



ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA
(ICAI)

GRADO EN INGENIERÍA EN TECNOLOGÍAS
INDUSTRIALES

Especialidad Eléctrica

SIMULACIÓN Y AJUSTE DEL CONJUNTO INVERSOR+MOTOR PARA UN VEHÍCULO LIGERO ELÉCTRICO DE COMPETICIÓN

Autor: Juan Fernando Soriano Botella

Director: Fidel Fernández Bernal

Madrid

Julio 2019

AUTORIZACIÓN PARA LA DIGITALIZACIÓN, DEPÓSITO Y DIVULGACIÓN EN RED DE PROYECTOS FIN DE GRADO, FIN DE MÁSTER, TESIS O MEMORIAS DE BACHILLERATO

1º. Declaración de la autoría y acreditación de la misma.

El autor D. Juan Fernando Soriano Botella

DECLARA ser el titular de los derechos de propiedad intelectual de la obra: ‘Simulación y ajuste del conjunto inductor+motor para un vehículo ligero eléctrico de competición’, que ésta es una obra original, y que ostenta la condición de autor en el sentido que otorga la Ley de Propiedad Intelectual.

2º. Objeto y fines de la cesión.

Con el fin de dar la máxima difusión a la obra citada a través del Repositorio institucional de la Universidad, el autor CEDE a la Universidad Pontificia Comillas, de forma gratuita y no exclusiva, por el máximo plazo legal y con ámbito universal, los derechos de digitalización, de archivo, de reproducción, de distribución y de comunicación pública, incluido el derecho de puesta a disposición electrónica, tal y como se describen en la Ley de Propiedad Intelectual. El derecho de transformación se cede a los únicos efectos de lo dispuesto en la letra a) del apartado siguiente.

3º. Condiciones de la cesión y acceso

Sin perjuicio de la titularidad de la obra, que sigue correspondiendo a su autor, la cesión de derechos contemplada en esta licencia habilita para:

- a) Transformarla con el fin de adaptarla a cualquier tecnología que permita incorporarla a internet y hacerla accesible; incorporar metadatos para realizar el registro de la obra e incorporar “marcas de agua” o cualquier otro sistema de seguridad o de protección.
- b) Reproducir la en un soporte digital para su incorporación a una base de datos electrónica, incluyendo el derecho de reproducir y almacenar la obra en servidores, a los efectos de garantizar su seguridad, conservación y preservar el formato.
- c) Comunicarla, por defecto, a través de un archivo institucional abierto, accesible de modo libre y gratuito a través de internet.
- d) Cualquier otra forma de acceso (restringido, embargado, cerrado) deberá solicitarse expresamente y obedecer a causas justificadas.
- e) Asignar por defecto a estos trabajos una licencia Creative Commons.
- f) Asignar por defecto a estos trabajos un HANDLE (URL *persistente*).

4º. Derechos del autor.

El autor, en tanto que titular de una obra tiene derecho a:

- a) Que la Universidad identifique claramente su nombre como autor de la misma
- b) Comunicar y dar publicidad a la obra en la versión que ceda y en otras posteriores a través de cualquier medio.
- c) Solicitar la retirada de la obra del repositorio por causa justificada.
- d) Recibir notificación fehaciente de cualquier reclamación que puedan formular terceras personas en relación con la obra y, en particular, de reclamaciones relativas a los derechos de propiedad intelectual sobre ella.

5º. Deberes del autor.

El autor se compromete a:

- a) Garantizar que el compromiso que adquiere mediante el presente escrito no infringe ningún derecho de terceros, ya sean de propiedad industrial, intelectual o cualquier otro.
- b) Garantizar que el contenido de las obras no atenta contra los derechos al honor, a la intimidad y a la imagen de terceros.
- c) Asumir toda reclamación o responsabilidad, incluyendo las indemnizaciones por daños, que pudieran ejercitarse contra la Universidad por terceros que vieran infringidos sus derechos e intereses a causa de la cesión.

- d) Asumir la responsabilidad en el caso de que las instituciones fueran condenadas por infracción de derechos derivada de las obras objeto de la cesión.

6º. Fines y funcionamiento del Repositorio Institucional.

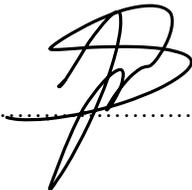
La obra se pondrá a disposición de los usuarios para que hagan de ella un uso justo y respetuoso con los derechos del autor, según lo permitido por la legislación aplicable, y con fines de estudio, investigación, o cualquier otro fin lícito. Con dicha finalidad, la Universidad asume los siguientes deberes y se reserva las siguientes facultades:

- La Universidad informará a los usuarios del archivo sobre los usos permitidos, y no garantiza ni asume responsabilidad alguna por otras formas en que los usuarios hagan un uso posterior de las obras no conforme con la legislación vigente. El uso posterior, más allá de la copia privada, requerirá que se cite la fuente y se reconozca la autoría, que no se obtenga beneficio comercial, y que no se realicen obras derivadas.
- La Universidad no revisará el contenido de las obras, que en todo caso permanecerá bajo la responsabilidad exclusiva del autor y no estará obligada a ejercitar acciones legales en nombre del autor en el supuesto de infracciones a derechos de propiedad intelectual derivados del depósito y archivo de las obras. El autor renuncia a cualquier reclamación frente a la Universidad por las formas no ajustadas a la legislación vigente en que los usuarios hagan uso de las obras.
- La Universidad adoptará las medidas necesarias para la preservación de la obra en un futuro.
- La Universidad se reserva la facultad de retirar la obra, previa notificación al autor, en supuestos suficientemente justificados, o en caso de reclamaciones de terceros.

Madrid, a 22 de Julio de 2019

ACEPTA

Fdo.....



Motivos para solicitar el acceso restringido, cerrado o embargado del trabajo en el Repositorio Institucional:

Declaro, bajo mi responsabilidad, que el Proyecto presentado con el título
'Simulación y ajuste del conjunto inversor+motor de un vehículo ligero eléctrico
de competición'

en la ETS de Ingeniería - ICAI de la Universidad Pontificia Comillas en el
curso académico 2018/2019 es de mi autoría, original e inédito y
no ha sido presentado con anterioridad a otros efectos. El Proyecto no es
plagio de otro, ni total ni parcialmente y la información que ha sido tomada
de otros documentos está debidamente referenciada.



Fdo.: Juan Fernando Soriano Botella Fecha: 22 / 07 / 19

Autorizada la entrega del proyecto

EL DIRECTOR DEL PROYECTO



Fdo.: Fidel Fernández Bernal Fecha: 22 / 07 / 19



ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA
(ICAI)

GRADO EN INGENIERÍA EN TECNOLOGÍAS
INDUSTRIALES

Especialidad Eléctrica

SIMULACIÓN Y AJUSTE DEL CONJUNTO INVERSOR+MOTOR PARA UN VEHÍCULO LIGERO ELÉCTRICO DE COMPETICIÓN

Autor: Juan Fernando Soriano Botella

Director: Fidel Fernández Bernal

Madrid

Julio 2019

Abstract

Este proyecto trata el estudio y parametrizado de los controles PI del regulador de desacoplo de un inversor con control vectorial. Los inversores juegan un papel muy importante en la movilidad eléctrica puesto que es la máquina eléctrica que alimenta los motores. Este proyecto se ha realizado con el objetivo de que el segundo coche que monta el ICAI Speed Club, el IFS-02 incorpore el inversor, para el cual se han diseñado unos parámetros óptimos mediante la simulación previa en Matlab.

Se leyó y aprendió sobre el funcionamiento y características del inversor y del motor que se iban a utilizar. Después, tras obtener las plantas del motor en ejes d-q, se pasó a averiguar qué constantes del control PI, K_p y T_i eran las más adecuadas. Con estos valores se procedió a simular en Simulink un pequeño recorrido ficticio, con un par resistente aproximado, y comprobar que efectivamente los parámetros escogidos generaban respuestas de i_q y por tanto, de par motor rápidas.

Por último, para constatar que, efectivamente, el modelo de Matlab preveía el comportamiento del conjunto inversor y motor, se hicieron varias pruebas en el laboratorio.

This project focuses on studying and parameterizing the PI controllers of the Field-Oriented Control (FOC) in an inverter. Inverters play an important role in electric mobility, as they control the motors. This project has been done with the objective that the second competition car that the ICAI Speed Club develops, the IFS-02, included the inverter for which the ideal parameters of the controllers had been found by means of simulation in Matlab.

Motor and inverter's datasheets were thoroughly examined. Then, the motor plants in d-q axes were obtained so that the optimum PI controller parameters, K_p and T_i could be determined. With these values, a small fictional racing circuit was modelled with an approximate resistant torque, so that it could be verified that the chosen parameters generated in fact, fast responses of current in q axis, and therefore motor torque.

Lastly, to confirm that the model made in Matlab predicted the inverter-motor set behaviour correctly, tests were done in the laboratory.

Agradecimientos

Agradecer el apoyo de mi director de proyecto, Fidel Fernández, que siempre ha estado dispuesto a recibirme en su despacho, y de quien he aprendido mucho.

Gracias a Alberto y al Icai Speed Club por la oportunidad de haber podido realizar mi proyecto con el equipo, y haberme ayudado a entender el funcionamiento del inversor.

A mi madre, mi padre y mi hermano por haberme apoyado y animado constantemente durante estos cuatro años de carrera.

Índice General

1	Introducción	3
1.1	Motivación y objetivos.....	3
1.2	Formula Student Spain.....	4
2	Estado del Arte	5
2.1	Inversores.....	5
2.2	Motores.....	5
3	El vehículo eléctrico del ISC.....	7
3.1	El IFS-02.....	7
3.2	El sistema eléctrico del IFS-02.....	7
3.3	El motor síncrono de imanes permanentes y flujo axial	8
3.4	Característica m- ω EMRAX 228 alimentado con 288V y controlado con $i_d=0$	14
3.5	El inversor	16
3.5.1	NDrive (Software inversor)	18
3.5.2	CAN bus	20
4	Regulador de desacoplo, diseño del controlador PI y Modelado en Simulink	25
4.1	Regulador de desacoplo y plantas del motor	25
4.2	Parámetros del control	27
4.3	Modelo sin PWM sin carga	29
4.3.1	Resultados modelo sin PWM sin carga	30
4.4	Modelo con carga mecánica (ciclo de conducción) y sin PWM.....	33
4.5	Modelo con carga y PWM.....	37
4.6	Resultados de simulación	37
5	Ensayos.....	43
5.1	Disposición de la bancada.....	43
5.2	Metodología.....	44
5.3	Resultados.....	45
6	Conclusiones.....	49
6.1	Conclusiones sobre los resultados.....	49
6.2	Posibles futuros desarrollos.....	49
7	Bibliografía	51
8	Anexos	53
8.1	Código Matlab Parámetros	53

8.2	Código Matlab Plantas y Control PI	54
8.3	Código Gráfica MSIP.....	55
8.4	Pantalla 'Settings' NDrive	56
8.5	Pantalla 'Speed' NDrive	57

Índice Figuras

Figura 1 Vista desde atrás del IFS-02, con el difusor.....	7
Figura 2 Vista delantera del IFS-02.....	7
Figura 3. Vista en CAD sistemas eléctricos del IFS-02.....	8
Figura 4. Distintas vistas del motor EMRAX 228.	9
Figura 5. Sección del motor EMRAX 228	10
Figura 6. Motor EMRAX despiezado.....	10
Figura 7 Modelo dinámico en ejes dq de una MSIP.....	12
Figura 8. Gráfica que representa la característica m- ω del EMRAX 228.	14
Figura 9. Vista general inversor Unitek Bamocar D3.	16
Figura 10. Enchufes del inversor.....	17
Figura 11. Vista general de la pestaña de configuración del inversor.....	18
Figura 12. Diagrama de bloques en el control de corriente del NDrive.....	19
Figura 13. Aplicación del CAN bus en los coches	20
Figura 14. Capa física del CAN bus.....	21
Figura 15. Demostración estados dominantes y recesivos en el CAN bus.	22
Figura 16. Ejemplo de una trama de datos del CAN bus.	22
Figura 17. Aplicación del CAN bus en el inversor.....	23
Figura 18. Enchufe CAN del inversor BAMOCAR en detalle	23
Figura 19. Bloque ‘Regulador de desacoplo’ por dentro.....	27
Figura 20. Respuesta a escalón unitario de iqs del diseño 2 de la tabla 6.	29
Figura 21. Modelo sin PWM y sin carga mecánica.....	29
Figura 22. Respuesta del sistema del modelo sin PWM y sin carga ante un escalón unitario de iq con velocidad constante de 0,3pu.	30
Figura 23. Detalle del escalón unitario de iq y de las respuestas de vq, vd de la figura 22.	31
Figura 24. Respuesta a escalón unitario de iq con velocidad constante de 0,5pu.	32
Figura 25. Detalle de escalón unitario de iq de la figura 23..	32
Figura 26. Representación gráfica de ciclo de conducción	33
Figura 27. Esquema en simulink del modelo del motor e inversor con carga, sin pwm.	34
Figura 28. Circuito propuesto, con los puntos mas característicos marcados.	36
Figura 29. Modelo Completo (con variador pwm vectorial y la carga)	37
Figura 30. Ciclo conducción del vehículo	38
Figura 31. Detalle del par motor con frecuencia de conmutación 8KHz	39
Figura 32. Detalle del par motor con una frecuencia de conmutación de 16KHz.....	39
Figura 33. Intensidad en la fase R del motor en pu	40
Figura 34. Detalle de la intensidad en la fase R del motor en pu	40
Figura 35. Detalle de la intensidad en la fase R del motor en pu	40
Figura 36. Detalle del escalón iq en el primer instante.	41
Figura 37. Disposición de la bancada.....	43
Figura 38. Ejemplo de prueba con osciloscopio en programa NDrive.....	44
Figura 39. Resultado del osciloscopio del software ‘NDrive’.....	45
Figura 40. Respuesta a escalón unitario de iq del diseño según matlab 4 de la tabla 6.	46
Figura 41. Respuesta a escalón para el diseño 4 de la tabla 6 en programa NDrive.	46

Figura 42. Respuesta a escalón de i_q para el diseño 2, con las señales i_d, i_q de referencia, i_q real, c_d , v_q representadas.....	47
Figura 43. Respuesta a escalón de i_q para el diseño 4, con las señales i_d, i_q de referencia, i_q real, c_d , v_q representadas.....	47
Figura 44. Representación del circuito en el modelo con carga sin pwm (4.4) donde además aparecen v_d y v_q	48

Índice de tablas

Tabla 1. Datos más relevantes del motor EMRAX 228	11
Tabla 2. Bases del motor EMRAX 228	12
Tabla 3. Valores en pu del motor	13
Tabla 4. Resumen de las constantes de tiempo del motor en ejes d y q en segundos. ...	26
Tabla 5. Rangos de valores para los parámetros del controlador del Bamocar D3	28
Tabla 6. Diseño de parámetros del control PI propuestos.	28
Tabla 7. Resumen de inercias en el sistema, en segundos.....	35

Memoria

Simulación y ajuste del conjunto
inversor+motor para un vehículo ligero
eléctrico de competición

1 Introducción

Los inversores en los vehículos eléctricos juegan un papel fundamental. Son las máquinas encargadas de alimentar adecuadamente los motores eléctricos.

Un inversor bien parametrizado sería capaz de optimizar completamente el funcionamiento un motor eléctrico, mejorando la rapidez de la respuesta obtenida del mismo.

Este proyecto ha explorado la parametrización y diseño del controlador proporcional-integral del regulador de desacoplo de un inversor PWM desde cero, con tal de controlar mediante corriente un motor síncrono de imanes permanentes y flujo axial.

1.1 Motivación y objetivos

El ICAI Speed Club (ISC), el equipo de Formula Student de ICAI, se presentó a la edición del 2019 de la competición Fórmula Student con el IFS-02, un vehículo ligero eléctrico de competición. Este proyecto se desarrolló con la idea de colaborar con el departamento del motor e inversor del equipo.

En la edición de Fórmula Student del año 2018 el coche no pudo correr debido a unos fallos eléctricos. No se llegó a parametrizar el inversor que se iba a utilizar para accionar el vehículo.

Este proyecto se ha basado en estudiar, parametrizar y utilizar las máquinas adquiridas para la tracción del vehículo de la edición del 2018 con tal de usarlas por primera vez en el IFS-02.

Para conseguir esta meta, se establecieron varios pasos a seguir.

En primer lugar, se tuvo que estudiar con detalle toda la documentación relacionada con las normas de la competición (de la parte eléctrica del vehículo), el manual del inversor y del motor (las dos máquinas eléctricas que el ISC ya había comprado para el coche de la edición anterior).

En segundo lugar, se trasladaron los parámetros del motor y del inversor al ámbito de Simulink (Matlab), donde también se modeló una carga mecánica con tal de simular un pequeño tramo en un circuito de carreras.

Posteriormente se fijaron los parámetros del modelo de simulación, y se ajustaron para obtener las respuestas deseadas. Se programó el inversor con los parámetros finalmente elegidos tras las simulaciones y se procedió a probar el conjunto inversor y motor en el laboratorio para verificar si el escalón en Matlab era comparable.

1.2 Formula Student Spain

El Fórmula Student Spain es un evento organizado por FISITA, (Fédération Internationale des Sociétés d'Ingénieurs des Techniques de l'Automobile) y la Sociedad de Técnicos de Automoción, en la que estudiantes de ingeniería de distintas universidades compiten por diseñar, fabricar y gestionar de la mejor manera un vehículo ligero de competición.

El resultado final de la competición se calcula sumando los puntos obtenidos por los distintos equipos en distintas pruebas.

Hay cuatro pruebas estáticas: una inspección técnica del vehículo en la cual se debe cumplir toda la normativa impuesta por la competición, un informe sobre el diseño del vehículo, un documento que indique el coste y la fabricación del coche, y por último una presentación que refleje el plan seguido para la construcción de este.

Las pruebas dinámicas son 4 también. Una prueba de aceleración, un 'skid pad' en el que se debe completar un circuito con forma de 8 en el menor tiempo posible, un 'Autocross' y finalmente una prueba de resistencia.

2 Estado del Arte

2.1 Inversores

Los inversores son máquinas eléctricas capaces de transformar una tensión continua en una tensión alterna. Se consigue esto mediante ciclos de apertura y cierre de interruptores (transistores). Se utilizan en numerosas aplicaciones, ya sea para poder accionar un motor eléctrico, o entregar energía procedente de un generador a la red.

Hay muchos tipos de inversores. Se clasifican según su alimentación (de corriente o de tensión), la forma de onda a la salida, el tipo de carga, los transistores utilizados... etc.

