat source size: 244.5 cm<sup>2</sup> (39.71 in<sup>2</sup>)

### MECHANICAL OUTLINE:

Figure 1

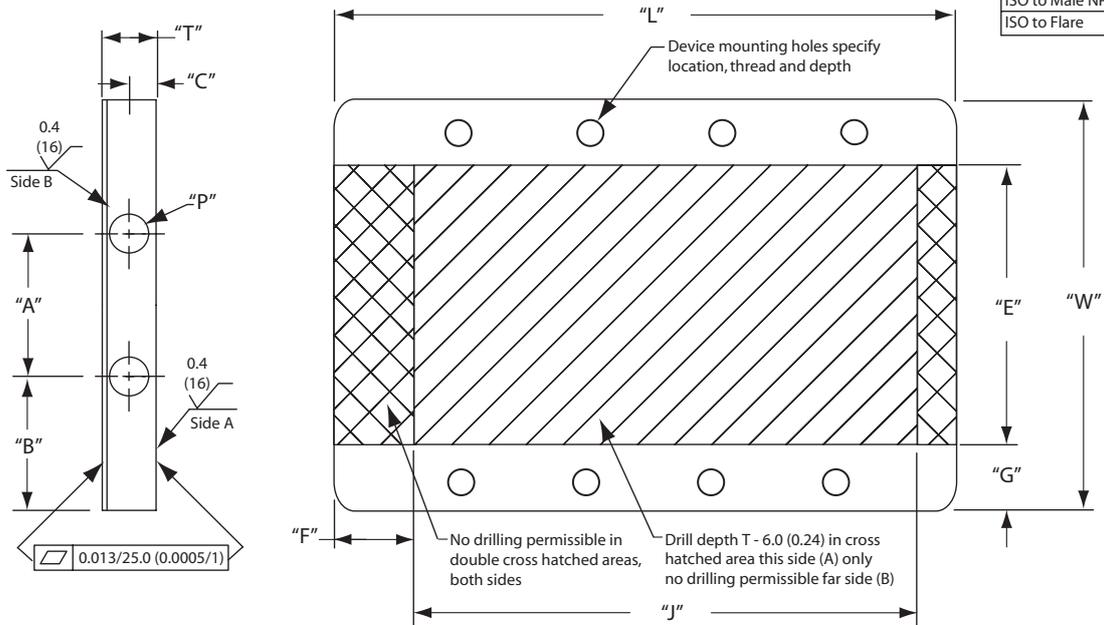


Dimensions as shown are mm (inches)



**CUSTOM DESIGN GUIDELINES**

Figure 2



Dimensions as shown are mm (inches)

**Standard Tolerances**

Lead-in Dimensions	± 0.25 (0.01)
Overall Dimensions	± 0.50 (0.02)
Feature to Feature	± 0.13 (0.005)

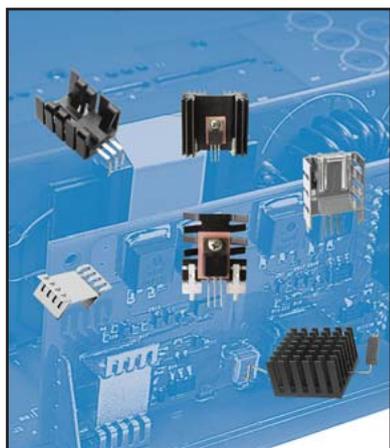
Dim	Description	Min	Max
A	Center line, port to port	25 (0.98)	W-P+2.0 (0.08)
B	Edge to port	1/2P+5.0 (0.2)	(W-A)/2
C	Mounting surface to side "A" centerline of port	1/2P+1.0 (0.04)	T-(1/2P+5.0 (0.2))
E	Controlled drill zone width	W-G	W-G
G	Edge to controlled drill zone	6.0 (0.24)	150 (5.91)
T	Plate thickness	12 (0.47)	50 (1.97)
F	No drill zone width	15 (0.59)	30 (1.18)
J	Controlled drill zone length	L-(F+20 (0.8))	L-(F+10 (0.4))
L	Plate length	150 (5.91)	700 (27.56)
P	Port size and thread (metric, pipe, oring)	M8 (1/8 NPT)	T - 5.0 (2.0)
W	Plate width	75 (2.95)	400 (15.75)



