



ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA
(ICAI)

DISEÑO, CONSTRUCCIÓN Y SIMULACIÓN DE UN ACCIONAMIENTO PARA VEHÍCULOS ELÉCTRICOS

Autor: Luis Ismael de la Barba Suárez
Director: Dr. Lukas Sigrist

Madrid
Septiembre de 2018

DISEÑO, CONSTRUCCIÓN Y SIMULACIÓN DE UN ACCIONAMIENTO PARA VEHÍCULOS ELÉCTRICOS.

Autor: de la Barba Suárez, Luis Ismael.

Director: Sigrist, Lukas.

Entidad Colaboradora: ICAI – Universidad Pontificia Comillas.

RESUMEN DE PROYECTO

OBJETIVOS

Este proyecto pretende desarrollar un inversor eléctrico operacional para una moto de competición. Para ello se abordarán los principales problemas que se deberán tener en cuenta para su diseño, y finalmente se construirá un prototipo funcional empleando en ello componentes de típico uso en industria, como son los microcontroladores dsPIC.



Figura 1. Imagen 3D de la moto que se va a emplear en la competición.

Además, el proyecto también incluirá una simulación del inversor que se empleará para poder comprobar el control y poder probar otros en caso de que se necesite. Para ello se empleará las herramientas de MATLAB y SIMULINK.

ESTUDIO TEÓRICO

En el estudio teórico se han investigado los motores eléctricos, es decir, sus plantas y los tipos de control que se pueden realizar. Aparte, también se han estudiado los dispositivos de manejo de potencia eléctrica como son los MOSFETS (Plassnegger, 2013) y los IGBTs, cómo controlarlos y poder calcular y disipar sus pérdidas en forma de calor, ya que es donde más se ve afectado el rendimiento de los inversores. Además, se estudia la implementación del PWM vectorial y sus pros y contras.

Dado que el proyecto incluye el uso de señales analógicas, también se hace un estudio para el acondicionamiento de la señal y los tipos de filtro que hay. Estas señales no solo se ven afectadas por el ruido de medida, sino también por el ruido electromagnético principalmente producido por los dispositivos de manejo de potencia. Por lo tanto, se

requiere también hacer un estudio sobre cómo reducir la emisión y recepción electromagnética.

DISEÑO

Para el diseño del accionamiento se escogerá el motor síncrono de imanes permanentes (PMSM) (Wang, 2014) suministrados por “Motostudent” para una competición de motociclismo. Este motor se empleará como modelo para escoger los parámetros de diseño y poder dimensionar el proyecto. Para ello, se tendrán en cuenta las diferentes ramas de la ingeniería, como son la mecánica, la eléctrica y la de electrónica de potencia.



Figura 2. Imagen del motor que se usará como referencia.

A la hora de diseñar el accionamiento se escogerá para un control de par debido a que es un vehículo, y para lograrlo, se incorporará como tipo de control un PID (Feng, 2008) en ejes dq, que es el que nos permite hacer el control más rápido. A continuación, se incluye el control por vectores espaciales mediante el uso del PWM Vectorial a través de un doble puente en H de transistores que será el elemento que controle la energía que sale de la batería y la introduzca en el motor.

Finalmente, para poder obtener los datos necesarios para hacer funcionar el inversor, se incluyen dos sondas de corriente y un sensor de posición seno-coseno, este último ya incorporado en el motor.

IMPLANTACIÓN

Para implementar el diseño y poder construir el prototipo, dividimos el proyecto en dos niveles: en el nivel inferior incorporamos toda la electrónica de potencia y la refrigeración, y en el superior se incluye la electrónica de control, los drivers del control de los dispositivos de administración de potencia, la alimentación y las comunicaciones. Además, una placa está comunicada con otra mediante los cables por donde pasa la energía que activa la parte de potencia y cinco espárragos metálicos de métrica 8 a donde se atornillan la batería y el motor y para que circula la potencia.

Por último, para la simulación, se emplea una librería ya existente en SIMULINK (Wang Song, 2009) y se incluye el control que se desea hacer y se le adaptan los valores a los del nuevo motor. Además, se desarrollan dos modelos: uno donde se quita el PWM y rizado resultante para poder comprobar la respuesta del control más claramente, y otro con el PWM que simule el comportamiento global del sistema.

ENSAYO

Para el ensayo del prototipo construimos un banco motor como se ve en la Figura 3 para poder introducir cargas que se opongan al motor y generen resistencia de forma que se pueda aproximar al comportamiento de una moto y la resistencia del viento. Además, para sustituir la batería se emplea una fuente de tensión regulable de alta potencia. Con este ensayo, podemos probar el motor tanto en aceleración y régimen permanente como en frenada.



Figura 3. Imagen de la bancada construida para los ensayos.

Finalmente, para poder comprobar la simulación, se ejecuta el modelo de SIMULINK en un intervalo de 0.6 segundos donde se le introduce un escalón inicial de 30 Nm y otro seguido a los 0.3 segundos de -10 Nm

RESULTADOS

Como resultados, el proyecto consigue hacer girar el motor manteniendo el control de la posición en todo momento incluso con cargas que se oponen al giro. La Figura 4 muestra las intensidades que entran en el motor, en ella podemos comprobar que pese al rizado introducido por el PWM, la onda mantiene una forma senoidal.

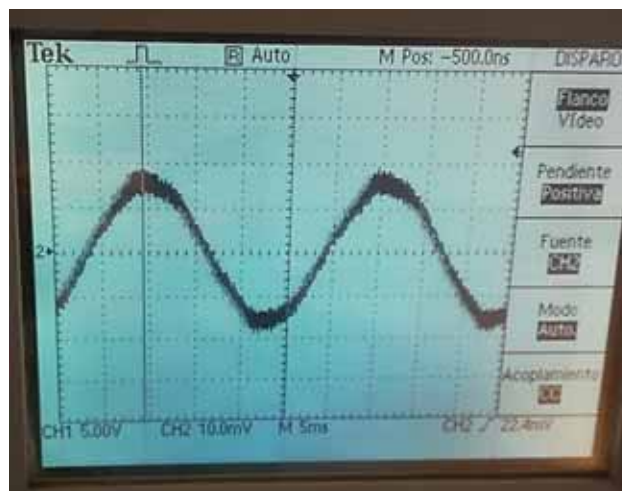


Figura 4. Imagen de la intensidad que entra por una de las fases al motor

Respecto a las simulaciones, podemos confirmar que el control funciona como se puede ver en la Figura 5, donde podemos observar como el control diseñado consigue que se alcancen los valores de par buscados.

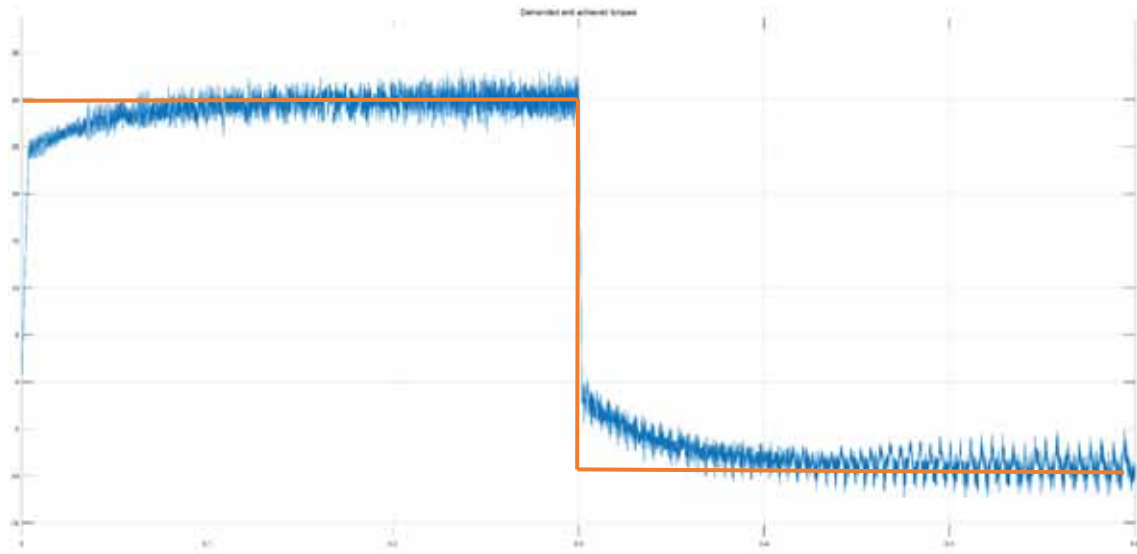


Figura 5. Gráfica de par obtenida de la simulación en SIMULINK.

REFERENCIAS

- Feng, X. G. (2008). Application research of PID neutral network control for traction drive inverter. IEEE.
- Plassnegger, H. K. (2013). High efficiency soft switched 3-level MOSFET Inverter for an Electric Vehicle PMSM Drive . IEEE.
- Sakhon Woothipatanapan, A. J. (2011). Efficiency improvement of converter for switched reluctance motor drives by mixed parallel operation of IGBT and MOSFET . IEEE.
- Wang Song, S. S.-s. (2009). Simulation of PMSM vector control system based on non-linear PID and its easy DSP realization . IEEE.
- Wang, R. N. (2014). An Improved Vector-Control System of PMSM Based on Fuzzy Logic Controller . IEEE.

DESIGN, CONSTRUCTION AND SIMULATION OF A DRIVE FOR ELECTRIC VEHICLES.

Author: de la Barba Suárez, Luis Ismael.

Director: Sigrist, Lukas.

Collaborating Entity: ICAI – Universidad Pontificia Comillas.

PROJECT SUMMARY

OBJETIVES

This project aims to develop an operational electric inverter for a competition motorcycle. For this, the main problems that should be considered for its design will be addressed, and finally a functional prototype will be built using components of typical use in industry, such as dsPIC microcontrollers.



Figure 1. 3D image of the motorbike used for the competition..

In addition, the project also includes a simulation of the inverter that can be used to observe the control and to be able to test others in case it is necessary. For this purpose, MATLAB and SIMULINK tools will be used.

THEORETICAL STUDY

In the theoretical study, electric motors have been investigated, that is, their plants and the types of control that can be performed. In addition, electrical power management devices such as MOSFETS (Plassnegger, 2013) and IGBTs have also been studied, how to control them and calculate and dissipate their losses in the form of heat, since this is where the performance of the inverters is most affected. In addition, the implementation of the vector PWM and its pros and cons are studied.

Since the project includes the use of analog signals, a study is also made for the conditioning of the signal and the types of filters that there are. These signals are not only affected by the measurement noise, but also by the electromagnetic noise mainly produced by the power management devices. Therefore, a study on how to reduce electromagnetic emission and reception is also required.

DESIGN

For the design of the drive, the synchronous permanent magnet motor (PMSM) (Wang, 2014) supplied by "Motostudent" will be chosen for a motorcycling competition. This engine will be used as a model to choose the design parameters of the project. For this, the different branches of engineering, such as mechanics, electrical and power electronics, will be considered.



Figure 2. Picture of the engine..

When designing the drive will be chosen for a torque control because it is a vehicle, and to achieve this, will be incorporated as a control type PID (Feng, 2008) dq axes, which is what allows us to do the faster control. Next, the control by spatial vectors is included using Vectorial PWM through a double H bridge of transistors that will be the element that controls the energy that leaves the battery and enters it in the motor.

Finally, to obtain the necessary data to operate the inverter, two current probes and a sine-cosine position sensor are included, the latter already incorporated in the motor.

IMPLANTATION

To implement the design and build the prototype, we divide the project into two levels: in the lower level we incorporate all the power and cooling electronics, and in the upper one we include the control electronics, the drivers of the control devices power management, power and communications. In addition, one plate is communicated with another by means of the cables through which the energy that activates the power part passes and five metal metric studs 8 to which the battery and the motor are screwed and so that the power circulates.

Finally, for the simulation, an existing library is used in SIMULINK (Wang Song, 2009) and the control is included, and the values are adapted to those of the new engine. In addition, two models are developed: one where the resulting PWM and ripple are removed to check the response of the control more clearly, and another with the PWM that simulates the overall behavior of the system.

TEST

For the test of the prototype we build a motor bank as shown in Figure 3 to introduce loads that oppose the engine and generate resistance so that it can approximate the

behavior of a motorcycle and the wind resistance. In addition, a high-power adjustable voltage source is used to replace the battery. With this test, we can test the engine in both acceleration and deceleration.



Figure 3. Picture of the motor bank.

Finally, to be able to check the simulation, the SIMULINK (Sakhon Woothipatanapan, 2011) model is executed in a 0.6 second interval where an initial step of 30 Nm is introduced, and another followed by 0.3 seconds of -10 Nm.

RESULTS

As a result, the project always manages to rotate the engine maintaining control of the position even with loads that oppose the turn. Figure 3 shows the current that enter the motor, in it we can verify that despite the ripple introduced by the PWM, the wave maintains a sinusoidal shape.

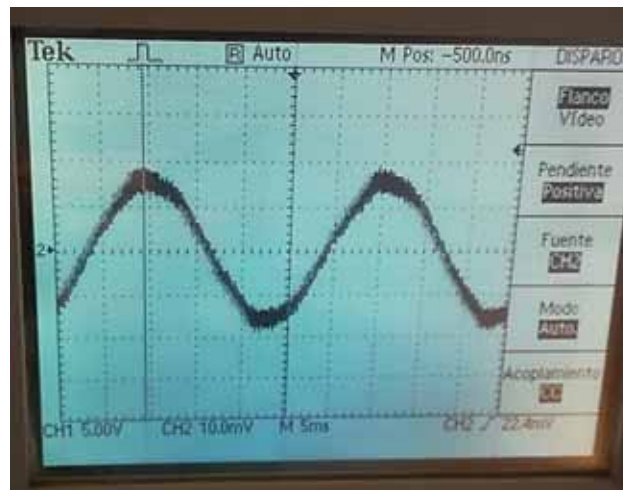


Figure 4. Picture that represents the current through a phase of the motor

Regarding the simulations, we can confirm that the control works as can be seen in Figure 5, where we can observe how the designed control achieves that the torque values sought are achieved.

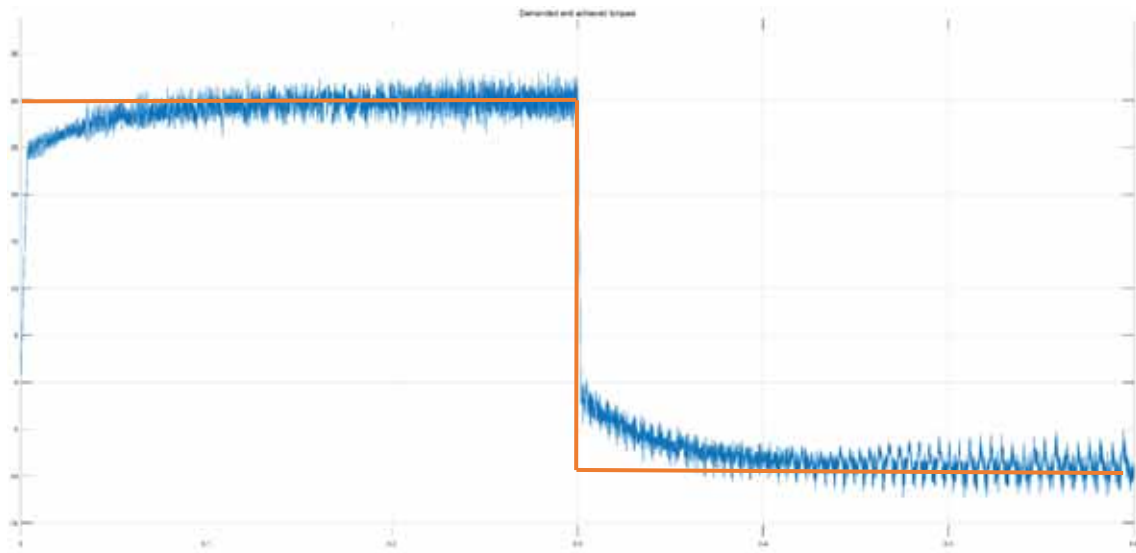


Figura 5. Graph taken from the SIMULINK execution.

REFERENCES

- Feng, X. G. (2008). Application research of PID neutral network control for traction drive inverter. IEEE.
- Plassnegger, H. K. (2013). High efficiency soft switched 3-level MOSFET Inverter for an Electric Vehicle PMSM Drive . IEEE.
- Sakhon Woothipatanapan, A. J. (2011). Efficiency improvement of converter for switched reluctance motor drives by mixed parallel operation of IGBT and MOSFET . IEEE.
- Wang Song, S. S.-s. (2009). Simulation of PMSM vector control system based on non-linear PID and its easy DSP realization . IEEE.
- Wang, R. N. (2014). An Improved Vector-Control System of PMSM Based on Fuzzy Logic Controller . IEEE.

Contenido

I	Memoria	1
1	Introducción	3
1.1	Introducción	3
1.2	Elementos del vehículo eléctrico	6
1.2.1	Motor eléctrico	7
1.2.2	Baterías	10
1.2.3	Controlador o inversor	12
1.2.4	BMS	14
1.2.5	Cargador	15
1.2.6	Transmisión y reductora	16
1.3	Estado de la técnica	17
1.3.1	Semiconductores: MOSFETS e IGBT	17
1.3.2	PWM	19
1.3.3	EMI	21
1.3.4	Controladores de motores de inducción	22
1.3.5	Controlador de motor síncrono	26
1.4	Motivación	29
1.5	Objetivos	30
1.5.1	Simulación	30
1.5.2	Construcción del inversor	30
2	Motor y modelo de la planta	31
2.1	Motor	31
2.2	Planta	32

2.2.1	Planta en unitarias	34
3	Diseño e implantación del inversor	37
3.1	Componentes	37
3.1.1	Controlador	37
3.1.2	Comunicación	39
3.1.3	Medida de intensidad	39
3.1.4	Medida de posición	42
3.1.5	Acondicionamiento de señal	44
3.1.6	Alimentación	45
3.1.7	Control y gestión de potencia	47
3.1.8	Condensadores	59
3.2	Diseño	60
3.3	Distribución de componentes	69
4	Control	73
4.1	Vision general	74
4.2	Rotación vectorial	76
4.2.1	Procesar Encoder	77
4.2.2	Transformada de Park	77
4.2.3	Rotación Vectorial	77
4.2.4	PWM	78
4.3	Control de par y regulador de desacoplo	79
4.3.1	Procesar Encoder	79
4.3.2	Transformada de Park	80
4.3.3	Rotación Vectorial	80
4.3.4	Estimador de par	80
4.3.5	Regulador de desacoplo	80
4.3.6	Id	82
4.3.7	PID	82
4.4	Simulación	86
5	Resultados	89
5.1	Simulaciones	89
5.1.1	Control de intensidad	89
5.1.2	Control de par	94
5.2	Funcionamiento de los componentes	98

5.2.1	Alimentación	98
5.2.2	Programación	99
5.2.3	Comunicación	100
5.2.4	Medida de los sensores de posición	100
5.2.5	Driver IR2110 y microcontrolador	103
5.3	Comprobación del cálculo del ángulo	104
5.4	Calibración del sensor de posición	105
6	Conclusiones	111
6.1	Conclusiones	111
6.1.1	Simulación	111
6.1.2	Componentes	112
6.2	Futuros trabajos	112
II	Anexos	121
1	Elección de los elementos de potencia	123
1.1	MOSFETS	123
1.1.1	Componentes	123
1.1.2	Calculos de potencia perdida	127
1.2	Antiparallel Body Diode	131
1.2.1	Componentes	131
1.2.2	Cálculos de calor del Antiparallel Body Diode	133
1.3	Cálculo de las resistencias térmicas de los disipadores de los MOSFETS	137
1.4	Cálculo de las resistencias térmicas de los disipadores de los Antiparallel Body Diode	141
III	Presupuesto	145

Lista de figuras

1.1	Imagen de uno de los primeros vehículos eléctricos [25]	3
1.2	Imagen del primer dispositivo propulsado por electricidad [26]	4
1.3	Primer vehículo en superar los 100km/h [25]	4
1.4	Imagen del Toyota Prius, primer vehículo híbrido del mercado [77]	5
1.5	Tesla Model 3 [34]	5
1.6	Esquema coche eléctrico [66]	6
1.7	Ilustración de los componentes principales de un vehículo eléctrico [86]	7
1.8	Esquema motor eléctrico DC [106]	7
1.9	Motor DC y vehiculo con motor DC	8
1.10	Esquema motor eléctrico de inducción	9
1.11	Motor de Inducción y vehiculo con motor de inducción	9
1.12	Esquema motor síncrono [91]	10
1.13	Motor síncrono (PMSM) y vehículo con motor síncrono	10
1.14	Equivalente eléctrico de una batería [73]	11
1.15	Dos ejemplos de baterías de litio	11
1.16	Ejemplo de un ciclo de carga de una batería de litio [46]	12
1.17	Representación eléctrica de un doble puente en H, elemento presente en todos los tipos de inversor DC-AC trifásicos [6]	12
1.18	Representación visual de una Smart-Grid [87]	13
1.19	Representación de una zona de autoconsumo [37]	13
1.20	Ilustración de los componentes principales del regulador de un vehículo eléctrico [86]	14
1.21	Controlador SEVCON GEN4 [72]	14
1.22	Esquema de conexiones de un BMS [8]	15
1.23	Ejemplo de cargador de moto eléctrica [50]	16

1.24	Ejemplo de curvas de par y potencia [38]	17
1.25	Esquema eléctrico del MOSFET e IGBT	18
1.26	Capacitancias internas del MOSFET	18
1.27	Ejemplo de aplicación de PWM en un inversor	19
1.28	Ejemplos de PWM con diferentes Duty Cycles [75]	19
1.29	Ejemplos de un PWM natural [1].	20
1.30	Ejemplos de un PWM Vectorial [101].	20
1.31	Ilustración de una antena y sus emisiones [2]	21
1.32	Ejemplo posibles emisores EMI comunes [36]	22
1.33	Imagen de un motor de inducción [79].	23
1.34	Gráfica torque-deslizamiento y corriente-deslizamiento [93].	23
1.35	Gráfica par-velocidad y potencia-velocidad de un motor de inducción [45]	24
1.36	Gráfica que muestra la variación de la curva de par con la frecuencia aplicada [5]	25
1.37	Imagen de la planta desacoplada de un motor de inducción [18]	26
1.38	Ejemplo del funcionamiento de un motor síncrono [70].	27
1.39	Ejemplo de la planta de un motor síncrono de bobina excitada [42].	27
1.40	Ejemplo de un esquema de un generador con turbina de vapor [9].	28
2.1	Imagen del motor ME-MS1718	31
2.2	Motor DC y vehiculo con motor DC	32
2.3	Ejemplo de la planta real de un estátor [41]	33
2.4	Monofásico equivalente de un motor síncrono en régimen permanente [23]	33
2.5	Planta equivalente de un motor síncrono en ejes vectoriales [42]	34
2.6	Planta equivalente de un motor síncrono en ejes vectoriales unitarios [42]	35
3.1	Imagen 3D del dsPIC33FJ32MC202 [98]	38
3.2	Esquema de pines del dsPIC33FJ32MC202 [74]	38
3.3	Imagen del dispositivo FT230X [43]	39
3.4	Esquema de conexión del dispositivo FT230X [43]	39
3.5	Imagen del sensor de intensidad usado	40
3.6	Imagen de un conversor NMA0515DC y NMA0515SC, de la misma gama que el NMA1212DC [94]	40
3.7	Esquema eléctrico de conexión	41
3.8	Gráfica Corriente(A) - Medida(mA) del sensor	42
3.10	Imagen del conector [105] y tabla de conexiones	43
3.11	Señal de salida del sensor	43
3.12	Señal del seno y tension inducida en una de las fases	44

3.13	Esquema de los pines del circuito LTC 1065 [97]	44
3.14	Gráfica de los tiempos de retardo para una frecuencia de corte de 10 KHz [97]	45
3.15	Imagen de la fuente de alimentación	46
3.16	Esquema de conexión del convertor DC/DC de 5 V [95]	46
3.17	Esquema de conexión del convertor DC/DC de 3.3 V [54]	46
3.18	Esquema de conexión de un doble puente en H de MOSFETS [6]	47
3.19	Modelo de un MOSFET [16]	47
3.20	Ejemplo del comportamiento de un MOSFET durante su encendido y apagado [90]	48
3.21	Ejemplo de encendido y apagado de un MOSFET con sus correspondientes pérdidas en cada estado [107]	49
3.22	Ejemplo de tabla con el factor de corrección de la resistencia de un MOSFET en función de la temperatura [60]	49
3.23	Ejemplo del esquema de conexión de un MOSFET con Antiparallel Body Diode [90]	52
3.24	Ejemplo de la refrigeración de un circuito electrónico [96]	54
3.25	Ejemplo de disipación de calor de un aparato con un disipador y refrigeración por aire [62]	54
3.26	Circuito térmico equivalente de un MOSFET y sus disipadores	55
3.28	Imagen del MOSFET [61] y tabla con los valores más importantes del IXFK300N20X3	56
3.29	Imagen de disipadores pertenecientes a la misma serie empleada [81]	56
3.30	Imagen de un modelo de ventilador de la misma serie que el empleado [7]	57
3.31	Datos extraídos de la ficha técnica del modelo IXFK300N20X3 [61]	58
3.32	Imagen de un Medio puente en H y su problema para activar el MOSFET del lado HIGH	58
3.33	Esquema de conexión del IR2110 extraído de la ficha técnica del producto [85]	59
3.34	Ejemplo de donde se colocan los condensadores en el inversor	59
3.35	Imagen de los condensadores empleados	60
3.36	Esquema eléctrico de los convertidores alimentados a 12 VDC.	61
3.37	Esquema eléctrico del convertor de 3.3V y el microcontrolador.	62
3.38	Esquema eléctrico de conexión de la placa con el programador.	62
3.39	Esquema eléctrico de los drivers del dispositivo	63
3.40	Esquema eléctrico del adaptador de comunicación FT230XS	64
3.41	Esquema eléctrico del filtrado de la señal proveniente del sensor de posición	65
3.42	Esquema eléctrico de las conexiones al sensor de posición	65
3.43	Esquema eléctrico de las conexiones del filtro LTC1065 de los sensores de intensidad	67
3.44	Esquema eléctrico de las conexiones del sensor de intensidad	68
3.45	Esquema eléctrico de las conexiones de los condensadores y los MOSFETS	69

3.46	Imagen de la planta baja del inversor sin sus componentes, solo las conexiones y orificios hechos.	70
3.47	Imagen de la placa del piso bajo del inversor con todos sus componentes	71
3.48	Imagen de la placa superior con todas las soldaduras hechas.	72
4.1	Diagrama de bloques del inversor.	74
4.2	Diagrama de bloques de potencia.	75
4.3	Diagrama de bloques de correspondiente a la rotación vectorial.	76
4.4	Diagrama vectores del doble puente en H [59]	78
4.5	Diagrama de bloques de potencia.	79
4.6	Diagrama de bloques del regulador de desacoplo.	81
4.7	Diagrama de bloques de la función de transferencia del control de par.	83
4.8	Diagrama de bloques de la función de transferencia del control de par con el criterio $I_d=0$	84
4.9	Ejemplo de respuesta del PI del eje d a un escalón unitario	85
4.10	Ejemplo de respuesta del PI del eje q a un escalón unitario	86
4.11	Ejemplo de respuesta del PI del par a un escalón unitario	86
4.12	Diagrama de bloques interno del regulador de desacoplo.	87
4.13	Esquema de la salida de tensión del controlador sin PWM.	87
4.14	Diagrama de bloques interno del regulador de desacoplo para intervalos de tiempo discretos.	88
4.15	Esquema de la salida de tensión del controlador con PWM.	88
5.1	Gráfica con las intensidades de referencia y reales.	90
5.2	Gráficas de par y velocidad extraídas de la simulación.	91
5.3	Gráfica con las intensidades de referencia y reales.	91
5.4	Gráfica con las intensidades de referencia y reales.	92
5.5	Gráficas de par y velocidad extraídas de la simulación.	93
5.6	Gráfica con las intensidades de referencia y reales.	93
5.7	Gráfica con el par en cada momento y el par de referencia.	95
5.8	Gráficas de intensidad extraídas de la simulación.	95
5.9	Gráfica con el par en cada momento y el par de referencia.	96
5.10	Gráfica con el par en cada momento y el par de referencia.	96
5.11	Gráficas de intensidad extraídas de la simulación.	97
5.12	Gráfica con el par en cada momento y el par de referencia.	98
5.13	Imagen de la placa con las alimentaciones funcionando.	99
5.14	Texto extraído del programa MPLAB.	99
5.15	Texto extraído del programa CoolTerm.	100

5.16	Imagen de la salida del filtro cuando la entrada es constante.	101
5.17	Imágenes medidas con el osciloscopio de las salidas del filtro a diferentes frecuencias.	101
5.18	Imagen de la salida del filtro cuando la entrada es constante.	102
5.19	Imagen de la salida del filtro cuando la entrada es constante.	102
5.20	Imágenes medidas con el osciloscopio de las salidas del filtro a diferentes frecuencias por encima de la frecuencia de corte.	103
5.21	Entrada y salida de la señal en el filtro.	103
5.22	Imagen de las medidas del osciloscopio de la entrada y salida del IR2110	104
5.23	Gráfica con las salidas del ángulo mecánico, seno y coseno eléctricos.	104
5.24	Gráfica con las medidas del sensor de posición.	105
5.25	Gráfica de dos periodos del seno y el número de muestras.	106
5.26	Gráfica de dos periodos del coseno y el número de muestras.	107
5.27	Gráficas del ángulo del sensor de posición.	107
5.28	Gráfica donde se muestra el sentido de giro del sensor contrario al del inversor.	108
5.29	Gráfica donde se muestra el sentido de giro del sensor ya corregido.	108
5.30	Gráfica donde se muestra el desfase existente.	109
5.31	Gráfica donde se muestra el desfase ya corregido.	109
1.2	Imagen del MOSFET [58] y tabla con los valores más importantes del IXFK220N17T2123	
1.4	Imagen del MOSFET [61] y tabla con los valores más importantes del IXFK300N20X3124	
1.6	Imagen del MOSFET [56] y tabla con los valores más importantes del IXFN320N17T2	124
1.8	Imagen del MOSFET [57] y tabla con los valores más importantes del IXFN360N15T3	125
1.10	Imagen del MOSFET [53] y tabla con los valores más importantes del AUIRFP4568	126
1.12	Imagen del MOSFET [55] y tabla con los valores más importantes del IXFK240N15T2	126
1.14	Imagen del MOSFET [60] y tabla con los valores más importantes del IXFK240N25X3	127
1.16	Imagen del diodo [103] y tabla con los valores más importantes del VS-QA250FA20	131
1.18	Imagen del diodo [52] y tabla con los valores más importantes del IDW75D65D1	132
1.20	Imagen del diodo [51] y tabla con los valores más importantes del IDW100E60	132

Lista de tablas

2.1	Datos del motor	32
2.2	Valores base	35
2.3	Valores de la planta en unitarias	35
3.1	Conexionado de los pines	43
3.2	Valores eléctricos del MOSFET IXFK300N20X3	56
1.1	Valores eléctricos del MOSFET IXFK220N17T2	123
1.2	Valores eléctricos del MOSFET IXFK300N20X3	124
1.3	Valores eléctricos del MOSFET IXFN320N17T2	124
1.4	Valores eléctricos del MOSFET IXFN360N15T3	125
1.5	Valores eléctricos del MOSFET AUIRFP4568	126
1.6	Valores eléctricos del MOSFET IXFK240N15T2	126
1.7	Valores eléctricos del MOSFET IXFK240N25X3	127
1.8	Valores eléctricos del diodo VS-QA250FA20	131
1.9	Valores eléctricos del diodo IDW75D65D1	132
1.10	Valores eléctricos del diodo IDW100E60	132
11	Tabla de precios de los componentes	147
12	Precio total	147

MEMORIA



Capítulo 1

Introducción

1.1 Introducción



Figura 1.1: Imagen de uno de los primeros vehículos eléctricos [25]

Los vehículos eléctricos llevan existiendo mucho tiempo, pero es estos últimos años cuando ha aumentado su presencia, sobre todo en lugares urbanos, donde sus cualidades de bajo ruido y nulas emisiones hace que sean idóneos para conducir por la ciudad. El primer dispositivo eléctrico fue creado en 1834, aunque este, no podía transportar el propio peso de sus baterías y solo podía moverse haciendo círculos, pero sin embargo permitió demostrar que se podían desplazar masas con electricidad. El considerado primer vehículo eléctrico llego seguidamente pero no era fiable y carecía de autonomía suficiente. Fue en 1897 cuando estos vehículos se empezaron a vender, se vendieron en Filadelfia, Estados Unidos por Electric Wagon y Wagon Company y fueron los primeros taxis utilizados en esa ciudad.

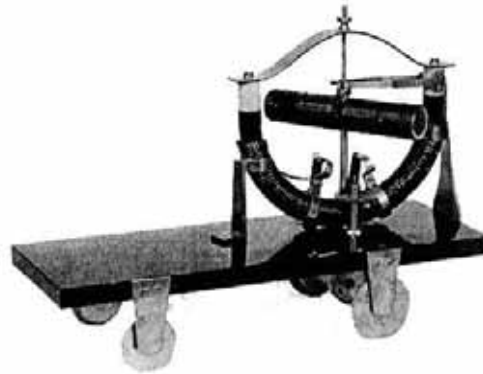


Figura 1.2: Imagen del primer dispositivo propulsado por electricidad [26]

Los vehículos eléctricos son considerados los primeros vehículos, y en sus comienzos era el tipo de transporte mas utilizado por encima del de vapor y el de gasolina al no necesitar ayuda en el arranque y ser muy silenciosos, llegando a ser el primer vehículo en superar los 100km/h. Estas principales características hacían que a inicio del siglo XIX estos fueran los mas empleados por las burguesías y que estuviera considerado el futuro del transporte, contruyendose líneas de trenes eléctricos en muchos países.



Figura 1.3: Primer vehículo en superar los 100km/h [25]

Sin embargo, este auge se vio interrumpido con el crecimiento del motor de combustión debido al abaratamiento de costes de combustible al encontrarse pozos de petroleo en el sur de Estados Unidos, el abaratamiento de los costes de producción gracias al montaje en serie introducido por Henry Ford, y por ultimo, la patente desarrollada por Charles Kettering que permite el arranque eléctrico del motor de combustión. Estos factores unidos a los problemas de autonomía de los coches eléctricos hace que estos sean superados por los de combustión. Finalmente, el vehículo de combustión es el que se impuso como el principal tipo de transporte frente al eléctrico, y a lo largo del tiempo fue mejorando hasta nuestros días reduciendo sus principales problemas como el ruido o el consumo, dejando al coche eléctrico como un tipo de transporte residual y sin capacidad de competir con el de combustión.

Actualmente el vehículo de combustión sigue siendo el predominante medio de transporte, pero con los actuales desarrollos de batería,s la contaminación cada vez mas presente forzando a todos los países a unir esfuerzos para reducirla, como se observa en los tratados de Tokio y París, y el encarecimiento del combustible, se está volviendo a invertir en coches eléctricos. De

este cambio de mentalidad y objetivos se pueden poner como los ejemplos que mas demuestran esto son el Toyota Prius, que introdujo el coche híbrido en el mercado de coches, y la marca Tesla, que afianzo el concepto de coche eléctrico como vehículo del presente y del futuro y como la mejor apuesta para reducir la contaminación, además de demostrar que puede competir con los coches de alta gama en estética y esta cercano en prestaciones.



Figura 1.4: Imagen del Toyota Prius, primer vehículo híbrido del mercado [77]



Figura 1.5: Tesla Model 3 [34]

El principal problema que tiene el coche eléctrico en comparación con el de combustión es que este presenta dificultades con la autonomía y los tiempo de recargas de las baterías son aún muy grandes en comparación al coche de combustión. Estos últimos pueden superar los 1000km sin parar y con tiempos de repostaje de minutos, mientras que los eléctricos no llegan a los 500 km y con unos tiempos de recarga de media hora en modo carga rápida, y con el problema añadido de que hay pocos puntos de carga aun. Estos problemas los está empezando a subsanar consiguiendo cada vez mejores baterías, que soporten corrientes de carga mayores y puedan almacenar mas energía en el mismo volumen.

1.2 Elementos del vehículo eléctrico

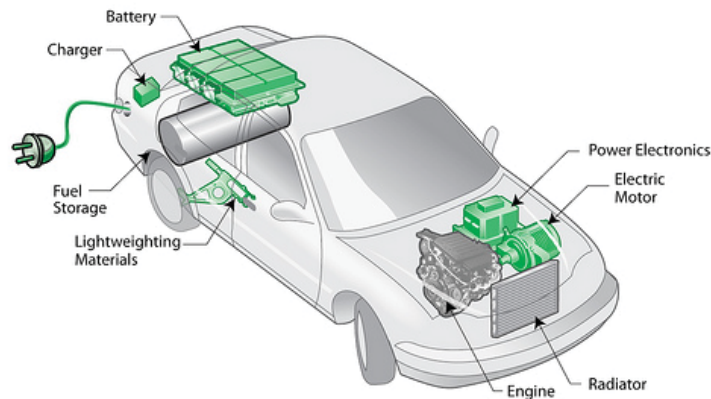


Figura 1.6: Esquema coche eléctrico [66]

Respecto a las partes que componen el vehículo eléctrico encontramos:

- **Motor eléctrico:** Es el mecanismo que produce el movimiento del coche transformando la energía eléctrica que recibe en rotación mecánica. Los motores eléctricos pueden ser de corriente alterna o de corriente continua.
- **Baterías:** El equivalente al depósito de gasolina en los coches de combustión. Es el artefacto que se encarga de acumular la energía eléctrica que alimenta el motor. Suele emplearse celdas de polímero de litio, celdas de muy alta densidad energética, pero peligrosas de manejar.
- **Controlador o inversor:** Es el dispositivo que se encarga de gestionar la energía que recibe el motor eléctrico cambiando los voltajes de continua o pasando a corriente alterna. Es el elemento situado entre el motor y las baterías que se encarga de manejar los flujos de potencia en ambas direcciones.
- **BMS: Battery Management System.** Conjunto de hardware y software que monitoriza el estado de las baterías y evita su sobre-carga y sobre-descarga, así como controla su temperatura para proteger las celdas.
- **Cargador:** El dispositivo que se encarga de recargar la energía de las baterías desde la red. Puede hacer cargas de distintas velocidades en función de si se desea conservar la vida de las baterías o se desea cargar lo mas rápido posible.
- **Transmisión y reductora:** Se encarga de transmitir el movimiento desde el motor hasta las ruedas y reducir la velocidad y aumentar el par que el motor transmite a las ruedas.



Figura 1.7: Ilustración de los componentes principales de un vehículo eléctrico [86]

1.2.1 Motor eléctrico

Los motores eléctricos se componen por dos partes, rotor y estátor, su funcionamiento es común en todos los tipos de motores eléctricos y consiste en conseguir que el campo magnético del rotor nunca esté alineado con el del estátor. Para hacer que el campo magnético no se alinee nunca se puede lograr con una conmutación de forma mecánica o eléctrica. En la actualidad existen motores de flujo radial y de flujo axial, pero en este proyecto solo se tratarán los de flujo radial al ser los mas empleados en la actualidad y ser el que e va a emplear en el diseño, aunque los controles y diagramas eléctricos son semejantes.

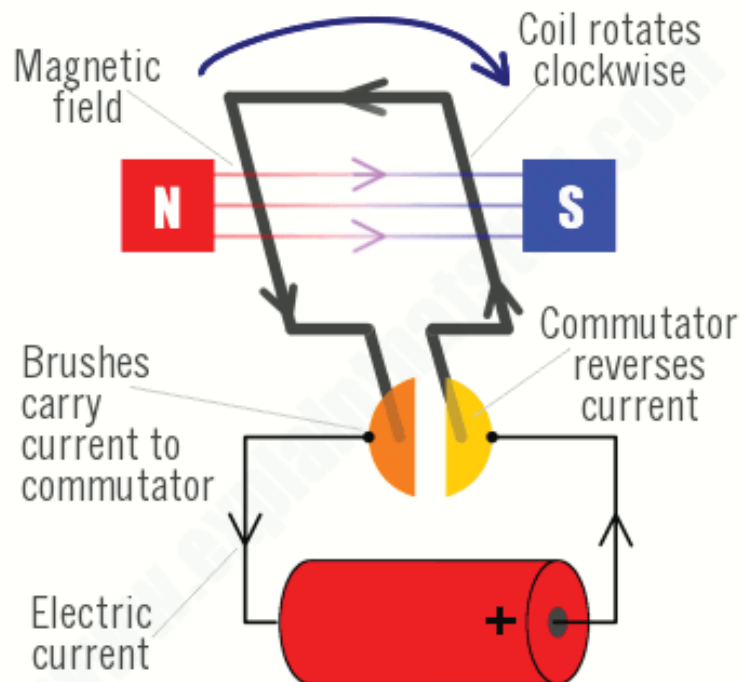


Figura 1.8: Esquema motor eléctrico DC [106]



Los vehículos eléctricos, tanto coches como motos usan motores eléctricos como bien dice su nombre. Tradicionalmente se vienen usando motores de corriente continua (DC). Estos dispositivos están formados típicamente por un imán permanente o un único bobinado en cobre en el estátor y varios bobinados en el rotor dispuestos de forma uniforme alrededor de este. Al aplicar corriente en el rotor y en el estátor en caso de que este último no sea de imanes permanentes, se inducen campos magnéticos no alineados que producen un torque. A medida que el rotor gira tratando de alinearse con el estátor, se produce una conmutación mecánica con unas escobillas que hace que se alimente la siguiente bobina del rotor, y así sucesivamente consiguiendo que el ángulo entre ambos flujos se mantenga constante.

Debido a la alta inductancia de los motores al consistir estos principalmente de una bobina enrollada, la conmutación producida por las escobillas provoca arcos eléctricos. Estos arcos dañan las escobillas y hace que los motores DC tengan que ser revisados cada poco tiempo y que su vida útil no dure mucho.



(a) Motor DC [11]



(b) Citycar, vehículo eléctrico con motor DC [65]

Figura 1.9: Motor DC y vehiculo con motor DC

Actualmente los motores DC han caído en desuso para aplicaciones en automóviles de uso domestico debido a que necesitan mantenimiento con demasiada frecuencia, si bien aún se siguen usando en vehículos menores, como los carritos de golf, dado a que son baratos de controlar. Hoy en día se usan motores de corriente alterna, que nos permite prescindir de las escobillas y conseguir un mantenimiento menor, pero son mas complejos de controlar. Estos motores consiguen mediante corriente monofásica o polifásica hacer rotar el flujo magnético del rotor o el estátor para conseguir generar el giro necesario.

Existen dos tipos de máquinas alternas, las sincronías y de inducción, que funcionan gracias a la corriente alterna que reciben de la red o en caso del vehículo eléctrico de un inversor. Estos motores disponen de bobinas distribuidas uniformemente con una colocación que depende del numero de fases con el que opere el motor. Los motores de inducción son motores que funcionan sin imanes permanentes ni electro imanes, el flujo se genera gracias a la inducción provocada por la variación del campo eléctrico generalmente desde el estátor al rotor. Las máquinas de inducción típicas de los vehículos eléctricos suelen tener refrigeración líquida para tratar de disminuir sus dimensiones y no presentan escobillas para el arranque sino que este se realiza directamente desde el controlador.

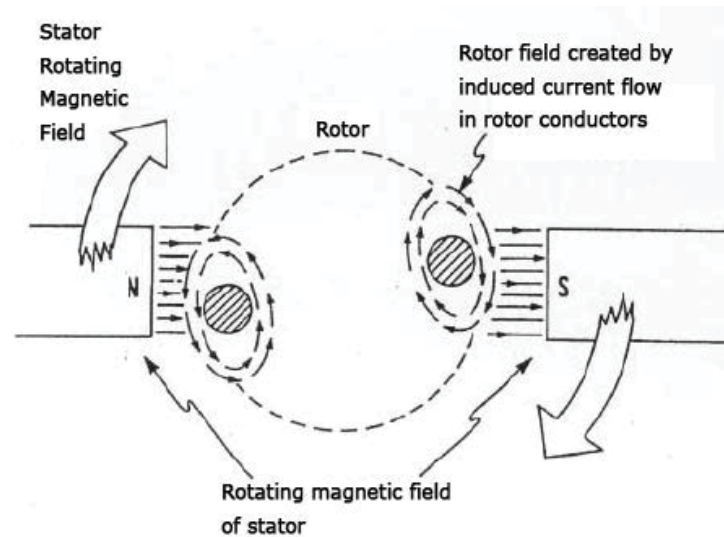


Figura 1.10: Esquema motor eléctrico de inducción [13]

Las ventajas de los motores de inducción con respecto a los síncronos en los vehículos eléctricos es que éstos no pueden perder sincronismo, lo que los hace mas seguros, y no usan imanes permanentes. Estos imanes suelen ser de neodimio, un material que produce un potente campo magnético, pero su extracción contamina mucho y es muy escaso, siendo China las productora del 97% total de la producción anual lo que la convierte prácticamente la única productora mundial de este material. Las desventajas de la máquina de inducción son su peor rendimiento y menor densidad de potencia (KW/m^3).