El utilizado por el IFS-02 es un inversor trifásico alimentado por tensión, con PWM (Pulse Width Modulation) sinusoidal. Los inversores PWM sinusoidales se caracterizan por producir una (o varias) tensiones senoidales variables a la salida. Lo realizan siguiendo un control vectorial.

Los coches, suelen utilizar inversores trifásicos con PWM sinusoidal por varios motivos. La principal razón por la que se utilizan inversores PWM es debida a que éstos generan ondas sinusoidales, ideales para la alimentación de un motor trifásico.

Además, los inversores PWM generan armónicos de altas frecuencias, proporcionales a su frecuencia de conmutación [1], siendo por lo tanto fácilmente filtrables.

Es importante filtrar dichos armónicos para preservar el buen funcionamiento del motor. Los armónicos pueden incrementar la temperatura del motor, debido a las pérdidas adicionales que ocurren en el cobre y hierro, aparte de crear un par ineficiente con pequeñas vibraciones [2].

Estos armónicos, se filtran incluso con las propias inductancias de dispersión del motor (ya sea de inducción o síncrono) [3].

2.2 Motores

Actualmente, la industria automovilística eléctrica no se ha decantado por un motor eléctrico en especial. Hay fabricantes de vehículos que utilizan motores de inducción, mientras que hay otros que se inclinan por los motores síncronos de imanes permanentes, o incluso los motores de corriente continua 'brushless'.

Esto se debe a que cada tipo de motor tiene sus ventajas y desventajas, y dependiendo del tipo de coche que se trate, puede resultar más conveniente un tipo de motor u otro.

Por ejemplo, los vehículos 'EQC' del fabricante 'Mercedes-Benz' emplean motores de inducción [4], mientras que el modelo 'Leaf' de 'Nissan' incorpora motores síncronos de imanes permanentes. [5]

Los vehículos eléctricos que participan en la competición 'Formula E' suelen utilizar motores síncronos de imanes permanentes por sus numerosas ventajas.

3 El vehículo eléctrico del ISC

3.1 El IFS-02

El IFS-02 es el segundo vehículo ligero eléctrico de competición que desarrolla el ICAI Speed Club. Se ha conseguido diseñar y montar el coche dividiendo el trabajo en tres departamentos principales: el departamento mecánico, el electrónico y el eléctrico.

Se pretendió hacer un coche ligero y sin alerones (traseros o delanteros) para concentrar el esfuerzo y tiempo en otras zonas más importantes del coche y lo requerido por las normas de la competición. Por tanto, la única carga aerodinámica que llevó el vehículo este año fue debida a un fondo plano con difusor.

La tracción de este vehículo es trasera, con un solo motor accionando las dos ruedas de atrás.

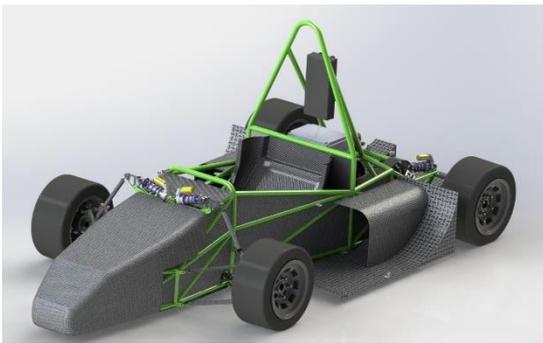


Figura 2 Vista delantera del IFS-02



Figura 1 Vista desde atrás del IFS-02, con el difusor.

Una vez montado, el coche tiene un peso de 215 Kg (± 6) en vacío, con un reparto del 54:46 mientras que con el piloto, el vehículo pesa 290Kg (± 10) con un reparto de dicho peso del 51:49. El IFS-02 pesará aproximadamente 100Kg menos que el IFS-01 (el vehículo de la edición anterior).

Las ruedas tienen un diámetro de 40,4cm. La caja reductora que irá acoplada al motor eléctrico, que funciona también como diferencial, tiene una relación de 3,45.

3.2 El sistema eléctrico del IFS-02

El sistema eléctrico principal del vehículo está compuesto por la batería, el inversor, y el motor trifásico.

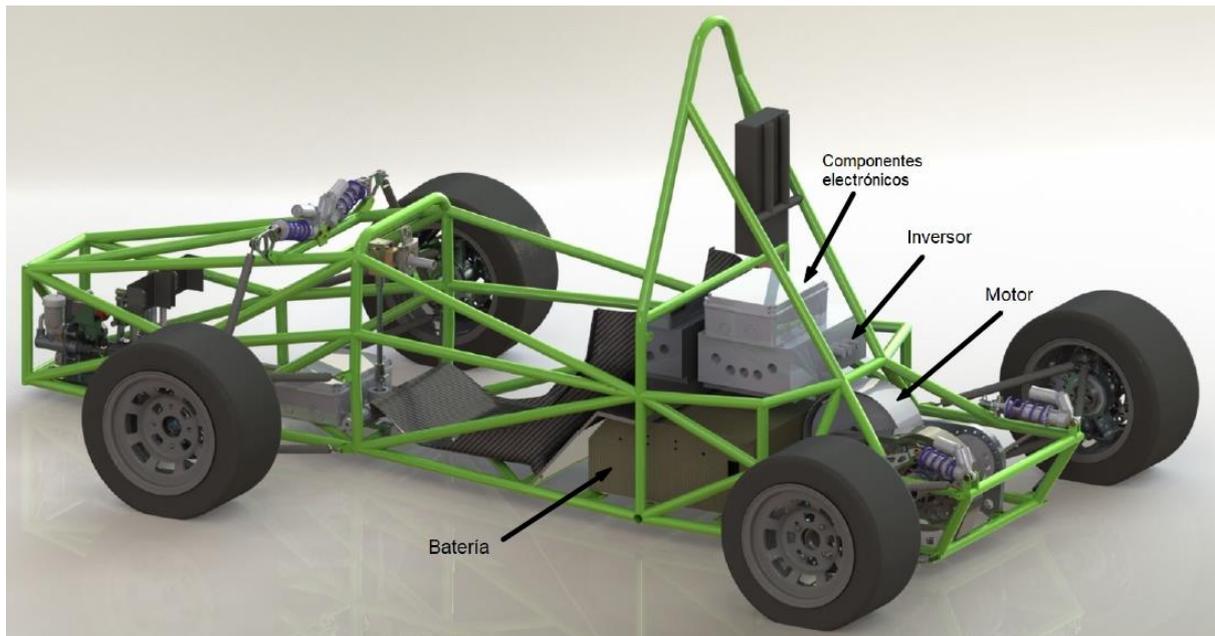


Figura 3. Vista en CAD del IFS-02 sin carenado, con los componentes eléctricos señalados.

Como se puede observar en la figura 3, estos tres componentes se pusieron en la parte trasera del vehículo, detrás de donde se sienta el piloto. La batería se suele poner lo más baja posible puesto que es una de las partes del vehículo que más pesa, consiguiendo así bajar el centro de gravedad del vehículo. Tener un centro de gravedad bajo es imprescindible para que el vehículo se agarre mejor al girar en las curvas, y tenga menos posibilidades de volcar.

Además, está la caja con todos los componentes electrónicos necesarios del coche, donde también se encuentra la batería auxiliar de 12V necesaria para alimentar dichos componentes. Esta batería auxiliar también sirve para alimentar la electrónica del inversor y poner en ON/OFF con flancos de subida ciertas señales digitales del mismo, que sirven para inicializar el funcionamiento del motor. Para asegurar que la tensión no bajara de los 12V, ya que la electrónica del inversor utiliza esta tensión (a medida que se gasta la batería, baja la tensión que puede proporcionar) se utilizó un chopper 12V-12V.

La batería principal está compuesta de 80 celdas de 3,6V, lo que proporciona una tensión de 288V en total. El inversor se alimenta con esta tensión.

3.3 El motor síncrono de imanes permanentes y flujo axial

El motor eléctrico que se instaló en el coche es el 'EMRAX 228 Medium Voltage – Liquid Cooled'. Es un motor síncrono, de imanes permanentes y flujo axial con refrigeración líquida. Rinde igual de bien funcionando como motor que como generador. El fabricante

desarrolló este motor con la idea de incorporarlo en aviones, obteniendo así un motor ligero, muy fiable y con un rendimiento de hasta el 98%.



Figura 4. Distintas vistas del motor EMRAX 228 [18].

Sin embargo, en esta edición el motor no funcionará como generador (y por tanto funcionando como freno), dado que el sistema de baterías no está adaptado para dicha recarga.

Este motor en particular consta de un estator bobinado, y una carcasa que hace de rotor en la que se encuentran los imanes permanentes. Para saber la posición del rotor en cualquier momento, el motor dispone de un sensor resolver.

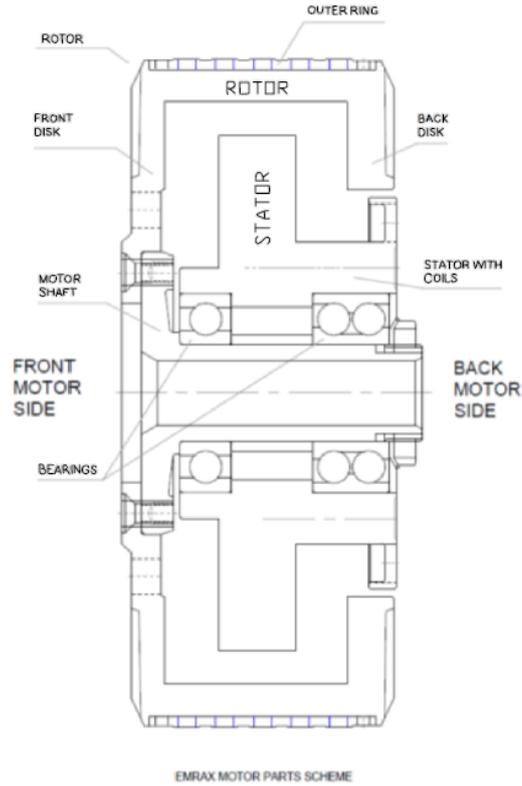


Figura 5. Sección del motor EMRAX 228. [18]

Este motor en particular tiene un estator y dos rotores con imanes permanentes. Se comprueba en la figura 6, donde a la izquierda hay un disco con imanes, luego está el estator, y al fondo el otro disco con imanes permanentes.



Figura 6. Motor EMRAX despiezado. [23]

La siguiente tabla resume los datos técnicos más relevantes del motor, extraídos de su *Datasheet*:

Dato Técnico	EMRAX 228
Refrigeración	Líquida
Grado de protección	IP65
Peso [kg]	12,3
Diámetro/Anchura [mm]	228/86
Potencia máx. a máxima velocidad [kW]	100
Potencia nominal a 3000 rpm	28KW* [39,7KW]
Velocidad máxima[rpm]	5500(6500 unos segundos)
Corriente máxima (2 minutos) [A]	340
Corriente nominal [A]	160
Par máximo (unos segundos) [Nm]	240
Par nominal [Nm]	120
Eficiencia motor [%]	92-98
Resistencia de fase a 25°C [mΩ]	8
Inducción en Ld/Lq [μH]	76/79
Tensión compuesta [Vrms/rpm]	0,0478
Flujo magnético – axial [Wb]	0,0355* [0,0264]
Pares de polos	10
Inercia del rotor [kg·m ²]	0,0421
Conexión	Estrella

Tabla 1. Datos más relevantes del motor EMRAX 228. Datos con asteriscos indican lo proporcionados por la Datasheet, mientras que entre paréntesis se muestran los reales, utilizados en todos los cálculos.

Se optó por un motor de imanes permanentes frente a un motor de inducción por la clara mejora en densidad de potencia y rendimiento que éstos presentan.

Un motor síncrono de imanes permanentes es más compacto que una MI dado que para crear el mismo campo magnético, la MI precisa de más espacio para su rotor devanado que la MSIP con su rotor de imanes permanentes. Además, las MI presentan un peor rendimiento que las MSIP por su rotor bobinado. Al inducirse las corrientes en el rotor bobinado con tal de crear un campo magnético, aparecerán pérdidas por la circulación de dichas corrientes por el cobre. Sin embargo, las MSIP al tener imanes permanentes para generar el campo magnético no contarán con estas pérdidas.

El principal inconveniente que tienen las MSIP es el alto precio que se debe pagar por los imanes permanentes. Un motor de inducción de la misma potencia que una MSIP será más barato dado que se utilizan metales raros para la fabricación de los imanes [6].

Los motores síncronos de imanes permanentes suelen disponer de un flujo radial, puesto que son más fáciles de fabricar y más asequibles económicamente. Sin embargo, el EMRAX 228 es de flujo axial. El flujo axial permite que una máquina ofrezca el mismo

par que otra de flujo radial, siendo más ligera aún, y ocupando menos espacio [7] [8]. La compleja fabricación que se necesita para estos motores implica un mayor costo.

El EMRAX 228, al tener imanes superficiales, tiene unas inductancias en eje d y q (L_d , L_q) muy similares. Esto implica que las plantas del motor en eje d y q, sean muy parecidas, lo que causará que los parámetros del control de sean similares también.

Las simulaciones realizadas se realizaban más cómodamente en magnitudes unitarias. Por este motivo se eligieron los siguientes valores como bases:

Magnitud	Valor base
Intensidad (I_b)	160 A
Tensión (U_b)	159.04 V
Potencia (S_b)	44074 VA
Impedancia (Z_b estrella)	0,5739 Ω
Pulsación eléctrica (ω_b_ele)	3141,59 rad/s (10 pares de polos)
Pulsación mecánica (ω_b_mec)	314,159 rad/s
Par (M_b)	140,293 Nm
Inductancia (L_b)	0,00018267 H
Inercia (J_b)	0,4466 Kg·m ² /s
Flujo (λ_b)	0,0292 Wb
τ	0,0003183s (1/ ω_b_ele)

Tabla 2. Bases del motor EMRAX 228

La tensión y potencia nominal del motor no estaban claramente indicadas en el *Datasheet* por lo que se optó por calcular dichos valores con otros datos que sí venían indicados.

Se realizaron los siguientes cálculos partiendo del modelo dinámico de la MSIP, representado en la siguiente figura:

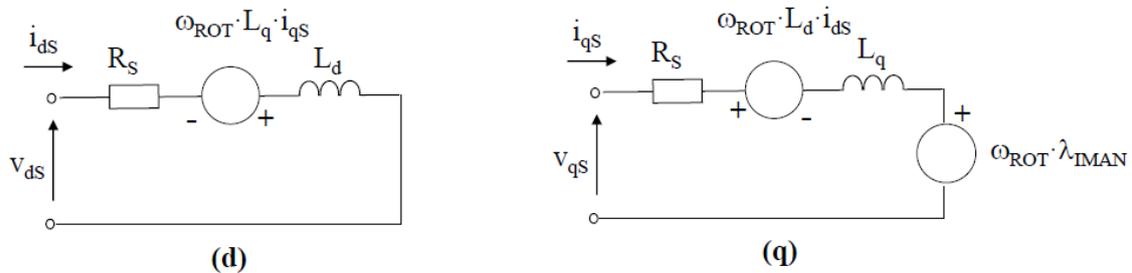


Figura 7 Modelo dinámico en ejes dq de una máquina síncrona con imanes permanentes. [21]

En dicho modelo, R_s representa la resistencia del estator, L_q y L_d las inductancias en las direcciones d y q respectivamente, λ_{IMAN} el flujo de los imanes permanentes y ω_{rot} la velocidad del sistema de referencia en ejes dq con respecto al estator. I_{ds} , i_{qs} , v_{ds} , v_{qs} son las intensidades y tensiones en ejes d y q del estator, respectivamente.

Las tensiones en régimen permanente están definidas,

Ecuación 3.1

$$V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} - \omega \cdot L_q \cdot i_{qs} ; V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \omega \cdot \lambda_{IMAN} + \omega \cdot L_d \cdot i_{ds}$$

Uno de los datos que aparece en la *Datasheet* es la tensión eficaz entre dos fases en voltios/rpm (0,0478). Se entiende por este dato que es la tensión compuesta en vacío producida por los imanes (V_{qs} con $i_{qs}=0$ e $i_{ds}=0$). Suponiendo una velocidad nominal de 3000 rpm, se tiene:

Ecuación 3.2

$$0,0478[V_{rms}/rpm] \cdot 3000rpm = 143,4V = V_{qs}$$

Por otra parte, cuando el motor está funcionando con la carga nominal, a 160 amperios eficaces (según el *Datasheet*) y controlando el motor con $i_{ds}=0$ (se explica por qué se controlará el motor con $i_d=0$ más adelante), se calcula:

Ecuación 3.3

$$V_{ds} = -\omega \cdot L_q \cdot i_{qs} = \underbrace{-3000 \cdot \frac{2\pi}{60}}_{\text{conversión rad/s}} \cdot \underbrace{\frac{\text{Pares de polos}}{10}}_{\widehat{10}} \cdot \underbrace{79 \cdot 10^{-6}}_{L_q} \cdot 160 = -39,71 \cdot \underbrace{\sqrt{3}}_{\text{Tensión compuesta}} = -68,78V$$

Como V_{qs} será muy parecida en carga que en vacío dado que $i_{ds} \approx 0$ y R_s es prácticamente despreciable, se obtiene la siguiente tensión nominal de la MSIP:

Ecuación 3.4

$$U_{nFF} = \sqrt{V_{ds}^2 + V_{qs}^2} = 159,04V$$

Para obtener la potencia aparente nominal del motor se calcula lo siguiente:

Ecuación 3.5

$$S_n = \sqrt{3} \cdot I_n \cdot U_n = \sqrt{3} \cdot 160 \cdot 159,04 = 44,1KVA$$

Y la potencia reactiva:

Ecuación 3.6

$$Q_n = 3 \cdot I^2 \cdot \omega \cdot L_q = 3 \cdot 160^2 \cdot 79 \cdot 10^{-6} = 19KVar$$

Con estos datos ya se puede obtener la potencia del motor, la cual es:

Ecuación 3.7

$$P_n = \sqrt{S_n^2 - Q_n^2} = 39,71KW$$

Con la tensión nominal ya obtenida, se obtienen las bases, y por tanto los valores en unitarias del motor se pueden calcular.

Parámetro del motor	Valor en pu
R_s	0,0139
L_d	0,416
L_q	0,4325
λ_{IMAN}	0,9017

Tabla 3. Valores en pu del motor

Por otra parte, se descubrió una incoherencia entre dos datos proporcionados por la *Datasheet*: la tensión compuesta en vacío (0,0478V/rpm) y el flujo magnético axial (0,0355Wb).

