



**Universidad**  
Zaragoza

## Trabajo Fin de Grado

Sistema híbrido electromagnético para levitación y  
transferencia inalámbrica de energía

Autor

Eduardo Vélez Pellicer

Director

Arturo Mediano Heredia

EINA  
2014



# **Sistema híbrido electromagnético para levitación y transferencia inalámbrica de energía**

## **RESUMEN**

Este proyecto aborda el análisis de un sistema híbrido de levitación electromagnética y transferencia inalámbrica de energía incluyendo estudio teórico, construcción de un prototipo y verificación experimental. Este sistema permitirá suspender en el aire un objeto sin contacto físico siendo alimentado al mismo tiempo con un sistema de transferencia inalámbrica de energía.

El objetivo final del proyecto será la construcción del sistema completo (incluyendo bobinas, sistemas de control, etapas de potencia...) y documentar las posibilidades y limitaciones de la combinación de ambos tipos de sistemas, el de levitación y el de transferencia inalámbrica de energía.



## AGRADECIMIENTOS

Quisiera agradecer a Arturo Mediano, tanto por su excelente labor como profesor durante mi formación en la carrera, como por la dirección de este proyecto. También quiero agradecer la inestimable colaboración de Luis Ángel Barragán en lo referente a los sistemas de control.

Además quiero dar las gracias al personal del departamento de Tecnología Electrónica de la Universidad de Zaragoza, en especial a Álvaro Gargea y a Carlos Jarauta por su ayuda con la fabricación del prototipo. También quisiera agradecer al IEEE la asignación de la beca *MTT-S Undergraduate/Pre-graduate Scholarship for Spring 2014* para la realización de este proyecto.

Por último, quiero agradecer a mi familia y amigos su apoyo incondicional durante la realización de este proyecto.



# TABLA DE CONTENIDO

<b>1. INTRODUCCIÓN</b> .....	9
1.1. MARCO DE TRABAJO .....	9
1.2. TRANSFERENCIA INALAMBRICA DE ENERGÍA.....	9
1.3. LEVITADOR.....	10
1.4. INNOVACIÓN .....	10
1.5. OBJETIVOS .....	10
<b>2. ESTADO DEL ARTE</b> .....	11
2.1. TRANSFERENCIA DE ENERGÍA INALAMBRICA.....	11
2.2. LEVITACIÓN ELECTROMAGNÉTICA .....	12
<b>3. SISTEMA COMPLETO</b> .....	14
3.1. ESPECIFICACIONES.....	14
3.2. ESQUEMA DE MONTAJE .....	15
3.3. DIAGRAMA DE BLOQUES.....	16
<b>4. TRANSFERENCIA INALAMBRICA DE ENERGÍA</b> .....	17
4.1. INTRODUCCION .....	17
4.2. HARDWARE.....	22
4.3. SOFTWARE.....	28
<b>5. LEVITADOR</b> .....	29
5.1. INTRODUCCIÓN .....	29
5.2. HARDWARE.....	30
5.3. SOFTWARE – CONTROLADOR DIGITAL .....	33
<b>6. COMBINACIÓN DE SISTEMAS</b> .....	44
<b>7. PROTOTIPO Y PRUEBAS EXPERIMENTALES</b> .....	45
<b>8. CONCLUSIONES Y LINEAS DE FUTURO</b> .....	49
8.1. CONCLUSIONES .....	49
8.2. LINEAS DE FUTURO.....	50
<b>9. BIBLIOGRAFÍA Y REFERENCIAS</b> .....	51
<b>ANEXO A1: CARACTERIZACIÓN DEL ELECTROIMÁN Y DEL SENSOR HALL</b> .....	53
CARACTERIZACIÓN EC. MAGNÉTICA BOBINA.....	53
CARACTERIZACIÓN DEL SENSOR HALL.....	54
<b>ANEXO A2: HARDWARE – PCBs</b> .....	56
PCB 1: PUENTES INVERSORES.....	57
PCB 1: LAYOUT .....	64
PCB 2: SENSORES HALL .....	67



# 1. INTRODUCCIÓN

## 1.1. MARCO DE TRABAJO

Este proyecto se enmarca como Proyecto de Final de Grado (PFG) del Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación con mención especial en Sistemas Electrónicos.

El proyecto se ha desarrollado con el apoyo y en el seno del Grupo Electrónica de Potencia y Microelectrónica de la Universidad de Zaragoza, en el Departamento de Ingeniería Electrónica y Comunicaciones de la misma.

Así mismo, este proyecto ha recibido al apoyo del IEEE a través de una beca **MTT-S Undergraduate/Pre-graduate Scholarship for Spring 2014**. El proyecto se ha desarrollado a lo largo del curso académico 2013-14 entre los meses de febrero y septiembre.

## 1.2. TRANSFERENCIA INALÁMBRICA DE ENERGÍA

Uno de los objetivos principales del trabajo es la de **suministrar energía eléctrica** a una carga **sin contacto físico**, es decir, sin cables de alimentación. Este concepto se conoce como “*Wireless Electricity*”, “*Wireless Power Transfer (WTP)*” o “*Electricidad sin cables*”.