(a) Motor de inducción [47]



(b) Tesla Model S [22]

Figura 1.11: Motor de Inducción y vehiculo con motor de inducción

Los motores síncronos se caracterizan por llevar situados en el rotor o estátor un imán permanente o electro-imán. En el caso de los vehículos eléctricos, estos imanes suelen ser permanentes de neodimio, ya que permiten un campo magnético constante e invariable sin tener pérdidas en el cobre como los electro-imanés, lo cual permite que las dimensiones del motor sean menores y tenga mejores rendimientos. Los imanes de neodimio son escasos, difíciles de extraer y muy contaminantes, como se ha dicho anteriormente. Estos últimos años su construcción se ha venido popularizando con el abaratamiento de los imanes y el desarrollo tecnológico de sus controladores.

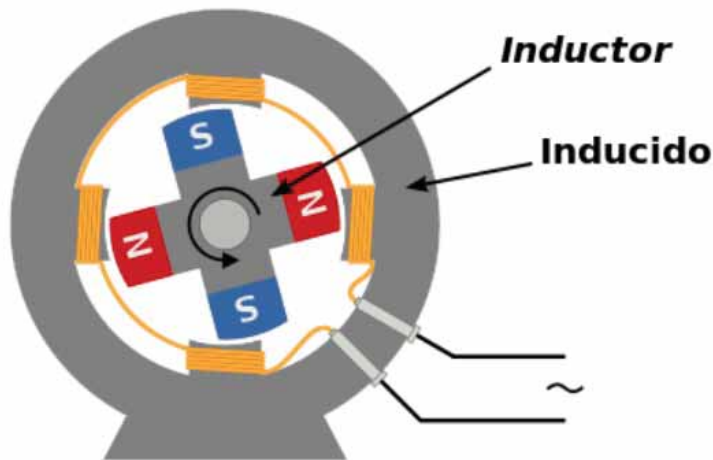


Figura 1.12: Esquema motor síncrono [91]



(a) PMSM [11]



(b) Energica Ego 45, motocicleta de edición limitada que integra un motor PMSM de 100 Kw [99]

Figura 1.13: Motor síncrono (PMSM) y vehículo con motor síncrono

1.2.2 Baterías

Las baterías son el elemento de el vehículo eléctrico donde se almacena la energía que se suministra al motor y se comportan eléctricamente como una fuente de tensión con una pequeña resistencia en serie. Cada paquete de baterías se compone de varias celdas puestas en serie y en paralelo para lograr el voltaje(V) y la capacidad(Ah) deseada en función del motor. Existen diferentes tipo de químicas para las baterías, cada una con sus propiedades, como precio, duración, resistencia o capacidad máxima de descarga, aunque las baterías mas típicas en los vehículos eléctricos, son las de litio.

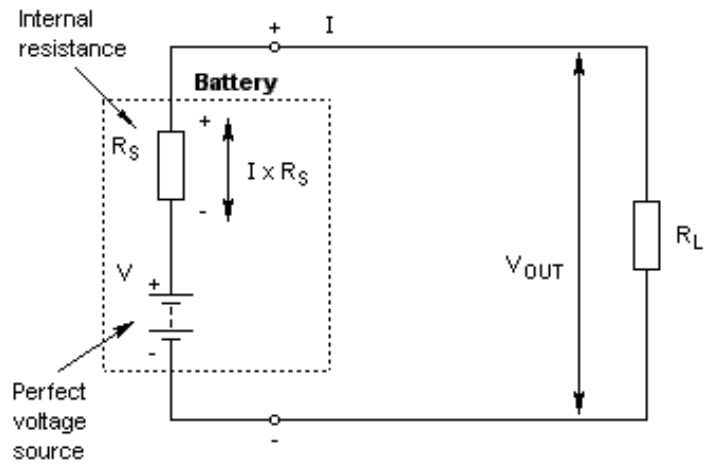


Figura 1.14: Equivalente eléctrico de una batería [73]

Las baterías de litio se caracterizan por presentar una alta capacidad(Ah) y unas altas corrientes de descarga, pero son muy peligrosas en su manipulación, ya que en caso de no cumplirse sus estrictas especificaciones corren riesgo de estallar en llamas. Este tipo de celdas se tienen dos variantes, el polímero de litio o el ion de litio. Las baterías de polímero de litio son las que presentan mayor densidad de energía(Wh), pero hay que prestar especial cuidado en su dilatación, ciclos de uso y carga e intensidades de carga y descarga para evitar deteriorar las baterías. Sin embargo, las células de ion de litio se presentan en celdas de aluminio y tienen unos rangos de operación mas amplios y una mayor robustez, perdiendo a cambio capacidad máxima de carga.



(a) Batería XALT de polímero de litio [44] (b) Celdas de ion-litio de 3ª generación producidas por TESLA [76]

Figura 1.15: Dos ejemplos de baterías de litio

Dada a la fragilidad de estas baterías, tienen un proceso de carga particular, donde se tiene que cargar primero a intensidad constante hasta alcanzar un cierto valor de voltaje y después mantener ese valor de voltaje hasta que la intensidad se reduzca lo suficiente, típicamente hasta que sea un 1% la intensidad nominal. Las intensidades de carga suelen variar en función de las recomendaciones del fabricante, siendo la recomendada generalmente $0.5C$ es decir, la mitad de la intensidad nominal si lo que se quiere es que la batería dure lo máximo posible, y los tiempos de carga son de entorno a 2 horas. Actualmente las nuevas baterías que se fabrican permiten una carga rápida con intensidades de $2C$, o lo que es lo mismo, el doble de la intensidad nominal,

lo que significa que los tiempos de carga se reducen a media hora, pero las baterías se deterioran mas rápido, por lo que es un proceso de carga que se recomienda usar solo puntualmente.

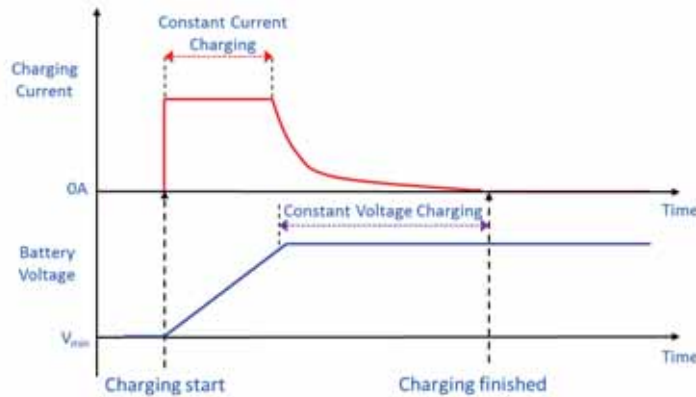


Figura 1.16: Ejemplo de un ciclo de carga de una batería de litio [46]

1.2.3 Controlador o inversor

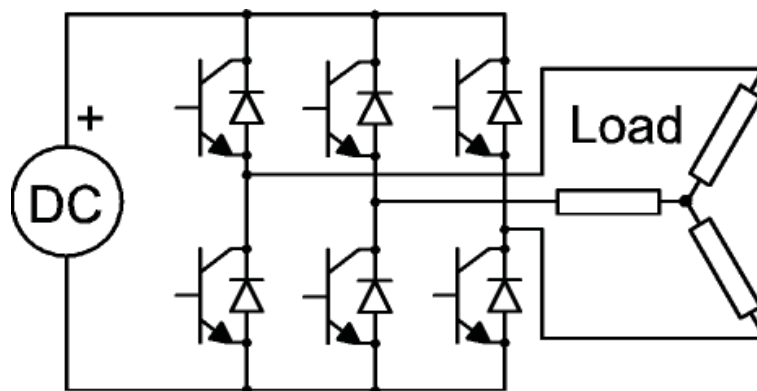


Figura 1.17: Representación eléctrica de un doble puente en H, elemento presente en todos los tipos de inversor DC-AC trifásicos [6]

El controlador es el elemento que se encarga de manejar el motor eléctrico, recibe la energía en continua proveniente de las baterías y en función de las referencias de par, velocidad o posición del motor introducidos, alimenta el motor de inducción con corriente alterna. Pertenecen a la categoría de la electrónica de potencia a la rama de los convertidores DC-AC o inversores, que permiten convertir energía continua en alterna monofásica o trifásica.

El uso de inversores va en aumento con el desarrollo de la electrónica de potencia, donde el abaratamiento y la mejora de los semiconductores han permitido el crecimiento de esta tecnología. Pese a las mejoras y progresos que han habido, estos dispositivos siguen siendo caros a altas potencias y con bastantes pérdidas.

Los convertidores DC-AC tienen múltiples usos aparte del vehículo eléctrico, si bien uno de sus principales usos es hacer girar los motores eléctricos. Los inversores también se usan en aplicaciones de transmisión de potencia en redes eléctricas. Con el desarrollo de las Smart-Grids, estos dispositivos tienen cada vez mayor presencia en las redes de distribución de potencia.

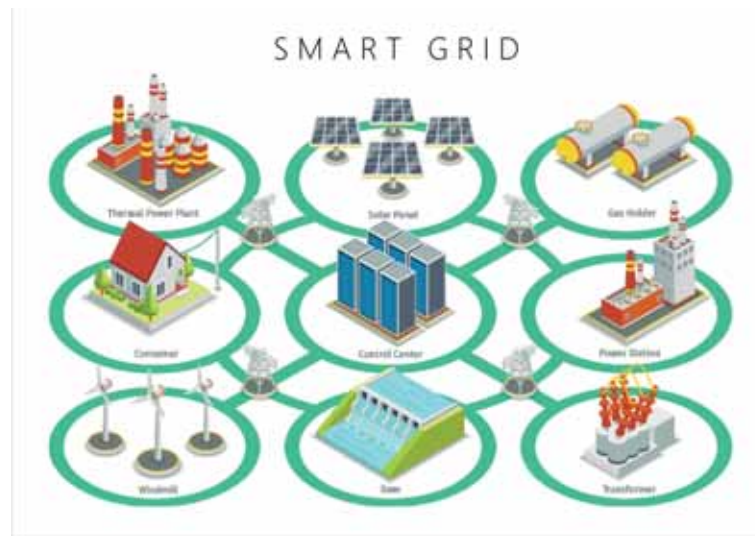


Figura 1.18: Representación visual de una Smart-Grid [87]

Algunos de las principales aplicaciones son en la integración de las energías renovables, donde permiten transmitir la energía eléctrica de corriente continua producida por las centrales fotovoltaicas a las redes de distribución y el manejo de los aerogeneradores eólicos. También se usan para regular flujos de corriente en las líneas y para permitir alimentar zonas aisladas.

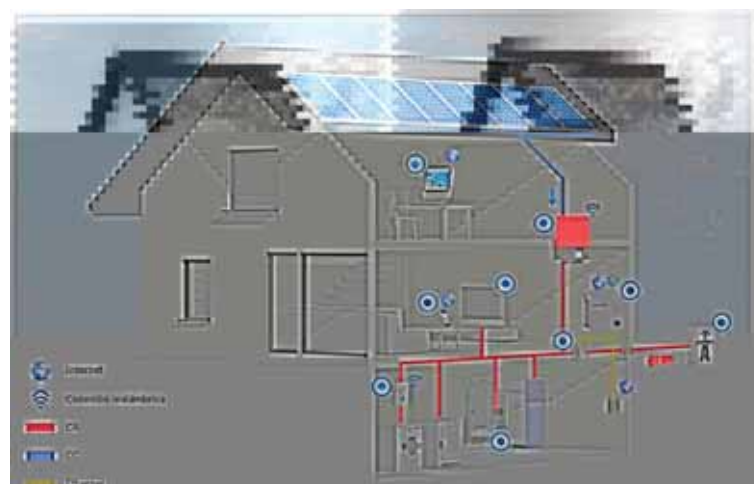


Figura 1.19: Representación de una zona de autoconsumo [37]

Los inversores también permiten introducir las baterías en la red eléctrica para poder almacenar la energía que se producen en momentos de baja de demanda para poder luego liberarla en instantes donde la demanda es mas alta y la producción se encarece. Ésto quiere decir que se puede almacenar la generación solar sobrante para momentos de mayor demanda, y con ello aprovechar mejor las energías renovables.



Figura 1.20: Ilustración de los componentes principales del regulador de un vehículo eléctrico [86]

Respecto a los controladores de los vehículos eléctricos, permiten manejar motores de corriente alterna a través de baterías, que son de corriente continua. Gracias al desarrollo de estos dispositivos, se permitió el uso de motores de alterna en lugar de motores DC. Este tipo de controladores buscan ser eficientes y de menor tamaño posible, pudiendo tener disipación por aire o líquida.



Figura 1.21: Controlador SEVCON GEN4 [72]

1.2.4 BMS

El BMS o Battery Management System es el dispositivo electrónico que se encarga de proteger las celdas de las baterías. Es un elemento necesario en los vehículos eléctricos ya que protegen las celdas, que son el elemento más delicado del coche.

El BMS protege las celdas midiendo los voltajes de cada celda y las intensidades de salida durante su carga y descarga. Durante la descarga, se encarga de controlar que las celdas no bajen

del valor mínimo de funcionamiento normal y de que no se exceden las intensidades máximas de éstas, llegando a cortar la alimentación en caso de ser necesario. Durante la carga, el BMS sigue teniendo la función de protección de las celdas en caso de superarse valores de voltaje o intensidad máximo, pero además, se encarga de comunicarse con el cargador del coche para indicarle el tipo de carga que necesita, si a intensidad voltaje constante, e indicando los valores necesarios de esto para hacer una carga apropiada.

Dado que en los coches eléctricos las baterías empleadas actualmente son las de litio, su modo de carga debe de ser primero a intensidad constante y después a tensión constante cuando se alcanza unos ciertos valores en sus celdas. El BMS además se encarga de evitar que las celdas se carguen de manera desigual, ya que las celdas de los extremos tienden a cargarse mas rápido que las del centro. Esta diferencia es pequeña, pero a medida que se acumulan ciclos de carga, la diferencia se va acumulando y provoca que las baterías no se puedan cargar hasta su máximo, ya que las celdas de los extremos llegan a su voltaje máximo antes durante las cargas y las celdas intermedias llegan a sus valores mínimos mas rápido mientras se descargan.

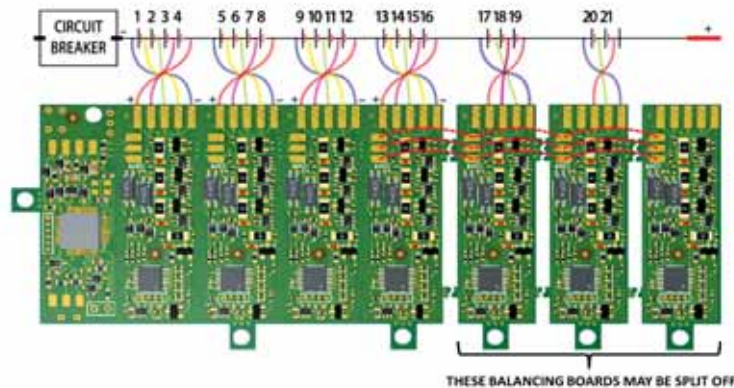


Figura 1.22: Esquema de conexiones de un BMS [8]

1.2.5 Cargador

El cargador se encarga de suministrar energía desde una fuente externa a la batería durante el proceso de carga. Los cargadores pueden estar integrados en el vehículo como es el caso de los coches, o ser externo a éste, como en las motos, donde depende unicamente de criterios de distribución de espacios y pesos. Los cargadores pueden ser alimentados por trifásica, monofásica o de corriente continua, dependiendo del modelo, y se comunican con el BMS para dar la intensidad o tensión necesarias para la batería.



Figura 1.23: Ejemplo de cargador de moto eléctrica [50]

1.2.6 Transmisión y reductora

Los vehículos eléctricos no tienen la necesidad de llevar caja de cambios, ya que los motores eléctricos pueden funcionar desde 0 *rpm* sin ningún inconveniente siempre que este dentro de sus valores máximos de funcionamiento y las curvas de debilitamiento de campo. En la Figura 1.24 se puede apreciar un ejemplo de el debilitamiento de campo cuando la línea roja deja de dar el torque máximo de 100%. Este fenómeno se debe a que debido al giro de los imanes, se induce un voltaje en el estátor que es lineal a la velocidad y por lo tanto el inversor llega a un momento en el que no puede alcanzar la intensidad necesaria que requiere el par.

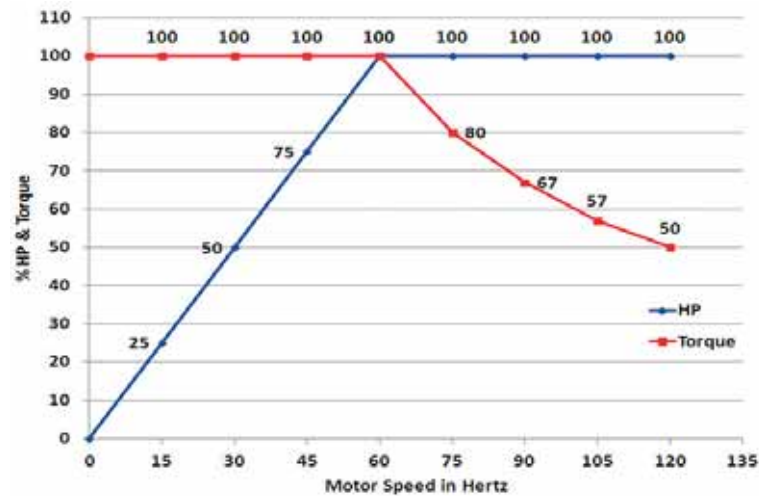


Figura 1.24: Ejemplo de curvas de par y potencia [38]

Las máquinas eléctricas pueden funcionar en cualquier posición por debajo de la curva de par, desde el arranque hasta su velocidad punta, a diferencia de los motores de combustión que solo pueden funcionar dentro de un rango de velocidades y un rango de par, por lo que es necesario añadirles una caja de cambios para que puedan funcionar correctamente.

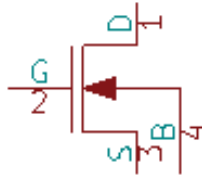
En conclusión, la caja de cambios es un elemento opcional en el vehículo eléctrico que se puede introducir si se quiere mayor par en el arranque y una mayor velocidad punta después. Es decir, no caer en debilitamiento de campo tan pronto.

1.3 Estado de la técnica

En esta sección repasaremos los elementos y al teoría que permiten el funcionamiento de los inversores, además de tratar el funcionamiento de los inversores actuales:

1.3.1 Semiconductores: MOSFETS e IGBT

Los MOSFETS e IGBT son unos tipos de transistores empleados en la electrónica de potencia que se caracterizan por tener un diodo en antiparalelo que permite que el semiconductor pueda conducir corriente en ambos sentidos. Este diodo en el caso de los MOSFETS existe debido a las propiedades propias del dispositivo [110] [29], mientras que en los IGBT ese diodo se añade después.



(a) MOSFET



(b) IGBT

Figura 1.25: Esquema eléctrico del MOSFET e IGBT

Los MOSFET o transistores de efecto campo son dispositivos que se activan cuando tienen un voltaje suficiente V_{GS} , debido a que la entrada GS actúa como un condensador. Los IGBTs sin embargo, necesitan de una intensidad I_{23} suficiente para activarlo. Dado a esto, los IGBTs suelen tener más pérdidas que los MOSFETs.

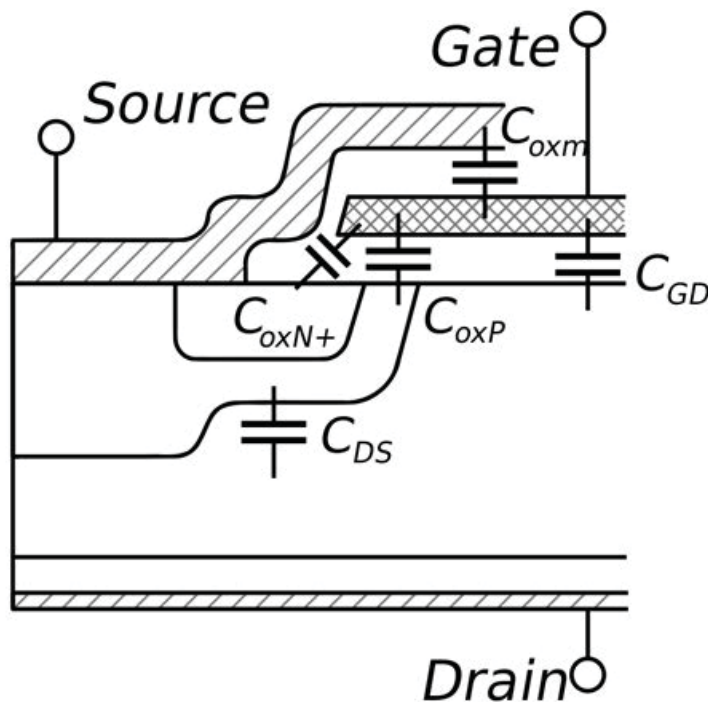


Figura 1.26: Capacitancias internas del MOSFET

En electrónica de potencia, los MOSFETs tienen mayor velocidad de activación, robustez y menos pérdidas, además de un precio menor, por lo que siempre que están disponibles suelen ser la mejor opción. Sin embargo, los MOSFETs no suelen soportar altos voltajes, por lo que los IGBTs tienen más presencia en inversores de alto voltaje, como por ejemplo en los aerogeneradores.



1.3.2 PWM

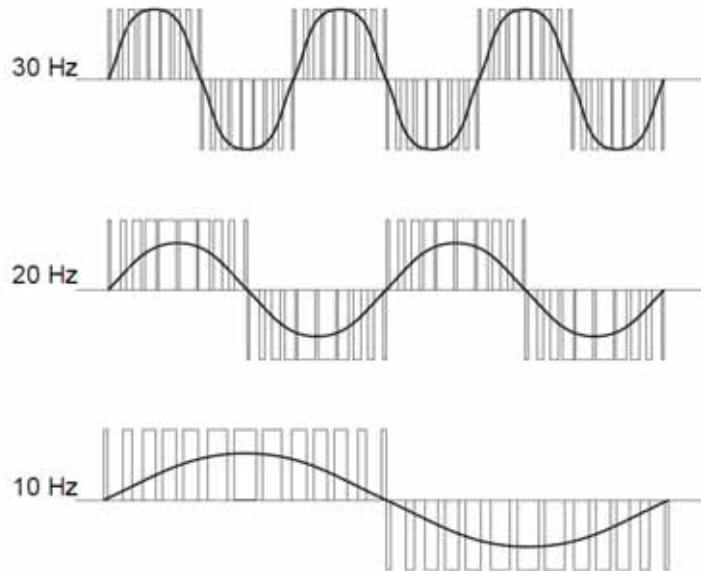


Figura 1.27: Ejemplo de aplicación de PWM en un inversor

PWM o Pulse Width Modulation es un método empleado para conseguir voltajes variables a partir de voltajes fijos como el de una batería o una fuente de tensión. Su principio consiste en generar pulsos de una cierta longitud (Duty Cycle) con una frecuencia fija para conseguir que el valor medio de estos pulsos sea el valor deseado:

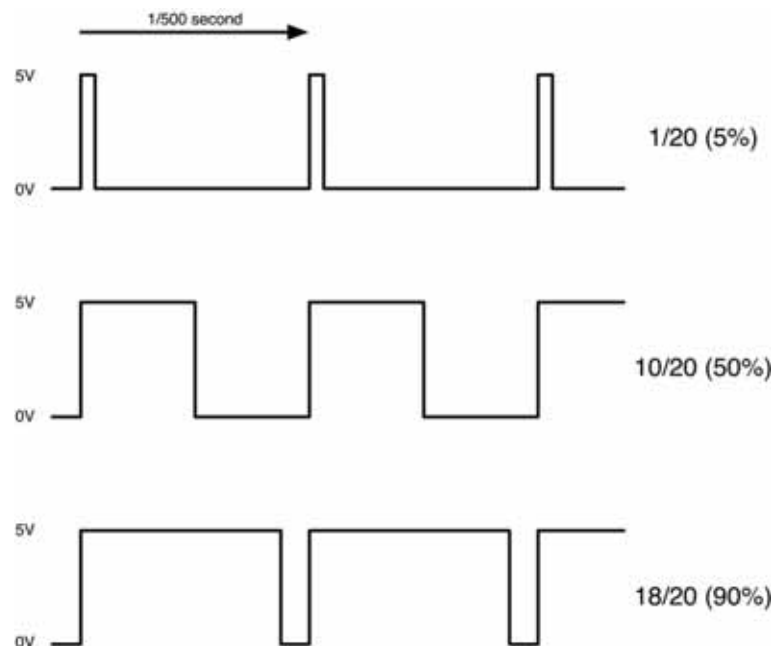


Figura 1.28: Ejemplos de PWM con diferentes Duty Cycles [75]

En sus inicios, los inversores eléctricos empleaban un PWM natural, que consistía en generar una onda senoidal a la frecuencia que se desea generar la trifásica y una onda triangular con la frecuencia de conmutación. Ambas ondas se comparan obteniéndose de ellas un PWM como se ve en la Figura 1.29

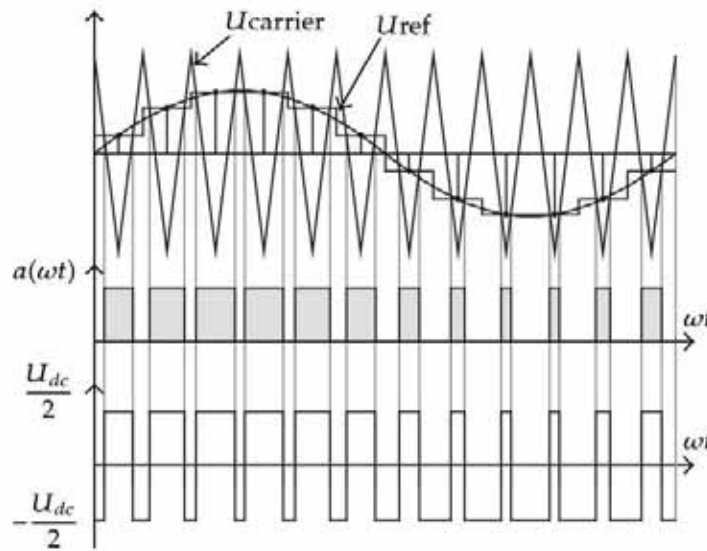


Figura 1.29: Ejemplos de un PWM natural [1].

Hoy en día, para hacer un control más preciso se emplea el PWM Vectorial, que como se ve en la Figura 1.30, consiste en descomponer el vector de tensión en polares sobre los vectores que corresponden a las posiciones de los transistores, y la superposición de ellos es el equivalente al vector descompuesto.

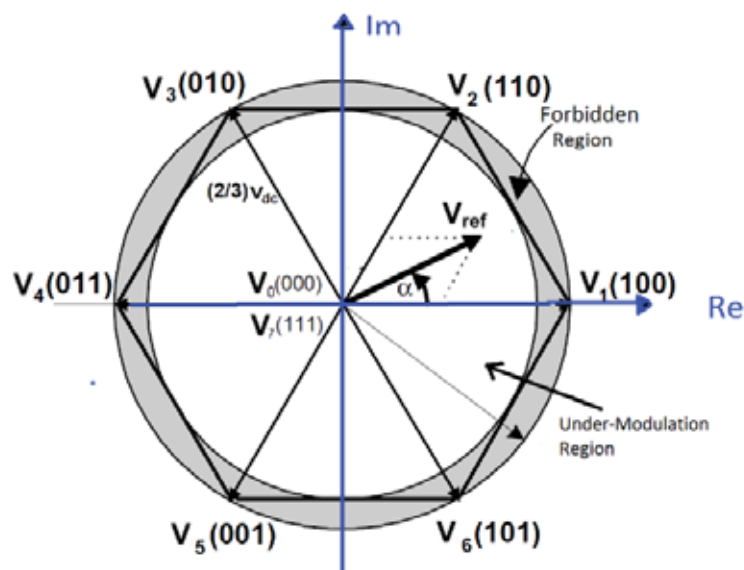


Figura 1.30: Ejemplos de un PWM Vectorial [101].

Tal y como se ilustra en la Figura 1.30 y que sucede en ambos tipos de PWM, la salida senoidal equivalente del PWM tiene un límite en el voltaje máximo de salida en condiciones normales de trabajo, este límite es el límite de la zona de Under-Modulation. Este voltaje se puede superar entrando en la denominada Forbidden Region, pero supone introducir muchos armónicos en el motor, los cuales pueden llegar a dañarlo.

1.3.3 EMI

Las EMI (Electro-Magnetical Interference) son emisiones de campos electromagnéticos que se generan cuando hay campos magnéticos o corrientes eléctricas variables. El electromagnetismo es el elemento empleado para las comunicaciones a distancia como la telefonía móvil. Sin embargo también es un ruido generado por las conmutaciones o la corriente alterna.



Figura 1.31: Ilustración de una antena y sus emisiones [2]

Este fenómeno afecta a la electrónica ya que induce tensiones no deseadas en su interior que pueden afectar al dispositivo. Estas emisiones están muy reguladas con normas cada vez más escritas. Sin embargo, siempre hay emisiones ya sea de manera natural como la radiación solar o de forma artificial como con la electrónica.

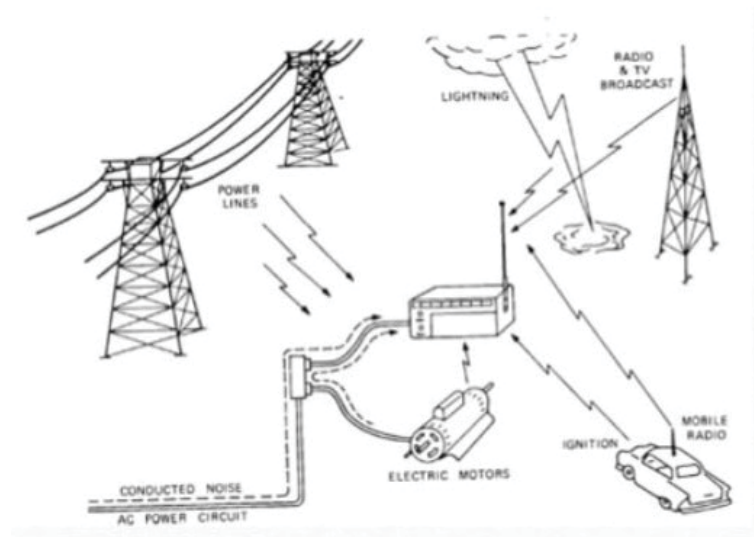


Figura 1.32: Ejemplo posibles emisores EMI comunes [36]

Para el diseño de dispositivos eléctricos hay que tratar de reducir las emisiones, pero a la vez evitar que la radiación exterior interfiera en el dispositivo. Para lograr esto, se hacen los mismos estudios que en las antenas de telecomunicación pero a la inversa, es decir, buscar la menor emisión y recepción electromagnética posible.

Algunos de los puntos seguidos para el diseño son los siguientes:

- Colocar los cables positivo y negativo lo mas juntos posible.
- Colocar una única toma de tierra.
- Encerrar el dispositivo en una caja de aluminio, hierro o cobre en función de la frecuencia de las EMI.
- Separa las zonas sensibles de las zonas emisoras (electrónica de control de la de potencia).
- Acortar al máximo la longitud de los conductores.
- Colocar en las entradas de alimentación condensadores para filtrar los ruidos.
- Cuando la intensidad pueda circular a impulsos, filtrar la entrada de esa corriente para evitar que esos pulsos emitan ruido EMI.

1.3.4 Controladores de motores de inducción

El motor de inducción es un tipo de motor eléctrico que no necesita de girar a la misma frecuencia eléctrica de alimentación para poder funcionar. Funciona gracias al flujo magnético que se inducen en el rotor o estátor bobinado que tienen un desfase con respecto al flujo generado en el lado de la alimentación.

AC permanent-magnet motor cutaway



Figura 1.33: Imagen de un motor de inducción [79].

Esta característica hace que no haya riesgo de perder sincronismo con el motor, pero puede disparar los consumos de electricidad si la frecuencia de alimentación es muy elevada, como se ve a continuación:

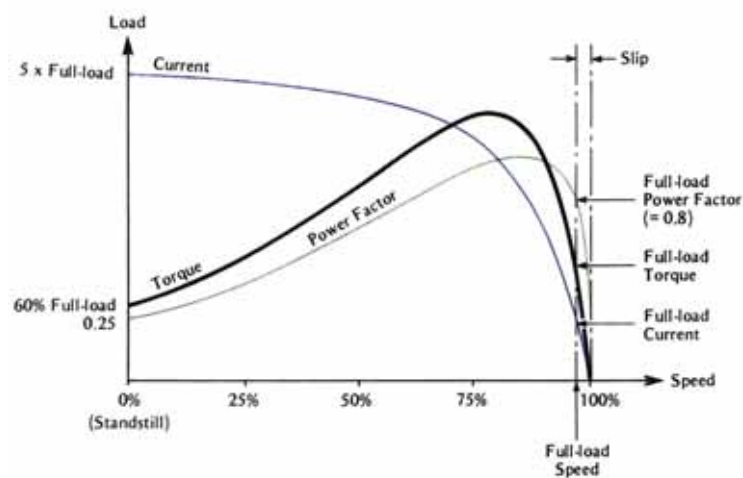


Figura 1.34: Gráfica torque-deslizamiento y corriente-deslizamiento [93].

Como se ve en la Figura 1.34, la corriente aumenta con el deslizamiento y el torque también, pero solo hasta que se llega hasta cierto punto, donde el par decrece pero la intensidad sigue



subiendo. Para el control de este tipo de motores se pueden hacer estrategias de flujo constante o control con vectores espaciales:

Control escalar V-f

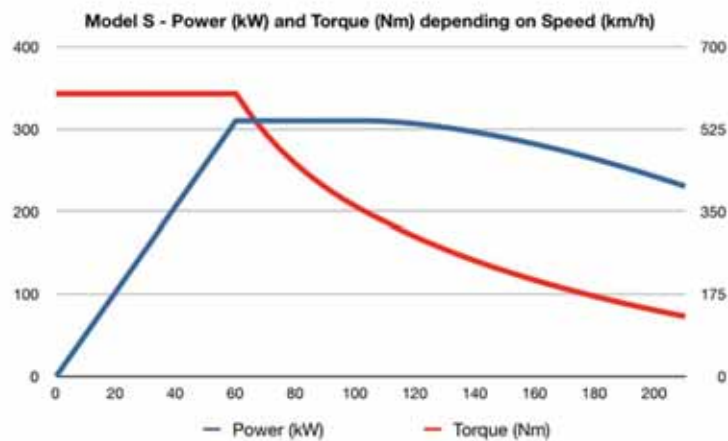


Figura 1.35: Gráfica par-velocidad y potencia-velocidad de un motor de inducción [45]

Esta estrategia trata de mantener la relación de flujo magnético constante de la siguiente forma:

$$\lambda = \frac{V}{f_{motor}} = cte \quad (1.1)$$

Esta fórmula supone que manteniendo el flujo (λ) constante, podemos mantener el par ejercido constante. Esto significa que manteniendo la relación, somos capaces de mover la siguiente curva de par deslizamiento, ya que estamos manteniendo un mismo deslizamiento durante todo el proceso (Figura 1.36).

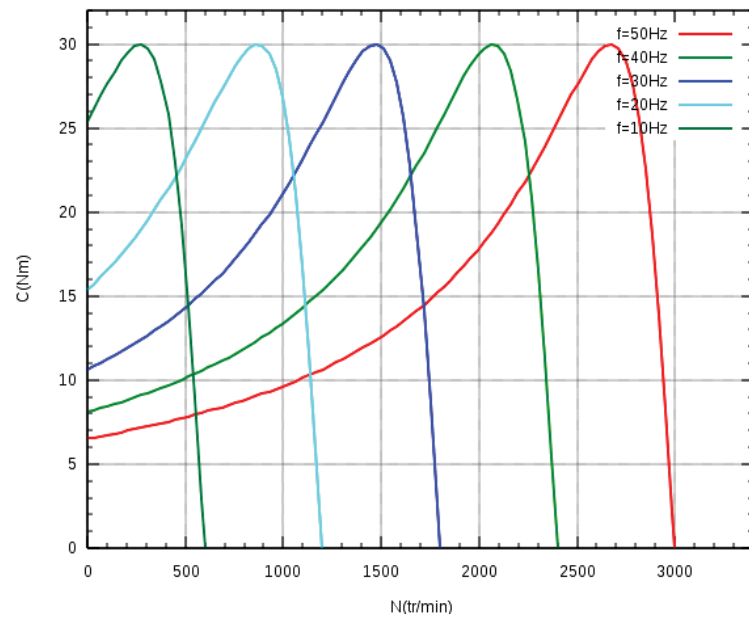


Figura 1.36: Gráfica que muestra la variación de la curva de par con la frecuencia aplicada [5]

Este método es empleado en motores que no necesitan mucha precisión en su control, como pueden ser las bombas. Es un método sencillo que no requiere la acción de ningún sensor externo.

Control de vectores espaciales

Este control se realiza descomponiendo en ejes dq la planta trifásica y desacoplandola. Es un control mas preciso y mas fino que permite introducir técnicas como de aumento del rendimiento o aumento del par máximo.

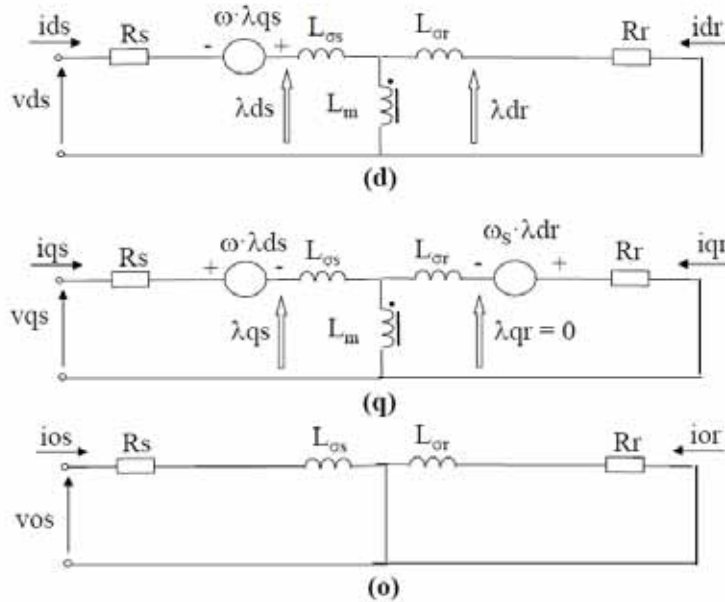


Figura 1.37: Imagen de la planta desacoplada de un motor de inducción [18]

Para ello, es necesario saber la posición del flujo del rotor. Sin embargo, los motores de inducción tienen el flujo inducido, luego éste, es difícil de ser hallado. Existen sensores de flujo que dan la posición, pero son caros. Una técnica que se emplea es la estimación de flujo, que es calcular la posición del flujo a partir de las intensidades que circulan por el estator y la posición mecánica del rotor. Este último método no es exacto inicialmente, pero fuerza que el flujo real se acabe alineando con el estimado.

Este control se realiza en motores que necesiten de un mayor control, como son los vehículos eléctricos.

1.3.5 Controlador de motor síncrono

Los motores síncronos son máquinas de corriente alterna cuyo flujo del rotor permanece fijo a este. Su funcionamiento consiste en generar un flujo magnético con un cierto módulo y ángulo con respecto al flujo del rotor.

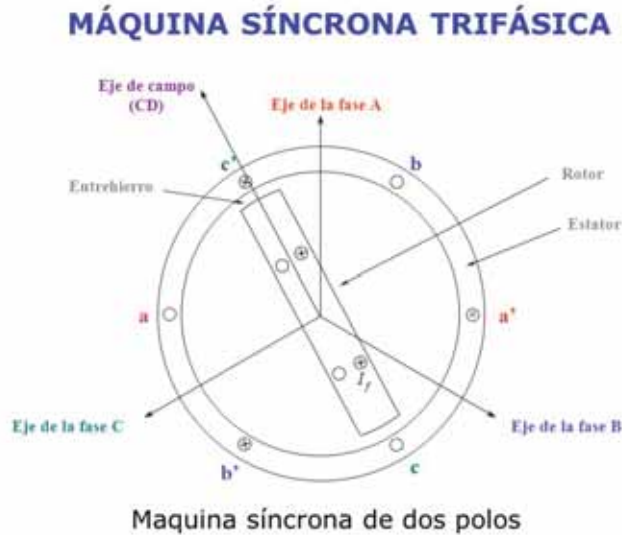


Figura 1.38: Ejemplo del funcionamiento de un motor síncrono [70].

Son motores que pueden correr riesgo de perder sincronismo, así que tienen que tener un control que requiera un mayor seguimiento, a diferencia del motor de inducción. Por lo tanto, estas máquinas solo pueden ser controladas con control vectorial, es decir, con su planta desacoplada.

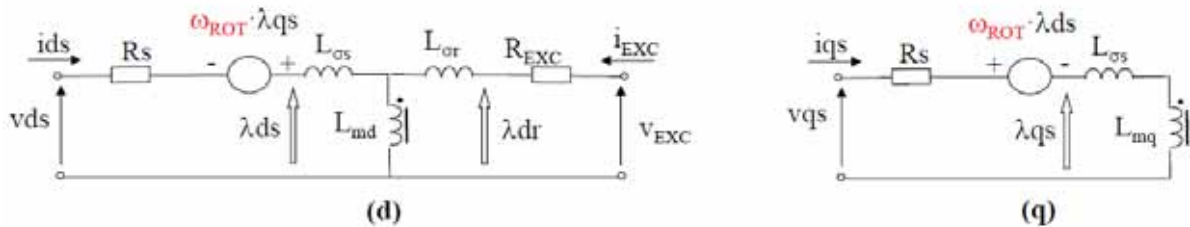


Figura 1.39: Ejemplo de la planta de un motor síncrono de bobina excitada [42].

Para el control de los dispositivos síncronos, la técnica ha ido evolucionando a lo largo del tiempo desde los primeros controles que aplicados al control de frecuencia y tensión de los generadores síncronos a los controles actuales que incluyen lógica inteligente que se amolda a cada estado del motor.

Controles iniciales

Los primeros controles solo se pueden aplicar y se sigue aplicando actualmente en generadores síncronos, donde al estar conectados a la red y suministrar energía, deben de cumplir con unos estándares de frecuencia y tensión. Estos controles se basaban en variar la potencia que se le suministraba a la turbina del generador para mantener estable la frecuencia y hacer variar la tensión de excitación de la turbina para poder controlar el voltaje.

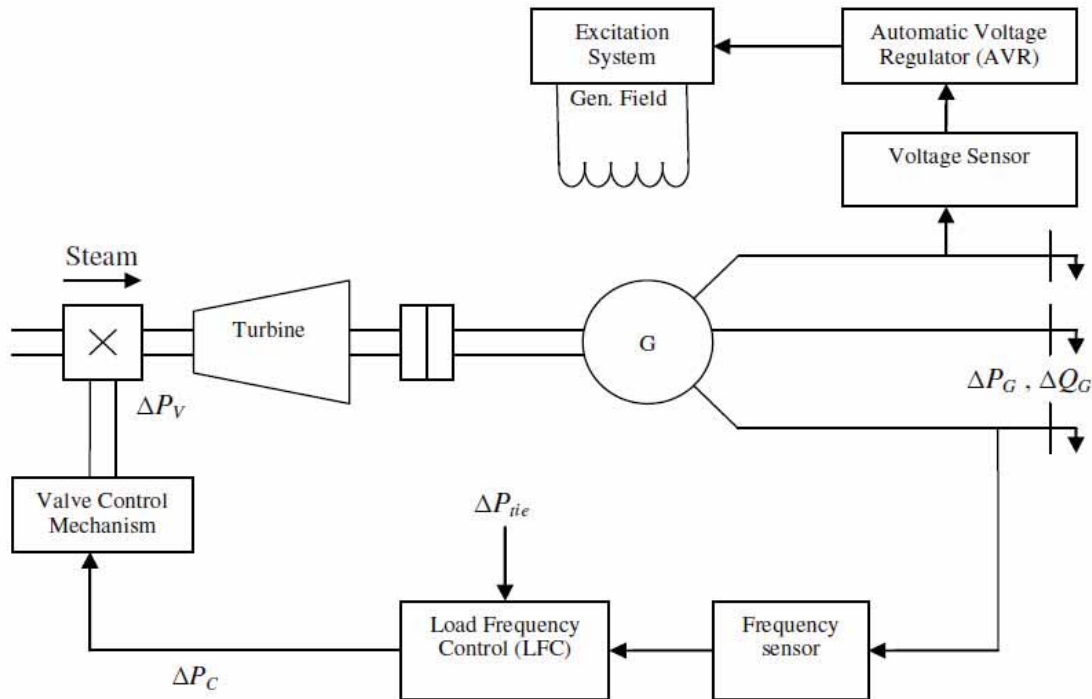


Figura 1.40: Ejemplo de un esquema de un generador con turbina de vapor [9].

Si bien el tipo de control es útil para el control de generadores, en motores síncronos de vehículos eléctricos es imposible de aplicar, ya que el control no se aplica sobre el par y sobre la alimentación de corriente, sino que se aplica sobre las demandas de potencia y voltaje.