De la tensión compuesta en vacío a velocidad nominal ya calculada en la ecuación 3.2, se pasa a calcular el flujo magnético de una fase con la ecuación 3.1 de V_{qs} suponiendo que la máquina estuviera en vacío ($i_d=0, i_q=0$):

Ecuación 3.8

$$\lambda_{IMAN} = \frac{V_{qs}}{\omega\sqrt{3}} = \frac{143,4}{1000 \cdot \pi \cdot \sqrt{3}} = 0,02635Wb \neq 0,0355Wb$$

Para el resto del trabajo se pasó a utilizar el valor de 0,02635Wb.

3.4 Característica $m-\omega$ EMRAX 228 alimentado con 288V y controlado con $i_d=0$

Con todos los valores nominales ya obtenidos, se elaboró la siguiente gráfica con un programa de Matlab, que representa la característica par-velocidad en unitarias de la MSIP EMRAX 228 usando como estrategia de control vectorial $i_d=0$:

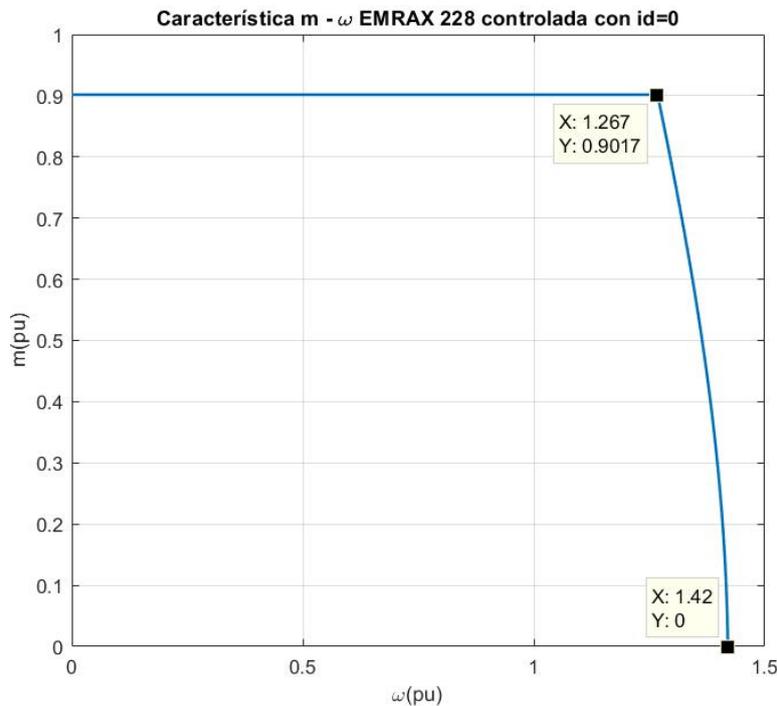


Figura 8. Gráfica que representa la característica $m-\omega$ del EMRAX 228.

Las ecuaciones utilizadas partieron del modelo de la MSIP de la figura 7.

Antes de realizar cualquier cálculo se tienen que establecer algunos límites. La tensión límite (V_{lim}) del accionamiento, y el valor máximo de intensidad (i_{max}) que puede soportar el motor en régimen permanente.

Ecuación 3.9

$$V_{lim} = \frac{V_{bat}(288V = 1,81pu)}{\sqrt{2}} = 1,28 ; i_{max} = i_{nom} = 1pu = i_q (i_d = 0)$$

La tensión límite es la tensión de la batería dividida entre la raíz de dos ya que se trata del valor eficaz de la onda senoidal a la salida del PWM porque el valor de pico equivale a la tensión de la batería disponible por los pulsos. $i_{max}=i_q=1$ porque $i_d=0$ y el máximo valor de intensidad permisible en régimen permanente es la intensidad nominal.

Ahora, dado que

Ecuación 3.10

$$V_{lim}^2 = V_{ds}^2 + V_{qs}^2$$

Y que las tensiones v_{ds} y v_{qs} son las de la ecuación 3.1, ($i_{ds}=0$):

Ecuación 3.11

$$V_{lim}^2 = i_{qs}^2(\omega^2 \cdot L_q^2 + R_s^2) + i_{qs}(2 \cdot R_s \cdot \omega \cdot \lambda_{IMAN}) + \omega^2 \cdot \lambda_{IMAN}^2$$

Queda una ecuación de segundo orden con la incógnita de i_{qs} , fácilmente calculable. Esta ecuación dará el valor de i_q máxima en cualquier momento según la velocidad de rotación, ω .

Para conocer el límite de ω , se plantea la misma ecuación pero despejando ω , y haciendo $i_q=0$ (el punto donde se da la máxima ω posible, con $\text{par}=0$):

Ecuación 3.12

$$\omega_{lim} = \frac{V_{lim}}{\lambda_{IMAN}}$$

Por último el par se calcula (teniendo en cuenta que $i_d=0$),

Ecuación 3.13

$$m = \lambda_{IMAN} \cdot i_{qs}$$

Este par se calcula con $i_{qs}=i_{max}=1$ hasta que la i_q máxima calculada con la fórmula cuadrática se hace inferior a 1.

En la figura 8, se pueden apreciar los límites que tiene el motor EMRAX 228 cuando funciona con i_q nominal). El motor puede proporcionar un par de hasta 0,9017 pu (126,5Nm) a una velocidad de 1,267pu (3801 rpm) en régimen permanente. También se ve que la velocidad máxima teórica que puede alcanzar, con un par nulo ($i_q=0$) es de 1,42pu (4260 rpm) lo que equivaldría a una velocidad de 94Km/h.

3.5 El inversor

El inversor del que se dispone es el Unitek Bamocar D3-400. Es un inversor PWM con transistores IGBTs y refrigeración líquida, el cual se puede utilizar en los cuatro cuadrantes. El bamocar D3 permite controlar el motor por corriente, velocidad o incluso posición. Además, utiliza un protocolo de comunicaciones ‘CAN-BUS’. Este inversor según se indica en la *Datasheet* es muy adecuado para vehículos eléctricos de batería, robots, cintas transportadoras y otras aplicaciones alimentadas por batería.

El inversor dispone de un solo controlador proporcional integral en serie para controlar vectorialmente los dos ejes de corriente.



Figura 9. Vista general inversor Unitek Bamocar D3 [19].

Se escogió este inversor por mera recomendación del fabricante del motor síncrono de imanes permanentes. Además, se averiguó que la mayoría de equipos exitosos de FS utilizaban la combinación: Unitek Bamocar D3-EMRAX 228..

El Bamocar D3-400 se puede alimentar de una batería de hasta 400V, proporcionando tres tensiones de hasta 260V senoidales y una corriente pico máxima de 400A. Permite seleccionar la frecuencia de conmutación de los transistores en un rango de 8kHz-24kHz.

En este proyecto, se prefirió la frecuencia de conmutación de 8KHz para que se pudiera utilizar toda la corriente posible. A frecuencias de conmutación mayores, el rizado en corriente y por tanto en el par es mucho menor. Sin embargo, el incremento de aperturas y cierres de interruptores provoca que los transistores se calienten más rápido, al haber más pérdidas. Así, usando una frecuencia alta de conmutación, se tiene que limitar la corriente nominal y la máxima para que el inversor no se sobrecaliente y corra el riesgo de quemarse.

La frecuencia fundamental con la que se alimenta el motor es de 500Hz (a 3000 rpm) y a 710Hz cuando se vaya a la velocidad máxima (1,42pu, 4260 rpm).

El inversor, dispone de los enchufes de la figura 10, a parte de los enchufes de potencia.

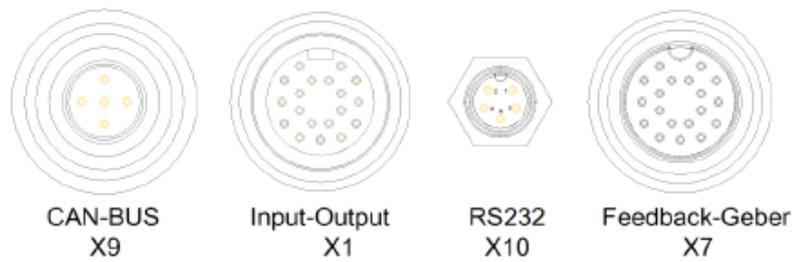


Figura 10. Enchufes del inversor. [19]

El X9 corresponde al CAN-Bus, el protocolo de comunicaciones que utiliza el inversor (3.5.2).

El inversor se alimenta con los pines del enchufe 'Input-Output' con una tensión dentro del rango de 12V-24V. Este enchufe también tiene los pines correspondientes a los interruptores que permiten la activación del motor.

El enchufe Rs-232 está para la comunicación del inversor con el ordenador en tiempo real.

Por el 'Feedback-Geber' llega como el mismo nombre indica, información sobre el motor y de su estado al inversor. Como, por ejemplo, los sensores de temperatura y el 'resolver' del EMRAX 228 que envían la información mediante este enchufe al inversor. Es muy importante recibir esta información para poder controlar vectorialmente el motor, y para prevenir daños por sobrecalentamiento en el motor o el inversor.

3.5.1 NDrive (Software inversor)

El fabricante proporciona el software ‘NDrive’ para poder parametrizar el inversor, acorde con las especificaciones del motor. Se hace esto utilizando un cable RS232 conectado del inversor a un ordenador. En la pestaña de configuración ‘Settings’ aparecen numerosas entradas referentes a datos técnicos del motor, a los parámetros que se van a utilizar, límites para que no se estropeen ni el inversor ni el motor, entre otras.

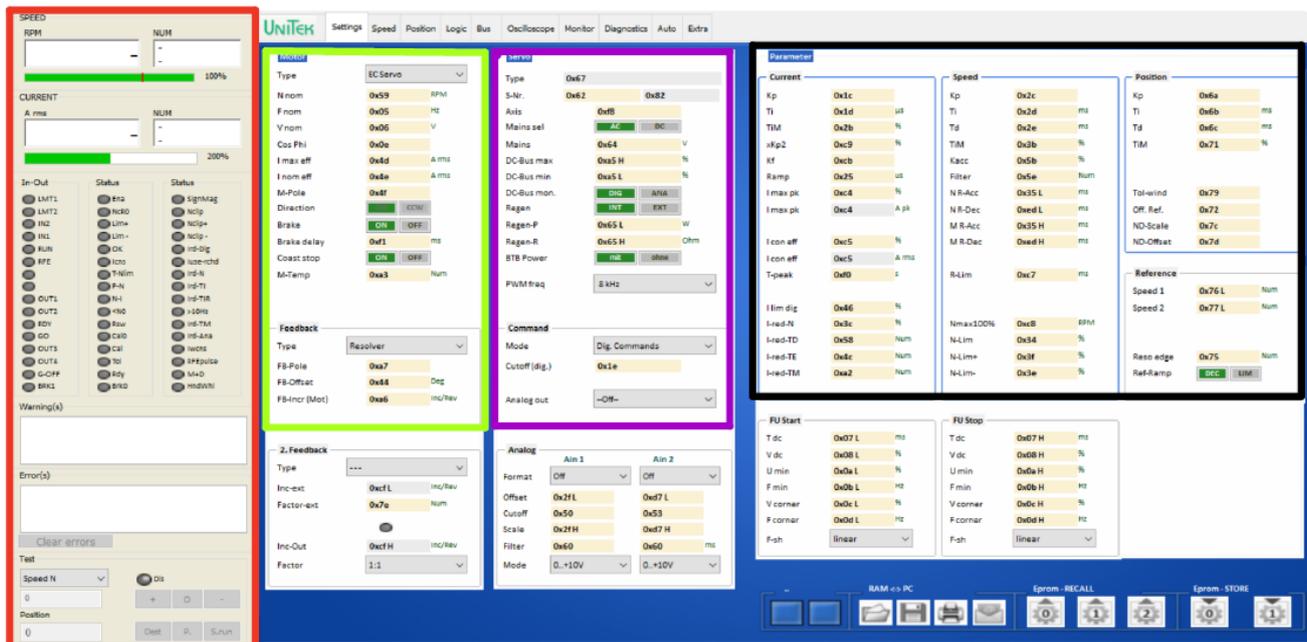


Figura 11. Vista general de la pestaña de configuración del inversor. [20]. Vista más detallada en anexo 8.4

A la izquierda de la pestaña ‘Settings’ (en rojo) hay una zona dedicada a mostrar el estado actual del inversor y del motor. Hay dos cuadros donde se pueden mostrar errores y avisos, y un pequeño panel donde se indica si el conjunto está listo o no para funcionar. Por ejemplo, para activar la señal ‘RDY’ (Ready-Listo), hace falta seguir un par de pasos. Primero se ha de enchufar el inversor a la fuente tensión continua, y tener la batería auxiliar de 12V activada. El inversor precisa de la activación de dos señales con flancos de subida para comenzar a funcionar. Estas son RFE (Rotating Field Enable- activación del campo rotativo) y FRG/RUN (habilita electrónicamente el inversor). Se activan dando una tensión dentro del rango de 10V-30V. Para conseguir la activación de estas señales se necesita una conexión de la batería auxiliar con el inversor. Para asegurar que la tensión no baja de los 12V (a medida que se gasta la batería, baja la tensión que puede proporcionar) se utilizó un chopper 12V-12V.

La siguiente columna, en verde, está para especificar los valores nominales del motor, la aplicación del freno regenerativo (si lo hubiera), y finalmente el ‘feedback’ que sirve para fijar ciertos parámetros del resolver como por ejemplo el ‘offset’ o desfase que hay entre el sensor y la fase R. La columna del medio (en morado) de la figura 11 permite cambiar algunos valores relacionados con la tensión de continua y el freno regenerativo.

Por último, el recuadro negro de la derecha permite ajustar los parámetros de control (de corriente, velocidad o posición).

En la pestaña ‘Speed’ se encuentra el diagrama de bloques correspondiente al control de velocidad y de corriente que utiliza el inversor. En rojo está marcado el recorrido que sigue la comanda de corriente que ordena el piloto.

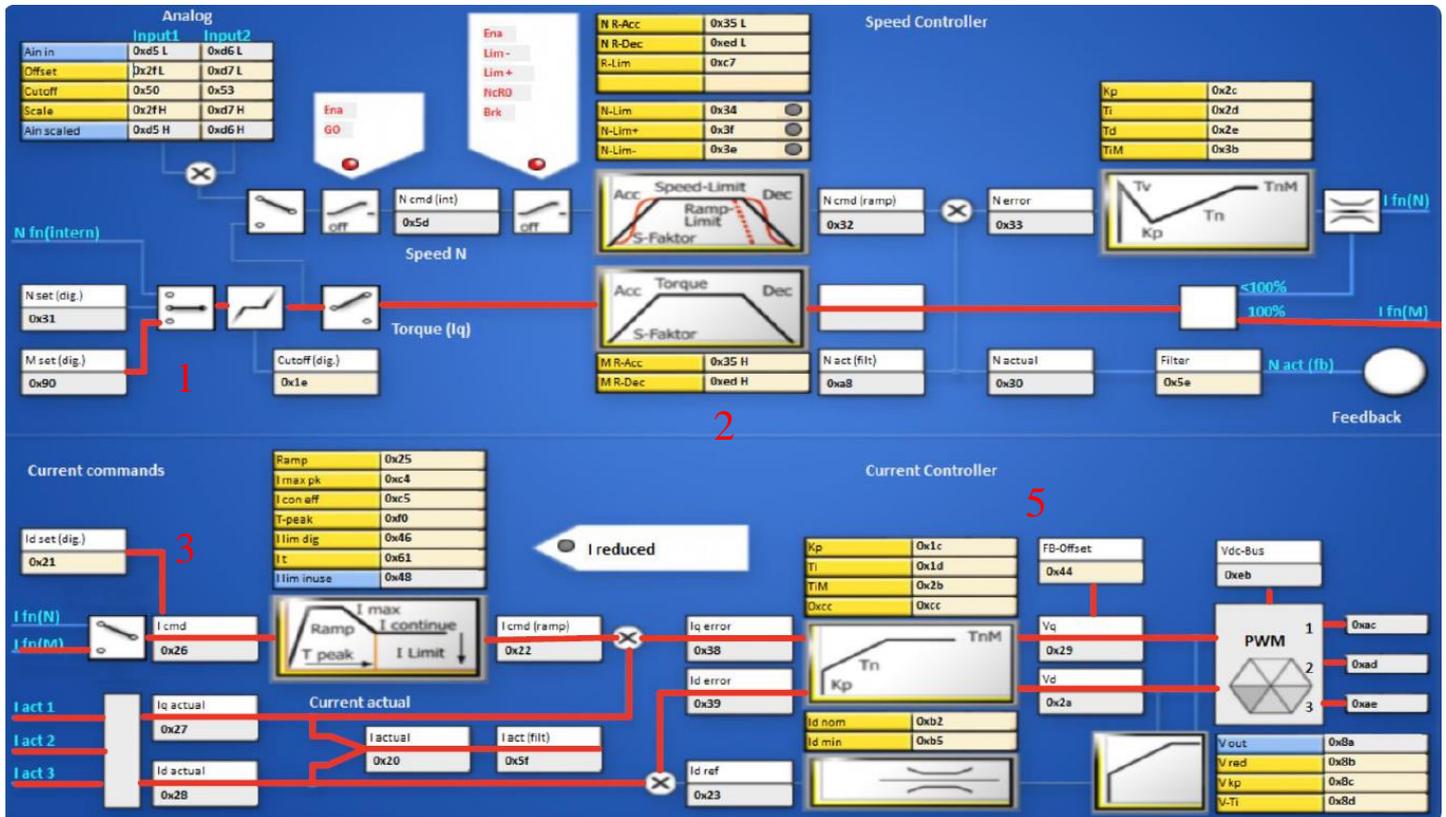


Figura 12. Diagrama de bloques en el control de corriente del NDrive. Recorrido numerado. [20]. Vista más detallada en anexo 8.5.

El recorrido de la señal empieza en un bloque llamado ‘Mset (dig)’ (1). Este bloque espera una comanda de par de forma digital que envía el piloto a través del microcontrolador y el CAN bus, con un valor de 0 a 32767. Se puede decir, que el piloto es el que hace el mismo control del par. Pasa por unas rampas correspondientes al control de velocidad (2), que no afectan al control de corriente, para llegar a la fila de abajo que es donde realmente comienza el control de corriente (3). El bloque ‘Icmd’ se forma a partir de la Id (que vale 0 en este proyecto) y la Iq, cuyo valor es el mismo que llega desde 1. Tras pasar por unas rampas para no dar grandes picos de intensidad que puedan dañar los componentes del inversor o causar grandes aceleraciones, se comparan las corrientes de referencia de id e iq con las actuales en el motor. Este paso indica la entrada en el regulador de desacoplo del inversor (5). Al salir del regulador de desacoplo, se tienen las tensiones en ejes d y q deseadas, que pasan al circuito PWM para que calcule los tiempos de apertura y cierre de los transistores IGBT.

