

Centro Politécnico Superior  
Departamento de Ingeniería Eléctrica

---

# **Banco de pruebas para la medición de la eficiencia de MACIS.**

**José M<sup>a</sup> Fernández Lahoz**

Universidad de Zaragoza

Junio, 2011

---



---

## **RESUMEN**

---

En esta memoria se explica cómo se realizó el re-diseño del control y de la electrónica de potencia de un banco de pruebas para pequeños motores de combustión interna.

Desde 2008, la Universidad de Luleå participa en la competición Shell Eco-Marathon, donde los participantes deben de construir un coche, y el que logre cubrir una mayor cantidad de kilómetros utilizando la menor cantidad de combustible será el ganador. La universidad de Luleå compitió con un coche denominado Baldos en sus primeras ediciones. Para mejorar el comportamiento de los motores de combustión empleados en este coche, la universidad necesitaba alquilar un banco de pruebas que permitía medir cómo cambiaba la eficiencia del motor tras introducir modificaciones en el mismo. Realizar esto resultaba muy caro para la universidad, por lo que surgió la necesidad de crear un banco de pruebas para la universidad. Por ello se intentó crear uno, pero la parte electrónica del mismo no funcionó. Por lo tanto, el objetivo de este proyecto consiste en rediseñar la parte electrónica de ese banco de pruebas para lograr la funcionalidad del mismo.

En primer lugar se hace referencia a la teoría que hay detrás del control de motores. Después de ello se habla de la teoría de motores de corriente continua, señales PWM, puentes H, elementos de conmutación y problemas particulares a afrontar tales como disipación de calor, sobretensiones, control de velocidad y cómo realizar las distintas medidas. También se introducirá un modelo en Pspice que ayudará a predecir el funcionamiento del banco de pruebas, y se explicará la relación entre el modelo y la realidad. Todas estas explicaciones teóricas ayudan a explicar el porqué de las decisiones tomadas a la hora de realizar el diseño final.

Además, se muestra cómo el diseño fue evolucionando. Se presenta todo el hardware utilizado, definiendo cada elemento empleado, junto a sus características y justificación de su uso en los casos oportunos.

Además también se muestran los resultados de las simulaciones realizadas en Pspice, así como diferentes anexos con las características del motor de corriente continua emplea-

---

do o con un estudio acerca del efecto de la capacitancia parásita del motor de corriente continua. Además, en los anexos se incluyen otras partes del proyecto inicial en inglés que pueden ayudar a adquirir una visión más global del proyecto que allí se realizó, aunque algunas de estas partes no fueron responsabilidad directa del autor de esta memoria.

En la memoria también se muestran los resultados reales obtenidos tras finalizar el diseño e implementación de la parte electrónica, compartiendo distintas conclusiones y explicando como el banco de pruebas funcionó. También se comentan impresiones finales, así como posibles mejoras a introducir en el futuro.

---

# PRÓLOGO

---

Una vez terminado el Proyecto Fin de Carrera, puedo afirmar que trabajar durante más de 9 meses para su elaboración supuso una experiencia enriquecedora a nivel académico y personal. Este proyecto fue capaz de mezclar aspectos teóricos y prácticos que resultaron realmente interesantes.

En primer lugar, me gustaría aclarar que este proyecto ha sido extraído de un proyecto inicial realizado en la universidad de Luleå de manera conjunta por parte de Kristofer Gramner y mi persona. En la memoria de esta versión en español, se incluyen las partes del proyecto en las que me he visto involucrado directamente, y en los anexos se presentan otras partes del proyecto inicial en las que no me vi involucrado tan directamente, además de hojas de datos o aclaraciones que no tenían la importancia suficiente como para ser incluidas en la memoria, pero que pueden ser interesantes para tener una visión global mas acertada de lo que fue el proyecto inicial. Por esa razón, me gustaría en primer lugar agradecer a mi compañero de proyecto inicial, Kristofer Gramner. Creo que nuestros conocimientos se complementaron a la perfección, no tuvimos ningún problema como equipo y estoy realmente contento de haber trabajado a su lado.

En este punto también me gustaría agradecer a mi director de proyecto en la universidad de Luleå, Kalevi Hyypä porque confió en mí para llevar a cabo la tarea. El ha supuesto una gran ayuda en todo momento. Estoy realmente agradecido por ello. De igual manera quiero agradecer especialmente a mi ponente en la Universidad de Zaragoza, Ángel Antonio Bayod Rújula, la comunicación con el fue inmejorable y resolvió todas mis dudas de manera efectiva. Además también me gustaría agradecer a Fredrik Häggström porque finalmente se usó su diseño de convertidor y a la hora de resolver dudas se mostró muy colaborativo. Lo mismo con los autores de los informes "mekatronik Fördjupningskurs" o "generador Navmotor som" debido a que su contenido supuso una gran ayuda para completar el proyecto. También me gustaría apreciar la ayuda del Equipo de Baldos. Ellos respondieron a multitud de preguntas y también produjeron diferentes piezas para este proyecto.

---

Y, por último, gracias a toda la organización de la Universidad de Zaragoza, responsable de mi formación como estudiante de Ingeniería Industrial y a la Universidad de Luleå, debido a que gracias a la realización de este proyecto en la misma, pude vivir una experiencia tan positiva en un país extranjero durante casi un año.

José María Fernández Lahoz

---

## ABREVIACIONES

---

A	Amperios
AD	Analógico a Digital
ADC	Convertidor Analógico a Digital
BJT	Bipolar Junction Transistor
CAN	ControllerArea Network
D	Duty cycle
DC Motor	Motor de corriente continua
EMF	Fuerza Electromotriz
GND	Tierra
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MACI	Motor de combustión interna
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor
Motor CC	Motor de corriente continua
PID	Proporcional, integral y derivativo
PI	Proporcional e integral
PWM	Pulse Width Modulation
RPM	Revoluciones por minuto
TVS	Transient Voltage Suppression
UART	Universal Asynchronous Receiver/Transmitter
V	Voltios



---

# ÍNDICE GENERAL

---

CAPÍTULO 1 – INTRODUCCIÓN	1
1.1. Antecedentes . . . . .	1
1.2. Objeto . . . . .	4
1.3. Alcance . . . . .	4
 CAPÍTULO 2 – ESTADO DEL ARTE	 5
2.1. Motor de corriente continua . . . . .	5
2.2. Control de velocidad . . . . .	7
2.3. Puente H . . . . .	8
2.3.1. Funcionamiento básico . . . . .	8
2.3.2. Elementos de conmutación . . . . .	12
2.3.3. Circuito de activación . . . . .	15
2.3.4. Circuitos de protección. Redes Snubber . . . . .	17
2.3.5. Otras protecciones. Diodos TVS . . . . .	23
2.4. Como disipar energía . . . . .	23
2.4.1. Cómo disipar energía: Opción 1 . . . . .	24
2.4.2. Como disipar energía: Opción 2 . . . . .	28
2.4.3. Selección final . . . . .	32
2.5. Fuente de alimentación global . . . . .	33
2.6. Condensador de filtrado . . . . .	35
2.7. Modelo del motor CC . . . . .	37
2.8. Modelando el motor de combustión interna . . . . .	40
2.9. Medida del par . . . . .	43
2.10. Medida de velocidad . . . . .	47
2.11. Control PID . . . . .	49
2.12. Medida del consumo de combustible . . . . .	51
 CAPÍTULO 3 – HARDWARE	 53
3.1. El diseño básico . . . . .	53
3.1.1. Requerimientos del puente H . . . . .	54
3.2. Diseño 1 . . . . .	57
3.2.1. Diodo en antiparalelo . . . . .	58
3.2.2. Drivers para los MOSFETs . . . . .	59
3.2.3. Interfaz entre el microcontrolador y puente H . . . . .	62

---

3.2.4. Alimentación para los drivers y para el aislamiento . . . . .	63
3.2.5. Microcontrolador . . . . .	64
3.2.6. Sumario . . . . .	64
3.3. Diseño 2 . . . . .	64
3.3.1. Convertidor . . . . .	65
3.3.2. Circuitos de medida . . . . .	68
3.3.3. Microcontrolador . . . . .	70
3.3.4. Alimentación para las partes lógicas . . . . .	70
3.3.5. Fuente de tensión . . . . .	71
3.3.6. Carga . . . . .	72
3.3.7. Condensador de filtrado . . . . .	72
3.3.8. Disipador de calor . . . . .	78
3.3.9. Redes Snubber . . . . .	80
 CAPÍTULO 4 – RESULTADOS	89
4.1. La placa . . . . .	89
4.1.1. Ensamblado . . . . .	89
4.1.2. Pruebas . . . . .	94
4.2. El banco de pruebas . . . . .	96
4.2.1. Ensamblado . . . . .	96
4.2.2. Pruebas . . . . .	100
 CAPÍTULO 5 – CONCLUSIÓN	105
5.1. Trabajo Futuro . . . . .	106
 APÉNDICE A – MEDIDA DE LA CAPACITANCIA DE UN MOTOR CC	107
 APÉNDICE B – ESPECIFICACIONES DEL MOTOR CC	113
 APÉNDICE C – MODELO COMPLETO PARA LAS SIMULACIONES	115
 APÉNDICE D – EXPLICACIÓN DE OTRAS PARTES DEL DISEÑO FINAL	121
4.0.1. Measurement circuits . . . . .	121
4.0.2. Microcontroller . . . . .	124
4.0.3. High speed AD-converter . . . . .	125
 APÉNDICE E – SOFTWARE	129
E.1. Microcontroller . . . . .	129
5.1.1. UART - Serial communication . . . . .	130
5.1.2. Motor Control PWM . . . . .	131

---

5.1.3.	Speed control . . . . .	131
5.1.4.	Load control . . . . .	132
5.1.5.	AD-converter . . . . .	132
5.1.6.	Status monitor . . . . .	132
5.1.7.	PID . . . . .	132
E.2.	LabVIEW software . . . . .	132



---

# CAPÍTULO 1

---

## Introducción

### 1.1. Antecedentes

Desde el año 2008, la Universidad de Luleå (Luleå Tekniska Universitet) participa en la competición Shell Eco-Marathon, donde los participantes deben de construir un coche, y el que logre cubrir una mayor cantidad de kilómetros utilizando la menor cantidad de combustible posible será el ganador. Para ello, un grupo de estudiantes de ingeniería de último año y sus supervisores tuvieron que construir un coche híbrido de pequeñas dimensiones para participar en el concurso, el cual fue denominado Baldos, al igual que el equipo que lo construyó, Baldos Team o equipo baldos.



*Figura 1.1: Coche Baldos, ganador en 4 categorías del Shell Eco-Marathon de 2008.[1]*

En la competición Shell Eco-Marathon de 2008, el equipo Baldos ganó 4 premios diferentes, entre ellos el de mejor concepto urbano, el de menos emisiones de CO<sub>2</sub> y el de menos consumo de combustible. El coche Baldos fue capaz de recorrer una distancia de 299 km con un litro de gasolina. La nueva versión del coche Baldos, Baldos II, construido en 2009 fue diseñado de tal forma que se permitió su homologación para su uso en las carreteras suecas. Además, en el año 2010 el nuevo equipo Baldos desarrolló un nuevo coche para el Shell Eco-Marathon denominado Skilži. Su apariencia era completamente distinta ya que el nuevo vehículo participaba en la clase de Prototipos en lugar de en la clase de Concepto Urbano, donde se buscaban coches con apariencia más cercana a los coches que se producen hoy en día. Los prototipos presentados a competición están más pensados para ser vehículos experimentales que permitan probar nuevas tecnologías, y por esa razón Skilži tenía mucho menos peso y era capaz de recorrer mayores distancias con la misma cantidad de combustible.



*Figura 1.2: Baldos II[1]*

Para lograr mejoras en la eficiencia de éstos coches híbridos, fue necesario introducir modificaciones en los motores de combustión interna empleados en los mismos. Estos motores tenían una potencia aproximada de 1 kW y las modificaciones consistían en usar distintos tipos de combustible, así como modificar el sistema de inyección para conseguir mayores presiones en la mezcla de aire y combustible. Por lo tanto, surgió la necesidad de un banco de pruebas para este tipo de motores cuyo fin consistía en ser capaz de medir cómo estas modificaciones afectaban al comportamiento del motor.

Como resultado, en el año 2010 un grupo de estudiantes desarrolló un banco de pruebas para este tipo de motor. El dispositivo consistía en un banco con un motor eléctrico montado en el que estaba conectado al motor de combustión por medio de sus ejes. El propósito del motor eléctrico consistía en producir un par en la dirección opuesta al



Figura 1.3: Skilži.[1]

producido por el motor de combustión interna para ser capaz de frenarlo. Midiendo la velocidad y controlando la cantidad de par de frenado aportado por el motor eléctrico, el banco de pruebas debería ser capaz de mantener la velocidad deseada y de medir el par del motor de combustión a esa velocidad. Tanto la electrónica y el software fueron diseñados

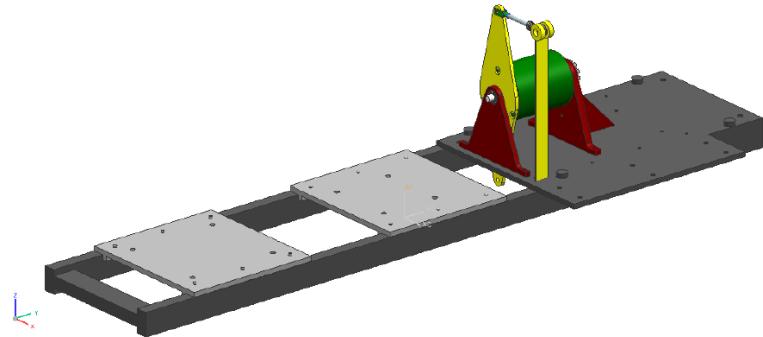


Figura 1.4: Banco de pruebas desarrollado en el proyecto "Fördjupningskurs i mekatronik - E7019E".[2]

con el fin de controlar la velocidad del motor de combustión interna utilizando el motor eléctrico para producir un par de frenado y para medir la eficiencia del motor con el uso de sensores conectados a un PC con el programa LabVIEW™. Pero no todas las funciones

se llevaron a cabo en el software y hubo problemas con la electrónica para el control del motor eléctrico que se encarga de la frenada. El sistema electrónico simplemente no podía manejar el frenado y fue destruido en el momento en el que el motor de combustión arrancó. La razón de esto se presume que reside en los picos de tensión que se produjeron cuando las bobinas del motor eléctrico fueron cortocircuitadas con el fin de frenar el motor, y un diseño de hardware no preparado para trabajar con estos picos también influyó en el resultado final.

Esta implementación del banco de pruebas usa una tarjeta AVR-CAN de Olimex Ltd., con un micro-controlador AT90CAN128 de Atmel®, para el control del conjunto motor eléctrico-motor de combustión. En el informe de este proyecto [2], las personas que trabajaron en esta implementación proponen como mejora que esta elección se debería de volver a considerar, pero en realidad no explicaron el porqué de esta sugerencia.

## 1.2. Objeto

- Construir un banco de pruebas que sea capaz de medir la eficiencia de pequeños motores de combustión interna, principalmente los motores utilizados en el Baldos-project.

## 1.3. Alcance

- Rediseño y construcción de un nuevo control y electrónica de potencia, incluyendo el software para el control del banco de pruebas. De esta forma la máquina de corriente continua (actuando como motor o generador) se puede utilizar para frenar el motor de combustión interna, ya sea mediante el control de la velocidad de rotación o mediante el control de par del motor de combustión interna.
- Reconsiderar la elección del microcontrolador que se utilizó para el control del motor eléctrico.
- Realizar la implementación de tal manera que el motor/generador eléctrico se pueda utilizar para arrancar el motor de combustión interna a través de LabVIEW™.

---

## CAPÍTULO 2

---

### Estado del arte

Este capítulo va a suponer una búsqueda de conocimientos indispensables para comprender el problema a afrontar, para así poder comenzar a buscar soluciones. Se comentarán aspectos teóricos básicos que hay que dominar para comprender donde se enmarca el proyecto, se comenzarán a tomar las primeras decisiones, se explicará cómo realizar simulaciones del banco de pruebas, y también se presentarán sistemas de medida empleados en el antiguo proyecto, pero que se deben comprender para que finalmente puedan integrarse en el nuevo diseño.

#### 2.1. Motor de corriente continua

Vamos a comenzar con una breve explicación sobre la teoría de un motor de corriente continua, la máquina eléctrica que se va a utilizar en nuestro banco de pruebas. En primer lugar, nuestro motor es un motor de corriente continua con excitación independiente causada por imanes permanentes. Un esquema básico de éste se muestra en la figura 2.1.

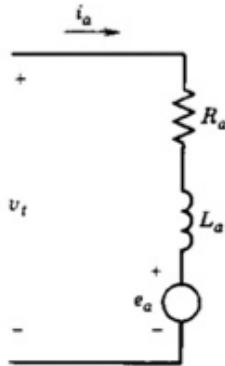


Figura 2.1: Modelo del motor de corriente continua.[3]

Y las ecuaciones que explican su funcionamiento son:

$$T_{em} = k_T i_a \quad (2.1)$$

$$e_a = k_E w_m \quad (2.2)$$

$$v_t = e_a + R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} \quad (2.3)$$

Donde  $i_a$  es la corriente de armadura,  $e_a$  es la fuerza contraelectromotriz producidos por la rotación del conductor del inducido a una velocidad de rotación  $w_m$  en presencia del flujo de campo  $\phi_f$ ,  $T_{em}$  es el par electromagnético producido por la interacción del flujo de campo y la corriente de armadura,  $R_a$  es la resistencia interna del motor de corriente continua y  $L_a$  es la inducción de la armadura del motor de corriente continua.

Además:

$$k_T = k_t \phi_f \quad (2.4)$$

$$k_E = k_e \phi_f \quad (2.5)$$

Donde  $k_t$  es el par constante del motor y  $k_e$  la tensión constante. Puesto que tenemos un motor de imán permanente,  $\phi_f$  es constante, y por esa razón,  $k_T$  y  $k_E$  son también constantes.  $v_t$  es el voltaje de entrada cuando está funcionando como motor. Pero cuando se está trabajando como generador, la entrada será un par externo  $T_{em}$  que creará un voltaje  $v_t$  con el cual se alimentará a una carga eléctrica.

## 2.2. Control de velocidad

Hay dos opciones básicas para cambiar la velocidad de un motor de corriente continua. Una de ellas consiste en cambiar el  $v_t$  que se aplica entre los terminales del motor, y la otra en el cambio del flujo magnético  $\phi_f$ . En nuestro motor la segunda opción no es posible y vamos a tener que cambiar el voltaje de  $v_t$  para modificar la velocidad.

Usando la modulación por ancho de pulso (PWM) de la tensión suministrada por una fuente de tensión al motor de corriente continua, es posible controlar el voltaje visto por el motor de corriente continua a pesar de que la fuente es una fuente de tensión de valor fijo. Esto es posible debido a que existe una pequeña inducción en el bobinado del motor y el periodo de cambio es lo suficientemente rápido para que la corriente en el devanado no decaiga mucho cuando no hay tensión suministrada. Al cambiar la cantidad de tiempo donde la tensión está a nivel alto, es posible cambiar el voltaje visto por el motor. La tensión que el motor percibe es el voltaje promedio de la señal PWM suministrada. Si se suministra una señal PWM donde la tensión se encuentra a nivel alto la mitad del tiempo, y a nivel bajo la otra mitad, el voltaje visto por el motor es la mitad de la tensión que suministra la fuente de tensión. Un ejemplo puede verse en la figura 2.2.

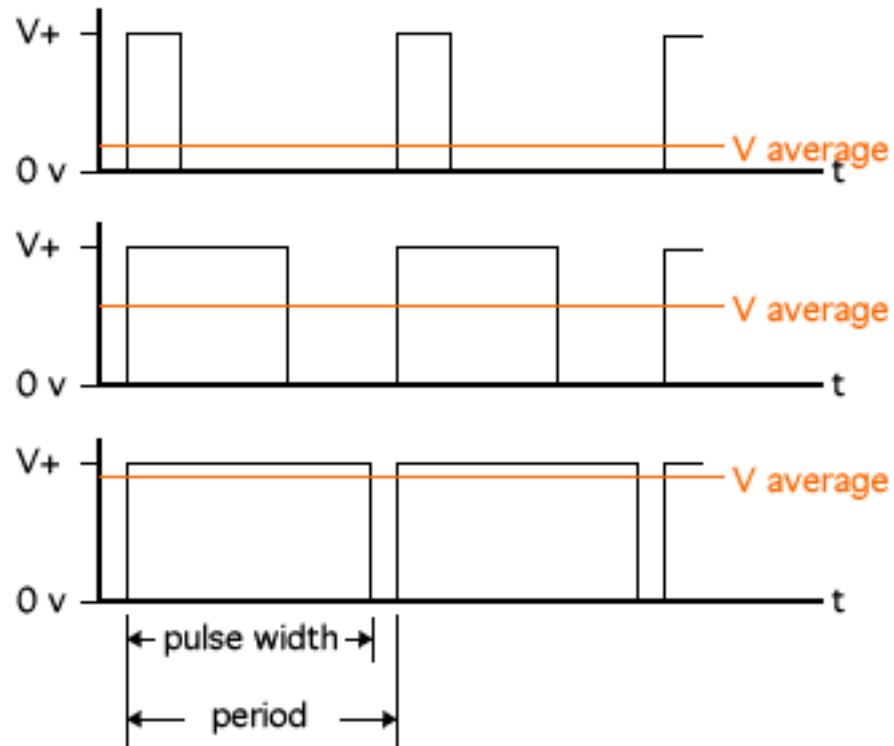


Figura 2.2: Señal PWM de voltaje.

## 2.3. Puente H

### 2.3.1. Funcionamiento básico

Si sólo se necesitase controlar la velocidad de la máquina eléctrica cuando está funcionando como motor en una única dirección, se emplearía un circuito que puede trabajar en un cuadrante. En la figura 2.3 podemos encontrar un esquema básico de este tipo de circuito. El interruptor se puede utilizar para conectar y desconectar la fuente de tensión del motor, y la función del diodo es evitar picos de tensión provocados por la inducción del motor. Si tenemos corriente fluyendo desde la fuente de tensión al motor y de repente se abre el interruptor que conectaba los dos elementos, aparecerá un gran pico de tensión entre los terminales del motor debido a que  $di/dt$  sería infinito y por lo tanto la tensión en bornes de la inductancia del motor tendería a infinito de la misma forma. El diodo permite que la corriente continúe fluyendo en este caso, evitando un circuito abierto en el motor.

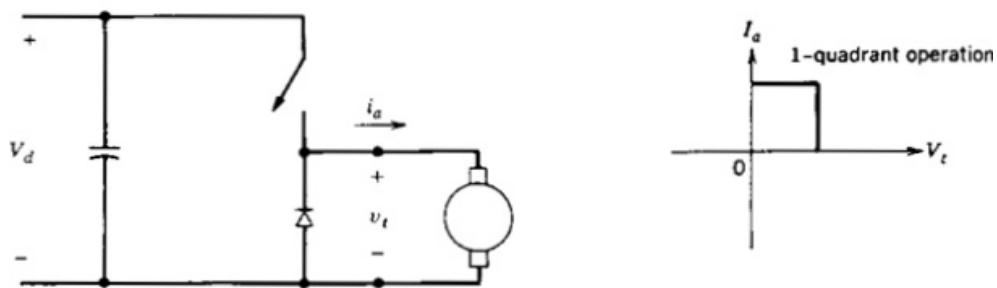


Figura 2.3: Control en un cuadrante. [3]

En la figura 2.4 podemos ver la forma típica de corriente y voltaje en los terminales del motor para este tipo de circuito.

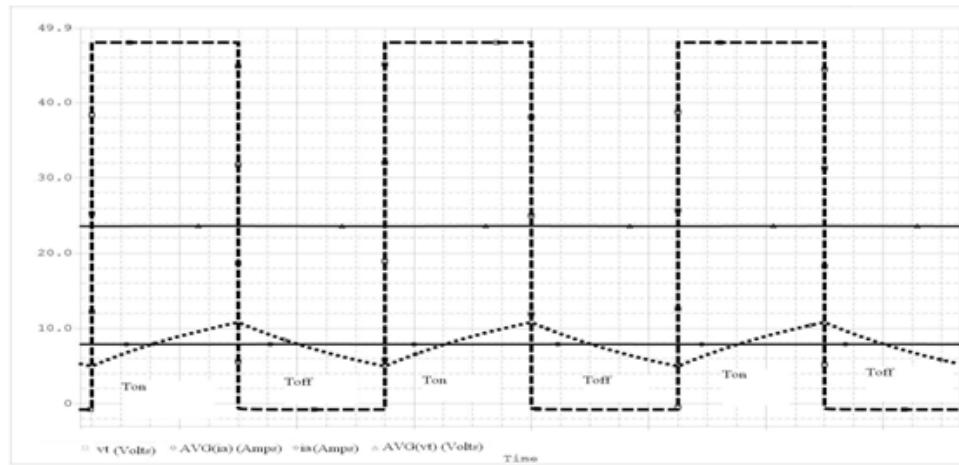


Figura 2.4: Formas de onda de tensión y corriente para el circuito de control en un cuadrante.

Una desventaja de este tipo de circuito es que no hay ninguna manera de controlar el motor de corriente continua cuando se está utilizando como generador, aplicando un par externo. Para tener ese tipo de control se necesita un circuito que puede trabajar en dos cuadrantes de operación, también llamado medio puente. Los esquemas de este circuito se muestra en la figura 2.5.

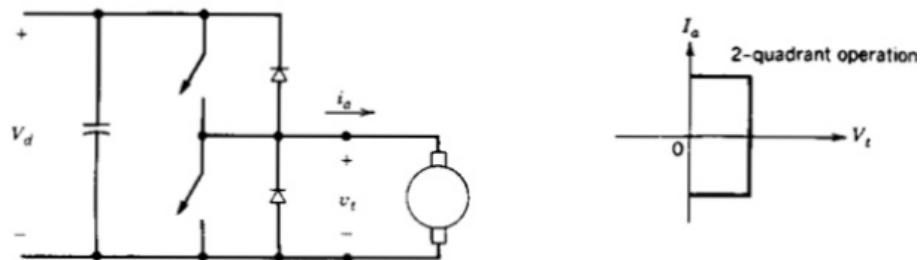


Figura 2.5: Control in two quadrants.[3]

Con este tipo de configuración, podemos hacer el control de velocidad de la máquina de corriente continua actuando como motor de la misma forma que con el circuito anterior, utilizando sólo el interruptor colocado en la parte superior, y el diodo de la parte

inferior. El otro interruptor tiene que mantenerse abierto. Por el contrario, si necesitamos un control con la máquina eléctrica funciona como generador, se tendrá que actuar en el interruptor en la parte inferior, y el diodo en la parte superior. De esta forma, el interruptor de la parte superior tiene que quedar abierto todo el tiempo.

En este caso, el interruptor cortocircuita los terminales del motor cuando se encuentra cerrado, y el diodo conecta el motor con la tensión de alimentación, en el momento que el interruptor se abre y desaparece el cortocircuito. Dependiendo de la velocidad del motor, podemos tener una fuerza electromotriz  $V_{EMF}$  muy alta cuando la velocidad es también alta. Por esa razón, deberíamos elegir una fuente con una tensión bastante alta, porque si no la tiene, el control de la corriente no es posible en esa situación. Si miramos el cuadro 2.5, otro problema consistiría en el aumento del nivel de tensión en el condensador de filtrado debido a la corriente que el generador introduce en el mismo, suponiendo que la fuente de tensión no es capaz de absorber energía, y teniendo en cuenta que en el caso de que fuese capaz, también tendríamos un aumento de tensión como consecuencia en la misma. Como veremos, una forma de resolver ese problema consistiría en conectar una resistencia para eliminar esa energía, en serie con otro transistor para poder controlar la cantidad de energía disipada en la resistencia de potencia.

Por último, si necesitamos un control completo que sea capaz de conducir la máquina eléctrica en ambos sentidos, con la posibilidad de controlarla cuando la misma actúa como motor o como generador, necesitaremos emplear dos medios puentes, uno para cada dirección. Este circuito recibe el nombre de puente H. En la figura 2.6 podemos ver el circuito de un puente en H con una resistencia adicional para la quema de energía, y en la figura 2.7 y la figura 2.8 las diferentes formas de controlar el motor eléctrico con el puente H.

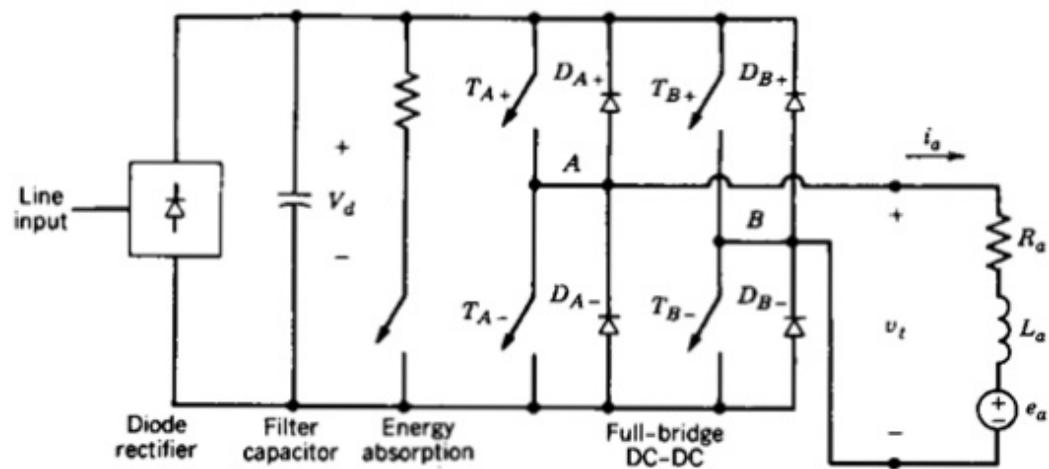


Figura 2.6: Control en cuatro cuadrantes: Puente H.[3]

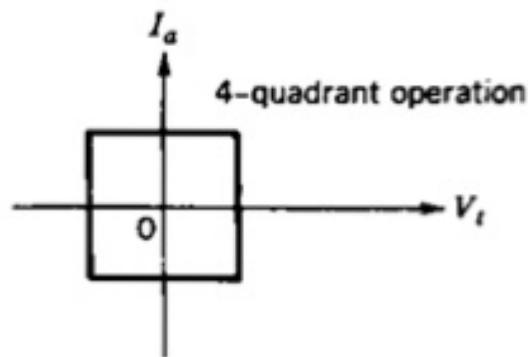


Figura 2.7: Posibles corrientes y voltajes en un puente H.[3]

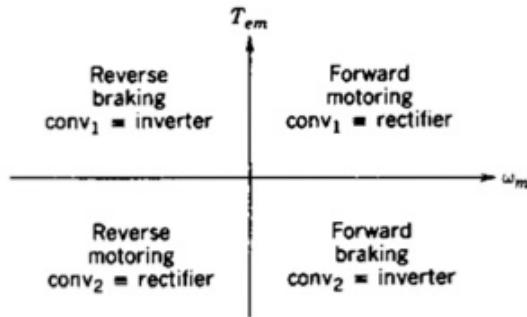


Figura 2.8: Diferentes modos de operación de un puente H.[3]

Si queremos controlar el motor como se indicó en la explicación del medio puente, vamos a trabajar con la parte izquierda del puente de la misma manera que para el medio puente, mientras que la parte derecha tendrá el interruptor en la parte superior abierto todo el tiempo, mientras que el interruptor de la parte inferior estará encendido. Para trabajar en la dirección opuesta, la parte derecha debería funcionar como el medio puente y la parte izquierda debería tener el interruptor en la parte superior apagado y el interruptor en la parte inferior encendido todo el tiempo.

### 2.3.2. Elementos de conmutación

Uno de los elementos más importantes en un puente H son los elementos de conmutación y en la mayoría de puentes H se realizan mediante transistores y un diodo en antiparalelo. Hay muchos tipos de transistores y los tres tipos más importantes son los BJT (Bipolar Junction Transistor), el MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor) y el IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor). Con el fin de elegir el mejor tipo de transistor para esta aplicación se puede utilizar la tabla 2.1, que muestra algunas características de estos transistores para compararlos entre sí.

Características	BJT	MOSFET	IGBT
Diseño	Fácil	Difícil	Difícil
Potencia	Baja	Media	Alta
Velocidad de conmutación	Baja( $\leq 100kHz$ )	Alta( $\leq 10MHz$ )	Media
Área de operación segura	Pequeña	Amplia	Amplia
Tensión de ruptura	Baja	Alta	Alta

Cuadro 2.1: Comparación entre distintos tipos de transistores.

Principalmente, la decisión clave para hacer un puente en H es la selección de los elementos de conmutación. Hay muchos factores a considerar, los más importantes son la corriente de operación, la tensión y la frecuencia de conmutación de los impulsos (PWM). Para nuestro banco de pruebas vamos a trabajar con una potencia media, y a la hora de elegir entre los MOSFET y los IGBT, finalmente nos decantamos por la primera opción, ya que se ha empleado en otros proyectos en la universidad de Luleå, y por lo tanto tenemos más experiencias para entender su comportamiento. El MOSFET de potencia es una estructura de cuatro capas de orientación vertical de estructura siliconada alterna tipo p y dopaje de tipo n. La figura 2.9 muestra la estructura típica de un MOSFET de canal-n.

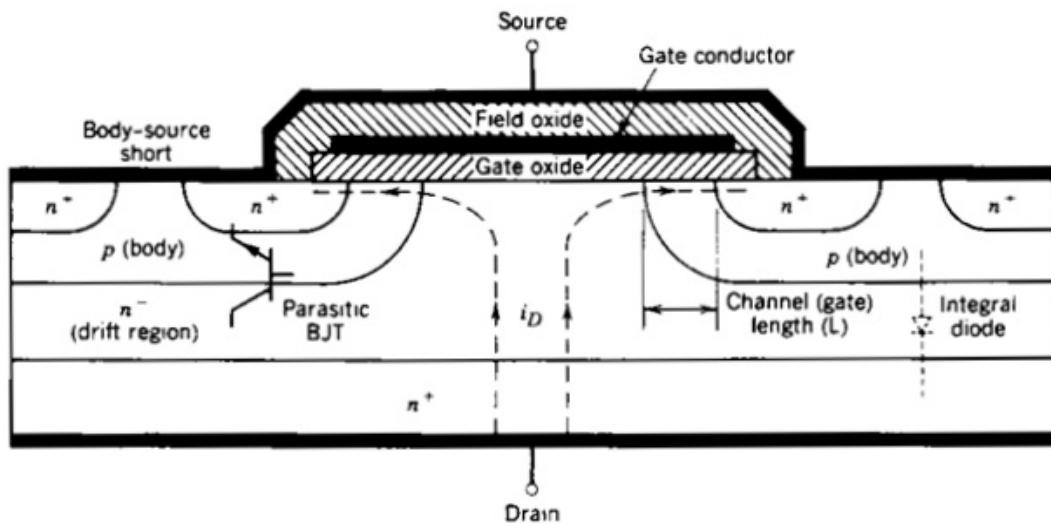


Figura 2.9: Estructura de un MOSFET de potencia.[3]

Como podemos ver en la imagen, las cuatro capas del MOSFET de potencia de canal n son N +, P, N y N +. El MOSFET de canal p consistiría en una distribución opuesta a la del canal n. Además, para la activación de un MOSFET de potencia de canal n se necesitará un voltaje positivo entre la puerta y la fuente, mientras que para un canal-p esta tensión tiene que ser negativa para poner al transistor en estado de encendido.

Por otra parte, la capa n + en la parte inferior, junto con la capa p crea una unión pn que permite que la corriente fluya desde la fuente al drenaje, trabajando el MOSFET como un diodo en este supuesto. Pero si activamos el transistor colocando la correspondiente tensión de puerta, éste también será capaz de soportar corriente en la misma dirección que el diodo intrínseco, pero con menor caída de tensión si la comparamos con la que se necesita en la unión pn, por lo que disparemos menos potencia en el transistor.

Como veremos, la activación de un MOSFET de canal n en la parte alta del puente es bastante complicada porque necesitamos tener la tensión de alimentación procedente de la fuente en la entrada del motor y eso significa que el voltaje de la puerta tiene que estar en un nivel más alto que la tensión de alimentación para poder activar el MOSFET. Sin embargo, sobre la resistencia de un MOSFET de canal n es significativamente inferior a la de un canal p. Por ello vamos a utilizar MOSFETs de potencia de canal n debido a que la disipación de la energía será más baja que en los de canal p. Por el contrario, se necesita un driver más complejo para activar el transistor.

Otro elemento muy importante para la commutación es el diodo en antiparalelo. Con un MOSFET de potencia hemos indicado que tenemos un diodo intrínseco en el dispositivo en antiparalelo. Sin embargo, sería mejor para encender el transistor en lugar de utilizar el diodo interno, ya que obtendríamos menos pérdidas tal y como se explicó anteriormente. Pero todavía necesitamos un diodo y la razón es simple. Durante el tiempo de funcionamiento del motor se acumulará un campo electromagnético en su interior. Cuando el interruptor está apagado, ese campo tiene que desaparecer, y hasta que eso ocurra, fluirá corriente a través de las bobinas. Como la corriente no puede fluir a través de los interruptores, ya que están apagados, ésta tratará de encontrar otro camino y si el diodo intrínseco no es lo suficientemente rápido como la tensión comenzará a crecer de manera peligrosa. Por lo tanto necesitaremos colocar diodos en antiparalelo al MOSFET de potencia lo suficientemente rápidos para proporcionar una trayectoria de baja resistencia a la corriente que circula por las bobinas del motor y así mantener la tensión en los terminales del motor dentro de un rango razonable.

Los diodos tipo Schottky pueden ser perfectos para este tipo tarea. Este diodo tiene una caída de voltaje muy baja cuando se encuentra en estado de encendido. Este fenómeno es posible porque un diodo Schottky utiliza una unión metal-semiconductor como barrera en lugar de la unión semiconductor-semiconductor empleada en los diodos convencionales. Como resultado, el diodo tipo Schottky es capaz de cambiar de estado mucho más rápi-

damente y con una caída de tensión más baja en el estado de encendido. Se trata de un dispositivo semiconductor de portadores mayoritarios. La principal limitación importante de este diodo es la baja tensión de ruptura inversa y una corriente inversa de saturación relativamente alta.