Vectores espaciales

Este tipo de control permite proyectar las componentes trifásicas del motor síncrono en unos ejes real, imaginarios y homopolar. Es el método más empleado actualmente ya que permite un control preciso sobre el flujo del motor. El inconveniente que lleva este tipo de controles es la necesidad de disponer de dispositivos que hagan los cálculos lo suficientemente rápido, además de que se amplía la lista de componentes necesaria para hacer el control.

PID

Este control se caracteriza por ser el control más simple de los que emplean vectores espaciales, y consiste en incluir dos PID para el control de intensidad, uno para el eje real y otro para el imaginario de la planta. Dentro de este tipo de control hay otras variaciones, como la híbrida, que consiste en mezclar los cálculos del PID con los cálculos realizados directamente sobre los valores de la planta.

Finalmente se le incluye un último PID en cascada a ambos PID paralelos. Este PID realizará un control directo sobre el par o de velocidad en función de lo que se desee.



Control por métodos deslizantes

Un control que también emplea los vectores espaciales y es un control no lineal [68] que consiste en definir unos ciberespacios con diferentes parámetros de control de modo que el controlador se comporta de diferente forma en función del subespacio en el que se encuentre.

Fuzzy Logic

Este tipo de control consiste en que el controlador va empleando unos parámetros de control y mientras tanto recopila datos de forma de que va variando los parámetros de control tratando de optimizarlo, de forma de que va perfeccionando por si solo el control.

1.4 Motivación

Con el auge de los vehículos eléctricos en estos últimos años, el uso de el inversor, que es el componente que hace funcionar los motores eléctricos, está en expansión. Su función de transformar la corriente continua de las baterías en alterna los hace indispensables para que el motor eléctrico pueda reemplazar al de combustión dentro de muy poco tiempo. Esta transición está comenzando a suceder, por lo que tendrán una gran presencia en un futuro muy cercano.

Gracias a los inversores y al vehículo eléctrico, se podrán reducir las emisiones en los grandes núcleos urbanos, además de que permitirá incorporar la energía producida por las cada vez mas presentes fuentes renovables en el transporte. Este componente medioambiental significa un avance hacia un mundo mas sostenible, lo cual fue un factor muy importante a la hora de escoger este proyecto.

Estos dispositivos requieren de conocimientos de múltiples disciplinas de la ingeniería como la mecánica para lidiar con las disipaciones de calor y vibraciones que se generan en el vehículo, eléctrica, para entender como se realiza el control sobre motores de corriente alterna, y electrónica de potencia, para conseguir transformar la corriente de continua que suministran las baterías en alterna para el motor.

El hecho de que sean tan complejos, hacen que sea difícil encontrar bibliografía que tengan en cuenta todas esas facetas, sino que generalmente se centran en un solo aspecto y no en el conjunto. Una de las principales motivaciones de este proyecto ha sido tratar de desarrollar un controlador que trate de tener en cuenta todos los factores para que en siguientes trabajos aunque se centren en potenciar partes más específicas, tengan en cuenta que hay elementos que se pueden ver involucrados y afecten al resultado final.

Los inversores de vehículos eléctricos aun están en crecimiento, así que hay pocos fabricantes aún que hagan controladores destinados a automoción, la baja oferta hace que los precios sean elevados, donde generalmente el fabricante vende el controlador y aparte el software mediante licencias temporales, lo que genera que tengas que seguir dependiendo de él. Esto generó otra de las motivaciones del proyecto, buscar una alternativa que implique un menor precio y una mayor flexibilidad a la hora de programar, ya que se emplearían gratuitos como el MPLAB.

Finalmente, otro aliciente a favor, es la versatilidad de los inversores en diversos sectores de la ingeniería eléctrica, cobrando cada vez más importancia en campos como las energías renovables, la acumulación de energía eléctrica mediante baterías, o su uso para conectar líneas de diferentes países para así poder internacionalizar el mercado eléctrico. Esto significa que tan solo con algunas modificaciones como el cambio de las plantas y los parámetros de control, se



puede traspasar todos los conocimientos de este proyecto al diseño de inversores en esos otros sectores.

1.5 Objetivos

Los objetivos de este proyecto son los siguientes:

1.5.1 Simulación

La primera parte conlleva todas las simulaciones de control donde se estudiará el control y sus parámetros de control. Para ello se empleará SIMULINK y MATLAB como herramientas.

- Realizar una simulación del controlador y la planta el motor.
- El control se realizará mediante rotación vectorial en ejes relativos
- Incluir un dos controles de par para controlar la intensidad que entra por por el vector real e imaginario del motor .
- Implementar un control de par empleando PIDs.
- Diseñar un bloque de simulación sin PWM donde poder ver el comportamiento del control sin verse afectado por el rizado de las conmutaciones.
- Diseñar un segundo bloque de simulación donde ya se incluye la batería y el PWM vectorial para poder ver el comportamiento del control con el ruido de los MOSFETS.

1.5.2 Construcción del inversor

En esta segunda parte se buscará diseñar y construir un prototipo operativo de inversor. Para ello se empleará herramientas como MPLAB, COOLTERM y MATLAB.

- Hacer el diseño para poder controlar un motor de imanes permanentes de 13KW con sensor seno-coseno alimentado directamente desde el inversor.
- Hacer un diseño con cálculos de calor que permita operar al inversor en los valores nominales durante largos periodos de tiempo.
- Realizar un diseño de modo que sea necesario una única fuente de alimentación externa para hacer funcionar toda la electrónica.
- Realizar el diseño buscando reducir el ruido electromagnético emitido y recibido.
- Permitir que después de ser construido se pueda seguir programando fácilmente sin tener que desmontarlo cada vez.
- Que permita recopilar datos o comunicarse con otros dispositivos.

Capítulo 2

Motor y modelo de la planta

Este capítulo presenta el motor que se emplea como referencia para el diseño del inversor y se muestra la planta del motor y sus parámetros reales.

2.1 Motor



Figura 2.1: Imagen del motor ME-MS1718

Para el proyecto emplearemos es un motor síncrono de imanes permanentes (PMSM) modelo ME-MS1718 otorgado por Motostudent para su competición anual. El motor tiene flujo radial e incluye sellos para evitar su manipulación interna. Incluye un encoder seno-coseno para poder seguir la posición del imán del rotor y lleva incorporado también un sensor de temperatura para evitar quemar el motor.

En la Tabla 2.1 se enumerarán sus detalles técnicos:

Tipo	RFPM Electric Motor (Brushless)
Voltaje de operación	96-116VDC
Máx. RPM	8000 rpm
Potencia nominal	12 KW
Potencia de Pico	20KW
Torque de Pico	65NM
Refrigeración	Aire
Peso	21.4 Kg
Pares de polos	5
Resistencia de fase	0.0027 Ω
Inductancia d	0.062 mH
Inductancia q	0.110 mH

Tabla 2.1: Datos del motor

Para realizar las pruebas en el motor, se ha diseñado una bancada con un motor de inducción de 5.5 KW tal y como se muestra en la Figura 2.2



(a) Elementos de la bancada



(b) Imagen del banco de potencia terminado

Figura 2.2: Motor DC y vehiculo con motor DC

2.2 Planta

El modelo de la planta del motor síncrono de imanes permanentes presenta en cada fase del estátor resistencias debido a las perdidas del cobre (R), inductancias propias causados por el bobinado (L_σ), e inductancias mutuas (L_{mf}), debido al entrehierro y los bobinados de las demás fases. En el rotor, al ser de imanes permanentes, su planta consiste en tres inductancias, una por fase y alimentadas por una fuente de intensidad cuyo valor dependerá de la posición del rotor. La inductancia del rotor actúa como un transformador con L_{mf} , de modo que tanto rotor como estátor están relacionados.

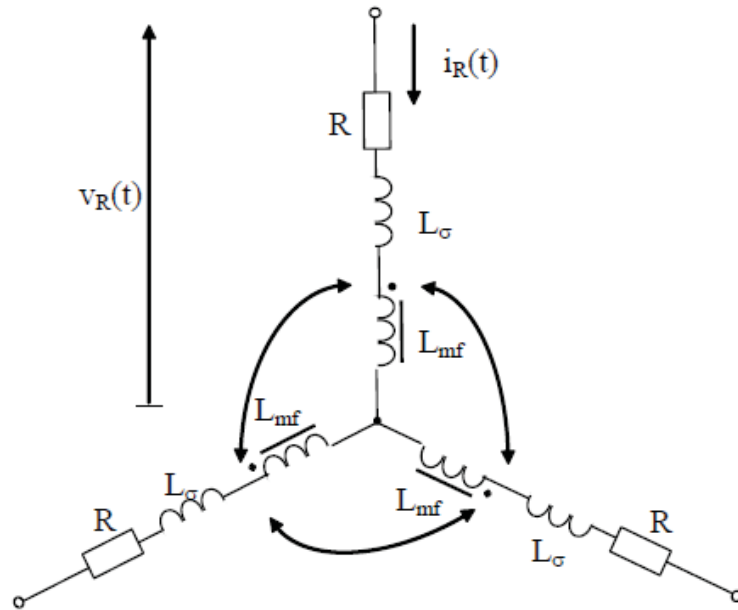


Figura 2.3: Ejemplo de la planta real de un estátor [41]

Los motores eléctricos trifásicos se consideran cargas equilibradas ya que su construcción es simétrica en cada una de las fases, y aunque en la realidad siempre presentan desviaciones debido a los inevitables defectos de construcción, estos errores afectan de forma casi insignificante. Por tanto, las máquinas síncronas se pueden considerar cargas equilibradas y con ello representarse por su monofásico equivalente.

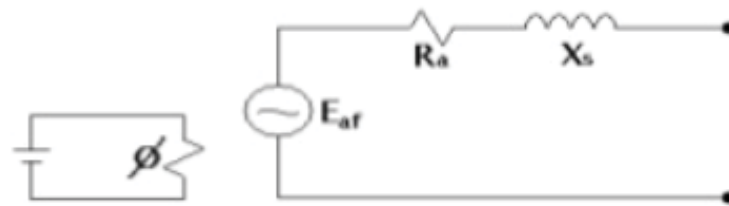


Figura 2.4: Monofásico equivalente de un motor síncrono en régimen permanente [23]

En la Figura 2.4 se muestra el monofásico equivalente donde la tensión inducida (E_{af}) depende de la variación del flujo (ϕ) con el tiempo por el numero de espiras (N), como ilustra la Ley de Faraday de la Ecuación 2.1:

$$E = N \frac{\delta\phi}{\delta t} \quad (2.1)$$

Este modelo de planta puede resultar útil para regímenes permanentes, pero en motores síncronos donde hay transiciones irregulares se necesita un control mas preciso en el que se haga un seguimiento continuo de la posición del rotor y de los flujos magnéticos para evitar así perder sincronismo y poder hacer un control óptimo. Gracias al Teorema de Ferraris, podemos emplear los vectores espaciales para proyectar los vectores trifásicos en coordenadas polares en dos dimensiones [41], y como el sistema se considera equilibrado y carece de neutro, la componente homopolar es nula, lo que simplifica los cálculos como veremos mas adelante.

Empleando vectores espaciales relativos fijados orientado con el flujo del imán del rotor obtenemos la siguiente planta:

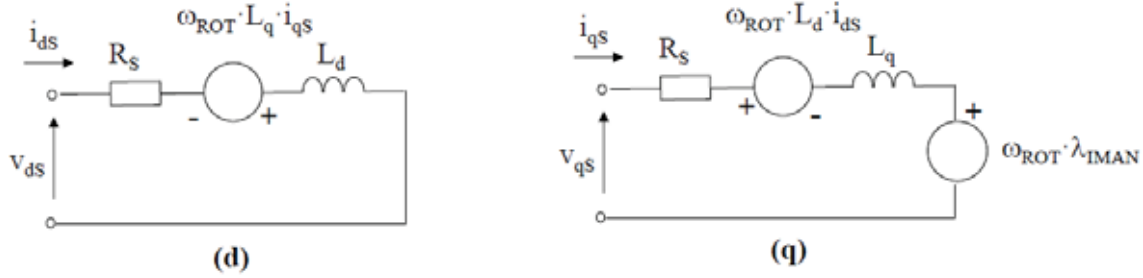


Figura 2.5: Planta equivalente de un motor síncrono en ejes vectoriales [42]

Como se aprecia en la Figura 2.5, la componente homopolar de la planta no se incluye, esto es debido a que el motor síncrono que se está tratando no tiene salida de neutro en el estátor, y por tanto esta no influye en la planta. A continuación, de la anterior figura, se sacan las siguientes formulas de la planta, que son las que se emplean para el control.

$$\omega_{rot} = \omega_{elect} = N * \omega_{mec} \quad (2.2)$$

$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{\delta i_d}{\delta t} - \omega_{elect} i_q L_q \quad (2.3)$$

$$v_q = R_q i_q + L_q \frac{\delta i_q}{\delta t} - \omega_{elect} (i_d L_q + \Psi_m) \quad (2.4)$$

$$T = \frac{3}{2} N (i_q (i_d L_d + \Psi_m) - i_d i_q L_q) \quad (2.5)$$

- ω_{elect} : Velocidad angular eléctrica en el estátor vista desde el rotor, que al ser el motor síncrono, es la velocidad eléctrica absoluta del estátor.
- v_d, v_q : Tensión trifásica proyectada en los ejes dq.
- i_d, i_q : Intensidad trifásica proyectada sobre los ejes dq.
- R_s : Resistencia en cada fase del estátor.
- L_d, L_q : Inductancia del estátor proyectada sobre los ejes dq
- Ψ_m : Flujo del imán.

2.2.1 Planta en unitarias

En unitarias, los componentes de la planta son los mismo pero en valores unitarios. Los valores unitarios nos permiten meter los valores dentro de una misma escala siempre y cuando los valores base estén bien escogidos:

V_{brms}	72 V
I_{brms}	116 A
N	5
f_{bmec}	3000 rpm
ω_{bmec}	3000 rpm
f_{blect}	3000 rpm
ω_{blect}	3000 rpm
S_b	12 KW
Z_b	20KW
L_b	65NM
Ψ_b	Aire
M_b	21.4 Kg

Tabla 2.2: Valores base

Con estos valores base pasamos la planta a unitarias y obtenemos:

R_s	72 V
L_d	116 A
L_q	5
Ψ_m	Aire

Tabla 2.3: Valores de la planta en unitarias

En valores unitarios además la planta no se ve afectada, como bien se ha dicho antes:

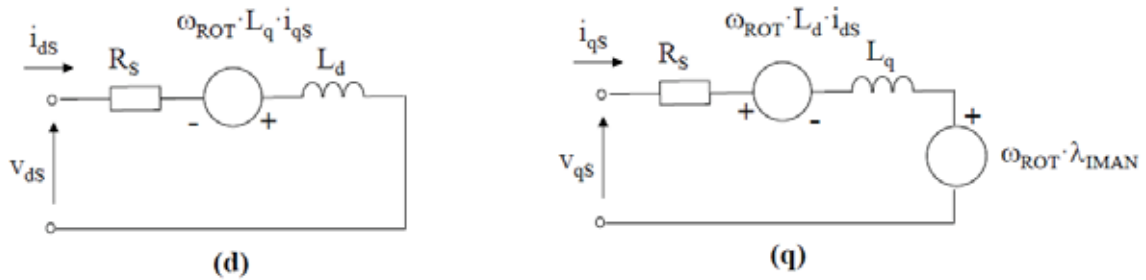


Figura 2.6: Planta equivalente de un motor síncrono en ejes vectoriales unitarios [42]

Sin embargo, algunas de las ecuaciones expuestas antes si se ven cambiadas:

$$\omega_{rot} = \omega_{elect} = \omega_{mec} \quad (2.6)$$



$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{\delta i_d}{\delta t} - \omega_{elect} i_q L_q \quad (2.7)$$

$$v_q = R_q i_q + L_q \frac{\delta i_q}{\delta t} - \omega_{elect} (i_q L_q + \Psi_m) \quad (2.8)$$

$$T = (i_q (i_d L_d + \Psi_m) - i_d i_q L_q) \quad (2.9)$$

Capítulo 3

Diseño e implantación del inversor

Este capítulo explica los componentes que se van a emplear para la construcción del inversor y también muestra las conexiones eléctricas que se han realizado.

3.1 Componentes

3.1.1 Controlador

El controlador es el cerebro del inversor, es el elemento físico que se encarga de recibir los datos, procesarlos y dar las ordenes. Para este proyecto se usó durante su desarrollo un dsPIC33FJ32MC202 [74] un micro-controlador fabricado por Microchip [4]. Perteneció a la familia dsPIC lo que significa una mayor velocidad de operación con variables enteras con respecto a otros controladores disponibles en el mercado.

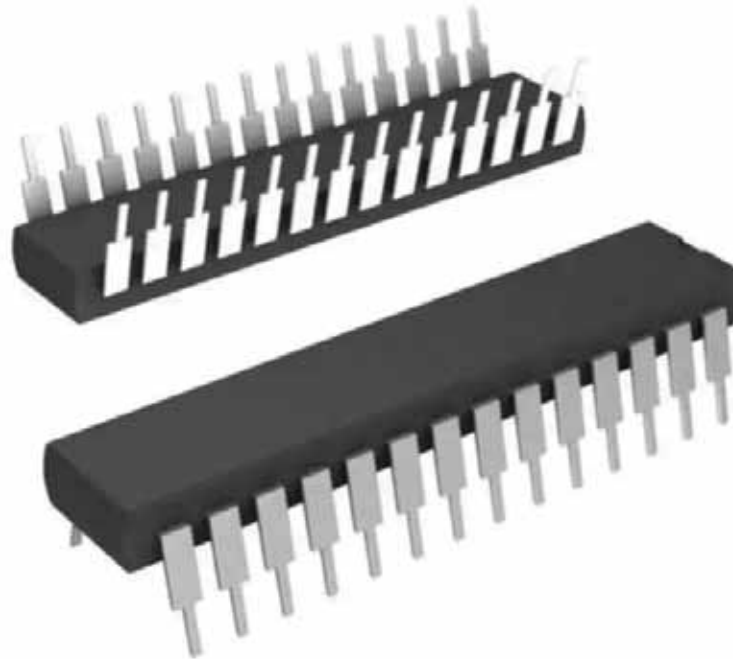


Figura 3.1: Imagen 3D del dsPIC33FJ32MC202 [98]

El dsPIC33FJ32MC202 es un microcontrolador de 40 MIPS con 8 salidas de PWM, donde seis de ellas están emparejadas en grupos de 2 de modo que si una salida da un "1" lógico, su pareja dará un "0" lógico y lo contrario. También incluye seis entradas analógicas donde cuatro de ellas permiten hacer un muestreo simultáneo. En el apartado de las comunicaciones, el dispositivo incluye comunicación UART para poder transmitir datos al controlador y así evaluar el trabajo del controlador en el momento.

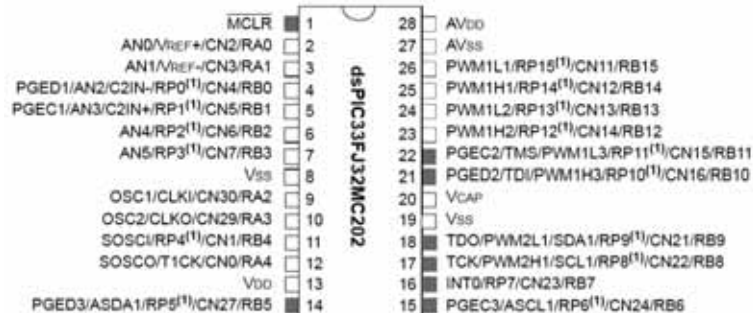


Figura 3.2: Esquema de pines del dsPIC33FJ32MC202 [74]

3.1.2 Comunicación

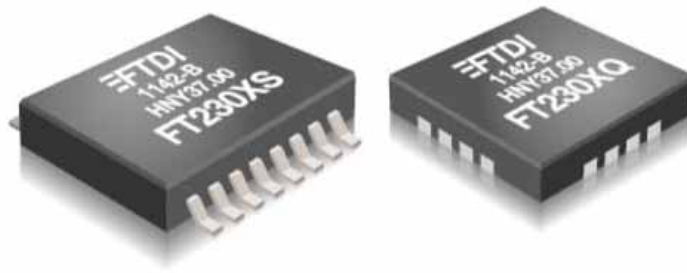


Figura 3.3: Imagen del dispositivo FT230X [43]

En el proyecto emplearemos el módulo UART incluido en el dsPIC33FJ32MC202 para poder comunicar el microcontrolador con el ordenador por USB. Los puertos USB emplean un protocolo RS-232, así que hay que convertir el protocolo UART del micro a RS-232. Para conseguir esto, implementamos en el proyecto el FT230XS [43] de la empresa FTDI [3], que es un dispositivo que se encarga de hacer de intermediario y convertir los datos a sus respectivos protocolos.

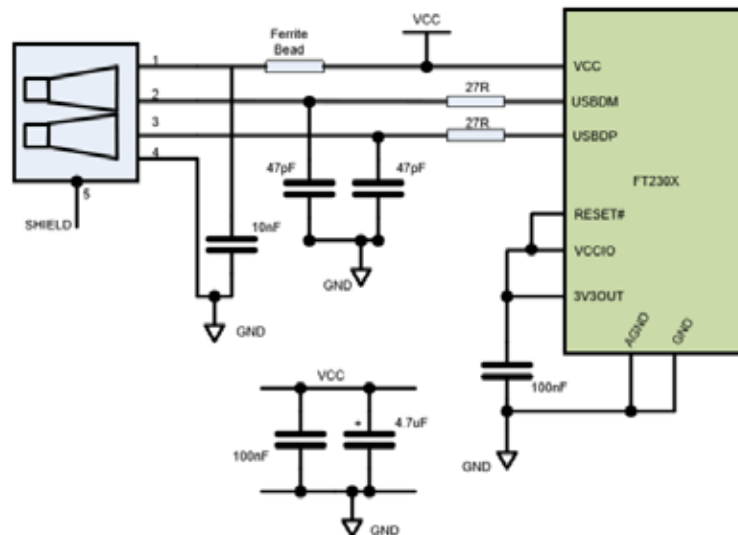


Figura 3.4: Esquema de conexión del dispositivo FT230X [43]

3.1.3 Medida de intensidad

Para poder hacer el control de par es necesario sacar los componentes en ejes dq de la intensidad de entrada al motor, por lo que se necesita emplear sensores de intensidad. Se escoge el sensor de intensidad modelo 4646X201 [102] que presenta un alcance de 200 A en ambas direcciones antes de saturar, con un retardo despreciable.



Figura 3.5: Imagen del sensor de intensidad usado

Este sensor nos da una salida de intensidad en vez de tensión, para que la señal se vea menos contaminada por el ruido electromagnético, y así poder medir a mayor distancia. Para ello se alimenta el sensor con voltajes de $\pm 12V$ empleando un convertor de tensión aislado que nos de salida tanto positiva como negativa. El convertor DCDC empleado es el NMA1212DC [94], un convertor que recibe 12V y saca $\pm 12V$ con aislamiento eléctrico.

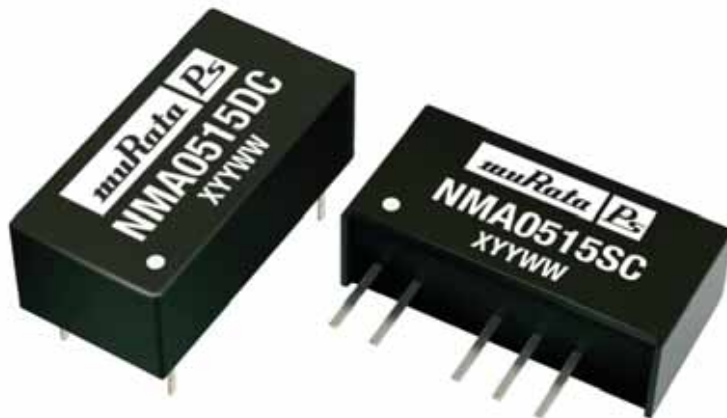


Figura 3.6: Imagen de un convertor NMA0515DC y NMA0515SC, de la misma gama que el NMA1212DC [94]

Por último, como el sensor de corriente nos da intensidad debemos poner en el circuito una resistencia para que la intensidad pueda circular y nos de un voltaje que se pueda medir. Para ello escogemos la resistencia de forma que no se superen los valores máximos de el controlador. El controlador solo puede medir entre 0 V y 3.3V, y el sensor da una salida de 0.625 mA por cada amperio [102]. El sensor mide correctamente hasta 200 A que es alrededor de la intensidad de pico que puede dar el inversor y por lo tanto la intensidad pico-pico no puede superar los 3.3V.



$$400 * 0.625 = 250mApico - pico \quad (3.1)$$

Escogemos una resistencia de 10Ω

$$10 * 0.25 = 2.5Vpico - pico \quad (3.2)$$

Estos $2.5 V_{pp}$ son $\pm 1.25 V$, y como el controlador no puede medir valores negativos, hay que hacer un tratamiento de señal introduciendo un offset que se realizará en la siguiente etapa.

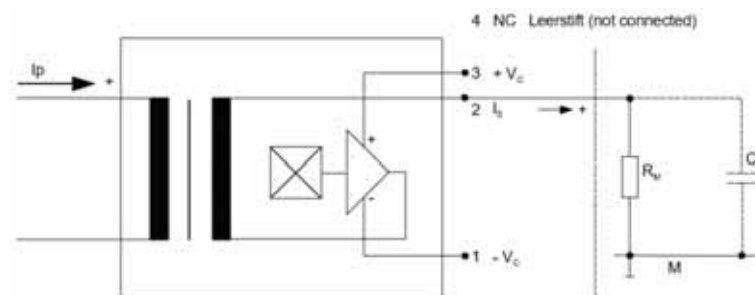


Figura 3.7: Esquema eléctrico de conexión

Para comprobar el funcionamiento del sensor y poder sacar una tabla de valores, se ha enrollado un cable 19 vueltas alrededor del sensor y se le ha hecho pasar intensidad en ambos sentidos con valores de hasta 3 Amperios. Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 3.8 y se puede apreciar como mantiene la relación lineal.

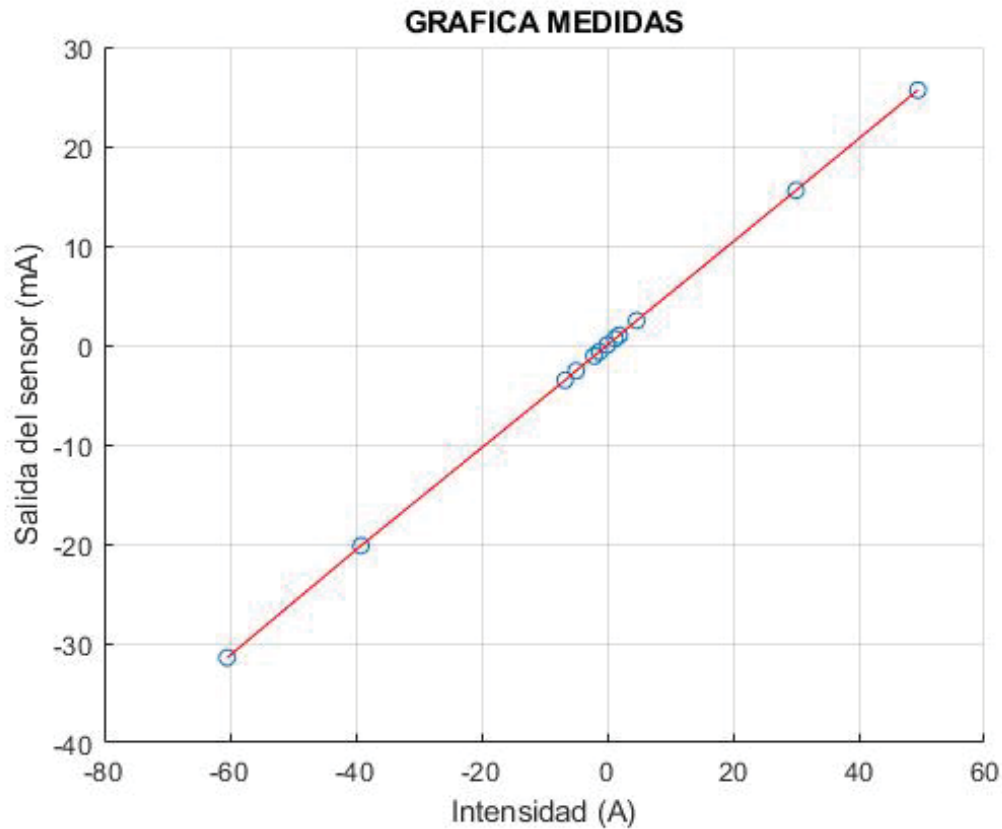


Figura 3.8: Gráfica Corriente(A) - Medida(mA) del sensor

3.1.4 Medida de posición

Para hacer un control del motor, hay que hacer un seguimiento continuo de la posición del rotor, y para ello el motor incluye un sensor seno-coseno. Este sensor tiene que ser alimentado a 5V y nos da en sus pines de salida, una señal de seno y otra de coseno con unos valores de amplitud y offset fijos.



Letra	Función	Color
A	Coseno	Blanco
B	Seno	Azul
C	GND	Negro
E	+5V	Rojo

Tabla 3.1: Conexión de los pines

Figura 3.10: Imagen del conector [105] y tabla de conexiones

Como se puede ver en la Figura 3.11 la señal obtenida tiene un offset de 3 V, un máximo de 4 V y un mínimo de 2 V. Por lo tanto la señal excede los valores máximos del controlador, que solo puede medir entre 0 V y 3.3 V, como se ha dicho antes por lo tanto habrá que tratar la señal.

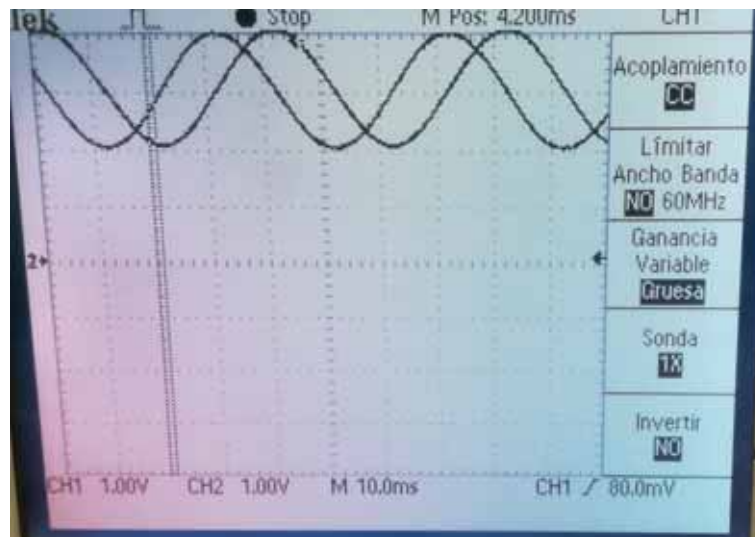


Figura 3.11: Señal de salida del sensor

El sensor mide la posición del rotor mecánico, no tiene en cuenta el número de polos, luego

para hallar la posición eléctrica que es la que interesa, hay que multiplicar el ángulo obtenido por los pares de polos de la máquina. En la Figura 3.12 se muestra como la tensión medida de la fase es 5 veces mas rápida que el sensor de posición, también se puede apreciar como las señales se ven afectadas por el ruido, por lo que es necesario hacer filtrado de estas.

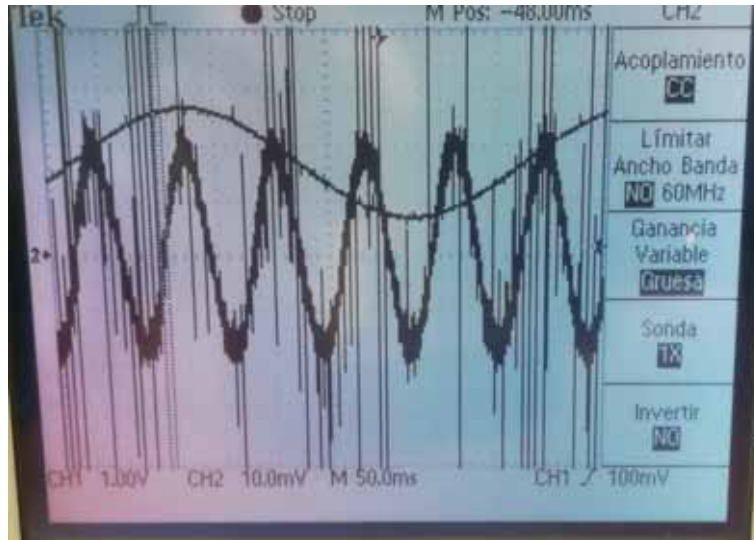


Figura 3.12: Señal del seno y tensión inducida en una de las fases

3.1.5 Acondicionamiento de señal

El acondicionamiento de señal son uno o varios dispositivos que permiten manipular las señales obtenidas de los sensores de modo que se le eliminen el ruido que puedan llevar y poder adaptarla a los criterios deseados. Para el diseño, se buscarán adaptar los valores obtenidos desde los sensores de intensidad y posición a los valores del micro-controlador dsPIC33FJ32MC202.

Para ello se escoge el circuito integrado LTC 1065 un filtro de 5° orden que además permite introducir un offset y permite entradas de valores negativos y positivos:

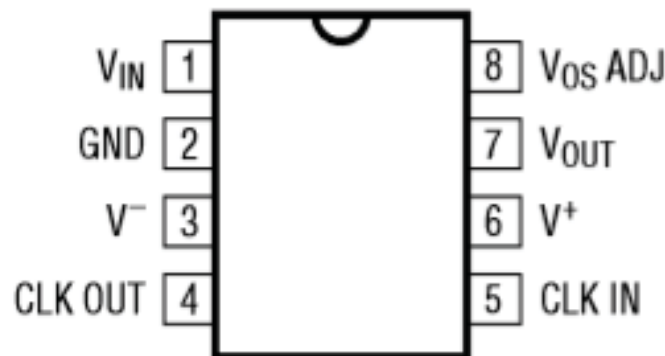


Figura 3.13: Esquema de los pines del circuito LTC 1065 [97]

El LTC 1065 emplea el filtrado de Bessel, un filtro muy usado en diferentes campos [109] [84]. El filtro de Bessel es un filtro que se caracteriza por tener un retardo de la señal casi constante en cualquier frecuencia por debajo de su frecuencia de corte, como se ve en la Figura 3.14. Dado



a este desfase constante, se traduce en un retardo de la señal, y como el tipo de señal obtenida es variable en función de la velocidad de giro del motor, esto hace que el desfase sea constante a lo largo de todo el proceso.

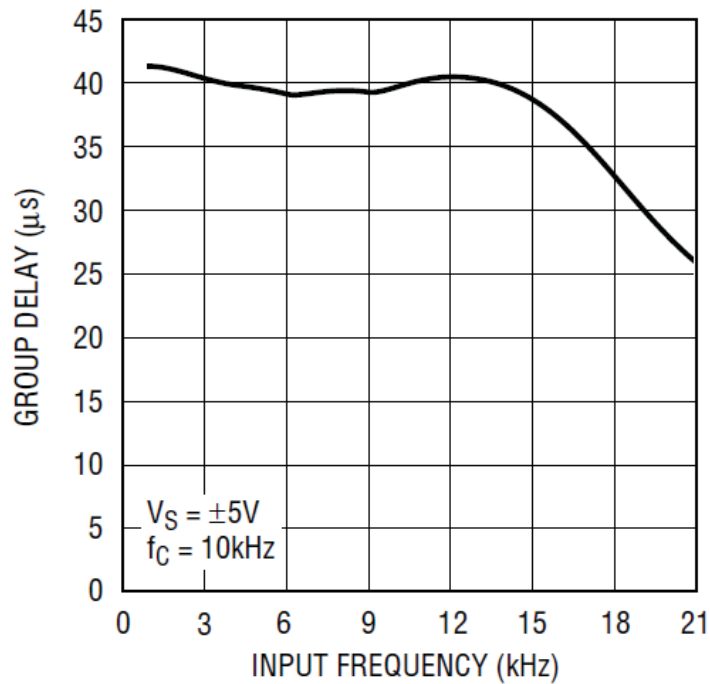


Figura 3.14: Gráfica de los tiempos de retardo para una frecuencia de corte de 10 KHz [97]

3.1.6 Alimentación

Para el funcionamiento de los dispositivos, estos han de ser alimentados. Para ello, se alimentará el dispositivo desde una única fuente de 12V, un adaptador AC/DC universal de 2.5A máximos de salida.



Figura 3.15: Imagen de la fuente de alimentación

Dado que algunos dispositivos requieren alimentaciones por debajo de los 12 V, hay que incluir convertidores DC/DC para cumplir con los valores requeridos. Los otros voltajes necesarios, aparte de los convertidores de $pm5$ V y $pm12$ V dados por el NMA1205DC y NMA1212DC respectivamente, componentes explicados anteriormente, son los voltajes de 5 V y 3.3 V.

Para la alimentación de 5V se emplea el convertidor L7805CV con tierra común:

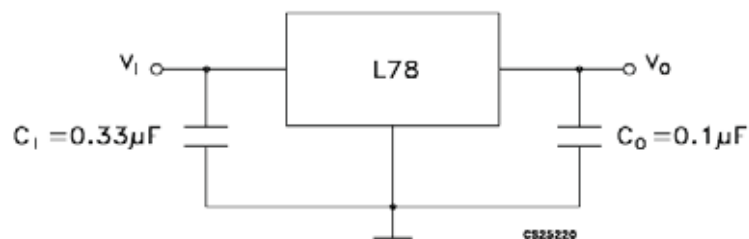


Figura 3.16: Esquema de conexión del convertidor DC/DC de 5 V [95]

Por último, en el convertidor de 3.3 V emplearemos el convertidor LM2937-3.3 con tierra común:

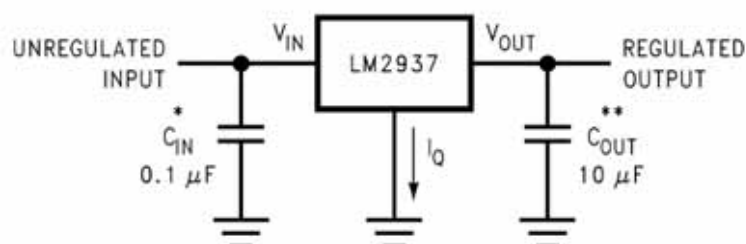


Figura 3.17: Esquema de conexión del convertidor DC/DC de 3.3 V [54]

3.1.7 Control y gestión de potencia

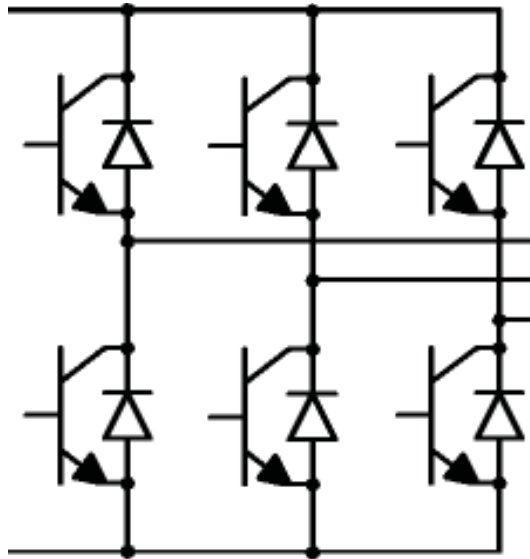


Figura 3.18: Esquema de conexión de un doble puente en H de MOSFETS [6]

Para poder hacer funcionar el motor, se emplea un doble puente en H como se ve en la Figura 3.18. En el doble puente escogemos los semiconductores MOSFETS sobre los IGBTs porque son más robustos que los segundos, son más baratos y más eficientes.

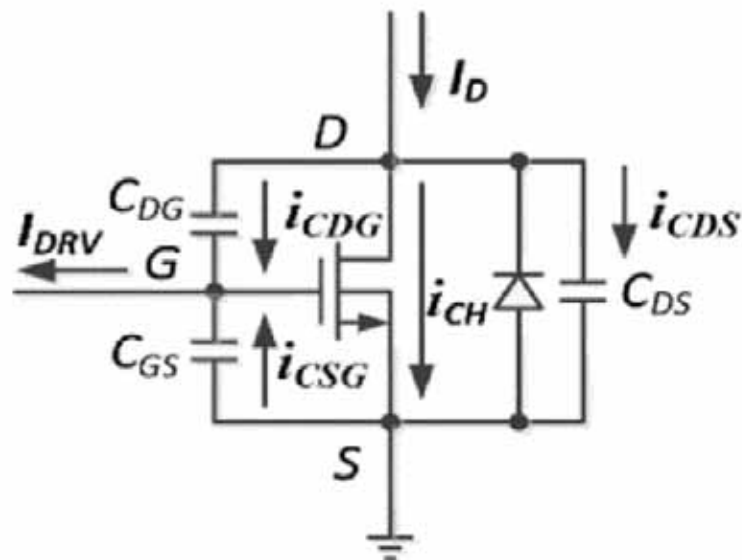


Figura 3.19: Modelo de un MOSFET [16]

Escogemos el MOSFET en función de los límites de trabajo en los que deseamos operar. El MOSFET escogido debe de soportar un mínimo de 110V y ser capaces de hacer circular hasta 157 A de alterna, lo que significa 222A de pico. Para la elección escogemos varios transistores MOSFET y los comparamos en función de su comportamiento térmico, rendimiento y precio:



- IXFK220N17T2
- IXFK300N20X3
- IXFN320N17T2
- IXFN360N15T3
- AUIRFP4568
- IXFK240N15T2
- IXFK240N25X3

Cálculos de calor

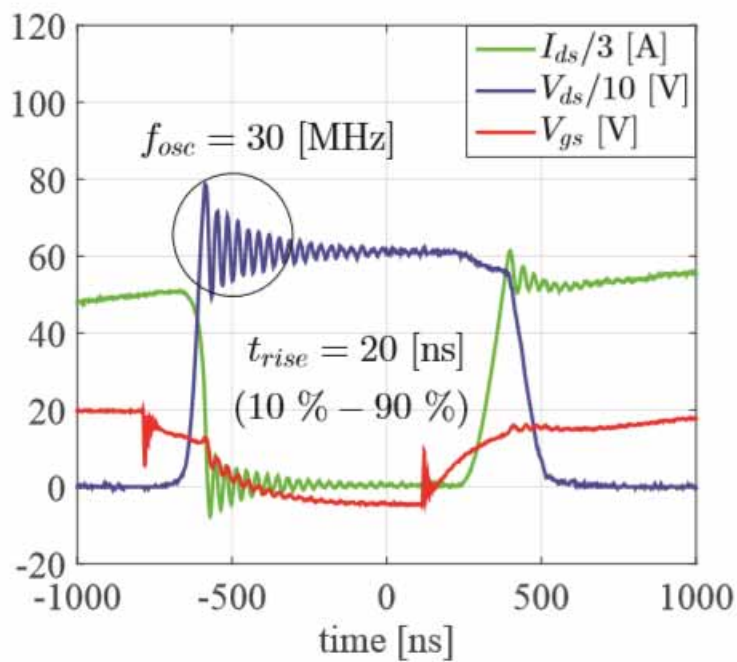


Figura 3.20: Ejemplo del comportamiento de un MOSFET durante su encendido y apagado [90]

En la elección del MOSFET se escogerá en función del precio y de su rendimiento, pero principalmente por lo segundo. En los inversores, como en todo aparato eléctrico, el rendimiento, es decir, la energía se pierde en forma de calor, y ese calor, condiciona el diseño y la elección de los aparatos.

En los inversores, la mayoría de la energía perdida se produce en el módulo convertidor de potencia, es decir, el doble puente en H compuesto por MOSFETS. La mayoría de los MOSFETS soportan hasta altas temperaturas en torno a los 170 °C, pero a medida que aumentan su temperatura interna, también aumenta su resistencia interna, y con ello sus pérdidas.

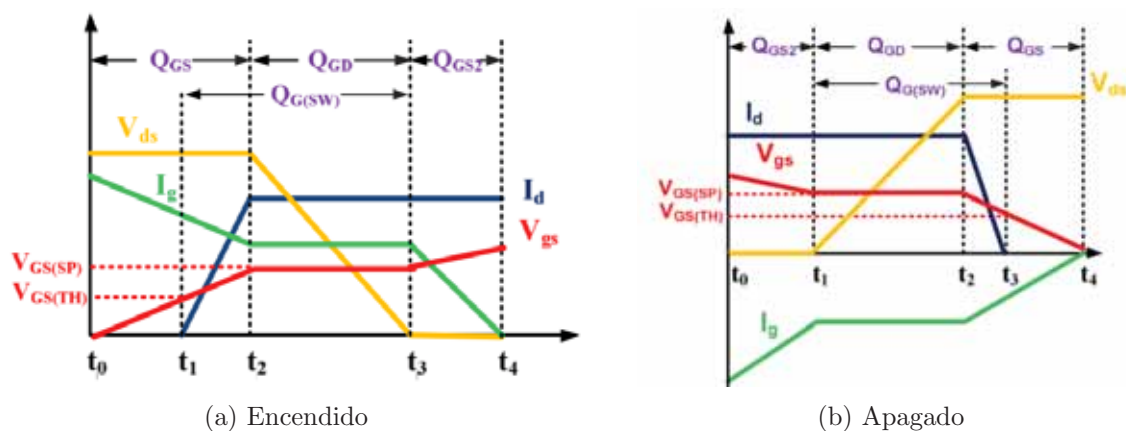


Figura 3.21: Ejemplo de encendido y apagado de un MOSFET con sus correspondientes pérdidas en cada estado [107]

Para hacer los cálculos de calor se escogerán los valores de calor dado por los datasheet de cada uno de los MOSFETS escogidos y se les aplicará el factor de corrección dado por el fabricante como se puede ver en la Figura 3.20. Para saber que factor de calor escoger, escogemos el caso menos favorecedor del que tengamos datos, que en la mayoría de los MOSFETS es a 150 °C.