3.5.2 CAN bus

El sistema de comunicación CAN (Controller Area Network) es un método de control distribuido que se usa en cualquier aplicación en la que varios microcontroladores se tengan que comunicar en tiempo real, sin un gran flujo de datos.

El sistema CAN fue desarrollado por Robert Bosch GmbH en torno a los mediados de 1980. Dispone de un protocolo para la comunicación, el funcionamiento del cual está estandarizado y descrito por las normas ISO 11898 [8].

Este protocolo de comunicaciones se desarrolló como solución al problema que suponía interconectar cada vez más actuadores que dependieran de la comunicación con varios sensores en los coches. Antes de la aparición del CAN, todos los sensores y actuadores se conectaban a una, o varias unidades de control electrónico, ECU's con sus respectivos cables (cableado punto a punto) [10].

Este método de comunicación empezó a ser ineficiente a medida que se introducían más y más aplicaciones para los coches, debido a la gran complejidad y tiempo de montaje que suponía hacer todas las conexiones.

Fue entonces cuando se ideó el CAN, una comunicación en el que todos los dispositivos usan un bus en común para la comunicación.



Figura 13. Aplicación del CAN bus en los coches. [10]

El bus está formado por dos cables: CAN_H y CAN_L. A estos cables se les conectan los distintos 'nodos'. Los nodos están formados por un microcontrolador, un controlador CAN y un transceptor CAN. El transceptor (transmisor y receptor) codifica y decodifica los mensajes que hay en el bus en formato de tramas. El controlador se encarga principalmente de traducir el mensaje proporcionado por la aplicación en una trama de datos, para que sea enviada por el transceptor. También funciona a la inversa (traduce una trama de datos en información para la aplicación). Además, sirve como filtro de mensajes. El controlador CAN está disponible como un chip aparte, Sin embargo, lo más común es que el controlador CAN vaya integrado en el microcontrolador. Cada nodo puede ser un

elemento distinto del vehículo. Es decir, un nodo puede ser el salpicadero, una puerta, el airbag del volante...

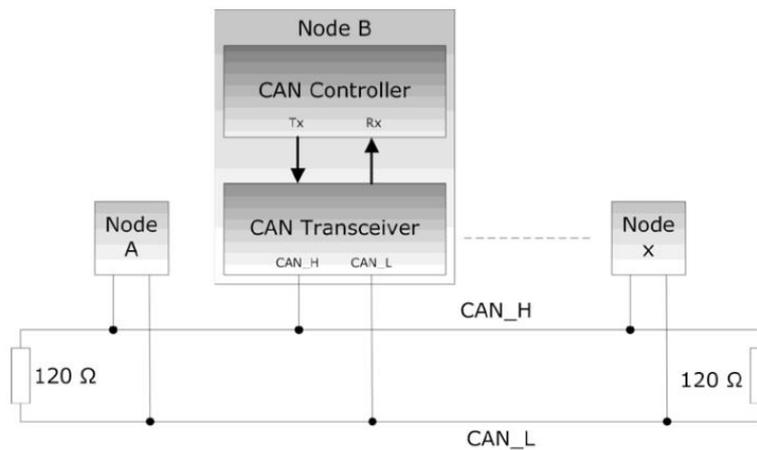


Figura 14. Capa física del CAN bus. [22]

CAN normalmente, sigue un modelo de mensajería multi-master. Esto significa que cualquier nodo puede recibir y enviar información al bus. Los mensajes que transmiten los nodos, en formato de trama, tienen un identificador asociado. Este identificador no indica la destinación del mensaje, sino que describe el significado de la información que lleva dicho mensaje [8]. Esto se hace así para que el resto de los controladores en los nodos conectados al bus puedan decidir si la información que lleva dicho mensaje les es relevante o no. Sin embargo, este inversor en particular utiliza un modelo de mensajería maestro-esclavo [11].

Cuando un nodo está listo para enviar su información, primero comprueba que el bus está libre. Si varios nodos pretenden enviar información a la vez, se le dará acceso al bus al nodo con un mensaje de mayor prioridad. La prioridad del mensaje también se define en la parte del identificador [9].

Los mensajes en formato de trama, que circulan en el bus, se generan con dos estados lógicos: 'dominant' (0 lógico) y 'recessive' (1 lógico). Estos estados se diferencian en que en el estado 'recesivo' los cables CAN_H y CAN_L están a la misma tensión, mientras que para tener un estado 'dominante' debe haber una tensión diferencial de al menos 1,5V entre CAN_H y CAN_L [9].

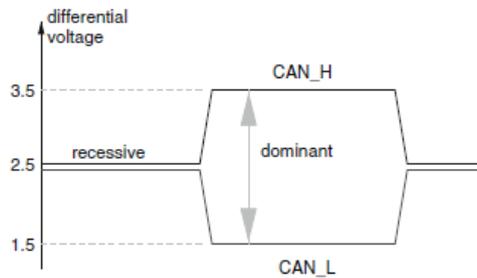


Figura 15. Demostración estados dominantes y recesivos en el CAN bus. [9]

De esta manera, se justifica la mayor robustez ante interferencias electromagnéticas que tiene la comunicación CAN. Dado que la interpretación de mensajes está basada en la diferencia de tensión entre los dos cables, y las posibles ondas electromagnéticas los influirán por igual, la diferencia entre estos se mantendrá constante [10].

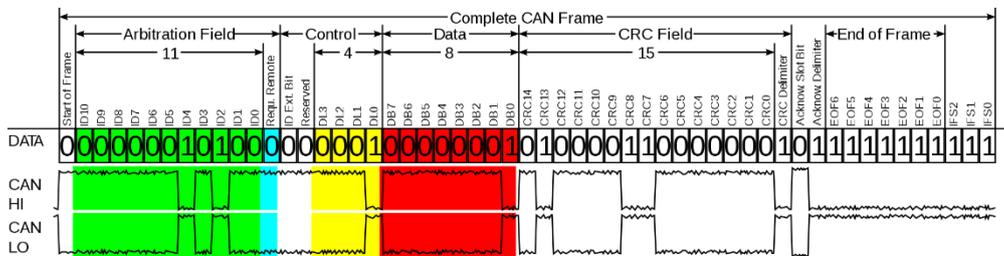


Figura 16. Ejemplo de una trama de datos del CAN bus. [21]

Dependiendo del contenido y objetivo de un mensaje, hay varios tipos de tramas en la comunicación CAN. Hay tramas de datos, tramas de petición remota, tramas de error y tramas de sobrecarga.

Para evitar que la señal de algún nodo se refleje al llegar al final del bus, se ponen unas resistencias de 120Ω , que es lo que se indica en la norma ISO [9].

La aplicación del CAN bus en el IFS-02 es la siguiente. El par que el conductor del coche quiera obtener del motor vendrá dado por una señal digital. Esta señal se habrá obtenido mediante la conversión a digital con un microcontrolador de una señal analógica originada por un potenciómetro (recorrido de la pisada del pedal acelerador). Esta señal digital se enviará al inversor mediante comunicación CAN bus en una trama de datos, como un valor de corriente para que el inversor le inyecte al motor una tensión proporcional al par requerido por el conductor.

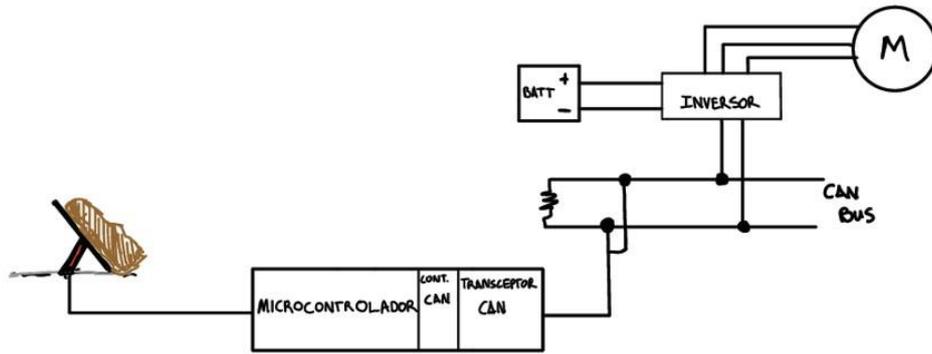


Figura 17. Aplicación del CAN bus en el inversor.

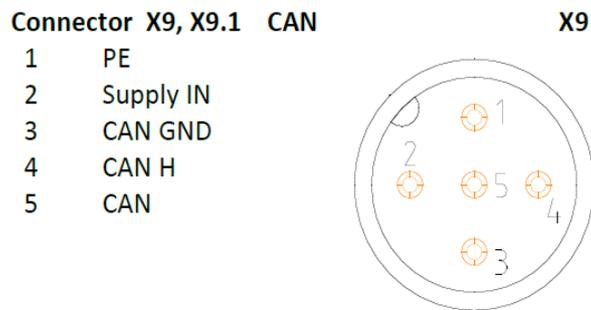


Figura 18. Enchufe CAN del inversor BAMOCAR en detalle. El pin 5 está asociado a CAN L. [19]

4 Regulador de desacoplo, diseño del controlador PI y Modelado en Simulink

En primer lugar, se averiguaron las plantas en eje d y en eje q para un motor síncrono de imanes permanentes. Las plantas del motor EMRAX 228 son imprescindibles para poder controlar vectorialmente dicho motor. Sirven para averiguar los valores de las constantes de los controladores PI que se deben tener en el regulador de desacoplo para regular las intensidades en los ejes d y q.

El modelado del conjunto inversor y motor se ha hecho por partes, utilizando el programa Simulink de Mathworks. Es decir, se han realizado varios modelos. Se han ido añadiendo bloques sobre un modelo 'base' para que cada modelo nuevo fuera más fácil de 'depurar' en caso de errores. Se hizo un modelo con el Regulador de Desacoplo y el motor únicamente, más adelante otro modelo con un bloque adicional que simulaba la carga mecánica y finalmente, el modelo en el que se incluía el inversor trifásico.

Todos los modelos se hicieron con los valores en magnitudes unitarias para entender mejor la dinámica y facilitar la resolución de errores.

Los bloques que simulaban la MSIP, el inversor trifásico ideal, la carga y que hacían las transformadas de Park, fueron proporcionados por el profesor F. Fernández.

4.1 Regulador de desacoplo y plantas del motor

Controlando las intensidades del estator en ejes d y q, se controla el par que da el motor. La ecuación del par mecánico en magnitudes unitarias de la máquina síncrona de imanes permanentes viene dada por:

Ecuación 4.1

$$m_{mec}(pu) = \lambda_{IMAN} \cdot iq + (Ld - Lq) \cdot id \cdot iq$$

Con un valor de $id < 0$, se puede obtener un mayor par de la MSIP, como resultado del debilitamiento del campo magnético. Sin embargo, para simplificar el diseño del regulador PI, y no poner en peligro la imantación de la MSIP se controló el motor con $id = 0$. Así, se comprueba que el par depende únicamente del valor de la corriente en eje q, iq . Por tanto, controlando el valor de iq , se puede controlar el valor del par.

Ahora bien, como las ecuaciones de la tensión en ejes d y q están acopladas, se tiene que emplear un regulador de desacoplo que permita controlar las intensidades en ejes d y q con unas 'tensiones \hat{V}_{ds} y \hat{V}_{qs} ficticias' [12] las cuales solo están afectadas por componentes en ejes d y q, respectivamente (desacopladas).

Para diseñar el regulador de desacoplo y las plantas del motor, se utilizó el modelo dinámico de una máquina síncrona de imanes permanentes con el eje d orientado al flujo del imán, el cual se puede observar en la figura 7.

Las tensiones de estator de dicho modelo son las siguientes,

Ecuación 4.2

$$vds = \frac{\hat{v}_{ds}}{(Rs + Ld \cdot s)} \cdot ids - \frac{v_{wd}}{w \cdot Lq \cdot iqs}$$

$$vqs = \frac{(Rs + Lq \cdot s) \cdot iqs}{\hat{v}_{qs}} + \frac{w \cdot (Ld \cdot ids + \lambda_{IMAN})}{V_{wq}}$$

Donde \hat{V}_{ds} y \hat{V}_{qs} son las variables a controlar con el PI, y V_{wd} , V_{wq} son los términos de desacoplo [13].

Con esto, se obtienen las siguientes plantas,

Ecuación 4.3

$$\hat{P}_{MSd}(s) = \frac{ids}{\hat{V}_{ds}} = \frac{1}{Rs + Ld \cdot s} \rightarrow \left(\tau_d = \frac{Ld}{Rs} \right) \rightarrow \hat{P}_{MSd}(s) = \frac{1}{Rs \cdot (\tau_d \cdot s + 1)}$$

$$\hat{P}_{MSq}(s) = \frac{iqs}{\hat{V}_{qs}} = \frac{1}{Rs + Lq \cdot s} \rightarrow \left(\tau_q = \frac{Lq}{Rs} \right) \rightarrow \hat{P}_{MSq}(s) = \frac{1}{Rs \cdot (\tau_q \cdot s + 1)}$$

Siendo \hat{P}_{MSd} la planta del motor en eje d, \hat{P}_{MSq} la planta del motor en eje q y τ_d y τ_q las constantes de tiempo del motor en dichos ejes. Puesto que τ_d y τ_q se calculan con los valores de Ld y Rs en pu, τ_d y τ_q salen en pu. Para pasarlas a segundos, se tiene que multiplicar por la magnitud base (τ). En la tabla 4 se representan los valores en segundos de las τ s.

Parámetro	Valor (segundos)
τ_q	0,009878
τ_d	0,009498

Tabla 4. Resumen de las constantes de tiempo del motor en ejes d y q en segundos.

Con los datos del fabricante del motor, y las bases obtenidas se sustituyen los parámetros por sus valores:

$$\hat{P}_{MSq}(s) = \frac{71,736}{0,009878 \cdot s + 1}$$

$$\hat{P}_{MSd}(s) = \frac{105,287}{0,009498 \cdot s + 1}$$

De estas plantas, se deduce que la constante de tiempo del motor es de aproximadamente 9,5ms.

Las plantas del motor quedan de primer orden por las distintas simplificaciones que se han realizado. Por ejemplo, no se ha tenido en cuenta el retardo que puede provocar el inversor, ni el filtro de los sensores de corriente.

El regulador de desacoplo, se hace con los términos de desacoplo V_{wd} , y V_{wq} , para obtener vds y vqs tras haber hecho el control para las tensiones ‘ficticias’ \hat{V}_{ds} y \hat{V}_{qs} .

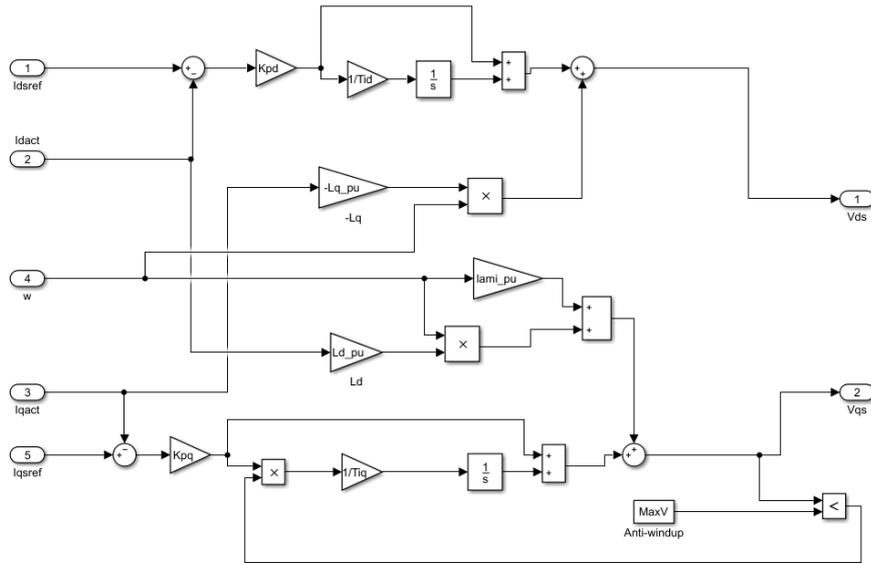


Figura 19. Bloque 'Regulador de desacoplo' por dentro.

En la figura 19, además de los controladores PI que se distinguen (uno para cada eje), el control del eje q dispone de un 'Anti-windup' para evitar que el regulador tarde en actuar en caso de haber saturado los límites del control. En este caso, el controlador es de tensión ya que es la salida del regulador de desacoplo. Más concretamente, el antiwindup sólo se puso en el eje q porque este tendría mucha mayor relevancia que en la tensión del eje d.

Para ser precisos, se escogió un valor de anti-windup en Vqs de 1,2 pu. Esto es porque se dispone de una batería de 1,81 pu, lo que equivale a 1,28 pu utilizables. Se da un poco de margen a vqs (fijándose el límite de tensión en eje q a 1,2 pu en vez de 1,28) porque vds también tomará un cierto valor, pero de menor relevancia que vqs.

4.2 Parámetros del control

Para controlar ambas plantas se utilizaron las mismas constantes del control Kp y Ti, puesto que el inversor proporcionado está configurado así (lo normal es que cada planta tenga su control PI correspondiente). Al tener valores muy semejantes de Ld y Lq (se puede considerar que son imanes superficiales) no habrá un gran impacto sobre el control del motor puesto que las plantas serán muy parecidas también. Por otro lado, si se hubiera utilizado un motor con imanes interiores (y por tanto un valor de Ld distinto al valor de Lq), sí que habría habido problemas diseñando el control.

El control PI del regulador de desacoplo del inversor está en serie, por lo que tiene la siguiente forma:

Ecuación 4.4

$$C(s) = Kp \frac{1 + Ti \cdot s}{Ti \cdot s}$$

Siendo Kp la parte proporcional y Ti la constante de la acción integral.

El fabricante del inversor impone unos determinados rangos de valores para las constantes Kp y Ti, los cuales se tuvieron en cuenta a la hora de diseñar el controlador. Kp además tiene un factor de conversión. Un valor de 33 equivale a un valor teórico físico de 1, por lo que el rango de verdad de valores está representado en la tabla entre corchetes.