### 2.3.3. Circuito de activación

Como hemos explicado anteriormente, una MOSFET de potencia necesita una tensión entre puerta y fuente para poder ser activado. Esto es relativamente sencillo para los transistores de la parte de abajo del puente porque la fuente está conectada a tierra debido al diseño. Por esta razón, sólo se necesita un voltaje positivo en la puerta de 10 a 12 V para activar el transistor. El circuito de activación para estos transistores es relativamente sencillo y suele usar transistores BJT debido a que se necesita alta velocidad de conmutación, y a veces, tenemos que amplificar la entrada lógica de la puerta para activar el MOSFET de potencia. En la figura 2.10 podemos ver un circuito que funciona de la forma explicada. En esa figura,  $V_s$  es la tensión de alimentación,  $V_G$  es la tensión en la puerta necesaria para activar el transistor y el  $v_i$  es la señal de control del MOSFET. Cuando  $v_i$  es alta,  $Q_1$  está en ON y  $Q_2$  en OFF, y por esa razón el MOSFET estará encendido. Por otro lado, cuando  $v_i$  es baja, tendremos el funcionamiento opuesto, con el MOSFET apagado.

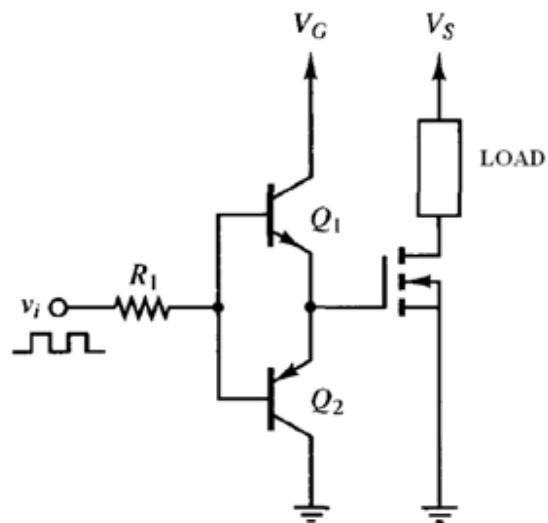


Figura 2.10: Circuito de activación básico para los MOSFET de la parte de abajo del puente H.[4]

Sin embargo, en la parte alta vamos a tener más problemas porque la fuente de los transistores está conectada a los terminales del motor. Cuando el motor está girando, la tensión en uno de los terminales está cambiando todo el tiempo. Por esta razón, la tensión que se necesita en la fuente también estará cambiando, porque siempre necesitaremos 12 V más en la puerta que en la fuente.

Una solución para resolver este problema consiste en un circuito que proporcione una tensión fija entre la puerta y la fuente a pesar de la tensión en la fuente esté cambiando en el tiempo. El elemento principal de este circuito es el condensador denominado bootstrap. En la figura 2.11 podemos ver un circuito sencillo que emplea la técnica bootstrap.

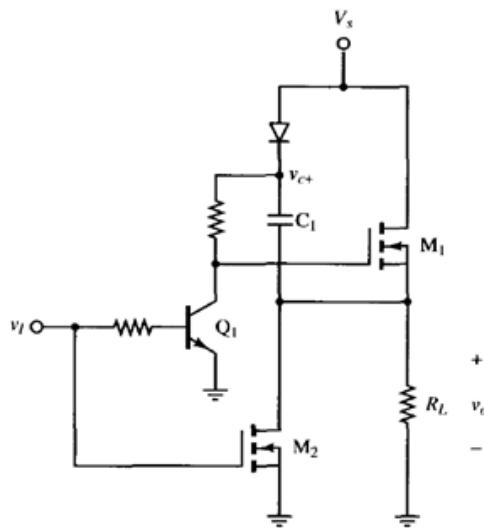


Figura 2.11: Circuito de activación básico para los MOSFET de la parte de arriba del puente H.[4]

Cuando  $v_I$  se encuentra en estado alto,  $Q_1$  y  $M_2$  están encendidos, mientras que  $M_1$  está apagado, con el condensador recargándose. Por otro lado, cuando  $v_I$  está en estado bajo,  $M_1$  está activado gracias a la tensión que el condensador está añadiendo, mientras que  $Q_1$  y  $M_2$  están apagados. Afortunadamente, hoy en día hay una gran cantidad de soluciones integradas para conseguir este tipo de circuitos ya realizados. Por ejemplo, el IR2110 permite la activación de dos transistores, uno en el lado alto y otro en el lado bajo.

### 2.3.4. Circuitos de protección. Redes Snubber

Las redes Snubber se utilizan para disminuir pérdidas producidas en la commutación del transistor. Además, estos circuitos pueden proteger el dispositivo de sobretensiones o sobrecorrientes.

En un transistor, el momento en el que cambiamos su estado de encendido a apagado o viceversa supone un momento en el que tendremos corriente y tensión en el dispositivo al mismo tiempo, por lo que el transistor necesitará disipar potencia en esos momentos, además de hacerlo en el estado de encendido, ya que el transistor posee una resistencia interna. Si queremos desactivar un transistor, en primer lugar es necesario aumentar la tensión hasta conseguir la tensión de apagado que tenemos en nuestro circuito, y después de ello la corriente empieza a disminuir. Como resultado, tendremos tensión y corriente al mismo tiempo, por lo que nos encontraremos con la potencia a disipar mencionada anteriormente.

Cuando se quiere volver a encender el transistor, primero el transistor necesitará aumentar la corriente hasta el valor de corriente que tenemos en el periodo ON, y después de ello, la tensión del transistor comenzará a disminuir. Por esta razón obtendremos más potencia en los transistores en forma de calor. La figura 2.12 ilustra este fenómeno.

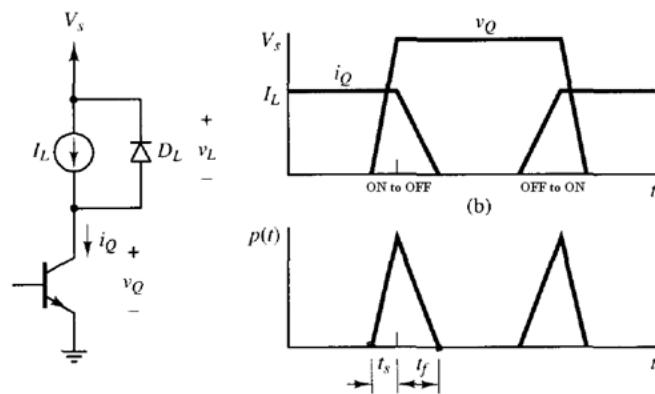


Figura 2.12: Potencia en los transistores debido a la commutación.[4]

Una solución para este problema cuando se cambia de ON a OFF consistiría en el siguiente circuito de la figura 2.13.

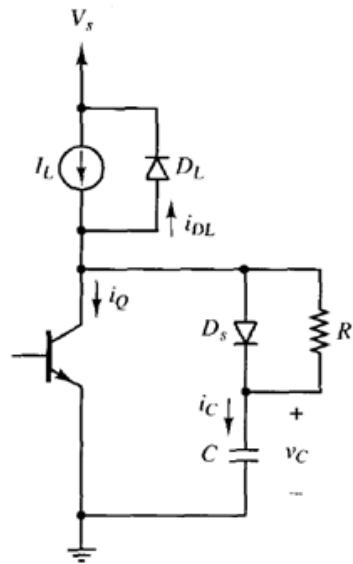


Figura 2.13: Red snubber de apagado.[4]

El condensador C reduce el tiempo de cambio de tensión, a pesar de que el cambio tendrá un retraso. Cuando el transistor se enciende de nuevo, el condensador se descargará a través de la resistencia. Cuanto más grande sea el condensador menores pérdidas obtendremos en el transistor. Podemos ver la diferencia en la figura 2.14.

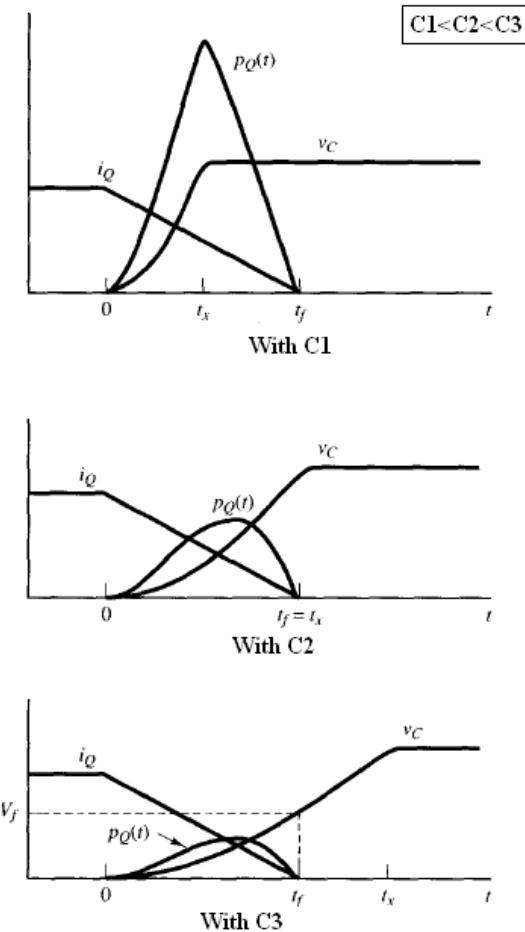


Figura 2.14: Diferente comportamiento de la red de protección dependiendo del tamaño del condensador empleado.[4]

Sin embargo, si el condensador es demasiado grande, se puede estar disipando demasiada potencia en la resistencia. Un valor que minimiza las pérdidas totales, es decir, la suma de las pérdidas producidas en el transistor y en la resistencia de la red de protección, es el que se obtiene de la expresión 2.6.

$$C = \frac{I_l t_f}{2V_s} \quad (2.6)$$

Donde  $V_s$  es el valor final de tensión en el transistor cuando está apagado,  $I_l$  es la corriente que tenemos a la hora de encendido, y  $t_f$  es el tiempo de caída del transistor. Acerca de la resistencia, es necesario que el condensador descargue en la misma toda su energía en el momento en el que el transistor está en estado de encendido. Por lo tanto, podemos elegir un valor conservador para asegurarnos de que se produce esa descarga

como puede ser  $t_{on} > 5RC$ .

Por otro lado, para evitar sobretensiones, podemos poner otro tipo de red snubber que es mostrada en la figura 2.15. Como podemos ver, las sobretensiones producidas por la inducción parásita se reducen cuando colocamos un condensador que introduce un nuevo camino a la corriente que circula por dicha inducción en el momento que algún transistor pasa a estado de OFF .Para ello también necesitamos colocar un diodo entre ambos elementos para evitar el flujo en la dirección opuesta. El condensador aumentará su nivel de tensión en una pequeña proporción. Lo que queremos conseguir es poner la energía almacenada en la inducción parásita del circuito directamente en el condensador. Para conocer el valor del condensador, tenemos que usar la fórmula 2.7 de conservación de la energía.

$$\frac{C_{OV} \cdot \Delta V_{CE,MAX}}{2} = \frac{L_\sigma \cdot I_0^2}{2} \quad (2.7)$$

Donde  $C_{OV}$  es la capacidad del condensador de la red de sobretensión, $I_0$  es la corriente en el circuito,  $L_\sigma$  es la inducción parásita del circuito y  $\Delta V_{CE,MAX}$  es la máxima variación de tensión que queremos tener en el condensador de la red de sobretensión cuando se pretende interrumpir la corriente que circula por la inducción parásita del circuito.

Cuando el efecto de esta inducción parásita desaparece, el condensador volverá al nivel de tensión que tenía inicialmente descargando la energía adicional aportada por la inducción parásita en una resistencia. La cantidad de energía que consume la resistencia será del mismo orden que la energía que se quema en la resistencia de la red snubber de cambio ON a OFF explicada anteriormente. Por eso podemos poner una resistencia similar para este tipo de red. Las diferentes formas de las ondas de tensión y corriente se muestran en la figura 2.16.

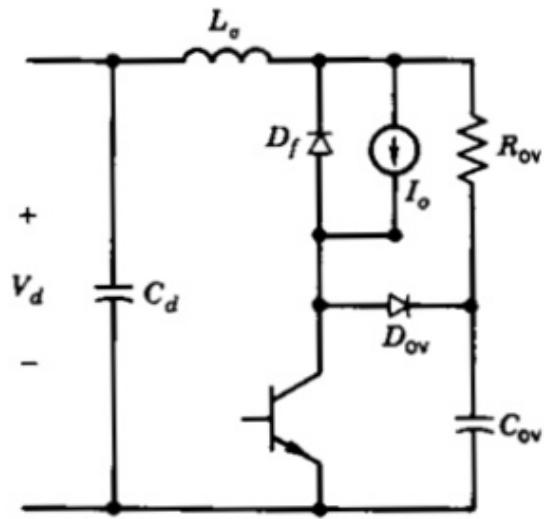


Figura 2.15: Red snubber de sobretensión.[3]

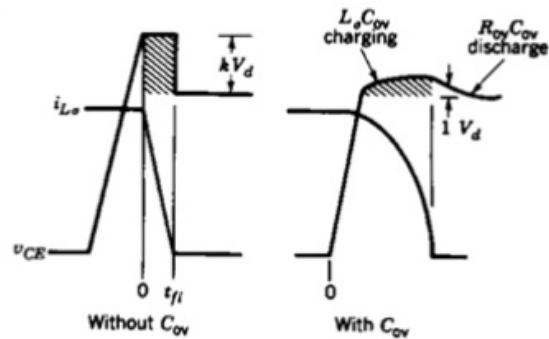


Figura 2.16: Diferencias entre poner o no poner una red snubber de sobretensión.[3]

Por último, para evitar el exceso de corriente debido a la corriente inversa de saturación que posee el diodo, y también para reducir las pérdidas de encender el transistor se puede utilizar el circuito que se muestra en la figura 2.17.

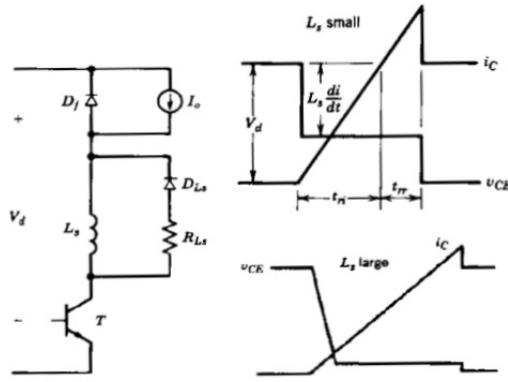


Figura 2.17: Red Snubber de encendido y su comportamiento.[3]

Sin embargo, poner una inducción adicional a veces no es necesario porque tenemos inducciones parásitas en los conductores del circuito que puede hacer esta función.

En la figura 2.18 podemos ver las 3 clases de redes snubber juntas e un circuito de medio puente:

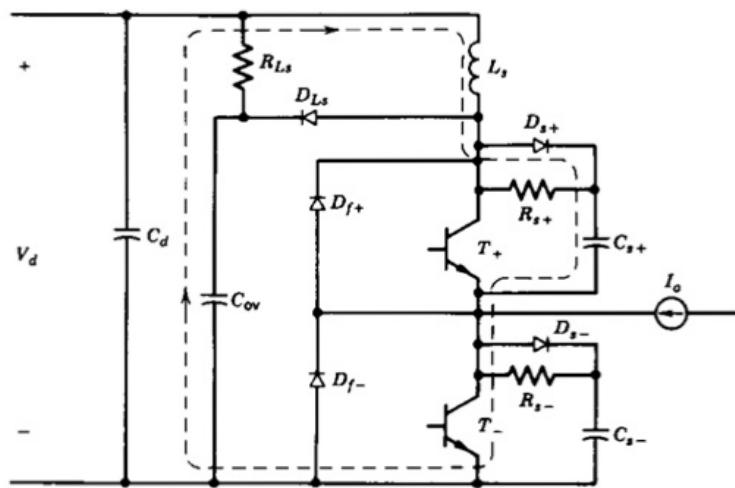


Figura 2.18: 3 tipos de redes snubber en un medio puente.[3]

### 2.3.5. Otras protecciones. Diodos TVS

Debido a la inducción del motor de corriente continua y otras inducciones parásitas que tenemos en el circuito, podemos encontrarnos picos de tensión muy peligrosos para los transistores de nuestros circuitos. Las redes snubber de sobretensión pueden ayudar a disminuir los picos, pero a veces podría no ser suficiente. Otra solución para evitar picos de tensión consiste en los diodos TVS (Transient Voltage Suppressor).

Este tipo de diodo es capaz de aceptar una gran cantidad de corriente en sí mismo cuando la tensión de ruptura se ha alcanzado en sus terminales. Además, este dispositivo es capaz de actuar de manera muy rápida. La cantidad de potencia a disipar en el diodo y la capacidad de corriente en el mismo es proporcional al área de unión PN. Por esa razón, los diodos TVS se construyen con grandes áreas de unión para la absorción de altas corrientes transitorias.

## 2.4. Como disipar energía

Uno de los momentos más críticos para el sistema es cuando el motor de combustión arranca. En este momento, el motor de corriente continua está cambiando su modo de funcionamiento. Si antes del arranque, el motor de corriente continua aportaba energía al movimiento del MACI, después de la puesta en marcha del motor de combustión, el motor de la CC está recibiendo energía del MACI.

De acuerdo con las instrucciones, el diseño del banco de pruebas no tiene que tener en cuenta el consumo que el motor de combustión está utilizando. Por esa razón, vamos a pensar en la peor situación posible para el freno. Por lo tanto, vamos a pensar que el motor es capaz de aceptar el máximo combustible para cada velocidad de forma instantánea, para obtener el par máximo y la potencia en todos los regímenes. En la figura 2.19 podemos ver la típica curva de par, potencia y combustible de un motor de combustión.

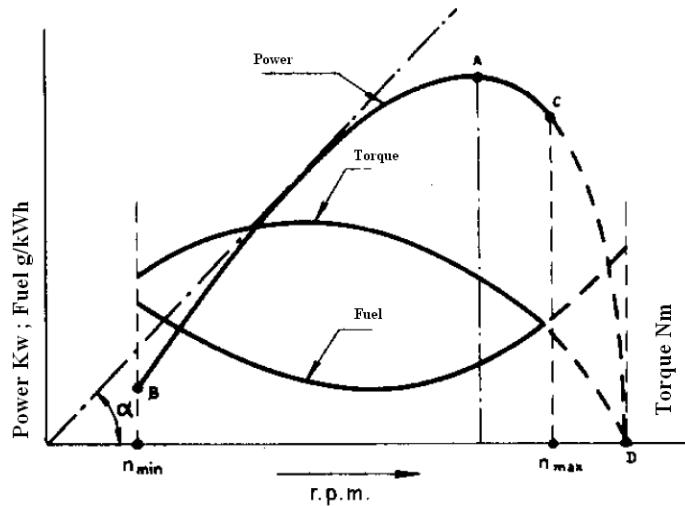


Figura 2.19: Curva característica de un motor de combustión interna.

Como conclusión, si queremos mantener una velocidad del motor de combustión, el motor eléctrico tendrá que frenar con un par igual a la par que el MACI está proporcionando. Este par de frenado es proporcional a la corriente en la bobina del motor de corriente continua, y por esta razón, va a necesitar corriente siempre que el motor de combustión está trabajando. Por lo tanto, podemos hacer un control de corriente en la salida del motor de corriente continua que nos servirá para controlar el par de freno.

Por otro lado, tenemos que pensar qué hacer con la energía que el motor de combustión está enviando hacia el motor eléctrico. Tenemos varias opciones para hacerlo. Una opción consistiría en gastar esa energía directamente en una resistencia, y la otra consistiría en almacenar esa energía en un supercondensador o baterías. Esta segunda opción tiene un problema, debido a que el motor eléctrico estaría enviando corriente al sistema de almacenamiento de forma continua, y la tensión podría aumentar peligrosamente. Por esa razón, necesitamos una resistencia para suprimir energía una vez que hemos alcanzado un determinado nivel de tensión en el supercondensador o baterías. A continuación vamos a mostrar las dos opciones en detalle.

#### 2.4.1. Cómo disipar energía: Opción 1

Esta opción consiste en realizar un control de corriente quemando energía directamente en una resistencia. Debido a que sólo se pretende disipar la energía que el motor de combustión está enviando a la resistencia, sería necesario desconectar la alimentación del motor eléctrico que se utiliza cuando éste se ejecutaba como motor. Si no lo hacemos,

podemos poner aún más corriente en la resistencia, lo cual puede ser perjudicial. Por lo tanto, tendríamos que desconectar el suministro de energía eléctrica cuando el motor eléctrico está funcionando como generador, y en el mismo momento, tenemos que activar el transistor que conecta la resistencia de potencia. Esta configuración, con el motor de corriente continua actuando como generador, se muestra en la figura 2.20

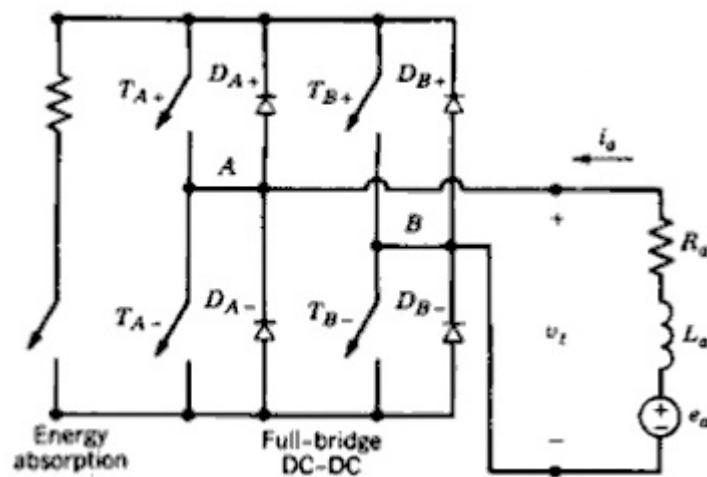


Figura 2.20: Circuito para disipar energía directamente en una resistencia de potencia.

Si sólo pensamos en un sentido de rotación, el sistema sería como el mostrado en la figura 2.21.

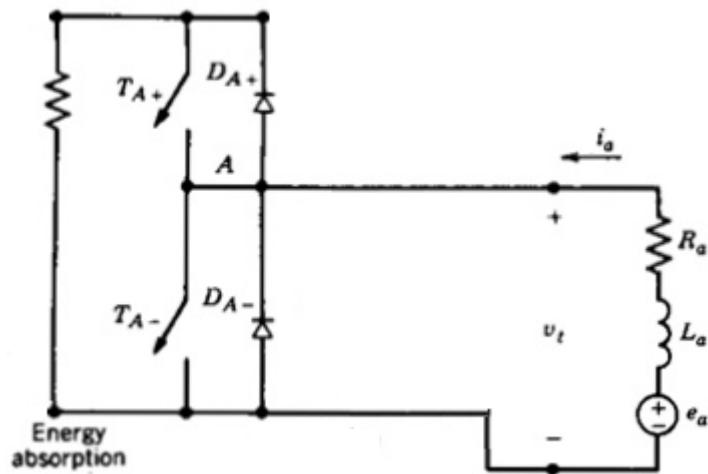


Figura 2.21: Circuito para disipar energía en una resistencia usando el medio puente.

Si tenemos en cuenta que cuando  $T_{A+}$  está en ON,  $T_{A-}$  estará en OFF y viceversa, vamos a tener dos ciclos diferentes, que podemos ver en las figuras 2.22 y 2.23

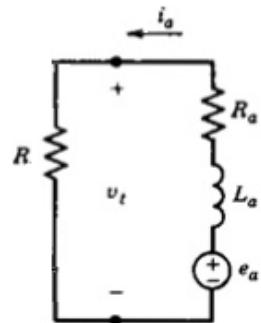


Figura 2.22: Circuito equivalente con  $T_{A+}$  ON y  $T_{A-}$  OFF.

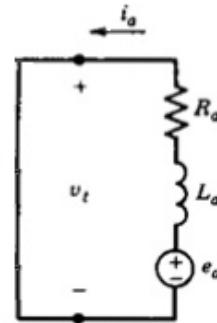


Figura 2.23: Circuito equivalente con  $T_{A+}$  OFF y  $T_{A-}$  ON.

Para saber la corriente que tenemos en el estado estacionario, se puede utilizar el voltaje en la bobina, y la propiedad de que las bobinas en circuitos de corriente continua tienen una tensión media que es siempre cero. El voltaje en la bobina en el ciclo con la resistencia de potencia, y en el siguiente ciclo donde se cortocircuitan los terminales del motor es:

$$V_{L_a} = V_{e_a} - (R + R_a I_a) \quad (2.8)$$

$$V_{L_a} = V_{e_a} - (R_a I_a) \quad (2.9)$$

En la figura 2.24 podemos ver las formas de corriente y voltaje en la bobina del motor

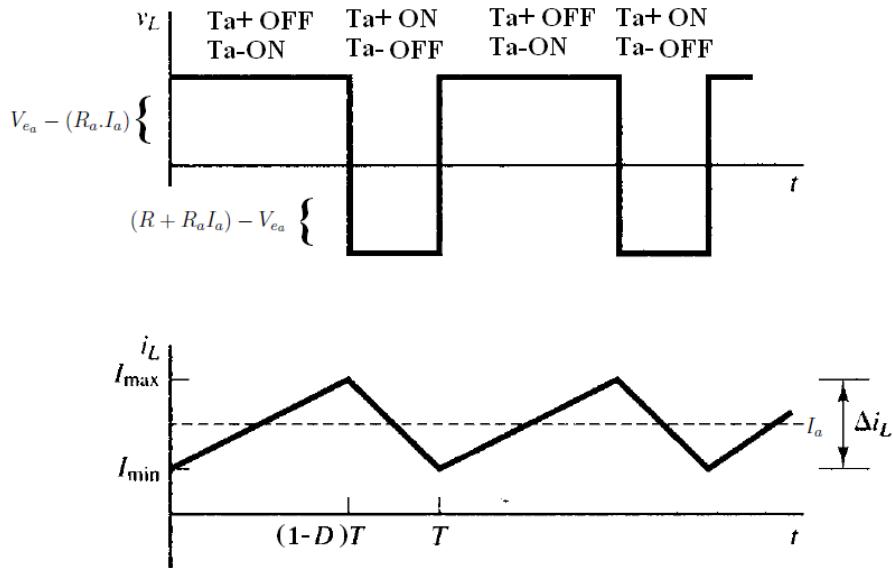


Figura 2.24: Formas de onda de corriente y voltaje en la bobina del motor de corriente continua.

Usando la condición de tensión media igual a cero en la bobina, podemos conocer la intensidad en el motor  $I_A$ . ( $t_a$  y  $t_{off}$  se refiere al transistor  $T_{A+}$ ).

$$((R + R_a)I_a - V_{e_a})t_{on} = (V_{e_a} - R_aI_a)t_{off} \quad (2.10)$$

$$D = \frac{t_{on}}{(t_{on} + t_{off})} \quad (2.11)$$

$$((R + R_a)I_a - V_{e_a})D = (V_{e_a} - R_aI_a)(1 - D) \quad (2.12)$$

$$I_a = \frac{V_{e_a} - R_a}{(D \cdot R)} \quad (2.13)$$

## 2.4.2. Como disipar energía: Opción 2

Esta segunda opción consistiría en realizar un control de corriente usando baterías (o supercondensadores) y una resistencia de potencia para controlar el voltaje de la batería (o supercondensador).

En primer lugar, tenemos que decir que con las baterías y control de tensión que se llevaría a cabo con una resistencia de potencia que activaríamos o desactivaríamos en función del voltaje que se tenga a la salida de la fuente de tensión, tendríamos algo

así como una fuente de tensión ideal en el momento en el que el motor CC se comporta como un generador. Si pensamos en una fuente de tensión ideal, la configuración se muestra en la figura 2.25.

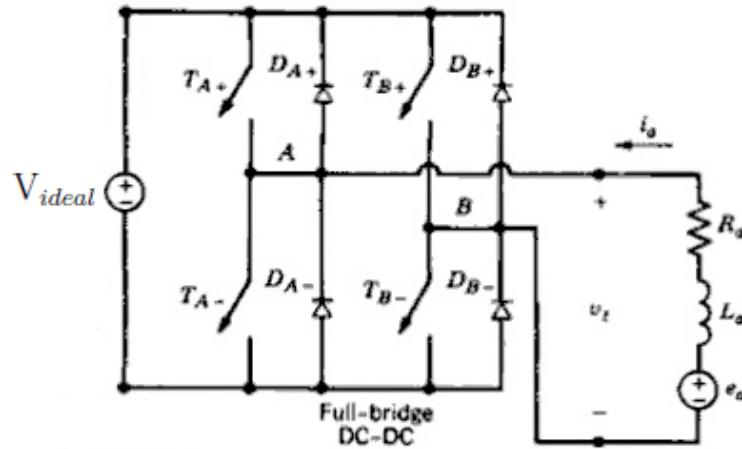


Figura 2.25: Circuito para disipar energía, almacenándola en baterías primero(o supercondensadores) y quemándola después en una resistencia de potencia con el fin de realizar un control de voltaje.

Si sólo trabajamos con un sentido de rotación, podemos obtener el valor de  $I_a$  de la misma manera que lo hicimos en la explicación anterior, donde la energía se gastó directamente en una resistencia de potencia.

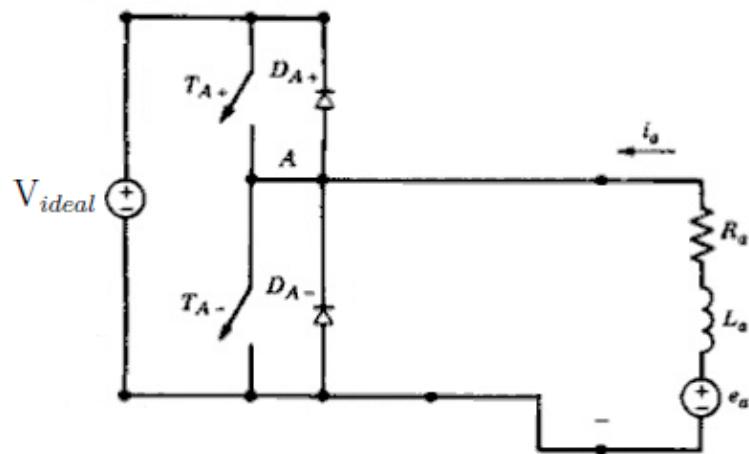


Figura 2.26: Circuito para disipar energía, almacenándola en baterías primero(o supercondensadores) y quemándola después en una resistencia de potencia con el fin de realizar un control de voltaje usando el medio puente.

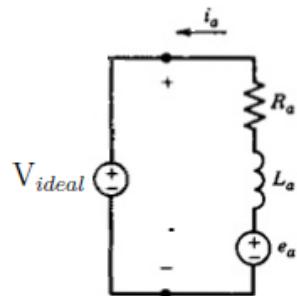


Figura 2.27: Circuito equivalente con  $T_{A+}$  ON y  $T_{A-}$  OFF.

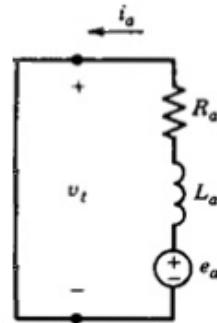


Figura 2.28: Circuito equivalente con  $T_{A+}$  OFF y  $T_{A-}$  ON.

El voltaje en ambos ciclos es:

$$V_{L_a} = V_{e_a} - (R_a I_a) - V_{ideal} \quad (2.14)$$

$$V_{L_a} = V_{e_a} - (R_a I_a) \quad (2.15)$$

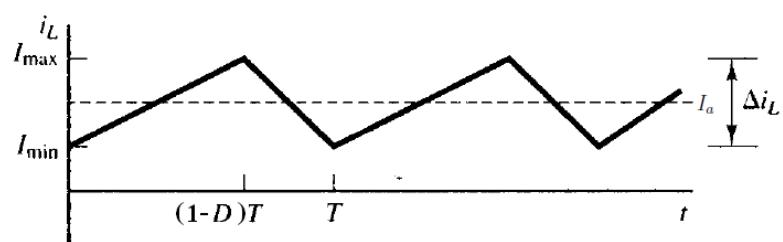
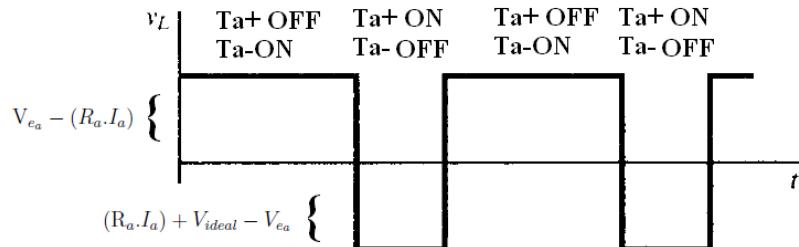


Figura 2.29: Forma de onda de voltaje y corriente en la bobina del motor de corriente continua.

( $t_{on}$  y  $t_{off}$  se refieren al transistor  $T_{A+}$ )

$$(V_{e_a} - (R_a I_a)) \cdot t_{off} = ((R_a I_a) + V_{ideal} - V_{e_a}) \cdot t_{on} \quad (2.16)$$

$$D = \frac{t_{on}}{(t_{on} + t_{off})} \quad (2.17)$$

$$(V_{e_a} - (R_a I_a))(1 - D) = ((R_a I_a) + V_{ideal} - V_{e_a})D \quad (2.18)$$

$$I_a = \frac{(V_{e_a} - (V_{ideal} D))}{R_a} \quad (2.19)$$

### 2.4.3. Selección final

Como se indicará en la sección donde se explica el modelo de motor de combustión para Pspice, el MACI utilizado en el proyecto Baldos tiene un par máximo de 1,37 Nm en su versión comercial. Esto significa que se va a necesitar un par de frenado un poco mayor que este valor de par motor para poder frenarlo sin problemas. Como se explica en el Apéndice B, la constante del motor de corriente continua es de aproximadamente 0,05 ( $K_E = K_M$ ). Como resultado, tendremos un control de corriente con un mínimo de 30 amperios ( $> 1,37/0,05$ ) como límite superior. Para un límite inferior, vamos a tener una corriente que nos permita obtener un pequeño par de frenado de 0,25 Nm, por lo tanto, el mínimo valor de corriente de nuestro control estará alrededor de 5 amperios. Necesitaremos realizar un control que al menos nos permita obtener una corriente de entre 30 y 5 amperios en estado estacionario para cualquier velocidad que se quiera testear.

Si pensamos en los valores de velocidad que tendremos en el test, según el equipo que trabaja actualmente en Baldos sería bueno alcanzar velocidades cercanas a las 7000 RPM, mientras que la velocidad mínima de funcionamiento del MACI es de 1.400 RPM de acuerdo con la hoja de datos del mismo. Para estas velocidades, el voltaje  $V_{e_a}$  estará de entre 7,3 y 37 V. Utilizando la fórmula de la corriente calculada en la opción 1 para disipar energía (ecuación 2.13), podemos conocer la relación entre el valor de R y los demás parámetros de la ecuación:

$$R = \frac{V_{e_a} - R_a}{D \cdot I_a} \quad (2.20)$$

Para saber cómo es el valor máximo de R tendríamos que pensar en la situación de velocidad máxima y par de frenado pequeño ( $D = 1$ ). En los demás casos, la resistencia necesaria sería menor. Es importante que el control permita un par de frenado pequeño a velocidades altas, porque si el MACI a medir tiene un par muy pequeño a esas revoluciones, el motor CC nunca le permitiría alcanzar altas velocidades porque lo frenaría

antes. Este valor de resistencia mínima se muestra en la ecuación 2.21, tomado en cuenta que la  $R_a$  de nuestro motor CC es  $0,14 \Omega$  (Apéndice B).

$$R = \frac{37 - 0,14}{5} = 7,3\Omega \quad (2.21)$$

Con este valor de R se podrían obtener problemas en el caso de que el control necesite manejar grandes corrientes, debido a que la tensión instantánea en la resistencia va a ser muy peligrosa ( $7,3 \cdot 30 = 229V$  en el peor de los casos del ejemplo). A la hora de elegir los componentes, será complicado obtener aquellos que sean capaces de mantener este nivel de tensión.

Por el contrario, si hacemos un buen control de tensión como en la segunda opción, no tendremos este problema, como podemos explicar a continuación. Utilizando la fórmula 2.19 obtenida en el análisis de la opción 2 para disipar energía, podemos calcular la corriente en función del valor de tensión que proporciona la fuente ideal. Si elegimos un buen valor de la tensión:

$$V_{ideal} = \frac{(V_{e_a} - (R_a I_a))}{D} \quad (2.22)$$

Para el caso más desfavorable de la alta velocidad y bajo par de frenado se necesitaría este valor de la tensión:

$$V_{ideal} \geq 37 - 0,14,5 \geq 36,3V \quad (2.23)$$

Esta tensión no será un gran problema para los componentes del puente. Por esta razón, se eligió esta opción finalmente.

Al principio se planteó la posibilidad de utilizar el supercondensador que poseía el equipo de Baldos, pero finalmente no fue posible debido a que no estaba disponible. Por ello, se optó por usar baterías debido a que es una opción más barata. Por otra parte, se necesitarán colocar condensadores en paralelo con las baterías y con el puente por varias razones que se analizarán en la siguiente sección.

## 2.5. Fuente de alimentación global

Para la alimentación de todos los elementos es necesaria una fuente de tensión. Además, como se explicó en el capítulo "Cómo disipar energía" necesitamos colocar la energía que aporta el MACI en algún lugar, por lo que la fuente de tensión debe de ser capaz de aceptar energía del exterior. Por esa razón, sólo se tenían dos opciones para obtener esa fuente de tensión. En primer lugar, se podía poner una fuente de tensión normal para introducir energía al sistema en el momento en el que la máquina eléctrica actuaba como motor y un supercondensador en paralelo para el momento en el que actuaba como

generador, apagando en ese instante la fuente de tensión. La otra opción consistiría en emplear baterías.