**AAVID  
THERMALLOY**

**AavFin  
Liquid Cold Plates**

**RoHS ✓  
Compliant**



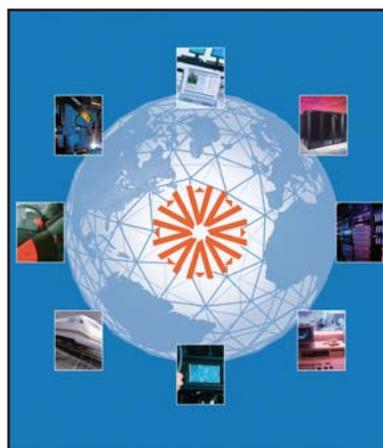
**Standard Board Level Heat Sinks**



**The Max Clip System™**



**Extrusion Selection Guide**



**Capability Brochure**

**North America**

70 Commercial Street  
Suite 200  
Concord, NH 03301  
TEL: (603) 224-9988  
FAX: (603) 223-1790  
EMAIL: info@aavid.com

**Europe - Italy**

ViaXXV Aprile, 32  
40057 Cadriano (BO), Italy  
TEL: (39) 051 764011  
FAX: (39) 051 764092  
EMAIL: sales.it@aavid.com

**Asia - Taiwan**

14F-4, NO. 79, Hsin Tai Wu RD.  
SEC. 1, Hsi Chih  
Taipei Hsien  
TEL: 011(886) 2-2698-9888  
FAX: 011(886) 2-2698-9808  
EMAIL: sales.tw@aavid.com

**Asia - Shanghai**

Building No.1, No.1199 XinFei RD,  
SongJiang  
Shanghai 201611  
Tel: +86-21-6115-2000  
Fax: +86-21-6115-2555  
E-Mail: info-Shanghai@aavid.com