Constante	Rango de valores
Kp	1-200 [0,0303-6,0606]
Ti	375-10000 (μs)

Tabla 5. Rangos de valores para los parámetros del controlador del Bamocar D3

Para determinar los valores de Kp y de Ti más adecuados para el EMRAX 228, se optó por elegir el menor valor de Ti posible (~375μs) y adaptar el valor de Kp para que se obtuviera una respuesta a escalón en iq rápida y posible. Por posible, se quiere decir que el motor fuera capaz de proporcionar dicha respuesta. Para ello, se definió como ‘posible’, una respuesta a escalón de iq con un tiempo de establecimiento de aproximadamente la mitad a la constante de tiempo del motor.

También se utilizó la aplicación ‘pidtool’ de Matlab. Esta herramienta permite ver en tiempo real la respuesta a un escalón unitario del sistema en lazo cerrado según la robustez del sistema y la rapidez de la respuesta. Se buscaba un sistema en torno a un amortiguamiento, ζ=0.7.

El libro ‘Voltage-Sourced Converters in Power Systems’ de A. Yazdani y R. Iravani propone otra manera de elegir los parámetros proporcional e integral. Este recomienda igualar Ti a la constante de tiempo del motor, lo que provoca que el cero del control se anule con el polo de la planta. Consecuentemente queda una función de transferencia de primer orden y, por lo tanto, robusta (sin sobrepaso). Este diseño equivale al 4 de la tabla 6. La Kp que se propuso del diseño 4 está de manera que el tiempo de establecimiento fuera razonable.

Diseño	Kp [NDrive]	Ti(μs)	Tiempo de establecimiento (s)	Sobrepaso (%)	Amortiguamiento ζ
1	0,5088 [17]	380	0,0021	23,6	0,6
2	0,8822 [29]	383	0,00123	17,4	0,7
3	0,3351 [11]	1838	0,0046	9,61	0,8
4	0,1183 [4]	9878	0,00453	0	0,9

Tabla 6. Diseño de parámetros del control PI propuestos. Valores entre corchetes en columna Kp son los valores que se pondrían en el programa, con el factor de conversión ya realizado. El tiempo de establecimiento es al 2%.

Los parámetros de la tabla 6 se probaron con el comando ‘step’, llamando al sistema de lazo cerrado (P es la planta, y C el control):

$$G = \frac{C \cdot P}{1 + C \cdot P}$$

Tras analizar todos los diseños propuestos, se llegó a la conclusión de que el diseño 2 sería el más adecuado, ya que era tenía una buena rapidez para el sobrepaso y amortiguamiento dados.

Respuesta a escalón unitario de i_q

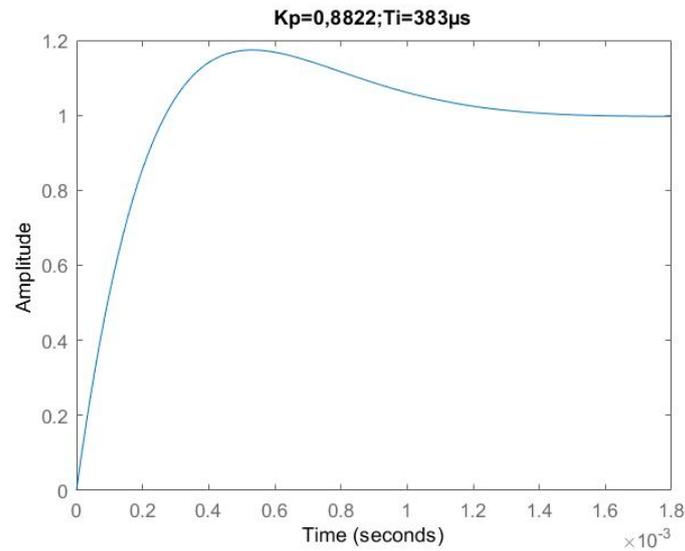


Figura 20. Respuesta a escalón unitario de i_q del diseño 2 de la tabla 6.

4.3 Modelo sin PWM sin carga

En la figura 21 se muestra el primer modelo, sin pwm y sin carga.

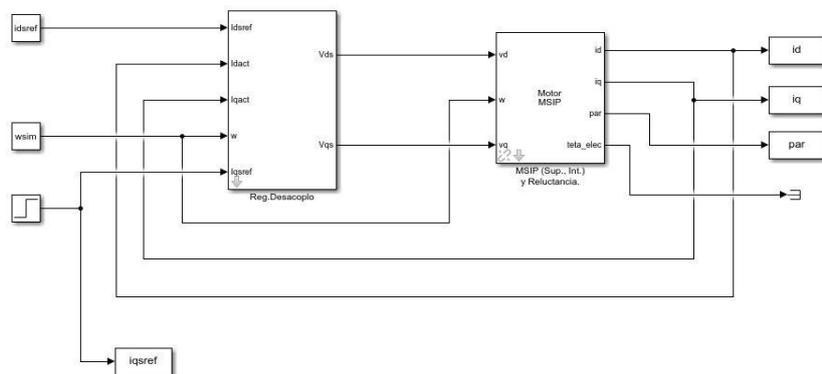


Figura 21. Modelo sin PWM y sin carga mecánica.

Este modelo sirvió para comprobar que el regulador de desacoplo y el bloque de la MSIP funcionaban adecuadamente, dando respuestas esperadas según se habían previsto con el comando 'step' de Matlab (que analiza la respuesta a escalón de un sistema).

La salida del motor MSIP 'teta_elec' daba el ángulo de la posición del rotor en cualquier momento en radianes (equivalente al sensor resolver), necesario para las transformaciones de Park y Park inversa e innecesario para este modelo, por lo que desembocaba en un 'terminator'.

4.3.1 Resultados modelo sin PWM sin carga

Se obtienen las siguientes gráficas tras realizar una simulación con parámetros de velocidad constante (0,3 pu) y escalón en iq (1 pu) apropiados:

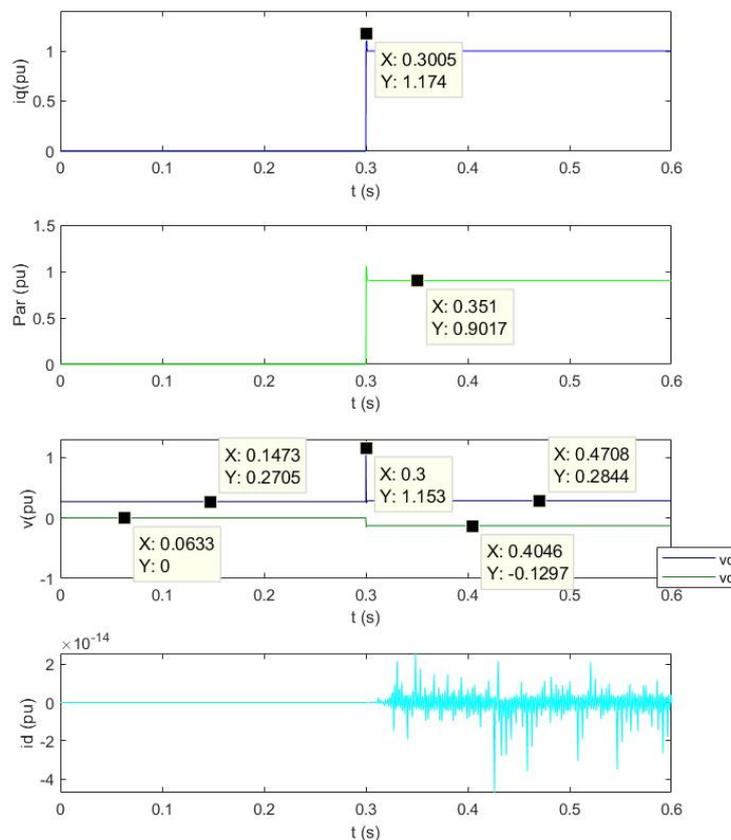


Figura 22. Respuesta del sistema del modelo sin PWM y sin carga ante un escalón unitario de i_q con velocidad constante de 0,3pu.

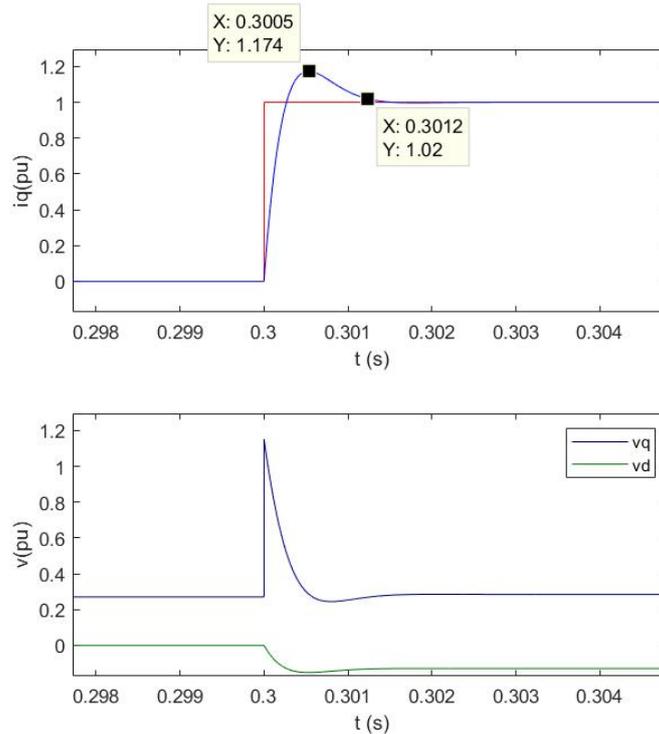


Figura 23. Detalle del escalón unitario de i_q y de las respuestas de v_q , v_d de la figura 22.

En la figura 22, se confirma que la i_d se mantiene a 0. En la figura 23, donde se muestra el detalle de i_q , v_d y v_q , demuestra que se sigue el escalón previsto de la figura 20 con el sobrepaso del 17,4%. También se observa cómo reaccionan v_q y v_d , teniendo v_q un pico de 1,153 pu (sin llegar al valor de anti wind up). Se sabe que el bloque motor funciona, porque el par a la salida es 0,9017 pu lo cual es igual a usar la ecuación 4.16

Sin embargo, si se dieran circunstancias más exigentes como llevar una velocidad constante de 0,5 pu y mientras tanto dar un escalón unitario de 1 pu, se llega a los resultados de la figura 24.

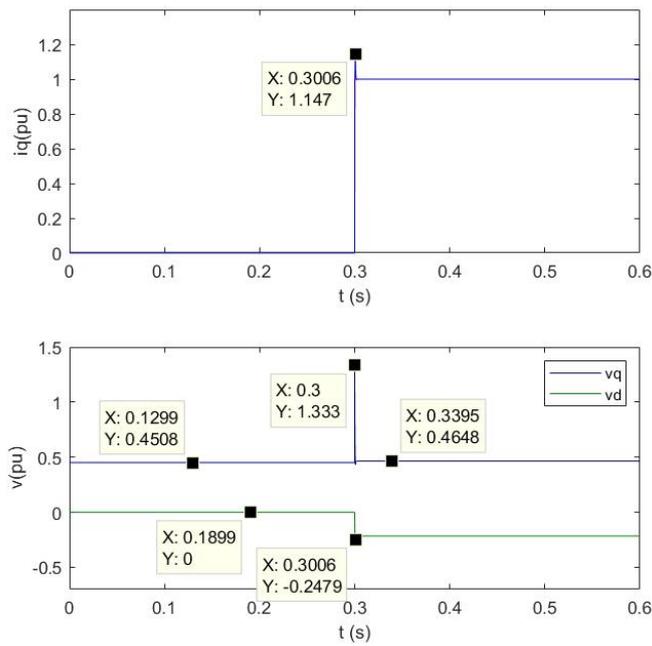


Figura 24. Respuesta a escalón unitario de i_q con velocidad constante de 0,5pu.

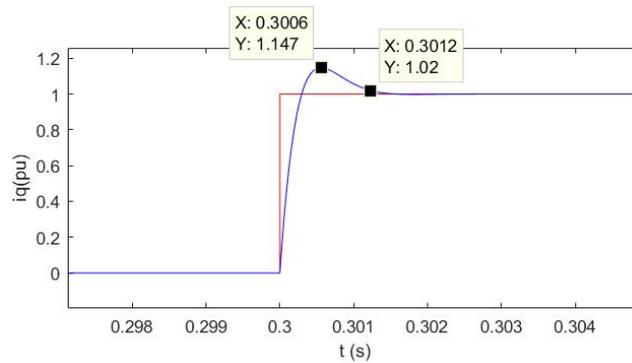


Figura 25. Detalle de escalón unitario de i_q de la figura 23..

En la figura 24 se ve que en estas condiciones se supera momentáneamente el valor de anti wind up (llega a 1,333pu en v_q) y esto provoca que no se llegue a dar la respuesta a escalón prevista de i_q (figura 25, tiene un sobrepaso del 14,7% en vez de 17,4%).

4.4 Modelo con carga mecánica (ciclo de conducción) y sin PWM

La simulación del coche en un circuito se realizó usando el bloque ‘Carga’, el cual obtiene una velocidad a partir de la diferencia entre el par motor proporcionado y el par resistente en cualquier momento. El ciclo de conducción consistiría en una aceleración lineal con la que se llegaría a una velocidad constante, para que después de un tiempo subiera una cuesta con una inclinación de 2° . Finalmente se frenaría el coche con un freno mecánico en una zona llana otra vez. Las fuerzas resistentes al desplazamiento del vehículo tenidas en cuenta fueron la del aire y la de la gravedad.

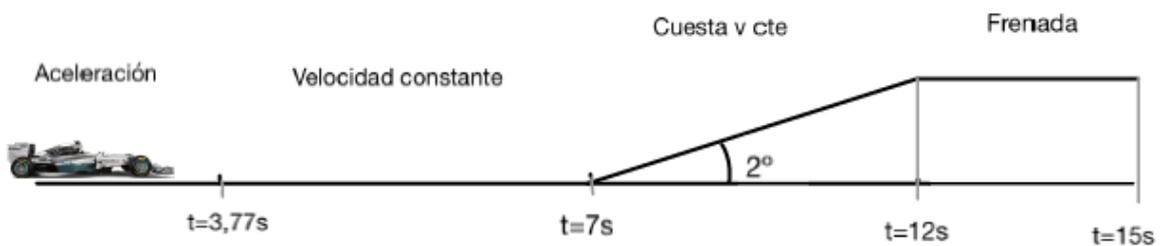


Figura 26. Representación gráfica de ciclo de conducción

Para valorar el par resistente proporcionado por el aire, se utilizó la siguiente ecuación [14]

Ecuación 4.5

$$F_{res_{aire}} = \frac{1}{2} \cdot C_D \cdot v^2 \cdot \rho \cdot A$$

Donde $C_D = 0,85$, es el coeficiente de resistencia total, v es la velocidad del objeto sumergido en el fluido, $\rho = 1,225 \text{Kg/m}^3$ es la densidad del fluido (aire a 15°C al nivel del mar) en el que está el objeto sumergido, y $A=0,9\text{m}^2$ el área frontal del objeto.

Las constantes (C_D, A) se tomaron como referencia de unos valores aproximados, propuestos por H. Dahlberg [15] para un vehículo de dimensiones y características parecidas.

La fuerza resistente por el efecto de la gravedad se tuvo en cuenta con la siguiente ecuación,

Ecuación 4.6

$$F_{res_g} = m \cdot g \cdot \sin(\alpha)$$

donde $m=290\text{Kg}$ era la masa del coche (con piloto), $g= 9,8 \text{ m/s}^2$ era la aceleración de la gravedad y α la inclinación de la cuesta.

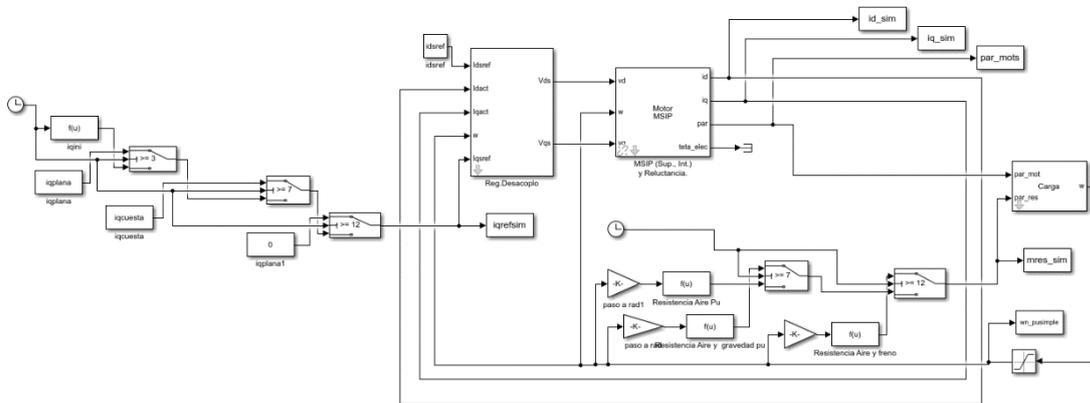


Figura 27. Esquema en simulink del modelo del motor e inversor con carga, sin pwm.

Para llevar a cabo la simulación adecuadamente, se introdujeron las funciones de corriente necesarias para superar dicho circuito en i_q , y luego las funciones del par resistente, (las cuales dependían todas de la velocidad actual del sistema) se conectaron con el bloque ‘Carga’.

Las ecuaciones que se muestran a continuación cómo se obtienen las ecuaciones de i_q necesaria a partir del par resistente. N es la relación de la reductora y R el radio de la rueda del vehículo. También se tiene que tener en cuenta, que las ecuaciones de par resistente se pasan al lado del motor (por eso se divide por la relación de la reductora) y que los cálculos se van a realizar en magnitudes unitarias (motivo por el que se divide al final por el par base, M_b).

No se ha tenido en cuenta el rendimiento de la caja reductora, debido a que se desconoce. Éste habría influido en los pares, y por tanto en la corriente.

Par resistente:

Par resistente en la aceleración y en la zona llana. Solo debido a la resistencia ofrecida por el aire.