Esta segunda opción es mucho más económica, y por esta razón fue la finalmente seleccionada. Pero es necesario conocer varias características de las baterías para no tener sorpresas desagradables a la hora de comprobar como se comportan en el diseño final.

En primer lugar, una batería proporciona energía porque hay una reacción química en su interior que obtiene energía eléctrica. Pero esta reacción química es reversible, y si se introduce energía eléctrica en la batería, se obtiene una reacción química inversa a la que aportaba energía como resultado. Sin embargo, una batería no es una fuente de tensión ideal, y no podemos poner la energía que queramos. Además, el proceso químico tampoco es ideal ya que se producen pérdidas de energía en el mismo. Estas pérdidas no permiten utilizar toda la energía que inicialmente se encuentra en la batería. Para simular estas pérdidas se utiliza una resistencia interna en serie con la batería. Contra más pequeña sea esa resistencia interna y contra mayor capacidad tenga la misma, más similar será el sistema de baterías a una fuente ideal de tensión.

Por esa razón, vamos a utilizar baterías de ácido-plomo, como las baterías de coche normal. Tienen una resistencia interna muy pequeña, y una gran capacidad de almacenaje de energía. Pero hay que tener cuidado con el uso de este tipo de baterías. En primer lugar, no podemos cargar las baterías con una corriente muy grande. Cuando la batería se está recargando, y el nivel de energía almacenada dentro de ella es menor al 70 % de la capacidad total de la batería, es posible introducir mayores corrientes hacia la batería que en el caso de que el nivel de energía sea mayor. Normalmente, el valor máximo de corriente hacia la batería cuando la energía en la misma es inferior a 70 % de su capacidad total es la capacidad de la batería en amperios por hora (AH), dividido por tres. Si la energía en la batería es mayor, el valor máximo permitido de corriente por lo general es la capacidad de la batería en amperios por hora (AH), dividido por 10.

Por esa razón, sería bueno tener la batería siempre con menos energía del 70 % de su capacidad total, debido a que tenemos que manejar grandes corrientes en la salida del motor. Existe una relación experimental entre el nivel de tensión en una batería, y la energía almacenada en la batería. Experimentalmente, cuando una célula normal de 2 V de una batería de plomo-ácido se carga, el voltaje en la celda será de 2,27 V cuando la energía en la batería está cerca de los 70 % de la energía total que es capaz de almacenar la batería. Como vimos en el capítulo "Cómo disipar energía", se necesitarán al menos 36 V para un control correcto. Por esta razón, se utilizarán baterías normales de coche de plomo-ácido. En concreto se colocarán tres baterías de 12 V cada una de ellas en serie. Por lo tanto, la tensión que vamos a tratar de mantener en el puente será  $2,27 \cdot \frac{36}{2} = 41V$ . Si la tensión supera ese nivel de voltaje, se actuará en el transistor que permite disipar

energía en la resistencia de potencia con el fin de descargar la batería.

## 2.6. Condensador de filtrado

Si se tienen en cuenta los dos distintos momentos de operación del sistema, uno con la máquina CC trabajando como motor y el otro como un generador, podemos ver que vamos a necesitar un condensador de filtrado en ambas situaciones.

Teniendo en cuenta que la fuente de tensión consiste en baterías, y que el modelo de una batería es una fuente de tensión ideal y una resistencia interna en serie con la misma. Cuando la máquina eléctrica actúa como motor, la batería tiene que enviar una corriente hacia el motor que inicialmente es bastante elevada, por lo que nos encontraremos con una gran caída de tensión en la resistencia interna, por lo que el nivel de tensión en el puente H disminuirá. Esto sucede en el arranque del motor de corriente continua.

Una variación de 1 V en la fuente de tensión puede producir un cambio de 200 RPM en la velocidad final del motor de corriente continua. Por eso se necesita un condensador en paralelo con la batería. La resistencia interna del condensador es menor que en la batería, y por esta razón el condensador será capaz de proporcionar una corriente grande sin sufrir una gran variación de voltaje en la entrada del motor de corriente continua.

Por otra parte, también cuando la batería envía corriente hacia el motor CC, este condensador reducirá el efecto de las inducciones parásitas en los cables entre la batería y el puente H, filtrando la señal de tensión que vienen desde la batería.

Por otro lado, cuando la máquina CC está funcionando como un generador también se necesitará un condensador. En primer lugar, en la figura 2.30 podemos ver el esquema básico de nuestro sistema sin el condensador. En esta figura tenemos el puente H, el modelo del motor de corriente continua, la batería y la pierna para eliminar energía con la resistencia de potencia y el transistor que la activa o desactiva en función de las necesidades.

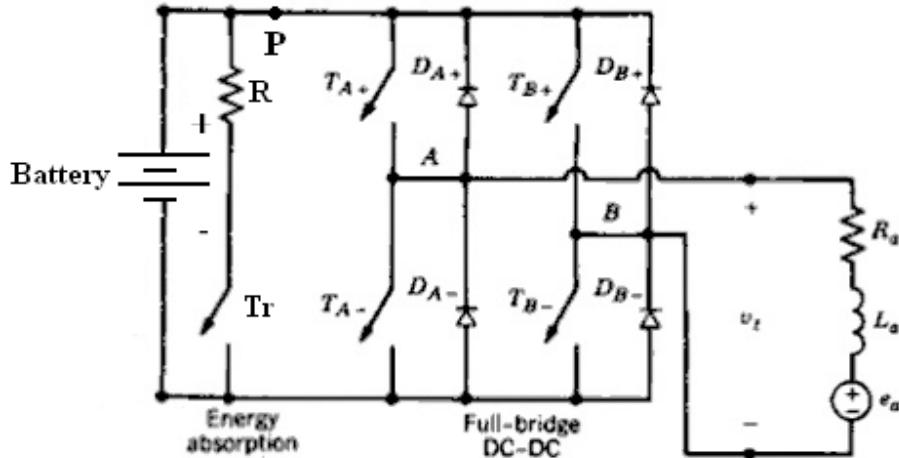


Figura 2.30: Puente H y control de tensión sin el condensador de filtrado.

Como se explicó con anterioridad, si se actúa en el  $Tr$ , será posible controlar el voltaje de la batería. La máquina CC cargará la batería siempre que el MACI esté encendido. Por el contrario, la resistencia de potencia descarga la batería cuando el transistor  $Tr$  está encendido.

Pero analizando el circuito, se puede alcanzar una situación problemática. La forma de onda de la corriente que se está introduciendo en la batería tiene una variación muy grande en amplitud y la frecuencia también es elevada.

En el punto P de la figura 2.30, la corriente será casi por completo una onda cuadrada, como resultado del control de la corriente en el puente H, donde la corriente tiene dos caminos diferentes. Uno de los caminos es hacia el lado de los transistores de la parte superior, momento en el que la corriente va desde el motor a la batería. El otro camino es hacia los transistores de abajo, donde se está cortocircuitando el motor de corriente continua. Siempre que se esté produciendo ese cortocircuito, no habrá ninguna corriente en el punto P.

Por otra parte, después hay que restar la corriente que se va hacia la resistencia de potencia. Esta corriente también está en un ciclo PWM, y por esta razón la frecuencia de la corriente en la batería tendrá una frecuencia aún mayor. Debido a la resistencia interna de la batería, no podemos introducir una corriente con este tipo de onda en la propia batería. La gran variación de la corriente hace que el proceso químico se vuelva muy ineficiente, consiguiendo calentar la batería hasta niveles peligrosos para su integridad.

La única solución para resolver este problema consiste en poner un condensador que actúe como filtro en paralelo con la batería y también con el puente. Con este condensador podremos conseguir una corriente hacia la batería con pequeña amplitud y frecuencia, por lo que conseguiremos un comportamiento adecuado en la misma.

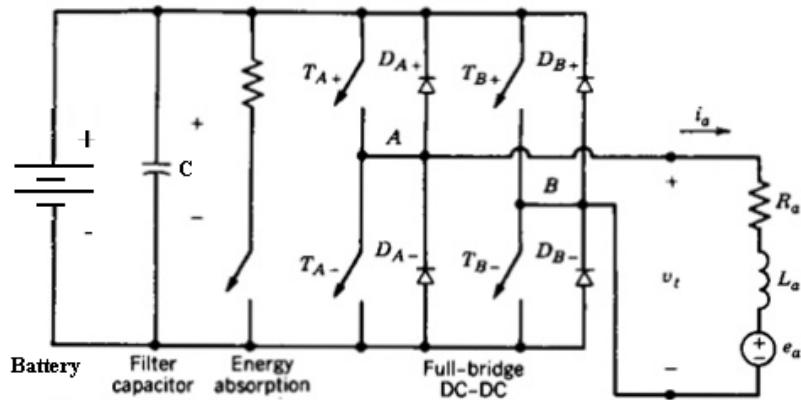


Figura 2.31: Puente H y control de tensión con el condensador de filtrado.

## 2.7. Modelo del motor CC

Para la simulación de nuestro diseño, vamos a utilizar el programa Pspice. Este programa es mucho más apropiado para circuitos electrónicos. También se pueden encontrar modelos para este programa que son capaces de simular los componentes reales en los sitios web del fabricante. Pero pensado en el banco de pruebas, es necesario para simular el motor eléctrico. Este elemento combina partes eléctricas y mecánicas. Para simular todo con Pspice, se deberá simular la parte eléctrica, y también la parte mecánica, mediante el uso de un circuito eléctrico equivalente para esta parte.

Acerca de la parte eléctrica, tenemos un circuito que contiene la tensión de entrada al motor ( $V_s$ ), la inducción y la resistencia interna del motor y finalmente otra fuente de tensión que simulará a fuerza electromotriz que se presenta debido a la velocidad de rotación del motor ( $V_{EMF}$ ). Por lo tanto, esta fuente de tensión va a depender de la parte mecánica. Todos los elementos de la parte eléctrica están en serie. En la figura 2.32 se puede observar el circuito, y la ecuación 2.24 explica el comportamiento del circuito.

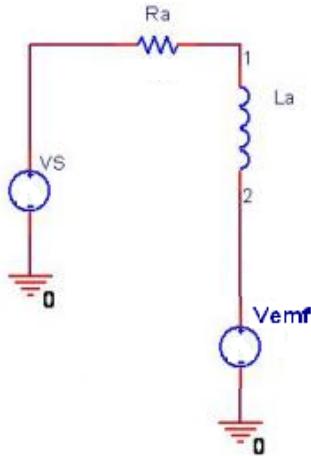


Figura 2.32: Parte eléctrica del motor CC.

$$v_S - v_{EMF} = L_a \cdot \frac{di}{dt} + R_a i_a \quad (2.24)$$

Acerca de la parte mecánica, el par que el motor eléctrico proporciona es proporcional a la corriente  $i_a$  que fluye por la parte eléctrica del motor. Este par produce una velocidad angular de acuerdo a la inercia  $L$  y la fricción  $B$ . Se puede ver la relación en la ecuación 2.25.

$$T = J \cdot \frac{dw}{dt} + B \cdot w \quad (2.25)$$

Al ver esta ecuación, es fácil comprender que se puede establecer un símil eléctrico donde  $w$  es intensidad y  $T$  es tensión. La inercia puede ser simulada a través de una inducción con el mismo valor que el del coeficiente de inercia. De la misma manera, el rozamiento se puede simular con una resistencia que tendrá el mismo valor que el del coeficiente de fricción. Todos los elementos están en serie. En la ecuación 2.26 se puede ver la transformación eléctrica, que es muy similar a la ecuación mecánica de a que se partía.

$$v_{torque} = L_J \cdot \frac{di_w}{dt} + R_B i_w \quad (2.26)$$

En la tabla 2.2 se pueden ver las equivalencias entre la parte mecánica y su símil eléctrico.

Parámetro	Mecánico	Eléctrico
Par aplicado	$T$	$v_{Torque}$
Velocidad	$w$	$i_w$
Inercia	$J$	$L_J$
Fricción	$B$	$R_B$

Cuadro 2.2: Equivalencias entre la parte mecánica y su símil eléctrico.

El circuito equivalente capaz de simular la parte mecánica se muestra en la figura 2.33.

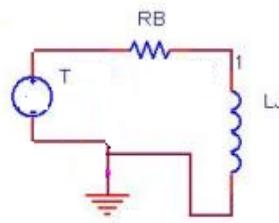


Figura 2.33: Parte mecánica del motor CC.

Para unir las dos partes, tenemos que hacer una fuente de tensión dependiente de  $v_{Torque}$  con la corriente del circuito de la parte eléctrica ( $v_{Torque} = K_T i_a$ ). Por otro lado, la fuente de voltaje que simula la fuerza electromotriz  $v_{EMF}$  tiene que depender de la velocidad angular  $w$ . Por lo tanto, se tendrá un  $v_{EMF}$  igual a  $K_E \cdot w$ . En la figura 2.34 se presenta el circuito completo.

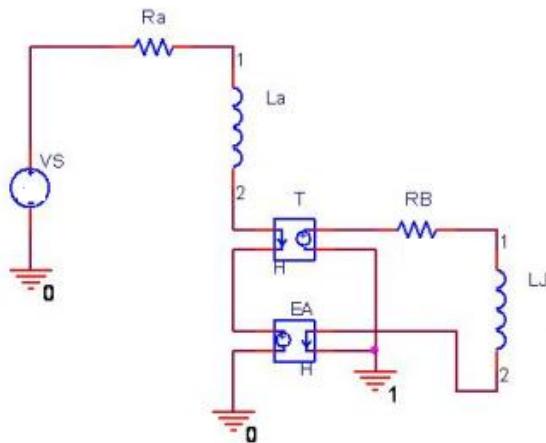


Figura 2.34: Modelo del motor CC.

## 2.8. Modelando el motor de combustión interna

Como se explicó en el capítulo de introducción, el banco de pruebas tiene la función de medir la eficiencia de los motores de combustión utilizados en el proyecto Baldos, que sufrirán algunas modificaciones respecto a la versión comercial. Por esa razón, sería muy interesante poder simular el sistema completo, con un modelo de motor de combustión, similar al motor que se tendrá en la prueba real. Para hacer esto, es necesario obtener los valores de la versión comercial del motor. En la hoja de datos se pueden obtener estos parámetros que se muestran en la tabla 2.3.

Name	BF-25EI
Displacement	24.5cc
Weight	2.1 kg [4.7 lb]
Bore/Stroke	24 x 24mm
Peak Horsepower	1.6hp @ 7,500 RPM
Peak Torque	0.14kgfm @ 5,000 RPM
RPM	1,400 - 9,000 RPM
Fuel	Automotive Unleaded Gasoline

Cuadro 2.3: Especificaciones de la versión comercial del motor de combustión interna usado en el proyecto Baldos.

A partir de estos valores, se puede obtener una curva de potencia y par motor en función de la velocidad de rotación de manera aproximada.

$$N_{min} = 1400 RPM \quad (2.27)$$

$$N_{max} = 9000 RPM \quad (2.28)$$

$$T_{max} \rightarrow 5000 RPM \quad (2.29)$$

$$P_{max} \rightarrow 7500 RPM \quad (2.30)$$

$$T_{max} = 0,14 Kgm = 1,37 Nm \quad (2.31)$$

Podemos ver una forma típica de este tipo de curva en la figura 2.19. Con los valores obtenidos de la hoja de características del motor, se va a obtener una función de segundo orden que relacione el par motor que proporciona el MACI en función de la velocidad angular del mismo.

$$T(w) = Aw^2 + Bw + C \quad (2.32)$$

Potencia y par están relacionados mediante la fórmula 2.33:

$$P(w) = T(w).w \rightarrow p(W) = Aw^3 + Bw^2 + Cw \quad (2.33)$$

Además se tienen las condiciones iniciales que se muestran en las expresiones 2.34, 2.35 and 2.36:

$$T(785,398 rad/s) = 1,37 W \quad (2.34)$$

$$\left[ \frac{dP(w)}{dw} \right]_{w=785,398 rad/seg} = 0 \quad (2.35)$$

$$\left[ \frac{dT(w)}{dw} \right]_{w=523,598 rad/seg} = 0 \quad (2.36)$$

Resolviendo el sistema de 3 ecuaciones y 3 incógnitas se obtienen los resultados que se muestran en la expresión 2.37.

$$A = -1,01507 \cdot 10^{-6}; B = 0,00106298; C = 1,09171371 \quad (2.37)$$

Una vez que se tiene una curva aproximada de par en función de la velocidad angular, hay que introducir un nuevo elemento que sea capaz de simular el motor de combustión interna en el modelo del motor de corriente continua de Pspice. En la parte mecánica

del modelo de motor de corriente continua se incluirá una nueva fuente de voltaje para simular el par que añade el MACI al sistema.

Este voltaje tiene la misma polaridad que la fuente de voltaje que simulan el par eléctrico cuando el motor de corriente continua está trabajando como un motor sin carga, que sólo tiene que vencer la inercia y la fricción del sistema.

El par del motor de combustión dependerá de la velocidad angular. Por esa razón, la fuente de voltaje que lo simula dependerá de la corriente  $i_w$  del modelo.

Esta dependencia estará condicionada. Si se tiene una velocidad de entre 0 y 1400 RPM, el MACI no suministrará ningún par, ya que no estará encendido. Entre 1400 y 9000 RPM, la relación entre el par y la velocidad se regirá por la curva de par-velocidad angular que se ha calculado previamente. Para velocidades mayores de 9000 RPM el MACI no aportará ningún par porque, en teoría, el motor no puede alcanzar esa velocidad.

Además, el motor de combustión tiene inercia y coeficiente de fricción. Se puede estimar que la inercia del motor de combustión y la inercia del motor de CC son las mismas. Por esa razón, la nueva inducción del modelo completo  $L_w$ , será el doble que la que se tenía en el modelo que sólo simulaba el motor de corriente continua.

Acerca de la fricción, se puede usar el valor de la potencia que el MACI gasta a 7500 RPM. Con la curva de par calculada, se puede estimar la potencia que está disponible en el eje. La diferencia entre ambos valores de energía se utiliza para superar las fricciones en el estado estacionario.

$$\text{Power}(7500\text{RPM}) - T(7500\text{RPM}) \cdot w = B \cdot w \quad (2.38)$$

$$\text{Power}(7500\text{RPM}) = 1,5\text{hp} \cdot 745,7\text{W/hp} = 1118,55\text{W} \quad (2.39)$$

$$T(7500\text{RPM}) = 1,30043\text{N.m} \quad (\text{From the curve "torque - speed"}) \quad (2.40)$$

$$w = 7500 \frac{\text{rev}}{\text{s}} \frac{2\pi}{60} \frac{\text{rad/rev}}{60\text{s}} \quad (2.41)$$

$$B = 157\mu \quad (2.42)$$

En la figura 2.35 se puede contemplar el modelo terminado, con la inercia y la fricción del motor de combustión incluida y la nueva fuente de tensión en la parte mecánica que simula el par del motor de combustión.

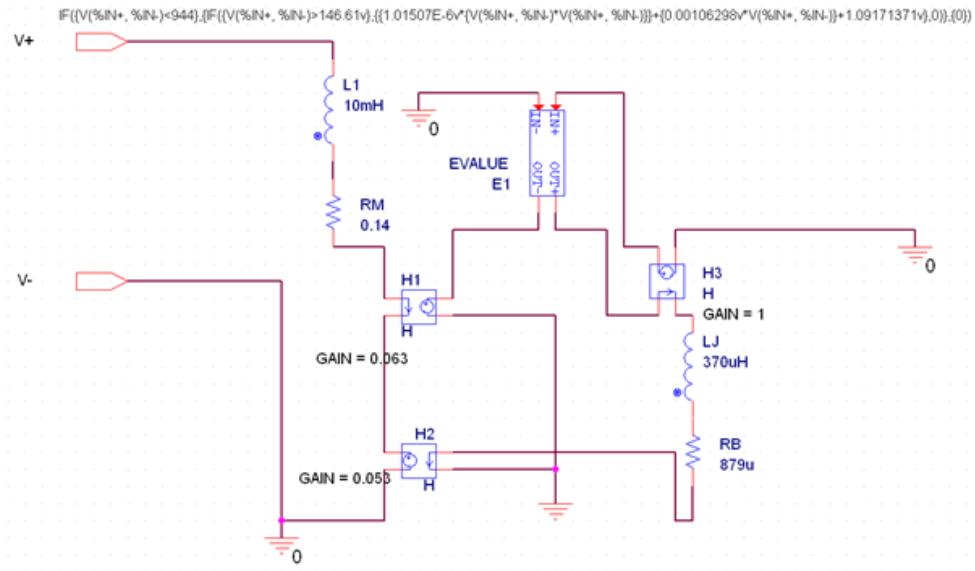


Figura 2.35: Modell of DC motor and Combustion engine together.

## 2.9. Medida del par

El dispositivo para medir el par motor es el mismo que el dispositivo utilizado en el proyecto "Fördjupningskurs i mekatronik -" E7019E [2]. La medida se basa en el principio de acción - reacción. La fuerza que realiza el motor eléctrico para frenar al motor de combustión, es la misma que la que realiza la bancada del propio motor eléctrico pero en sentido contrario. Ese sistema se muestra en la figura 2.30.

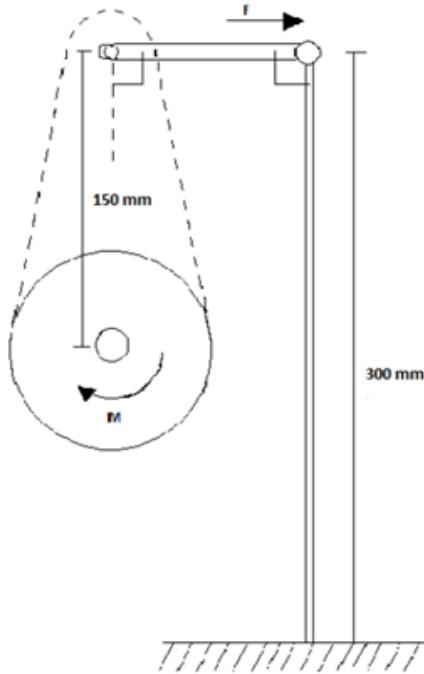


Figura 2.36: Esquema del dispositivo para medir el par motor.[2]

La bancada del motor eléctrico viene a ser la barra de 300 mm tal y como se puede observar en la figura, ya que la parte punteada es una pieza de metal solidaria a la estructura del motor, por lo que cuando el motor eléctrico ofrece resistencia al movimiento del MACI, la estructura del mismo girará en torno a su centro, y se doblará la barra anteriormente mencionada hasta alcanzar cierto límite. Esa barra posee galgas extensiométricos solidarias a la misma. En las siguientes ecuaciones se puede comprobar que el par es proporcional al desplazamiento producido en el punto de la galga que se aplica la fuerza.

$$F \cdot 0,15 = M_y \quad (2.43)$$

$$\sigma_{max} = (M_y(x))/(W_b(x)) \quad (2.44)$$

$$W_b = \frac{Iz}{y_{max}} \quad (2.45)$$

$$Iz = \frac{1}{12.b.h^3} \quad (2.46)$$

$$y_{max} = \frac{h}{2} \quad (2.47)$$

$$W_b = \frac{b \cdot h^2}{6} \quad (2.48)$$

$$\varepsilon = \sigma_{max}/E \quad (2.49)$$

$$\varepsilon = \frac{F \cdot 0,15 \cdot 6}{E \cdot b \cdot h^2} \rightarrow \varepsilon \text{ and } F \text{ are proportional} \quad (2.50)$$

Donde  $F$  es la fuerza aplicada por el par de reacción,  $M_y$  es el momento de flexión en el eje Y.  $W_B$  es el momento de resistencia a la flexión,  $y_{max}$  es la coordenada más lejana del centroide de la sección transversal, donde tendremos tensión más alta ( $\sigma_{max}$ ). Por último,  $B$  y  $H$  son la base y la altura de la sección transversal. Podemos ver estos parámetros en la figura 2.37.

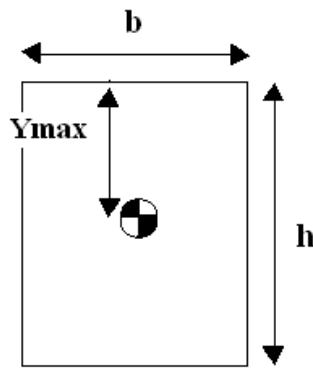


Figura 2.37: Sección rectangular transversal.

Una vez que se tiene la relación entre la fuerza y el desplazamiento, es necesario medir ese desplazamiento. Las galgas extensiométricas tienen la propiedad de cambiar el valor de la resistencia eléctrica cuando su tamaño varía. Para detectar ese cambio en la resistencia, el dispositivo que vamos a utilizar es el puente de Wheatstone. En la figura 2.38 se puede observar un esquema básico.

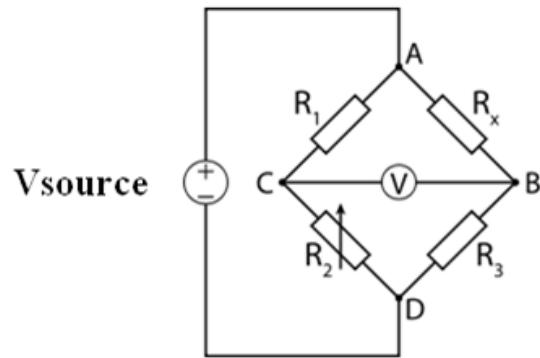


Figura 2.38: Puente de Wheatstone, Por Zedh ([www.wikipedia.org](http://www.wikipedia.org)).

$R_x$  es el valor de la resistencia que necesitamos obtener. Los otros tres valores de resistencia son conocidos. Tal y como se muestra en informe del proyecto realizado también en la universidad de Luleå de ”NAVMOTOR SOM GENERADOR”[5] de manera experimental, hay una relación lineal entre la tensión entre los puntos B y C y el desplazamiento (figura 2.39). Por esa razón, esta relación también será entre el par y la tensión.

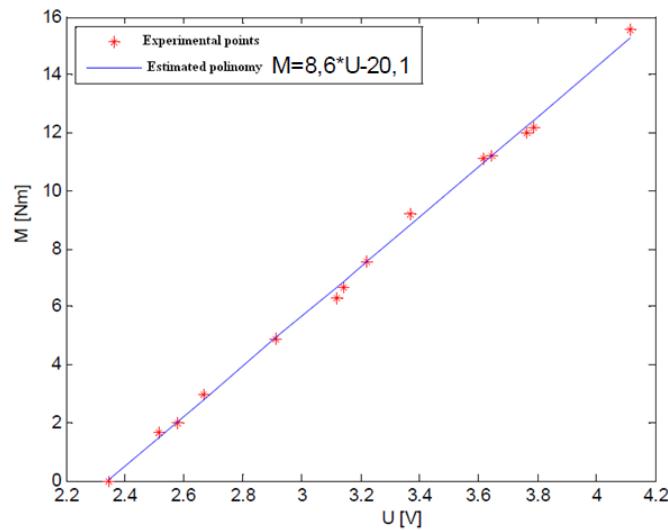


Figura 2.39: Relación experimental entre el desplazamiento de las galgas extensiométricas y la tensión obtenida en el puente de Wheatstone.[5]

Por ello, midiendo el la tensión del puente de Wheatstone se podrá obtener directamente la medida del par. El amplificador de instrumentación es capaz de realizar esa medida tal y como se muestra en la figura 2.40:

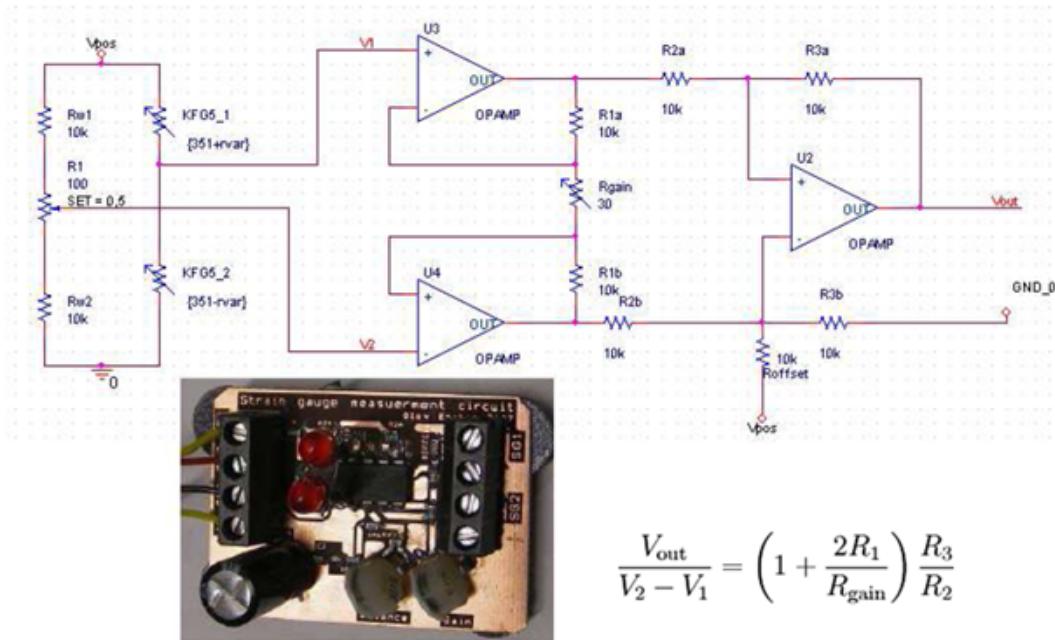


Figura 2.40: Amplificador instrumental para medir la tensión del puente de Wheatstone.[5]

## 2.10. Medida de velocidad

Para medir la velocidad angular del motor, se va a utilizar el mismo dispositivo que en el proyecto "Fördjupningskurs i mekatronik -" E7019E [2]. Consiste en un disco ranurado que es solidario al eje de rotación del motor eléctrico. Además, se tiene un sensor óptico, con emisor y receptor. Una imagen básica que ilustra este mecanismo se encuentra en la figura 2.41 y en la figura 2.42. Cuando la ranura lo permite, la luz va del emisor al receptor, por lo que se logrará una señal en la referencia.

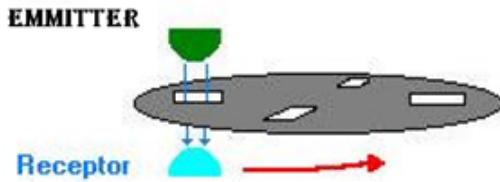


Figura 2.41: Disco ranurado que girará entre emisor y receptor para crear una señal cuya frecuencia será proporcional a la velocidad de rotación del motor.

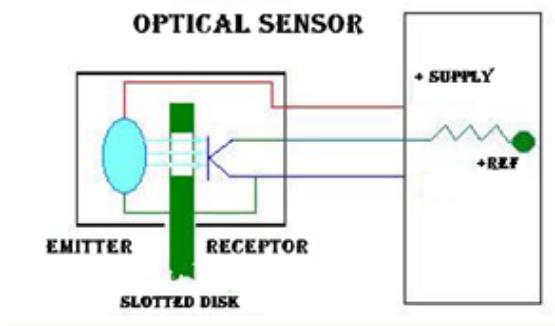


Figura 2.42: Esquema del dispositivo óptico para medir velocidad.

En consecuencia, si se mide la tensión en la referencia, se obtendrá una onda cuadrada. La relación entre la frecuencia de esta onda, y la velocidad real del motor se puede obtener de manera muy sencilla. El disco ranurado cuenta con 10 ranuras. Por lo tanto, el período de la onda cuadrada es 10 veces menor que el período de rotación del motor. Por el contrario, la frecuencia ( $f$ ) será 10 veces más grande en la onda que en el motor. En las expresiones 2.51 y 2.52 se puede ver la relación final.

$$n(RPM) = w\left(\frac{rad}{s}\right) \cdot \frac{60s}{(2\pi)rad} = \frac{2\pi}{T} \cdot \frac{60}{2\pi} \quad (2.51)$$

$$n(RPM) = \frac{2\pi}{10T_{wave}} \cdot \frac{60}{2\pi} = \frac{6}{T_{wave}} = 6f_{wave} \quad (2.52)$$

Esta frecuencia será medida en el programa LabVIEW y también en el microcontrolador.

## 2.11. Control PID

Para controlar la velocidad, la única variable manipulada que se tiene disponible es el ciclo de trabajo de los transistores del puente H. No se tiene acceso a una función de transferencia que relacione ese ciclo de trabajo con la velocidad del motor. Además, hay muchas perturbaciones y multitud de relaciones no lineales. Por esa razón, se ha de realizar un control experimental. Una opción para hacer el control consiste en utilizar un control PID. Para ello, se deben buscar las constantes de este control a través de un proceso de prueba y error.

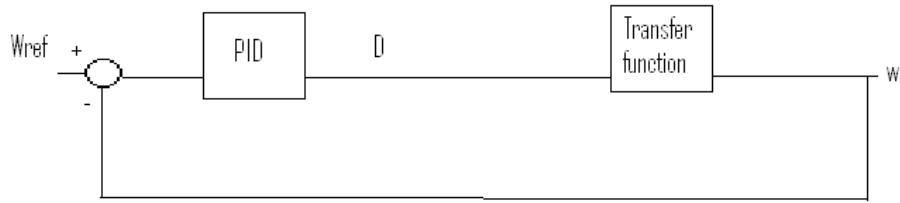


Figura 2.43: Esquema básico de un control PID.

El control PID toma el valor de velocidad de referencia y velocidad real del sistema cada determinado tiempo. En cada iteración calcula el nuevo error, y finalmente calcula un nuevo ciclo de trabajo para los transistores del puente H que ayuden a conseguir la velocidad de referencia. El ciclo de trabajo de los transistores (duty cycle) será proporcional al error, a la integración del error y la derivada de los errores. Podemos ver esta relación en la ecuación 2.53.

$$\text{Duty - Cycle} = D = K_p \cdot e + K_i \int e \cdot dt + K_d \frac{de}{dt} \quad (2.53)$$

El control se llevará a cabo con el microcontrolador. Por esta razón, teniendo en cuenta que el tiempo de muestreo ( $T_m$ ) será bastante pequeño, en la ecuación anterior se puede simplificar la diferencial por diferencias. De esta forma se obtendrá la ecuación de PID discreta (2.57).

$$dD = K_p + K_i \cdot e \cdot dt + K_d \frac{d(de)}{dt} \quad (2.54)$$

$$D(k) - D(k-1) = K_p(e(k) - e(k-1)) + K_i \cdot e(k)T_m + K_d \frac{d(e(k) - e(k-1))}{dt} \quad (2.55)$$

$$D(k) - D(k-1) = K_p(e(k) - e(k-1)) + K_i \cdot e(k)T_m + K_d(e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)) \quad (2.56)$$

$$D(k) = D(k-1) + K_p(e(k) - e(k-1)) + K_i \cdot e(k)T_m + K_d(e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)) \quad (2.57)$$

Para controlar el voltaje se utilizará el mismo tipo de control, pero en vez de velocidad, se trabajará con tensión, y en lugar de manipular el duty de los transistores del puente H, se manipulará el Duty de la pierna de la resistencia de potencia. En este caso, también será necesario buscar las constantes de forma experimental.

Pero debemos tener cuidado con un aspecto. En nuestro PID, tenemos una parte integral, y también existe saturación en la salida. Esto significa un mínimo y un máximo Duty en los transistores. Cuando los dos fenómenos están presentes, tendremos el problema del windup. Este problema consiste en la acumulación de grandes errores en la parte integral del control, cuando el control calcula una salida fuera del rango de posibles valores de la variable manipulada.

La solución para disminuir el efecto de este problema consiste en no añadir la integral del error cuando la salida calculada por el control PID está fuera del rango de valores posibles en la salida.

Si sólo usamos la parte PI del PID ( $K_d = 0$ ), y comparamos las ecuaciones 2.53 y 2.57, podemos ver en la ecuación 2.59 la parte integral del error:

$$D(k) = K_p e(k) + D(k-1) - K_p e(k-1) + K_i e(k)T_m \Leftrightarrow D = K_p e + K_i \int e \cdot dt \quad (2.58)$$

$$K_i \int e \cdot dt = D(k-1) - K_p e(k-1) + K_i e(k)T_m \quad (2.59)$$

Por otra parte, analizando la definición de la integral del error, podemos poner este error como en la expresión 2.60.

$$K_i \int e \cdot dt = K_i Tm \sum_{i=K}^n e(k) \quad (2.60)$$

Comparando las expresiones 2.60 y 2.59, podemos ver una nueva relación que se muestra en la expresión 2.61.

$$K_i Tm \sum_{K=1}^{n-1} e(k) = D(k-1) - K_p e(k-1) \quad (2.61)$$

Por lo tanto, tenemos que incluir en el programa de un cálculo una parte lógica en la que si la salida del PID no está dentro de los límites reales, el Duty cycle que se aplicará será el límite estabilizado más cercano al valor calculado por el control. Pero además habrá que quitar el error integrado que tenemos en ese momento. Para hacer eso, será necesario restar el término  $K_i \cdot T_m \cdot e(k)$  a los  $D(k)$  que estén fuera de límite. Mirando la ecuación 2.59 se puede comprobar que este error integral no estará en las siguientes iteraciones.

## 2.12. Medida del consumo de combustible

Para medir el consumo de combustible se utilizará el mismo sistema que en el proyecto "Fördjupningskurs i mekatronik -"E7019E [2]. El consumo de combustible es tan bajo en este tipo de motor que es imposible tener una buena lectura de caudal si sólo utilizamos un caudalímetro. Por esa razón, se utilizará un sistema donde se toma la lectura del peso del tanque de combustible, y sabiendo la variación, la forma del tanque y la densidad del combustible, se puede llegar a saber cómo es el caudal que llega al motor de combustión. La medición del peso se hace con una báscula que puede enviar el valor del peso mediante un puerto serie. El programa de LabVIEW tomará este valor y realizará los cálculos necesarios para conocer el caudal.