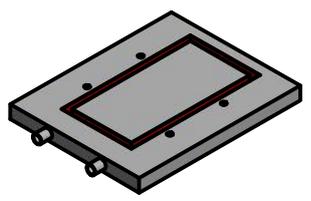
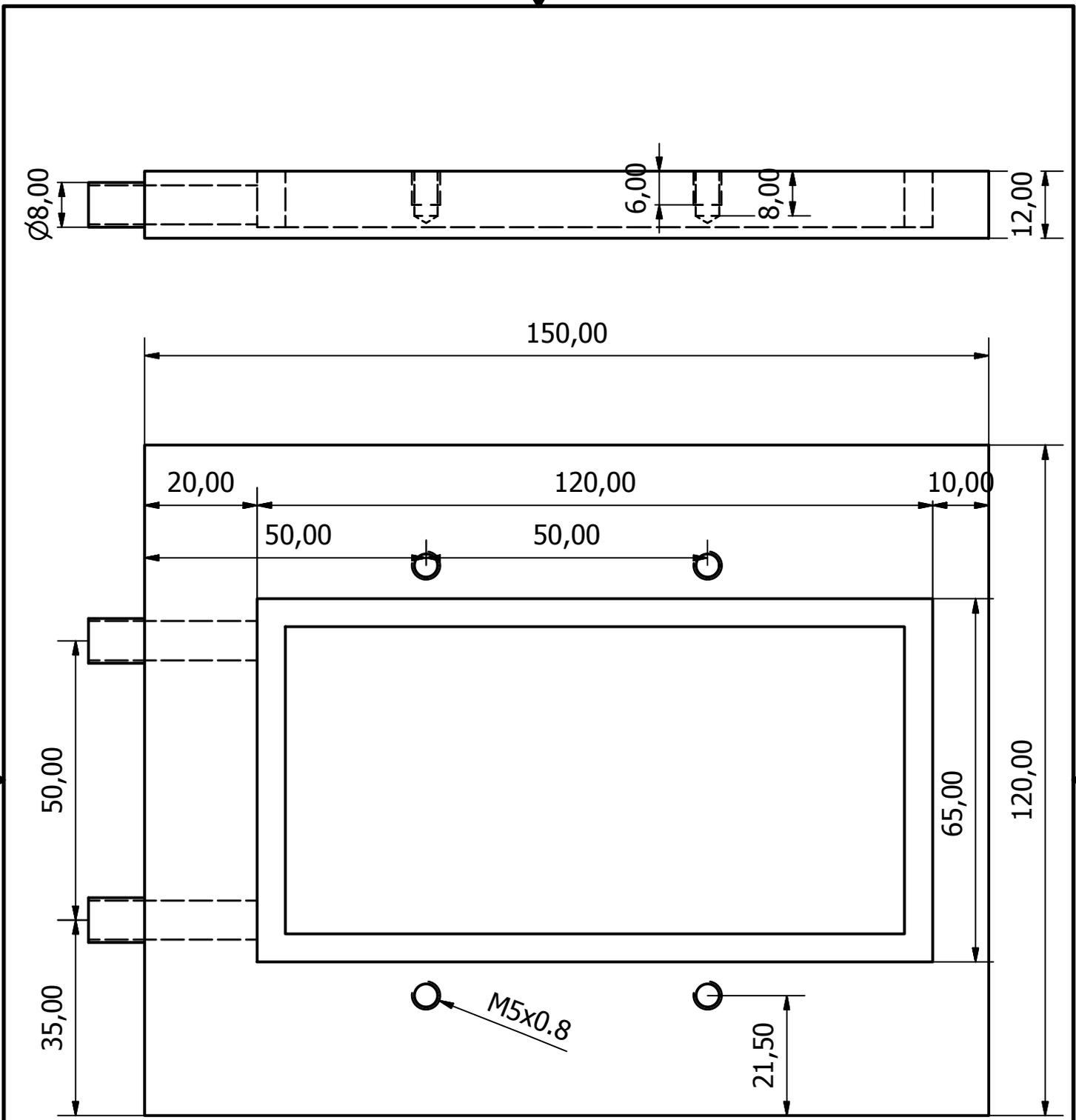
**Asia - India**

7, Manjusr Gidc, Savli,  
Vadodara-391775,  
Gujarat, India  
Tel: +(91) 2667 264781/82/83  
Fax: +(91) 2667 264784  
E-Mail: sales.in@aavid.com