Ecuación 4.7

$$mres_{aire} = \frac{\left(\frac{1}{2} \cdot C_D \cdot v^2 \cdot \rho \cdot A\right) \cdot R}{N} \cdot \frac{1}{M_b}$$

Par resistente en la cuesta, debido al aire y a la gravedad,

Ecuación 4.8

$$mres_{aire+grav} = \frac{\left(\frac{1}{2} \cdot C_D \cdot v^2 \cdot \rho \cdot A + m \cdot g \cdot \sin(\alpha)\right) \cdot R}{N} \cdot \frac{1}{M_b}$$

Par resistente en el tramo final, debido al freno mecánico y el aire,

Ecuación 4.9

$$m_{res_{aire+grav}} = \frac{\left(\frac{1}{2} \cdot C_D \cdot v^2 \cdot \rho \cdot A + m \cdot a_{freno}\right) \cdot R}{N} \cdot \frac{1}{Mb}$$

Par motor:

Se obtiene gracias a la ecuación dinámica mecánica,

Ecuación 4.10

$$m_{mot} - m_{res} = J \cdot \frac{dw}{dt}$$

Donde la J es la inercia total del vehículo (ruedas y eje del motor) en el lado del motor, en unitarias y dw/dt la variación de velocidad (en unitarias) con respecto a la variación de tiempo:

Ecuación 4.11

$$J_{tot \text{ lado rueda}} = \underbrace{m \cdot R^2}_{ruedas} + J_{eje} \rightarrow J_{tot \text{ lado motor}} = \frac{J_{tot \text{ lado rueda}}}{N^2 \cdot Jb}$$

Para tener una idea de la magnitud de las inercias que se manejan, se adjunta la tabla 7.

Inercia (lado motor)	Valor (segundos)
J motor	0,0943
J total (motor+sistema rodante)	2,3205

Tabla 7. Resumen de inercias en el sistema, en segundos

Así, en la zona de aceleración se tiene que,

Ecuación 4.12

$$m_{mot_{acc}} = m_{res_{aire}} + J \cdot \frac{dw}{dt}$$

En la zona llana, a velocidad constante,

Ecuación 4.13

$$m_{mot} = m_{res_{aire}}$$

En la cuesta,

Ecuación 4.14

$$m_{mot} = m_{res_{aire+grav}}$$

y en el tramo final,

Ecuación 4.15

$m_{mot} = 0$, puesto que se utiliza un freno mecánico para frenar.

Corriente, i_q :

Una vez se tienen los pares motores en unitarios requeridos para superar los respectivos pares resistentes, se tiene que el par de una máquina síncrona viene dado por la ecuación 4.1 (siendo $i_{ds}=0$), así que,

Ecuación 4.16

$$i_q = \frac{m m o t}{\lambda_{I M A N}}$$

Estando $\lambda_{I M A N}$ en magnitudes unitarias también, para obtener la i_q necesaria en unitarias.

Con todas las ecuaciones se llegan a producir las siguientes gráficas. Por ejemplo, se confirma que la velocidad constante desde $t=3,77s$ a $t=12s$ son $0,9223pu$ ($17m/s$).

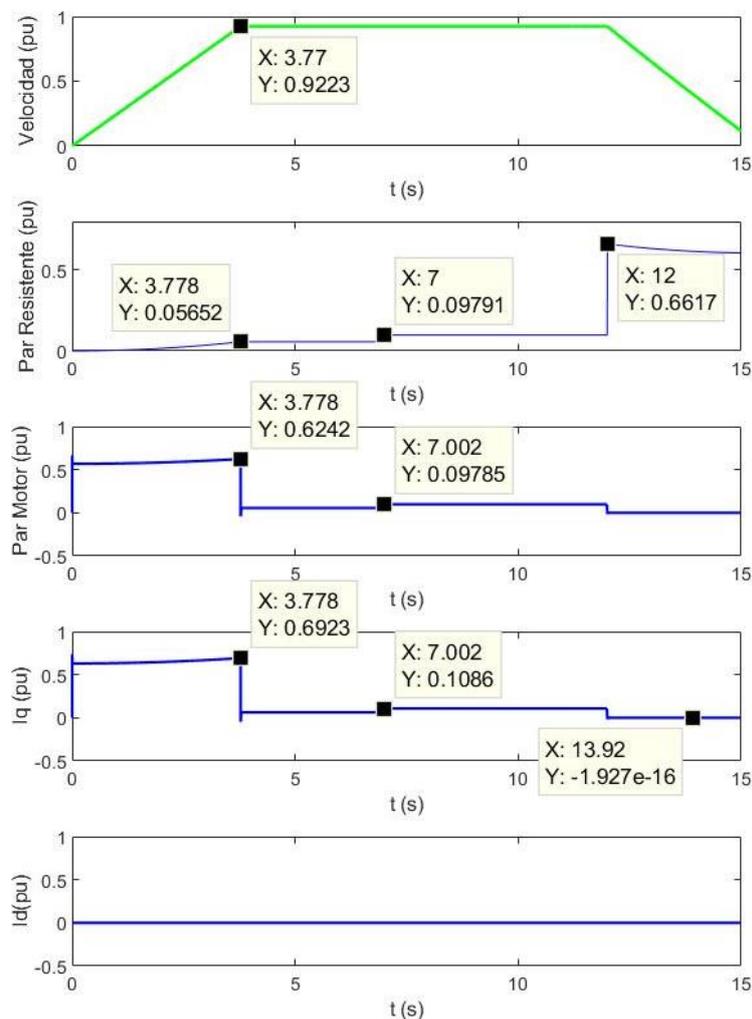


Figura 28. Circuito propuesto, con los puntos más característicos marcados.

De estos cálculos cabe destacar la importancia del valor de la inercia en magnitudes unitarias (segundos) obtenida en la ecuación 4.11. Esta inercia representa el tiempo que tarda la máquina en llegar a velocidad nominal desde velocidad 0 si el par acelerador es el nominal también [16]. Esta inercia acabó valiendo $j=2,32s$, lo que significa que un tiempo de arranque para llegar a velocidad nominal ($3000rpm \rightarrow 66,22Km/h$) inferior a $2,32s$ estaría forzando el motor.

4.5 Modelo con carga y PWM

El bloque ‘Variador PWM III vectorial’ requería que las entradas fueran las tensiones en función de los ejes DQ fijos. Por ello, se utilizó un cambio de referencia (Clarke to Park transform) de ejes dq móviles a ejes DQ fijos. Los subsistemas que aparecen en la figura 29 corresponden a las funciones que representan la intensidad en eje q a inyectar en el regulador, y las ecuaciones del par resistente que dependen de la velocidad.

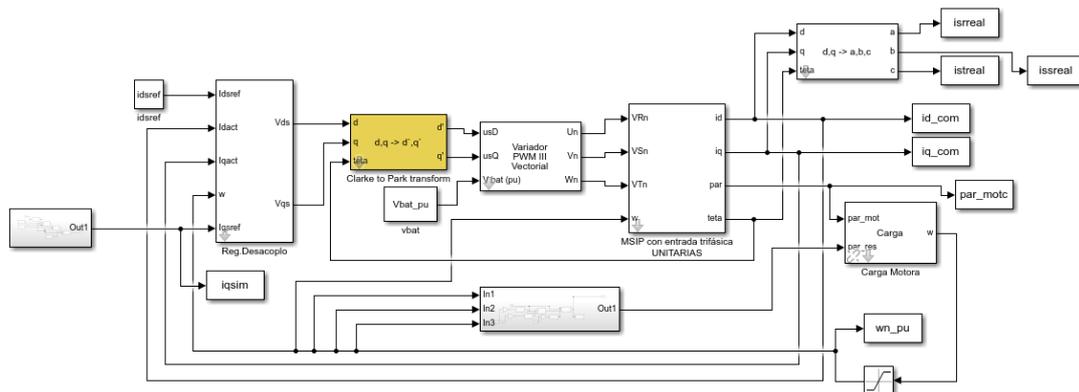


Figura 29. Modelo Completo (con variador pwm vectorial y la carga)

4.6 Resultados de simulación

Se planteó un escenario moderado, que no forzara el conjunto inversor y motor en el que el vehículo alcanzaba una velocidad de 17m/s (61,2Km/h), con una aceleración de 4,5m/s².

El escenario de la figura 28, junto con el modelo con pwm viene en la figura 30 donde se representan el par resistente, el par motor y las intensidades en ejes d y q.

Se verifica que la velocidad es constante en todo el trayecto tras la aceleración inicial. La curva inicial en el par resistente se debe a que la fuerza resistente, depende de la velocidad al cuadrado y ésta va aumentando por la aceleración. La curva inicial en el par motor se da para que la aceleración se constante.

Se han dibujado las variables de los modelos ‘con carga sin PWM’, subíndice s, y ‘con carga con PWM’ subíndice c, para que de esta manera, se pueda ver claramente el efecto que tiene el PWM del inversor sobre el sistema.

La gráfica de id muestra cómo en todo momento se mantiene en 0, que es justo lo que se pretende. El valor medio de las oscilaciones del modelo con PWM también vale 0.

En las gráficas de par motor e iq, se puede ver una clara similitud en la forma, justificada por la ecuación 4.16. También se pueden observar las oscilaciones debidas al pwm.

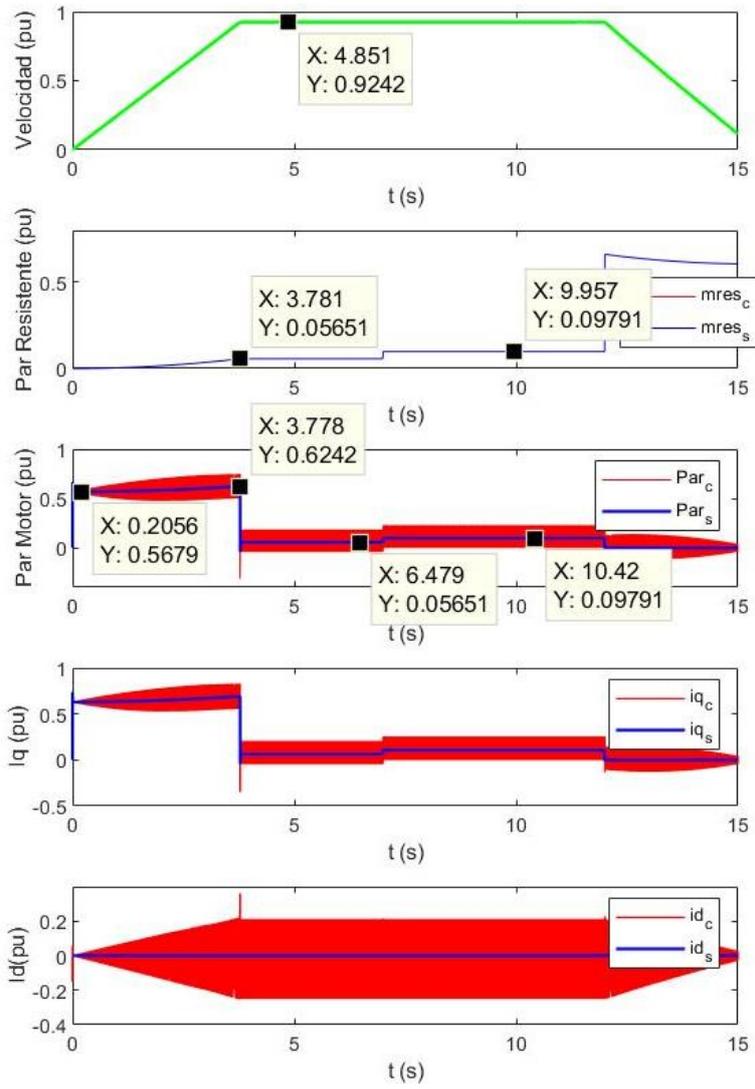


Figura 30. Ciclo conducción del vehículo

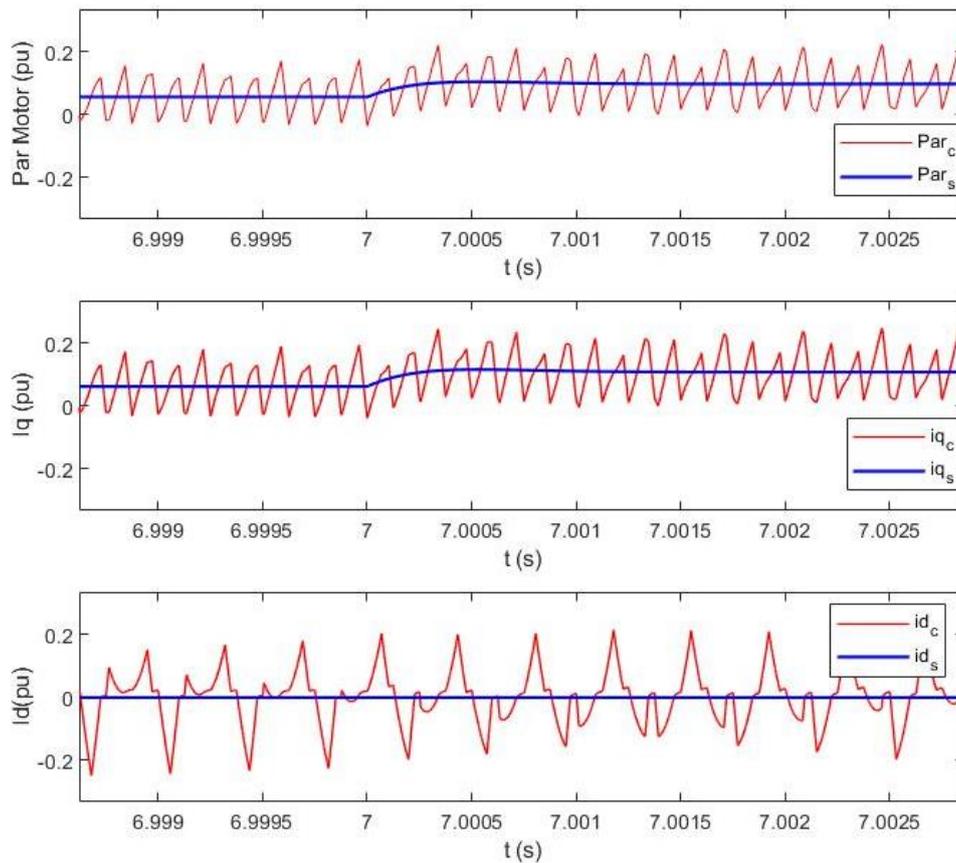


Figura 31. Detalle del momento en el que se empieza a subir la cuesta, con la frecuencia de conmutación de 8KHz

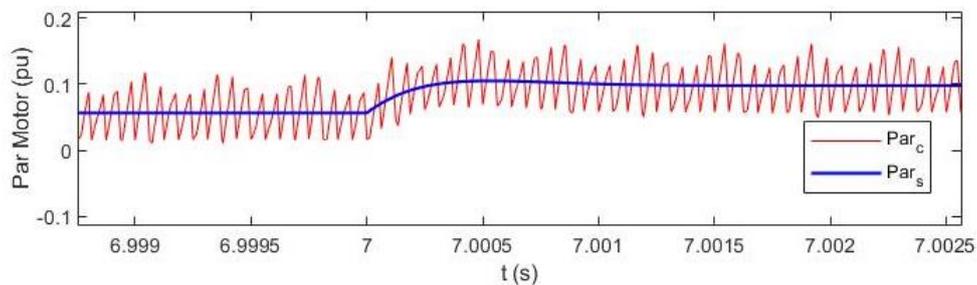


Figura 32. Detalle del par motor con una frecuencia de conmutación de 16KHz.

Se comprueba que efectivamente, al duplicar la frecuencia de conmutación (figura 32 respecto a la figura 27) se obtiene un rizado del PWM de menor tamaño, y más frecuente (proporcionalmente). Esta opción de frecuencia de conmutación generaría una respuesta mucho más suave y precisa, aunque debido al aumento en aperturas y cierres de interruptores en el inversor, éste se calentaría más rápido y se tendría que limitar la corriente.

Esta limitación viene detallada en un 'FAQ' del fabricante del inversor, el cual indica que para una frecuencia de conmutación de 8KHz se puede utilizar el 100% de la corriente nominal y máxima del inversor, mientras que para una frecuencia de de 16KHz se tiene que reducir al 70%.

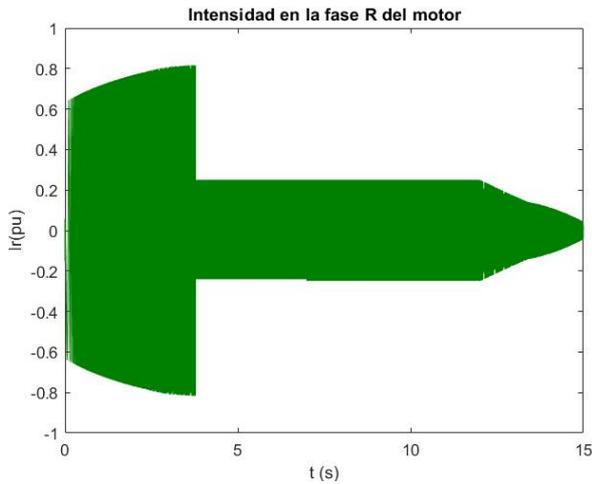


Figura 33. Intensidad en la fase R del motor en pu

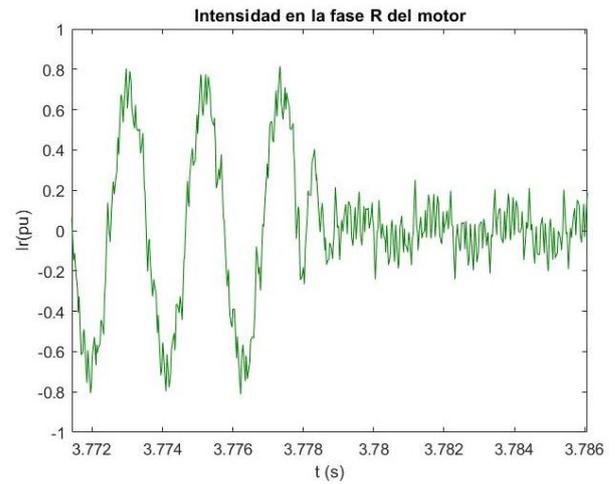


Figura 34. Detalle de la intensidad en la fase R del motor en pu

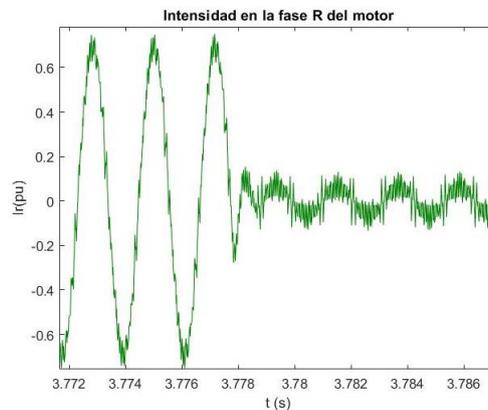


Figura 35. Detalle de la intensidad en la fase R del motor en pu

En las figuras 33 y 34 se puede observar la intensidad en una de las fases del motor. En la figura 33, la amplitud de la onda aumenta durante los primeros segundos, por el aumento en i_q necesaria. Puesto que $i_d=0$, la intensidad de fase depende de i_q . Es interesante el detalle de la figura 34, en la que se ve la forma senoidal de la corriente, con los picos característicos debidos a la acción del pwm, hasta el momento en el que se deja de acelerar ($t=3,777s$), en el que aparecen unas ondas extrañas. Estas ondas aparecen porque el valor de i_q en ese momento es muy pequeño (0,06268 pu) y el rizado del pwm tiene incluso más relevancia que el propio valor de i_q . Este fenómeno se confirma cuando se representa el mismo instante con una frecuencia de conmutación de 16KHz, donde el rizado es más pequeño y se puede distinguir mejor la senoidal de la intensidad.