---

# CAPÍTULO 3

---

## Hardware

### 3.1. El diseño básico

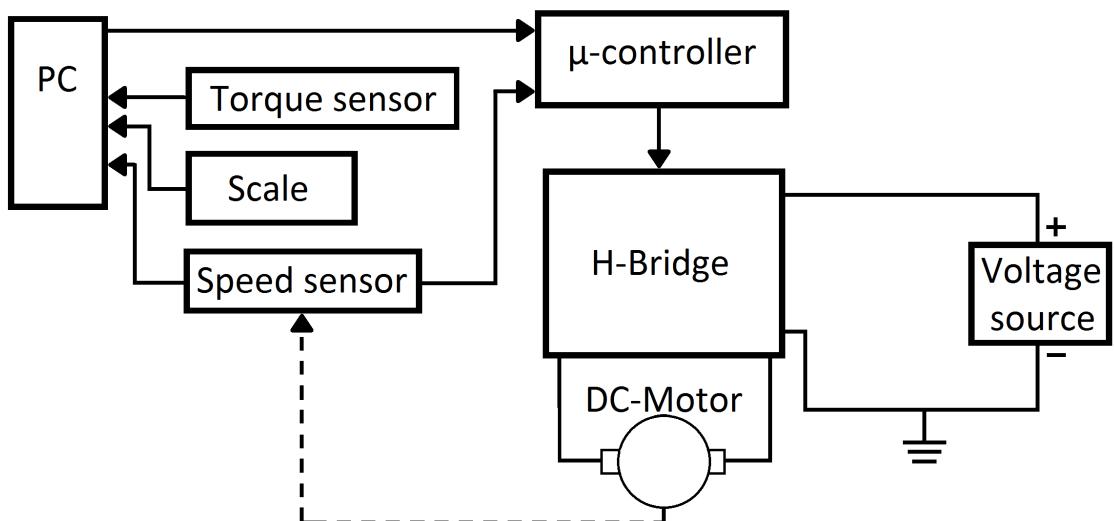


Figura 3.1: Descripción del diseño del banco de pruebas.

El diseño básico del banco de pruebas consiste en un PC que está conectado a una báscula, a sensores para la medida de velocidad y de par y a un microcontrolador. El microcontrolador maneja el control de la velocidad y, por lo tanto está vinculado con un puente H que controla el motor, y a un sensor de velocidad para tener acceso rápido a la velocidad actual del motor. También se necesitará una fuente de tensión para ser capaz de

arrancar el motor de combustión interna con el banco de pruebas. La figura 3.1 muestra el diseño básico del banco de pruebas. Este sería el diseño final, pero normalmente las fuentes de tensión no son capaces de sumir energía en si mismas. Y si son capaces de hacerlo, no lo hacen por un largo periodo de tiempo. Por lo tanto, también se necesita una carga controlable con el fin de eliminar el exceso de energía que es generada por la máquina AC, cuando está actuando como generador y que no es alimentada por la fuente de tensión. La figura 3.2 muestra el diseño con la carga controlable incluida.

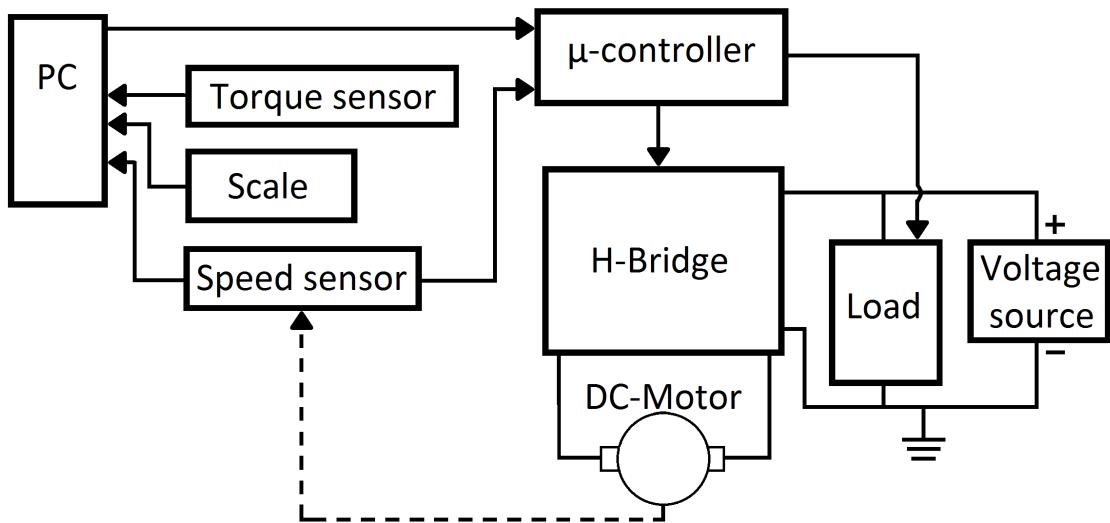


Figura 3.2: Descripción del diseño del banco de pruebas con carga.

### 3.1.1. Requerimientos del puente H

Debido a que el banco de pruebas realizado en el proyecto anterior ya tenía instalados una báscula y sensores para la medición de velocidad y par motor, el enfoque estaba dirigido al puente H y al control del motor de corriente continua. La figura 3.3 muestra el diseño básico del puente en H con un microcontrolador y sensores de velocidad para el control del motor. El puente H se ve en el centro. Consta de cuatro MOSFETs (Q1, Q2, Q3 y Q4), los drivers para su activación y cuatro diodos Schottky (D1, D2, D3 y D4). Los MOSFETs podrían haber sido cambiados de algún otro tipo de interruptor, pero como se ha explicado anteriormente el MOSFET es el transistor más adecuado para nuestra aplicación. La razón para el uso de diodos Schottky es que debido a la forma en la que están diseñados, son más rápido que los diodos normales.

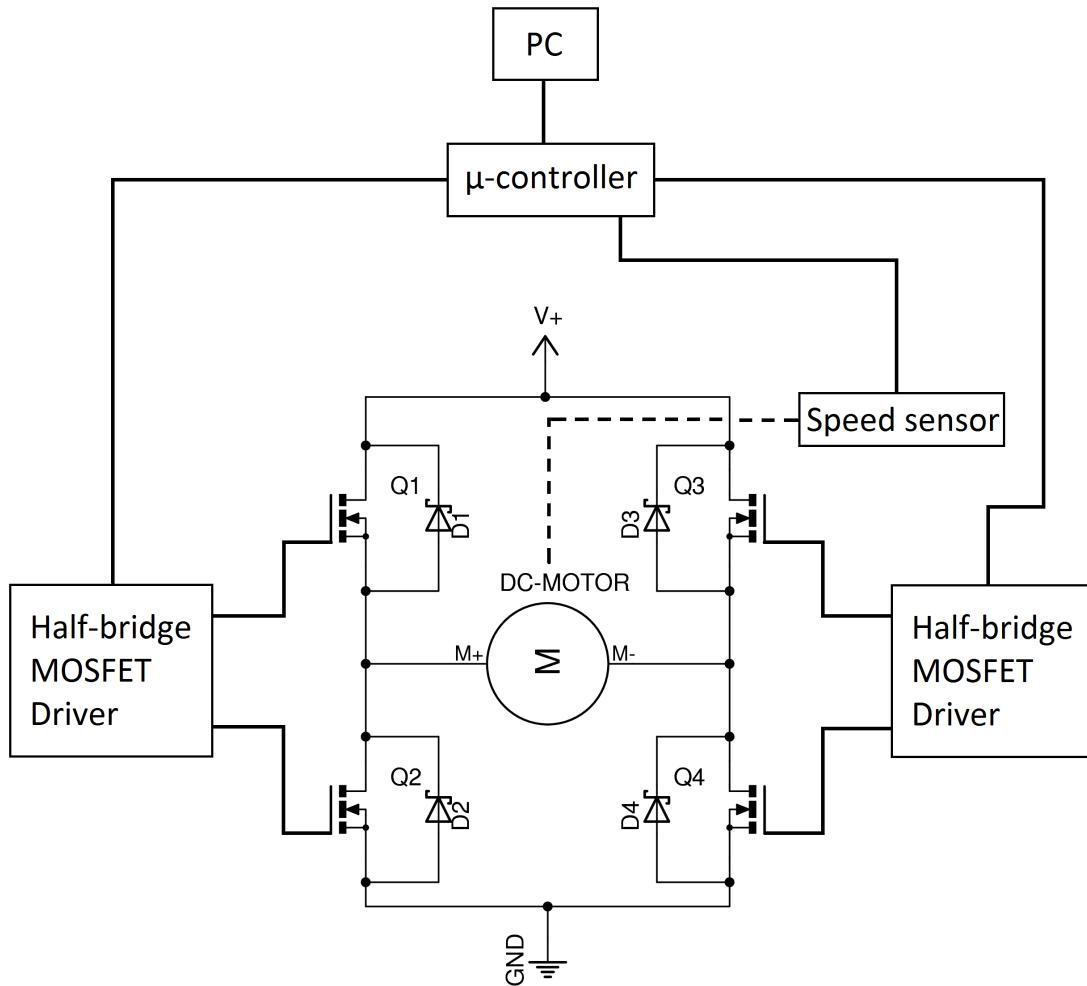


Figura 3.3: Descripción del diseño básico del control del motor.

## MOSFET

A continuación se van a comentar los requisitos básicos de los MOSFETs utilizados como interruptores en el puente H. Los MOSFETs deben de ser capaces de mantener la máxima corriente que el generador es capaz de entregar. Como se comentó, el MOSFET de canal n tiene una resistencia de ON muy baja, y es posible una comutación muy rápida. Además, los MOSFETs tienen un diodo intrínseco en su diseño y éste puede ser entendido como si de un diodo conectado en antiparalelo con el transistor se tratase. Esto quiere decir que el MOSFET sólo puede bloquear el paso de la corriente únicamente en una dirección, lo cual puede sonar mal, pero como se explicó con anterioridad, esos diodos en antiparalelo son necesarios para el correcto funcionamiento del puente H. Sin

embargo, también se comentó que este diodo intrínseco no es el más apropiado ya que se necesita una respuesta mucho más rápida que la que ofrecen los diodos convencionales de unión pn. Mientras transcurre el tiempo necesario para que el diodo pase a estado de ON, el voltaje ha podido incrementarse de manera muy repentina, lo cual puede ser peligroso para el diseño. De hecho, la mejor opción consiste en colocar el transistor en estado de ON en el momento que queremos tener corriente en el sentido del diodo, ya que sólo tendremos que vencer la pequeña resistencia de ON del transistor en lugar de emplear el diodo intrínseco, que necesita una diferencia de tensión mayor entre sus terminales para comenzar a conducir, lo que quiere decir, mayor resistencia al paso de la corriente.

## Drivers para los MOSFET

Los requisitos básicos para los drivers consisten en ser capaces de cambiar el estado del MOSFET de encendido y apagado, consiguiéndolo de manera rápida

## Diodos en anti-paralelo adicionales

Los diodos en antiparalelo que precisa el puente H tienen que tener un tiempo de cambio a ON muy rápido, al igual que ocurre con el tiempo de recuperación inversa. El objetivo principal del diodo es conducir la corriente cuando el MOSFET que tiene conectado en antiparalelo está apagado. Esta situación se dará en el momento en el que tenemos que encender el transistor de la parte de abajo y apagar el de la parte de arriba o viceversa. Esto asegurará que nunca se produzca la conexión de dos transistores del mismo lado al mismo tiempo, situación que crearía un cortocircuito muy peligroso. Por lo tanto se necesita colocar un tiempo de retraso en el que ambos transistores estarán apagados, y se empleará el diodo en antiparalelo para conducir. Como el MOSFET tiene el diodo intrínseco que puede manejar mayores corrientes, el propósito más importante para el diodo que conectemos adicionalmente en antiparalelo al MOSFET es conseguir una respuesta más rápida y proporcionar un camino para la corriente hasta que el diodo intrínseco comienza a conducir o el MOSFET se enciende.

## Microcontrolador

Los requisitos básicos del microcontrolador consisten en poner al menos dos señales con anchura de pulso modulada (PWM) y también adquirir la señal procedente del sensor de velocidad con la que podrá saber cual es la velocidad del sistema. Pero se necesitan 4 señales PWM independientes para controlar cada uno de los MOSFETS de forma independiente. Sin embargo, existen microcontroladores con una función integrada de control del motor, que permiten incorporar un tiempo muerto entre la señal que va a activar el MOSFET del lado alto y el MOSFET del lado bajo. Se desea que el microcontrolador elegido para este proyecto tenga este tipo de funcionalidad.

### Protección contra transitorios de tensión

Debido a que se cree que las tensiones transitorias fueron la razón del fracaso del antiguo proyecto, deberá ser incluida algún tipo de protección contra picos de voltaje en el nuevo diseño. Por ejemplo, algún tipo de red snubber o diodos supresores de tensiones transitorias (TVS).

## 3.2. Diseño 1

La idea principal del diseño es crear un puente H que pueda ser controlado por un microcontrolador. Con ello se obtendría la capacidad de poder cambiar con qué y cómo el motor es controlado en el tiempo. Esto haría más fácil actualizar el controlador del banco de pruebas. Comenzando con el diseño básico de un puente en H, lo que se necesita son: MOSFETs de potencia, diodos, drivers para los MOSFETs y el interfaz entre el microcontrolador y el puente-H.

### MOSFET

Lo primero es elegir el MOSFET. Debido a que el MOSFET decidirá qué tipo de controlador se va a necesitar. Al observar los datos del motor de corriente continua que se puede consultar en el Apéndice B y realizando distintos cálculos, tal y como se indicó anteriormente, se tomó la decisión de que el MOSFET tiene que ser capaz de manejar una corriente de 30 A y una tensión de 41 V en estado estacionario. Sin embargo, debido a la posibilidad de picos de corriente y tensión que se pueden dar en el puente H, sería deseable tener un tipo MOSFET que puede manejar valores muy por encima de esos límites.

### Canal N o P

La mayoría de los puentes H utiliza transistores de canal N, tanto en el lado alto y el bajo, aunque sería más fácil usar transistores de canal P en el lado alto ya que estos no requieren elevar el voltaje de la puerta por encima de la tensión de la fuente con el fin de encenderlos. Los MOSFETs de canal N y de canal P son a menudo llamados NMOS y PMOS respectivamente. Muchos MOSFETs están disponibles tanto en canal N como en canal P por lo que el problema de los MOSFET de canal P no es precisamente su escasez. Es la forma en la que los MOSFET de canal P son construidos lo que les hace más fáciles de usar en el lado alto, pero también les hace más ineficientes ya que la resistencia de ON es mucho mayor que para MOSFETs de canal N. También la capacitancia parásita del MOSFET canal P es algo superior que el de canal N, por lo que se consigue que los tiempos de commutación en el MOSFET de canal P sean ligeramente superiores. Es por ésto que cuando el puente H necesita llevar corrientes medias o altas, es preferible usar MOSFET de canal N, aunque para ello se necesiten drivers más complejos.

## Dispositivo

El MOSFET elegido fue el MOSFET de potencia IRFP4310Z un MOSFET HEXFET® de IRF que es adecuado para un amplio número de diferentes aplicaciones, como por ejemplo, la conmutación de alta potencia con alta velocidad. La máxima resistencia de ON entre el drenaje y la fuente es como máximo de  $6\text{ m}\Omega$ , puede manejar una corriente de manera continua de 134 A a  $25^\circ\text{ C}$  y tiene un voltaje de ruptura de 100 V. cite IRFP4310Z

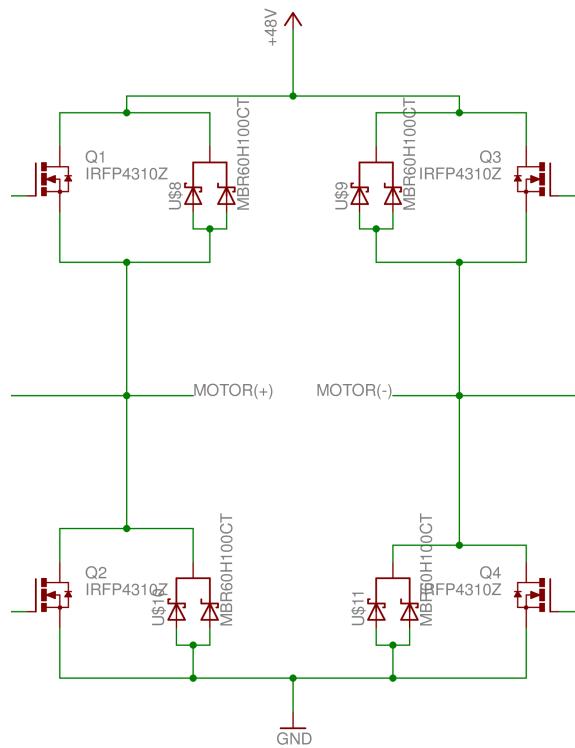


Figura 3.4: Puente H.

### 3.2.1. Diodo en antiparalelo

El diodo tiene que ser capaz de manejar de la misma corriente que el MOSFET, pero sólo durante el tiempo que el MOSFET necesita para encenderse. Después la corriente será compartida entre el MOSFET y el diodo. Si el MOSFET tiene una baja resistencia de conducción, la mayor parte de la corriente pasará a través de él.

## Dispositivo

El dispositivo elegido para actuar como diodo en antiparalelo fue el MBR60H100CT de On semiconductor®, el cual es un diodo tipo schottky que puede manejar corrientes de 60A y tiene una tensión de ruptura de 100V.[6].

### 3.2.2. Drivers para los MOSFETs

Desde que se decidió que todos los MOSFETs en el puente H debían de ser del tipo canal N, o NMOS, el driver del lado alto tiene que ser capaz de aumentar la tensión entre puerta y fuente por encima de la tensión de la fuente. En este caso, y para la mayoría de MOSFETs de potencia, la tensión entre puerta y fuente tiene que ser 10 V o superior con el fin de estar seguro de tener el MOSFET en la región saturada. Afortunadamente existe una amplia gama de drivers de diferentes fabricantes que son capaces de hacer esto. No sólo debe ser capaz de aumentar la tensión, también tiene que ser capaz de manejar la corriente necesaria para activar el MOSFET de manera rápida. Contra más corriente se pueda suministrar a la puerta, más rápida será la activación del MOSFET.

## Dispositivo

El dispositivo IFR2010 de IRF fue el elegido como driver. Es un driver para los transistores del lado alto y del lado bajo con una capacidad de corriente muy decente,  $+/- 3,0\text{A}$  en la salida, relativa rápida propagación de retrasos entre la entrada y la salida, y el lado alto puede operar hasta 200V.[7] . Se basa en un condensador externo para que se pueda elevar la tensión en la puerta del MOSFET con una carga que permite introducir una corriente en la puerta que permita activar el MOSFET.

## Selección del condensador Bootstrap

IRF recomienda el uso de las siguientes ecuaciones para calcular la capacidad del condensador Bootstrap requerido.[8] Si  $V_{GSmin}$  es el mínimo voltaje que debe de ser mantenido entre puerta y fuente cuando el transistor está en estado de encendido, entonces:

$$\Delta V_{BS} \leq V_{CC} - V_F - V_{GSmin} - V_{DSon} \quad (3.1)$$

cuando:

$$V_{GSmin} \geq V_{BSUV-} \quad (3.2)$$

Donde;  $\Delta V_{BS}$  es la mínima caída de voltaje para el condensador bootstrap cuando el lado alto se encuentra en ON,  $V_{CC}$  es el voltaje de la fuente de alimentación,  $V_F$  es valor de la tensión en directa a partir del cual el diodo junto al condensador bootstrap conduce,  $V_{DSon}$  la caída de voltaje sobre los MOSFET de la parte de abajo  $V_{BSUV-}$  el umbral de mínima tensión negativa para el  $V_{BS}$  suministrado por el driver.

Hay varios números de factores que influencian la disminución de  $V_{BS}$  in nuestro driver;

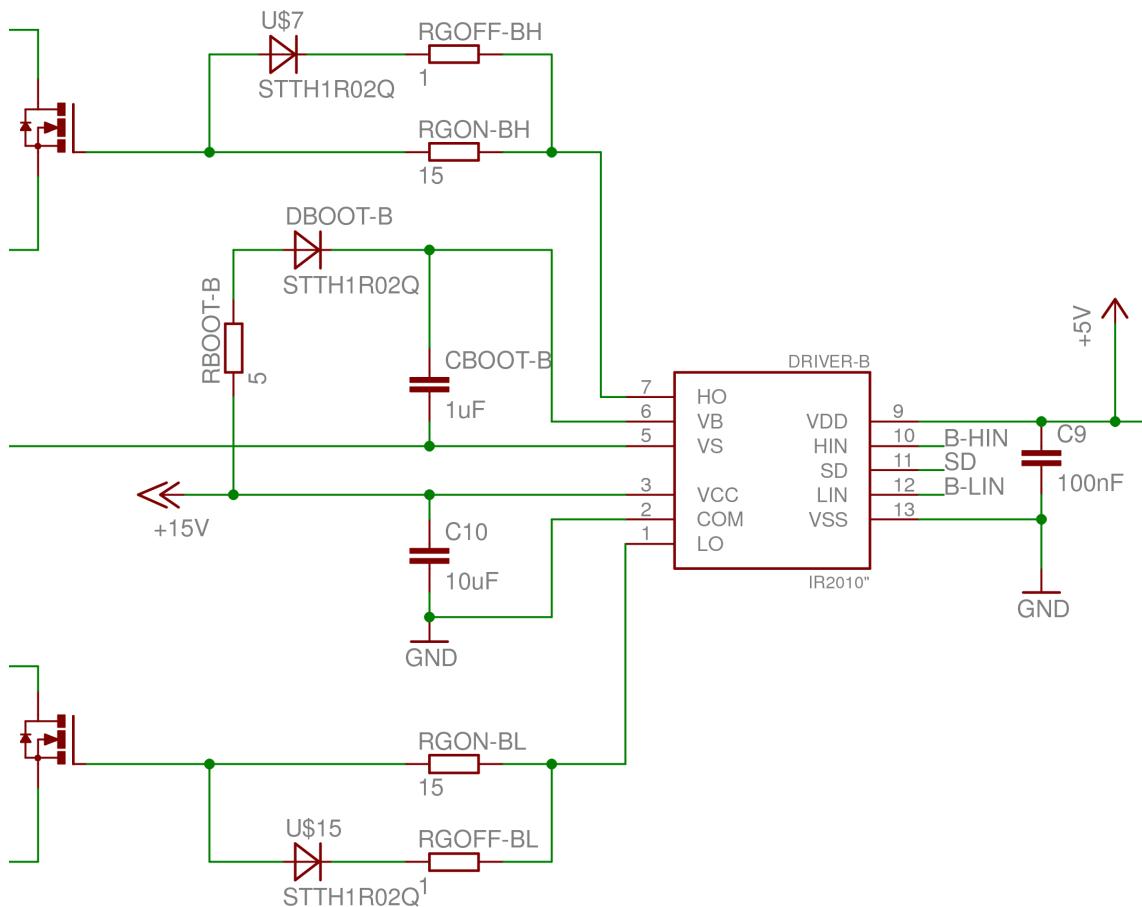


Figura 3.5: Driver para medio puente.

- Carga requerida en la puerta del MOSFET para su encendido ( $Q_G$ )
- Corriente de fuga entre puerta y fuente del MOSFET ( $I_{LK\_GS}$ )
- Corriente de polarización del driver que excita al transistor de la parte alta del puente ( $I_{QBS}$ )
- Offset de la corriente de fuga del driver ( $I_{LK}$ )
- Carga requerida por el nivel interno de mandos del driver ( $Q_{LS}$ )
- Corriente de fuga del diodo junto al condensador Bootstrap ( $I_{LK\_DIODE}$ )
- Corriente de fuga del condensador Bootstrap ( $I_{LK\_CAP}$ )
- Tiempo de ON del transistor de la parte alta ( $T_{HON}$ )

$I_{LK\_CAP}$  sin embargo es sólo relevante si el condensador bootstrap utilizado es electrolítico y se puede ignorar si el condensador es de otro tipo. Utilizando estos datos se puede calcular la carga total:

$$Q_{TOT} = Q_G + Q_{LS} + (I_{LK\_GS} + I_{QBS} + I_{LK} + I_{LK\_DIODE} + I_{LK\_CAP}) * THON \quad (3.3)$$

Usando la ecuación 3.1 y 3.3 se puede calcular la capacidad mínima del condensador bootstrap:

$$C_{BOOTmin} = \frac{Q_{TOT}}{\Delta V_{BS}} \quad (3.4)$$

Los parámetros para el cálculo de capacidad del condensador bootstrap de **IRFP4310Z**[9] y **IR2010**[7] con el diodo **STTH1R02**[10] de ST y un condensador no electrolítico son:

- $V_F \approx 1V$
- $V_{GSmin} = 10V$
- $V_{DSon} \approx 1,5V$
- $V_{CC} = 15V$
- $Q_G = 170nC$
- $I_{LK\_GS} = 100nA$
- $I_{QBS} = 210\mu A$
- $I_{LK} = 50\mu A$
- $Q_{LS} = 5nC$
- $I_{LK\_DIODE} = 20\mu A$
- $I_{LK\_CAP} = 0$
- $THON = 100\mu s$

Insertando estos valores en la ecuación 3.4 se obtiene un  $C_{BOOTmin} = 81nF$  Pero esto es un valor mínimo y la regla general es multiplicar este valor por 15 para estar seguro. Así que el valor real utilizado para el condensador bootstrap  $C_{BOOT}$  será de  $1\mu F$ .

## Otras partes

Como se observa en la figura 3.5 que muestra el circuito del driver, hay también tres tipos de resistencias, R-BOOT, RG-OFF y RG ON, y también un diodo conectado desde el puerta de cada MOSFET hasta la resistencia RG-OFF. El propósito de la resistencia R-BOOT es limitar la corriente que va desde la alimentación hasta el condensador bootstrap. El propósito de la RG-ON, RG-OFF y el diodo adicional es proporcionar una resistencia al encender el transistor, RG-ON, y otra más pequeña al apagarlo, RG-OFF. Esto es para un apagado más rápido que el encendido y también para asegurarse de que existe una trayectoria de baja resistencia entre la puerta y la fuente cuando el MOSFET se supone que está apagado. Porque si un pico de voltaje con gran  $dv/dt$  se produce en el drenaje de un MOSFET, por ejemplo, el MOSFET del lado de baja cuando la parte alta se enciende; entonces la tensión puede viajar a través del interior del condensador  $C_{GD}$  del MOSFET del lado bajo del drenaje a la puerta y si el camino entre la puerta y la fuente tiene un alto valor de resistencia, el voltaje en la puerta puede comenzar a subir y activar accidentalmente el MOSFET del lado de baja.

### 3.2.3. Interfaz entre el microcontrolador y puente H

El driver IFR2010 que se escogió puede ser comunicado directamente con un microcontrolador o algún tipo de lógica que emplee niveles de tensión entre 3,3V y 20V. Pero debido a que el puente H operará con corrientes y tensiones relativamente altas comparándolas con las que se encuentran en el microcontrolador, será necesario aislar correctamente las señales entre las entradas lógicas y el puente H. Esto protegerá el microcontrolador de posibles corrientes o voltajes que pueden ser muy altos y por lo tanto podrían dañarlo permanentemente. El driver IFR2010 proporciona algo de aislamiento, pero se buscará un aislamiento galvánico que aísle por completo las señales. Por ejemplo un optoacoplador.

## Dispositivo

Finalmente se decidió utilizar algo que proporciona la misma funcionalidad que un optoacoplador óptico pero en vez de aislar la señal de forma óptica, ésta se lo aísla magnéticamente. Con esto se consigue que la trasferencia de la señal sea mucho más rápida, porque en un optoacoplador óptico se necesita tiempo para encender la fuente de luz y también para que el sensor óptico reaccione a la luz entrante. Este problema no existe en un dispositivo de acoplamiento magnético, ya que la señal de salida, básicamente, sigue a la señal de entrada de forma instantánea. El dispositivo elegido para el aislamiento de cada uno de los drivers de entrada de zona alta y baja fue un ADuM1210 de Analog Devices, que tiene dos canales. Aparte de un ADuM1210 para cada driver se incluyó un extra ADuM1100 con el fin de aislar la señal SD (Para desconectar el driver). El ADuM1100 es similar a la ADuM1210 pero sólo tiene un canal en lugar de dos y también la funcionalidad de que la salida está en nivel alto en lugar de bajo cuando no hay potencia en el lado

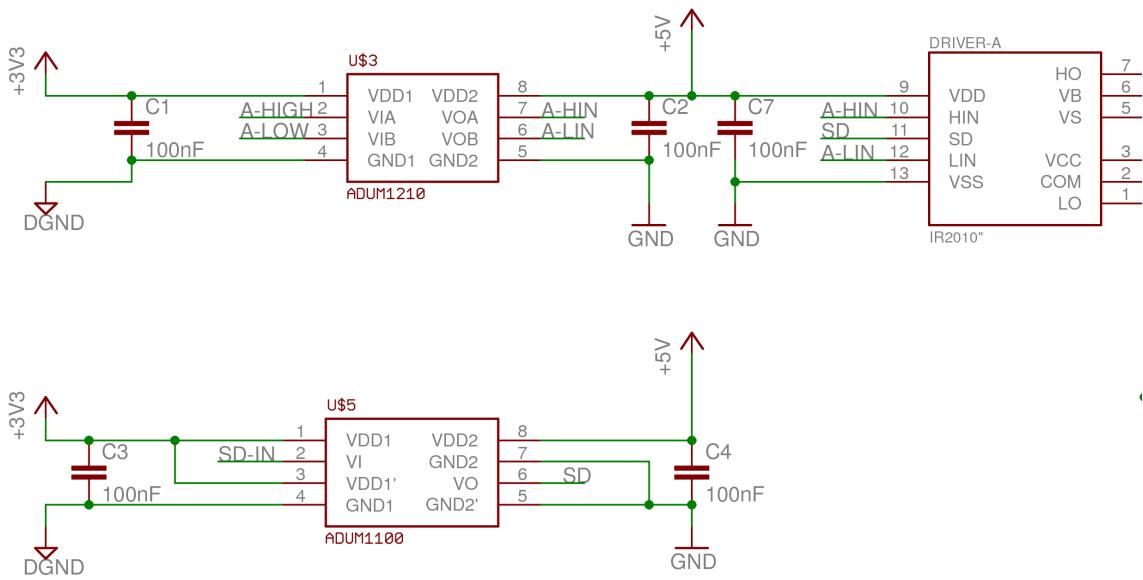


Figura 3.6: Aislamiento entre el driver del medio puente y el microcontrolador.

de la entrada. Por lo tanto la pérdida accidental de energía en la entrada cerrará los conductores, lo cual es bueno.

### 3.2.4. Alimentación para los drivers y para el aislamiento

IR2010, ADuM1210 y ADuM1100 necesitan una tensión de alimentación para funcionar. El IR2010 sólo necesita una tensión de alimentación entre 10-20V para ser capaz de conducir los MOSFETs conectados a la salida, y también necesita una alimentación lógica entre 3,3-20V dependiendo del tipo de lógica conectada a la entrada.

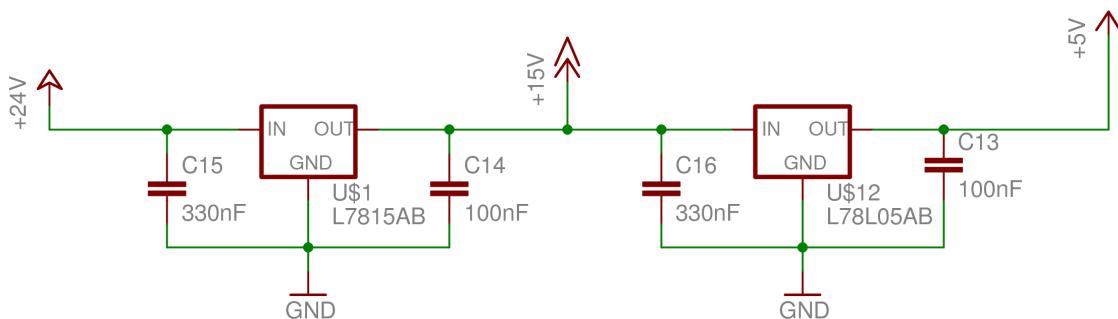


Figura 3.7: Alimentación para los drivers.

## Dispositivo

El regulador de voltaje L78XX es un regulador de voltaje común fabricado por diferentes compañías con la posibilidad de diferentes tensiones de salida. La decisión fue usar un L7815ABV para conseguir una tensión regulada a 15 V para la puerta de alimentación del driver y un L78M05ABV para conseguir una tensión de 5 V para emplear una tensión lógica de 5 V para drivers y aisladores.

### 3.2.5. Microcontrolador

Diseñando el puente H como una unidad independiente se conseguirá la ventaja comunicar el puente con cualquier microcontrolador que se haya elegido. La idea era utilizar una placa de desarrollo existente en Atmel® llamada MC310 con 8-bit ATmega32M1. Este microcontrolador es similar a una normal ATmega32 pero tiene una función especial (Power Stage Controller (PSC)) para que no se pueda superponer la salida invertida señales PWM hacia la parte alta y baja introduciendo tiempos muertos entre las señales [11]. Lo que significa que se puede sacar una Señal PWM en dos pines de salida diferentes al mismo tiempo, una es la señal PWM normal y la otra es la invertida. Esto significa que cuando una salida está en nivel alto, la otra estará en bajo. El controlador asegura que las señales de salida no serán altas al mismo tiempo. El tiempo muerto entre las señales puede ser controlado. Tiempo muerto se refiere al tiempo que transcurre entre que una señal va al nivel bajo hasta que la otra señal se pasa al nivel alto. Esto es útil porque asegurará el no tener nunca dos transistores del mismo lado encendidos al mismo tiempo, lo cual ocasionaría un cortocircuito muy peligroso entre la fuente de alimentación y tierra, apareciendo una corriente tan grande que dañaría a los MOSFETs.

### 3.2.6. Sumario

Este diseño, probablemente habría funcionado, pero debido a las razones expuestas en la sección del Diseño 2, nunca fue construido y probado físicamente.

## 3.3. Diseño 2

Después de un par de meses trabajando en el proyecto, el director del mismo avisó de la existencia de proyecto ya realizado para la universidad de Luleå por parte de otro estudiante. Su nombre es Fredrik Häggström y había realizado una placa-convertidor que se iba a utilizar para el control de motores trifásicos. Debido a que habían sobrado placas PCB y muchos componentes usados en ese proyecto, el director del proyecto indicó que se podría ahorrar mucho tiempo y dinero mediante el uso de estas partes sobrantes. Esta placa en realidad es un puente en H con tres patas en lugar de dos, por lo que se podría emplear la pierna adicional para conectar la resistencia de potencia. La placa también tiene funcionalidades como la posibilidad de medir corriente en las patas, de

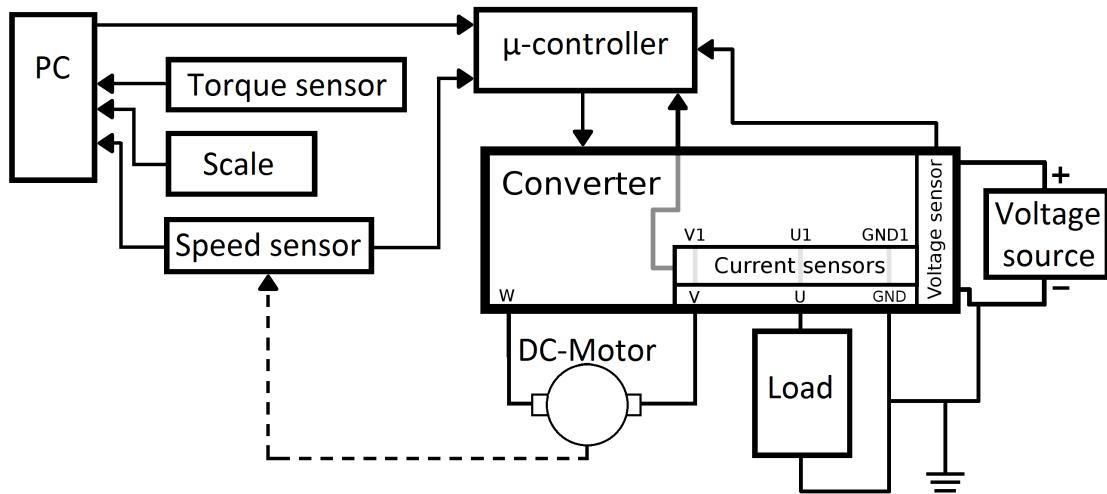


Figura 3.8: Descripción del diseño 2 del banco de pruebas.

medir tensión sobre el puente y también la temperatura de la placa. La gran diferencia respecto al diseño 1 es que en este diseño el microcontrolador está montado sobre la misma placa al igual que los demás componentes. Sin embargo, el microcontrolador utilizado es realmente poderoso, y en caso de necesitar su reemplazo no sería un problema encontrar otro microcontrolador menos exigente que nos realizaría la misma función. La figura 3.8 muestra descripción básica del diseño número 2.

### 3.3.1. Convertidor

En la figura 3.9 se puede observar una visión general del diseño del convertidor con sus tres patas, que consiste en MOSFETs y los drivers de los mismos. También se muestra las cuatro resistencias pequeñas de  $0,5m\Omega$  que se montan antes de cada conexión de salida del convertidor. La función de estas resistencias es crear una pequeña caída de tensión que se puede medir y es utilizada para calcular la corriente que pasa a través de las mismas. En la figura 3.10 se puede ver el diseño completo de una de las patas.

Cada una de las patas se compone de: cuatro MOSFETs, dos diodos en antiparalelo con los MOSFETs, cuatro drivers para los MOSFETs, otro driver para lado alto y bajo con aislamiento galvánico que conduce a los otros 4 drivers mencionados previamente, un par de condensadores y resistencias y un diodo para la técnica bootstrap.