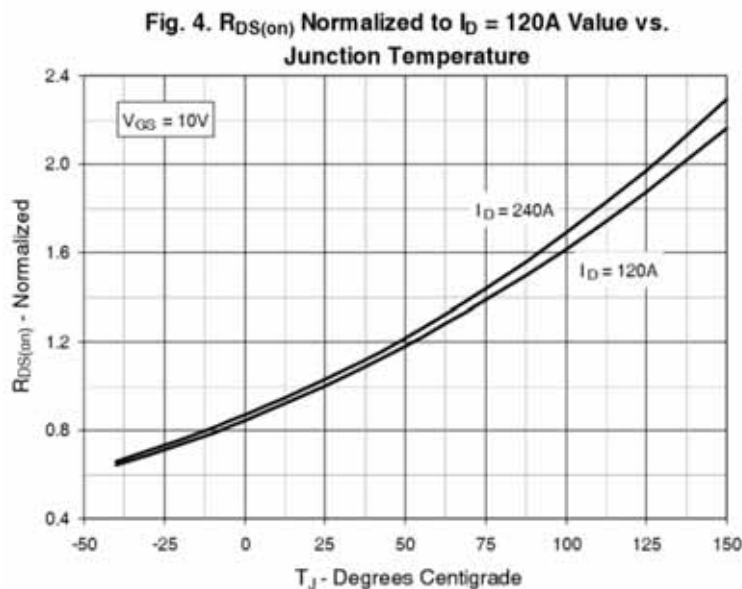


Figura 3.22: Ejemplo de tabla con el factor de corrección de la resistencia de un MOSFET en función de la temperatura [60]

Los calculos de calor de los MOSFETS dependen de su resistencia a la hora de conducir electricidad y de sus tiempos de conmutado, ya que son intervalos en los que $P = V * I$ dan valores considerables como se ve en el intervalo $t_1 - t_2$ de la Figura 3.21a y en $t_2 - t_3$ de la Figura 3.21b. Por lo tanto, las pérdidas también depende de la frecuencia de conmutacion del MOSFET, por lo que aunque a mayor frecuencia se disminuya el rizado de la alimentación del motor, un exceso de frecuencia puede quemar los transistores.



Las formulas de perdidas por conducción que se usarán son las siguientes [32]:

$$P_{CM} = R_{DSon} * I_0^2 * \left(\frac{1}{8} + \frac{m_a * \cos\phi}{3 * \pi}\right) \quad (3.3)$$

$$P_{CD} = u_{D0} * I_0 * \left(\frac{1}{2 * \pi} - \frac{m_a * \cos\phi}{8}\right) + R_D * I^2 * \left(\frac{1}{8} - \frac{m_a * \cos\phi}{3 * \pi}\right) \quad (3.4)$$

La ecuación 3.3 corresponde a las perdidas por conducción dentro del MOSFET, y la ecuación 3.4

Para el cálculo de las perdidas por conmutación, se calcularán a partir de la energía que se desprende durante un periodo de conmutación multiplicada por la frecuencia:

$$E = \int_0^{1/f_{sw}} u_{DS}(t) * i_D(t) dt \quad (3.5)$$

$$P = E * f_{SW} \quad (3.6)$$

El resultado tanto para el MOSFET como para el Reverse diode es:

$$P_{onM} = U_{MD} * I_{Mon} * \frac{t_{rise} + t_{fall}}{2} * f_{SW} \quad (3.7)$$

$$P_{rr} = f_{SW} * u_i * Q_{rr} \quad (3.8)$$

Finalmente:

$$P_{total} = \sum P_i \quad (3.9)$$

- P_{CM} : Perdidas por conductividad en el MOSFET.
- P_{CD} : Pérdidas por conductividad del Reverse Diode.
- P_{onM} : Pérdidas en las conmutaciones del MOSFET.
- P_{rr} : Perdidas por las conmutaciones del Reverse Diode.
- R_{DSon} : Resistencia de conducción del MOSFET.
- I_0 : Intensidad de pico de la corriente.

$$I_0 = \sqrt{2} * I_{rms} \quad (3.10)$$

- m_a : Indice de modulación de amplitud. No se buscará sobremodular la señal, es decir, dar una señal con un primer armónico mayor que la propia amplitud de las baterías, luego se cogerá el valor más restrictivo, que es 1, que se da cuando la amplitud de la señal es tan grande como la amplitud de la fuente.

$$m_a = \frac{|amplitud_{onda}|}{|amplitud_{fuente}|} \quad (3.11)$$



- $\cos\phi$: Factor de desplazamiento o factor de potencia. Emplearemos como factor de potencia 0.518 resultado de sacar el factor de potencia nominal.

$$\cos\phi = P(kW)/S(kvar) \quad (3.12)$$

- u_{D0} : Caída de tensión del diodo durante la conducción.
- f_{SW} : Frecuencia de conmutación.
- E : Energía total generada por las conmutaciones del MOSFET o diodo durante un periodo de la frecuencia.
- u_i : Tensión máxima en sentido opuesto del diodo.
- U_{MD} : Tensión máxima que bloquea el MOSFET.
- I_{Mon} : Intensidad máxima que circula por el MOSFET.
- t_{rise} : Tiempo de encendido, es la suma de t_{re} y t_{fv} del encendido del MOSFET.

$$t_{rise} = t_{re} + t_{fv} \quad (3.13)$$

- t_{fall} : Es el tiempo total que tarda el MOSFET en apagarse.

$$t_{fall} = t_{rv} + t_{fi} \quad (3.14)$$

- Q_{rr} : Energía gastada durante el encendido del diodo.

Los cálculos realizados se incluyen en el Anexo y todos sus valores han sido extraídos de sus correspondientes datasheet. En el podemos ver el proceso que se ha seguido para calcular la energía perdida variando las intensidades máximas, la frecuencia de muestreo y el numero de MOSFETS.

Antiparallel Body Diode

En los estudios de calor disipado, se estudió también la opción de poner diodos en paralelo con el MOSFET para que condujeran la corriente cuando el MOSFET esté apagado en lugar de emplear el Reverse Diode incluido en el propio MOSFET. El sistema consiste en poner un diodo en serie con el MOSFET y otro en paralelo al nuevo diodo y al MOSFET y apuntando en la misma dirección que el Reverse Diode como se muestra en la siguiente figura:

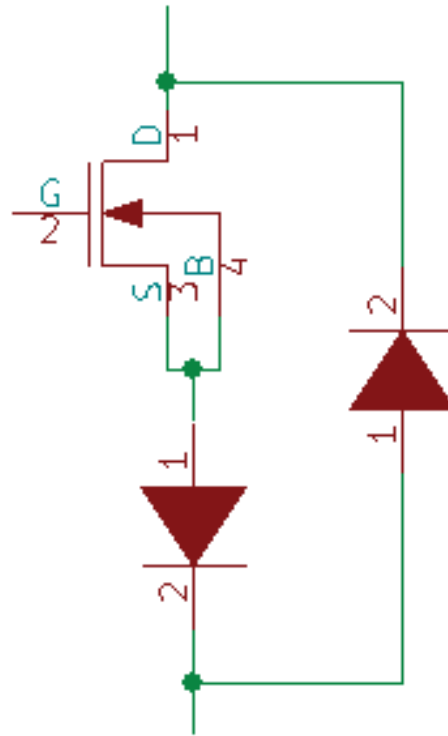


Figura 3.23: Ejemplo del esquema de conexión de un MOSFET con Antiparallel Body Diode [90]

El Antiparallel Reverse Diode permite reducir los momentos por los que pasa corriente por el MOSFET y también pueden llegar a mejorar la eficiencia si el Reverse Diode del MOSFET no es lo suficientemente bueno. Para los calculos de calor se tiene en cuenta las siguientes ecuaciones [32]:

$$P_{CD} = R_{DSon} * I_0^2 * \left(\frac{1}{8} + \frac{m_a * \cos\phi}{3 * \pi} \right) \quad (3.15)$$

$$P_{CRD} = u_{D0} * I_0 * \left(\frac{1}{2 * \pi} - \frac{m_a * \cos\phi}{8} \right) + R_D * I^2 * \left(\frac{1}{8} - \frac{m_a * \cos\phi}{3 * \phi} \right) \quad (3.16)$$

$$P_{rr} = P_{onD} = f_{SW} * u_i * Q_{rr} \quad (3.17)$$

- P_{CD} : Pérdidas por conductividad en el diodo que evite que vaya intensidad de reverso en el MOSFET.
- P_{CRD} : Pérdidas por conductividad del diodo puesto en paralelo .
- P_{onD} : Pérdidas en las conmutaciones del diodo que evite que vaya intensidad de reverso en el MOSFET.
- P_{rr} : Pérdidas por las conmutaciones del diodo puesto en paralelo.
- R_{DSon} : Resistencia de conducción del diodo.
- I_0 : Intensidad de pico de la corriente.

$$I_0 = \sqrt{2} * I_{rms} \quad (3.18)$$



- m_a : Índice de modulación de amplitud. No se buscará sobremodular la señal, es decir, dar una señal con un primer armónico mayor que la propia amplitud de las baterías, luego se cogerá el valor más restrictivo, que es 1, que se da cuando la amplitud de la señal es tan grande como la amplitud de la fuente.

$$m_a = \frac{|amplitud_{onda}|}{|amplitud_{fuente}|} \quad (3.19)$$

- $\cos\phi$: Factor de desplazamiento o factor de potencia. Emplearemos como factor de potencia 0.518 resultado de sacar el factor de potencia nominal.

$$\cos\phi = P(kW)/S(kvar) \quad (3.20)$$

- u_{D0} : Caída de tensión del diodo durante la conducción.
- f_{SW} : Frecuencia de conmutación.
- E : Energía total generada por las conmutaciones del MOSFET o diodo durante un periodo de la frecuencia.
- u_i : Tensión máxima en sentido opuesto del diodo.
- U_{MD} : Tensión máxima que bloquea el diodo.
- Q_{rr} : Energía gastada durante el encendido del diodo.

La tabla con los cálculos de calor se incluye en el Anexo y se incluyen los siguientes diodos:

- VS-QA250FA20
- IDW75D65D1
- IDW100E60

Refrigeración

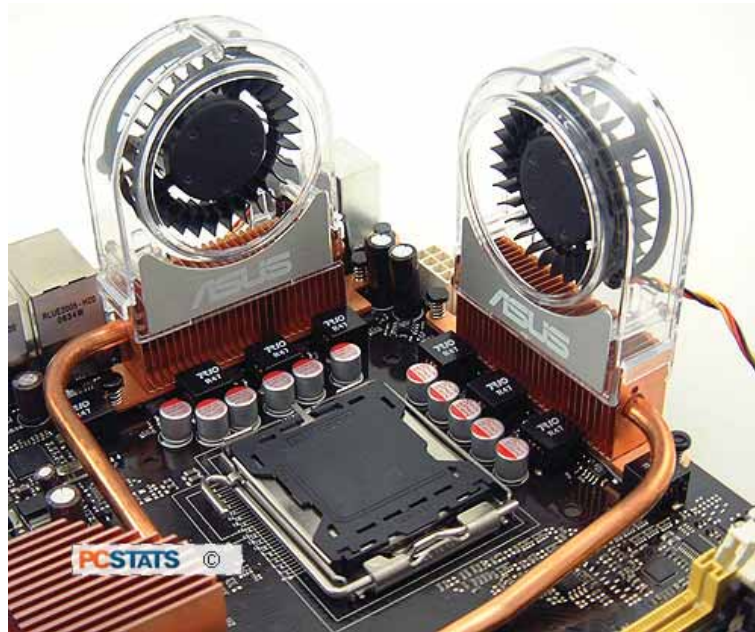


Figura 3.24: Ejemplo de la refrigeración de un circuito electrónico [96]

La refrigeración es un elemento delicado de la electrónica de potencia, ya que de ello depende que los MOSFETS no se quemen y queden inservibles. Para poder expulsar toda esa cantidad de energía generada, es necesario muchas veces incluir elementos de refrigeración adicionales como ventiladores y disipadores por aire o placas donde circula líquido de refrigeración y motores de bombeo.

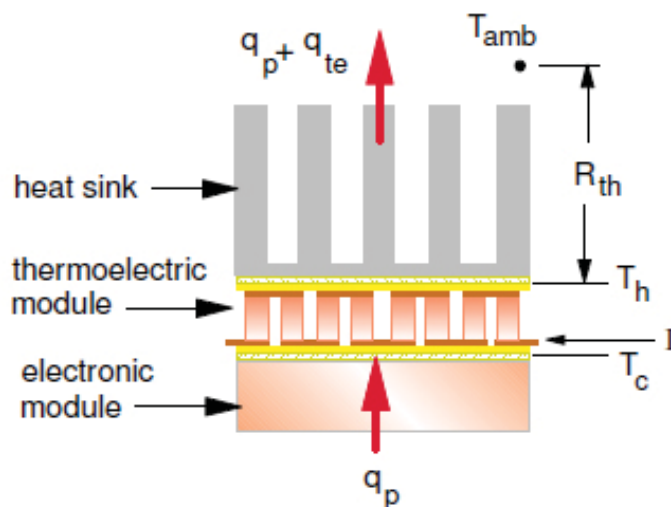


Figura 3.25: Ejemplo de disipación de calor de un aparato con un disipador y refrigeración por aire [62]



Para poder calcular la refrigeración necesaria, aproximamos las resistencias térmicas de cada una de las superficies del dispositivo en una única resistencia de modo que hagamos el equivalente térmico de la Ley de Ohm para poder simplificar los cálculos. Estos datos suelen venir dados en las fichas de datos de los componentes, por lo que los cálculos de calor suelen ser bastante simples.

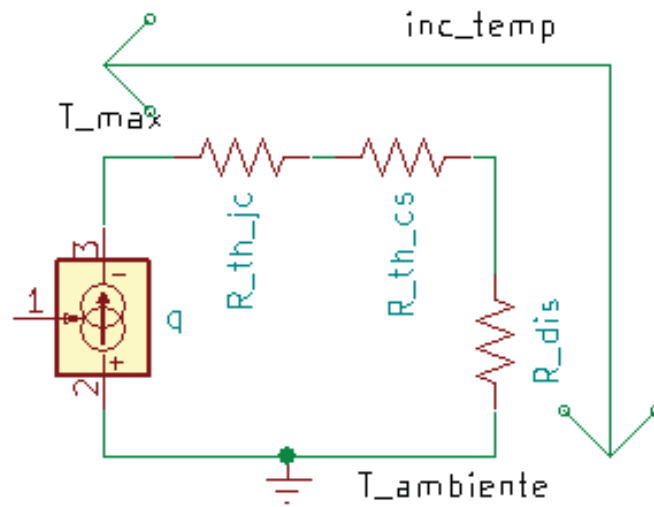


Figura 3.26: Circuito térmico equivalente de un MOSFET y sus disipadores

Para modelar los disipadores, empleamos el máximo esperado de calor producido como si de una fuente de intensidad se tratase, y el incremento de temperatura con respecto al ambiente hará referencia a la diferencia de potencial de modo que:

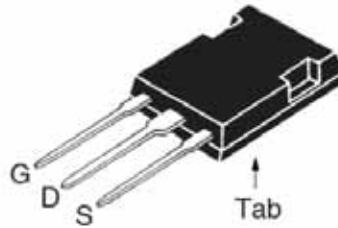
$$\Delta T = (R_{th_jc} + R_{th_cs} + R_{dis}) * Calor\ disipado(q) \quad (3.21)$$

Despejando, sacamos la resistencia térmica máxima requerida para el disipador:

$$R_{dis} = \frac{\Delta T}{(R_{th_jc} + R_{th_cs}) * q} \quad (3.22)$$

Las tablas con los cálculos se encuentran incluidos en el Anexo.

Decisión final



G = Gate D = Drain
S = Source Tab = Drain

Dato	Valor
V_{dss}	200 V
I_{d25}	300 A
$R_{DS(on)}$	$\leq 4 \text{ m}\omega$

Tabla 3.2: Valores eléctricos del MOSFET IXFK300N20X3

Figura 3.28: Imagen del MOSFET [61] y tabla con los valores más importantes del IXFK300N20X3

Finalmente en la elección del MOSFET se escoge el modelo IXFK300N20X (Figura 3.28) ya que es el que mejor rendimiento presenta en cualquiera de los casos. Se escoge también colocar dos MOSFETs en paralelo para dividir las pérdidas por conducción de cada uno de ellos, y que así no alcancen temperaturas tan altas.

Respecto a la opción de añadir el Antiparalleling Body Diode, se declina esta opción dado que las perdidas aumentan, así como el precio de los componentes, y que disipan peor esa potencia, por lo que los disipadores deben de ser de mayor tamaño y calidad.



Figura 3.29: Imagen de disipadores pertenecientes a la misma serie empleada [81]



Por último, para la refrigeración, se decide escoger los disipadores CR-201-50 3.29, con espacio para dos MOSFETS en cada uno de ellos y que permiten disipar la potencia deseada en el rango de temperaturas buscado. Los disipadores, irán acompañados de 3 ventiladores 109P0612H701 3.30 que funcionan a 12V y nos dan el flujo de aire deseado para que los disipadores evacuen el calor eficientemente.



Figura 3.30: Imagen de un modelo de ventilador de la misma serie que el empleado [7]

Drivers

El doble puente en H no puede ser activado directamente con el microcontrolador, ya que para la parte HIGH del puente necesita ser activado con una tensión V_{SG} mínima, y si se decide poner la tierra común respecto a la potencia (B^-), no puede activarse el lado HIGH a no ser que los voltajes DC sean muy bajos. Además, el microcontrolador no está preparado para mandar manejar grandes corrientes con sus pines, y los MOSFET de potencia como el que se va a usar requieren 1A para activarse lo suficientemente rápido y evitar así pérdidas innecesarias de energía.

R_{Gi}	Gate Input Resistance	1.8	Ω	
(a)				
$t_{d(on)}$ t_r $t_{d(off)}$ t_f	}	Resistive Switching Times	44	ns
		<u>$V_{GS} = 10V$</u> , $V_{DS} = 0.5 \cdot V_{DSS}$, $I_D = 0.5 \cdot I_{D25}$	43	ns
		<u>$R_G = 1\Omega$ (External)</u>	184	ns
			13	ns
(b)				

Figura 3.31: Datos extraídos de la ficha técnica del modelo IXFK300N20X3 [61]

Como se ve en la Figura 3.31, los valores de tiempo de activación nominales se han dado con un voltaje y resistencia nominal como se muestra en las imágenes anteriores (Figura 3.31). Por tanto, la intensidad máxima nominal que circula por el MOSFET, y que es el momento en el condensador de la puerta aun no esta cargado, es decir, que actúa como un cortocircuito, es:

$$I_{max} = \frac{V_{GS}}{R_{GI} + R_{exterior}} = \frac{10V}{1.8\Omega + 1\Omega} = 3.57A \quad (3.23)$$

Esta intensidad no puede ser suministrada por un microcontrolador, y unido al problema de activar el MOSFET HIGH, es necesario usar un dispositivo intermedio. La opción de emplear solo transistores para suministrar la energía, queda descartada, porque permiten que pasen mas altas corrientes, pero no soluciona el problema de la activación del lado HIGH.

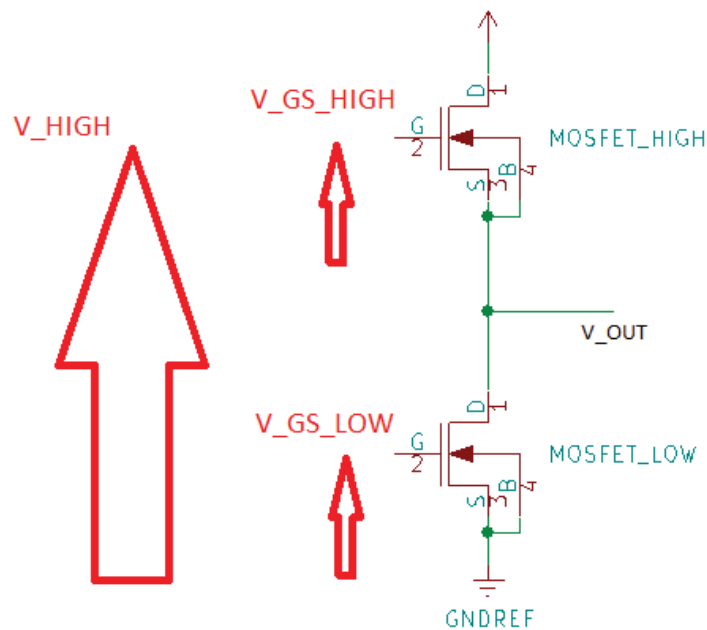


Figura 3.32: Imagen de un Medio puente en H y su problema para activar el MOSFET del lado HIGH

En la Figura 3.32 se observa como el microcontrolador debería ser capaz de aplicar un voltaje

V_{HIGH} que es imposible de dar ya que el microcontrolador da un máximo de 3.3V y el valor de la tensión de continua es de 110V, luego se necesitaría un voltaje de activación de al menos $V_{OUT} + 10V$ para abrir el MOSFET HIGH. Para sortear este problema usaremos un driver de medio puente en H, que consiguen activar la puerta del lado HIGH gracias a un condensador que cuando está cargado pone en paralelo con el MOSFET y así consigue aplicar el V_{GS} deseado.

El driver empleado es el IR2110 (Figura 3.33), que permite un máximo de 2A, que aunque sea menor que los 3.57 nominales, da una intensidad lo suficientemente grande como para conseguir que los tiempos de activación no se tengan que tener en cuenta.

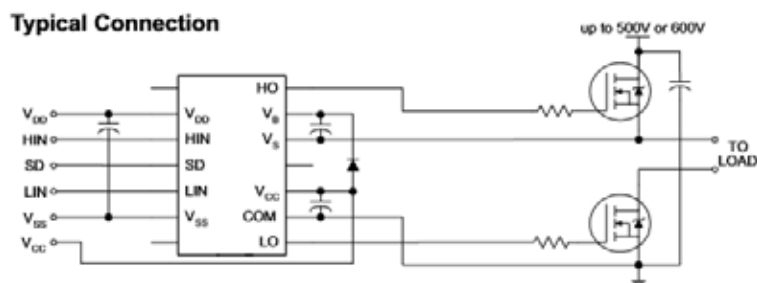


Figura 3.33: Esquema de conexión del IR2110 extraído de la ficha técnica del producto [85]

3.1.8 Condensadores

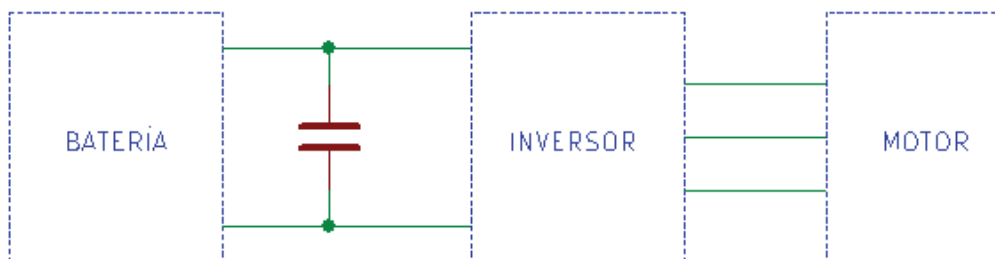


Figura 3.34: Ejemplo de donde se colocan los condensadores en el inversor

Los condensadores se emplean para filtrar la intensidad suministradas por las baterías, haciendo que esta sea constante y que el voltaje que vea el inversor sea constante. Los condensadores se añaden para poder evitar dañar las baterías y para reducir las emisiones EMI, al filtrar la intensidad de las baterías y hacerla constante y evitar que esos cables actúen como antenas.



Figura 3.35: Imagen de los condensadores empleados

Los condensadores utilizados serán reciclados de un inversor estropeado, donde la capacidad total es de 320 μF y además incluye unas resistencias en paralelo, para evitar que el condensador se quede cargado cuando se desconecta el sistema, y unos condensadores conectados a la masa, para reducir interferencias y ruidos por contaminación electromagnética.

3.2 Diseño

En este apartado mostraremos los esquemas de conexión del dispositivo y desarrollaremos los cálculos y decisiones tomadas. Partiremos de la alimentación, donde la toma nos aporta 12V de continua y se dirige a los convertidores DC/DC, los drivers para encender los MOSFETS y por último, los ventiladores.

Los 12V llegan a los dos convertidores de 5V y $\pm 12\text{ V}$, donde se han seguido las recomendaciones dadas en las fichas técnicas y se han incluido además unos LED como indicación visual del correcto funcionamiento. en la Figura 3.36 vemos que se ponen a la misma tierra los convertidores NMA1212DC y NMA1205DC pese a estar aislados, eso se debe a que el interés en esos convertidores es la capacidad de suministrar valores negativos de tensión, es necesario que tengan una referencia de tierra común dado que se van a usar para alimentar los sensores, y eso va luego al microcontrolador.

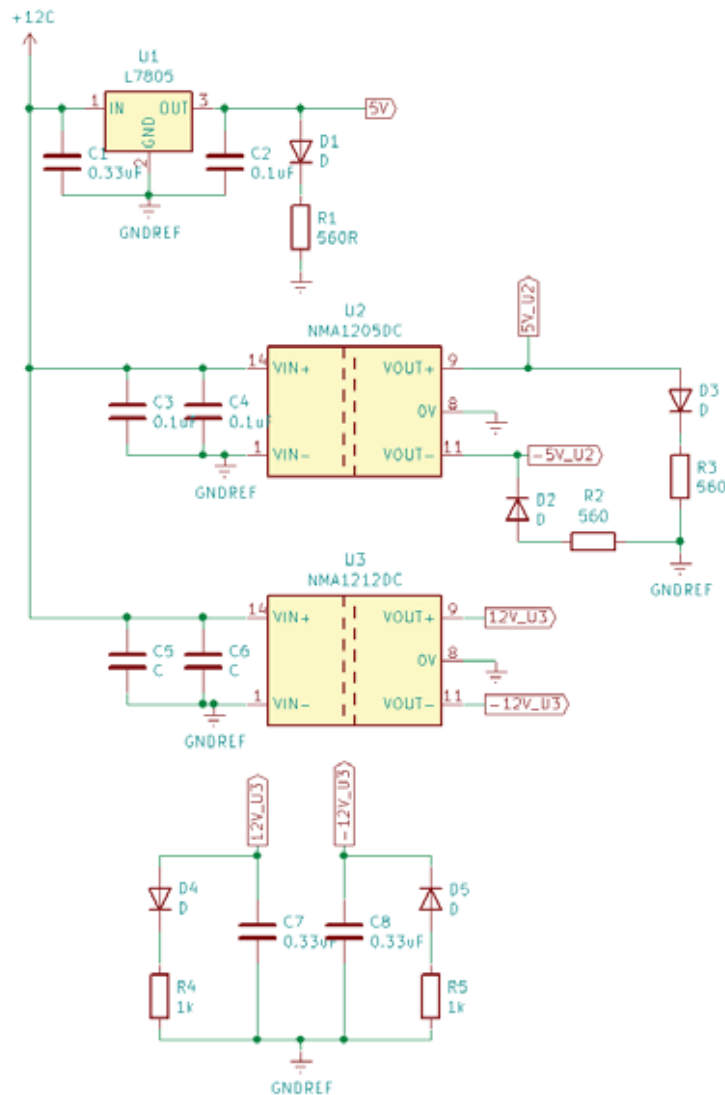


Figura 3.36: Esquema eléctrico de los convertidores alimentados a 12 VDC.

La salida de 5V del convertor L7805CV (Figura 3.36) va a otro convertor de tensión de 3.3V de salida para alimentar el micro (Figura 3.37), los drivers (Figura 3.39) y el programador (Figura 3.38), además, se usa para alimentar directamente el circuito integrado que permite comunicar el microcontrolador con un ordenador (Figura 3.40) dos de los cuatro filtros de señal, los dos que actúan sobre la señal del sensor de posición y el propio sensor de posición (Figura 3.42).

- El L7805 lleva conectado un convertor LM2937 que a su vez alimenta el microcontrolador con 3.3V, sus parámetros nominales. El microcontrolador incluye un botón de Reset conectado al pin 1, cuatro salidas analógicas en los pines 2, 3, 4 y 5, donde los pines 4 y 5 se emplean también para programar el micro. Por último, del micro saldrán seis salidas PWM para el control de los MOSFETS que se dirigirán a los drivers.

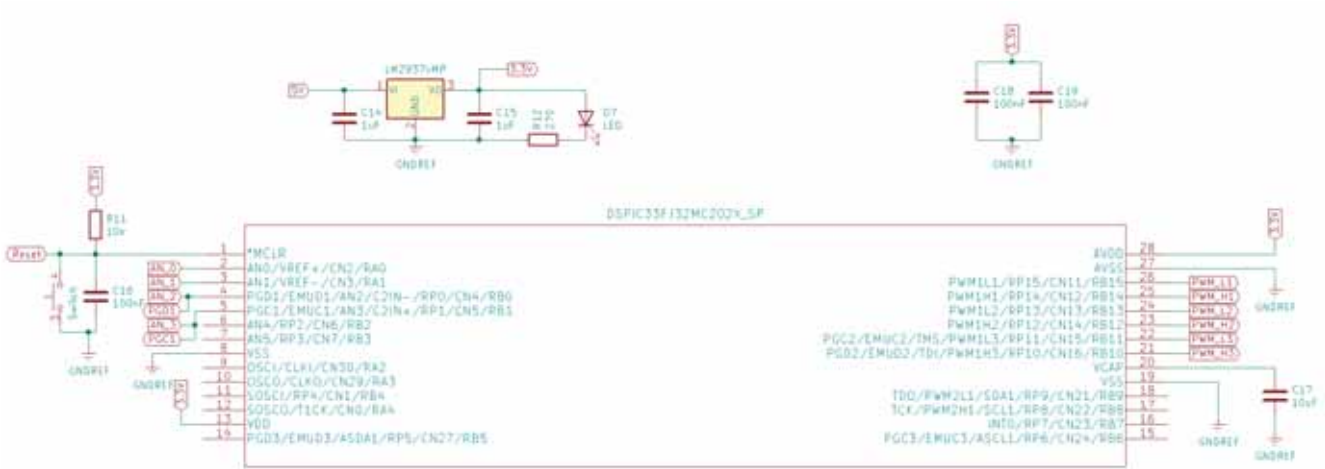


Figura 3.37: Esquema eléctrico del convertidor de 3.3V y el microcontrolador.

- Como se ha dicho antes, del micro salen los pines 1, 4 y 5, Reset, PDG y PDC respectivamente, que se conectarán a un conector que permita poder comunicar el programador con el microcontrolador. Estos pines van acompañados de una alimentación de 3.3 V.

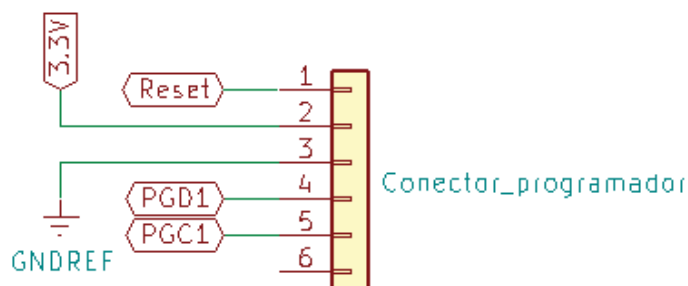


Figura 3.38: Esquema eléctrico de conexión de la placa con el programador.

- Los driver son los elementos que separan la electrónica de control de la potencia, y por lo tanto buscamos no pasarnos de sus valores recomendados. Para la entrada de señal se incluyen resistencias para evitar que el micro aporte intensidades altas, además, para que el muestro de esa señal sea el correcto, se alimenta al mismo voltaje que el microcontrolador. Para la salida, se coloca un condensador lo suficientemente alto como para pueda cargar a 12V la entrada del MOSFET, para ello se emplea un condensador de 1uF, además, en la salida de señal, ponemos resistencias de 3.6 Ω para limitar intensidades de entrada. Por último, para evitar que las señales se vean afectadas por las emisiones EMI, se colocan condensadores de 0.1uF y se ponen todas las tierras en común.

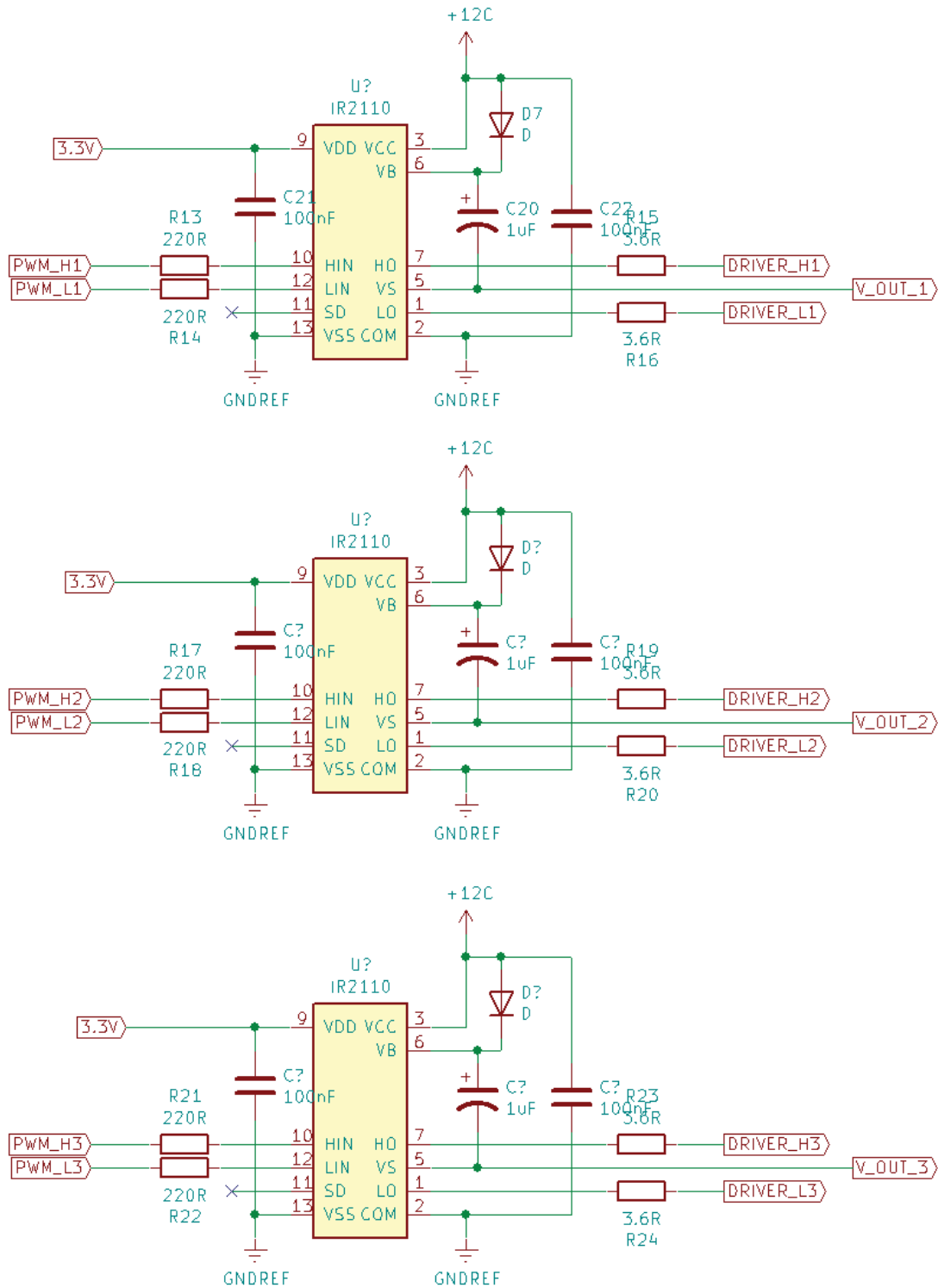


Figura 3.39: Esquema eléctrico de los drivers del dispositivo

- El adaptador FT230XS es el intermediario entre el puerto USB y el microcontrolador, además, incluye dos LED como referencia visual que se encienden cuando hay intercambio

de datos.

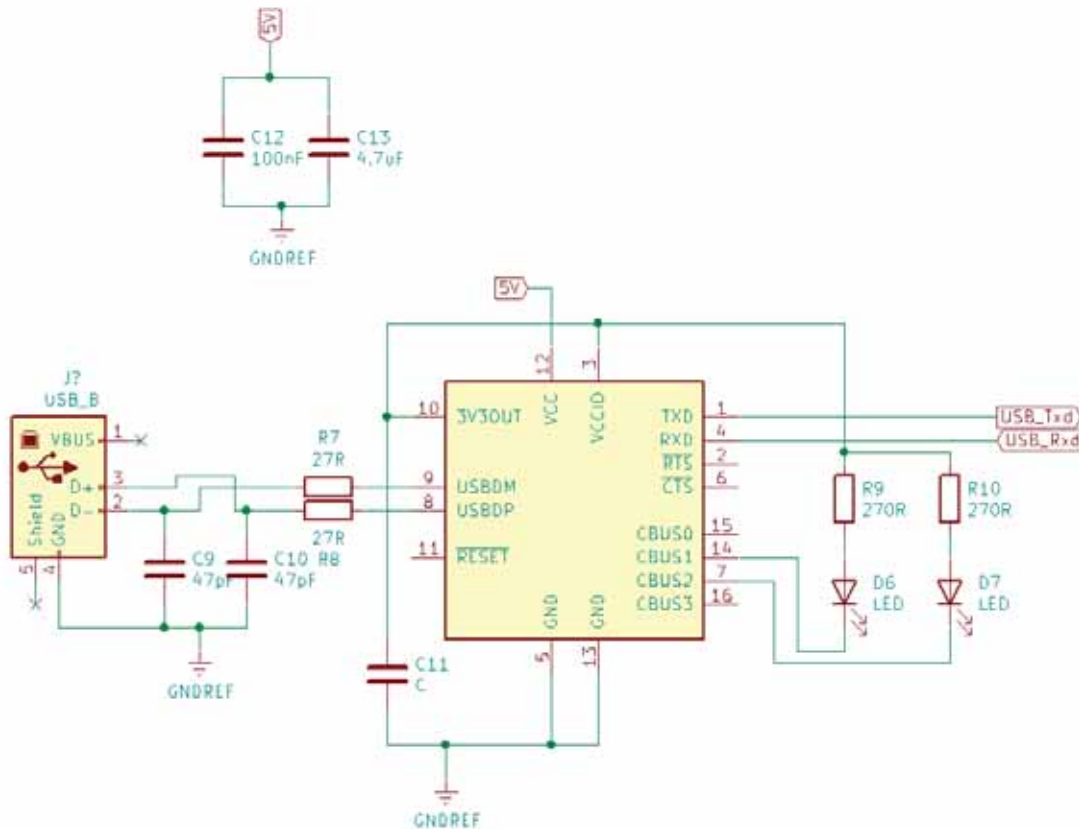


Figura 3.40: Esquema eléctrico del adaptador de comunicación FT230XS

- Para el filtrado con el LTC1065, alimentamos a los 5V provenientes del convertor L7805. La alimentación es tal que entre V^+ y V^- opera como mínimo con los mismos rangos de operación que el sensor de posición (5V). Se sitúa el GND del filtro en 2.5V para poder aplicar el offset negativo. De offset añadimos $5V * (\frac{2.2k}{5.6k+2.2k}) - 2.5V = -1.089V$ para hacer que la onda del sensor de posición que coge valores entre dos y cuatro voltios de a la salida valores dentro de [0-3.3V], que son los valores máximos que el controlador puede medir. Finalmente, se diseña el filtrado, como la frecuencia máxima de giro es de 5000rpm que son 83Hz, se decide poner una frecuencia de corte de 800Hz, e decir, una década más adelante. Para conseguir elegir la resistencia que marca la frecuencia de corte, empleamos la siguiente fórmula suministrada en la hoja de características [97]:

$$R = \frac{1.06}{204 * 10^{-12} * 800 * 10^2} \quad (3.24)$$

La resistencia que escogemos al final de 68KΩ.

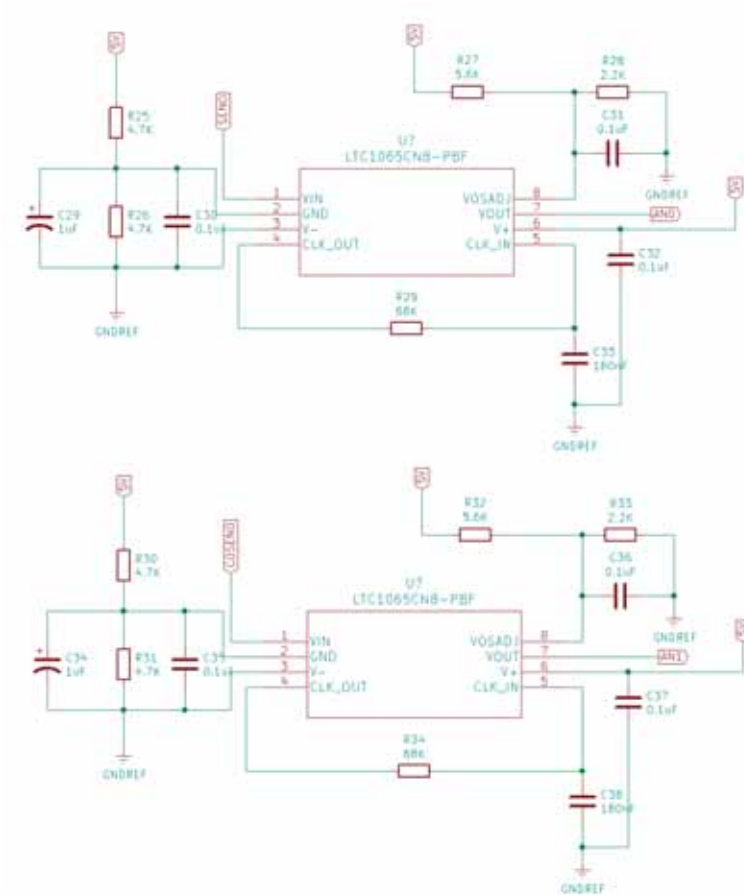


Figura 3.41: Esquema eléctrico del filtrado de la señal proveniente del sensor de posición

- Para el sensor de posición, se sigue la tabla indicada en la Figura 3.10



Figura 3.42: Esquema eléctrico de las conexiones al sensor de posición

El convertidor NMA1205DC alimenta a su salida los filtros LTC1065 que filtran la medida dada por los sensores de intensidad. Dado que la señal medida es alterna y el sensor de intensidad da una relación lineal sin offset, vamos a recibir valores de voltaje negativos. Para ello vamos alimentaremos estos filtros con $\pm 5V$ para que pueda filtrar toda la señal y no se vea saturada por abajo. Como referencia de tierra usamos la misma que toda la electrónica, ya que la salida del filtro tiene que ser medida por el microcontrolador. Para poder entrar la señal correctamente al



microcontrolador, debemos introducir un offset positivo a esta, ya que la señal recibida es de ± 1.25 V como se ha dicho cuando se introducía el sensor de intensidad. En el diseño hay que introducir un mínimo de 1.25 V de offset, obteniendo un pico máximo de $-1.25 + 1.25 + 2.5 = 2.5V$, así que como aun hay espacio hasta llegar a los 3.3V, se decide que el offset introducido sea de 1.7 V, de manera que los rangos de salida esperados son de $\pm 1.25V + 1.7V = [0.45 - 2.95]$. Para conseguirlo, se empleara un divisor de tensión entre 5 y 0V donde se calculan las resistencias del offset a continuación.

$$V_{offset} = 5V * \frac{R_{offset}}{R + R_{offset}} \quad (3.25)$$

$$R_{offset} = \frac{V_{offset} * R}{5V - V_{offset}} \quad (3.26)$$

$$R_{offset} = 0.51 * R \quad (3.27)$$

Como se ve en las anteriores formulas, la R escogida de offset debe de ser la mitad, por lo que se eligen las resistencias de $R_{offset} = 2.49K\Omega$ y $R = 5.1K\Omega$. Para terminar con el filtro, se escoge una frecuencia de corte de 4000Hz, ya que se espera que el motor pueda girar hasta las 5000rpm. Para ello, escogemos la resistencia de corte de banda de la misma forma que se hizo con el otro filtro:

$$R = \frac{1.07}{204 * 10^{-12} * 4000 * 10^2} = 14.8K \quad (3.28)$$

La resistencia que escogemos al final de 15K Ω .