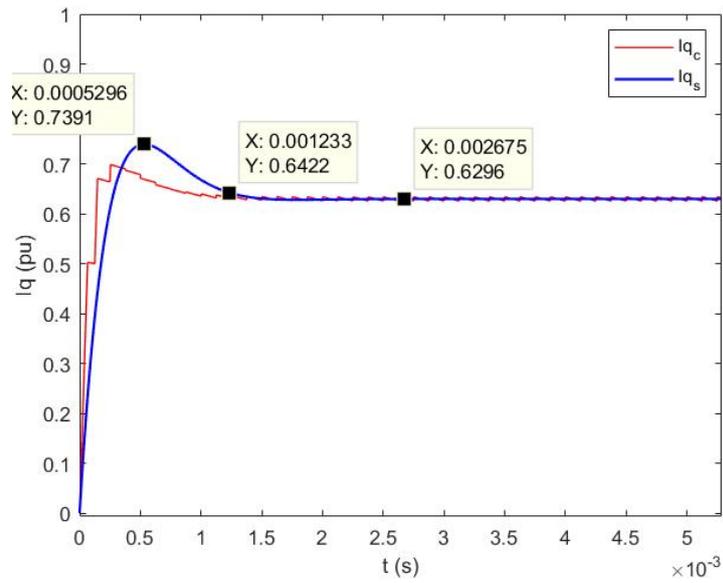


Figura 36. Detalle del escalón i_q en el primer instante.

En la figura 36 se verifica que el sistema se comporta de la manera que se ha predicho. Esto es que el motor en simulink, responde de igual manera que el escalón de la figura 20. Por ejemplo, se confirma que el sobrepaso es de 17,4% ya que $0,6296 * 1,174 \sim 0,7391$.

5 Ensayos

Se realizaron ensayos con el inversor y el motor con el propósito de verificar si los resultados de las simulaciones en el ámbito de Simulink coincidían con los resultados experimentales, de forma que se pudiera utilizar el modelo de simulink para predecir el comportamiento del motor e inversor.

5.1 Disposición de la bancada

Las pruebas se llevaron a cabo en el laboratorio de máquinas eléctricas de ICAI. Ahí se tenía acceso a la alta tensión de continua que requería el inversor.



Figura 37. A la izquierda, vista general de la bancada con la tensión de continua en la pared. Arriba a la derecha se ven claramente los aparatos involucrados en el ensayo. Abajo, vista de la placa provisional con los interruptores 'Enable'.

La tensión continua se obtenía de la pared, donde pasaba por un amperímetro de control analógico y llegaba al inversor. El inversor a su vez estaba alimentado por una fuente de tensión continua auxiliar de 24V, y conectado al ordenador (que no aparece en las imágenes).

5.2 Metodología

Para realizar los experimentos con seguridad, se utilizaron guantes y una tensión de 90V aproximadamente limitando varios aspectos por prudencia. Por ejemplo, se limitó la velocidad a 500 rpm porque la máquina al tener un par resistente mínimo, superaba dicho par con una baja corriente, llegando a cualquier velocidad deseada (dentro del rango marcado por la tensión de alimentación).

Los ensayos concretamente consistían en utilizar la herramienta del osciloscopio que incluye el propio programa del inversor 'NDrive' (en el ordenador) para observar la respuesta a un escalón en la referencia de i_q , según los distintos valores de la constante proporcional, K_p y la constante integral T_i de los controles que se habían probado previamente en Matlab.



Figura 38. Ejemplo de prueba con osciloscopio en programa NDrive.

Se utilizaron escalones de corriente pequeños, que se programaban en la pantalla de la figura 38, porque aún no estaba disponible la refrigeración para el motor y el inversor, y se quería evitar el posible sobrecalentamiento de las máquinas. Más específicamente, se utilizaron escalones de un valor digital de 1200 de 32767 (del 3,7%) lo que equivale a unos 14,65A aproximadamente.

Para aproximar el resultado de la simulación todo lo posible al resultado experimental, se trató de dar el escalón lo más rápido posible. Como es físicamente difícil conseguir un escalón totalmente vertical en la realidad, en la configuración del inversor se puede

establecer la máxima rampa de corriente que puede dar el inversor. En este caso se estableció un valor de $200\mu s$, lo que significa que el inversor tardaría $200\mu s$ en proporcionar un escalón del 0 al 100% del valor escogido de corriente.

Para habilitar el funcionamiento del motor hacía falta seguir una serie de pasos. Primeramente, se tenía que alimentar el inversor con una tensión de 12V de continua, con tal de encenderlo. Esto a su vez, permitía la comunicación con el ordenador y la introducción de parámetros en el programa. Una vez se tenían todos los parámetros fijados se procedía a encender el motor. Se cerraba el interruptor de tensión continua del laboratorio, dando potencia al inversor.

Ahora bien, para tener la señal 'RDY' (Ready-Listo) del inversor se precisaba de la activación de dos señales con flancos de subida para que el motor estuviera preparado para funcionar. Primero se tenía que cerrar el interruptor RFE (Rotating Field Enable-activación del campo rotativo) y luego FRG/RUN (habilita electrónicamente el inversor). Se activaban dando una tensión dentro del rango de 10V-30V a unos puertos del enchufe 'Input-Output'.

Para conseguir la activación de estas señales se necesitaba la conexión de una fuente auxiliar con el inversor.

5.3 Resultados

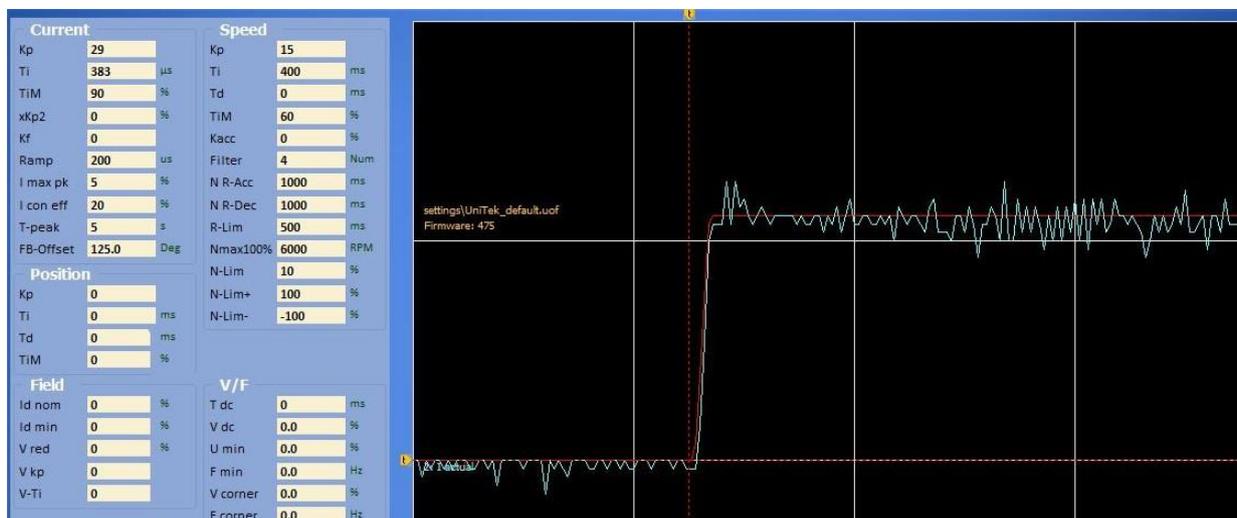


Figura 39. Resultado del osciloscopio del software 'NDrive'. Cada cuadrado son 100ms.

En la figura 39, se ve en rojo el escalón de referencia, intensidad en el eje q (I_{cmd}) y en azul, la intensidad real que ve el motor.

Se utilizaron los parámetros del diseño estudiado (el 2 de la tabla 6). Comparando la respuesta de la figura 20 con el resultado en la figura 39, se puede decir que no hay mucho parecido. Puede que la principal causa de esto sea el ruido que distorsiona la señal de corriente y no se pueda distinguir fácilmente.

Sin embargo, a pesar de que no se parezca a la predicción, estos parámetros parecen dar una respuesta satisfactoria, ya que es rápida y no tiene prácticamente error de seguimiento.

Para poder comparar con otros valores de K_p y T_i , se escogió el diseño más característico de todos, el 4 de la tabla 6.

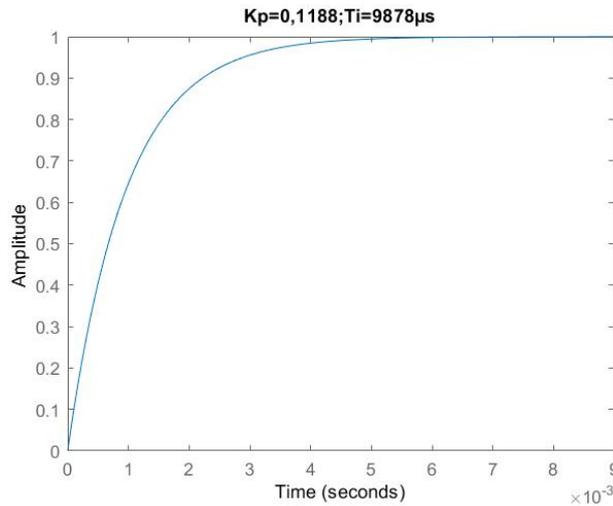


Figura 40. Respuesta a escalón unitario de i_q del diseño según matlab 4 de la tabla 6.

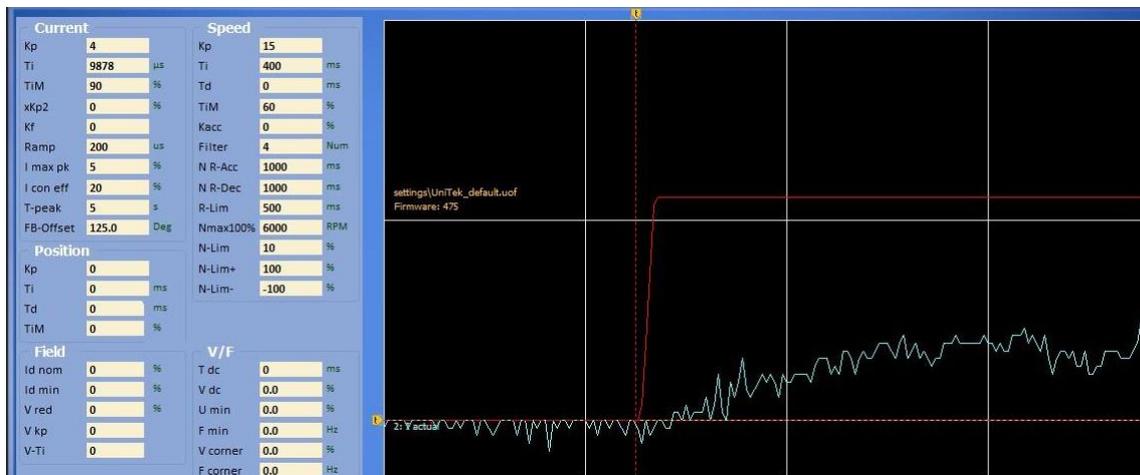


Figura 41. Respuesta a escalón para el diseño 4 de la tabla 6 en programa NDrive.

Comparando las figuras 40 y 41, se ve una clara diferencia entre lo que predice Matlab y lo que verdaderamente ocurre en el inversor. En la prueba, se ve como la corriente intenta llegar a la corriente de referencia muy lentamente.

Posteriormente se decidió ampliar el tiempo de cada cuadrícula del osciloscopio (a 500ms en vez de 100ms), dando así más margen para ver el escalón e incluyendo las señales v_q (en amarillo), v_d (en azul oscuro), e i_d (blanco).

Para el diseño 2, se obtuvo la respuesta de la figura 42 y para el diseño 4 el de la figura 43.

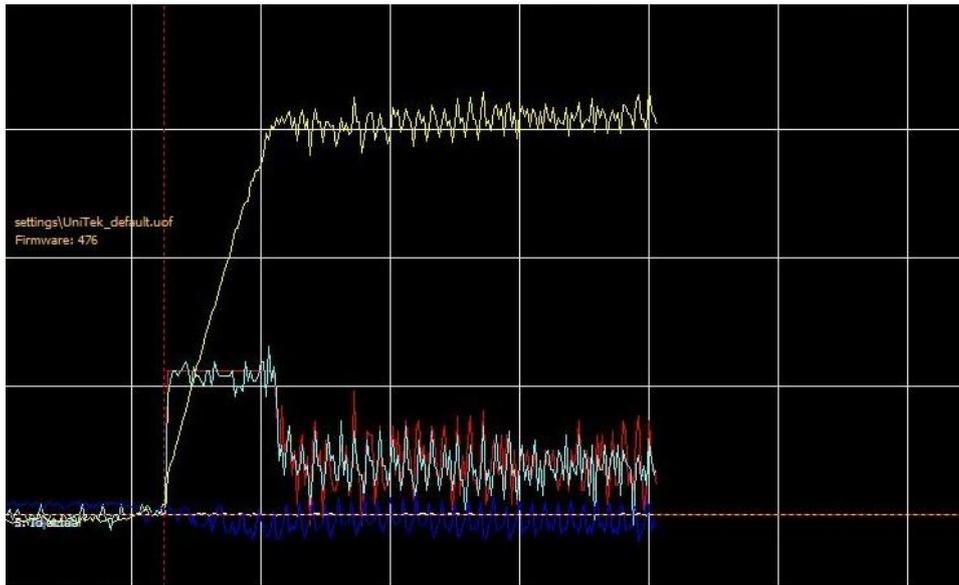


Figura 42. Respuesta a escalón de i_q para el diseño 2, con las señales i_d, i_q de referencia, i_q real, i_d , v_q representadas.

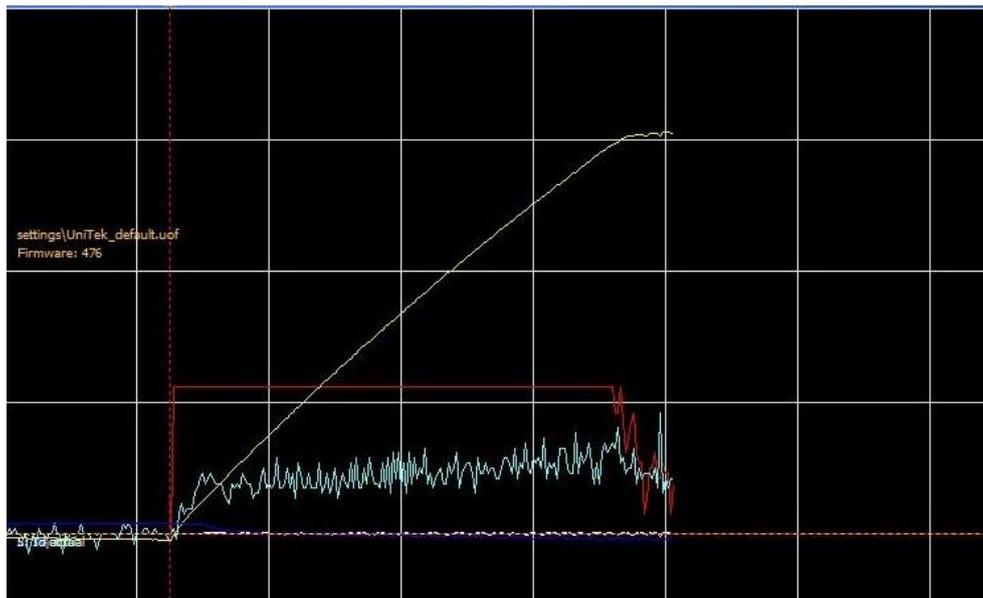


Figura 43. Respuesta a escalón de i_q para el diseño 4, con las señales i_d, i_q de referencia, i_q real, i_d , v_q representadas.

Se confirma cómo el diseño 2 es significativamente más rápido que el diseño 4, al llegar antes a la velocidad limitada de 500 rpm. Esta limitación de velocidad se deduce por la zona en la que las corrientes empiezan a dar picos. Además, se verifica que, efectivamente una vez se llega a la velocidad constante, v_q deja de aumentar como en la figura 44 (aunque no sean comparables el experimento con la simulación, la figura 44 sirve para dar una idea de cómo se comportan v_d y v_q).

En el diseño 4, al llegar tan despacio a la velocidad nominal, la v_q se hace constante justo antes de acabarse los puntos de memoria del osciloscopio.

La i_d (en blanco) está debidamente ya que se mantiene en 0 durante todo el tiempo.

La V_d aparentemente se mantiene también en 0 aproximadamente, aunque no se aprecie correctamente en las figuras 42 y 43. Este resultado se asemeja a lo obtenido en la figura 44, puesto que oscila entre valores de 0 y -0,2, los cuales son bastante pequeños.