#### MOSFET

Lo primero que se hizo fue comprobar si los MOSFETs utilizados eran capaces de mantener la corriente que se requería en un inicio. Este diseño utiliza dos MOSFETs en paralelo en lugar de uno, tanto para la parte alta como para la parte baja. Al conectar

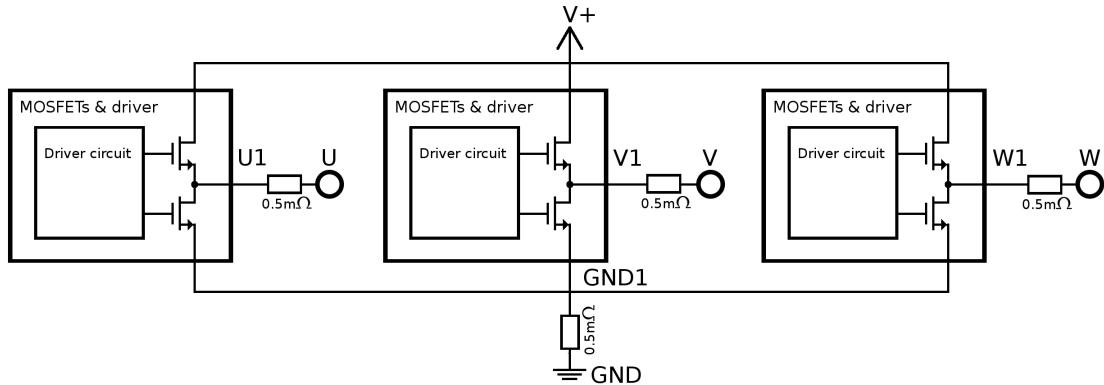


Figura 3.9: Vista de las tres patas del convertidor.

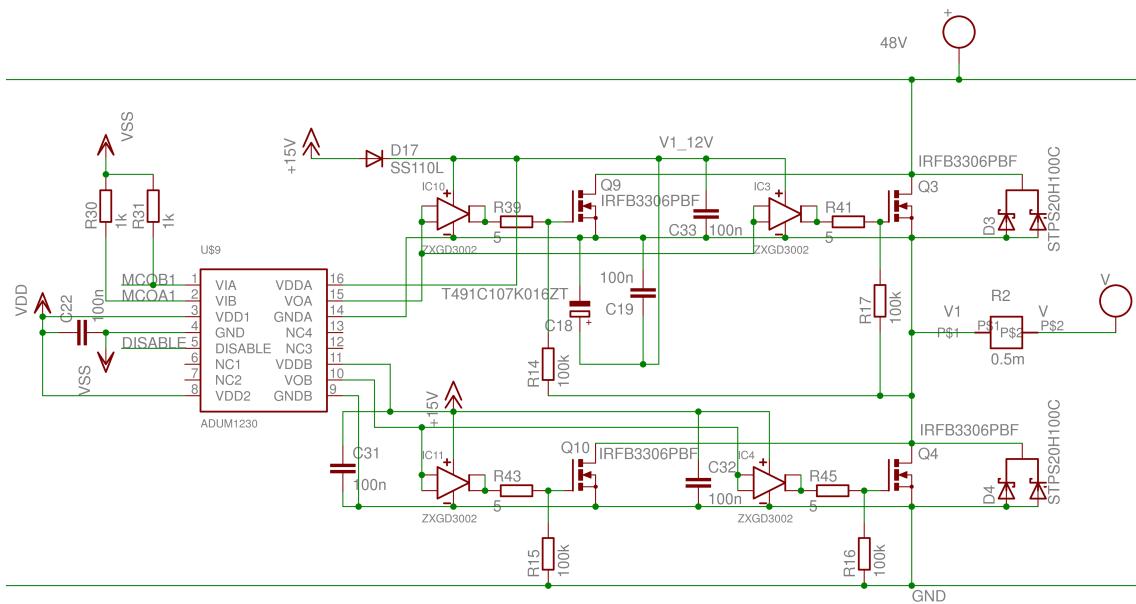


Figura 3.10: Esquema de una de las patas del convertidor.

en paralelo los MOSFETs, éstos comparten la corriente que antes pasaba por un solo MOSFET. De esta forma, el dispositivo también tendrá que disipar menos potencia al tener menos corriente.

El MOSFET que se utilizó fue un IRFB3306 HEXFET® power MOSFET de IRF. Cuenta con especificaciones muy similares a las del MOSFET, IRFP4310Z, que se utilizó en el diseño 1. La diferencia más importante entre ellos es que el IRFB3306 tiene un voltaje de ruptura más bajo entre drenaje y fuente, sólo 60 V en lugar de 100 V [12]. Esto está dentro del rango de la aplicación prevista y no debería ser un problema, siempre y cuando el

dispositivo esté protegido contra picos de tensión. Otra diferencia es que el IRFB3306 tiene resistencia de ON entre drenaje y fuente más baja, con un valor máximo de  $4,2\text{ m}\Omega$ , por lo que se pueden manejar corrientes más altas. Por lo tanto se puede decir que este MOSFET es muy útil.

### Diodos en antiparalelo con el MOSFET

El diodo utilizado en este diseño es también un diodo Schottky, en concreto un STPS20H100C de STMicroelectronics. Éste es también muy similar al dispositivo que se seleccionó en el primer diseño. La mayor diferencia entre ellos es que el STPS20H100Cno es capaz de manejar una corriente continua tan grande [13]. Pero esto no supone un gran problema, ya que sólo recibe corriente hasta que los MOSFETs se encienden.

### Drivers para los MOSFETs

Este diseño utiliza un driver independiente para cada MOSFET, en concreto un driver de puerta ZXGD3002 de Zetex, que tiene una buena capacidad de corriente, permitiendo obtener hasta 9 A de corriente de pico en la salida si se suministra 1A en la entrada y alrededor de 2 A continuamente si se suministran 10 mA a la entrada. [14] Estos controladores son fáciles de usar en la parte baja, pero requiere algunos componentes adicionales para poder funcionar en la parte alta. Así que la forma de resolver esto consiste en incluir un driver de lado alto y lado bajo, como es el ADuM1230 de Analog Devices, que conducirá a los drivers de puerta. El ADuM1230 también proporciona aislamiento galvánico y supone una buena forma de interconectar el microcontrolador con las piernas del convertidor. La razón para no usar sólo el ADuM1230 para conducir los MOSFET es que su capacidad de corriente es mucho más baja, con picos de corriente de tan sólo 100 mA [15], por lo que el tiempo de conmutación de los MOSFETs llegaría a ser realmente lento.

### Condensador Bootstrap y resistencia de puerta

No hay nuevos cálculos para el diseño de esta parte del trabajo ya que se han empleado los elementos que Fredrik empleó para su proyecto para su construcción. El condensador bootstrap utilizado, C 18 en la figura 3.10, es de 100uF. La única modificación que se llevó a cabo consistía en la variación del valor de las resistencias R 14, R 15, R 16 y R 17 que introducen un camino altamente resistivo para la corriente entre puerta y fuente de los MOSFETs, lo cual asegura que el MOSFET permanecerá apagado si no hay una señal que viene desde el driver para su activación, ya que esa resistencia asegurará tener la misma tensión entre puerta y fuente siempre que se quiera tener el transistor en estado de OFF. Se han colocado resistencias de 100 K $\Omega$  en lugar de las iniciales de 1 K $\Omega$ . Esto se hace para disminuir más aún la corriente de fuga que cederá energía adicional al condensador bootstrap cuando el MOSFET está encendido. Por lo tanto, esta variación sólo afectará a los condensadores bootstrap de una manera positiva ya que tener menos

fugas de corriente se traduce en la no necesidad de un condensador tan grande. Debido a que es un diseño probado que funcionó y teniendo en cuenta que las resistencias de entrada, R 39, R 41, R 43 y R 45, son bastante pequeñas de por sí, no se realizó ninguna nueva modificación.

### Alimentación de tensión

En la parte superior de la figura 3.11 se puede observar la alimentación para los drivers de los MOSFETs. Se trata de un regulador de tensión ajustable LM317HVT cuya salida se configura con las resistencias de R 10 y R 11 y dos condensadores [16], uno en la entrada para filtrar el voltaje de entrada y otro en la salida para mejorar la respuesta transitoria. Además, se conecta un diodo D 15, desde la salida a la entrada con el fin de proteger el regulador contra las grandes corrientes que se suministran desde el terminal de salida por la salida del condensador, si los terminales de entrada por alguna razón están en cortocircuito. La entrada también está protegida con un diodo, D 20, que protege el circuito de una conexión de polaridad incorrecta en la entrada y un diodo de supresión de transitorios de tensión (Diodo TVS), D 14, para proteger al circuito de sobretensiones en la entrada.

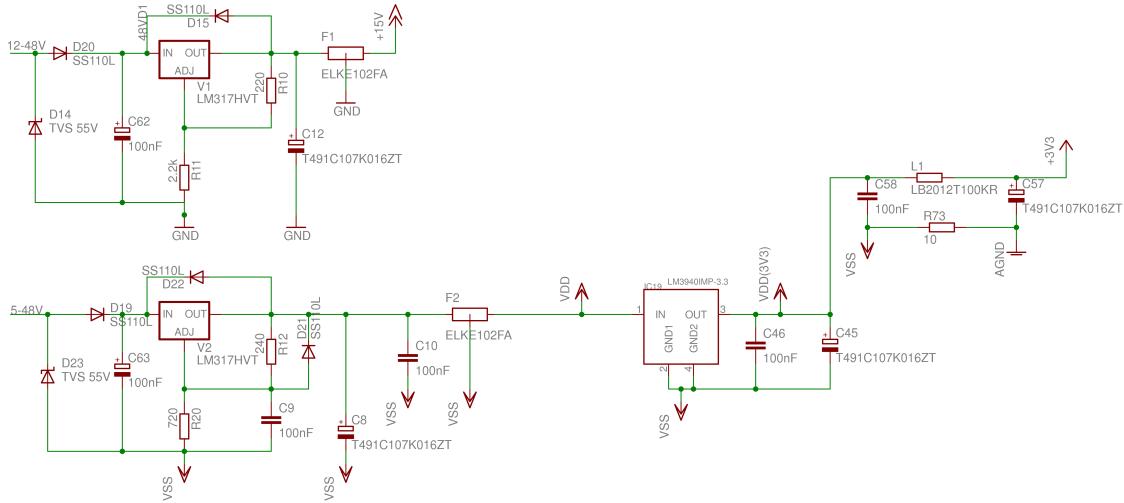


Figura 3.11: Fuentes de voltaje para el convertidor.

### 3.3.2. Circuitos de medida

El circuito incluye los circuitos para la medición de tensión, de corriente y de la temperatura. A continuación se va a explicar únicamente la parte que se encarga de la medición

de tensión sobre el puente, ya que fue empleada para realizar el control de tensión en el puente.

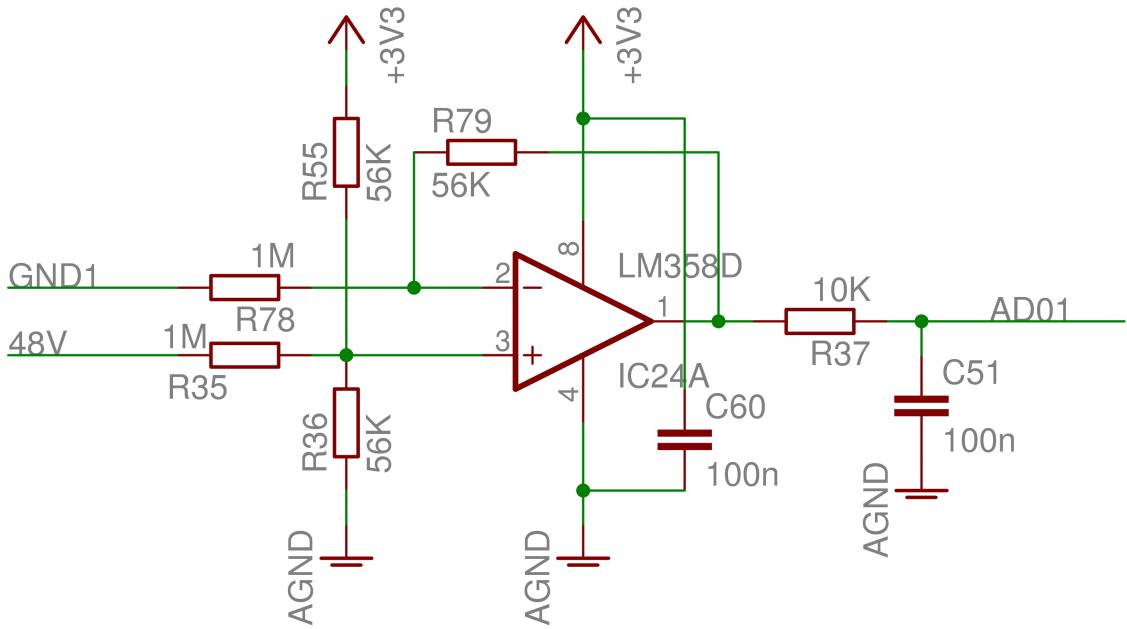


Figura 3.12: Medición de tensión.

### Medición de tensión

La medición de la tensión se hace entre el terminal positivo y el terminal negativo de la entrada al circuito del convertidor. En la figura 3.9 estos terminales se denominan V+ y GND1 y en las figuras 3.12 y 3.13 estos terminales se denominan 48 V y GND1. El diseño original se puede ver en la figura 3.12 donde la entrada positiva del LM358 está centrada alrededor de  $\frac{3,3}{2}$ V, lo cual significa que la salida también está centrada de manera aproximada alrededor de  $\frac{3,3}{2}$  V debido a que el LM358 está configurado para tener una ganancia de 1,056. Por lo tanto se obtendrá la capacidad de medir tanto tensiones positivas como negativas entre los dos terminales de entrada del circuito a costa de la disminución del rango de posibles medidas. Sin embargo, esta aplicación no necesita medir voltajes negativos y debido a que es más importante ser capaz de medir un voltaje alto que voltajes negativos, este diseño se modificó mediante la eliminación de la resistencia, R 55, entre los 3,3V de la fuente y la entrada positiva terminal. El circuito modificado se puede ver en la figura 3.13. La señal de salida del LM358 se alimenta a través de un filtro paso bajo, que consiste en la resistencia R 37 junto con el condensador C 51. La señal final se dirige al convertidor AD del microcontrolador.

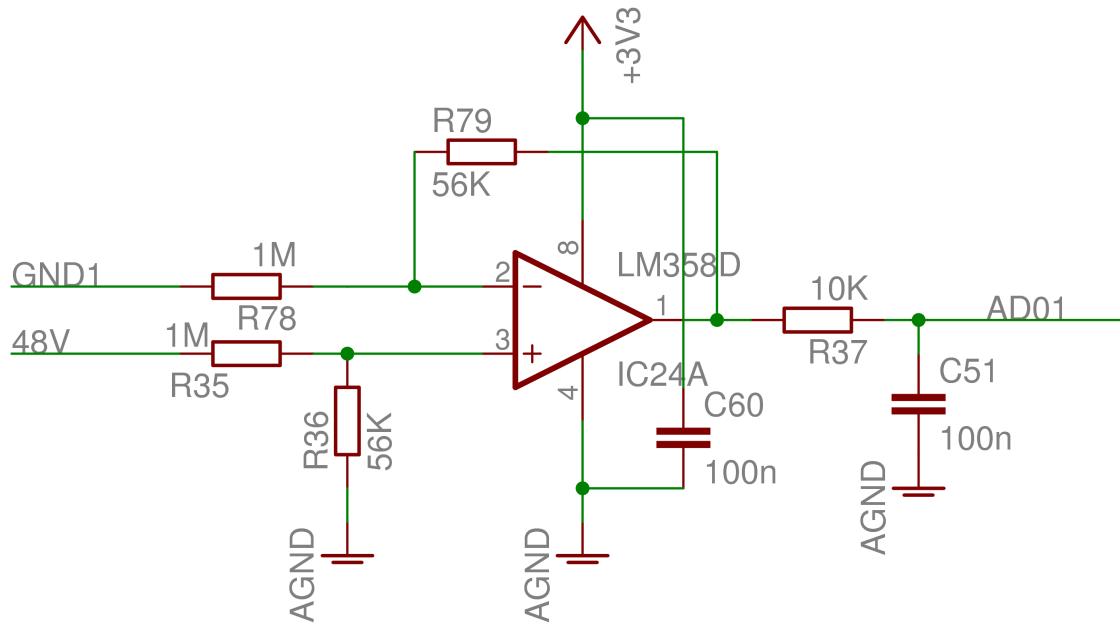


Figura 3.13: Modificación del circuito para medición de tensión.

### 3.3.3. Microcontrolador

El microcontrolador utilizado en este diseño es un LPC1768 de NXP con un procesador ARM Cortex-M3 de 32-bit que puede funcionar a velocidades de hasta 100 MHz. Para más información del mismo, y de cómo se comunica, consultar el Apéndice D.

#### Medida de velocidad

En cuanto a la forma de realizar la medición de velocidad, en el capítulo 2 sección 2.10 hay información detallada. El componente empleado es un fotointerruptor y la señal de salida estará en nivel alto cuando la luz de un diodo Led infrarrojo pase a través de la ranura y sea detectada por el fototransistor. El diseño de la placa del convertidor incluye entradas disponibles que se supone que deberían ser utilizadas con sensores Hall. Estas entradas se pueden observar en la figura 3.14. Cada una va hacia una de las patillas externas del microcontrolador. Dado que la señal de salida de un sensor hall es similar a la salida del fotointerruptor, estas entradas serán perfectas para usar en la medición de velocidad.

### 3.3.4. Alimentación para las partes lógicas

La alimentación para el microcontrolador se puede ver en la parte inferior de la figura 3.11. Se trata de un regulador de tensión LM317HV, circuito regulador de voltaje al igual

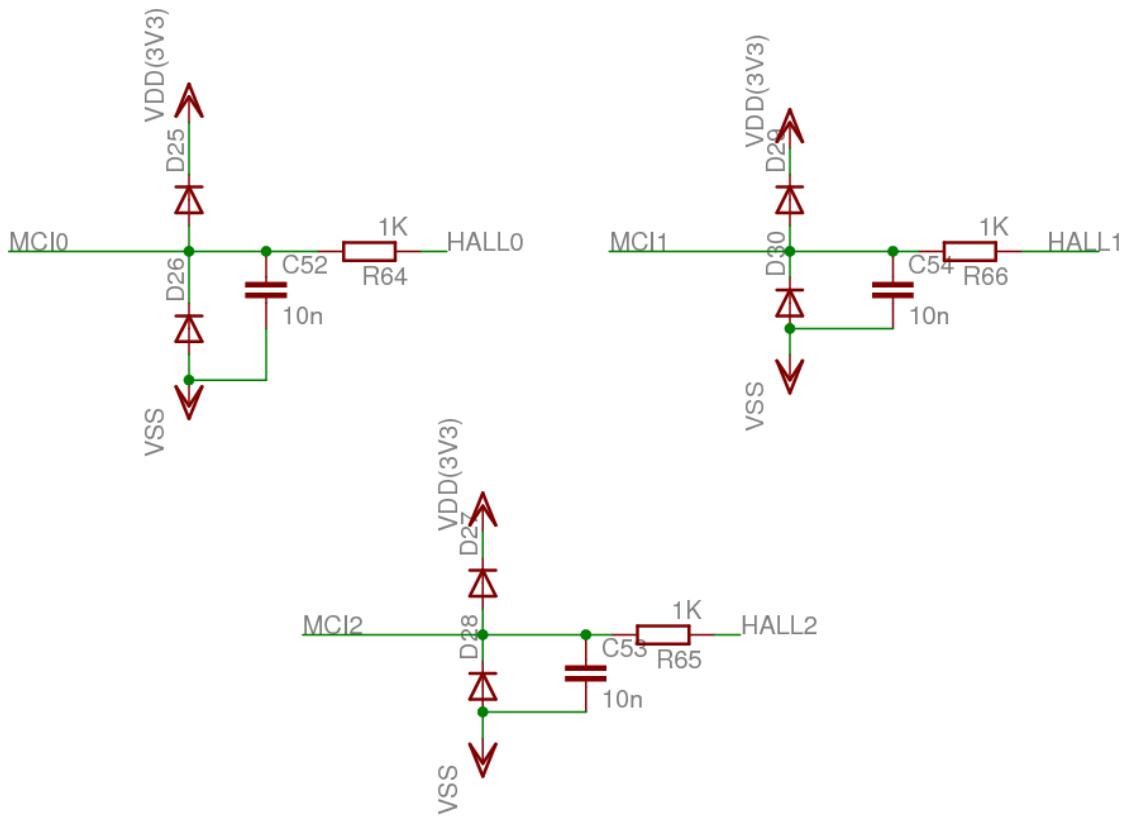


Figura 3.14: Entradas del sensor Hall.

que el de los drivers de los MOSFET, pero tiene un voltaje de salida de 5 V e incluye C 9 y D 21 para mejorar el rechazo a la ondulación. El voltaje VDD (5 V) se utiliza para algunas partes lógicas como la parte lógica del ADuM1230. La tensión VDD de 5V también alimenta al LM3940, que es un regulador de 5 V a US 3,3 V de tensión [17]. La salida del texttt LM3940 de 3,3 V se utiliza como fuente para el microcontrolador. Como se observa en la parte derecha de la figura 3.11 esta tensión es filtrada antes de utilizarse como tensión de referencia de 3,3 V para el convertidor AD del microcontrolador, o como una fuente para los sensores como el INA201 cuya salida alimenta al convertidor AD.

### 3.3.5. Fuente de tensión

La fuente de voltaje consta de tres baterías de plomo-ácido de 12 V cada una conectadas en serie. Son como las utilizadas en automóviles. La razón de esta selección se explica en el capítulo 2, sección 2.5.

### 3.3.6. Carga

Una resistencia de potencia, TE1000B1R0J de TYCO ELECTRONICS, fue adquirida para su uso como carga. La resistencia tiene un valor de  $1\Omega$  y puede manejar 1000W.[18]

### 3.3.7. Condensador de filtrado

Como se explicó con anterioridad, se va a necesitar un condensador para los dos modos de operación que tienen lugar en el funcionamiento del banco de pruebas, cuando la máquina de corriente continua se está empleando como motor y cuando lo hace como generador.

Vamos a calcular el condensador teniendo en cuenta la función que desempeña cuando la máquina CC actúa como generador debido a que estas condiciones son las más exigentes. La inducción de los cables entre la batería y el puente H no es tan grande y la resistencia interna de las baterías de plomo-ácido es muy baja. Si tenemos un condensador capaz de trabajar en el modo de generación, también funcionará en el modo de motor.

En primer lugar se calculará un condensador ( $c_1$ ) que sea capaz de rectificar la corriente que llega desde el puente H. Después de eso se calculará un nuevo condensador ( $c_2$ ) que evite introducir una corriente de alta frecuencia y amplitud en la batería, teniendo en cuenta para este calculo que la corriente proveniente del puente H será mas o menos constante debido al primer condensador calculado(  $c_1$ ).

En el diseño final se colocará un único condensador en paralelo con la batería. Este condensador será igual o mayor que la suma de  $c_1$  y  $c_2$  . En la figura 3.15 podemos ver una representación gráfica de esta explicación.

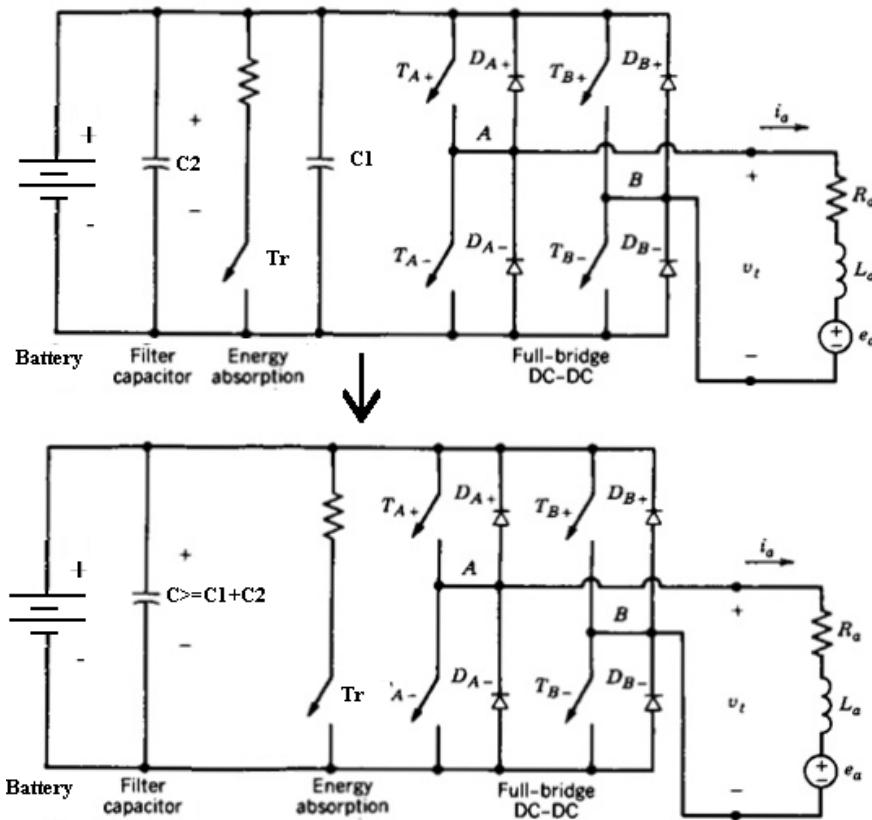


Figura 3.15: Circuito imaginario para conocer la posición de los condensadores  $C_1$  y  $C_2$  (arriba). Circuito con el condensador real (abajo).

Para hacer el cálculo de  $c_1$  se utilizará el circuito de la figura 3.16. Este circuito es una parte del circuito completo del sistema, y va desde la máquina CC hasta la entrada de la pierna con la resistencia de potencia. Además, sólo se pensará en un sentido de rotación ( $T_{B+}$  está apagado siempre y  $T_B$  está siempre encendido).

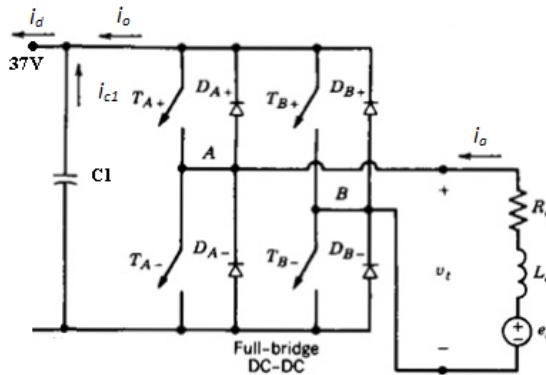


Figura 3.16: Parte del circuito para calcular  $C_1$ .

Tomaremos  $i_o$  como una onda completamente cuadrada. Además, el objetivo de  $C_1$  es conseguir que  $i_d$  sea el valor medio de la corriente de  $i_o$ . En la figura 3.17, se muestran diferentes formas de onda de las intensidades en distintos puntos.  $D_{TA+}$  es el Duty cycle del transistor  $T_{A+}$ .

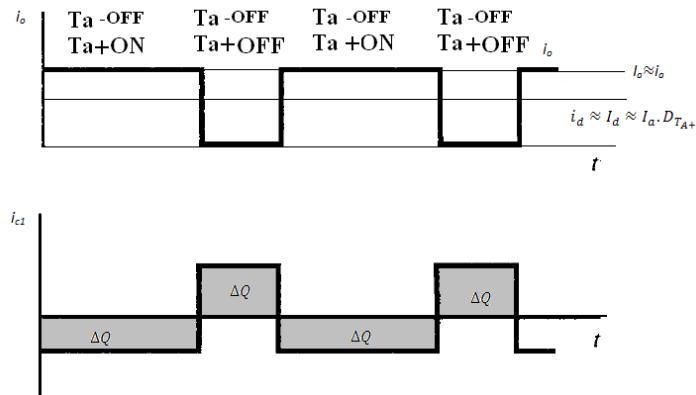


Figura 3.17: Diferentes formas de onda de las intensidades en distintos puntos para el cálculo de  $C_1$ .

$$i_{C_1} = C \cdot \frac{dV_0}{dt} = i_d - i_o \approx I_a D_{T_{A+}} - i_o \quad (3.5)$$

$$\Delta V_0 = \frac{1}{C_1} \cdot \int_{t_1}^{t_2} f(t) dt \quad (3.6)$$

Debido a las propiedades de los condensadores en circuitos de corriente continua, la corriente media en un condensador será nula. Por esta razón,  $\Delta Q$  es la misma en los dos ciclos de operación, por lo tanto no importa si hacemos el cálculo en un ciclo o en el otro.

$$\Delta V_0 = \frac{1}{C_1} \cdot \int_0^{t_{on}} f(t) dt = \Delta V_0 = \frac{1}{C_1} \cdot \int_{t_{on}}^{t_{on}+t_{off}} f(t) dt \quad (3.7)$$

$$\Delta V_0 \approx \frac{1}{C_1} \cdot (I_a - i_o) \cdot t_{on} \approx \frac{1}{C_1} \cdot (I_a - D \cdot I_a) \cdot t_{on_{T_{A+}}} = \frac{1}{C_1} \cdot (I_a - D \cdot I_a) \cdot D_{T_{A+}} \cdot T_s \quad (3.8)$$

$$\Delta V_0 \approx \frac{1}{C_1} \cdot (1 - D_{T_{A+}}) \cdot D_{T_{A+}} \cdot I_a \cdot T_s \quad (3.9)$$

Para ser más conservativos, el cálculo se realizará con el máximo de  $\Delta V_0$  posible. El Duty que maximiza  $\Delta V_0$  es  $D = 0,5$ . Acerca de la corriente máxima  $I_a$ , se puede pensar que estará cerca de 30 amperios como vimos en el capítulo teórico. Si aceptamos un  $\Delta V_0$  igual a 0,1 V, entonces la capacidad de  $c_1$  es la mostrada en la expresión 3.10.

$$C_1 = \frac{(1 - 0,5) \cdot 0,5 \cdot 30 \cdot 50 \cdot 10^{-6}}{0,1} = 3750 \mu F \quad (3.10)$$

El circuito equivalente para calcular el nuevo condensador  $c_2$  se muestra en la figura 3.18.

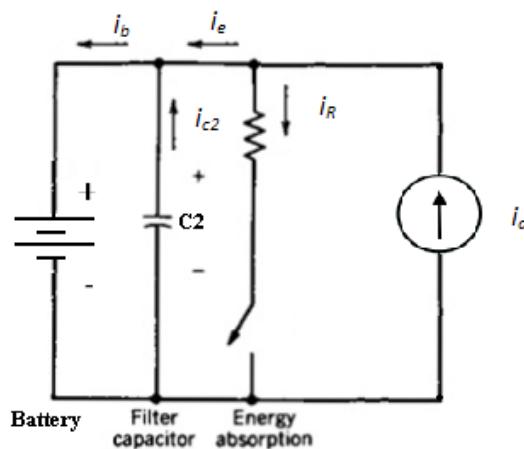


Figura 3.18: Parte del circuito para calcular  $C_2$ .

El valor seleccionado para la resistencia de potencia fue de  $1 \Omega$ . Como tenemos un transistor para controlar cuanta potencia se disipa en la resistencia, el valor de la resistencia ya no es tan importante, por lo que el criterio para seleccionar la resistencia fue principalmente económico. La corriente en la resistencia cuando  $t_r$  está encendido será la que se muestra a en la expresión 3.11.

$$I_R = \frac{V_{battery}}{R} = \frac{41}{1} = 41A \quad (3.11)$$

Sin embargo, la máxima potencia que la resistencia seleccionada es capaz de disipar es de 1000W. Por lo tanto, la máxima corriente media que la resistencia es capaz de soportar será menor de 41 A, ya que el Duty cycle del transistor que se encuentra en la pierna de la resistencia ( $D_R$ ) tendrá un valor máximo  $D_{R_{max}}$  que será inferior a la unidad.

$$P_R = R \cdot I_R^2 \quad (3.12)$$

$$I_{R_{MAX}} = \sqrt{\frac{P_{max}}{R}} = \sqrt{1000} = 31,6A \quad (3.13)$$

$$D_{R_{MAX}} = \frac{P_{max} \text{ in R}}{P_{\text{with } D=1}} = \frac{1000}{1 \cdot 41^2} = 0,593 \quad (3.14)$$

Sabiendo que en esta ocasión, el objetivo de  $c_2$  es conseguir un  $i_b$  igual al valor medio de  $i_e$ , y las propiedades de los condensadores en circuitos de corriente continua, se puede calcular un valor apropiado de  $c_2$  de la misma manera que se hizo con  $c_1$ . En la figura 3.19 se pueden observar las diferentes formas de oda que adopta la corriente en diferentes puntos.

$$i_e = i_a - i_R \quad (3.15)$$

$$I_b \approx i_b \approx I_d - I_R = I_e = (D_{TA+}I_a) - (D_R I_R) \quad (3.16)$$

$$i_{C_2} = C \cdot \frac{dV_0}{dt} = i_b - i_e \quad (3.17)$$

$$T_{R_{ON}} \Rightarrow i_{c2} = (D_{TA+}I_a) - (D_R \cdot 41A) - (D_{TA+}I_a) + 41A \quad (3.18)$$

$$T_{R_{OFF}} \Rightarrow i_{c2} = (D_{TA+}I_a) - (D_R \cdot 41A) - (D_{TA+}I_a) \quad (3.19)$$

$$T_{R_{OFF}} \Rightarrow i_{c2} = (D_{TA+}I_a) - (D_R \cdot 41A) - (D_{TA+}I_a) \quad (3.20)$$

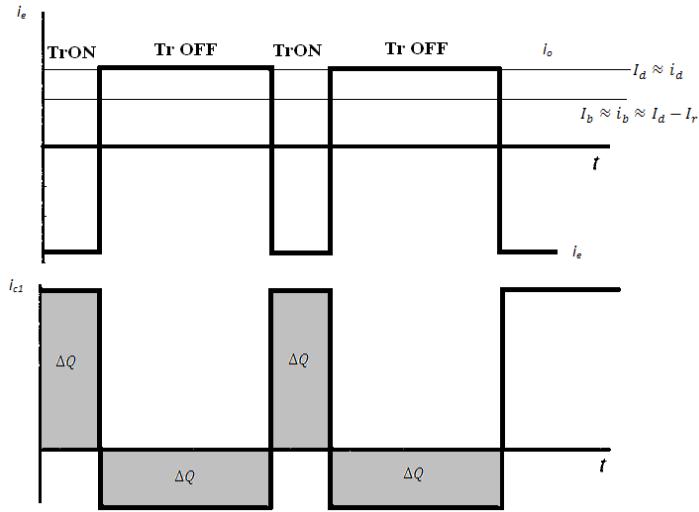


Figura 3.19: Diferentes formas de onda de las intensidades en distintos puntos para el cálculo de  $C_2$ .

$\Delta Q$  será la misma en los dos ciclos nuevamente.

$$\Delta V_0 = \frac{1}{C_2} \cdot \int_0^{t_{on}} f(t) dt = \Delta V_0 = \frac{1}{C_2} \cdot \int_{t_{on}}^{t_{on}+t_{off}} f(t) dt \quad (3.21)$$

$$\Delta V_0 \approx \frac{1}{C_2} \cdot D_{TA+} \cdot (I_a - (D_R \cdot 41A) - (D_{TA+} I_a) + 41A) T_S D_R \quad (3.22)$$

Teniendo en cuenta que  $\Delta V_0$  será máxima cuando  $D_R$  es igual a 0,5, e imponiendo una variación máxima de  $\Delta V_0$  de 0,1 V, se puede obtener el valor apropiado de  $C_2$ . Este valor se muestra en la expresión 3.23.

$$C_2 = \frac{(-D_R \cdot 41A + 41A) T_S D_R}{\Delta V_0} = \frac{(1 - 0,5) \cdot 0,5 \cdot 41 \cdot 50 \cdot 10^{-6}}{0,1} = 5125 \mu F \quad (3.23)$$

Una vez que se conoce el valor de los dos condensadores, el condensador que se colocará finalmente será igual o mayor a la suma de  $c_1$  y  $c_2$ .

$$C \geq C_1 + C_2 = 3750 \mu F + 4625 \mu F = 8875 \mu F \quad (3.24)$$

Para la construcción de este condensador, se colocarán 4 condensadores en paralelo de 2200 F *mu* cada uno. El límite de tensión de los condensadores será de 63 V.

### 3.3.8. Disipador de calor

A continuación se va a calcular el disipador de calor para el elemento más importante del puente H, el MOSFET de potencia. Los valores de resistencia térmica que se obtienen de la hoja de características del MOSFET empleado en el segundo diseño [12] son los siguientes:

$$R_{\theta jc} = 0,65 \quad (3.25)$$

$$R_{\theta es} = 0,5 \quad (3.26)$$

$$R_{\theta jA} = 62 \quad (3.27)$$

$$R_{\theta jA} = 40(PCBmount) \quad (3.28)$$

Para el cálculo del tipo de disipador de calor que se necesita en el diseño final, es necesario saber los valores máximos de corriente y tensión en el circuito. El nivel de tensión se estableció en 41 V. Acerca de la corriente, se explicó que los valores esperados en régimen estacionario se encontrarían entre los 0 y 30 amperios para controlar la velocidad del motor. Sin embargo, sobretodo en los tests iniciales, el control experimental de corriente podría no ser del todo perfecto y es factible encontrar situaciones en las que la corriente será más grande, aunque sean situaciones transitorias.

Si el control es incorrecto, la peor situación se produciría cuando el motor de combustión está girando a una gran velocidad, y se intenta frenar de manera muy fuerte, con Duty cycle muy grande en los transistores de la parte baja y muy pequeño en la parte alta. En esta situación, la corriente sería lo más grande posible para obtener el mayor par de frenado.

Por ejemplo, para 7000rpm, la fuerza electromotriz  $V_{EMF}$  sería 38,85 V ( $V_{EMF} = 733rad/s, 0,053\frac{V}{rad/s}$ ). Si tenemos el Duty máximo de 0,01 en los transistores de la parte alta, en la parte baja el Duty será de 0,99. Es posible conocer la corriente en estado estacionario si el motor fuese capaz de mantener esta velocidad el tiempo suficiente. Esta situación no es posible porque cuando la corriente es mayor que 30 A, el tipo de MACI que se quiere analizar debería frenar ya que esa corriente supone un par de frenado elevado para este tipo de motores. Por lo tanto  $V_{EMF}$  disminuiría su valor y la corriente no podría alcanzar valores muy altos.

Pero tomando una actitud conservadora en cuanto al diseño, se va a calcular el disipador de calor para corrientes como las que se obtendrían si el motor pudiese mantener esas altas velocidades aun cuando el par de frenado se hiciese enormemente grande. La razón para hacerlo de este modo es que el ajuste del control PID va a ser experimental, y

podríamos tener un control realmente malo en las primeras pruebas, donde no se sabe con exactitud que constantes poner en el control.