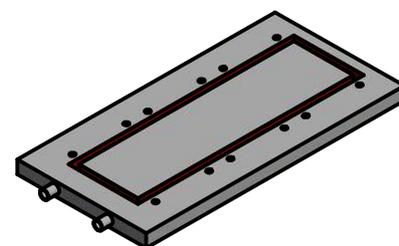
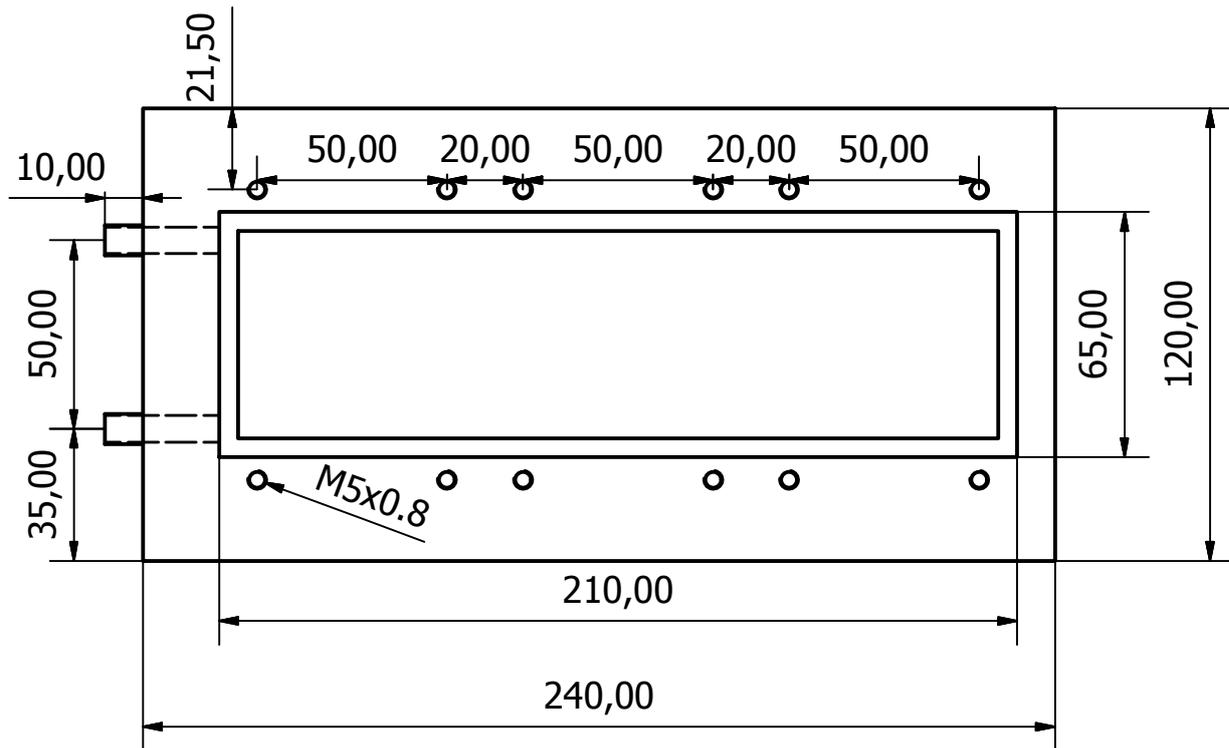
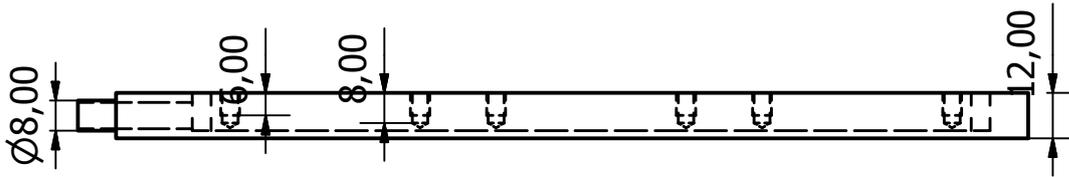
PLEASE NOTE: Any information furnished by Aavid Thermalloy is believed to be accurate and reliable, but our customers bear all responsibility for use and applications of Aavid Thermalloy products. AAVID THERMALLOY MAKES NO WARRANTIES EXPRESSED OR IMPLIED, AS TO THE FITNESS, MERCHANTABILITY, OR SUITABILITY OF ANY AAVID THERMALLOY PRODUCTS FOR ANY SPECIFIC OR GENERAL USES. AAVID THERMALLOY SHALL NOT BE LIABLE FOR INCIDENTAL OR CONSEQUENTIAL DAMAGES OF ANY KIND. All Aavid Thermalloy products are sold pursuant to the Aavid Thermalloy Domestic Terms and Conditions of Sale in effect from time to time, a copy of which shall be furnished upon request (8911A). Copyright © Aavid Thermalloy, LLC. June, 2010. All icons, drawings, illustrations, and trademarks are the property of Aavid Thermalloy, LLC. and may not be reproduced without express written permission. (6/2010)

**FOR MORE INFORMATION, VISIT OUR WEB SITE: [WWW.AAVIDTHERMALLOY.COM](http://WWW.AAVIDTHERMALLOY.COM)**

**TEL: (603) 224-9988**



Designed by Fidel Garcia	Checked by	Approved by	Date		Date	
			Disipador continua continua			
					Edition	Sheet 1 / 1