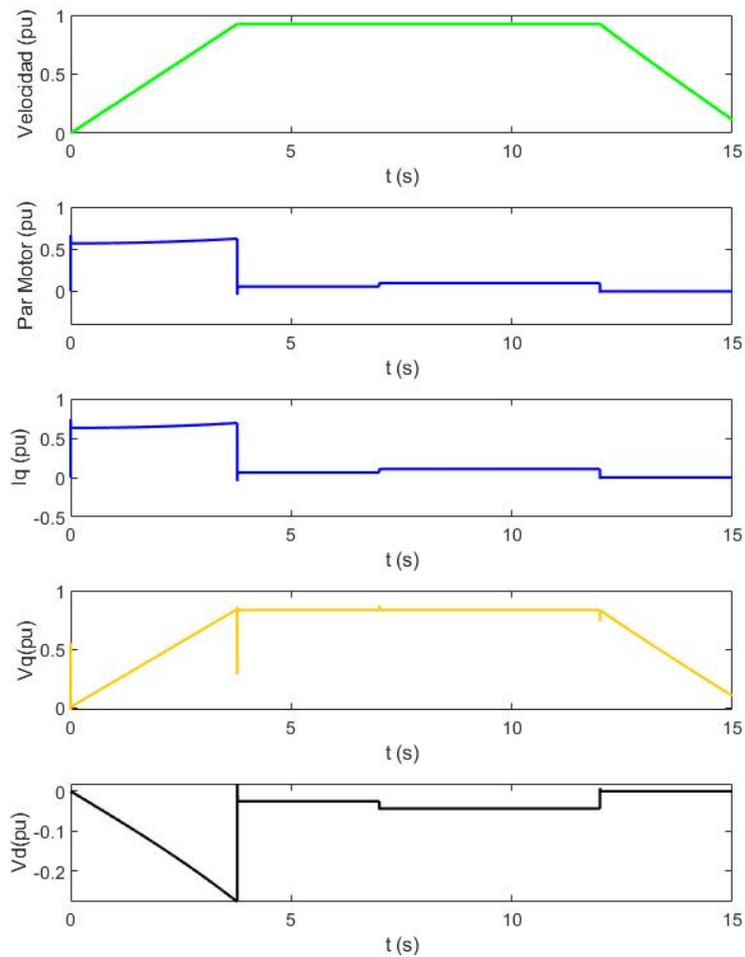


Figura 44. Representación del circuito en el modelo con carga sin pwm (4.4) donde además aparecen v_d y v_q .

6 Conclusiones

6.1 Conclusiones sobre los resultados

Desafortunadamente se encontraron discrepancias entre el control diseñado en Matlab, y el control del inversor. Esto se puede comprobar claramente con las respuestas al escalón de intensidad en eje q , con los parámetros del diseño 4 de la tabla 6. En ellas se ve que la respuesta predicha con Matlab es muy rápida en comparación con la respuesta de la máquina en el laboratorio. Una posible explicación es que el inversor utilice un escalado en los parámetros de control no especificado en el manual del inversor.

En consecuencia, no se ha podido utilizar Matlab para encontrar los parámetros ideales de control del motor.

6.2 Posibles futuros desarrollos

Existen varias maneras de mejorar y estudiar más a fondo este proyecto.

En primer lugar, se deberían realizar unos ensayos más detallados para poder contrastar correctamente el comportamiento del inversor con las simulaciones realizadas en Matlab. Estos ensayos consistirían en acoplar una MI al EMRAX 228 y hacerla girar a una velocidad constante (la MI), utilizando un variador. Así se podría experimentar sobre el caso que presenta el modelo del apartado 4.3 en el que estando la MSIP a una velocidad constante, se le aplica un escalón de intensidad. La MI debería mantener su velocidad constante, actuando en ese caso de generador, devolviendo energía a la red, reproduciendo así la simulación del apartado 4.3.

En cuanto a mejoras del vehículo que influirían en el rendimiento, una de ellas sería aumentar la tensión disponible de la batería. Al tener una tensión inferior a la máxima que admiten el inversor y el motor, estas máquinas no se pueden aprovechar del todo.

Otra forma de mejorar el vehículo de competición IFS-02 sería implantando un sistema KERS (Kinetic Energy Recovery System) o freno regenerativo. Esto permitiría al vehículo aprovechar las frenadas para recargar la batería utilizando la MSIP como generador. Se puntuaría mejor en el evento de resistencia. Aun así, para poder utilizar el freno regenerativo primero el BMS (battery management system) debe de estar capacitado para poder recargarse desde el inversor.

En tercer lugar, existe la posibilidad de acoplar otro motor en serie, y así disponer de más potencia. Para lograr este aumento de potencia sería necesario otro inversor, para controlar el segundo motor. También habría que tener en cuenta si el aumento de peso o espacio requerido supondría un problema.

7 Bibliografía

- [1] J. Díaz Gonzalez, «Inversores PWM,» Gijón, 1999.
- [2] E. Csanyi, «Electric Engineering Portal,» Octubre 2017. [En línea]. Available: <https://electrical-engineering-portal.com/harmonics-influence>. [Último acceso: Mayo 2019].
- [3] F. Fernández Bernal, «El PWM y sus efectos sobre la máquina de inducción,» Madrid, 2019.
- [4] B. Halvorson, «Green Car Reports,» Abril 2019. [En línea]. Available: https://www2.greencarreports.com/news/1122674_mercedes-benz-eqc-edition-1886-electric-suv-kicks-off-a-new-era.
- [5] T. Anh Huynh y M.-F. Hsieh, «Performance Analysis of Permanent Magnet Motors,» 2018.
- [6] M. Burwell , J. Goss y M. Popescu, «Performance/cost comparison of induction-motor & permanent-magnet-motor in a hybrid electric car,» de *International Copper Association*, Tokyo, 2013.
- [7] M. Aydin, S. Huang y T. A. Lipo, «Axial Flux Permanent Magnet Disc Machines: A Review,» Wisconsin, 2004-10.
- [8] A. Estarlich Iraola, «Sistema de propulsión de un prototipo Hyperloop. Diseño, simulación y fabricación del sistema de tracción,» Valencia, 2018.
- [9] M. Di Natale, H. Zeng, P. Giusto y A. Ghosal, *Understanding and Using the Controller Area Network Communication Protocol*, Nueva York: Springer, 2012.
- [10] A. Martínez Requena, «Introducción a CAN bus: Descripción, ejemplos y aplicaciones de tiempo real,» Madrid, 2017.
- [11] Unitek, «MANUAL CAN-BUS,» Leutenbach, 2017.
- [12] F. Fernández Bernal y L. Sigrist, «Control vectorial en máquina de inducción. Lazo de corriente.,» Madrid, 2019.
- [13] F. F. Bernal y L. Sigrist, «Diseño de reguladores vectoriales para MI con rotor en cortocircuito,» Madrid, 2015.
- [14] F. M. White, *Fluid Mechanics*, New York: McGraw-Hill, 2011.
- [15] H. Dahlberg, *Aerodynamic Development of Formula Student race car*, KTH Royal Institute of Technology.
- [16] F. Fernández Bernal y L. Sigrist, «Modelado de sistemas electromecánicos,» Madrid, 2015.

- [17] F. Lambert, «electrek,» Abril 2019. [En línea]. Available: <https://electrek.co/2019/04/05/tesla-model-s-new-electric-motors/>.
- [18] EMRAX, «User's Manual for Advanced Axial Flux Synchronous Motors and Generators v4.5,» 2017.
- [19] Unitek, «MANUAL Digital three-phase Servo Amplifier BAMOCAR D3,» Leutenbach, 2016.
- [20] Unitek, «PC Software Manual NDrive.3,» Leutenbach, 2015.
- [21] L. Sigrist y F. Fernandez Bernal, «Modelo dinámico de Máquina Síncrona,» Madrid, 2015.
- [22] Copperhill Technologies Corporation, «A Brief Introduction to Controller Area Network,» [En línea]. Available: <https://copperhilltech.com/a-brief-introduction-to-controller-area-network/>. [Último acceso: 2019].
- [23] R. Curtis, «Pinterest,» [En línea]. Available: <https://www.pinterest.es/pin/252764597822020796/>. [Último acceso: Junio 2019].
- [24] A. Yazdani y R. Iravani, Voltage-Sourced Converters in Power Systems, Hoboken: John Wiley, 2010.
- [25] Wikipedia, «CAN bus,» Junio 2019. [En línea]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/CAN_bus. [Último acceso: Junio 2019].
- [26] A. de Andrés, «Estudio del Inversor,» Madrid, 2019.

8 Anexos

8.1 Código Matlab Parámetros

```
%% Parámetros

%Parametros del motor EMRAX228 e inversor Unitek Bamocar D3 en reales
Rs = 0.008; %Ohm Resistencia del estator
Ld = 76e-6; %H Inductancia en dirección d
Lq = 79e-6; %H Inductancia en dirección q
In = 160; %A Intensidad nominal del motor
wn_nom = 3000; %rpm Velocidad nominal del motor
wn_nomrad= wn_nom*2*pi/60; %Velocidad nominal del motor en rad/s
Mn = 125; %Nm Par nominal
Pn = 39745.3; %W Potencia nominal
AC_2phase = 0.0478; %Tensión alterna entre dos fases (compuesta)
[Vrms/1rpm]
Un = 159.04; %Tensión nominal- Obtenida con cálculos
P = 10; %Pares de polos
Jrot = 421/(100e2) ;%Kgm^2, Inercia del rotor
lami = 0.02635 ;%Wb, Flujo magnético del imán
f_con=8000; %Frecuencia de conmutación (Hz)

%Parámetros simulación
idsref = 0; %Referencia intensidad id
mcar=290; %Masa del coche con piloto
rr=0.202; %Radio rueda
Nred=3.45; %Relación reductora
ro=1.225; %Densidad del aire a 15°C y al nivel del mar
CD=0.85; %approx. del tfg de kth
A=0.9; %approx. del tfg de kth
acc=4.5; % m/s^2 Aceleración en el primer tramo
accfreno=5; %m/s^2 Aceleración freno mecánico.
g=9.8; % m/s^2 Gravedad
Jeq=mcar*rr^2/((Nred)^2); %se divide por Nred^2 para pasarlo a lado
motor
Jtot=Jeq+Jrot;
vel=12; %velocidad m/s a la que se quiere ir
w_pu=vel*Nred/rr/wn_nomrad; %velocidad del motor en pu.
%parámetros batería
Vbat=288; %V

%Bases (Motor)
Sb = Un*In*sqrt(3); %Potencia base
Ib = In; %Intensidad base
Ub = Un; %Tensión base
Zb = Ub/sqrt(3)/Ib; %Impedancia base
wb_ele =500*2*pi; % rad/s --3000rpm*(2*pi/60)*10(pares de polos)
wb_mec = wb_ele/P; %velocidad mecánica base
Lb = Zb/wb_ele; %inductancia base
Jb = Sb/(wb_mec)^2; %inercia base
Mb = Sb/wb_mec; %Par base
lamb = Ub/(sqrt(3)*wb_ele); %Flujo base, Usando tensión simple
pn=Pn/Sb;

%Parametros en unitarias

Rs_pu = Rs/Zb;
Ld_pu = Ld/Lb;
Lq_pu = Lq/Lb;
```

```

lami_pu = lami/lamb;
mn_pu=Mn/Mb;
Jtot_pu=Jtot/Jb; %Inercia en pu en lado motor
Lsigmas=0;
Vbat_pu=Vbat/Ub;

%% Simulación
%iqini=Jtot_pu*(w_pu/(vel/acc))/lami_pu+(0.5*ro*CD*A*(acc*u)^2)*rr/(lami_pu*Mb*Nred);
%(aquí 'u' es el tiempo del bloque 'clock'
iqplana=(0.5*ro*CD*A*(vel)^2)*rr/(Nred*Mb*lami_pu);
iqcuesta=(mcar*g*sin(2*pi/180)+0.5*ro*CD*A*(vel)^2)*rr/(Nred*Mb*lami_pu);

%en las siguientes ecuaciones de par, 'u' es la velocidad en rad/s
%res aire= (((u*rr/Nred)^2)*0.5*CD*A*ro)*rr/(Mb*Nred);
%res aire y gravedad=
(((u*rr/Nred)^2)*0.5*CD*A*ro)+mcar*g*sin(2*pi/180))*rr/(Mb*Nred)
%res aire y
freno=(((u*rr/Nred)^2)*0.5*CD*A*ro+(mcar*accfreno))*rr/(Mb*Nred)

```

8.2 Código Matlab Plantas y Control PI

```

%Código basado en las prácticas de laboratorio de accionamientos
eléctricos
%Prácticas 'Control vectorial en máquina de inducción. Lazo de
corriente'
%Fidel Fernández y Lukas Sigríst, 2016
%% Controlador PI
%constantes de tiempo de la MSIP en ejes d y q
tau_d=Ld_pu/Rs_pu;
tau_q=Lq_pu/Rs_pu;

tau_ds=tau_d*(1/wb_ele); %se pasa la tau a segundos tau_base=1/wb_ele
tau_qs=tau_q*(1/wb_ele);

%Plantas motor en eje d y q
s=tf('s');
Pms_d=1/(Rs_pu*(tau_ds*s+1));
Pms_q=1/(Rs_pu*(tau_qs*s+1));
% ltiview('nichols',Pms_d,Pms_q);

%inversor sólo tiene 1 control para los dos ejes
Kp=0.8822; %Kpq
Ti= 0.000383; %Tiq

%Control PI en serie

Cd = Kp*(1 + 1/(Ti*s)) ; % PI en d
Cq = Kp*(1 + 1/(Ti*s)); % PI en q

%antiwindup, afecta a Vqs--> vout max= 203.6V --> 1.273pu --> 1.2 ya
que
%vds también puede tener algo de tensión
MaxV=1.2;

% Tramo directo: control + planta+
Gd = Cd*Pms_d;

```

```
Gq = Cq*Pms_q;
ltiview('nichols',Pms_d,Gd);
ltiview('nichols',Pms_q,Gq);
```

```
stepinfo(Gq/(1+Gq))
stepplot(Gq/(1+Gq))
```

8.3 Código Gráfica MSIP

```
% Fidel Fernández, 2015
% Datos de la máquina y control id
% todos los parámetros en pu
vlim = Vbat/(Ub*sqrt(2)) ; % tensión máxima del inversor en pu
id = 0; % valor constante de id
imax = 1; % máxima intensidad admitida por el motor en reg. perm

% PROGRAMA
iqlim = sqrt(imax^2-id^2); % máxima intensidad (en reg. permanente in
= 1 pu)
wlim = sqrt(vlim^2-(Rs_pu*id)^2)/(lami_pu+Ld_pu*id); % máxima w del
accionamiento %iq es 0
w = 0:wlim/1000:wlim;

% Calcula el valor de iq para el que se alcanza vlim %%hasta punto
antes de
% la curva
a = (w*Lq_pu).^2+Rs_pu.^2;
b = 2*Rs_pu*w*(lami_pu+(Ld_pu-Lq_pu)*id);
c = (w*(lami_pu+Ld_pu*id)).^2+(Rs_pu*id)^2-vlim^2;

iqmax=(-b+sqrt(b.^2-4.*a.*c))./(2.*a);

mmax = lami_pu*iqmax+(Ld_pu-Lq_pu)*id*iqmax;
mcte = lami_pu*iqlim+(Ld_pu-Lq_pu)*id*iqlim;
m = min(mcte,mmax); %%coge el mínimo valor, coge mcte hasta que mmax
es
%menor que mcte (1.2146) entonces empieza a ser mmax.

figure(1)
clf
plot(w,m,'LineWidth',1.5)
grid on
xlabel('\omega (pu)')
ylabel('m(pu)')
title('Característica m - \omega EMRAX 228 controlada con id=0')
```

8.4 Pantalla 'Settings' NDrive

UNITeK
Settings
Speed
Position
Logic
Bus
Oscilloscope
Monitor
Diagnostics
Auto
Extra

Motor

Type	EC Servo
N nom	0x59 RPM
F nom	0x05 Hz
V nom	0x06 V
Cos Phi	0x0e
I max eff	0x4d A rms
I nom eff	0x4e A rms
M-Pole	0x4f
Direction	<input checked="" type="checkbox"/> COW <input type="checkbox"/> OFF
Brake	<input checked="" type="checkbox"/> ON <input type="checkbox"/> OFF
Brake delay	0x41 ms
Coast stop	<input checked="" type="checkbox"/> ON <input type="checkbox"/> OFF
M-Temp	0xa3 Num

Servo

Type	0x67
S-Nr.	0x62
Axis	0x8
Mains sel	<input checked="" type="checkbox"/> AC <input type="checkbox"/> DC
Mains	0x64 V
DC-Bus max	0xa5 H %
DC-Bus min	0xa5 L %
DC-Bus mon.	<input checked="" type="checkbox"/> DIG <input type="checkbox"/> ANA
Regen	<input checked="" type="checkbox"/> INT <input type="checkbox"/> EXT
Regen-P	0x65 L W
Regen-R	0x65 H Ohm
BTB Power	<input checked="" type="checkbox"/> mit <input type="checkbox"/> ohne
PWM freq	8 kHz

Command

Mode	Dig Commands
Cutoff (dig.)	0x1e
Analog out	-Off-

Analog

Format	Off
Offset	0x2f L
Cutoff	0x50
Scale	0x2f H
Filter	0x60
Mode	0..+10V

Feedback

Type	Resolver
FB-Pole	0xa7
FB-Offset	0xa4 Deg
FB-Incr (Mot)	0xa6 Inc/Rev

2. Feedback

Type	---
Inc-ext	0xc1 L Inc/Rev
Factor-ext	0x7e Num
Inc-Out	0xc1 H Inc/Rev
Factor	1:1

Parameter

Current	
Kp	0x1c
Ti	0x1d μs
TIM	0x2b %
xkp2	0xc9 %
Kf	0xc9 %
Ramp	0x25 us
I max pk	0xc4 %
I max pk	0xc4 A pk
I con eff	0xc5 %
I con eff	0xc5 A rms
T-peak	0x40 s
I lim dig	0x46 %
I-red-N	0x3c %
I-red-TD	0x58 Num
I-red-TE	0x4c Num
I-red-TM	0xa2 Num

Speed

Kp	0x2c
Ti	0x2d ms
Td	0x2e ms
TIM	0x3b %
Kacc	0x5b %
Filter	0x5e Num
N R-Acc	0x35 L ms
M R-Acc	0x35 H ms
M R-Dec	0x35 H ms
M R-Dec	0x35 H ms
R-Lim	0xc7 ms

Position

Kp	0x6a
Ti	0x6b ms
Td	0x6c ms
TIM	0x71 %
ToI-wind	0x79
Off. Ref.	0x72
ND-Scale	0x7c
ND-Offset	0x7d

Reference

Speed 1	0x76 L Num
Speed 2	0x77 L Num
Reso edge	0x75 Num
Ref-Ramp	DEC LIM

FU Start

T dc	0x07 L ms
V dc	0x08 L %
U min	0x0a L %
F min	0x0b L Hz
V corner	0x0c L %
F corner	0x0d L Hz
F-sh	linear

FU Stop

T dc	0x07 H ms
V dc	0x08 H %
U min	0x0a H %
F min	0x0b H Hz
V corner	0x0c H %
F corner	0x0d H Hz
F-sh	linear

RAM <-> PC
...

Eprom - RECALL
1
0
1

Eprom - STORE
1
0
1

8.5 Pantalla 'Speed' NDrive