De acuerdo con la sección "Como disipar energía" que se vio en el capítulo teórico, la corriente en la bobina del motor en esta situación se calcularía según la ecuación 3.29 para el estado de estacionario.

$$I = \frac{V_{EMF} - 41DC_{High-side}}{R_{Motor} + R_{ON_{Transistor}}} = \frac{38,85 - (41 \cdot 0,01)}{0,14 + 2 \cdot 0,0042} = 259A(I_{max}) \quad (3.29)$$

En el diseño final explicado con anterioridad, cada interruptor está compuesto por dos transistores en paralelo. Esto significa que se repartirá la corriente entre ambos y por lo tanto se tendrá 130 A en cada transistor para esta situación hipotética, que como se ha explicado, está lejos de la realidad. Ahora se comprobará si se necesita un disipador de calor cuando necesitamos manejar intensidades de ese tipo. En primer lugar, se necesita conocer la disipación de potencia que se produce en el transistor en su funcionamiento normal. Para ello se necesitarán conocer las pérdidas en la conmutación ( $P_s$ ), y también en su estado de ON ( $P_a$ ).

$$P_s = P_{son} + P_{soff} \quad (3.30)$$

$$P_s = P_{son} + P_{soff} \quad (3.31)$$

$$P_{son} = \frac{1}{2} \cdot V_{change\ off\ to\ on} \cdot I_{change\ off\ to\ on} \cdot \frac{t_{change\ off\ to\ on}}{T_S} \quad (3.32)$$

$$P_{soff} = \frac{1}{2} \cdot V_{change\ on\ to\ off} \cdot I_{change\ on\ to\ off} \cdot \frac{t_{change\ on\ to\ off}}{T_S} \quad (3.33)$$

$$V_{change\ off\ to\ on} \approx V_{change\ on\ to\ off} \approx 37V \quad (3.34)$$

$$I_{change\ off\ to\ on} \approx I_{change\ on\ to\ off} \approx 135A \quad (3.35)$$

$$P_{son} \approx P_{soff} = 41 \cdot 135 \cdot \frac{77 \cdot 10^{-9}}{50 \cdot 10^{-6}} = 8,52W \quad (3.36)$$

$$P_{on} = V_{ON} I_{ON} \cdot \frac{t_{on}}{T_S} = R_{on} I_{on}^2 \cdot \frac{t_{on}}{T_S} = 4,2 \cdot 10 - 3 \cdot 135^2 = 76,5W \quad (3.37)$$

$$P_{tot} = 8,52 + 76,5 = 84,37W \quad (3.38)$$

Conociendo este valor de disipación de potencia, y la temperatura máxima en la unión (175C), se puede saber si es necesario poner un disipador de calor.

$$T_j = P_{tot} \cdot R_\theta + T_{ambient} \leq T_{jmax} = 175 \quad (3.39)$$

$$R_\theta \leq \frac{T_{jmax} - T_{ambient}}{P_{tot}} = \frac{175 - 30}{84,37} = 1,78 \quad (3.40)$$

$$R_{\theta jc} + R_{\theta cs} + R_{\theta sA} \leq 1,78 \quad (3.41)$$

$$R_{\theta sA} \leq 0,64 \quad (3.42)$$

Por lo tanto, sí se necesitará un disipador de calor y su valor de resistencia térmica deberá de situarse cerca de la  $R_{\theta sA}$  aunque no es estrictamente necesario obtener un valor de resistencia tan pequeño debido a que el cálculo es muy conservador. El disipador de calor elegido es el SA Marston150 NC de 200 mm con  $R_{\theta sA} = 0,65$ .

### 3.3.9. Redes Snubber

Una vez que se completó el modelo para la simulación del diseño en Pspice, se hicieron una serie de pruebas para conocer el comportamiento del circuito. Con estas simulaciones se pudo comprender el gran problema que suponía no poner algún circuito de protección o redes snubber. Teniendo una inducción parásita de sólo 20 nF entre el condensador de  $8,800\mu H$  y el puente H, se obtenían picos de tensión muy grandes y peligrosos para el transistor debido a que su nivel de tensión máxima era superado con estos picos. En la figura 3.20 se puede observar como es la tensión en los terminales del transistor sin ningún tipo de red snubber.



Figura 3.20: Tensión en el transistor debido a la conmutación del mismo sin redes snubber en el circuito.

Si se coloca una red snubber de apagado en cada transistor tal y como se vio en el capítulo teórico, los valores del condensador y de la resistencia de dicha red serían los mostrados en la expresión 3.43 y 3.44.

$$C = \frac{I_L t_f}{2V_D} = \frac{30 \cdot 117 \cdot 10^{-9}}{2 \cdot 36} = 48,75nF \approx 50nF \quad (3.43)$$

$$t_{ON} \geq 5RC \rightarrow If \ t_{ON_{max}} = 2\mu s \rightarrow R \leq 8\Omega \quad (3.44)$$

El diodo que se colocó en esta simulación para las diferentes redes snubber de apagado fue un diodo ultra-rápido.

En el Apéndice C se puede ver cómo es el modelo incluyendo esta red snubber, y también con la red snubber de sobretensión que se discutirá próximamente.

Acerca de los resultados obtenidos con la red snubber de apagado, se pueden resaltar dos resultados principales. Por un lado, la disipación de potencia debido a la conmutación es menor con esta red snubber que sin ella. En la figura 3.21 y 3.22 podemos ver la diferencia. Por la misma situación, la disipación de potencia en el transistor es menor si la red snubber de apagado es incluida. Esto se debe a que la resistencia de la red disipa la energía que anteriormente se disipaba en el transistor.

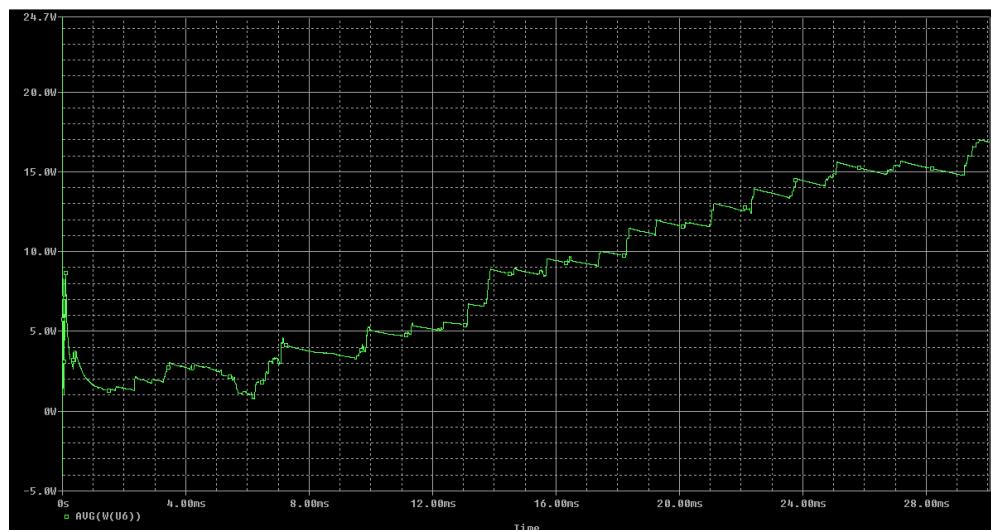


Figura 3.21: Potencia media en el transistor sin redes snubber de apagado.

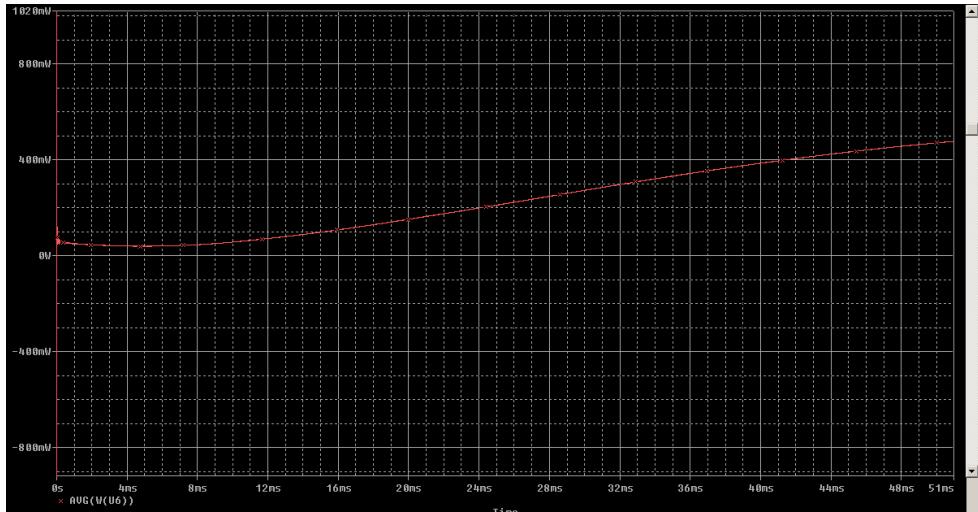


Figura 3.22: Potencia media en el transistor con redes snubber de apagado.

Pero por otro lado, se ha comprobado que la red snubber de apagado incrementa los picos de corriente a la hora del encendido del transistor de manera importante. En las figuras 3.23 y 3.24 se puede observar la comparación entre tener y no tener la red snubber de apagado.

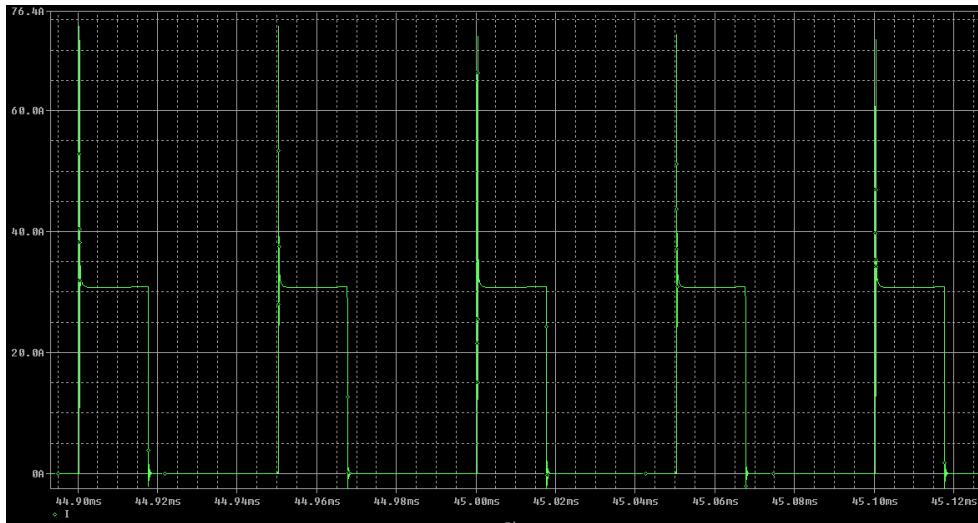
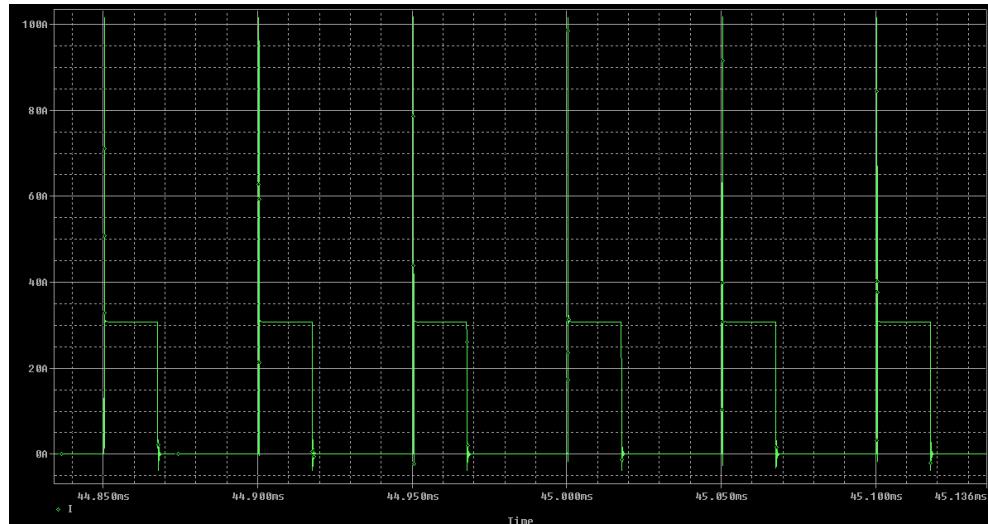


Figura 3.23: Corriente en el transistor debido a la conmutación sin redes snubber de apagado.



*Figura 3.24: Corriente en el transistor debido a la conmutación con redes snubber de apagado.*

Esto significa que la corriente inversa de saturación de los diodos no es la razón del incremento de la corriente observada en los transistores cuando éstos se encienden, porque son más altas que cuando no se implementaron redes snubber de apagado en la simulación.

El problema se debe a que la red snubber de apagado introduce un nuevo camino para la corriente cuando el transistor queda apagado mientras se está cargando el condensador de la propia red. Por esta razón, el encendido del otro transistor que hay en la misma pata tendrá una corriente extra procedente de la red snubber del transistor que se ha apagado. Además, esta corriente extra aparece en un momento muy inapropiado, porque el encendido del transistor ya tiene picos de corriente de por sí debido a la corriente inversa de saturación de los diodos en antiparalelo del transistor que ha quedado apagado. En la figura 3.25 se puede observar el sentido de la corriente cuando el transistor de la parte alta se apaga y el de la parte baja se apaga.

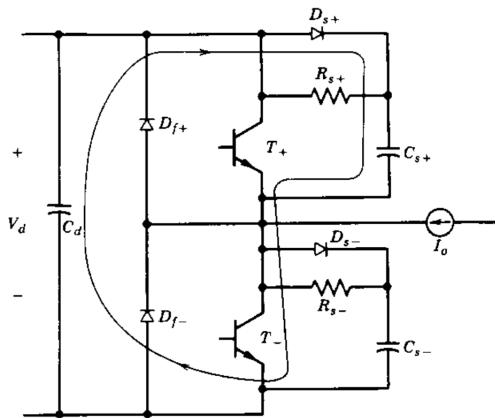


Figura 3.25: Sentido de la corriente cuando el transistor de la parte alta se apaga y el de la parte baja se apaga.

Además, los peligrosos picos de tensión entre los terminales del transistor siguen estando presentes de la misma forma que sin la red snubber de apagado. El problema de la disipación de potencia no es realmente muy importante en nuestro diseño debido a que con la colocación del dissipador de calor, debería estar resuelto. Además, esta red snubber agranda los picos de intensidad a la hora del encendido de los transistores, aspecto muy negativo. Por todas estas razones finalmente se decidió no colocar las redes snubber de apagado en el diseño final.

Para resolver el problema de sobretensión se puede intentar plantear la colocación de redes snubber de sobretensión, explicadas en el capítulo teórico. El problema es que no se sabe con exactitud cómo es la inductancia parásita del circuito entre el condensador de  $8800\mu F$  y los transistores del puente H.

Por ello, se realizó un proceso inverso para calcular los componentes de la red snubber de sobretensión. Como había condensadores electrolíticos de  $2200 \mu F$  disponibles para la realización del proyecto, la idea fue calcular que inductancia parásita que podría ser soportada por una red snubber de sobretensión con ese condensador. Con la fórmula 2.7, que se explicó en la sección de estado del arte, introduciendo un límite de 0,1 V en la variación máxima de tensión en el condensador de la red y considerando una corriente de 30 A, se puede conocer la inducción máxima que se puede soportar sin obtener grandes picos de tensión. Este cálculo se muestra en la expresión 3.45 y 3.46.

$$\frac{C_{OV}\Delta V_{CE,MAX}}{2} = \frac{L_\sigma I_{L_\sigma}^2}{2} \quad (3.45)$$

$$\frac{2200\mu F \cdot 0,1^2}{2} = \frac{L_\sigma \cdot 30^2}{2} \rightarrow L_\sigma = 24,4nF \quad (3.46)$$

Teniendo en cuenta que el único elemento que crea inducción en esta parte del puente será el sensor de corriente (2x5nF encada pierna) y el conductor, la inducción total tendrá una inductancia menor que 24,4 nF. Por otro lado, si se aceptasen picos de tensión más grandes que no pongan el peligro a los transistores, este condensador es más que suficiente. El pico máximo de tensión no debe alcanzar los 60 V, límite de los MOSFET de potencia. Además, se puede colocar un pequeño condensador de cerámica en paralelo con el electrolítico de la red snubber de sobretensión para obtener una respuesta más rápida.

En cuanto a los demás elementos de la red, se necesitará un diodo ultra rápido, y la misma resistencia que se calculó para la red snubber de apagado. Simulando el nuevo sistema con la red snubber de sobretensión, se obtienen resultados muy buenos si nos fijamos en la tensión resultante en los MOSFETs.

Los picos de tensión han disminuido enormemente. Además, los picos de corriente no se han visto perjudicados tras colocar la red snubber de sobretensión. En la figura 3.26 se puede observar la tensión entre el drenaje y la fuente de un transistor que está siendo conmutado. La diferencia con la figura 3.20 en la que no se tenía ninguna red snubber es bastante grande atendiendo a los picos de tensión.



*Figura 3.26: Tensión sobre los terminales del transistor tras colocar la red snubber de sobretensión.*

Acerca de los picos de corriente, tal vez se podrían disminuir con una red snubber de encendido. La razón de tener estos picos de corriente es la corriente inversa de saturación de todos los diodos del sistema. Pero poner esta red snubber puede acarrear problemas, es decir, supondría añadir más inducciones al circuito y tal vez no es buena idea porque el circuito ya tiene inducciones parásitas. Poner más inducciones podría ocasionar problemas como incrementar los picos de tensión, los cuales son mucho más peligrosos que los picos de corriente.

El condensador electrolítico que se escogió para implementar la red snubber de sobretensión en el diseño final es similar al tipo de condensador que se empleó para realizar el gran condensador de filtrado de  $8800 \mu F$ . Como hemos indicado, su capacidad es de  $2200 \mu F$  y su límite de tensión es de 63V.

Sobre el diodo de la red snubber, tiene que ser un diodo ultra-rápido. Se seleccionó el diodo STTHH10RFP, que es capaz de mantener altas corrientes con un tiempo de recuperación inverso pequeño.

En cuanto a las necesidades de disipación de potencia en la resistencia de las necesidades, sabemos por el capítulo de estado del arte que la disipación de energía en esta resistencia de la red snubber de sobretensión es del mismo orden que en la resistencia de la red snubber de apagado que finalmente no fue implementada en el diseño final. En la expresión 3.47 y 3.48 se muestra el cálculo de este valor.

$$\frac{1}{2} \cdot C_{S_{turn-off}} \cdot V_{S_{turn-off} \text{ capacitor}} = \frac{1}{2} \cdot 50 \cdot 10^9 \cdot 41^2 = 4,2025 \cdot 10^5 \rightarrow P = \frac{E}{t} \quad (3.47)$$

$$\frac{E}{t} = \frac{E}{R_{OV} \cdot C} = \frac{4,2025 \cdot 10^5}{4 \cdot 10^{-6}} = 10W \rightarrow P_{AVG} = 10W \cdot \frac{t_{discharge}}{t_{cycle}} = 10 \cdot \frac{4 \cdot 10^6}{50 \cdot 10^6} = 0,8W \quad (3.48)$$

Se escogió una resistencia de  $8,2 \Omega$  con una disipación de potencia máxima admisible de 3 W (ER748R2JT) como resistencia de la red snubber de sobretensión.

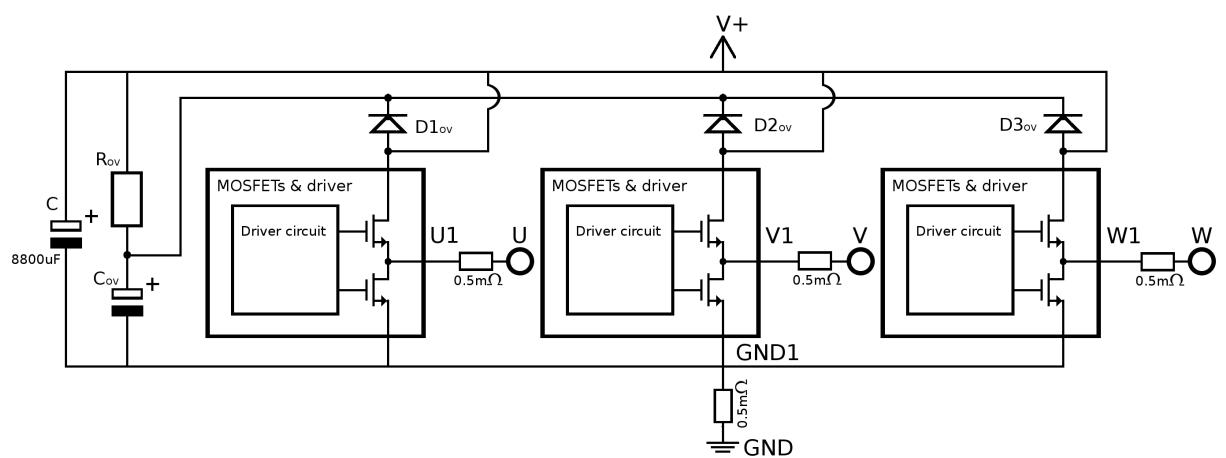


Figura 3.27: Descripción del convertidor con redes snubber y condensador de filtrado añadido.



---

# CAPÍTULO 4

---

## Resultados

### 4.1. La placa

#### 4.1.1. Ensamblado



*Figura 4.1: Vista inferior de la placa del convertidor.*

El proceso de construcción de la placa tomó un tiempo considerable ya que tuvo que ser soldada a mano y el número de partes que la componían era cercano a las 300, la mayoría de ellas montadas en superficie. En las figuras 4.1, 4.2 and 4.3 se puede observar el aspecto final de la placa. En la figura 4.1 se muestra la cara "bottom" de la placa donde

los MOSFETs de tres patas del puente son claramente visibles en la parte de arriba.

En la figura 4.2 se muestra la cara "top" de la placa, donde, por ejemplo, pueden observarse los condensadores de filtrado y el microcontrolador. La placa ha sido montada sobre un disipador de calor, el cual, ha sido montado en la tapa modificada de una caja de metal. De esta forma la placa y todos sus componentes terminarán en el interior de la caja metálica y el disipador de calor en el exterior.

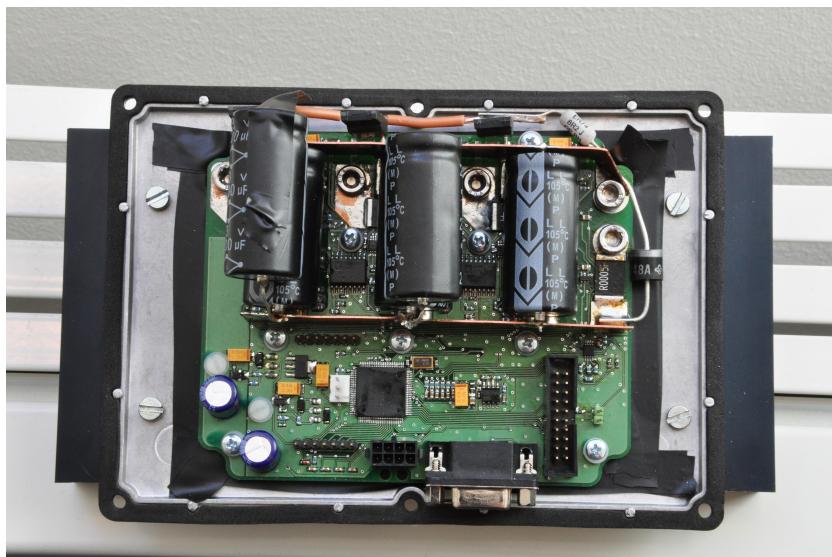
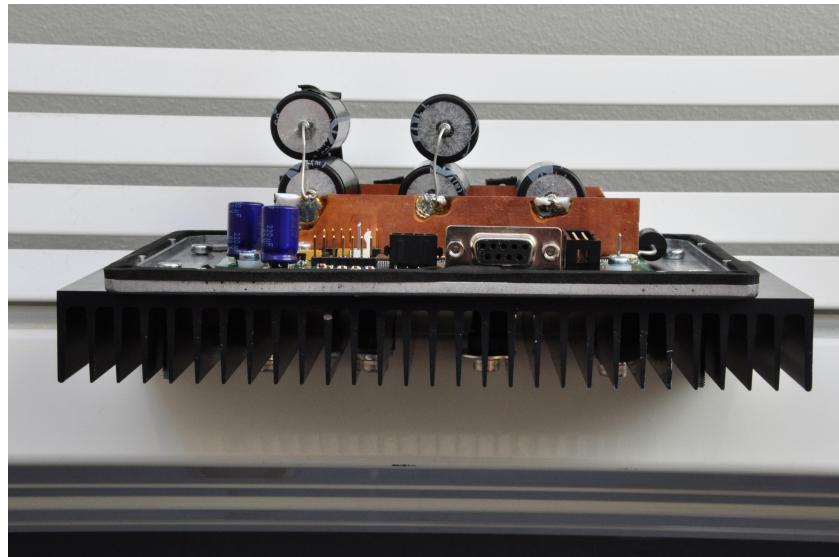


Figura 4.2: Vista de la cara Top de la placa montada sobre el disipador de calor junto con la tapa de la caja.

En la figura 4.4 se muestra la vista frontal. Como hemos visto, la caja tiene dos interruptores, uno para conectar la alimentación para el microcontrolador y partes lógicas y el otro para conectar la alimentación de los drivers de los MOSFETs del puente H. De esta forma, fácilmente se puede apagar el puente que está controlando el motor, pero seguir siendo capaz de comunicar con el microcontrolador. También es visible en la misma figura las conexiones de alimentación para los drivers de los MOSFETs 12 – 48V (extremo izdo.) y la conexión de alimentación 5 – 48V para el microcontrolador y las otras partes lógicas (parte derecha). La razón por la que hay sólo una única conexión GND es que esta conexión es usada como una tierra separada para el microcontrolador y las partes lógicas mientras que la alimentación de los drivers comparten la misma tierra que la fuente normal de voltaje conectada sobre el puente, en este caso las baterías.



*Figura 4.3: Vista del extremo de la placa montada sobre el disipador de calor junto con la tapa de la caja.*

En la figura 4.5 muestra una vista de un lado de la caja. Las conexiones visibles son la salida del VDD (5V) y la conexión desde el exterior del EINT1 del microcontrolador. Estas dos conexiones son usadas por el sensor óptico colocado para medir la velocidad. La conexión VDD actúa como una fuente para el sensor óptico y el EINT1 está conectado a la salida del sensor. La tierra de los sensores de velocidad tiene que ser conectada, por otra parte, a la misma conexión de tierra que el microcontrolador, la conexión GND vista en la figura 4.4.

Las conexiones de la parte del puente de la placa están en la parte superior del disipador del calor como se puede ver en la figura 4.6 y en la figura 4.7.

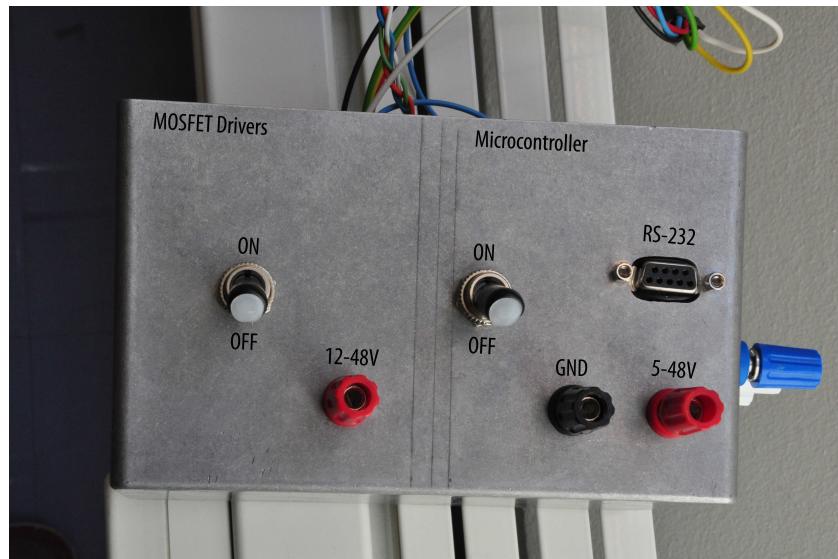


Figura 4.4: Vista frontal de la caja para la placa del convertidor, que muestra las conexiones de alimentación y de interruptores para encender el microcontrolador y el puente (ON/OFF).

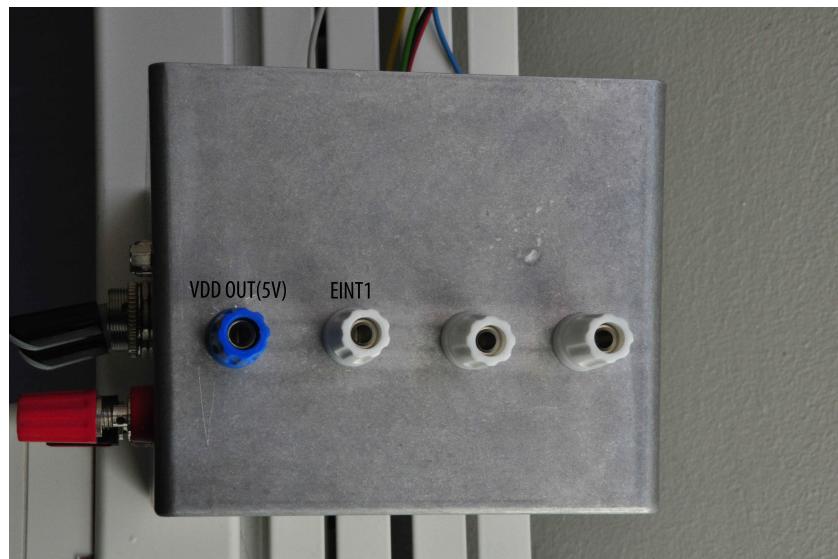


Figura 4.5: Vista lateral de la caja de la placa del convertidor, que muestra las conexiones para el sensor de velocidad y la salida VDD.



Figura 4.6: Vista de las conexiones del puente.

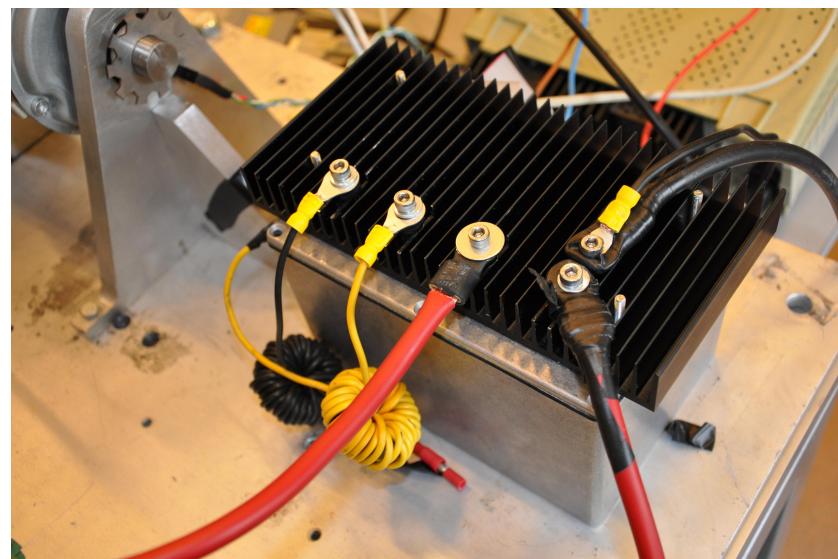


Figura 4.7: Cables conectados al puente.

### 4.1.2. Pruebas

Todo fue soldado sobre la placa y tras ello comenzó el proceso de prueba.

#### PWM problema de señal

La primera parte que fue testeada fue la funcionalidad PWM de la placa para asegurar que la señal PWM pasaba a través de los drivers y alcanzaba las salidas U, V y W del puente. Desde el principio aparecieron problemas en este punto. Únicamente el canal W tenía una buena salida y los otros dos canales U y V tenían una señal distorsionada en la salida. Después de una intensiva búsqueda del problema, midiendo la señal desde diferentes puntos en la placa en su camino hasta la salida, se encontró que la distorsión era añadida en algún lugar cercano a la salida. Analizando el circuito, la fuente del problema fue descubierta. Aunque no se ha mencionado anteriormente, la placa incluye también un convertidor de alta velocidad sigma-delta para conseguir alta velocidad de conversión AD, para realizar mediciones más rápidas de las corrientes a las salidas de las patas U y V del convertidor. El esquemático se puede encontrar en el Apéndice D. Mientras se construía la placa estas partes fueron incluidas incluso sin intención de ser usadas, sin embargo, durante los test los problemas descritos anteriormente fueron detectados y la fuente fue encontrada después de una búsqueda intensiva y resultó ser el circuito de alta velocidad AD. La razón exacta del problema no fue encontrada pero partiendo de que la utilización de ese circuito no estaba prevista, la decisión fue eliminar algunas partes con el propósito de inhabilitarlo. Esto se realizó principalmente para ahorrar tiempo y no quedarse estancado en algo que no iba a tener un efecto en la aplicación.

#### Problema de medición de tensión

Probando el circuito de medida de voltaje se apreció que las modificaciones realizadas no eran suficientes y que el circuito no era capaz de medir voltajes por encima de 36V. Esto era debido a que cuando las modificaciones fueron realizadas no se tomó en consideración el hecho de que el LM358D amplificador operacional LM358D se saturaría no siendo capaz de utilizarse en el rango de tensiones de 0V a 3,3V. Esto quería decir que el amplificador operacional se saturaría mucho antes con una entrada de 41V, la cual es necesaria medir. Considerando esto y ya que todo estaba ya montado una solución fácil era necesaria para este problema. La mejor solución encontrada fue soldar una resistencia extra  $56k\Omega$  en paralelo con la resistencia existente  $56k\Omega$  (R36) como se puede observar en la figura 4.8. Esto crea una resistencia combinada de  $28k\Omega$  en lugar de la de  $56k\Omega$  anterior, lo que resulta en un voltaje menor a medir entrando en la entrada positiva del amplificador operacional y, de esta forma, un más amplio rango puede medirse antes de que el amplificador se sature. Sin embargo, esto también significa que la precisión en la medición se reduce ya que pequeños cambios en el voltaje a medir serán incluso más pequeños en la entrada que antes. Pero ésta es una modificación necesaria ya que existe la necesidad de medir voltajes de 41V y superiores.

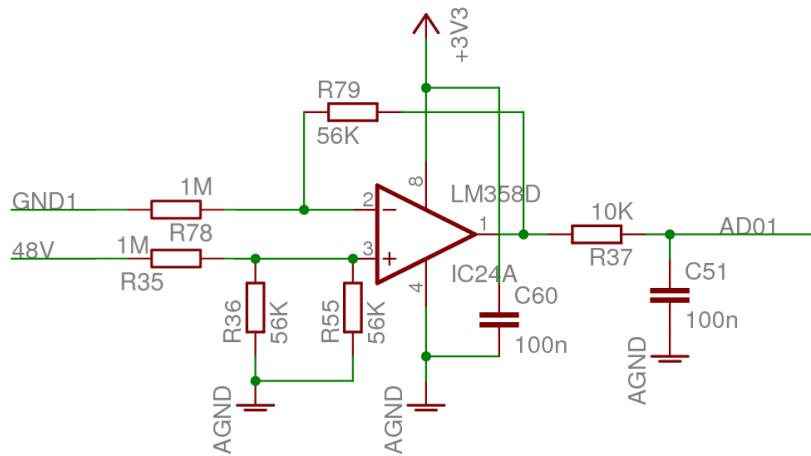


Figura 4.8: Modificaciones en la medición de voltaje.

### Problema con el sensor de velocidad

La medición de velocidad no debería haber sido un problema, pero probando el arranque del motor se apreció que el sensor óptico instalado estaba roto y que tenía que ser reemplazado. Por suerte, se encontró un nuevo sensor y el pequeño circuito necesario para su funcionamiento se puede ver en la figura 4.9. El sensor instalado en el banco de pruebas puede observarse en la figura 4.10.

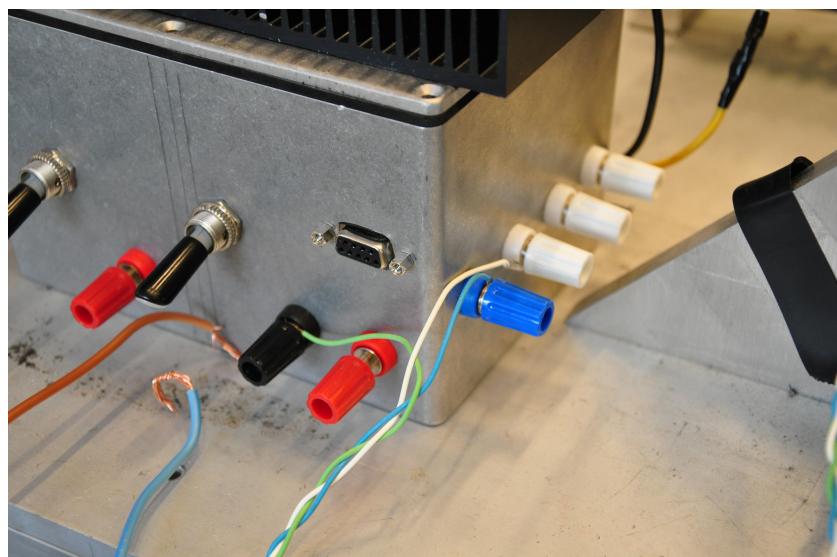


Figura 4.11: La conexión del sensor de velocidad a la caja.