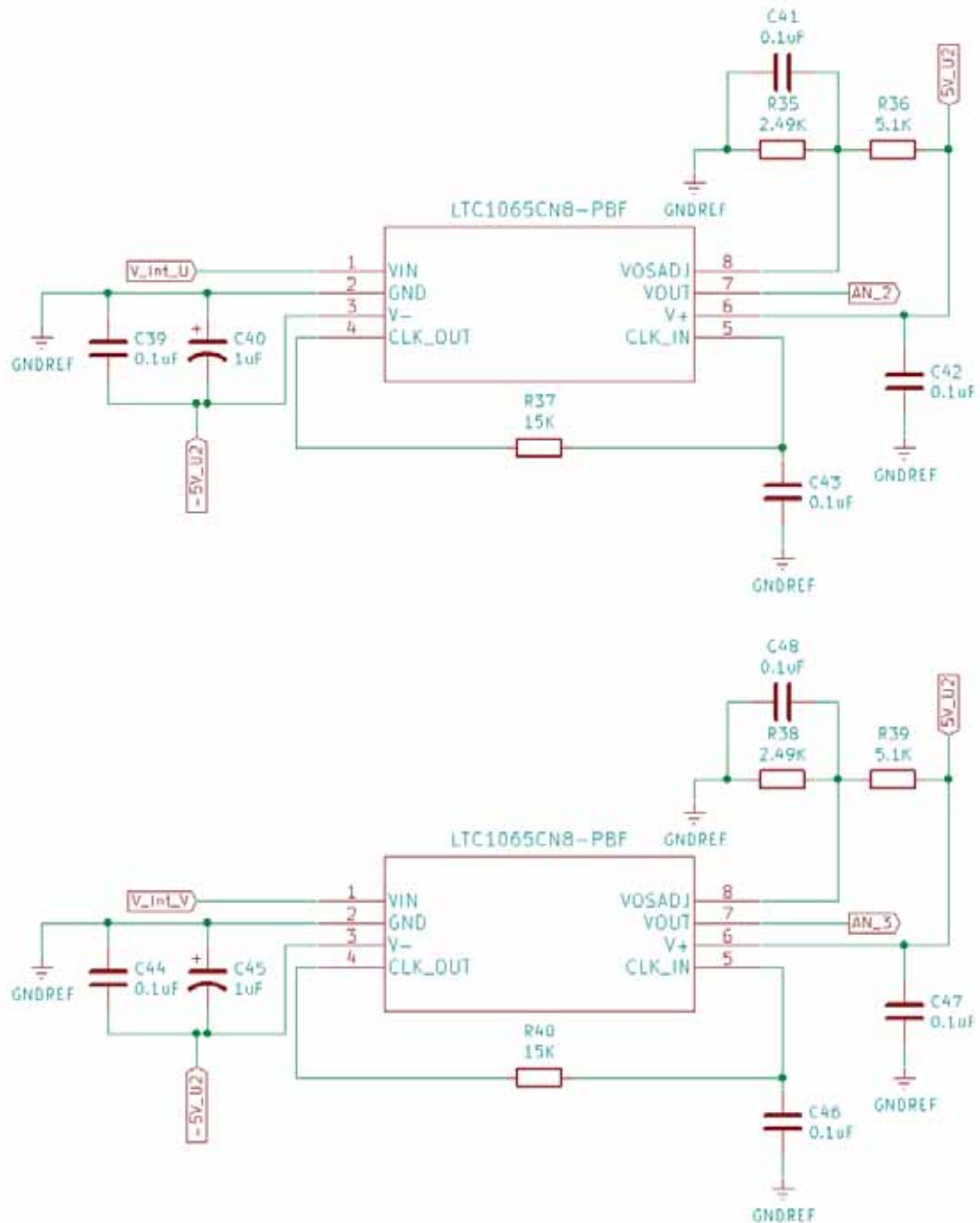


Figura 3.43: Esquema eléctrico de las conexiones del filtro LTC1065 de los sensores de intensidad

El último convertor, el modelo NMA1212DC, su salida alimenta los dos sensores de intensidad que miden la corriente de cada una de las fases. Al ser un sensor de efecto Hall, la intensidad de fase está aislado con la salida, permitiendo mayor protección. El sensor se alimenta a los $\pm 12V$ del convertor NMA1212DC y da una salida de intensidad en su patilla N°2 que va a una resistencia de 10Ω , como bien se indico en la explicación del sensor de intensidad. La diferencia de tensión de la resistencia colocada es la medida por el filtro LTC1065.

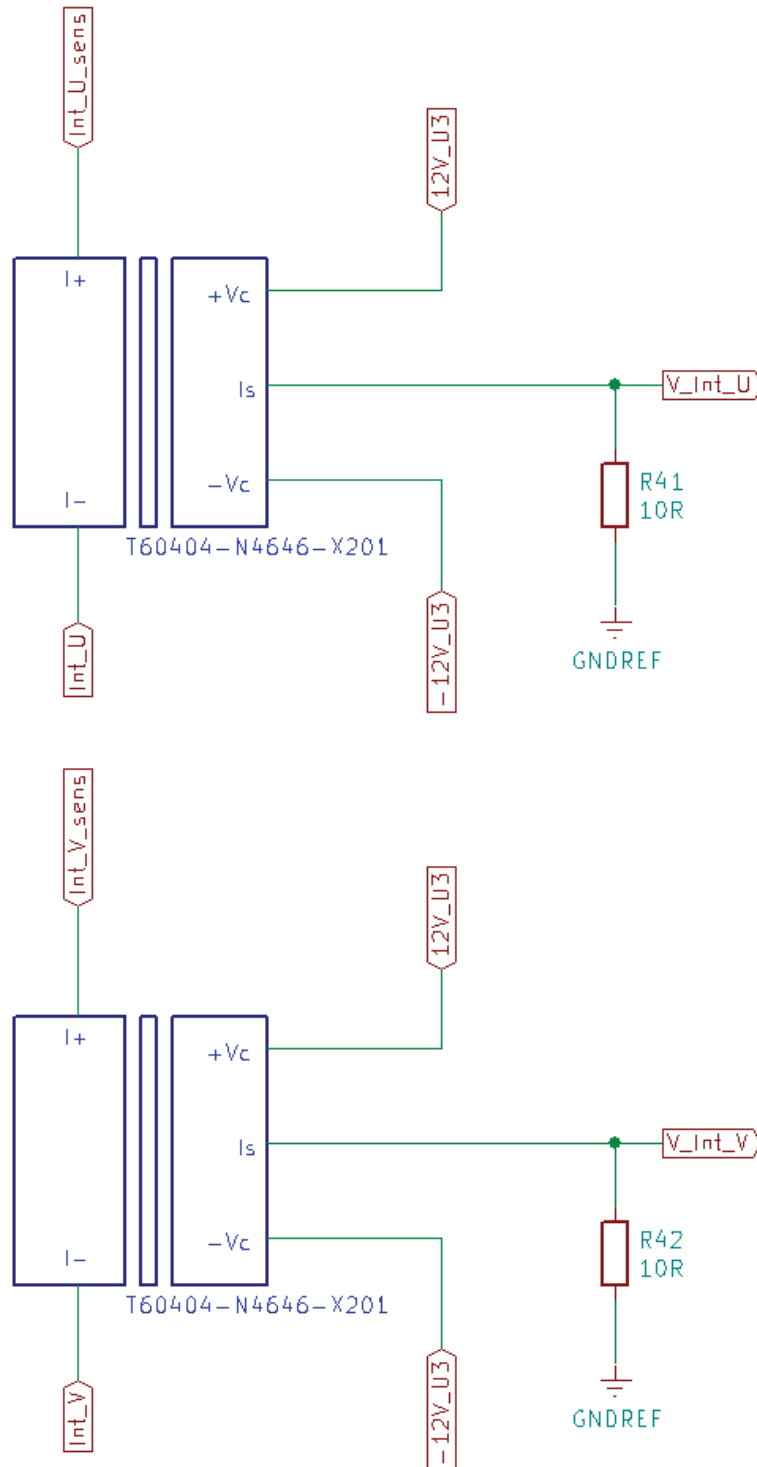


Figura 3.44: Esquema eléctrico de las conexiones del sensor de intensidad

Finalmente, la conexión de los MOSFET y los condensadores se hacen seguida, ya que para

reducir los ruidos electromagnéticos, se colocan ambos lo más cerca posible. Los condensadores, como bien se indicó en su introducción, tienen unos valores de 320uF y llevan una resistencia en paralelo como se indica en la Figura 3.45.

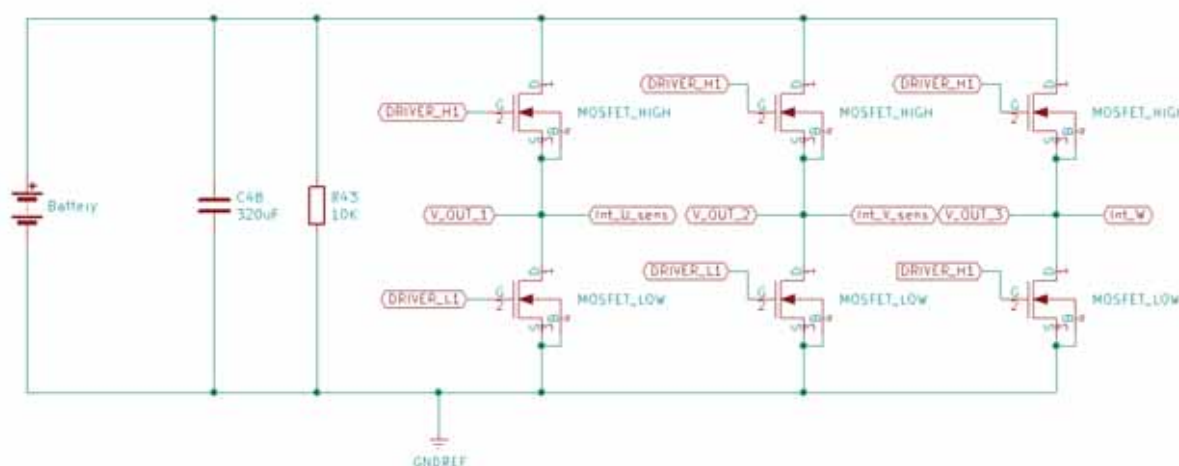


Figura 3.45: Esquema eléctrico de las conexiones de los condensadores y los MOSFETS

En la anterior figura se puede observar como seguido a los condensadores se encuentran los MOSFET conectados en un doble puente en H. Las dos primeras fases (U, V) pasarán por los sensores de intensidad, la tercera fase no es necesario debido a que el sistema no presenta neutro, luego $I_W = -I_U - I_V$.

3.3 Distribución de componentes

Para elegir como colocar todos los elementos del inversor, se han seguido los criterios de minimizar los efectos de la radiación electromagnética y reducir al máximo las pérdidas. Como medidas para reducir los efectos de las EMI, se ha hecho lo siguiente:

- Desarrollar el circuito en una placa impresa.
- Separar la electrónica de control de la de potencia lo máximo posible.
- Poner la electrónica de control lo más junta posible, esta decisión se hace para evitar interferencias en las pistas de medidas.
- Colocar los condensadores lo más cerca posible de los MOSFETS.
- Emplear cables trenzados con apantallamiento.
- En las zonas de placa no empleadas, dejar el máximo de masa posible (Material conductor no conectado)

Como medidas para reducir las pérdidas de potencia, se ha tratado de evitar pistas y cables innecesariamente largos y y el emplea de secciones de pista y cable apropiados.

El proyecto, se ha dividido en dos placas unidas por tornillos de plástico para evitar cortocircuitos. La placa de abajo (Figura 3.46) lleva toda la electrónica de potencia, es decir, los



condensadores de filtrado de la batería y los MOSFET. Para hacer las conexiones, dado a que van a ir intensidades elevadas, se empleará chapa de cobre logrando unas secciones de 55mm^2 , suficiente para llevar la intensidad deseada.



Figura 3.46: Imagen de la planta baja del inversor sin sus componentes, solo las conexiones y orificios hechos.

La placa permite conectar las baterías y los MOSFET a través de espárragos de calibre M8 y sus MOSFETS, son activados a través de cables coaxiales apantallados que parten de la placa



baja y van a la de arriba, donde se sitúa todo el control. Por último, esta placa también incluye la refrigeración de los MOSFETS, es decir, los radiadores y los ventiladores (Figura 3.46).

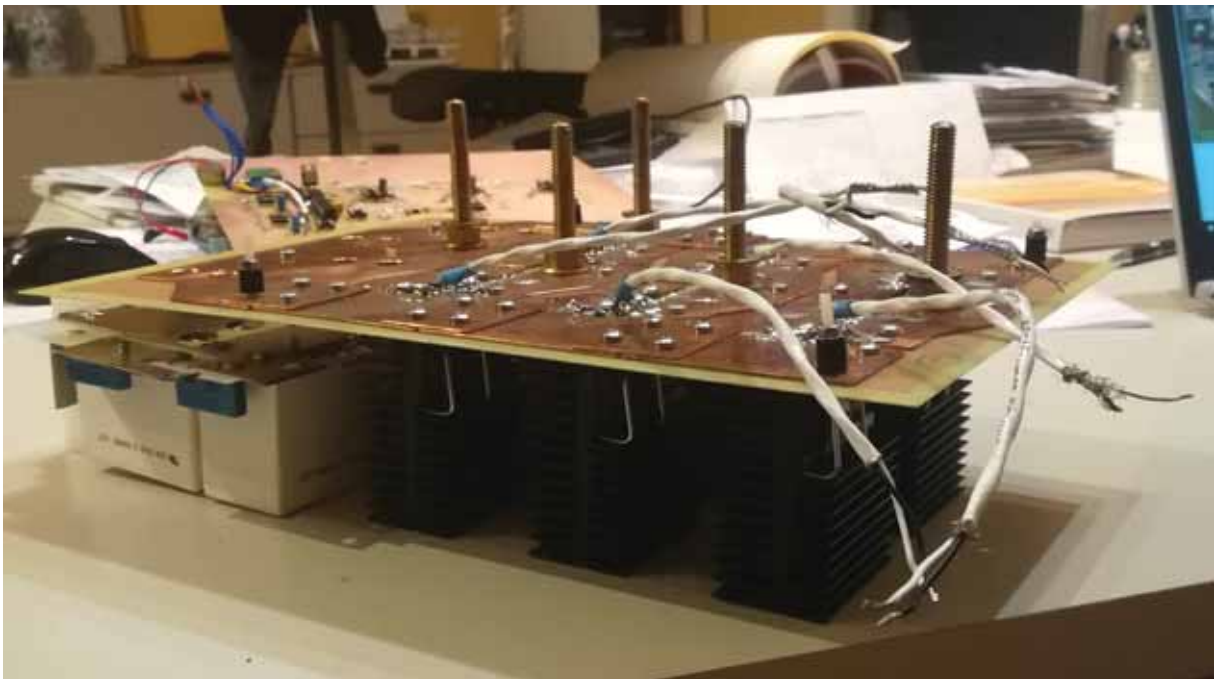


Figura 3.47: Imagen de la placa del piso bajo del inversor con todos sus componentes

La placa de arriba concentra toda la electrónica de control y su alimentación y sensores. Esta placa se sujeta mediante unos tornillos de plástico que la aíslan de la placa de abajo y está atravesada por los espárragos de medida M8 por donde entra y sale la potencia de la placa de abajo para así poder medir intensidades.

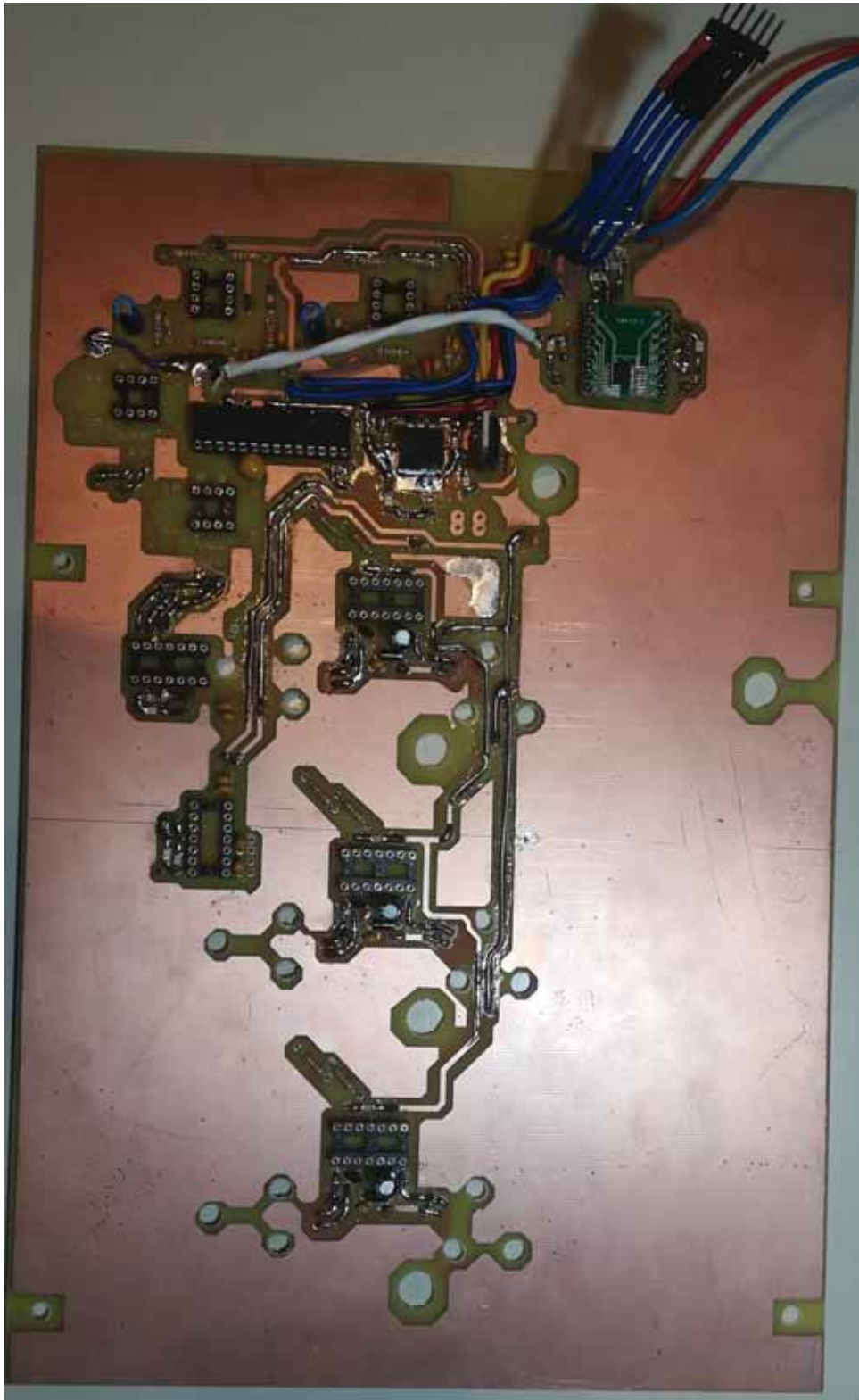


Figura 3.48: Imagen de la placa superior con todas las soldaduras hechas.

Capítulo 4

Control

Este capítulo expone el control desarrollado a partir de los valores de la planta del motor.

4.1 Vision general

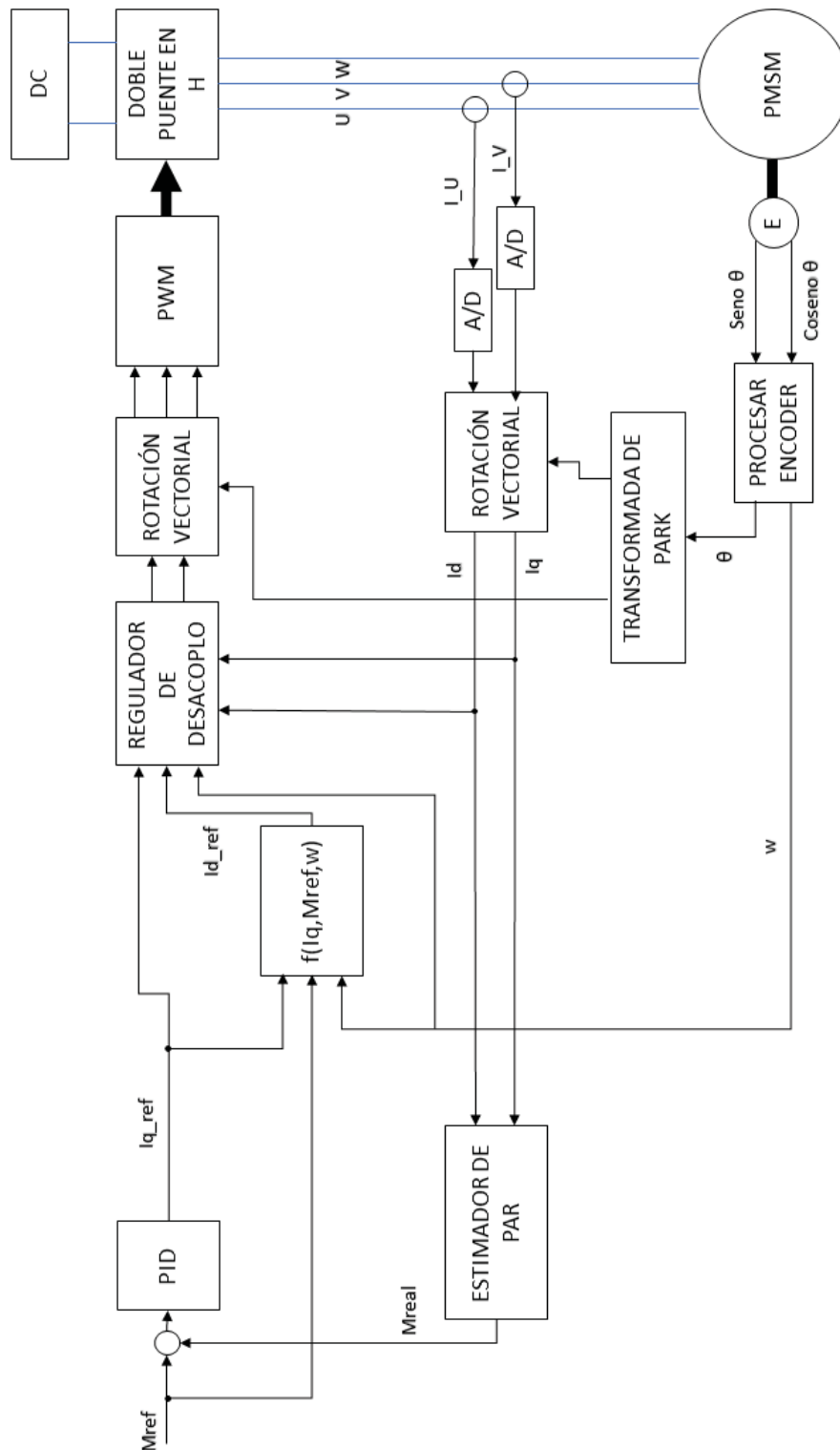


Figura 4.1: Diagrama de bloques del inversor.



Para el control correcto de un motor síncrono es recomendable hacer un control por ejes dq y rotación vectorial. Dado que el inversor está pensado para un vehículo eléctrico, el control que se empleará será de par y ya el piloto se encargará de que se lleve la velocidad adecuada. En la Figura 4.1 se incluye el diagrama de bloques completo de como estará estructurado el programa.

Las líneas azules representan cables de conexión eléctrica, mientras que las líneas negras indican hacia donde se dirigen los datos procesados por cada bloque. Todas las acciones de los bloques del diagrama se ejecutan dentro del microcontrolador salvo los de la Figura 4.2.

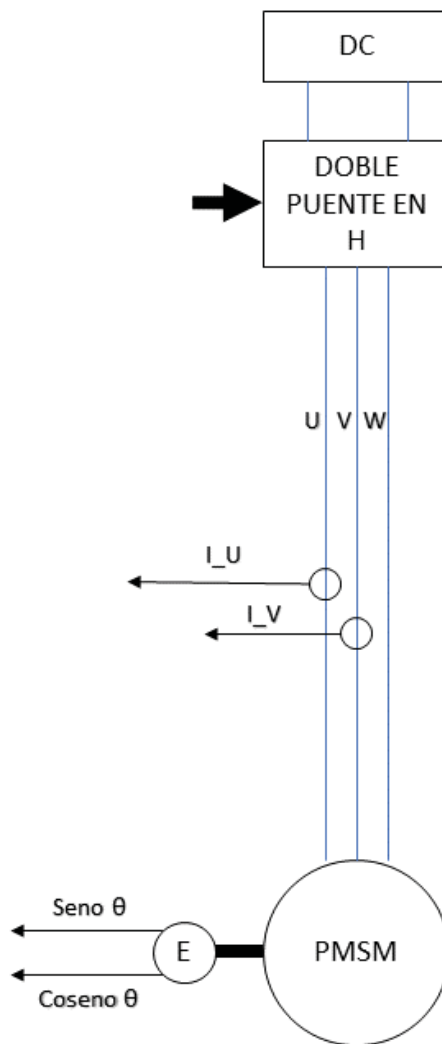


Figura 4.2: Diagrama de bloques de potencia.

Una vez extraída la parte externa al control, que es toda aquella por la que circula la potencia, hay dos grupos de bloques principales:

- Rotación vectorial.
- Control de par y regulador de desacoplo.

4.2 Rotación vectorial

La rotación vectorial se encarga de que el flujo del estátor siga la posición del rotor, es decir, es el que se encarga de convertir los valores dq relativos en valores fijos trifásicos. Dado que el control se realiza en ejes relativos al rotor, y el rotor se esta moviendo, es necesario que la rotación vectorial siga ese movimiento como bien se ha dicho antes. Los siguientes bloques que aparecían en la Figura 4.1 componen el regulador vectorial (Figura 4.3):

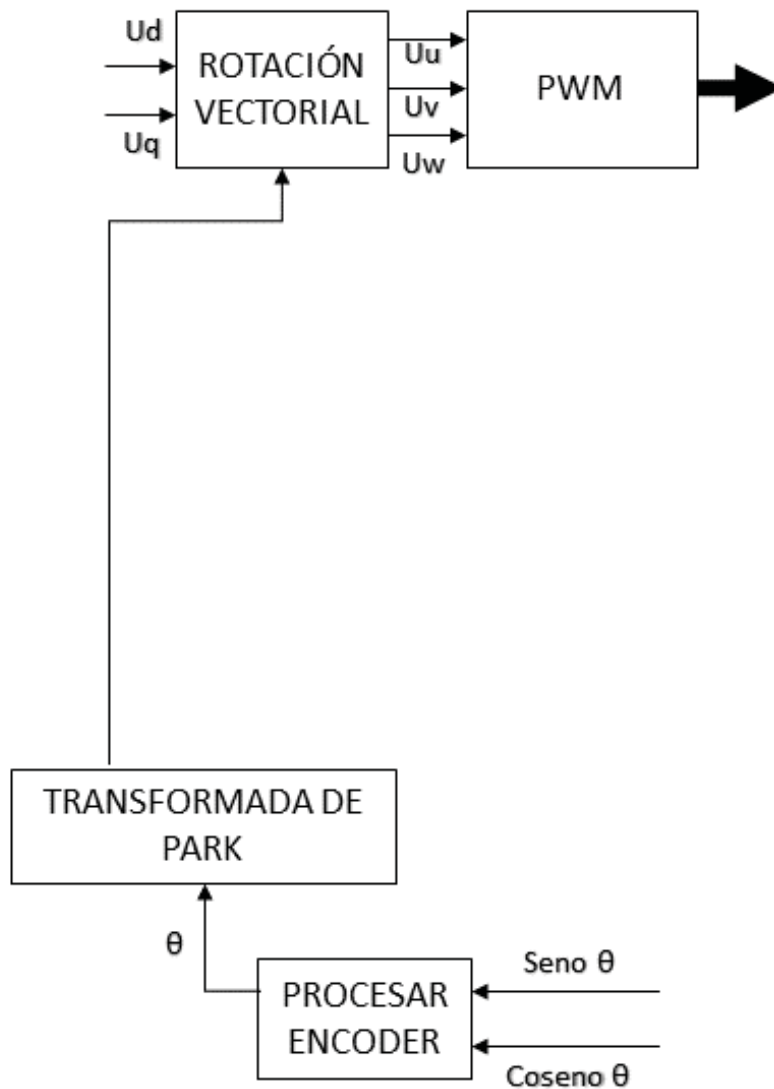


Figura 4.3: Diagrama de bloques de correspondiente a la rotación vectorial.

A continuación se explicarán los siguientes bloques:



4.2.1 Procesar Encoder

En este bloque medimos los valores dados por el encoder del seno y del coseno del rotor para poder sacar el ángulo de posición. Primero se le quitan digitalmente a las señales medidas el offset que llevan y hacemos la siguiente operación:

$$\tan \theta = \frac{\sin \theta}{\cos \theta} \quad (4.1)$$

A continuación, ya con la tangente, sacamos el ángulo a partir de unos valores introducidos en una tabla para evitar hacer complejos cálculos matemáticos que nos hacen perder tiempo de ejecución. Con el ángulo obtenido, ya tenemos la posición que indica el encoder, ahora le sumamos o restamos el ángulo en función del desfase que tenga el encoder con respecto a nuestra posición de partida, que en nuestro caso es la fase A.

Finalmente, multiplicamos el ángulo obtenido por el número de polos y ya tenemos el ángulo eléctrico.

4.2.2 Transformada de Park

Para la rotación vectorial, la transformada de Park se usa para pasar los ejes relativos a ejes fijos del rotor para poder procesarlo más adelante.

- La matriz para pasar de los valores en ejes dq relativos a ejes DQ fijos siendo el componente homopolar nula debido a que el sistema no tiene neutro, por lo que la matriz resultante es la siguiente:

$$\begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

4.2.3 Rotación Vectorial

La rotación vectorial se encarga de convertir los valores relativos deseados U_d y U_q en valores trifásicos que se puedan aplicar de verdad. Primero se encarga de sacar los ejes en coordenadas DQ fijas de los valores de tensión gracias a la matriz dada por la transformada de Park:

$$\begin{bmatrix} U_D \\ U_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

A continuación estos ejes se proyectan sobre los vectores que el doble puente en H proyecta:

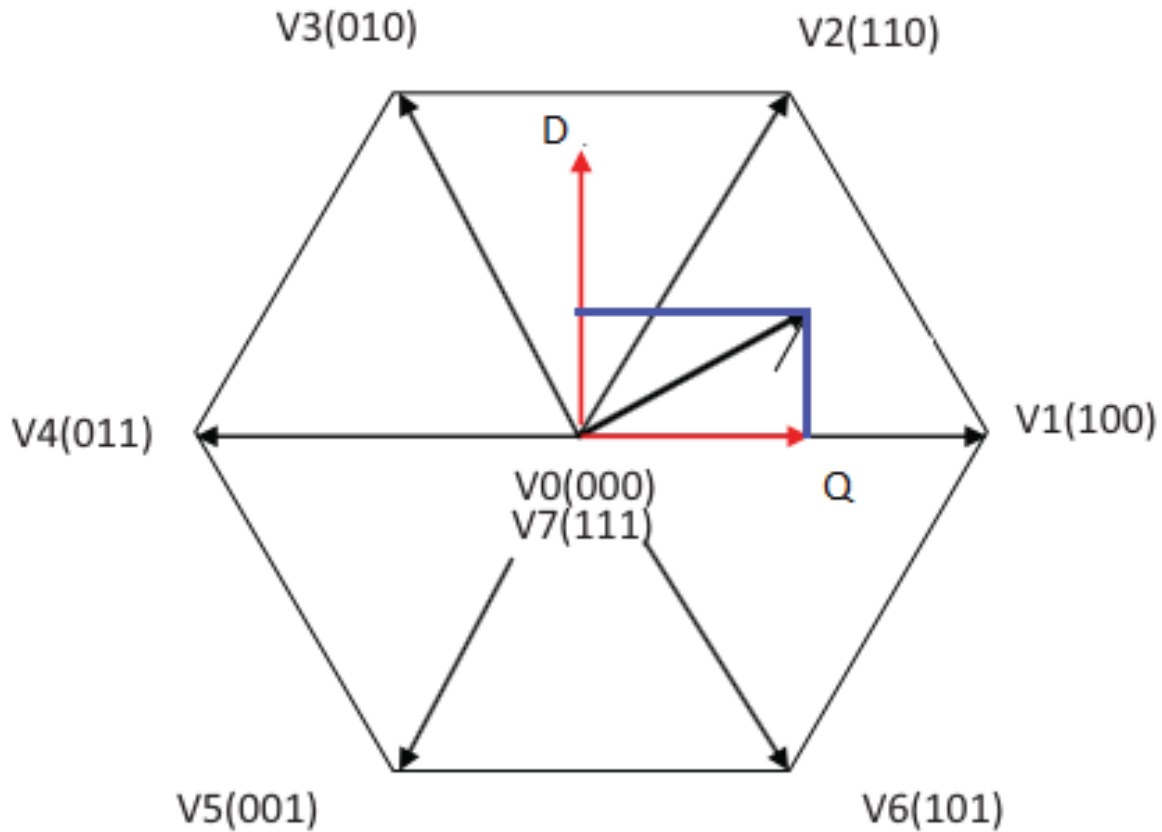


Figura 4.4: Diagrama vectores del doble puente en H [59]

Con los vectores resultantes D y Q, obtiene el vector resultante y se localiza la zona del anterior hexágono donde está actuando, es decir, entre cual de los vectores (V1, V2, V3, V4, V5 o V6) se encuentra el vector resultante. Por último, proyectamos los vectores D y Q sobre los vectores de la zona en la que se encuentra para así obtener los módulos de tensión resultantes de cada uno de los vectores.

4.2.4 PWM

El bloque del PWM se encarga de obtener los valores requeridos de tensión a partir del valor fijo de la batería. Esto lo consigue mediante la conmutación de los MOSFETS a muy alta frecuencia de modo que el valor medio de tensión que vea el motor sea aproximadamente el valor deseado gracias a las inductancias del bobinado que filtran la intensidad que entra.

Los valores obtenidos del regulador de tiempo son convertidos en Duty Cycle del PWM donde se tiene que cumplir la Ecuación 4.4:

$$T = T_0 + T_a + T_b + T_7 \quad (4.4)$$

Siendo T_0 y T_7 los intervalos de tiempo donde se dan 0V y T_a y T_b los valores de tiempo con el vector proyectado previamente, se cumplen las siguientes ecuaciones:



$$V_a = \frac{T_a}{T} * V_{bat} \quad (4.5)$$

$$V_b = \frac{T_b}{T} * V_{bat} \quad (4.6)$$

$$T_0 = T_7 \quad (4.7)$$

$$T_0 = T_7 = T - T_a - T_b \quad (4.8)$$

4.3 Control de par y regulador de desacoplo

A este grupo le corresponde los siguientes bloques de la Figura 4.5. En este grupo se hace el control de intensidades con los parámetros de la planta en ejes dq relativos al eje del rotor para conseguir dar la salida de par deseada.

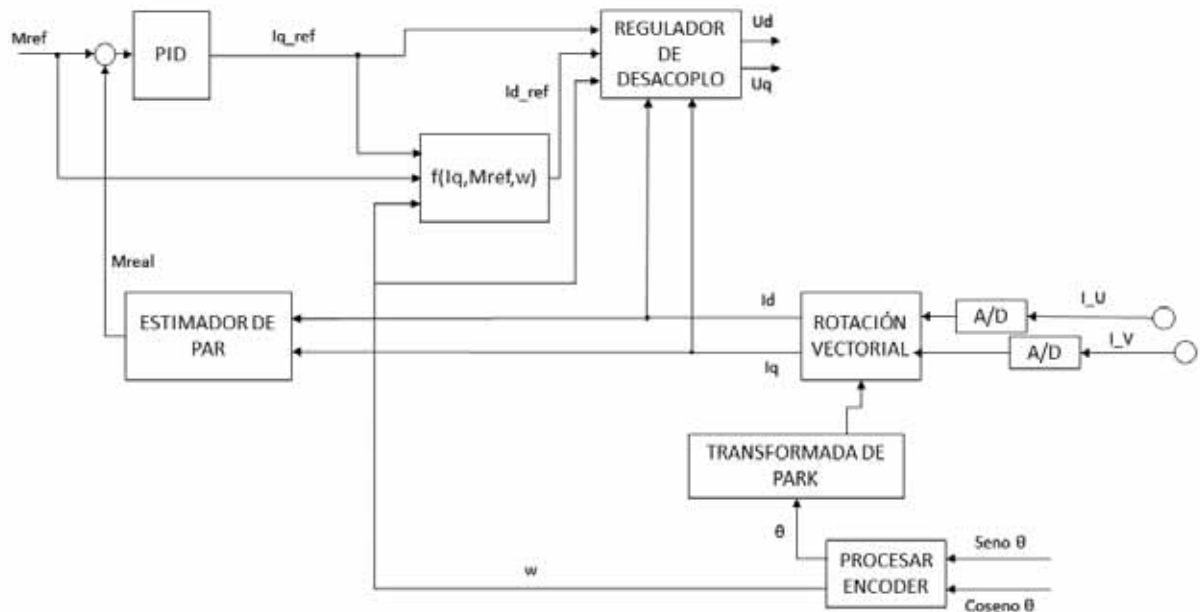


Figura 4.5: Diagrama de bloques de potencia.

4.3.1 Procesar Encoder

En este bloque se hace el mismo proceso que en la sección anterior para poder sacar el ángulo eléctrico, pero además ahora se saca la velocidad angular del rotor para poder hacer el control. La velocidad se saca con la siguiente ecuación:

$$\omega = \frac{\theta_n - \theta_{n-1}}{T_s} \quad (4.9)$$



En conclusión, extrae la velocidad a partir del incremento del ángulo durante un intervalo de tiempo T_s ya que $\omega = \delta\theta/\delta t$.

4.3.2 Transformada de Park

Para el control, la transformada de Park nos da una matriz que nos permite pasar valores trifásicos a valores relativos en ejes dq:

$$\begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/\sqrt{3} & 2/\sqrt{3} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

4.3.3 Rotación Vectorial

Este bloque se encarga de transformar los ejes trifásicos medidos del sensor en unitarios y los proyecta a ejes relativos a partir de la transformada de Park dada antes:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/\sqrt{3} & 2/\sqrt{3} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_U \\ i_V \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

4.3.4 Estimador de par

Para obtener el par del motor, se puede usar un sensor de par, que son caros o estimar el par a partir de la intensidad que circula por el motor. Para este proyecto, se estimará el par y como los cálculos se harán en unitarias, la ecuación será la siguiente:

$$m_{pu} = \lambda_{IMAN} * i_q + (L_d - L_q) * i_d * i_q \quad (4.12)$$

4.3.5 Regulador de desacoplo

En el bloque del regulador de desacoplo se hace el control de intensidad en cada uno de los ejes de las plantas dq del motor, siendo el resultado el siguiente:

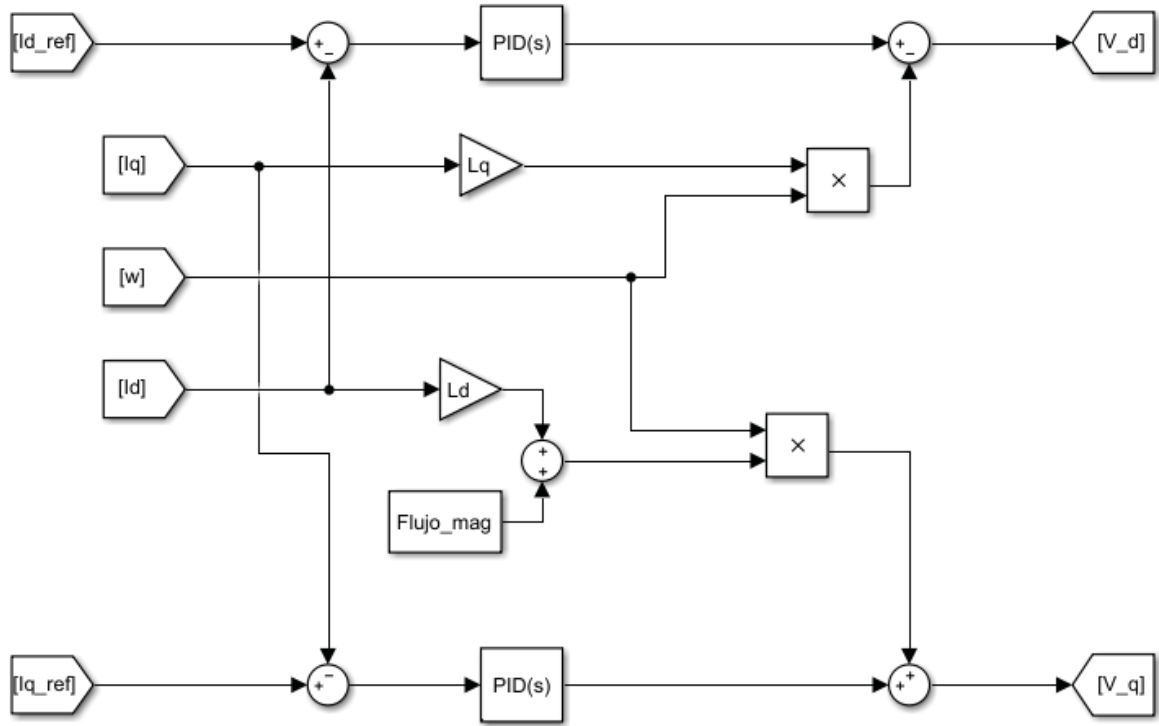


Figura 4.6: Diagrama de bloques del regulador de desacoplo.

Tal y como se ve en la Figura 4.6, el diagrama incluye dos PID para el control de la intensidad, y para compensar las autoinductancia del motor, se incluyen los componentes del regulador de desacoplo, que tienen en cuenta esas tensiones inducidas a partir de los valores medidos y los compensa. Gracias al regulador de desacoplo, se pueden desacoplar los ejes dq de forma que se pueda hacer un control óptimo.

Para el PID se ha calculado la planta del motor para hacer las simulaciones. La planta resultante de cada uno de los vectores dq es la siguiente:

$$Planta_d(s) = \frac{1}{R_s + L_d * s} \quad (4.13)$$

$$Planta_q(s) = \frac{1}{R_s + L_q * s} \quad (4.14)$$

Una planta estable con un único polo donde la función de transferencia resultante es:

$$\frac{I_d}{I_dref} = \frac{K_d * (T_{i_d} * s + 1)}{T_{i_d} * L_d * s^2 + T_{i_d} * (R_s + K_d) * s + K_d} \quad (4.15)$$

$$\frac{I_q}{I_qref} = \frac{K_q * (T_{i_q} * s + 1)}{T_{i_q} * L_q * s^2 + T_{i_q} * (R_s + K_q) * s + K_q} \quad (4.16)$$



4.3.6 Id

La elección de I_{dref} depende del criterio de control que se escoja, como se ha explicado en el estado de la técnica. En el proyecto se escogerá el criterio $I_{dref} = 0$ debido a su simplicidad, lo que resulta que $f(i_{qref}, m_{ref}, \omega) = 0$.

4.3.7 PID

El PID es el bloque que se encarga de hacer el control del motor, es decir, que se de la salida de par especificada de consigna. El PID da una salida de I_{qref} en función de sus entradas de par de referencia y par estimado.

Para poder estudiar el PID hay que estudiar primero la planta del motor. En primer lugar dado a que el regulado de desacoplo hace que cada planta dq sea independiente de la otra, el esquema es el siguiente:

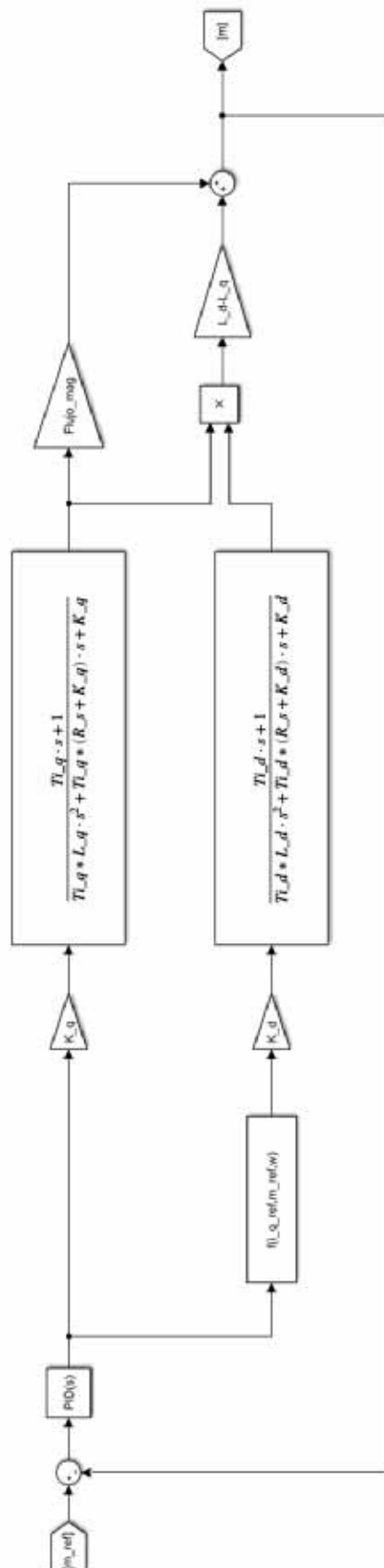


Figura 4.7: Diagrama de bloques de la función de transferencia del control de par.