Designed by Fidel Garcia	Checked by	Approved by	Date	Date
			Disipador inversor	
			Edition	Sheet 1 / 1

Anexo D

## Modulo de Ultracondensadores

**FEATURES AND BENEFITS\***

- Up to 1,000,000 duty cycles or 10 year DC life
- 125V DC working voltage
- Active cell balancing
- Temperature and voltage monitoring
- CAN bus digital monitoring and communications
- High power density

**TYPICAL APPLICATIONS**

- Buses
- Electric trains and trolleys
- Heavy duty transportation
- Cranes, RTGS
- Utility vehicles
- Mining equipment



**PRODUCT SPECIFICATIONS**

**ELECTRICAL**

**BMOD0063 P125 B08**

Rated Capacitance <sup>1</sup>	63 F
Minimum Capacitance, initial <sup>1</sup>	63 F
Maximum Capacitance, initial <sup>1</sup>	76 F
Maximum ESR <sub>DC</sub> , initial <sup>1</sup>	18 mΩ
Test Current for Capacitance and ESR <sub>DC</sub> <sup>1</sup>	100 A
Rated Voltage	125 V
Absolute Maximum Voltage <sup>2</sup>	136 V
Absolute Maximum Current	1900 A
Leakage Current at 25°C, maximum <sup>3</sup>	10 mA
Maximum Series Voltage	1500 V
Capacitance of Individual Cells <sup>11</sup>	3000 F
Maximum Stored Energy, Individual Cell <sup>11</sup>	3.0 Wh
Number of Cells	48

**TEMPERATURE**

Operating temperature range (Cell case temperature)	
Minimum	-40°C
Maximum	65°C
Storage temperature range (Stored uncharged)	
Minimum	-40°C
Maximum	70°C

\*Results may vary. Additional terms and conditions, including the limited warranty, apply at the time of purchase. See the warranty details and enclosed information for applicable operating and use requirements.

## PRODUCT SPECIFICATIONS (Cont'd)

## PHYSICAL

BMOD0063 P125 B08

Mass, typical <sup>13</sup>	61 kg
Power Terminals	Radsok®
Recommended Torque - Terminal	N/A
Vibration Specification	ISO16750-3 Table 14
Shock Specification	SAE J2464
Environmental Protection	IP65
Cooling	Forced Air

## MONITORING / CELL VOLTAGE MANAGEMENT

Temperature Interface	Serial Data (CAN)
Cell Voltage Monitoring	Group Voltage (CAN)
Connector	Deutsch DTM
Cell Voltage Management	VMS 2.0

## POWER &amp; ENERGY

Usable Specific Power, $P_d$ <sup>4</sup>	1,700 W/kg
Impedance Match Specific Power, $P_{max}$ <sup>5</sup>	3,600 W/kg
Specific Energy, $E_{max}$ <sup>6</sup>	2.3 Wh/kg
Stored Energy, $E_{stored}$ <sup>7</sup>	140 Wh

## SAFETY

Short Circuit Current, typical (Current possible with short circuit from rated voltage. Do not use as an operating current.)	6,900 A
Certifications	RoHS, eMark
High-Pot Capability <sup>12</sup>	4,000 VAC

## TYPICAL CHARACTERISTICS

## THERMAL CHARACTERISTICS

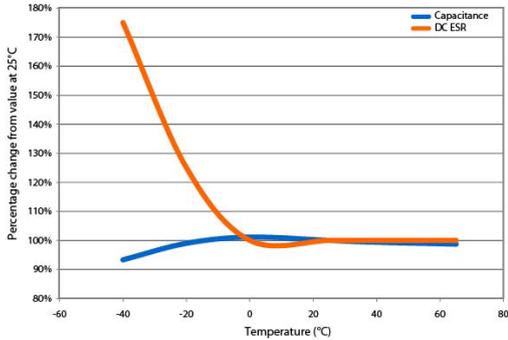
BMOD0063 P125 B08

Thermal Resistance ( $R_{ca}$ , Case to Ambient), typical <sup>8</sup>	0.04°C/W
Thermal Capacitance ( $C_{th}$ ), typical	33,000 J/°C
Maximum Continuous Current ( $\Delta T = 15^\circ\text{C}$ ) <sup>8</sup>	140 A <sub>RMS</sub>
Maximum Continuous Current ( $\Delta T = 40^\circ\text{C}$ ) <sup>8</sup>	240 A <sub>RMS</sub>