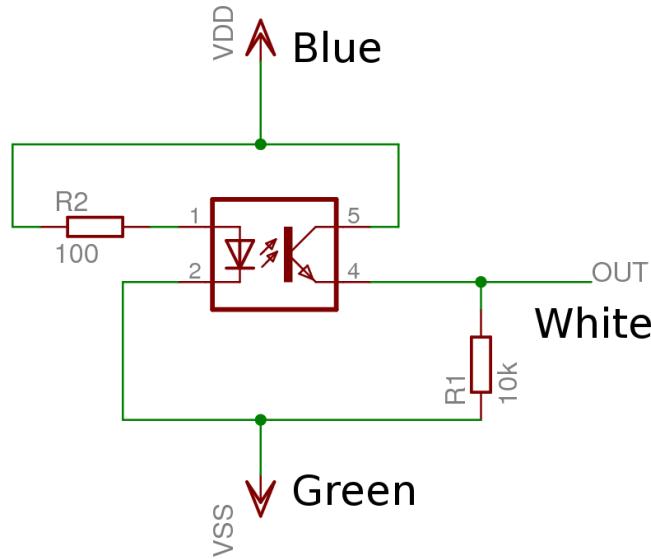


Figura 4.9: Circuito del sensor óptico para medición de velocidad.

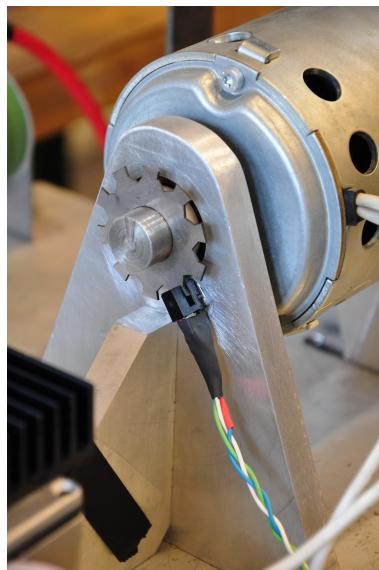


Figura 4.10: Sensor de velocidad instalado en el banco de pruebas.

## 4.2. El banco de pruebas

### 4.2.1. Ensamblado

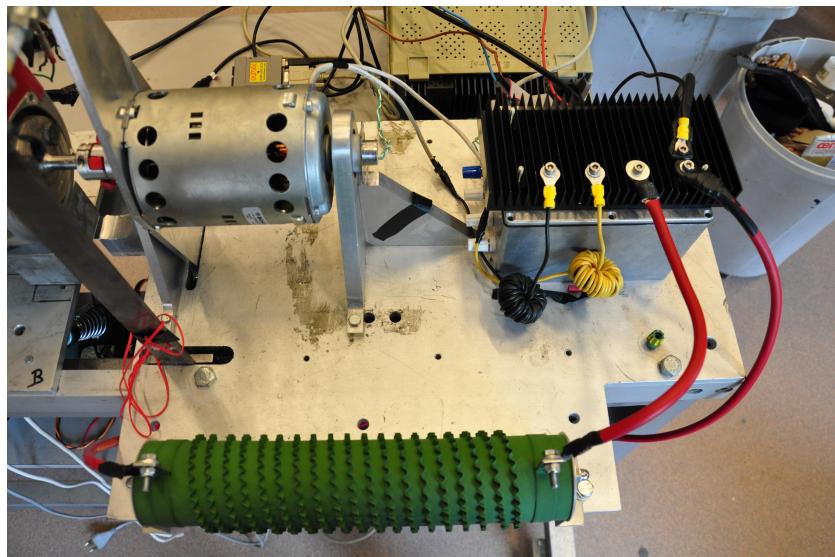
En primer lugar, las tres baterías de 12V fueron conectadas en serie para proveer la tensión correcta. También se instaló una apertura de circuito para que las baterías

pudiesen ser desconectadas sin tener que sacar el conector de los terminales de las mismas. Esta instalación se puede observar en la figura 4.12.



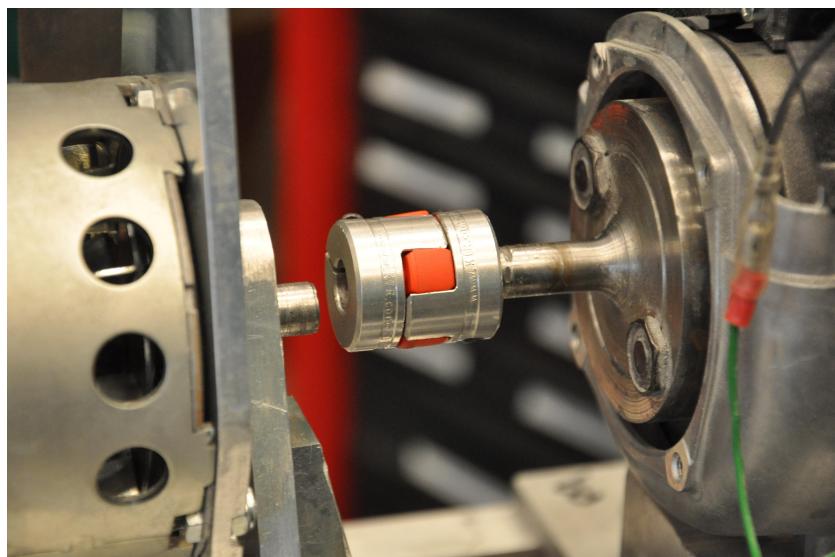
*Figura 4.12: Baterías conectadas juntas en serie y con la apertura de circuito instalada.*

La carga, el motor CC y las baterías fueron conectadas al puente como se ve en las figuras 4.13 y 4.7.



*Figura 4.13: Bunco de probes.*

El motor de combustión interna se conecta al motor CC a través de una junta especial. Esto se puede observar en las figuras 4.14 y 4.15.



*Figura 4.14: La junta entre el motor CC y el motor de combustión interna.*

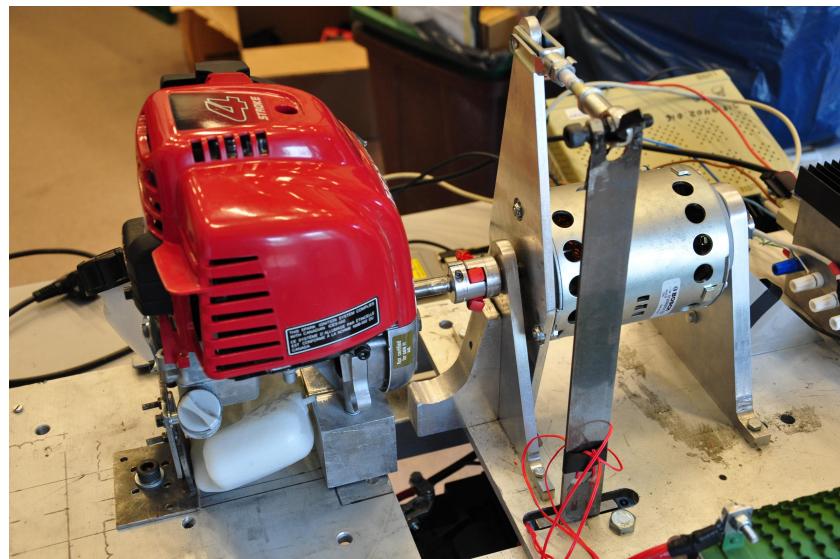


Figura 4.15: El motor CC conectado al motor de combustión interna.

En las figuras 4.16 y 4.17 se puede observar la versión completa del banco de pruebas.

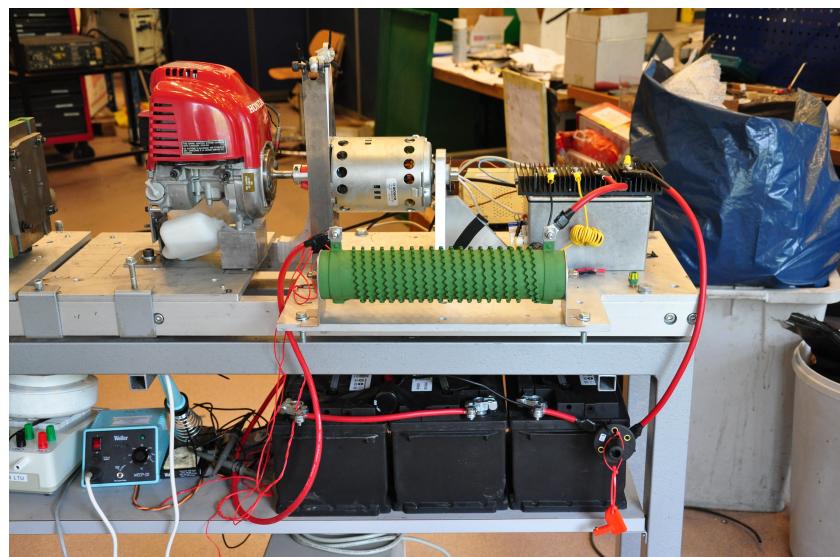


Figura 4.16: Parte trasera del banco de pruebas.



*Figura 4.17: Parte frontal del banco de pruebas.*

#### 4.2.2. Pruebas

Para las pruebas del banco la tensión de los drivers de los MOSFETs de la placa y la tensión del microcontrolador se obtenía de dos fuentes separadas. Esto se realizó con el propósito de no tener distorsiones desde la parte motor del circuito a la parte de control y también para limitar la corriente en caso de que algo no funcione correctamente. El motor se alimentó a través de las baterías. El software LabVIEW no se usó para los test, ya que se quería tener un mayor control y el software escrito en LabVIEW no había sido modificado para nuestro hardware. Sin embargo, cualquier ordenador con un programa terminal serie por ejemplo, Hyperterm para Windows® podía ser usado. Lo que se usó fue un portátil usando un programa terminal llamado Realterm, esto se hizo ya que este portátil contaba con el software necesario para compilar el código y programar el microcontrolador. La instalación completa se puede observar en la figura 4.18. El principal test que se realizó consistió en el intento de arranque del motor de combustión interna con el motor CC y para probar si el motor CC era capaz de regular la velocidad del motor de combustión interna incluso si el mismo estaba tratando de acelerar. El motor de combustión arrancó sin ningún problema y el motor CC era capaz de mantener la velocidad deseada incluso con el motor de combustión acelerando. El motor CC era lo suficientemente fuerte como para parar el motor de combustión interna si estaba tratando de acelerar demasiado. De la misma forma, se realizaron mediciones en la conexión desde el puente hasta el motor CC y comparando estas mediciones con las obtenidas en las simulaciones previas, se pudo comprobar que eran bastante semejantes. En la figura 4.19 se facilita una imagen de una de las mediciones y en la figura 4.20 la versión simulada.

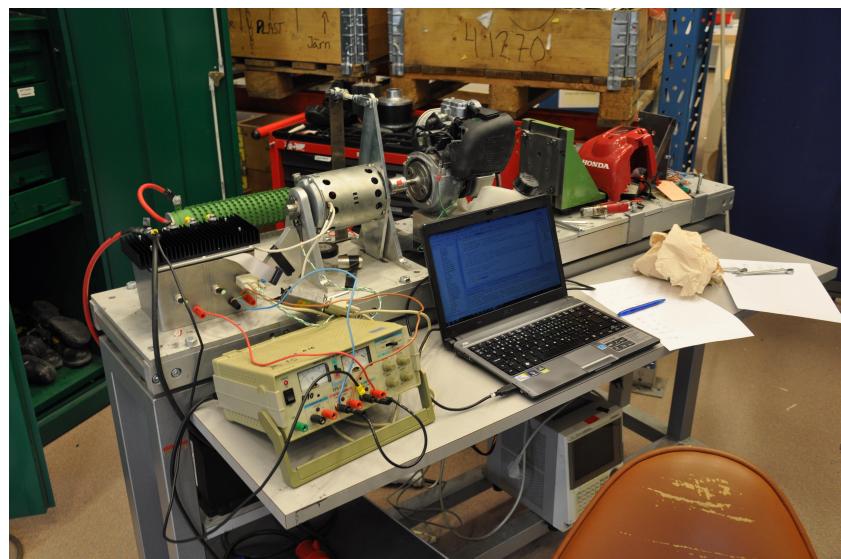


Figura 4.18: El banco de pruebas.

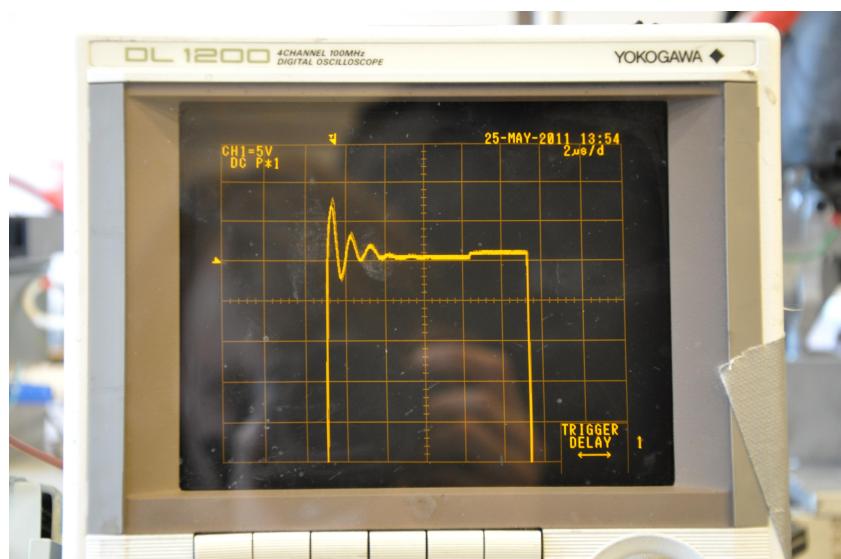


Figura 4.19: Señal a la salida de una de las conexiones desde el Puente hasta el motor CC.

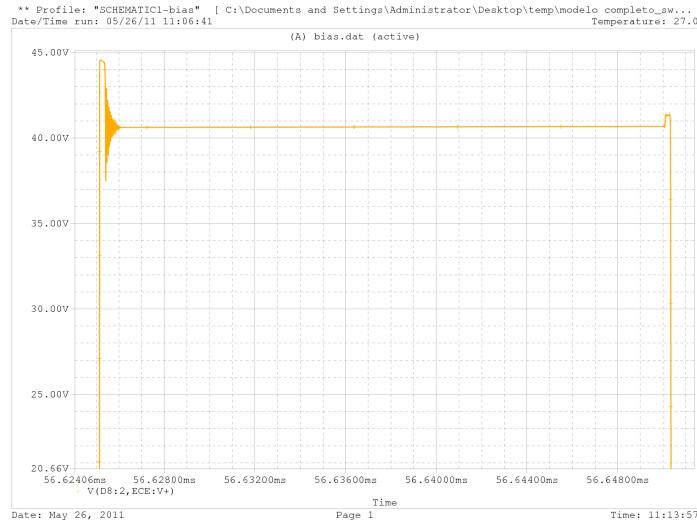


Figura 4.20: Señal simulada en la salida de una de las conexiones desde el Puente al motor CC.

## Problema

Durante los primeros tests se utilizó una velocidad baja, 1500RPM, y no hubo ningún problema. Cuando la velocidad a mantener era aumentada a 1800RPM y el motor de combustión interna trataba de acelerar, la junta entre los dos motores se dañó. Esta junta no era lo suficientemente fuerte para soportar las fuerzas o las vibraciones a las que se le expuso. En la figura 4.21 los daños sufridos en la junta son apreciables. La goma situada entre las partes metálicas de la junta se calentó en exceso y se derritió un poco.

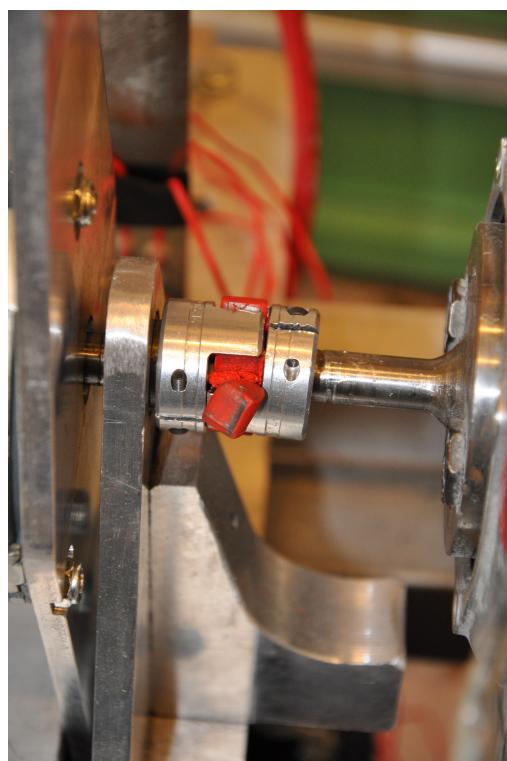


Figura 4.21: Junta dañada entre el motor CC y el motor de combustión interna.



---

## CAPÍTULO 5

---

### Conclusión

Una vez finalizada la tarea, se ha de valorar si el objeto inicial ha sido cumplido. El alcance del trabajo requerían el desarrollo de un nuevo control y de una nueva electrónica de potencia para el banco de pruebas. Se realizó ese nuevo control requerido y en cuanto a la electrónica de potencia no falló en su puesta en funcionamiento final.

Se realizaron mediciones de voltaje y corriente en la placa y en todos los casos éstas se asemejaron en gran medida a los valores predichos por las simulaciones. El control PID experimental funcionó de manera correcta. La respuesta del sistema fue lo suficientemente rápida y sólo se pudo apreciar un ligero valor de oscilación en la velocidad, fenómeno producido por el movimiento discontinuo del motor de combustión interna. Se pudo controlar la velocidad de la máquina C.C. actuando como motor y de esta forma se arrancó el motor de combustión interna. Una vez el MACI arranca la máquina CC comenzó a frenar actuando entonces como generador. Además, en cada momento que el MACI era acelerado, la máquina CC también tenía la posibilidad de aumentar su par de frenado con el fin de mantener una velocidad de referencia.

En consecuencia, se puede decir que las especificaciones de trabajo se completaron totalmente. Si se observa el propósito general, se debía haber medido la eficiencia del motor de combustión interna, pero, no existió tiempo suficiente para integrar cada sistema de medición necesario en LabVIEW<sup>TM</sup> y por este motivo no se pudo completar este apartado. Sin embargo, es muy probable que el programa utilizado en el proyecto antiguo fuese más que suficiente para completar la tarea y quizás alguien lo suficientemente familiarizado con LabVIEW<sup>TM</sup> podría completar la tarea de manera rápida y efectiva.

## 5.1. Trabajo Futuro

Por lo tanto se debe plantear el trabajo futuro a realizar para conseguir que el banco de pruebas esté completo y en su máximo nivel de utilidad. Además de trabajar el programa LabVIEW™ sería necesario cambiar la junta entre los ejes del motor de combustión interna y el motor eléctrico que se deterioró severamente durante el proceso de prueba.

Sería adecuado buscar algún otro tipo de junta, con mejores características para evitar que se produzca el mismo problema en pruebas futuras. De la misma forma, sería de gran ayuda el equilibrado de los ejes del motor CC y del motor de combustión interna, si ambos ejes están alineados la junta será víctima de una menor disipación de calor y las especificaciones del material serán menos restrictivas. Finalmente, varias pruebas más deberían ser llevadas a cabo para verificar el buen funcionamiento del banco de pruebas. Sólo se alcanzaron 1800 RPM durante las pruebas, pero el banco de pruebas debería ser capaz de trabajar a velocidades próximas a las 7000 RPM.

---

## APÉNDICE A

---

### Medida de la capacitancia de un motor CC

The inside of a DC motor can be considered as an RLC-circuit just as the one seen in figure A.1.

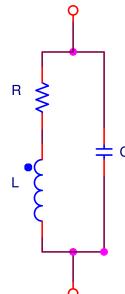


Figura A.1: RLC.

Equation A.2 gives the resonance frequency of an RLC-circuit. By rewriting A.2 to A.3 the capacitance can be found if the resonance frequency, the induction and the resistance is known.

$$\omega = 2\pi f \quad (\text{A.1})$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{L^2}} \quad (\text{A.2})$$

$$C = \frac{1}{L\omega_0^2 + \frac{R^2}{L}} \quad (\text{A.3})$$

A small DC motor was setup and measurements was made on it. Figure A.1 shows the test-circuit for the first measurement. This measurement doesn't include the capacitance that exists between the coil and the armature.

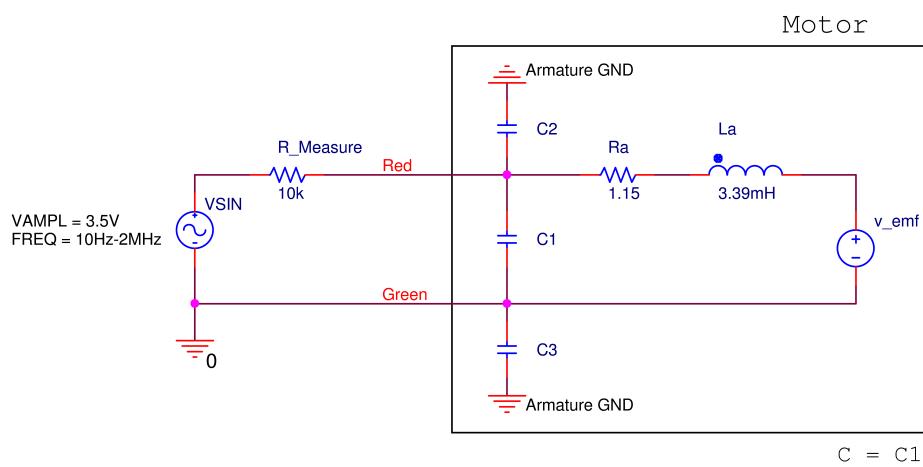


Figura A.2: First measurement.

The setup for measurement 2 can be seen in figure A.2 and includes the capacitance between the motor coil and the motor armature. A simplified circuit can be seen in figure A.4

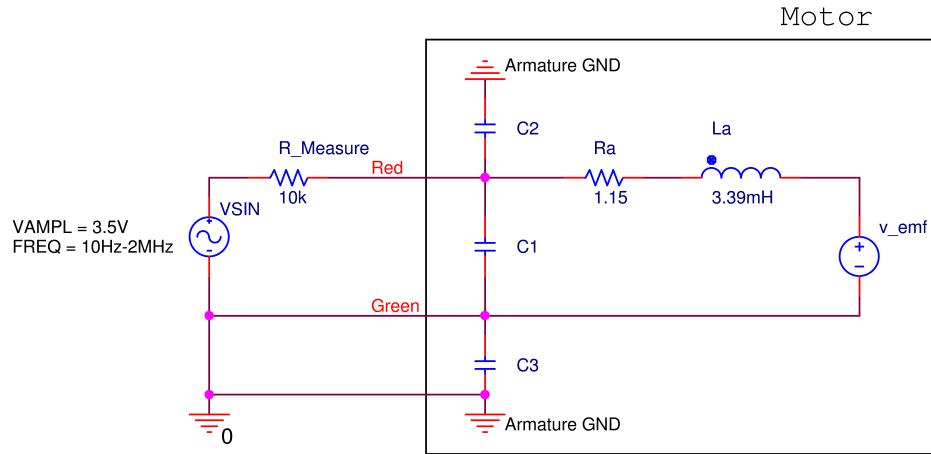


Figura A.3: Second measurement.

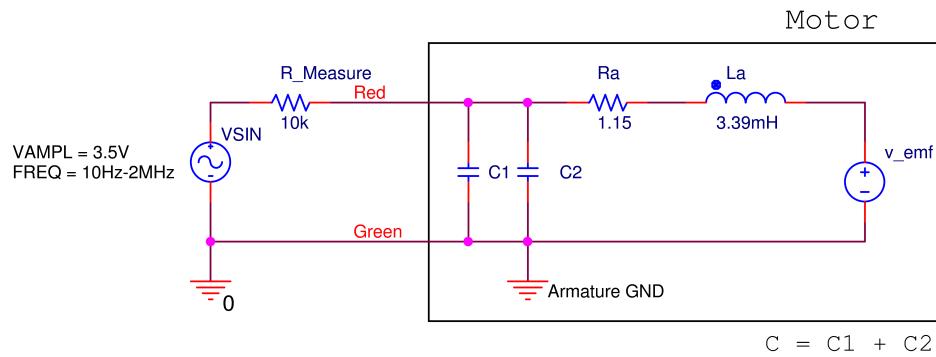


Figura A.4: Second measurement simplified circuit.

By measuring the voltage drop over the resistor  $R_{Measure}$  the current can be calculated. The current is then used together with the voltage drop over the terminals to calculate the impedance of the RLC-circuit. This is done for a number of different frequencies in order to get the shape of the impedance curve. These measurement points are then used to make an approximation of the function that matches the curve. The function is then used to find out at which frequency the impedance is the highest. The point with the highest impedance is the resonance frequency. A plot of the impedance of measurement 1 can be seen in figure A.5 and a plot of the impedance of measurement 2 can be seen in

figure A.6. Another way of finding the resonance frequency is to use a oscilloscope and look at the signal at the input of the motor. The voltage of this signal will vary with the impedance, higher impedance means higher voltage. The resonance frequency can be found by observing where the voltage is the highest.

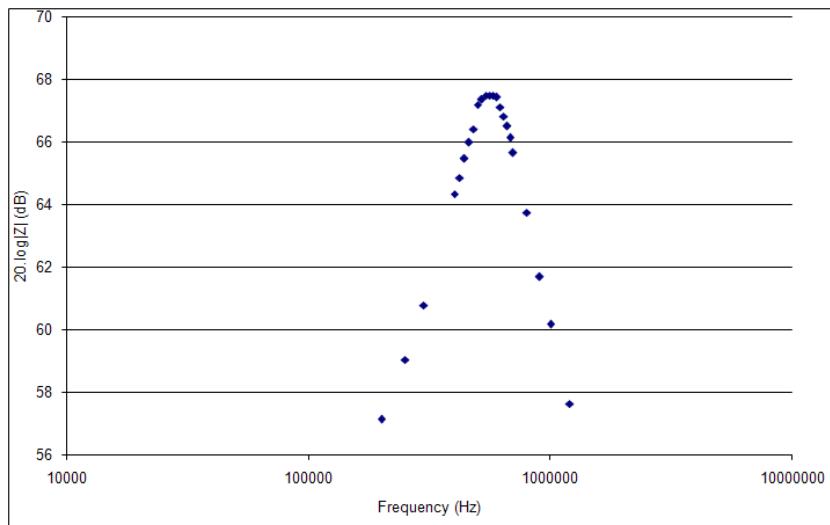


Figura A.5: Impedance versus frequency of measurement 1.

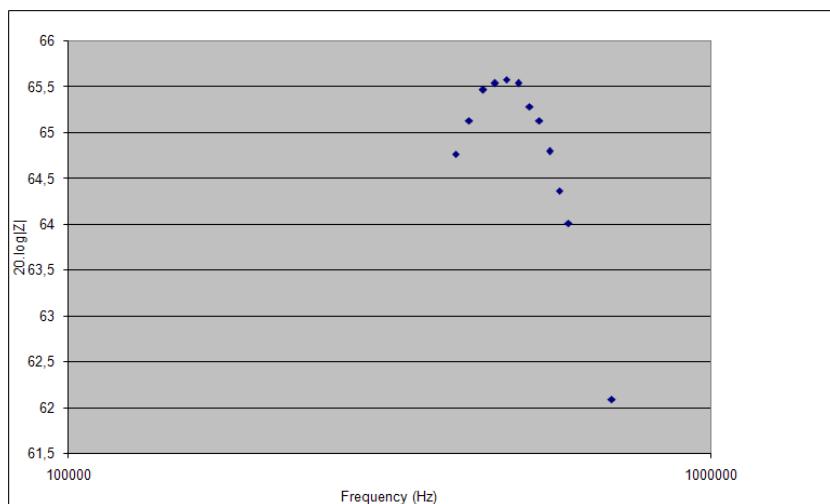


Figura A.6: Impedance versus frequency of measurement 2.

The capacitance is then calculated by using equation A.3.  $C1$  is calculated from the resonance frequency found in measurement 1.  $C2$  is equal to  $C3$  and the capacitance calculated in measurement 2 gives the capacitance of  $C1$  in parallel with  $C2$  which means that  $C = C1 + C2$ . Since  $C1$  already is known  $C2$  can be found and  $C2$  is equal to  $C3$ . The tables A.1 and A.2 shows the result of the measurements.

Measurement 1	Observed	Calculated
Resonance frequency	545.7kHz	537.2kHz
$C1$	25.1pF	25.89pF

*Cuadro A.1: Measurement 1.*

Measurement 2	Observed	Calculated
Resonance frequency	477kHz	475.2kHz
$C$	32.7pF	32.7pF
$C1$	25.1pF	25.89pF
$C2$	7.6pF	6.81pF
$C3$	7.6pF	6.81pF

*Cuadro A.2: Measurement 2.*



## APÉNDICE B

### Especificaciones del motor CC

We will use the same DC motor than in the project "Fördjupningskurs i mekatronik - E7019E". In the figure B.1 we show the different characteristics of this motor.

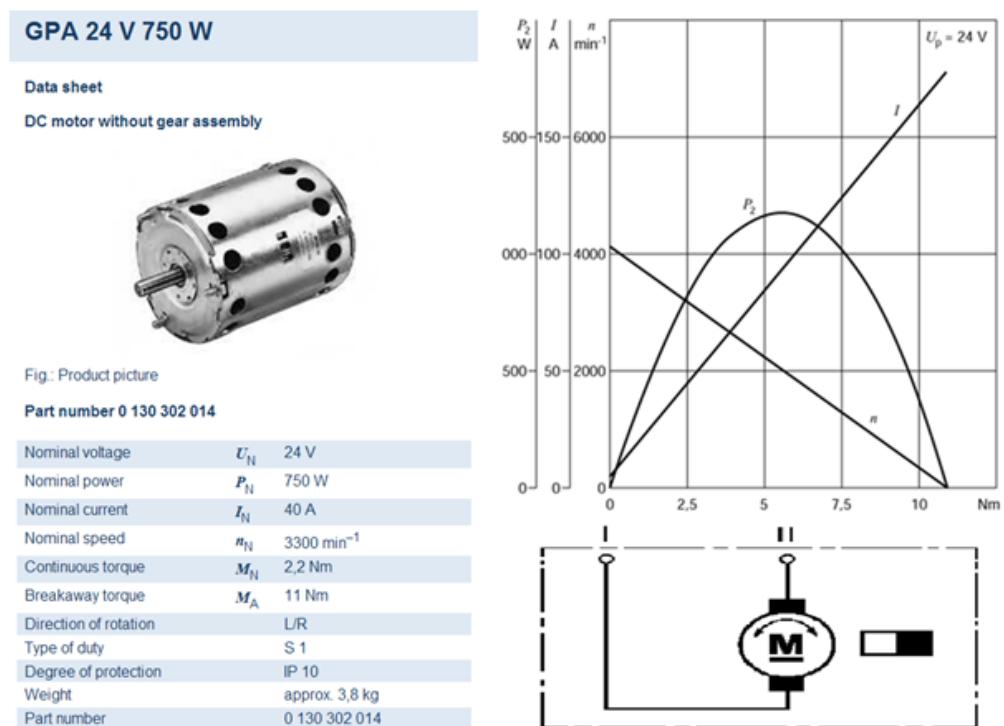


Figura B.1: DC motor specifications.

With these data we can obtain the parameters that definite the model of the DC motor.

$$R_a = \frac{24V}{175A} = 0,14\Omega \quad (\text{B.1})$$

$$K_T = \frac{11Nm}{175A} = 0,063Nm/A \quad (\text{B.2})$$

$$K_E \approx \frac{24V - 5A \cdot 0,14\Omega}{4200RPM \cdot \frac{2\pi}{60}} = 0,053 \frac{V}{rad/s} \quad (\text{B.3})$$

For estimating the damping coefficient we can see in the characteristic curve of the figure B.1 that when the motor is running to 4200 RPM, all electrical torque is spending in overcoming the friction losses.

$$K_T I = B \cdot w \Rightarrow B = \frac{5A * 0,063Nm/A}{4200RPM \cdot \frac{2\pi}{60s}} = 722\mu s \quad (\text{B.4})$$

The inertia has been estimated to  $135\mu$ , taking values of other similar motors. About the induction, the DC motor has 2 ferrite cores in series with the motor for adding induction to the DC motor. Putting these inductions we will get a small current variation between PWM cycles. The body Ferrite-DC motor has an induction of 10mH. For getting this value we made a test where we applied a step of voltage to this body, putting a resistance in series with it for limiting the current. Measuring the time that the current needs for reaching the steady state, we can know the value of induction because in a coil we know that  $\frac{dI}{dt} \cdot L = V$ . According with the project "Fördjupningskurs i mekatronik - E7019E", 6,1 mH of the total correspond to the ferrite cores.

---

## APÉNDICE C

---

### Modelo completo para las simulaciones

In this appendix we are going to show the simulation of the completed model that we have used for taken different decisions while we designed the circuit. In the figure C.1 we can see the schematic of Pspice. Only one sense of rotation was simulated, and for this reason, we only used a half-bridge for getting faster results.

We have got a lot of models of different parts that we have used in the real circuit, like MOSFETS, schottky diodes or the ultra-fast diode of the snubber net. By contrast, the model of the activation circuit of drivers was very slow and problematic due to convergence problems. For that reason, we used normal pulse voltage sources and a brake switch in the high-side with the same ON resistor that the MOSFET.

About the control of current, in this simulation the duty cycle have to keep the same value all time, while in the real design it can change thanks to the PID control. The only control that we could put in the simulation was the voltage control, with an OPAMP working as a comparator. When the voltage was bigger to 41 V, the OPAMP activated the transistor in the power resistor leg, which had a fixed duty cycle too. About the lecture of results, when the current is negative it means that the element is sending energy to the circuit, while if it's positive the element is receiving energy from the circuit.

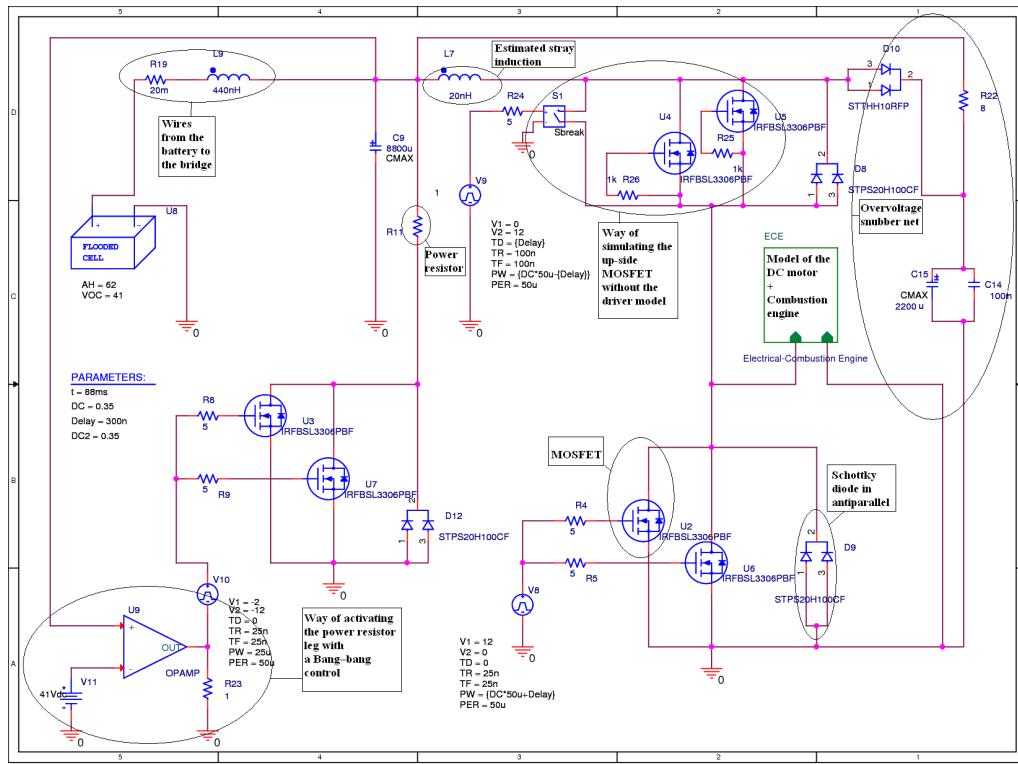


Figura C.1: Schematic of the design.

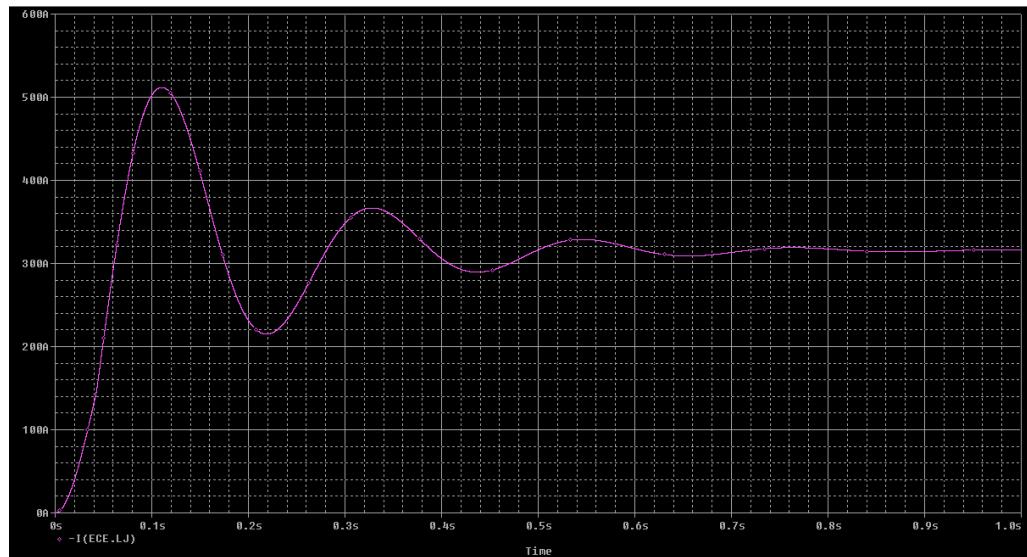


Figura C.2: Speed in radians per second with a duty of 0,35 in the high-side transistor.