Finalmente, dado a que el criterio de control que se emplea es el de $I_{dref} = 0$, la función de transferencia de la Figura 4.7 se simplifica a lo siguiente:

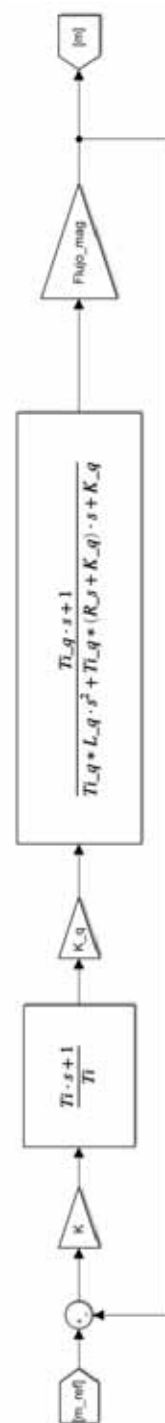


Figura 4.8: Diagrama de bloques de la función de transferencia del control de par con el criterio $I_d=0$.

Lo que nos da una función de transferencia:

$$\frac{m}{m_{ref}} = \frac{K * K_q * \lambda * (T_i * s + 1) * (T_{i_q} * s + 1)}{A * s^3 + B * s^2 + C * s + D} \quad (4.17)$$

$$A = T_i * T_{i_q} * L_q \quad (4.18)$$

$$B = T_i * T_{i_q} * (R_s + K_q) + K * \lambda * K_q * T_i * T_{i_q} \quad (4.19)$$

$$C = T_i * K_q + K * \lambda * K_q * (T_i + T_{i_q}) \quad (4.20)$$

$$D = K * \lambda * K_q \quad (4.21)$$

Elección de parámetros

Para la elección de los parámetros del PID primero se introduce la planta en MATLAB y se ejecuta la herramienta de PIDTOOLS y se van alternando los valores hasta que den un valor adecuado.

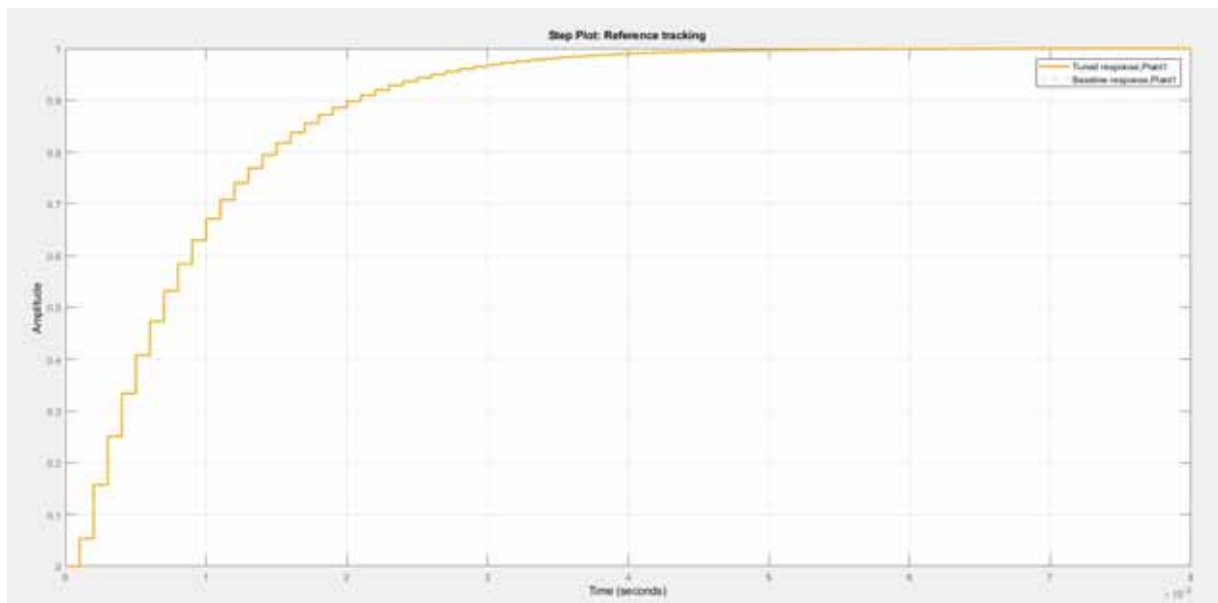


Figura 4.9: Ejemplo de respuesta del PI del eje d a un escalón unitario

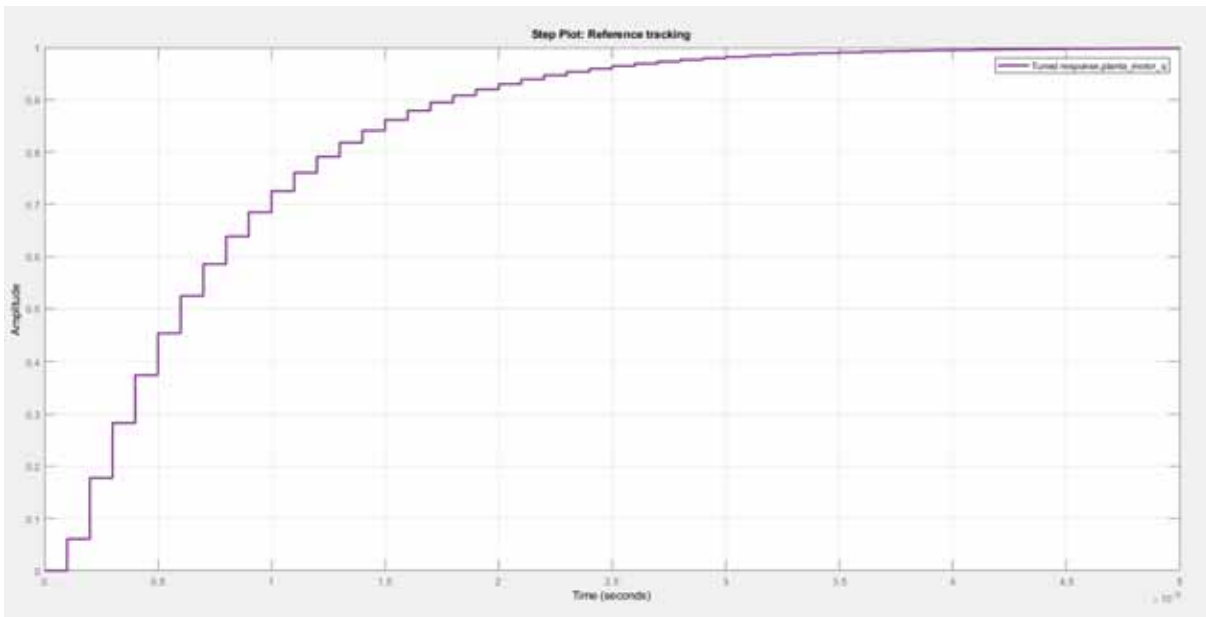


Figura 4.10: Ejemplo de respuesta del PI del eje q a un escalón unitario

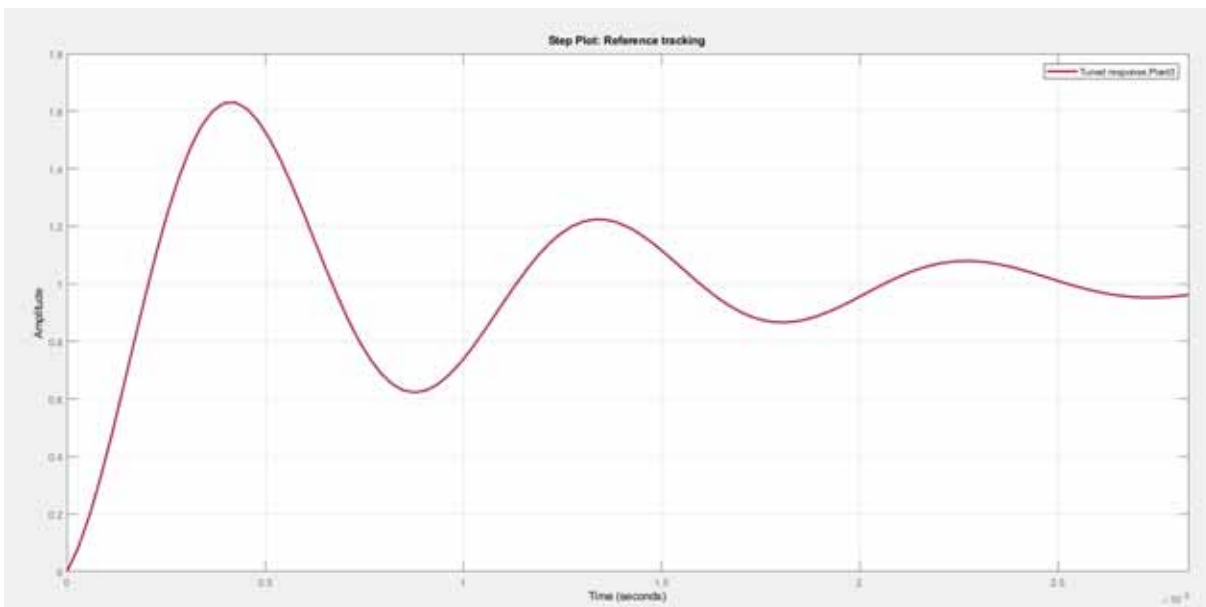


Figura 4.11: Ejemplo de respuesta del PI del par a un escalón unitario

4.4 Simulación

Para comprobar los parámetros de control, emplearemos el modelo de Simulink "pe-pmsm-drive" y realizamos unas modificaciones sustituyendo las variables del modelo por nuestras variables reales del motor y el control de velocidad que incluye por un control de par del bloque "PMSM controller" como se muestra en la Figura 4.12:

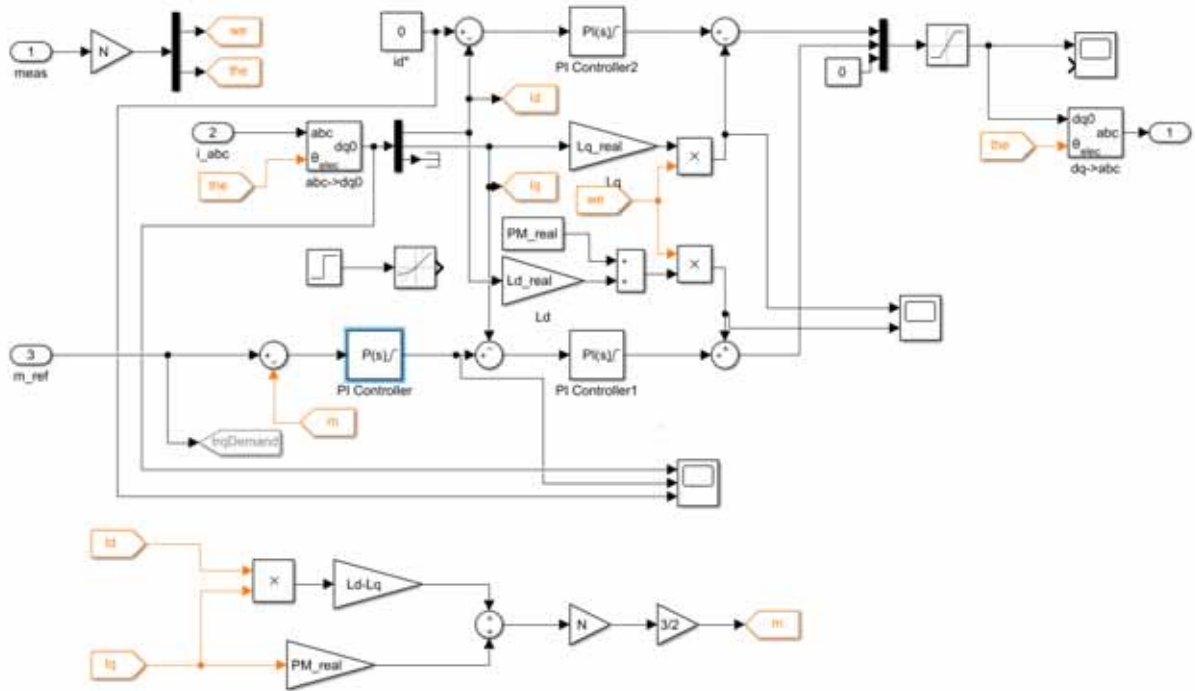


Figura 4.12: Diagrama de bloques interno del regulador de desacoplo.

En la simulación se emplean los valores reales ya que el motor actúa con los mismos valores y los parámetros de control no cambian en función de si se opera con unitarias o reales. Para comprobar el comportamiento de los parámetros, primero se opera la planta sin incluir un PWM, es decir, con los valores de tensión deseados directamente aplicados.

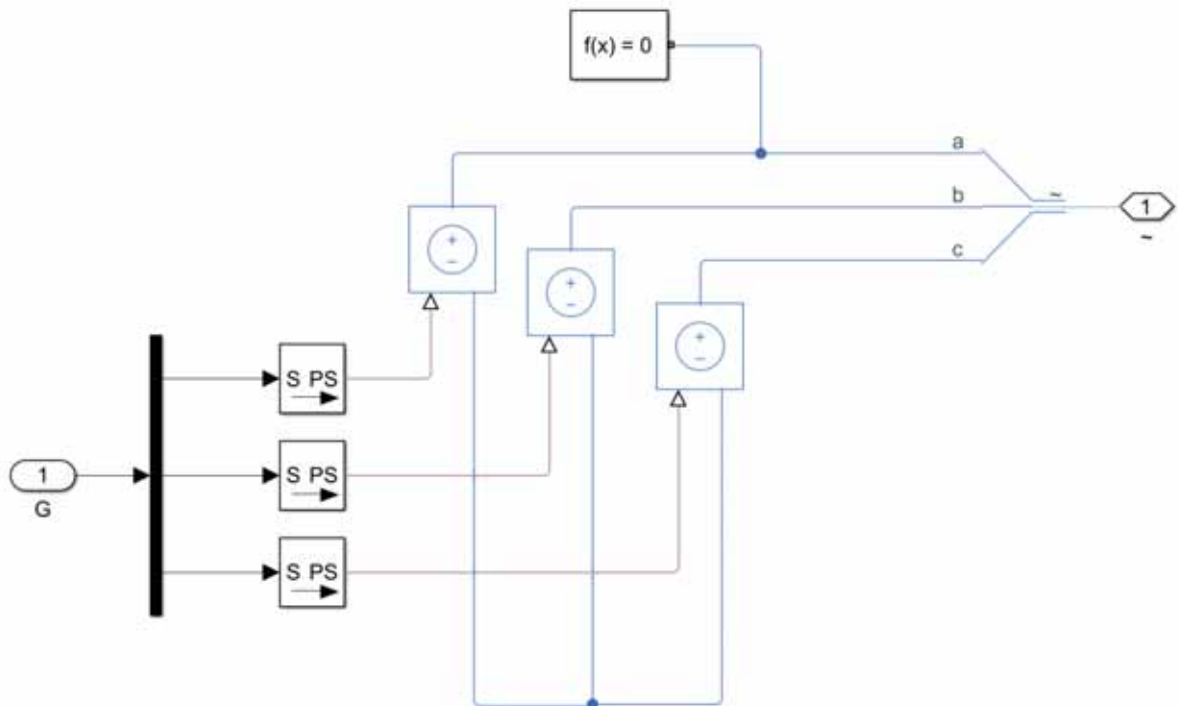


Figura 4.13: Esquema de la salida de tensión del controlador sin PWM.

A continuación, con los parámetros ya sacados se opera la planta con variables discretas de intervalo de tiempo T_s , que es el tiempo de ejecución del control para ver su desarrollo:

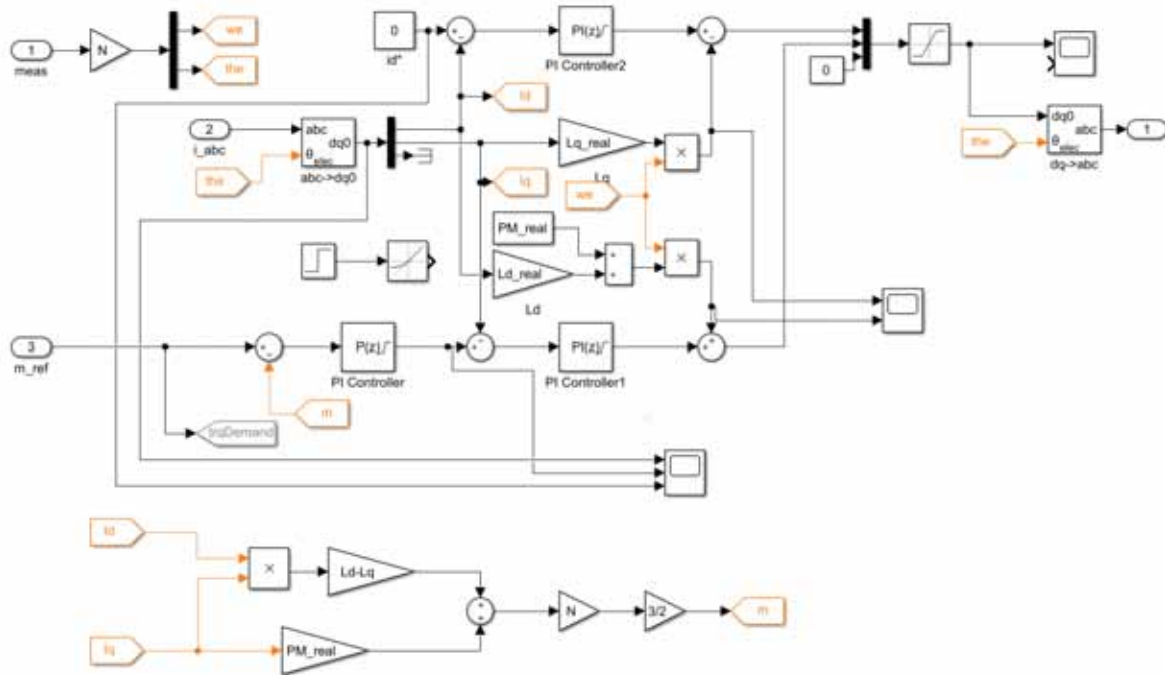


Figura 4.14: Diagrama de bloques interno del regulador de desacoplo para intervalos de tiempo discretos.

Por último, se introduce el PWM para ver el rizado de la intensidad:

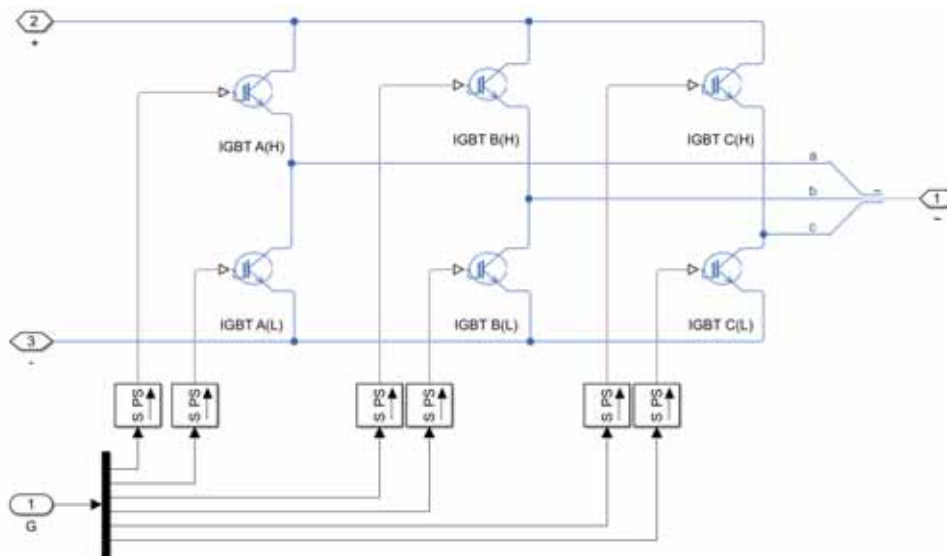


Figura 4.15: Esquema de la salida de tensión del controlador con PWM..

Capítulo 5

Resultados

En este capítulo se mostrarán los resultados obtenidos durante todo el diseño del proyecto. Dado que el inversor está compuesto por varios elementos, iremos evaluando exponiendo su funcionamiento por separado y finalmente en conjunto.

5.1 Simulaciones

En esta sección probaremos si los parámetros de control en la simulación.

5.1.1 Control de intensidad

Sin PWM

En esta simulación comprobamos el control de intensidad de cada una de las plantas dq. Para ello simulamos un escalón inicial de 100A y otro escalón seguido a los 0.3 segundos de -10A.

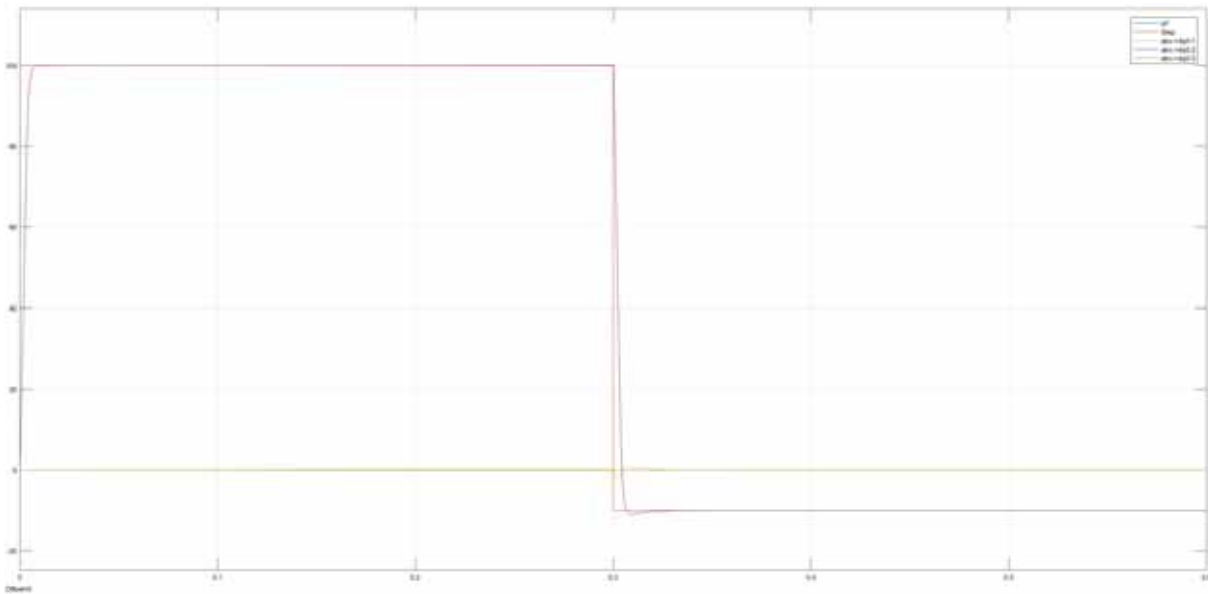
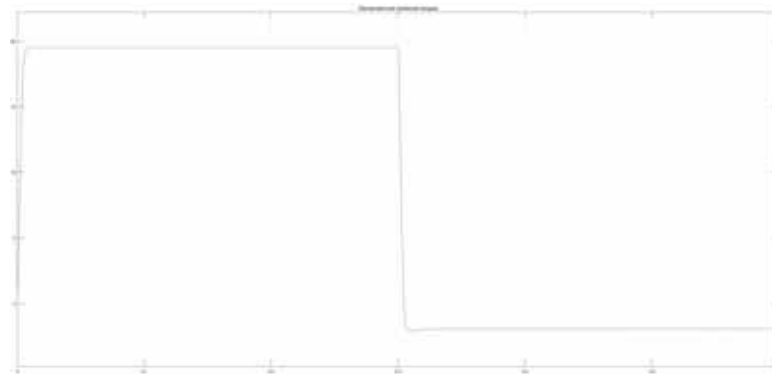
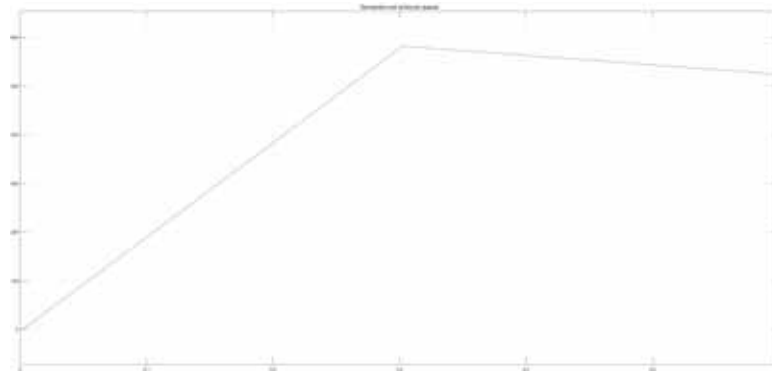


Figura 5.1: Gráfica con las intensidades de referencia y reales.

En la Figura 5.1 vemos como el control es capaz de seguir la referencia de los escalones, lo que se traduce en un par positivo y un escalón de par positivo al principio y otro de par negativo a partir de 0.3 segundos, como se muestra en la Figura 5.2, que además muestra la velocidad resultante.



(a) Gráfica de par.



(b) Gráfica de velocidad.

Figura 5.2: Gráficas de par y velocidad extraídas de la simulación.

Por ultimo, la Figura 5.3 muestra el resultado de la intensidad que entra por cada una de las fases.

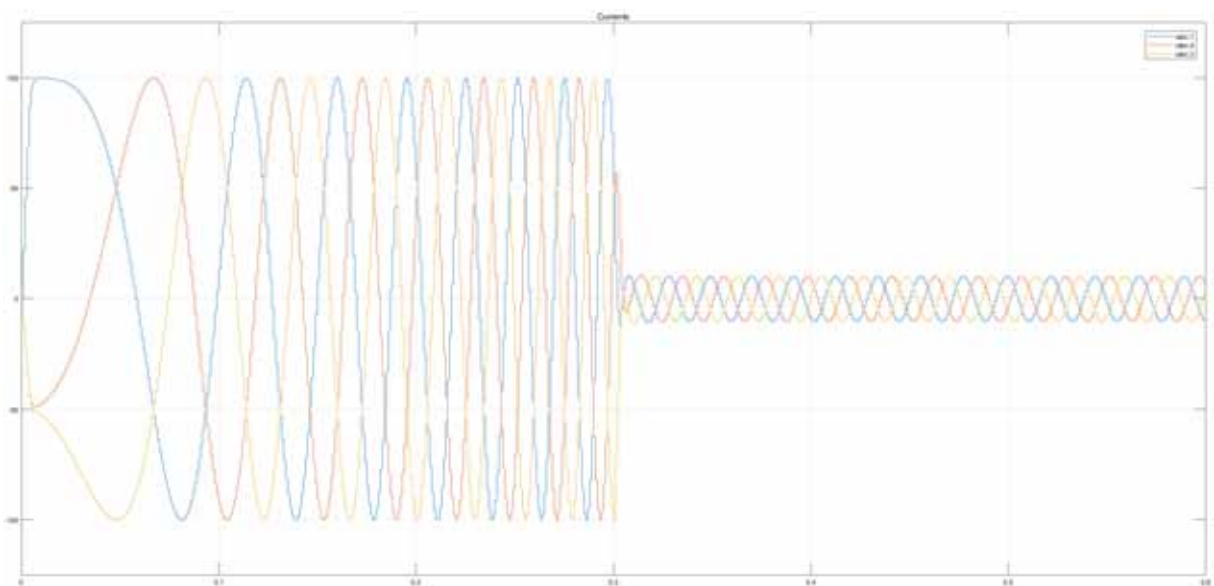


Figura 5.3: Gráfica con las intensidades de referencia y reales.



Con PWM

En este bloque se mostraran los resultados de la simulación al incluir al control un PWM de 8000Hz. Para ello simulamos un escalón inicial de 100A y otro escalón seguido a los 0.3 segundos de -10A.

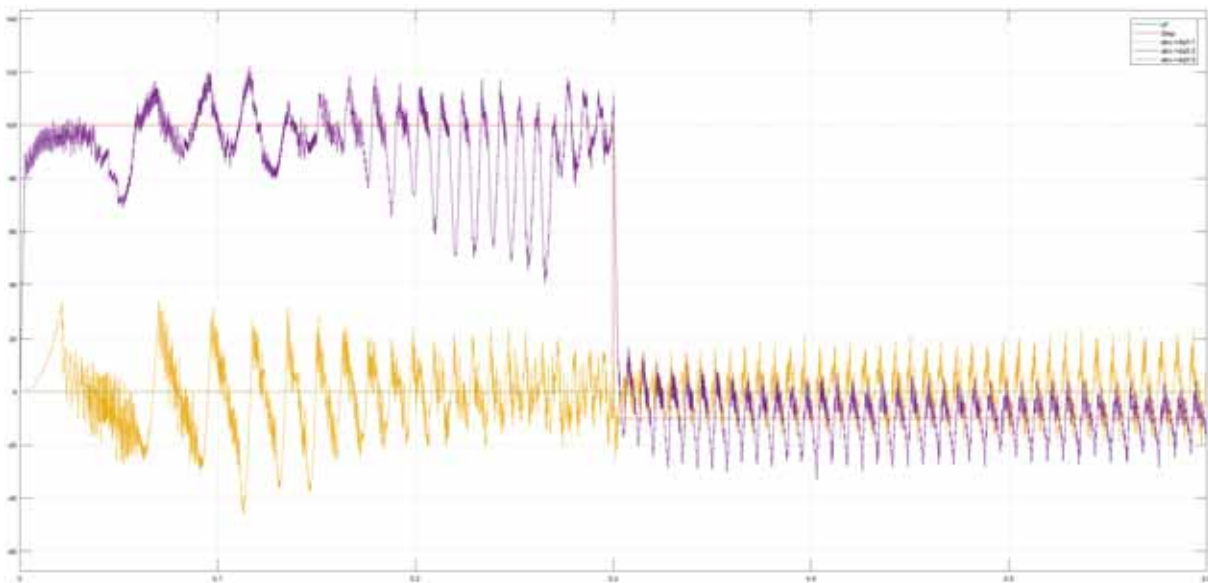
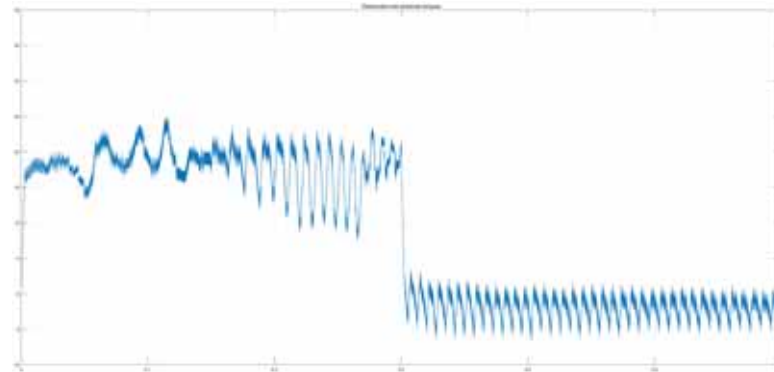
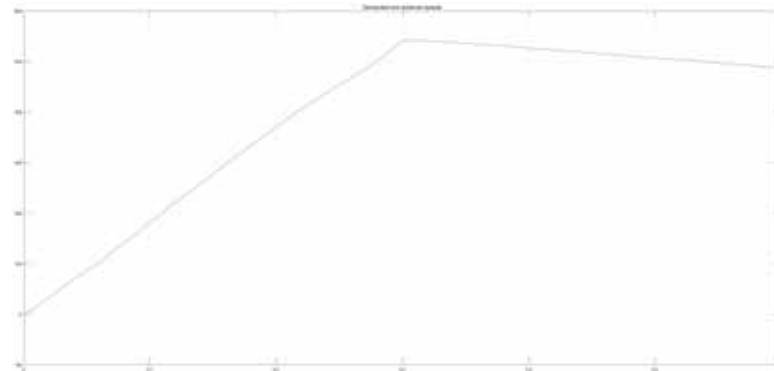


Figura 5.4: Gráfica con las intensidades de referencia y reales.

En la Figura 5.4 vemos como el control es capaz de seguir la referencia de los escalones, lo que se traduce en un par positivo y un escalón de par positivo al principio y otro de par negativo a partir de 0.3 segundos, como se muestra en la Figura 5.5, que además muestra la velocidad resultante.



(a) Gráfica de par.



(b) Gráfica de velocidad.

Figura 5.5: Gráficas de par y velocidad extraídas de la simulación.

Por ultimo, la Figura 5.6 muestra el resultado de la intensidad que entra por cada una de las fases.

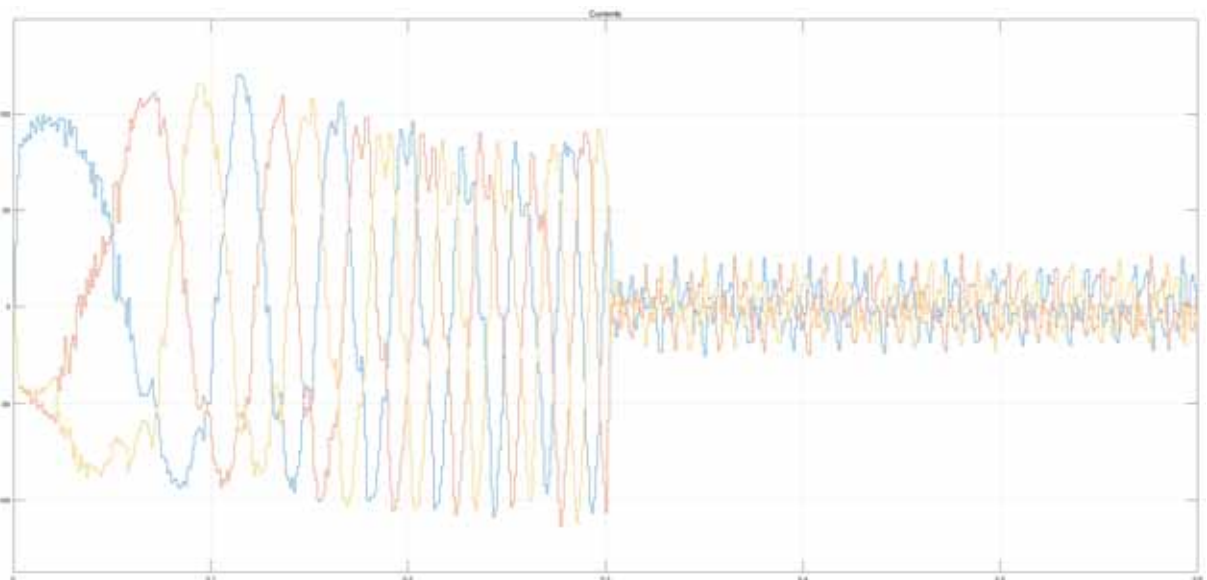


Figura 5.6: Gráfica con las intensidades de referencia y reales.



Con el PWM podemos ver como la señal se ve más afectada y a al control le empieza a afectar ese rizado, provocando que el seguimiento sea menos fino. Aún así, podemos considerar este resultado como un buen punto de partida, ya que la curva de velocidad no se ve muy alterada pese al rizado del par, y este, consigue mantener un valor medio estable aunque con algunos transitorios no deseables. Este rizado puede provocar vibraciones no deseadas en el vehículo que podrían dañar su estructura o incluso hacerlo difícil de pilotar

Algunas formas de mejorar el control son:

- Aumentar la frecuencia de PWM: Aumentar la frecuencia permitirá reducir el rizado y por tanto mejorará el control.
- Mejorar los tiempos de procesador: Con una mayor velocidad de cálculo, se podrán tomar mas puntos para hacer el control, y eso mejorará el resultado.
- Sincronizar la medida de intensidad con el PWM: Tomar las medidas siempre en un mismo momento del PWM permite reducir el error debido al rizado de las conmutaciones.
- Mejorar lo parámetros de control: Unos mejores parámetros de control permiten hacer un seguimiento mas fino de la referencia.

5.1.2 Control de par

A continuación se muestran las simulaciones obtenidas introduciendo el control de par, para ello, se ha realizado una primera sin PWM y después con PWM. Para la simulación, se introduce un escalón inicial de 30 Nm y a los 0.3 segundos baja a -15Nm:

Sin PWM

En la Figura 5.7 se muestra el par deseado y el par seguido, como podemos ver, se aprecia un cambio pronunciado en las pendientes de la curva, esto es debido a la saturación de la parte integradora del controlador.

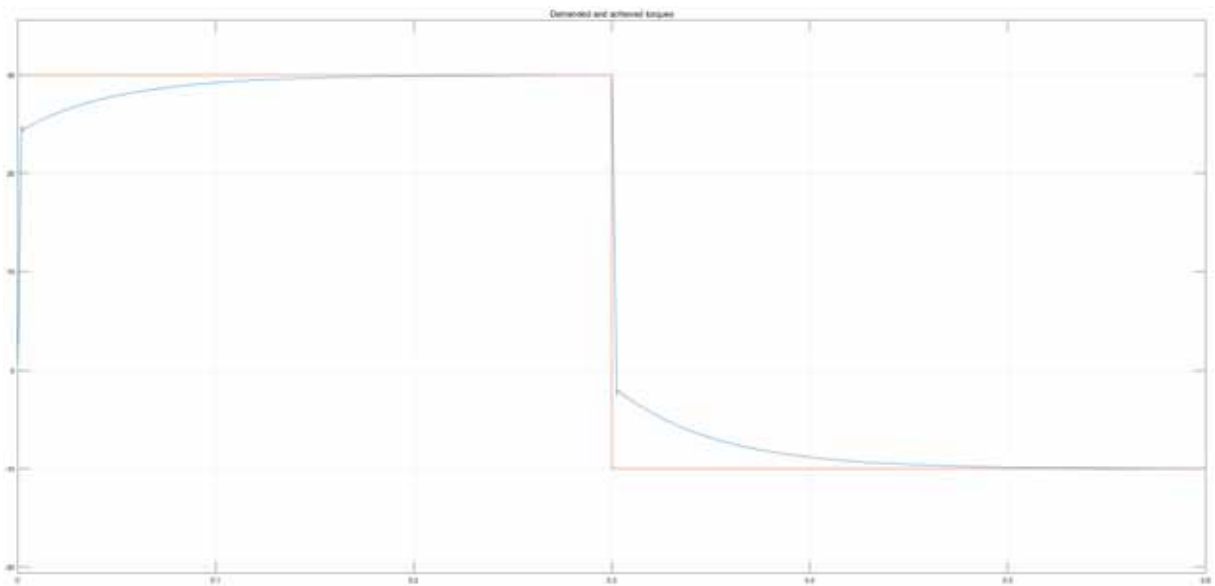
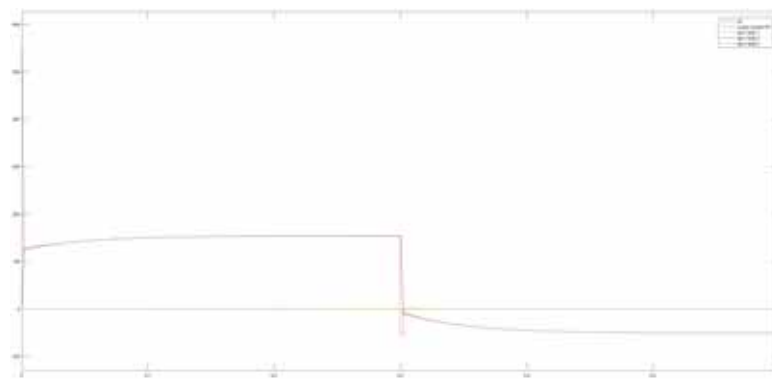
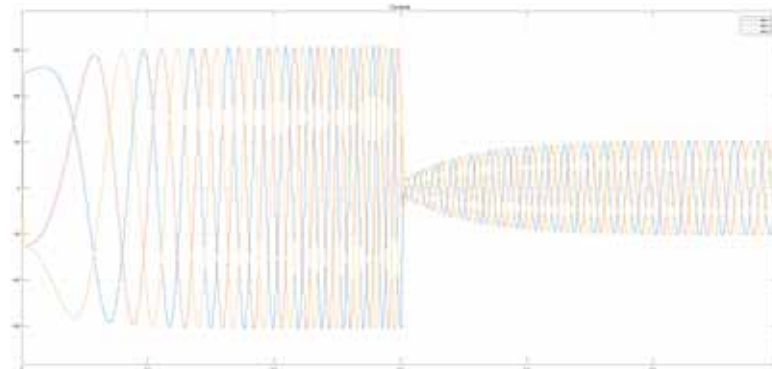


Figura 5.7: Gráfica con el par en cada momento y el par de referencia.

A continuación, podemos comprobar en la Figura 5.8 como se satura la parte integradora cuando la referencia llega al pico de intensidad máximo y de como el regulador de desacoplo y los PIDs son capaces de seguir satisfactoriamente las intensidades pedidas.



(a) Gráfica de la intensidad en ejes dq y su referencia.



(b) Gráfica de la intensidad que entra en cada fase.

Figura 5.8: Gráficas de intensidad extraídas de la simulación.



Finalmente, se comprueba en la Figura 5.9 que las revoluciones del motor se corresponden efectivamente con lo esperado:

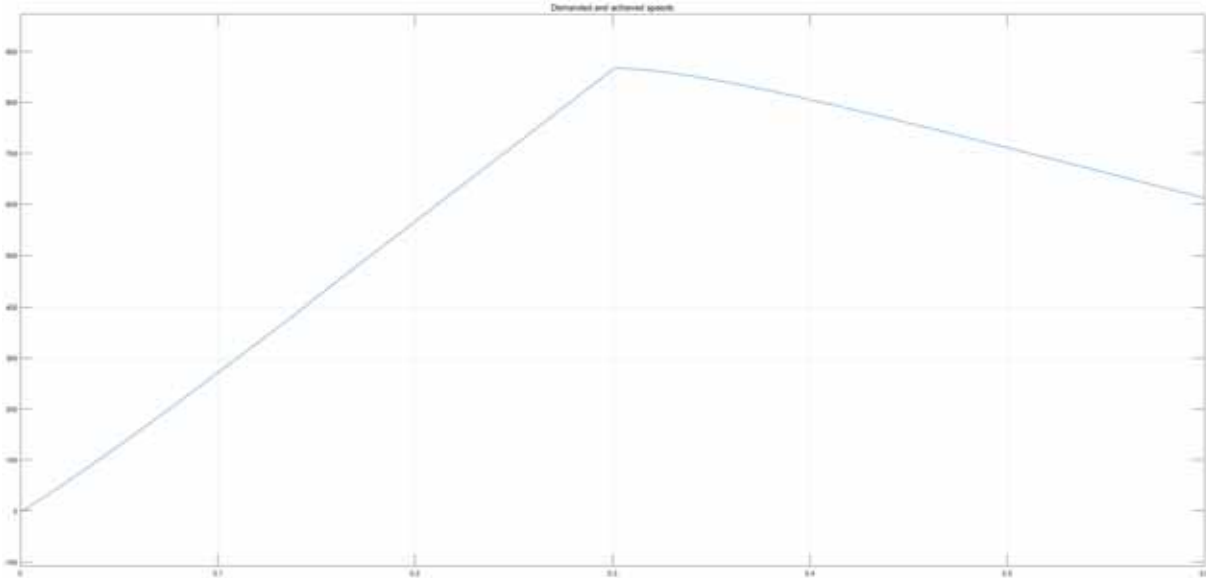


Figura 5.9: Gráfica con el par en cada momento y el par de referencia.

Con PWM

En la Figura 5.10 se muestra el par deseado y el par seguido, como podemos ver, se aprecia un cambio pronunciado en las pendientes de la curva, esto es debido a la saturación de la parte integradora del controlador. Comprobamos además que el par es el deseado en todo momento.