## LIFE

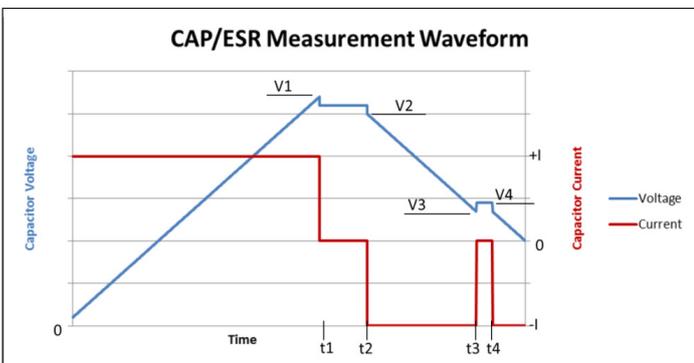
DC Life at High Temperature <sup>1</sup> (at Rated Voltage & Maximum Operating Temperature)	1,500 hours
Capacitance Change (% decrease from minimum initial value)	20%
ESR Change (% increase from maximum initial value)	100%
Projected DC Life at 25°C <sup>1</sup> (held continuously at Rated Voltage)	10 years
Capacitance Change (% decrease from minimum initial value)	20%
ESR Change (% increase from maximum initial value)	100%
Projected Cycle Life at 25°C <sup>1,9,10</sup>	1,000,000 cycles
Capacitance Change (% decrease from minimum initial value)	20%
ESR Change (% increase from maximum initial value)	100%
Test Current	100 A
Shelf Life (Stored uncharged at 25°C)	4 years

ESR AND CAPACITANCE VS TEMPERATURE

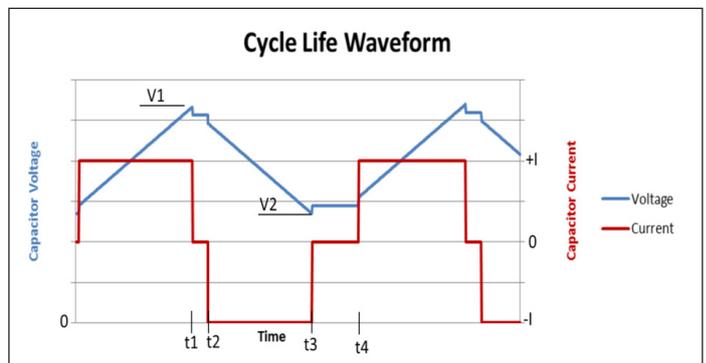


NOTES

1. Capacitance and  $ESR_{DC}$  measured at 25°C using specified test current per waveform below.
2. Absolute maximum voltage, non-repeated. Not to exceed 1 second.
3. After 72 hours at rated voltage. Initial leakage current can be higher.
4. Per IEC 62391-2,  $P_d = \frac{0.12V^2}{ESR_{DC} \times \text{mass}}$
5.  $P_{max} = \frac{V^2}{4 \times ESR_{DC} \times \text{mass}}$
6.  $E_{max} = \frac{1/2 CV^2}{3,600 \times \text{mass}}$
7.  $E_{stored} = \frac{1/2 CV^2}{3,600}$
8.  $\Delta T = I_{RMS}^2 \times ESR \times R_{ca}$
9. Cycle using specified test current per waveform below.
10. Cycle life varies depending upon application-specific characteristics. Actual results will vary.
11. Per United Nations material classification UN3499, all Maxwell ultracapacitors have less than 10 Wh capacity to meet the requirements of Special Provisions 361. Both individual ultracapacitors and modules composed of those ultracapacitors shipped by Maxwell can be transported without being treated as dangerous goods (hazardous materials) under transportation regulations.
12. Duration = 60 seconds. Not intended as an operating parameter.
13. Without fan. With fan, mass is 63.4 kg.