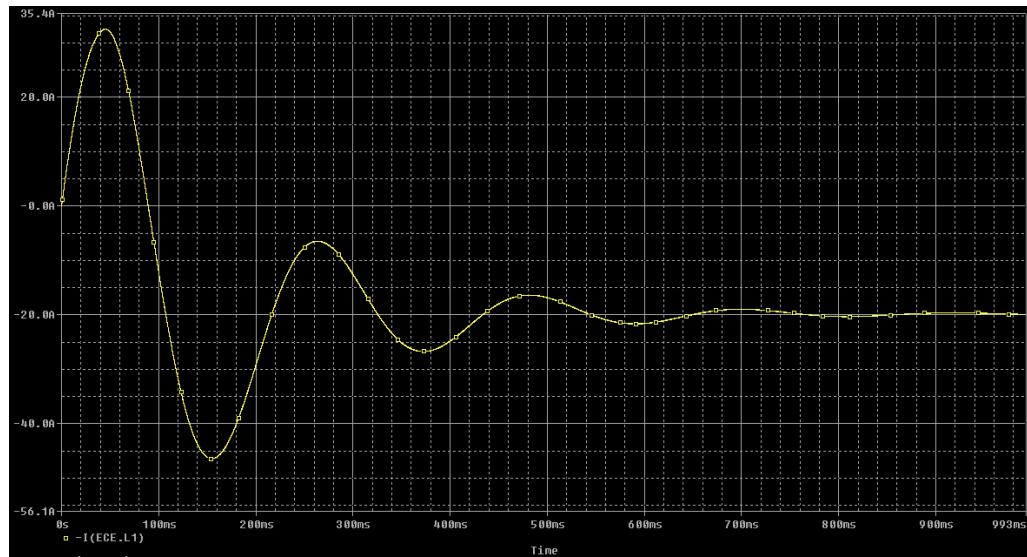


Figura C.3: Current in the DC motor (Duty of 0,35 in the high-side transistor).

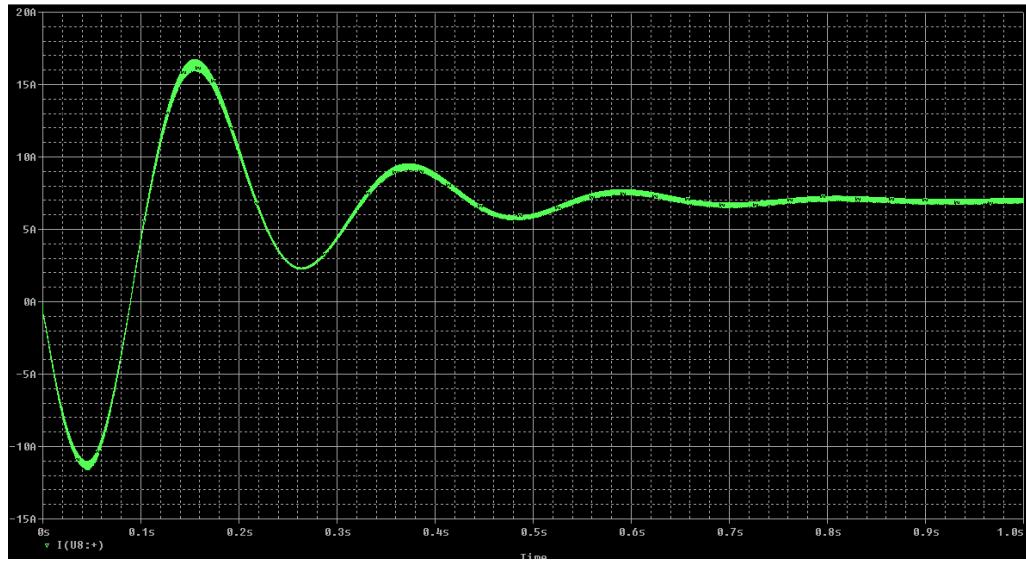


Figura C.4: Current in the Battery(Duty of 0,35 in the high-side transistor).

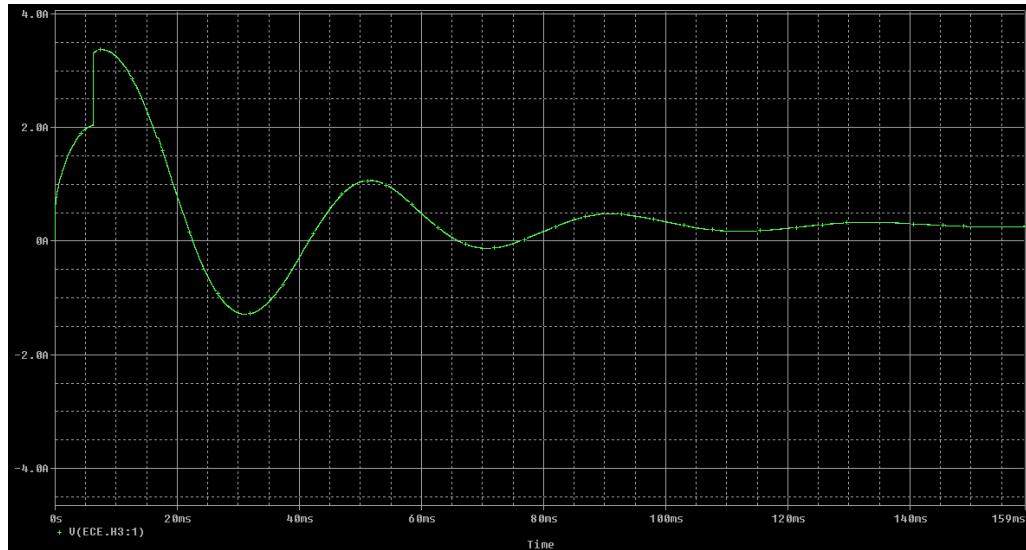


Figura C.5: Total torque in the axis (Duty of 0,35 in the high-side transistor).

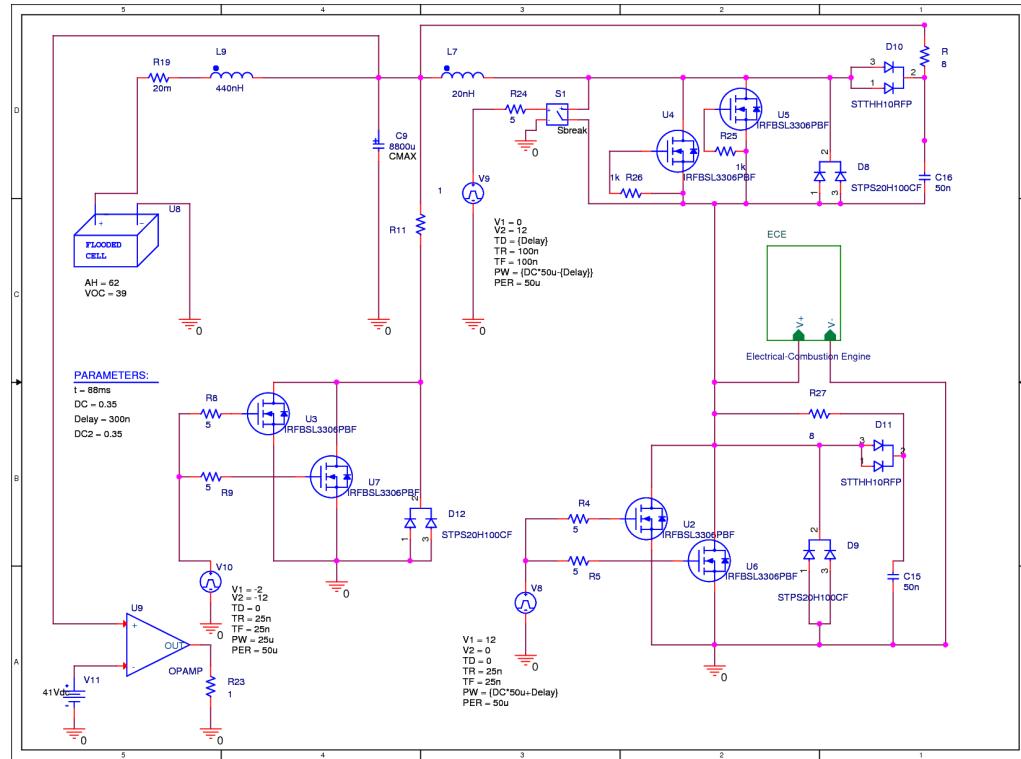


Figura C.6: Schematic of the design with turn-off snubber (Finally not implemented).



---

## APÉNDICE D

---

# Explicación de otras partes del diseño final

En este apéndice se incluyen otras partes de la placa final no explicadas en la memoria, así como información adicional del microcontrolador y su comunicación. Este apéndice es extraido del proyecto conjunto en inglés presentado en la Universidad de Luleå.

### 4.0.1. Measurement circuits

#### Current measurement

The circuit seen in figure D.1 shows the current measurement circuit for the U connection of the converter board. The part of the circuit inside the dashed lines also exist for the V and the GND connection, has the exact same values and are connected to the DISABLE network in the same way, so therefore only the U version is described. Current measurement is done with a device called **INA201** from **Texas Instruments**, which is a “High-Side Measurement Current-Shunt Monitor with Open-Drain Comparator and Reference[19].” It consist of a differential voltage amplifier, with a gain of 50V/V and a common mode rejection of 100dB, and a comparator with an internal 0,6V reference. This can be seen in figure D.2. The differential voltage amplifier amplifies the small voltage drop that appear over the current shunt resistor of  $0,5m\Omega$ , seen in figure 3.9, when current is flowing through it. The amplified voltage can then be fed through the comparator. When the input voltage to the comparator goes above 0,6V the output goes high and if the reset pin of the comparator is high when this happens the output latches and will stay high until the reset pin is pulled low. The schematic in figure D.1 shows that one **INA201** is used to measure the current in one direction and another **INA201** for the current in the other direction. This is done by flipping the voltages at the input of the second **INA201** compared to the first one. The reason for doing this is that the range of the output from the differential amplifier goes from 0V to 3,3V and a negative difference

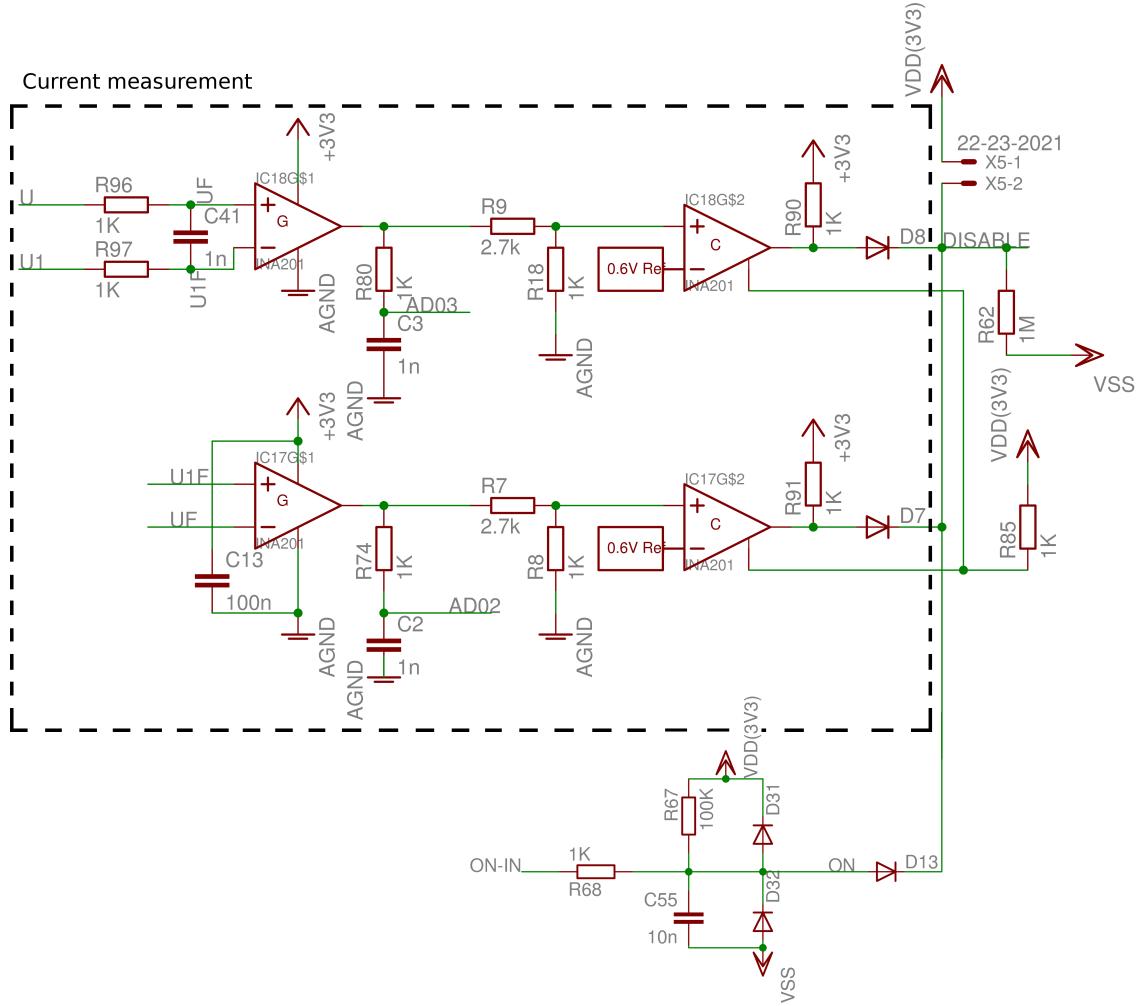


Figura D.1: Current measurement.

at the input would result in 0V out. By using two this problem is solved.

The output voltage from the differential amplifier of each INA201 is fed both to the AD-converter of the microcontroller and to the comparator. But the voltage going to the comparator is divided by using two resistors, in figure D.1 these resistors are R7 and R8, and R9 and R18. The original design used two  $1\text{K}\Omega$  resistors which means that the voltage to the comparator would be half of the output voltage from the differential amplifier. This resulted in that the comparator output would go high if the current went above 48A. That would mean that the DISABLE signal would go high and result in the MOSFET drivers being shutdown. This current was a little bit low, so the resistor values of R7, R9 and the corresponding ones in the circuits for V and GND, where changed to  $2.7\text{K}\Omega$  so that less of the voltage would end up at the comparator input. In this way the

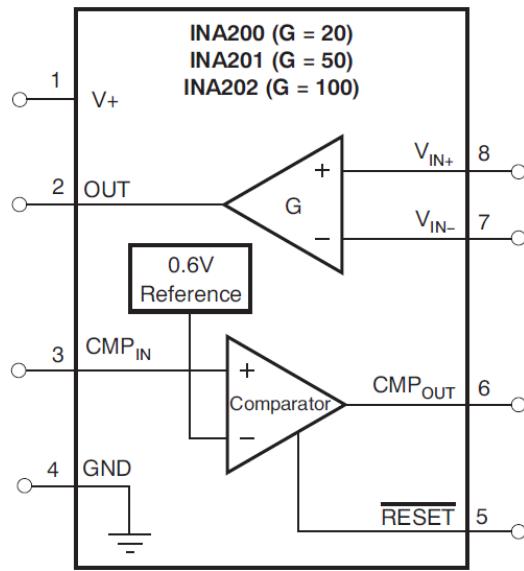


Figura D.2: INA201.[19]

current has to be 88,8A in order for the DISABLE signal to go high.

### Temperature measurement

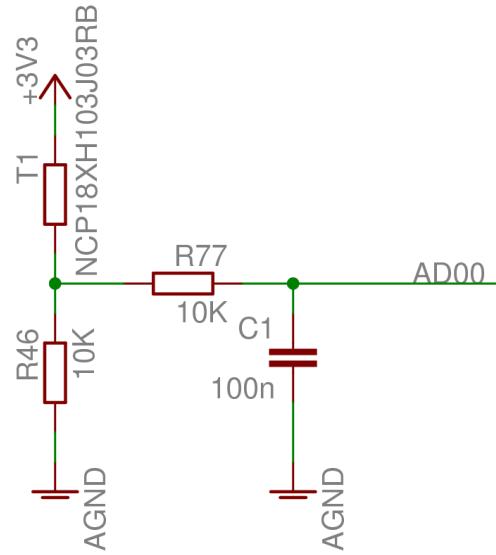


Figura D.3: Temperature measurement.

In figure D.3 the simple circuit for temperature measurement is included. It consists of just a voltage division between a normal fixed resistor and a thermistor that has a resistance that depend on the temperature. The divided voltage is then fed through a low-pass filter to the AD-converter of the microcontroller.

#### 4.0.2. Microcontroller

The microcontroller used in this design is a LPC1768 from NXP with a 32-bit ARM Cortex-M3 processor that can run at speeds of up to 100MHz. The LPC1768 has amongst other things a special motor control PWM, an 8 channel 12-bit AD-converter and 4 general purpose timers.[20] This microcontroller is good enough or even more than good enough for the intended application.

#### Communication

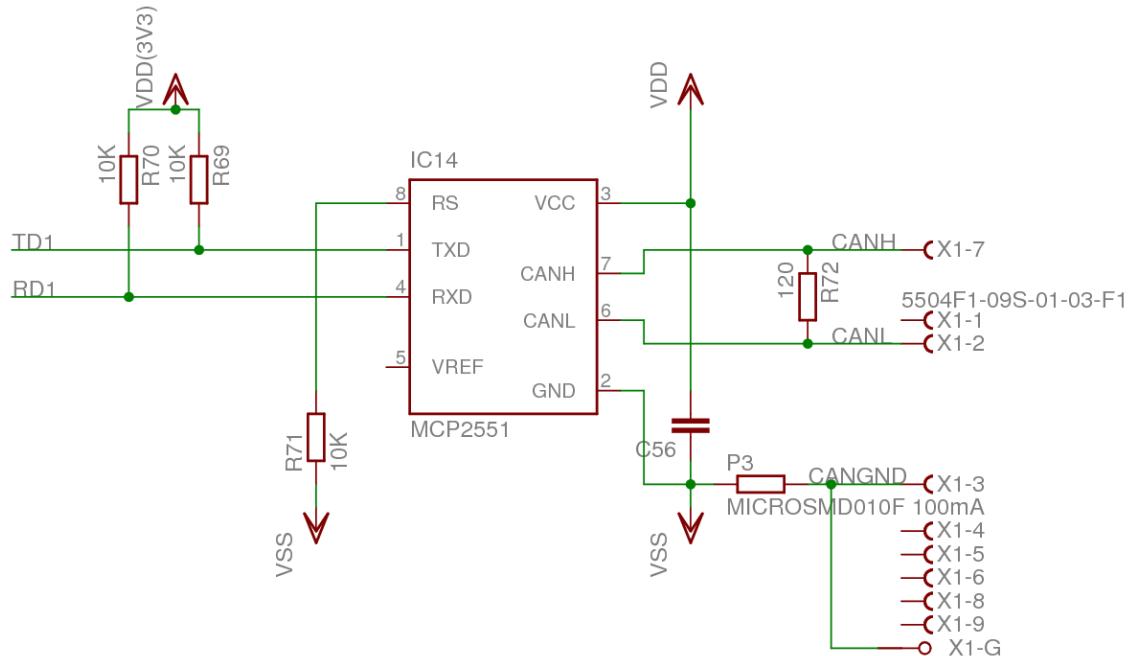
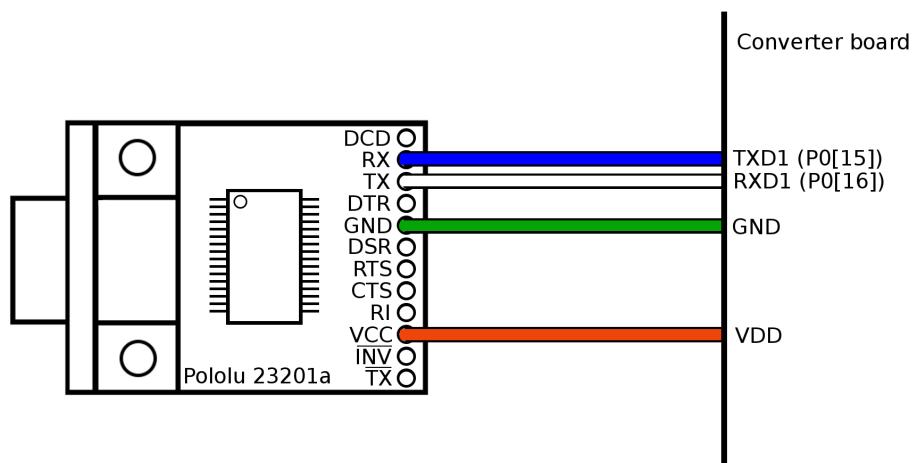


Figura D.4: CAN circuit.

The microcontroller supports CAN communication and the design includes a CAN transceiver chip that makes it possible to use CAN communication with the microcontroller. However the CAN-bus will not be used, since the original design of the test-bench uses normal serial communication from the serial port of the computer to the

microcontroller and the fact that there are RX(receive) and TX(transmit) pins from one UART(Universal Asynchronous Receiver/Transmitter) easily accessible on the board. However to be able to communicate straight with the computer a level shifter has to be installed between the low level TTL(Transistor Transistor Logic) signals of the microcontroller and the high level RS-232 signals of the computer. There are many chips available for this type of translation but since the board is already made there's no possibility to just add one to the design. Luckily since this is a normal problem there exist many small and cheap pre-made circuitboards with these kind of chips. A kit called Pololu 23201a, with a pre-made circuitboard and a DB-9 connector was found and purchased.



*Figura D.5: Pololu 23201a connected to converter board.*

## Programming

The design also has the JTAG(Joint Test Action Group) interface of the microcontroller pulled out to a connector and this will be used to program it.

### 4.0.3. High speed AD-converter

The high speed AD-converter circuit consists of two AD7401 sigma-delta converters from Analog Devices and a quad 2-input NAND gate called MC74AC00. These can be seen in figure D.6. There is also two special voltage regulators named HT7550 from HOLTEK, one for each AD7401, that supplies them with a very stable supply voltage of 5V. These can be seen in figure D.7

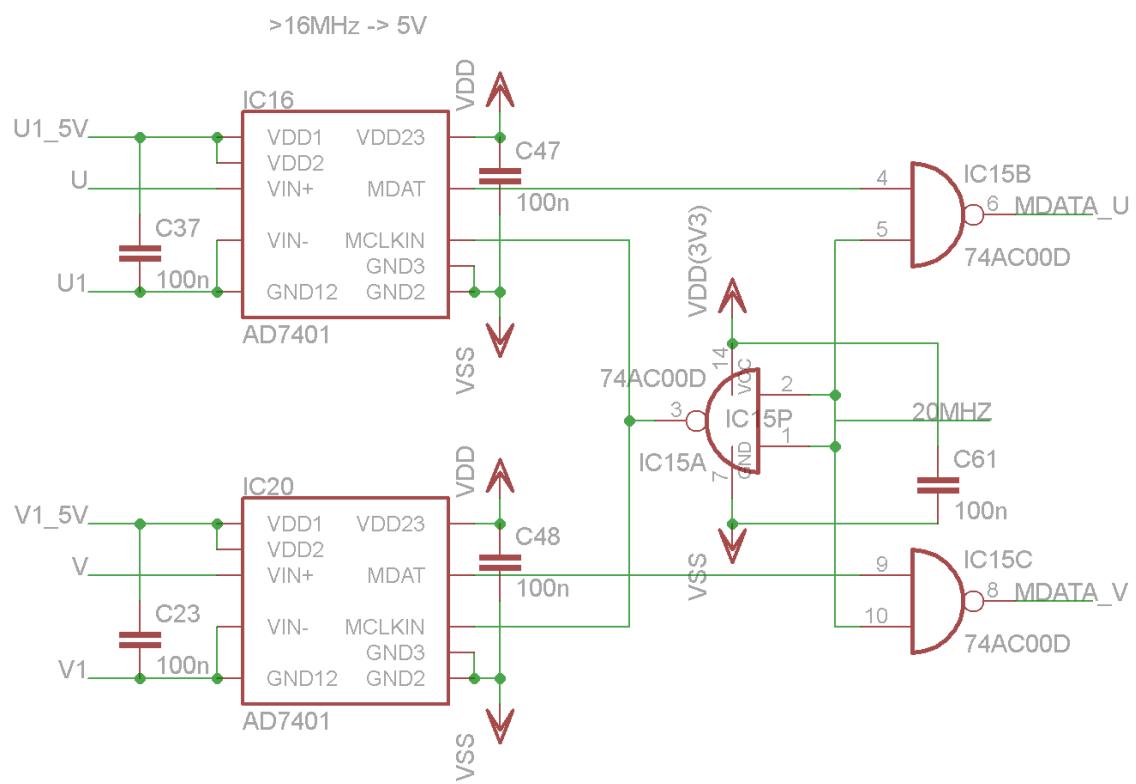


Figura D.6: High speed AD circuit.

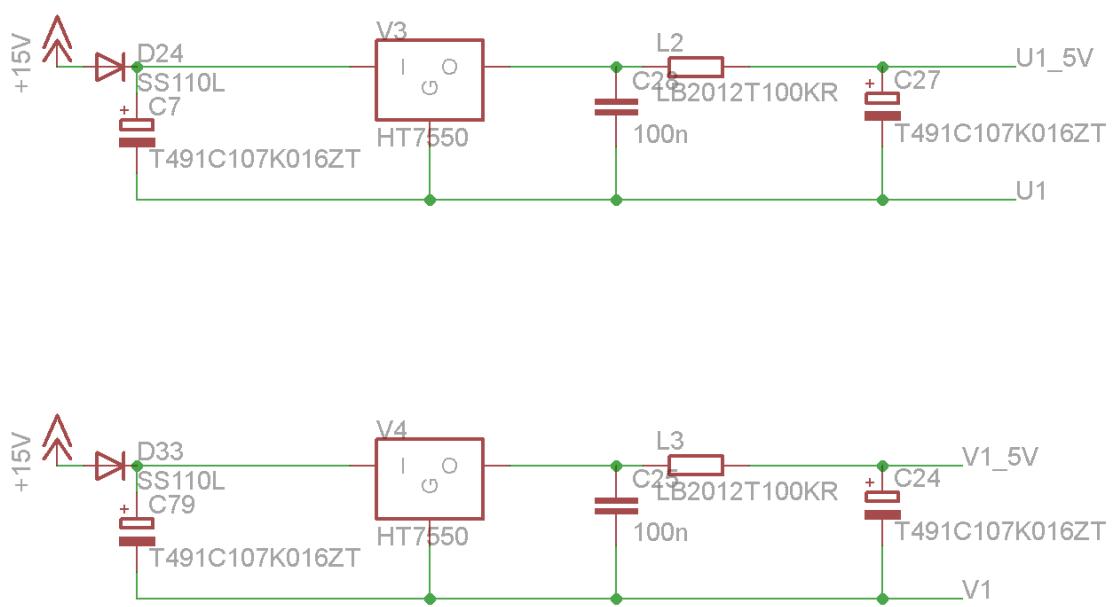


Figura D.7: Voltage regulators for the High speed AD circuit.



---

## **APÉNDICE E**

---

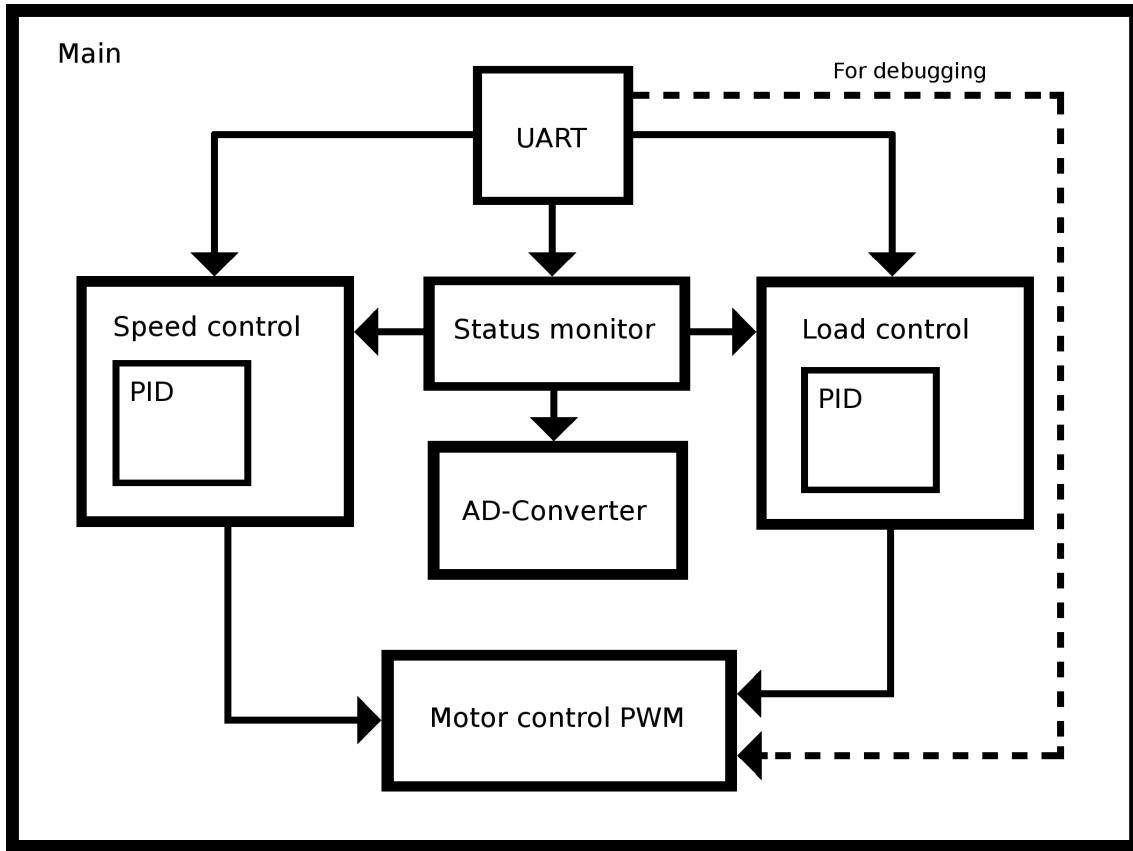
# **Software**

En este apéndice se incluye el apartado de Software del proyecto realizado conjuntamente en inglés para la Universidad de Luleå.

The software for the testbench will be divided into two different types. The software that runs on the microcontroller and handles the hardware that control the DC motor/generator. And the software that runs on a normal computer that has LABview installed, which collect measurement data, communicates with the microcontroller and provides a graphical way of controlling the testbench.

### **E.1. Microcontroller**

The software for the microcontroller is written in C and uses the Tiny Timber kernel developed at the Technical University of Luleå, which is a small real-time kernel for task scheduling. The decision to use Tiny Timber was mainly done because Fredrik Häggström had done some code development for his converter using the Tiny Timber kernel, and some of his code could maybe be reused, but also because it would give the possibility to use the Tiny Timber kernel as an easy way of scheduling of some of the tasks. However not much of the existing code could be reused straight away and in order to make sure that the already existing code did exactly what was desired, the code was analyzed and somewhat rewritten. The parts of the existing code that could be reused only dealt with setting up the motor control PWM function, the AD-converter and the integration with Tiny Timber. In figure E.1 a basic overview of the software can be seen. For simplicity it will be looked upon as a number of objects that each handles different functions, even if C in reality is not an objective language.



*Figura E.1: Overview of the software for the microcontroller.*

### 5.1.1. UART - Serial communication

The purpose of the UART is to communicate with the outside world, in this case the computer running LabVIEW™. It means that the microcontroller and the computer has to be set up so they speak the same language. This is what the UART object does. It sets up the serial communication for the microcontroller, takes care of transmitting, receiving and translating information and makes sure that the commands sent from the computer reaches the correct destination object. For example if it's the desired speed that is sent from the computer then the UART object will pass this information to the speed controller. In table E.1 the parameters for the serial communication can be seen.

Baudrate	57600
Data bits	8
Stop bits	1
Parity	None

Cuadro E.1: Serial parameters.

### 5.1.2. Motor Control PWM

Just as it sounds the motor control PWM object handles the control of the PWM signals going to the motor. But since the motor control PWM function in the microcontroller is build for three phase motors, which needs three channels, and the motor used is just a normal DC motor, that needs two channels, one extra channel is available and will be used for the load control. What this object does is that it sets up the motor control PWM function of the microcontroller, all the channels for it and all the specifications for the channels, including dead-times, period and pulse-widths. It also takes care of any changes that need to be done, like changing the direction of the motor or changing the pulse-width or the dead-time to a desired value, as long as the value is within the allowed range. The allowed range is specified by the pulse period, the dead-time and time required to charge up the boot-strap capacitor. This because the low side MOSFET always has to be on for a small amount of time in order to charge the capacitor used as a boot-strap in order to be able to turn on the high side MOSFET. For normal operations this object should not be accessed other than by the speed control or load control objects, but for debugging there is a way of sending commands straight from the UART object to the motor control PWM object. The motor control PWM is setup to output PWM signals with a pulse period of  $50\mu s$ , which means a pulse frequency of 20kHz. The smallest change in pulse-width that is possible with this setup is 10ns which is 0,02 % of the total pulse period.

### 5.1.3. Speed control

The speed control object has two important tasks, one is to measure the current speed and the other is to regulate the speed. In order to regulate the speed the speed control object has a PID-regualtor object that does regulation of the pulse-width sent to the motor control object based on the current speed and the desired speed. The speed measurement comes in to the microcontroller as a pulse train and the frequency of this pulse train varies with the speed. So in order to measure the speed the time between pulses are measured and used to calculated the frequency, which then can be used to calculate the speed. The regulations are done each time a new measurement of speed is acquired, since there is no point in doing regulation based on a old value.

### 5.1.4. Load control

The load control object also includes a PID-regulator object that is used in order to regulate the pulse-width sent to the leg of the converter that has the load connected. This is regulated based on the current voltage over the converter and the desired voltage. These regulations are done at a fixed time interval and is controlled by the status monitor object.

### 5.1.5. AD-converter

The purpose of the AD-converter object is to set up the AD-converter to collect information from all of its 8 channels and store the most recent information. This collection is set up to run at a 32kHz interval.

### 5.1.6. Status monitor

The status monitor object runs at a specified time interval and collects and monitors; the voltage over the converter, the currents through the U, V and GND connection of the converter, the temperature of the board and the speed of the motor. This object can be used to perform different tasks depending on the status of the bridge, for example every time it runs it sends the voltage over the converter to the load control object and tells it to make regulations based on that.

### 5.1.7. PID

The PID object is an implementation of the PID algorithm explained in chapter 2 section 2.11. You setup the object with a proportional constant  $K_p$ , an integral constant,  $K_i$ , a derivative constant,  $K_d$ , a time constant,  $T_m$ , and a high- and low-limit for the output of the controller. The derivative constant,  $K_d$ , can and will be set to zero, resulting in a PI controller. The reason to limit the output is that the output should be sent to the motor control object as a pulse-width and the pulse-width that is allowed has certain limits. It also helps to prevent wind-up of the integral part of the PID. Because if the limit is reached no more error should be added to the integral error.

## E.2. LabVIEW software

LabVIEW™ is a software by National Instruments® that is designed to provide a graphical programming environment that can be used to develop advanced measurement, test and control systems in an intuitive way, using graphical icons and wires to make the program resemble a flow chart.

Since most of the work done on the test-bench was to redesign the hardware, the decision was made to use the same implementation in LabVIEW™ as for the old test-

bench[2], only making minor modifications if needed in order to have a working test-bench.



# Bibliografía

- [1] Team Baldos, “Team Baldos.” <http://www.baldos.se>.
- [2] S. Arcordh, M. Wisten, E. Strömberg, and J. Wikström, “Fördjupningskurs i mekantronik - e7019e,” tech. rep., Luleå University of Technology, Luleå, 2010.
- [3] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications and Design*,. United States of America: John Wiley & Sons, Inc, third ed., 2003.
- [4] D. W. Hart, *Introduction to Power Electronics*. Upper Saddle River, NJ 07458: New Jersey, Prentice-Hall, first ed., 1997.
- [5] H. Bäcknert and P. Rydén, “Navmotor som generator,” Master’s thesis, Luleå University of Technology, 2009.
- [6] ON Semiconductor, <http://www.onsemi.com>, P.O. Box 5163, Denver, Colorado 80217 USA, *MBR60H100CT Data Sheet*, 3 ed., June 2008.
- [7] International Rectifiers, <http://www.irf.com>, 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, USA, *IR2010 Data Sheet*, December 2004.
- [8] A. Merello, A. Rugginenti, and M. Grasso, “Using monolithic high voltage gate drivers,” Design Tip 04-4 revA, International Rectifier - IRF, <http://www.irf.com>, -.
- [9] International Rectifiers, <http://www.irf.com>, 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, USA, *IRFP4310Z Data Sheet*, March 2008.
- [10] STMicroelectronics, <http://www.st.com>, *STTH1R02 Data Sheet*, 3 ed., March 2007.
- [11] Atmel, <http://www.atmel.com>, 2325 Orchard Parkway, San Jose, CA 95131, USA, *ATmega32M1 Data Sheet*, corp072610 ed., November 2010.
- [12] International Rectifiers, <http://www.irf.com>, 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, USA, *IRFB3306 Data Sheet*, April 2008.

- [13] STMicroelectronics, <http://www.st.com>, *STPS20H100C Data Sheet*, 6 ed., September 2007.
- [14] Zetex Semiconductors plc, <http://www.zetex.com>, Zetex Technology Park, Chaderton, Oldham, OL9 9LL, United Kingdom, *ZXGD3002 Data Sheet*, 1 ed., October 2007.
- [15] Analog Devices, <http://www.analog.com>, One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A., *ADuM1230 Data Sheet*, b ed., December 2007.
- [16] National Semiconductor Corporation, <http://www.national.com>, U.S.A., *LM317HVT Data Sheet*, April 2000.
- [17] National Semiconductor Corporation, <http://www.national.com>, U.S.A., *LM3940 Data Sheet*, July 2007.
- [18] Tyco Electronics, <http://www.tycoelectronics.com>, *High power wire wound resistor - TE series*, December 2008.
- [19] Texas Instruments, <http://www.ti.com>, Dallas, Texas, USA, *INA201 Data Sheet*, October 2010.
- [20] NXP, <http://www.nxp.com>, *UM10360 - LPC17xx User manual*, 2 ed., August 2010.