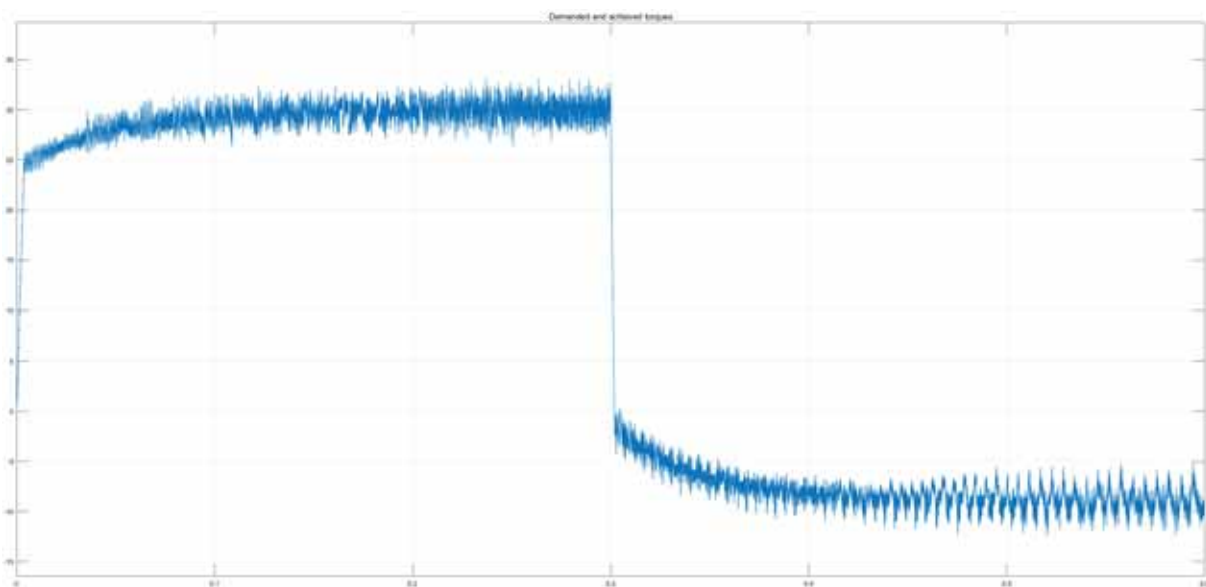
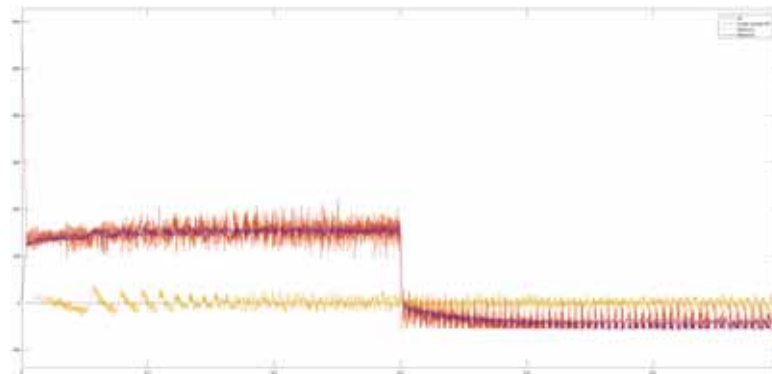


Figura 5.10: Gráfica con el par en cada momento y el par de referencia.

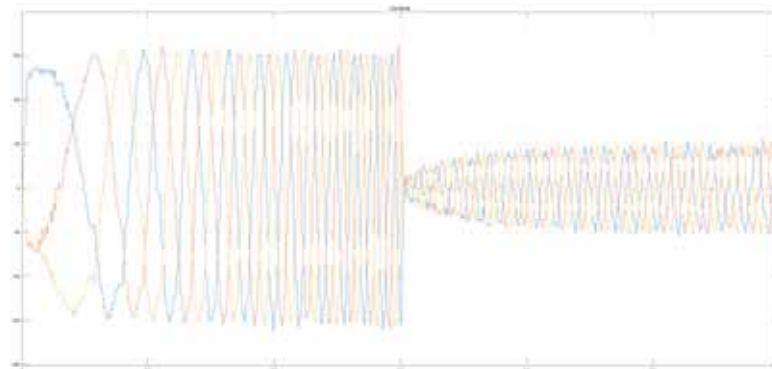
A continuación, podemos comprobar en la Figura 5.11 como se satura la parte integradora



cuando la referencia llega al pico de intensidad máximo y de como el regulador de desacoplo y los PIDs son capaces de seguir satisfactoriamente las intensidades pedidas.



(a) Gráfica de la intensidad en ejes dq y su referencia.



(b) Gráfica de la intensidad que entra en cada fase.

Figura 5.11: Gráficas de intensidad extraídas de la simulación.

Finalmente, se comprueba en la Figura 5.12 que las revoluciones del motor se corresponden efectivamente con lo esperado:

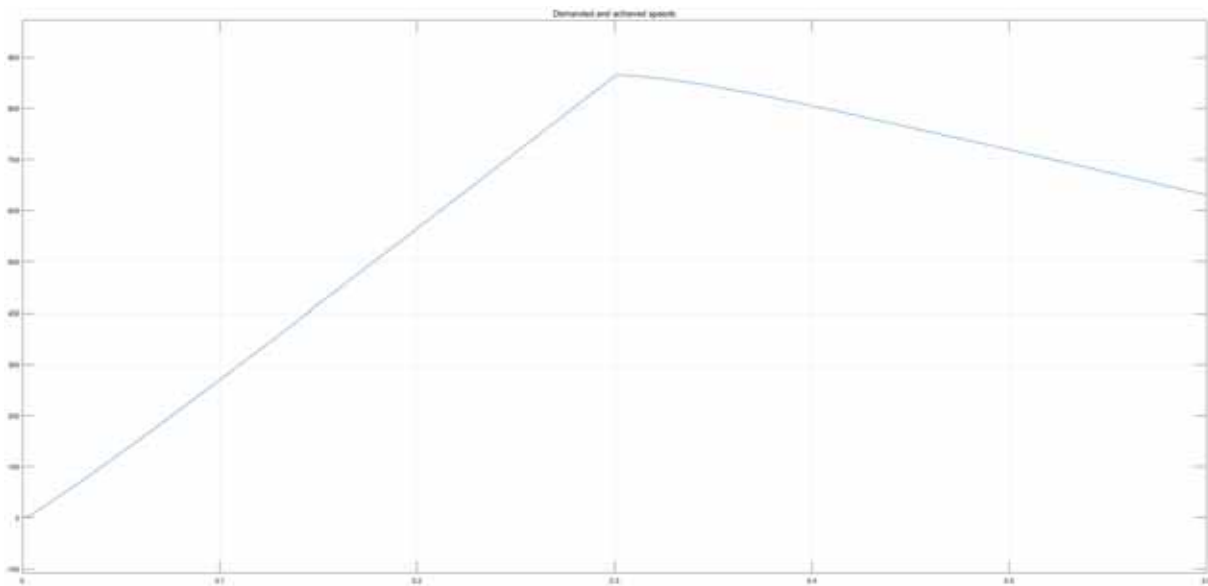


Figura 5.12: Gráfica con el par en cada momento y el par de referencia.

5.2 Funcionamiento de los componentes

5.2.1 Alimentación

Para comprobar el funcionamiento de la alimentación, se conectará la placa creada a sus 12V de alimentación y se comprobará que se enciendan los LEDs que se colocaron como referencia óptica. En la Figura 5.13 se ven todos los LEDs indicadores encendidos.

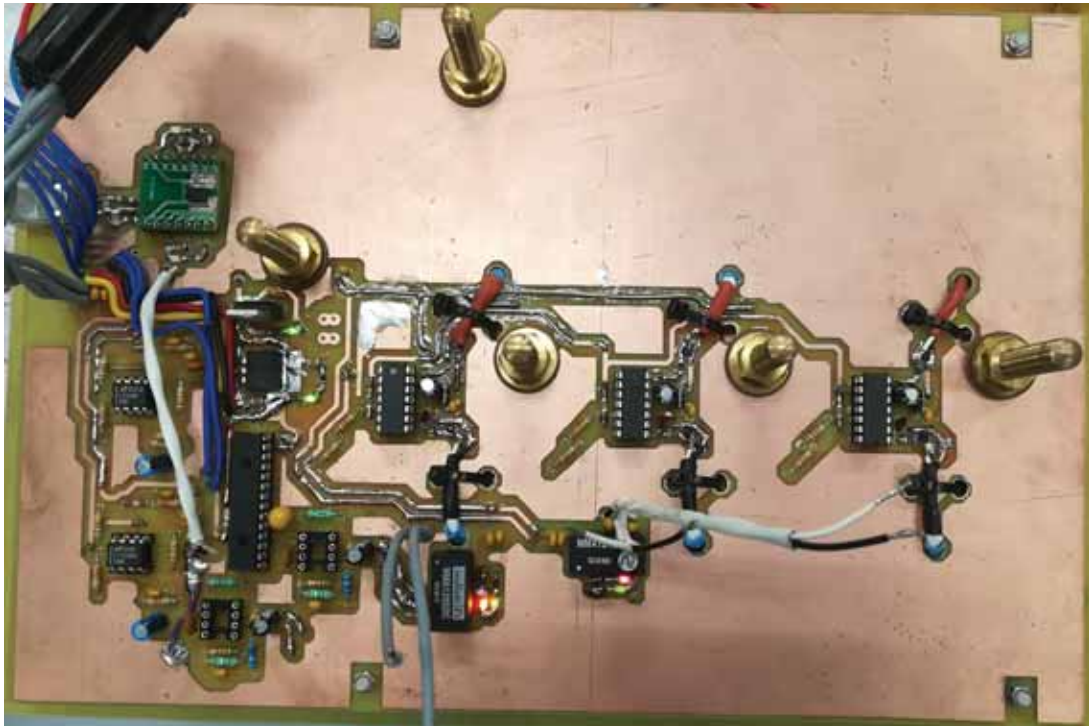


Figura 5.13: Imagen de la placa con las alimentaciones funcionando.

5.2.2 Programación

A continuación comprobamos que el programa MPLAB es capaz de programar el microcontrolador, para ello dejamos la alimentación y conectamos el dispositivo programador PICKIT3:

```
*****  
  
Connecting to MPLAB PICkit 3...  
  
Currently loaded firmware on PICkit 3  
Firmware Suite Version.....01.51.08  
Firmware type.....dsPIC33F/24F/24H  
  
Target voltage detected  
Target device dsPIC33FJ32MC202 found.  
Device ID Revision = 3006  
  
Device Erased...  
  
Programming...  
  
The following memory area(s) will be programmed:  
program memory: start address = 0x0, end address = 0x17ff  
configuration memory  
Programming/Verify complete
```

Figura 5.14: Texto extraído del programa MPLAB.



5.2.3 Comunicación

El siguiente paso es comprobar que el microcontrolador es capaz de comunicarse con un ordenador. Para ello se emplea el programa CoolTerm, y programamos en el micro que mande unos ciertos datos una vez que reciba un dato y que pare cuando recibe otro.

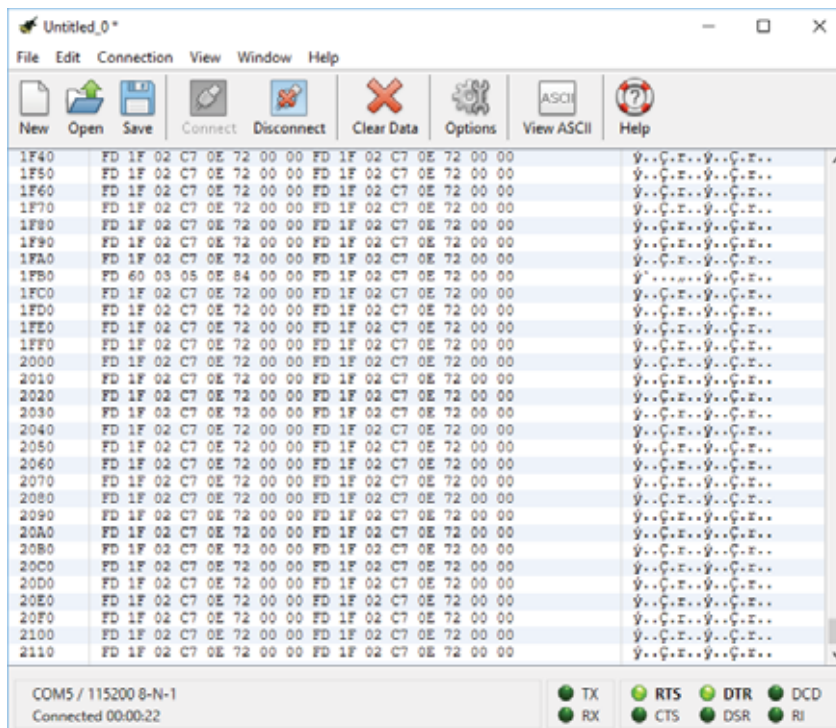


Figura 5.15: Texto extraído del programa CoolTerm.

En la Figura 5.15 se ve como el microcontrolador es capaz de mandar datos al ordenador. Se puede ver como manda datos continuamente repitiendo el patrón, ya que se ha programado que mande una serie de datos continuamente.

5.2.4 Medida de los sensores de posición

En este apartado medimos la señal del sensor de posición que recibe el micro, es decir, la salida de los filtros de posición LTC1065. Para ello, primero introducimos en el sensor señales a diferentes frecuencias para ver como se comporta el filtro.

Para empezar comprobamos el offset introducido:

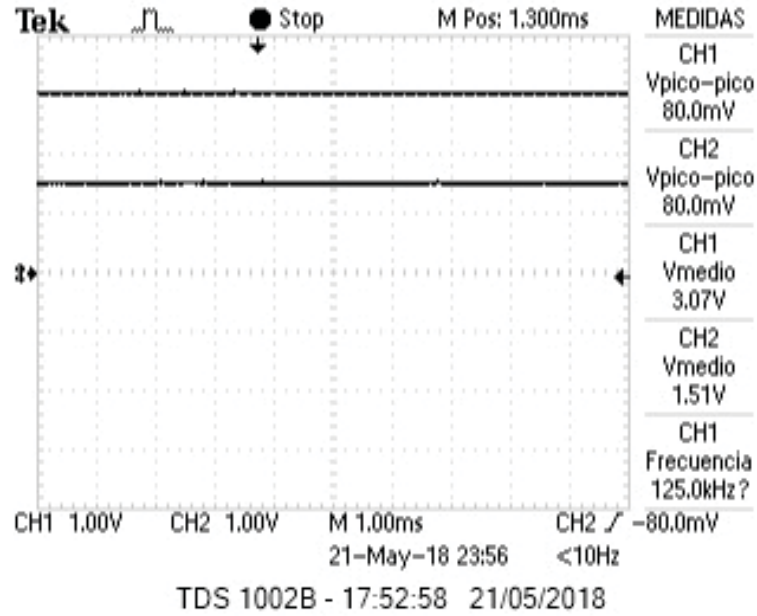


Figura 5.16: Imagen de la salida del filtro cuando la entrada es constante.

A continuación observamos como se comporta con ondas antes de la frecuencia de corte y comprobamos que la señal no se vea atenuada:

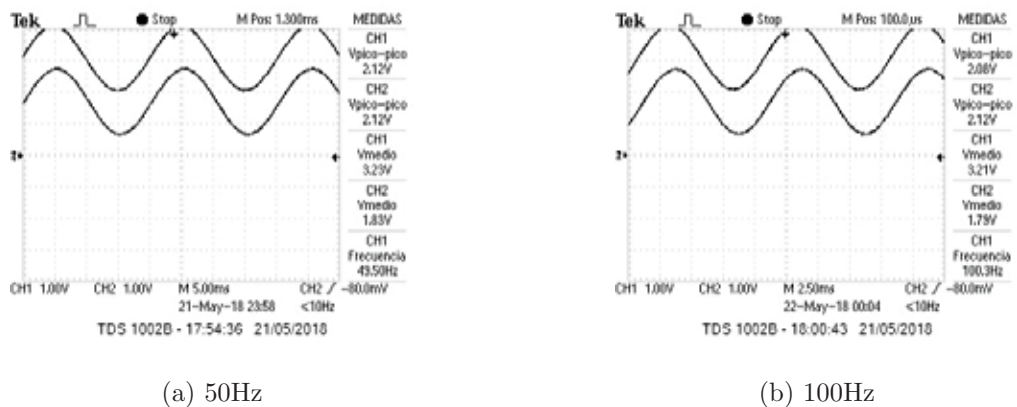


Figura 5.17: Imágenes medidas con el osciloscopio de las salidas del filtro a diferentes frecuencias.

Comprobamos también el desfase dado entre entrada y salida. Si este no fuera despreciable, entonces habría que introducirlo en los cálculos de la planta:

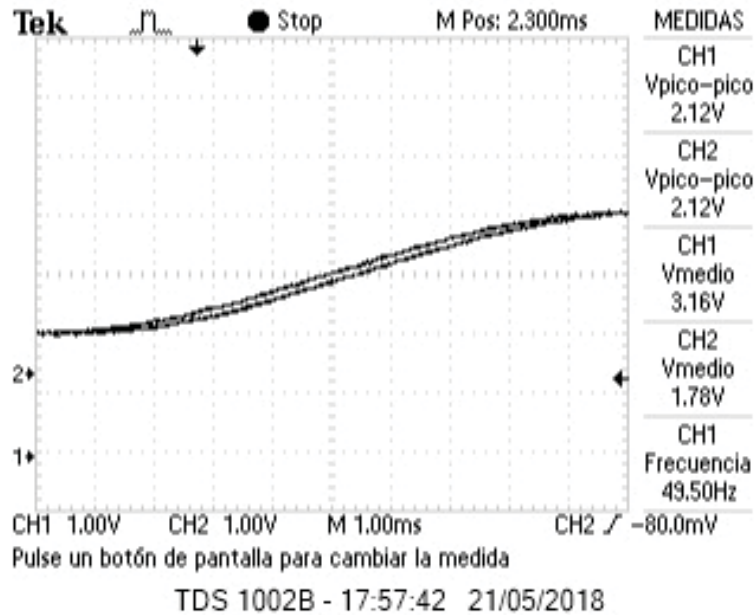


Figura 5.18: Imagen de la salida del filtro cuando la entrada es constante.

Ahora, se prueba que sucede cuando la señal tiene la misma frecuencia de corte. Si la frecuencia de corte se ha calculado bien, la onda de salida presentará una ligera atenuación y se habrá desfasado 90° .

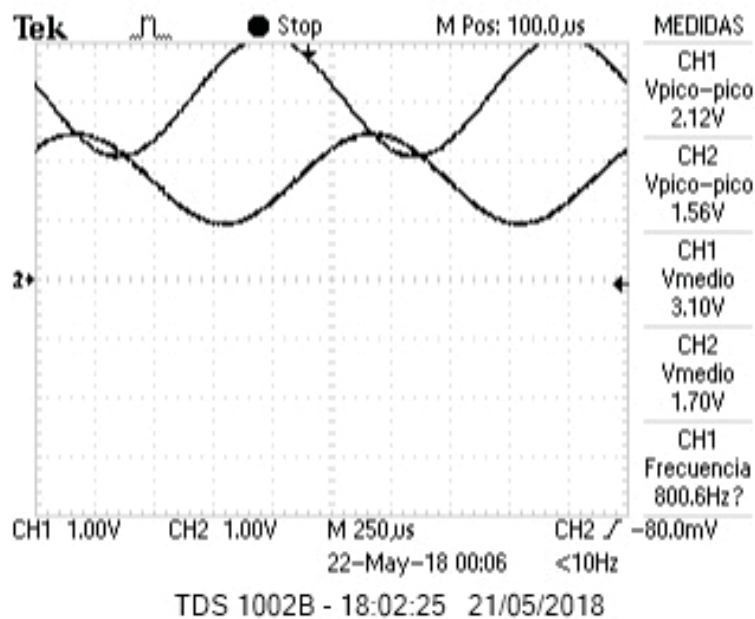


Figura 5.19: Imagen de la salida del filtro cuando la entrada es constante.

Por último se comprueba con frecuencias alejadas de la frecuencia de corte que efectivamente haya atenuación.

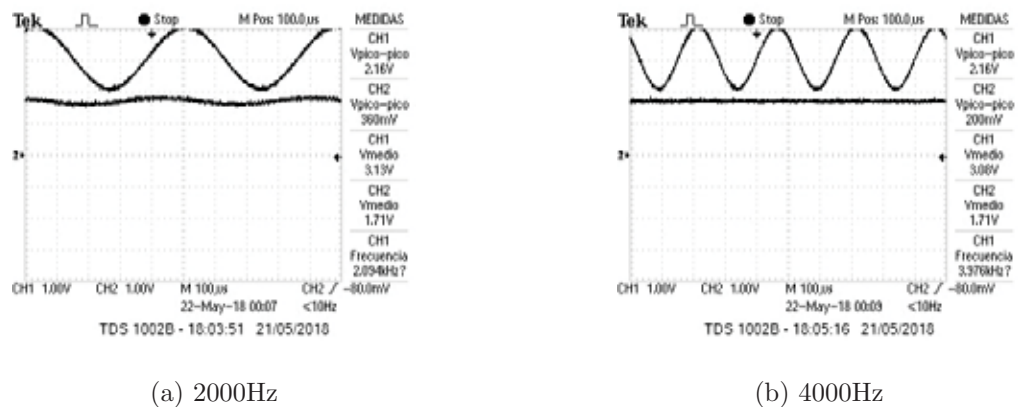


Figura 5.20: Imágenes medidas con el osciloscopio de las salidas del filtro a diferentes frecuencias por encima de la frecuencia de corte.

Finalmente, se prueba en la placa haciendo girar el motor de inducción y midiendo la salida del sensor de posición.

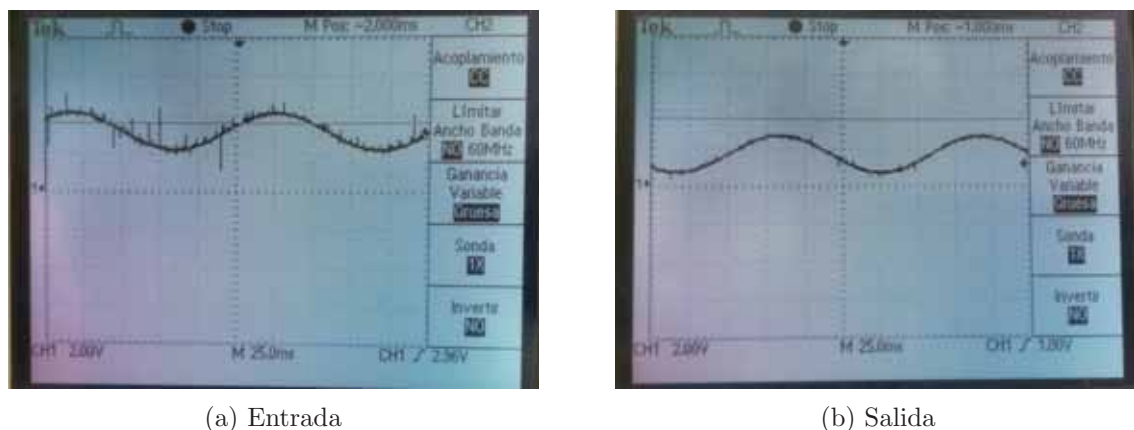
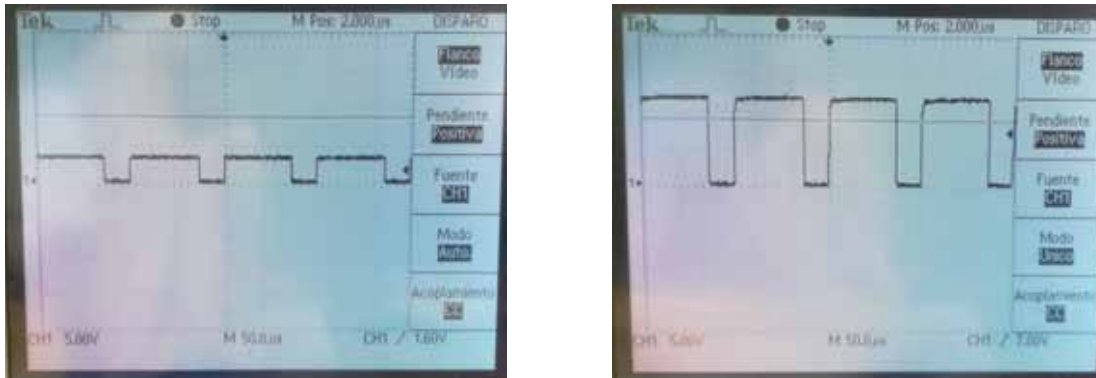


Figura 5.21: Entrada y salida de la señal en el filtro.

5.2.5 Driver IR2110 y microcontrolador

Para comprobar el funcionamiento de estos componentes se mide la entrada en el driver que tiene que ser de 3.3V como el voltaje del micro y se mide la salida de este, que sea de 12V, como la alimentación:



(a) Entrada.

(b) Salida.

Figura 5.22: Imagen de las medidas del osciloscopio de la entrada y salida del IR2110

5.3 Comprobación del cálculo del ángulo

En esta sección se pretende hacer la comprobación de que el software de cálculo del seno y coseno eléctrico es correcto. Para ello se simula la obtención de un ángulo mecánico creciente y se calcula el seno y coseno, mandándolo después al ordenador por comunicación serial para poder comprobar los resultados. Para poder graficar los datos y hacer la comunicación serial se emplea el programa MATLAB.

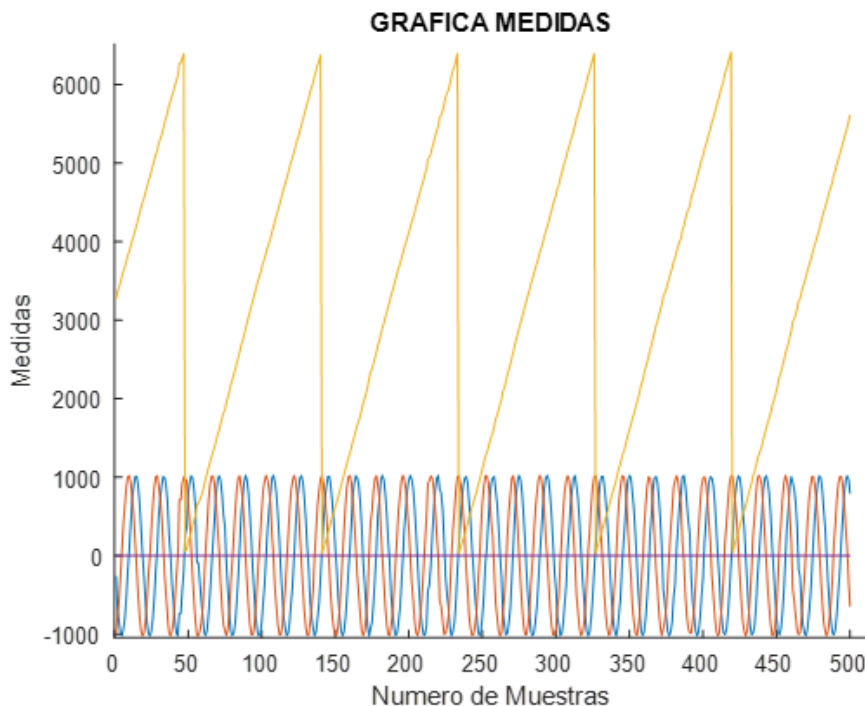


Figura 5.23: Gráfica con las salidas del ángulo mecánico, seno y coseno eléctricos.

La Figura 5.23 muestra en amarillo el ángulo mecánico, el seno en azul y el coseno en rojo. La figura muestra como se representan los 5 pares de polos haber 5 ciclos eléctricos por cada ciclo

mecánico. Además podemos comprobar que el cálculo es correcto al comprobar como cuando el ángulo es 0, el coseno tiene un pico y el seno un valor de 0.

5.4 Calibración del sensor de posición

Para sacar el ángulo con el sensor de posición es necesario sacar el offset introducido por el sensor para que se cumpla la $\tan \phi = \frac{\sin \phi}{\cos \phi}$. Para ello cogemos las medidas del microcontrolador por comunicación serial y calculamos el valor medio de una vuelta del motor, ese valor medio es el offset, como se demuestra a continuación.

$$\oint_T (A * \sin(\omega t) + V_{offset}) \delta t = V_{offset} \quad (5.1)$$

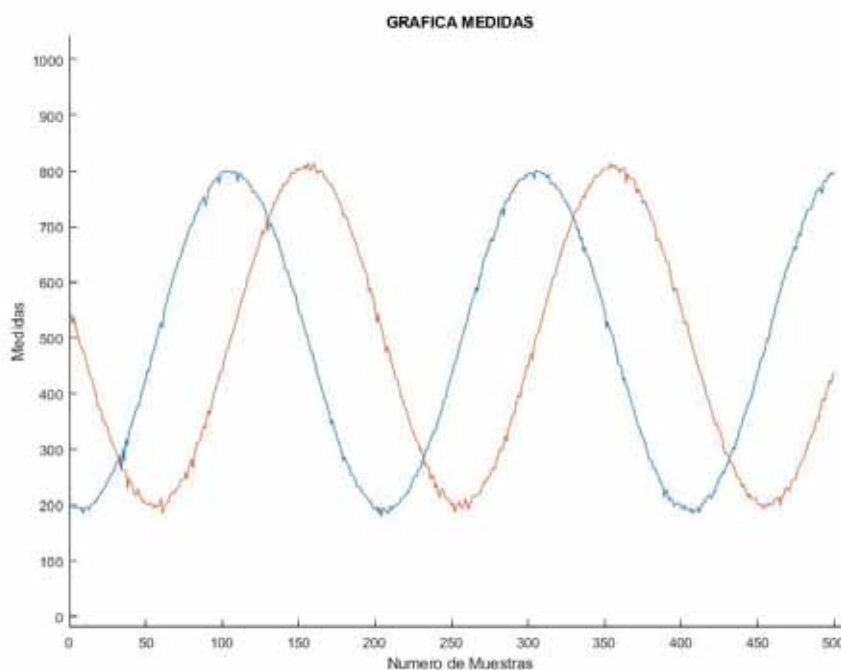


Figura 5.24: Gráfica con las medidas del sensor de posición.

Lo que vemos en la Figura 5.24 son las medidas del seno y del coseno. Los valores dados son los que mide exactamente el microcontrolador, que al tener registros de 2^{10} bits, nos dará valores de 0 a 1023, que tienen una relación lineal con respecto a 3.3V, por lo que el voltaje medido en la realidad es:

$$V_{entrad} = \frac{Medida}{1024} * 3.3V \quad (5.2)$$

Con estos valores cogemos un intervalo de dos periodos y calculamos el valor medio:

$$Valor_{medio} = \frac{\sum Muestras}{N^o_{muestras}} \quad (5.3)$$



Los resultados son los siguientes:

- seno:



Figura 5.25: Gráfica de dos periodos del seno y el número de muestras.

$$\sin = 493.8 = 1.59V_{offset} \quad (5.4)$$

- coseno:



Figura 5.26: Gráfica de dos periodos del coseno y el número de muestras.

$$\cos = 502.8 = 1.62V_{offset} \tag{5.5}$$

Una vez calculado el offset, hay que hallar el desfase del sensor de posición respecto a la referencia del inversor. En el inversor, la referencia, es decir, el ángulo 0, corresponde a la fase A. Primero comprobamos el ángulo respecto a las fases:

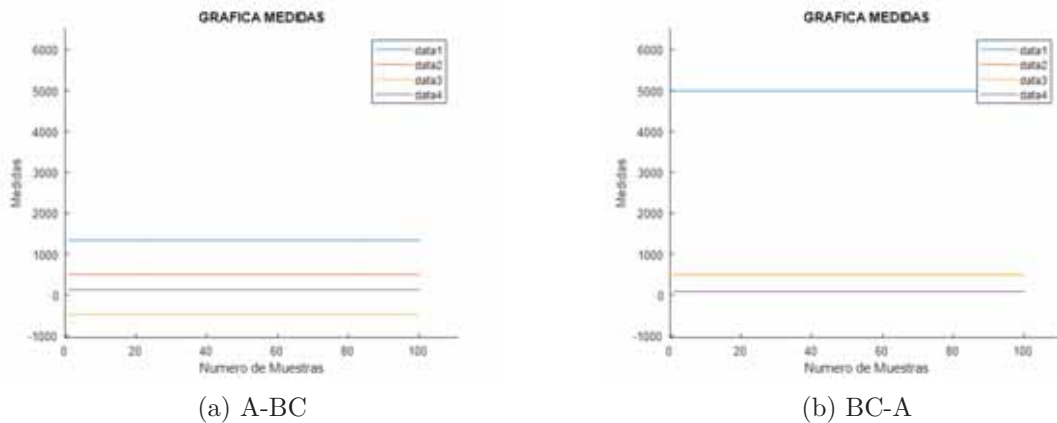


Figura 5.27: Gráficas del ángulo del sensor de posición.

En la figura anterior se comprueba como varía el ángulo en función de la fase alimentada. Finalmente para calcular el desfase, alineamos el rotor con la fase A y hacemos dar al motor una vuelta mecánica hasta volver a la fase A de nuevo, la diferencia de ángulo será el desfase final.



NOTA En los valores mostrados en las siguientes gráficas, en medidas, dado que el controlador opera con valores enteros para hacer mas rápidos los cálculos, se han convertido los valores decimales del ángulo en enteros de modo que $\pi = 3217$. Respecto a los colores de las gráficas, se mostrarán en azul el ángulo seguido por el inversor, en rojo el ángulo medido en el sensor y en amarillo la el desfase calculado:

$$\phi_{desfase} = \phi_{inversor} - \phi_{sensor} \quad (5.6)$$

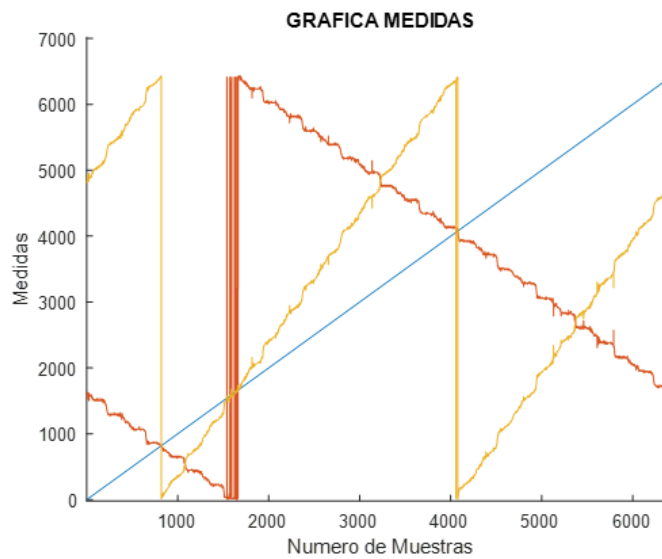


Figura 5.28: Gráfica donde se muestra el sentido de giro del sensor contrario al del inversor.

La Figura 5.28 muestra como el sentido del sensor va en dirección contraria al del inversor. Para resolver esto se cambia el sentido de giro en el inversor, de modo que la dirección positiva pasa de ser de A-B-C a A-C-B.

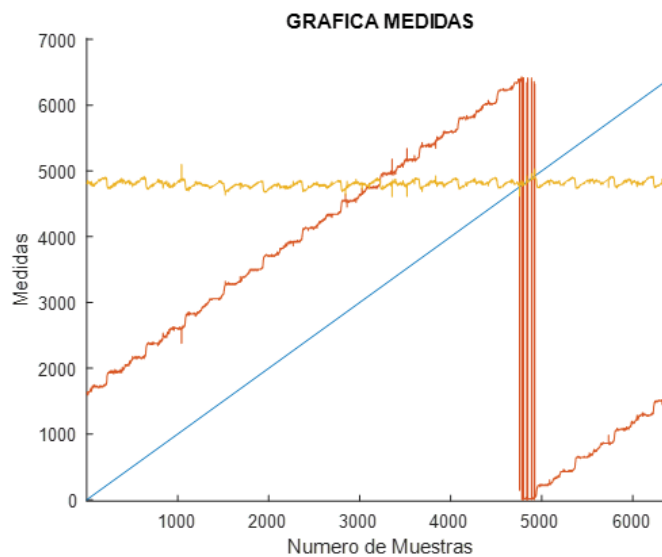


Figura 5.29: Gráfica donde se muestra el sentido de giro del sensor ya corregido.



En la Figura 5.29 se muestra como se ha corregido el sentido de giro y da como resultado que la línea del desfase (Amarillo) se mantenga constante. Para comprobar el resultado, se realiza varias veces y dado que hay 5 pares de polos (una vuelta eléctrica cada 72° mecánicos) se buscará, para que sea lo mas preciso posible, que el ángulo mecánico medido sea acorde al ángulo eléctrico que se quiere introducir.

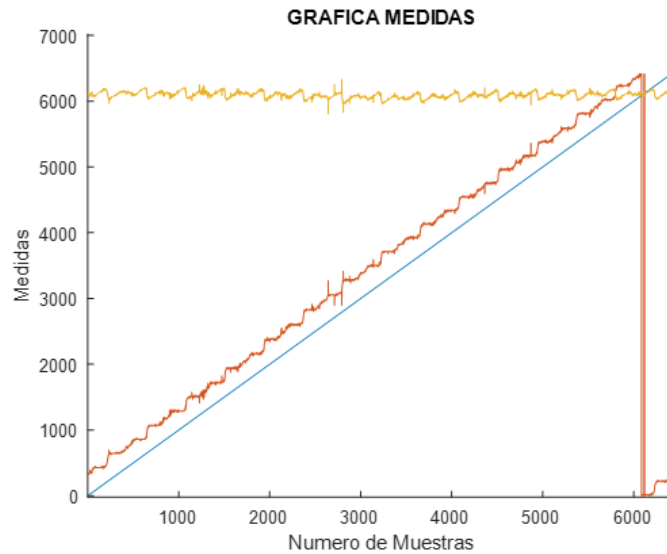


Figura 5.30: Gráfica donde se muestra el desfase existente.

En esta figura se puede calcular el desfase final, que resulta ser 264.8° mecánicos, que en ángulos eléctricos corresponde a 5.2° en el sentido contrario a las agujas del reloj. Para hacer un correcto control del inversor, es necesario corregir esos grados, por lo que el resultado es el siguiente:

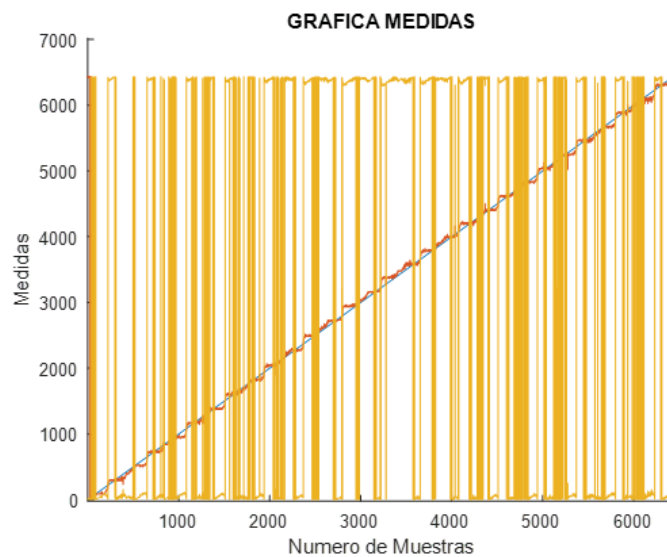


Figura 5.31: Gráfica donde se muestra el desfase ya corregido.



En el resultado final (Figura 5.31), se ve como el ángulo del inversor y el ángulo medido dan aproximadamente lo mismo. El desfase (línea Amarilla), aunque parezca que oscila demasiado, en realidad lo hace muy poco ya que 360° es lo mismo que 0 grados, siendo los valores tanto positivos como negativos, cercanos a 0 .

Capítulo 6

Conclusiones

En este capítulo se indicarán las conclusiones sacadas del proyecto.

6.1 Conclusiones

Los inversores eléctricos son elementos de gran complejidad que reúnen diferentes tipos de tecnología y cuyo uso va en aumento ya que son un elemento indispensable del vehículo eléctrico. Actualmente aún es difícil encontrar literatura que trate su diseño desde un enfoque global aplicado y no académico, además de que la mayoría que se encuentra disponible es para pruebas muy específicas en laboratorios o para desarrollar inversores para motores de menor potencia.

En este proyecto se han tratado de asentar unas bases para el estudio y desarrollo de dichos controladores tratando de aportar al menos los principios de las diferentes disciplinas de la ingeniería que se requieren. Para ello se han tocado temas de accionamientos y motores eléctricos, electrónica de potencia, transmisión de calor, acondicionamiento de señal, sensores, desarrollo de modelos de simulación, cálculo de plantas, teoría de control, microcontroladores, comunicaciones y electromagnetismo

Como resultado, se ha obtenido un primer prototipo de inversor operativo capaz de operar un motor eléctrico de imanes permanentes haciendo seguimiento de la posición del rotor. Además, su diseño permite comunicar el dispositivo con otros dispositivos por comunicación USB para poder intercambiar datos o con un ordenador, para poder recopilarlos y procesarlos, de modo que podemos mandarle una consigna al controlador y monitorizar en tiempo real lo que sucede.

6.1.1 Simulación

Como se ha ido viendo en los resultados de las simulaciones, el control de par es correcto pese a llevar incorporado el PWM. Por lo tanto, la planta realizada en SIMULINK y con los



valores en un archivo ".mat" son correctos y se pueden emplear para simular el control de la planta de cualquier motor síncrono de imanes permanentes.

6.1.2 Componentes

Los componentes del inversor funcional individualmente y en conjunto sin ningún problema. La introducción de los dos niveles, uno bajo con la electrónica de potencia y otro superior con la de control y el hecho de tratar de diseñar el sistema lo más compacto posible hace que la electrónica de control que es vulnerable, no se vea afectada por el ruido electromagnético.

Además el uso de chapas de cobre en lugar de cables permite disipar mejor el calor al tener mayor superficie expuesta y no estar en contacto con el plástico aislante por lo que la temperatura y con ello la resistencia del material conductor es menor, lo que significará menores pérdidas. Otras ventajas que tienen, es que al tener un mayor perímetro que los cables circulares, aunque tengan la misma sección, se ve menos afectada por el efecto pelicular.

Por último, el uso de valores unitarios como valores enteros haciendo la conversión ($1pu = 1024$) permite sacar el máximo partido del dsPIC33FJ32MC202 ya que la familia dsPIC33 permite hacer operaciones con valores enteros más rápido que un microcontrolador normal. Este método de programación nos permite obtener unos tiempos de operación menores a los $200\mu\text{segundos}$, valores máximos a partir de los cuales el control empieza a dar problemas.

6.2 Futuros trabajos

Los inversores al ser herramientas tan complejas que su nunca se termina su desarrollo, además, su diversas aplicaciones en el mundo de la electrónica de potencia hace que se estén sacando nuevas tecnologías y artículos del sector. A continuación se mostrarán las diferentes facetas a desarrollar en adelante:

- Terminar de implementar controlador de desacoplo y el control de par en la máquina
- Tratar de implementar y adaptar diferentes tipos de control.
- Estudio mas preciso del ruido electromagnético generado, así como un diseño que reduzca más aún esas emisiones e introducir apantallamiento: Hay una regulación muy estricta a cumplir en lo que respeta al ruido electromagnético que pueden producir los dispositivos electrónicos.
- Probar otras combinaciones de componentes electrónicos: Para reducir precios y disminuir el riesgo de que se rompa el inversor, además de aumentar la eficiencia, colocar varios MOSFETS en paralelo de forma que las pérdidas por conductividad se reducen, aparte de ser mas baratos.
- Pasar todo el circuito impreso a un único PCB: Está medida ayuda a reducir las EMI, y además son más seguras compactas y eficientes, ya que permite reducir el número de cables.
- Hacer un dispositivo más eficiente que no necesite de convección forzada para poder disipar la energía.

Bibliografía

- [1] <https://www.hindawi.com/journals/mpe/2009/495360/fig1/>.
- [2] <https://www.freepik.es/iconos-gratis/antena-parabolica-de-recepcion-de-senal.741350.htm>.
- [3] Future technology devices international ltd. <http://www.ftdichip.com/>.
- [4] Microchip. <http://www.microchip.com/>.
- [5] Vf control of induction motor. <https://impremedia.net/vf-control-of-induction-motor/>.
- [6] Academic. Inverter(electrical), 2017. <http://en.academic.ru/dic.nsf/enwiki/142624>.
- [7] San Ace. San ace 60 9p type. https://www.mouser.es/datasheet/2/471/San_Ace_60P15_E-1286737.pdf.
- [8] Adaptto. Bms. <http://adaptto.com/Products/BMS/>.
- [9] Hasan Abu Alasal and Mohammed Abu Alhaija. Load frequency control of multi-area power system electrical project report. <https://www.final-yearproject.com/2011/06/load-frequency-control-of-multi-area.html>.
- [10] Alcancia. Orígenes del vehículo eléctrico, 2018. <https://alcancia.es/movilidad/historia-vehiculo-electrico/>.
- [11] AliExpress. <https://es.aliexpress.com/item/24V250W-Scooter-Motor-Tricycle-Motor-electric-motor-for-tricycle-motor-for-vehicle-DC-motor-Free-shipping/503348375.html>.
- [12] Yogendra Narayan Dr. S. Chatterji Alok Deep, Jyoti Singh and Dr. Lini Mathew. Intelligent cooling system for three level inverter. *IEEE*, 2015.
- [13] Lenze Americas Articles. How does a vfd work?, May 2018. <https://www.clrwtr.com/Articles/Lenze-Americas/How-Does-A-VFD-Work>.
- [14] AutoBild. Siete coches con más de 1000km de autonomía. <https://www.autobild.es/reportajes/siete-coches-con-mas-1000-km-autonomia-255113>.
- [15] Adrian Baer, October 2014. <http://cocheseo.com/motores-de-coches-electricos/>.