$V1 = V_{rated}$        $t2 - t1 = 15 \text{ seconds}$        $\text{Capacitance} = I \times (t3-t2)/(V2-V3)$   
 $V3 = 0.5 \times V_{rated}$        $t4 - t3 = 5 \text{ seconds}$        $ESR = (V4 - V3)/I$



$V1 = V_{rated}$        $t2 - t1 = 5 \text{ seconds (I=0)}$   
 $V2 = 0.5 \times V_{rated}$        $t4 - t3 = 15 \text{ seconds (I=0)}$

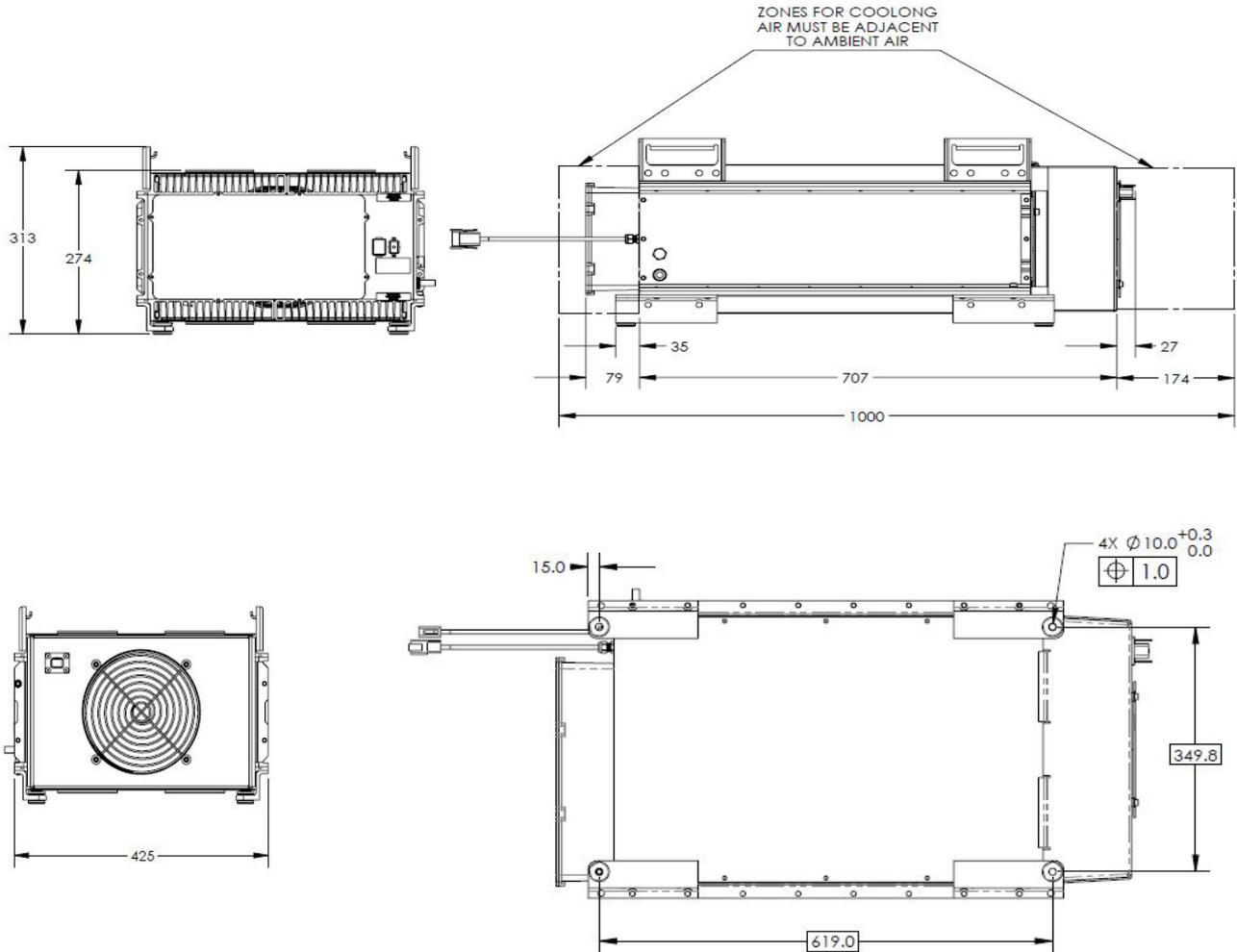
**MOUNTING RECOMMENDATIONS**

Please refer to the user manual for installation recommendations.

**BCAP0063 P125 B08**

**MARKINGS**

Products are marked with the following information: Rated capacitance, rated voltage, product number, name of manufacturer, positive and negative terminal, warning marking, serial number.



Part Description	Dimensions (mm)			Package Quantity
	L (± 0.5mm)	D (± 0.2mm)	H(±0.7mm)	
BCAP0063 P125 B08*	619	33.3	265	1

\*Refer to user manual for product variant details

## ORDERING INFORMATION

### Base Module

109024B BMOD0063 P125 B08 63F/125V eMark Module with CAN Communication

### Power Connection Kit

109131 Power Connection Kit, 90 DEG  
109132 Power Connection Kit, STRAIGHT

### Communication Kit

109133 CAN SIGNAL, Deutsch

### Fan Kit

129036 FAN KIT, 24V, eMark

Product dimensions are for reference only unless otherwise identified. Product dimensions and specifications may change without notice.

Please contact Maxwell Technologies directly for any technical specifications critical to application. All products featured on this datasheet are covered by the following U.S. patents and their respective foreign counterparts: 6643119, 7295423, 7342770, 7352558, 7384433, 7440258, 7492571, 7508651, 7791860, 7791861, 7816891, 7859826, 7883553, 7935155, 8072734, 8098481, 8279580, and patents pending.



#### Maxwell Technologies, Inc. Global Headquarters

3888 Calle Fortunada  
San Diego, CA 92123  
USA  
Tel: +1 858 503 3300  
Fax: +1 858 503 3301



#### Maxwell Technologies SA

Route de Montena 65  
CH-1728 Rossens  
Switzerland  
Tel: +41 (0)26 411 85 00  
Fax: +41 (0)26 411 85 05



#### Maxwell Technologies, GmbH

Leopoldstrasse 244  
80807 München  
Germany  
Tel: +49 (0)89 / 4161403 0  
Fax: +49 (0)89 / 4161403 99



#### Maxwell Technologies Shanghai Trading Co. Ltd.

Unit A2,C 12th Floor  
Huarun Times Square  
500 Zhangyang Road,  
Pudong New Area  
Shanghai 200122,  
P.R. China  
Phone: +86 21 3852 4000  
Fax: +86 21 3852 4099



#### Maxwell Technologies Korea Co., Ltd.

Room 1524, D-Cube City  
Office Tower, 15F #662  
Gyeongin-Ro, Guro-Gu,  
Seoul, 152-706  
South Korea  
Phone: +82 10 4518 9829

MAXWELL TECHNOLOGIES, MAXWELL, MAXWELL CERTIFIED INTEGRATOR, ENABLING ENERGY'S FUTURE, BOOSTCAP, C CELL, D CELL and their respective designs and/or logos are either trademarks or registered trademarks of Maxwell Technologies, Inc. and may not be copied, imitated or used, in whole or in part, without the prior written permission Maxwell Technologies, Inc. All contents copyright © 2013 Maxwell Technologies, Inc. All rights reserved. No portion of these materials may be reproduced in any form, or by any means, without prior written permission from Maxwell Technologies, Inc.