- [16] Andrew Ferencz Todd Takken Robert Senger Bai Nguyen, Xin Zhang and Paul Coteus1. Analytic model for power mosfet turn-off switching loss under the effect of significant current diversion at fast switching events. *IEEE*, 2018.
- [17] Brad Berman. What is an electric car?, October 2014. <http://www.pluginrcars.com/electric-cars>.
- [18] D. Fidel Fernández Bernal and D. Lukas Sigríst. Cap. 8: Modelo dinámico de máquina asíncrona. Universidad Pontificia Comillas, ICAI.
- [19] Vijay Bolloju and Jun Yang. Influence of short circuit conditions on igbt short circuit current in motor drives. *IEEE*, 2011.
- [20] Marshall Brain. How electric cars work, March 2002. <https://auto.howstuffworks.com/electric-car2.htm>.
- [21] Yalcin Bulut and Kandarp Pandya. Thermal modeling for power mosfets in dc/dc applications. *IEEE*, 2004.
- [22] carwow. Tesla model s. <https://www.carwow.co.uk/tesla/model-s>.
- [23] Geovanny Castillo. Generadores en geeral, May 2016. <https://es.slideshare.net/geovannicastillo731/generadores-sincronos-61796057>.
- [24] S. Chowdhury and T. P. Chow. Performance tradeoffs for ultra-high voltage (15 kv to 25 kv) 4h-sic n-channel and p-channel igbts. *IEEE*, 2016.
- [25] Mi coche eléctrico. La historia del coche eléctrico, July 2016. <https://micocheelectrico.com/la-historia-del-coche-electrico/>.
- [26] Fernando Coelho. La historia del coche eléctrico, February 2018. <https://computerhoy.com/noticias/life/historia-del-coche-electrico-75355>.
- [27] Javier Costas. Coches eléctricos: ¿qué son y como funcionan?, December 2011. <https://www.motorpasion.com/coches-hibridos-alternativos/coches-electricos-que-son-y-como-funcionan>.
- [28] Javier Costas. Historia de los coches electricos, June 2017. <https://www.motorpasion.com/coches-hibridos-alternativos/historia-de-los-coches-electricos>.
- [29] W. Austin Curbow Brett Sparkman Lauren E. Kegley Ty McNutt Daniel Martin, Peter Killeen. Comparing the switching performance of sic mosfet intrinsic body diode to additional sic schottky diodes in sic power modules. *IEEE*, 2016.
- [30] SIDNEY DARLINGTON. A history of network synthesis and filter theory for circuits composed of resistors, inductors, and capacitor. *IEEE*, 1999.
- [31] Diariomotor. La historia del coche eléctrico: un largo proceso de desarrollo, July 2011. <https://www.diariomotor.com/tecmovia/2011/07/19/la-historia-del-coche-electrico-un-largo-proceso-de-desarrollo/>.
- [32] Andreas Kiep Dr. Dušan Graovac, Marco Pürschel. *MOSFET Power Losses Calculation Using the DataSheet Parameters*. Infineon, 2006. Automotive Power.



- [33] EcoMotor. Tesla disparará la autonomía del coche eléctrico hasta 800km gracias al grafeno, August 2014. <http://www.eleconomista.es/ecomotor/motor/noticias/6034308/08/14/Tesla-disparara-la-autonomia-de-sus-coches-electricos-a-800-km-gracias-al-grafeno.html>.
- [34] electrek. Tesla model 3, June 2018. <https://electrek.co/guides/tesla-model-3/>.
- [35] Electromovilidad. Historia del vehículo eléctrico, 2018. <http://electromovilidad.net/historia-del-vehiculo-electrico/>.
- [36] The Network Encyclopedia. Electromagnetic interference (emi). <http://www.thenetworkencyclopedia.com/entry/electromagnetic-interference-emi/>.
- [37] Cambio energético. Kit solar para autoconsumo, 2017. <https://www.cambioenergetico.com/60-kit-solar-para-autoconsumo>.
- [38] Joe Evans. How a variable frequency drive or vfd relates to horsepower and torque, April 2013. <https://www.pumpsandsystems.com/topics/pumps/motor-horsepower-torque-versus-vfd-frequency>.
- [39] J.A. Ferreira. *Electromagnetic Modeling of Power Electronic Converters*. Kluwer Academic Publishers, 1989.
- [40] Rocco F. Ficchi. *Practical Design for Electromagnetic Compatibility*. Hayden, 1971.
- [41] Lukas Sigrist Fidel Fernández. T6: Vectores espaciales. Universidad Pontificia Comillas, ICAI.
- [42] Lukas Sigrist Fidel Fernández. T7: Modelo dinámico de máquina síncrona. Universidad Pontificia Comillas, ICAI.
- [43] Future Technology Devices International Limited. *Future Technology Devices International Ltd. FT230X (USB to BASIC UART IC)*. <http://www.ftdichip.com/Support/Documents/DataSheets/ICs/DSFT230X.pdf>.
- [44] glassdoor. <https://www.glassdoor.co.uk/Photos/XALT-Energy-Office-Photos-IMG640296.htm>.
- [45] Carlos González. ¿por qué los coches eléctricos aceleran más rápido?, January 2017. <https://testcoches.es/coches-electricos/los-coches-electricos-aceleran-mas-rapido/>.
- [46] Power Guy. Constant voltage, constant current battery charging, May 2016. <http://power-topics.blogspot.com/2016/05/constant-voltage-constant-current.html>.
- [47] Purohit Hardik. Induction motor working & types of induction motor. <http://eklavyahardik.blogspot.com/2015/08/induction-motor-working-types-of.html>.
- [48] Takashi Hirao and Takayuki Hashimoto. Low reverse recovery charge 30 v power mosfet with double epi structure for dc-dc converters. *IEEE*, 2016.
- [49] Edmonton Canada I.M. Filanovsky, University of Alberta. Bessel-butterworth transitional filters. *IEEE*, 2014.
- [50] NW Plug It In. Elcon pfc 5000w charger. <http://nwplugitin.com/store/elcon-pfc-5000w-charger/>.



- [51] Infineon. Idw100e60, 2013. https://www.mouser.es/datasheet/2/196/IDW100E60_2_3-79677.pdf.
- [52] Infineon. Idw75d65d1, 2014. https://www.mouser.es/datasheet/2/196/Infineon-IDW75D65D1-DS-v02_01-EN-1226650.pdf.
- [53] Infineon. Auirfp4568, 2015. <https://www.mouser.es/datasheet/2/196/auirfp4568-1225230.pdf>.
- [54] Texas Instruments. *LM2937 2.5-V and 3.3-V 400-mA and 500-mA Voltage Regulators*. Texas Instruments. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm2937-3.3.pdf>.
- [55] IXYS. Ixhk240n15t2, 2009. [https://www.mouser.es/datasheet/2/205/DS100191\(IXFK-FX240N15T2\)-1110191.pdf](https://www.mouser.es/datasheet/2/205/DS100191(IXFK-FX240N15T2)-1110191.pdf).
- [56] IXYS. Ixhn320n17t2, 2009. [https://www.mouser.es/datasheet/2/205/DS100189\(IXFN320N17T2\)-1110068.pdf](https://www.mouser.es/datasheet/2/205/DS100189(IXFN320N17T2)-1110068.pdf).
- [57] IXYS. Ixhn360n15t2, 2009. <https://docs-emea.rs-online.com/webdocs/157c/0900766b8157c9bb.pdf>.
- [58] IXYS. Ixhk220n17t2, 2010. [https://www.mouser.es/datasheet/2/205/DS100230\(IXFK-FX220N17T2\)-312285.pdf](https://www.mouser.es/datasheet/2/205/DS100230(IXFK-FX220N17T2)-312285.pdf).
- [59] IXYS. Field oriented control of a 3-phase ac induction motor, July 2017. <https://www.eeweb.com/profile/ixys/articles/field-oriented-control-of-a-3-phase-ac-induction-motor>.
- [60] IXYS. Ixhk240n25x3, 2017. IXFK240N25X3.
- [61] IXYS. Ixhk300n20x3, 2017. [https://www.mouser.es/datasheet/2/205/DS100844B\(IXFK-FK300N20X3\)-1223807.pdf](https://www.mouser.es/datasheet/2/205/DS100844B(IXFK-FK300N20X3)-1223807.pdf).
- [62] Madhusudan Iyengar. Calculating the heat dissipation rate for a vapor condenser heat sink, 2013. <https://www.electronics-cooling.com/2013/09/calculating-the-heat-dissipation-rate-for-a-vapor-condenser-heat-sink/#>.
- [63] C. Glaize J-J. Hurelrcin, C. Gauthia. Use of the mosfet channel reverse conduction in an inverter for suppression of the intwiral diode recovery current. *IEEE*, 1993.
- [64] Wharton McDaniel Kandarp I. Pandya. A simplified method of generating thermal models for power mosfets. *IEEE*, 2002.
- [65] Keywordsuggest. <http://keywordsuggest.org/gallery/398763.html>.
- [66] Voiture Kidioui. Lexique automobile. <https://voiture.kidioui.fr/lexique-automobile/batterie.html>.
- [67] Sam Laird. How the tesla electric car actually works, January 2013. <https://mashable.com/2013/01/17/tesla-electric-car/?europe=true>.
- [68] Wang Yushun & Wang Ruiqi Li Fang. Simulation of speed-control system for pmsm based onsliding mode control. *IEEE*, 2013.



- [69] Ismo V. Lindell. *Methods for Electromagnetic Field Analysis*. Oxford Science Publications, 1992.
- [70] Trini Lozon. Modelado del generador síncrono y curva de capacidad, 2014. <http://slideplayer.es/slide/157160/>.
- [71] Mr. Anurag M. Lulhe and Mrs. Tanuja N. Date. A technology review paper for drives used in electrical vehicle (ev) & hybrid electrical vehicles (hev). *IEEE*, 2015.
- [72] Kart Masters. Variateur sevcon gen4 4865. <http://kartmasters.fr/shop/fr/variateurs-triphases/833-variateur-sevcon-gen4-4865.html>.
- [73] Matrix. Internal resistance, July 2011. <https://www.matrixsl.com/courses/ecc/index.php?n=Batterie>
- [74] Microchip. *dsPIC33FJ32MC202/204 and dsPIC33FJ16MC304*. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/70283K.pdf>.
- [75] Simon Monk. Pwm, 2015. <https://learn.adafruit.com/adafruit-raspberry-pi-lesson-9-controlling-a-dc-motor/pwm>.
- [76] Charles Morris. Tesla introduces third-generation battery pack technology, August 2016. <https://chargedevs.com/newswire/tesla-introduces-third-generation-battery-pack-technology/>.
- [77] Diario Motor. Toyota prius. <https://www.diariomotor.com/coche/toyota-prius/>.
- [78] MotorPasion. Hablemos de eficiencia: coche de combustión vs coche eléctrico, January 2012. <https://www.motorpasion.com/coches-hibridos-alternativos/hablemos-de-eficiencia-coche-de-combustion-vs-coche-electrico>.
- [79] Jim Murphy. What's the difference between ac induction, permanent magnet, and servomotor technologies?, April 2012. <https://www.machinedesign.com/motorsdrives/whats-difference-between-ac-induction-permanent-magnet-and-servomotor-technologies>.
- [80] Syed Zain Nasir. Introduction to inverters, October 2016. <https://www.theengineeringprojects.com/2016/10/introduction-inverters.html>.
- [81] Ohmite. Cr series, 2018. https://www.mouser.es/datasheet/2/303/sink_cr-1224095.pdf.
- [82] Felix Palazuelos. Cuando los coches eléctricos eran más populares y mejores que los de gasolina, January 2016. <https://hipertextual.com/2016/01/historia-del-coches-electrico>.
- [83] Michael A. Houlden Paul A. Chatterton. *Electromagnetic Theory to Practical Design*. Wiley, 1992.
- [84] J. Piskorowski R. Kaszynski. Bessel filters with varying parameters. *IEEE*, 2005.
- [85] International Rectifier. Ir2110(-1-2)(s)pbf/ir2113(-1-2)(s)pbf. <https://www.mouser.es/datasheet/2/196/ir2110-1226756.pdf>.
- [86] Renault. Partes de un motor eléctrico, October 2017. <https://corrienteelectrica.renault.es/partes-motor-electrico/>.
- [87] Tmr Research. Growing implementation of smart meter technologies to improve smart grid market capability, June 2017. <http://www.tmrblog.com/2017/06/growing-implementation-of-smart-meter.html>.



- [88] Rinkesh. What are electric cars? <https://www.conserve-energy-future.com/howelectriccarswork.php>.
- [89] Jing Wu Zhongyuan Chen Chang Peng Yu Wang Rui Wu, JiaLiang Wen. Analysis of power losses in voltage source converter with new generation igbts. *IEEE*, 2012.
- [90] O.-M. Midtgard S. Tiwari, J. K. Langelid and T. M. Undeland1. Hardandsoftswitching losses of a sicmosfet module under realistic topology and loading conditions. *IEEE*, 2017.
- [91] Unidad Educativa Técnico Salesiana. Motores trifasicos. <https://automatismosueets.wordpress.com/motores-trifasicos/>.
- [92] Randy D. Curry Scott Castagno and Ellis Loree. Analysis and comparison of a fast turn-on series igbt stack and high-voltage-rated commercial igbts. *IEEE*, 2006.
- [93] Emad Sedky. Chapter 5 starting of induction motors, January 2013. <https://emadrlc.blogspot.com/2013/01/chapter-5-starting-of-induction-motors.html>.
- [94] Murata Power Solutions. Nma1212dc. <https://www.mouser.es/ProductDetail/Murata-Power-Solutions/NMA1212DC?qs=>
- [95] ST. L78. ST. <https://www.mouser.es/datasheet/2/389/178-974043.pdf>.
- [96] Colin Sun. Silent thermal solutions for core logic, 2007. <http://www.pcstats.com/articleview.cfm?articleid=2076&page=3>.
- [97] Linear Technology. LTC1065. Linear Technology. <https://www.mouser.es/datasheet/2/609/1065fb-1270304.pdf>.
- [98] TECHPAL. Dspic33fj32mc202-i/sp. <http://linhkien.techpal.vn/goods-2126-dspic33fj32mc202-i-sp.html>.
- [99] Webike Thailand. Energica electric bike announces first uk dealership, March 2016. <http://thai.webike.net/news/en/energica-electric-bike.html>.
- [100] Cherise Threewitt. How the tesla model s works, September 2013. <https://auto.howstuffworks.com/tesla-model-s.htm>.
- [101] Phuong Hue Tran. Matlab/simulink implementation and analysis of three pulse-width-modulation (pwm) techniques. <https://matlab.projectsqa.com/a/1559-matlab-simulink-implementation-and-analysis-of-three-pulse-width-modulation-pwm-techniques.html>.
- [102] VACUUMSCHELZE. 125a / 200a current sensor, October 2010. <https://www.mouser.es/datasheet/2/599/4646-X201en277115.pdf>.
- [103] VISHAY. Vs-qa250fa20, 2017. <https://www.mouser.es/datasheet/2/427/vs-qa250fa20-1110792.pdf>.
- [104] Arturo Vázquez. Así funciona el motor de un coche eléctrico, September 2017. <https://www.abc.es/motor/reportajes/abci-funciona-motor-coche-electrico-201702011409-noticia.html>.
- [105] Waytek. Delphi 12047937 metri-pack delphi female connector 8-way, 150 series, black. <https://www.waytekwire.com/item/38220/Delphi-12047937-Metri-Pack-Delphi-Female-Connector/>.

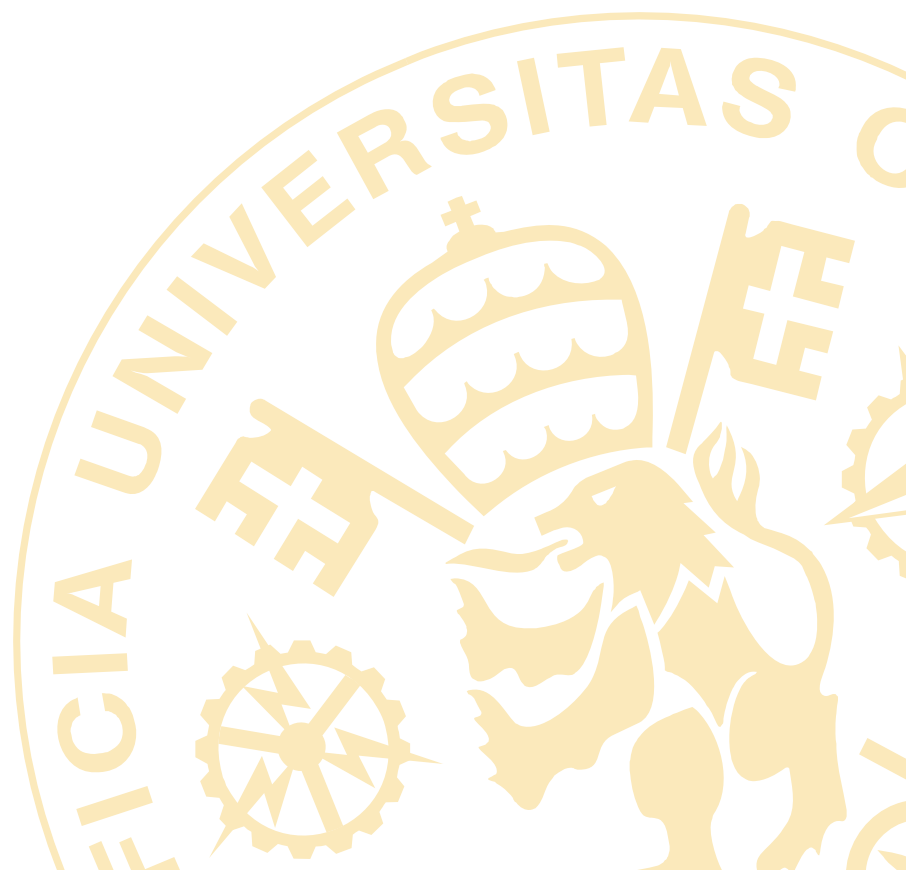


- [106] Chris Woodford. Electric motors, April 2018. <https://www.explainthatstuff.com/electricmotors.html>.
- [107] Paul Yeaman Xiaoyan Yu. Temperature-related mosfet power loss modeling and optimization for dc-dc converter. *IEEE*, 2013.
- [108] Híbridos y eléctricos. Componentes principales de un coche eléctrico, October 2012. <https://www.hibridosyelectricos.com/articulo/tecnologia/componentes-principales-del-coche-elctrico/20120712102112001167.html>.
- [109] Wang Jie Zhang Chengyun, Chen Minyi. Design and implementation of real time crossover based on bessell digital filter. *IEEE*, 2010.
- [110] Qi Yuan-Xichuan Zhou Zhi Lin, Shengdong Hu and Fang Tang. Low-reverse recovery charge superjunction mosfet with a p-type schottky body diode. *IEEE*, 2017.
- [111] Zhengming Zhao Zhiping Chen, Liqiang Yuan* and Xiaoying Sun. Power losses in two- and three-level three phase photovoltaic inverters equipped with igbts. *IEEE*, 2012.



LUIS ISMAEL DE LA BARBA
BIBLIOGRAFÍA

ANEXOS





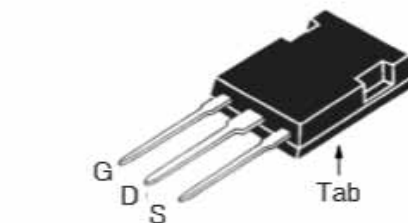
Capítulo 1

Elección de los elementos de potencia

1.1 MOSFETS

1.1.1 Componentes

- IXFK220N17T2



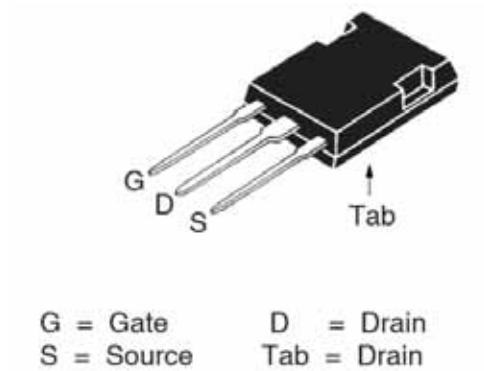
G = Gate D = Drain
S = Source Tab = Drain

Dato	Valor
V_{dss}	170 V
I_{d25}	220 A
$R_{DS(on)}$	$\leq 6.3 \text{ m}\omega$

Tabla 1.1: Valores eléctricos del MOSFET IXFK220N17T2

Figura 1.2: Imagen del MOSFET [58] y tabla con los valores más importantes del IXFK220N17T2

- IXFK300N20X3

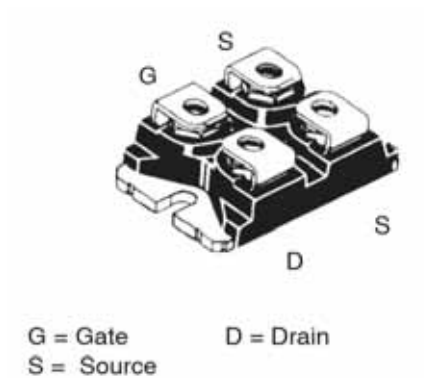


Dato	Valor
V_{dss}	200 V
I_{d25}	300 A
$R_{DS(on)}$	$\leq 4 \text{ m}\omega$

Tabla 1.2: Valores eléctricos del MOSFET IXFK300N20X3

Figura 1.4: Imagen del MOSFET [61] y tabla con los valores más importantes del IXFK300N20X3

- IXFN320N17T2



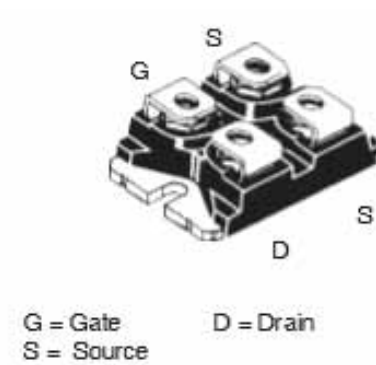
Dato	Valor
V_{dss}	170 V
I_{d25}	260 A
$R_{DS(on)}$	$\leq 5.2 \text{ m}\omega$

Tabla 1.3: Valores eléctricos del MOSFET IXFN320N17T2

Figura 1.6: Imagen del MOSFET [56] y tabla con los valores más importantes del IXFN320N17T2



- IXFN360N15T3



Dato	Valor
V_{dss}	150 V
I_{d25}	310 A
$R_{DS(on)}$	$\leq 4 \text{ m}\omega$

Tabla 1.4: Valores eléctricos del MOSFET IXFN360N15T3

Figura 1.8: Imagen del MOSFET [57] y tabla con los valores más importantes del IXFN360N15T3

- AUIRFP4568

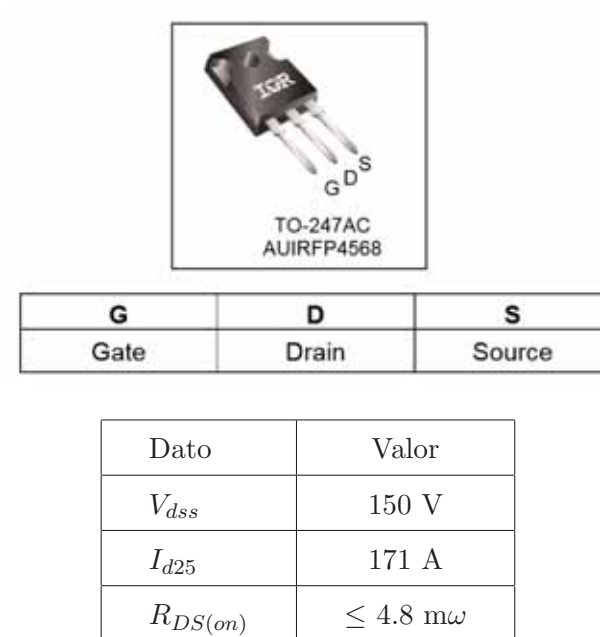


Tabla 1.5: Valores eléctricos del MOSFET AUIRFP4568

Figura 1.10: Imagen del MOSFET [53] y tabla con los valores más importantes del AUIRFP4568

- IXFK240N15T2

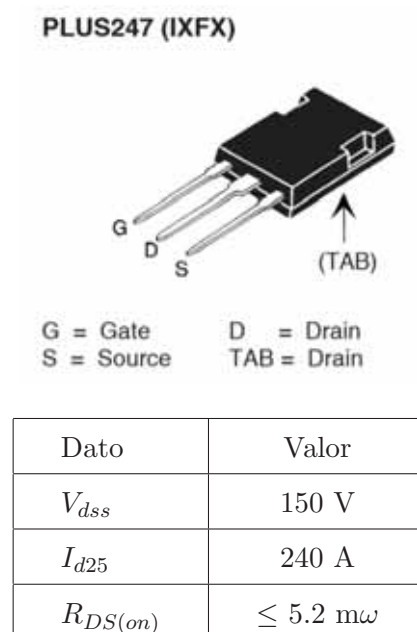
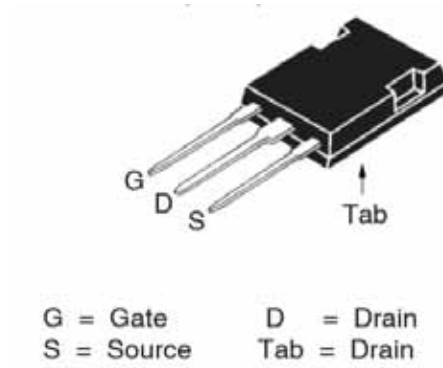


Tabla 1.6: Valores eléctricos del MOSFET IXFK240N15T2

Figura 1.12: Imagen del MOSFET [55] y tabla con los valores más importantes del IXFK240N15T2



- IXFK240N25X3



Dato	Valor
V_{dss}	250 V
I_{d25}	240 A
$R_{DS(on)}$	$\leq 5 \text{ m}\omega$

Tabla 1.7: Valores eléctricos del MOSFET IXFK240N25X3

Figura 1.14: Imagen del MOSFET [60] y tabla con los valores más importantes del IXFK240N25X3

1.1.2 Cálculos de potencia perdida



LUIS ISMAEL DE LA BARBA
CAPÍTULO 1. ELECCIÓN DE LOS ELEMENTOS DE POTENCIA

Voltage bater	Intensidad	COS	f_sw	Nombre	V_max	I_max	R_ds_on	t_d_on	t_r	t_d_off	t_f	u_d	Rd	Precio x1	P_cond
110	222,031529	0,51845391	2000	IXFK220N17T	170	220	10	44	44	160	40	150	1,3	8,63	329,273632
110	222,031529	0,51845391	2000	IXFK300N20X	200	300	8	44	44	43	184	13	1,4	18,02	263,418906
110	222,031529	0,51845391	2000	IXFN320N17T	170	260	10	46	46	170	115	230	1,25	29,32	329,273632
110	222,031529	0,51845391	2000	IXFN360N15T	150	310	10	50	50	170	115	265	1,25	29,32	329,273632
110	222,031529	0,51845391	2000	IXFK240N15T	150	240	9,36	48	48	125	77	145	1,2	15,39	308,200119
110	222,031529	0,51845391	2000	IXFK240N25X	250	240	9	36	36	32	180	14	1,4	22,36	296,346269

Voltage bater	Intensidad	COS	f_sw	Nombre	V_max	I_max	R_ds_on	t_d_on	t_r	t_d_off	t_f	u_d	Rd	Precio x1	P_cond
110	164,048773	0,51845391	2000	IXFK220N17T	170	220	10	44	44	160	40	150	1,3	8,63	179,751957
110	164,048773	0,51845391	2000	IXFK300N20X	200	300	8	44	44	43	184	13	1,4	18,02	143,801566
110	164,048773	0,51845391	2000	IXFN320N17T	170	260	10	46	46	170	115	230	1,25	29,32	179,751957
110	164,048773	0,51845391	2000	IXFN360N15T	150	310	10	50	50	170	115	265	1,25	29,32	179,751957
110	164,048773	0,51845391	2000	IXFK240N15T	150	240	9,36	48	48	125	77	145	1,2	15,39	168,247832
110	164,048773	0,51845391	2000	IXFK240N25X	250	240	9	36	36	32	180	14	1,4	22,36	161,776761

Voltage bater	Intensidad	COS	f_sw	Nombre	V_max	I_max	R_ds_on	t_d_on	t_r	t_d_off	t_f	u_d	Rd	Precio x2	P_cond
110	111,015765	0,51845391	4000	IXFK220N17T	170	220	10	44	44	160	40	150	1,3	8,63*2	82,318408
110	111,015765	0,51845391	4000	IXFK300N20X	200	300	8	44	44	43	184	13	1,4	8*2*18,02	65,8547264
110	111,015765	0,51845391	4000	IXFN320N17T	170	260	10	46	46	170	115	230	1,25	10*2*29,32	82,318408
110	111,015765	0,51845391	4000	IXFN360N15T	150	310	10	50	50	170	115	265	1,25	10*2*29,32	82,318408
110	111,015765	0,51845391	4000	AUIRFP4568	150	121	9,6	110	110	0	133	0	1,3	9,6*7,68*2	79,0256717
110	111,015765	0,51845391	4000	IXFK240N15T	150	240	9,36	48	48	125	77	145	1,2	15,39	77,0500299
110	111,015765	0,51845391	4000	IXFK240N25X	250	240	9	36	36	32	180	14	1,4	22,36	74,0865672

Voltage bater	Intensidad	COS	f_sw	Nombre	V_max	I_max	R_ds_on	t_d_on	t_r	t_d_off	t_f	u_d	Rd	Precio x2	P_cond
110	111,015765	0,51845391	8000	IXFK220N17T	170	220	10	44	44	160	40	150	1,3	8,63*2	82,318408
110	111,015765	0,51845391	8000	IXFK300N20X	200	300	8	44	44	43	184	13	1,4	8*2*18,02	65,8547264
110	111,015765	0,51845391	8000	IXFN320N17T	170	260	10	46	46	170	115	230	1,25	10*2*29,32	82,318408
110	111,015765	0,51845391	8000	IXFN360N15T	150	310	10	50	50	170	115	265	1,25	10*2*29,32	82,318408
110	111,015765	0,51845391	8000	AUIRFP4568	150	121	9,6	110	110	0	133	0	1,3	9,6*7,68*2	79,0256717
110	111,015765	0,51845391	8000	IXFK240N15T	150	240	9,36	48	48	125	77	145	1,2	15,39	77,0500299
110	111,015765	0,51845391	8000	IXFK240N25X	250	240	9	36	36	32	180	14	1,4	22,36	74,0865672

Voltage bater	Intensidad	COS	f_sw	Nombre	V_max	I_max	R_ds_on	t_d_on	t_r	t_d_off	t_f	u_d	Rd	Precio x2	P_cond
110	111,015765	0,51845391	12000	IXFK220N17T	170	220	10	44	44	160	40	150	1,3	8,63*2	82,318408
110	111,015765	0,51845391	12000	IXFK300N20X	200	300	8	44	44	43	184	13	1,4	8*2*18,02	65,8547264
110	111,015765	0,51845391	12000	IXFN320N17T	170	260	10	46	46	170	115	230	1,25	10*2*29,32	82,318408
110	111,015765	0,51845391	12000	IXFN360N15T	150	310	10	50	50	170	115	265	1,25	10*2*29,32	82,318408
110	111,015765	0,51845391	12000	AUIRFP4568	150	121	9,6	110	110	0	133	0	1,3	9,6*7,68*2	79,0256717
110	111,015765	0,51845391	12000	IXFK240N15T	150	240	9,36	48	48	125	77	145	1,2	15,39	77,0500299
110	111,015765	0,51845391	12000	IXFK240N25X	250	240	9	36	36	32	180	14	1,4	22,36	74,0865672

P_sw	P_tot	P_d	P_tot*
3,06304	332,336672	170,21096	502,547632
2,20787655	265,626782	13,5408246	279,167607
4,36133361	333,634966	6,451934	340,0869
4,66452793	333,93816	6,451934	340,390094
3,07081422	311,270934	6,66745604	317,93839
2,03684386	298,383113	11,5674938	309,950606

P_sw	P_tot	P_d	P_tot*
2,26313784	182,015095	9,34843847	191,363533
1,63129732	145,432863	13,0507034	158,483566
3,22238662	182,974344	8,57455616	191,5489
3,4464028	183,19836	8,57455616	191,772916
2,26888184	170,516714	8,49011395	179,006828
1,50492922	163,281691	11,9734533	175,255144

P_sw	P_tot	P_d	P_tot*
3,06304	85,381448	8,68299884	94,0644468
2,20787655	68,0626029	10,7170739	78,7796769
4,36133361	86,6797416	8,159294	94,8390356
4,66452793	86,9829359	8,159294	95,1422299
1,88913381	80,9148055	8,88033192	89,7951374
3,07081422	80,1208441	7,95132208	88,0721662
2,03684386	76,123411	10,2237412	86,3471523

P_sw	P_tot	P_d	P_tot*
6,12608001	88,444488	8,68299884	97,1274868
4,4157531	70,2704795	10,7170739	80,9875534
8,72266722	91,0410752	8,159294	99,2003692
9,32905585	91,6474638	8,159294	99,8067578
3,77826762	82,8039393	8,88033192	91,6842712
6,14162844	83,1916583	7,95132208	91,1429804
4,07368772	78,1602549	10,2237412	88,3839961

P_sw	P_tot	P_d	P_tot*
9,18912001	91,507528	8,68299884	100,190527
6,62362966	72,478356	10,7170739	83,19543
13,0840008	95,4024088	8,159294	103,561703
13,9935838	96,3119918	8,159294	104,471286
5,66740143	84,6930731	8,88033192	93,573405
9,21244265	86,2624725	7,95132208	94,2137946
6,11053158	80,1970988	10,2237412	90,42084

Voltage batería	Voltaje máximo esperado por la batería
Intensidad	Intensidad máxima que se espera que circule por el MOSFET en ambas direcciones
COS	Desfase entre tensión e intensidad esperado
f_sw	Frecuencia de conmutación
Nombre	Nombre del MOSFET
V_max	Tensión máxima que soporta
I_max	Intensidad máxima que soporta
R_ds_on	Resistencia de conducción del MOSFET
t_d_on	Tiempo de activación en la puerta
t_r	Tiempo hasta conseguir completa circulación
t_d_off	Tiempo de cierre de la puerta
t_f	Tiempo hasta conseguir circulación nula
u_d	Caída de tensión en el diodo cuando conduce
Rd	Resistencia de conducción del Body Diode
Precio x1	Precio por una unidad individual en el momento del estudio
P_cond	Potencia calculada disipada por conducción del MOSFET
P_sw	Potencia disipada por conmutación del MOSFET
P_tot	Potencia total disipada solo por el MOSFET
P_d	Potencia disipada por el Body Diode
P_tot*	Potencia total disipada por el MOSFET y su Body Diode
	Modelo de MOSFET escogido



1.2 Antiparallel

Body

Diode

1.2.1 Componentes

- VS-QA250FA20 * El dispositivo esta constituido por dos diodos por dentro



Dato	Valor
V_R	200 V
$I_{S(AV)}$	250 A
V_{FD}	1.0 V

Tabla 1.8: Valores eléctricos del diodo VS-QA250FA20

Figura 1.16: Imagen del diodo [103] y tabla con los valores más importantes del VS-QA250FA20

- IDW75D65D1

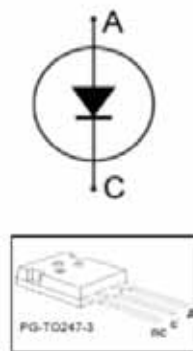


Dato	Valor
V_R	650 V
$I_{S(AV)}$	75 A
V_{FD}	1.35 V

Tabla 1.9: Valores eléctricos del diodo IDW75D65D1

Figura 1.18: Imagen del diodo [52] y tabla con los valores más importantes del IDW75D65D1

- IDW100E60



Dato	Valor
V_R	600 V
$I_{S(AV)}$	100 A
V_{FD}	1.65 V

Tabla 1.10: Valores eléctricos del diodo IDW100E60

Figura 1.20: Imagen del diodo [51] y tabla con los valores más importantes del IDW100E60



1.2.2 Cálculos de calor del Antiparallel Body Diode



Intensidad	COS	f_sw	Nombre	V_max	I_max	u_d	Rd	Q_reverse	P_cond	P_sw	P_cond_r	P_sw_r	P_tot
110	222,031529	0,51845391	2000 VS-QA250FA2	200	250	0,6	0,0008	2,96E-07	17,3	31,0799642	27,7016035	0,0003552	58,7822781

Intensidad	COS	f_sw	Nombre	V_max	I_max	u_d	Rd	Q_reverse	P_cond	P_sw	P_cond_r	P_sw_r	P_tot
110	111,015765	0,51845391	2000 VS-QA250FA2	200	250	0,6	0,0008	2,96E-07	13,76516	0,0003552	12,9205699	0,0003552	26,6864403
110	111,015765	0,51845391	2000 IDW75D65D1	650	75	1,32	0,0053	1,25E-09	2,34	38,1369397	32,5415299	0,0000033	70,6784761
110	111,015765	0,51845391	2000 IDW100E60	600	96	1,65	0,004	7,80E-06	2,68	41,8475397	37,6245889	0,02574	79,5236086

Intensidad	Volaje máximo esperado por la batería												
COS	Intensidad máxima que se espera que circule por el diodo en ambas direcciones												
f_sw	Desfase entre tensión e intensidad esperado												
Nombre	Frecuenciade conmutación												
V_max	Nombre del MOSFET												
I_max	Tensión máxima que soporta												
u_d	Intensidad máxima que soporta												
Rd	Caída de tensión en el diodo cuando conduce												
Q_reverse	Resistencia de conduccion del Body Diode												
P_cond	Energía consumida cuando se activa el diodo												
P_sw	Precio de una unidad												
P_cond_r	Potencia consumida por el diodo que conduce en la misma dirección que el MOSFET												
P_sw_r	Potencia consumida por la activación y desactivación del diodo que conduce en el mismo sentido que el MOSFET												
P_tot	Potencia que disipa por conduccion el diodo que está en paralelo												
*	Potencia consumida cuando se activa el diodo que esta en paralelo												
	Potencia total consumida por el conjunto de diodos												
	Diodo escogido												
	El dispositivo está compuesto por dos diodos del mismo tipo												



1.3 Cálculo de las resistencias térmicas de los disipadores de los MOSFETS



LUIS ISMAEL DE LA BARBA
CAPÍTULO 1. ELECCIÓN DE LOS ELEMENTOS DE POTENCIA

inc_temp	Nombre	R_th_jc	R_th_cs	Precio x1	P_tot	R_dis	P_tot*	R_dis*
120	IXFK220N17T	0,12	0,15	8,63	332,336672	0,09107962	502,547632	-0,03121666
120	IXFK300N20X	0,1	0,15	18,02	265,626782	0,20176167	279,167607	0,1798493
120	IXFN320N17T	0,14	0,05	29,32	333,634966	0,16967453	340,0869	0,16285099
120	IXFN360N15T	0,14	0,05	29,32	333,93816	0,16934797	340,390094	0,1625367
120	IXFK240N15T	0,12	0,15	15,39	311,270934	0,11551624	317,93839	0,10743162
120	IXFK240N25X	0,1	0,15	22,36	298,383113	0,15216753	309,950606	0,13715846

inc_temp	Nombre	R_th_jc	R_th_cs	Precio x1	P_tot	R_dis	P_tot*	R_dis*
120	IXFK220N17T	0,12	0,15	8,63	182,015095	0,38928598	191,363533	0,35707872
120	IXFK300N20X	0,1	0,15	18,02	145,432863	0,575123	158,483566	0,5071763
120	IXFN320N17T	0,14	0,05	29,32	182,974344	0,46582965	191,5489	0,43647188
120	IXFN360N15T	0,14	0,05	29,32	183,19836	0,4650277	191,772916	0,43574008
120	IXFK240N15T	0,12	0,15	15,39	170,516714	0,43374333	179,006828	0,40036549
120	IXFK240N25X	0,1	0,15	22,36	163,281691	0,48492625	175,255144	0,43471599

inc_temp	Nombre	R_th_jc	R_th_cs	Precio x2	P_tot	R_dis	P_tot*	R_dis*
120	IXFK220N17T	0,12	0,15	8,63*2	85,381448	1,13545754	94,0644468	1,0057211
120	IXFK300N20X	0,1	0,15	2*18,02	68,0626029	1,51308273	78,7796769	1,27323549
120	IXFN320N17T	0,14	0,05	2*29,32	86,6797416	1,19440653	94,8390356	1,07530177
120	IXFN360N15T	0,14	0,05	2*29,32	86,9829359	1,18958093	95,1422299	1,07126958
120	AUIRFP4568	0,29	0,24	7,68*2	80,9148055	0,95304132	89,7951374	0,80637526
120	IXFK240N15T	0,12	0,15	15,39	80,1208441	1,22773759	88,0721662	1,092519
120	IXFK240N25X	0,1	0,15	22,36	76,123411	1,32638758	86,3471523	1,13973894

inc_temp	Nombre	R_th_jc	R_th_cs	Precio x2	P_tot	R_dis	P_tot*	R_dis*
120	IXFK220N17T	0,12	0,15	8,63*2	88,444488	1,08678325	97,1274868	0,9654896
120	IXFK300N20X	0,1	0,15	2*18,02	70,2704795	1,45768722	80,9875534	1,23170916
120	IXFN320N17T	0,14	0,05	2*29,32	91,0410752	1,12808637	99,2003692	1,01967292
120	IXFN360N15T	0,14	0,05	2*29,32	91,6474638	1,1193652	99,8067578	1,0123234
120	AUIRFP4568	0,29	0,24	7,68*2	82,8039393	0,91920642	91,6842712	0,77883955
120	IXFK240N15T	0,12	0,15	15,39	83,1916583	1,17245231	91,1429804	1,04661264
120	IXFK240N25X	0,1	0,15	22,36	78,1602549	1,28530717	88,3839961	1,10771186

inc_temp	Nombre	R_th_jc	R_th_cs	Precio x2	P_tot	R_dis	P_tot*	R_dis*
120	IXFK220N17T	0,12	0,15	8,63*2	91,507528	1,04136752	100,190527	0,92771803
120	IXFK300N20X	0,1	0,15	2*18,02	72,478356	1,40566669	83,19543	1,19238692
120	IXFN320N17T	0,14	0,05	2*29,32	95,4024088	1,06782988	103,561703	0,9687295
120	IXFN360N15T	0,14	0,05	2*29,32	96,3119918	1,05595077	104,471286	0,95864098
120	AUIRFP4568	0,29	0,24	7,68*2	84,6930731	0,88688093	93,573405	0,75241566
120	IXFK240N15T	0,12	0,15	15,39	86,2624725	1,12110318	94,2137946	1,00369883
120	IXFK240N25X	0,1	0,15	22,36	80,1970988	1,24631348	90,42084	1,07712768

inc_temp Incremento de temperatura máximo deseado

Nombre Nombre del MOSFET

R_th_jc Resistencia térmica entre el interior del MOSFET y su carcasa

R_th_cs Resistencia térmica entre la carcasa del MOSFET y el exterior

Precio x1 Precio de cada MOSFET

P_tot Potencia total disipada solo por el MOSFET calculada anteriormente

R_dis Resistencia máxima del disipador calculada cuando el solo el MOSFET conduce

P_tot* Potencia disipada calculada anteriormente entre el MOSFET y su Reverse Diode

R_dis* Resistencia térmica máxima del disipador cuando tanto el MOSFET como el diodo conducen

Modelo escogido

* Este modelo lleva incorporado dos diodos por dentro



1.4 Cálculo de las resistencias térmicas de los disipadores de los

Antiparalel	Body	Diode
-------------	------	-------



LUIS ISMAEL DE LA BARBA
CAPÍTULO 1. ELECCIÓN DE LOS ELEMENTOS DE POTENCIA

inc_temp	Nombre	R_th_jc	R_th_ja	Precio x1	P_tot	R_dis
60	VS-QA250FA2	0,44		17,3*	58,7822781	0,5807158

inc_temp	Nombre	R_th_jc	R_th_ja	Precio x1	P_tot	R_dis
60	VS-QA250FA2	0,44		17,3*	26,6864403	1,80833283
60	IDW75D65D1	0,46	40	2,34	70,6784761	0,38891474
60	IDW100E60	0,4	40	2,68	79,5236086	0,35449292

inc_temp	Incremento de temperatura máximo deseado
Nombre	Nombre del diodo
R_th_jc	Resistencia térmica entre el interior del diodo y su carcasa
R_th_ja	Resistencia térmica entre la carcasa y el exterior
Precio x1	Precio de un diodo
P_tot	Potencia total disipada por el conjunto de diodos calculado anteriormente
R_dis	Resistencia térmica del disipador necesaria
	Modelo escogido
*	Este modelo lleva incorporado dos diodos por dentro

PRESUPUESTO





Presupuesto

Unidades	Nombre	Precio unidad €
1	dsPIC33FJ32MC202	3.66
4	LTC1065	8.73
1	NMA1212DC	7.83
1	NMA1205DC	7.83
12	IXFK300N20X	18.02
3	IR2110	2.48
1	FT230	1.73
2	4646X201	54.41
1	Fuente de alimentación de 12V	18
1	L7805CV	0.425
1	LM2937	1.50
1	NMA1205DC	7.83
1	Conector sensor de posición (12047933)	1.49

Tabla 11: Tabla de precios de los componentes

Total	417.72 €
-------	----------

Tabla 12: Precio total