La idea de conducir electricidad a través del aire se concibió hace prácticamente un siglo con los primeros experimentos de Nikola Tesla y ha sido objeto de investigación durante décadas en aplicaciones industriales o de gran consumo, pasando un tanto inadvertidas (con excepción de algunos sistemas como por ejemplo los cepillos de dientes eléctricos).

Sin embargo, en los últimos años, el despegue de las tecnologías y dispositivos móviles han supuesto un punto de inflexión en el desarrollo de los sistemas de transferencia de energía inalámbrica, ya que estos podrían ser una solución a los problemas de autonomía de los dispositivos a baterías. Por esta razón, los sistemas de transferencia inalámbrica de energía se han convertido en un tema de actualidad en los artículos de investigación y varias empresas del ámbito tecnológico están empezando a comercializar sistemas de carga inalámbrica para dispositivos móviles o vehículos eléctricos [9].

El desarrollo de estos sistemas tiene como principales hitos garantizar una cierta eficiencia en la transferencia de energía y que el sistema sea compatible con el resto de dispositivos electrónicos existentes (normas EMC), ya que dependen de la emisión de campos magnéticos variables para su funcionamiento.

### 1.3. LEVITADOR

Para mantener un objeto flotando en el aire debemos ejercer, de algún modo, una fuerza que nos permita anular la fuerza gravitatoria. Una forma de hacer esto es empleando la fuerza ejercida por un campo magnético sobre materiales magnéticos (metales ferromagnéticos o imanes compuestos de tierras raras). La levitación electromagnética tiene aplicaciones en el ámbito industrial o del transporte, como los trenes maglev[13], algunas en un ámbito más doméstico como expositores o juguetes [20] y otras en el ámbito académico como pueden ser sistemas de demostración o experimentación[17].

El principal reto de los sistemas de levitación electromagnética reside en que se trata de un **sistema inherentemente inestable**, es decir, que el objeto suspendido, o es atraído en exceso por el electroimán y se queda pegado al mismo, o por el contrario se aleja demasiado y se cae. Por tanto es necesario la implementación de un sistema de **control de lazo cerrado** capaz de regular la potencia del electroimán (corriente por el bobinado) para mantener el objeto suspendido a la altura deseada.

Además, las ecuaciones que describen la planta (función de transferencia *corriente en el electroimán - posición del objeto*) del sistema dan como resultado un sistema no lineal, por lo que será necesario linealizar la planta en torno a un punto de operación antes de diseñar el lazo de control.

### 1.4. INNOVACIÓN

Si bien es cierto que existen multitud de trabajos y artículos acerca de la levitación electromagnética, la mayoría se refieren a sistemas completamente analógicos, mientras que en este proyecto el lazo de control se realizará con un control digital.

No obstante la mayor aportación, y el principal objetivo este proyecto, consiste en la elaboración de un sistema híbrido que, de un modo vistoso, permita evidenciar el completo aislamiento físico en un enlace de transferencia de energía inalámbrica gracias a la levitación electromagnética.

### 1.5. OBJETIVOS

Los objetivos concretos de este PFG son:

- Recopilar información sobre el estado del arte en ambos sistemas y elaborar unas especificaciones del sistema a diseñar.
- Diseñar el sistema levitador y su lazo de control digital.
- Diseñar el enlace de transferencia inalámbrica de energía.
- Diseño y construcción de los circuitos electrónicos asociados a ambos sistemas
- Construcción de un prototipo.
- Realización de pruebas experimentales y verificación de prototipo.
- Documentación del proyecto.

## 2. ESTADO DEL ARTE

### 2.1. TRANSFERENCIA DE ENERGÍA INALÁMBRICA.

Como se ha indicado en el bloque de introducción, será necesario diseñar un sistema que permita suministrar energía eléctrica a una carga sin ningún tipo de contacto físico. Las primeras aproximaciones a esta idea consistían en el uso de campos eléctricos para la transferencia, del mismo modo que un sistema de radio convencional. Sin embargo, el uso de campos eléctricos resulta peligroso e ineficiente para potencias elevadas.

El enfoque adoptado hoy día consiste en el uso de campos magnéticos para dicha transferencia, empleando bobinas como elementos transmisores y receptores. El concepto es básicamente el mismo que el de un transformador eléctrico, donde, al excitar con una corriente alterna el bobinado primario se induce una corriente proporcional en el secundario, salvo que sin un núcleo ferromagnético. Este método es conocido como *transferencia por inducción* y, aparte de en los transformadores eléctricos, está presente en dispositivos como los dispositivos RFID o los cargadores de los cepillos de dientes eléctricos.

Sin embargo, esta técnica solo es eficiente para dispositivos que puedan operar muy cerca del emisor de energía, ya que el acoplamiento entre las bobinas emisora y receptora decae muy rápidamente al aumentar la distancia o al desalinearse las bobinas, lo que produce un drástico descenso de la eficiencia del enlace.

La solución a este problema parece residir en el uso de sistemas con circuitos resonantes en emisor y receptor según puede consultarse en las publicaciones del **Wireless Power Consortium** [34] o del grupo **WiTricity del MIT** [9]. El uso de emisores y receptores resonantes con elevados valores de **Q (factor de calidad)** y por tanto con un ancho de banda más limitado permite mantener la eficiencia del enlace incluso con acoplamientos relativamente débiles.

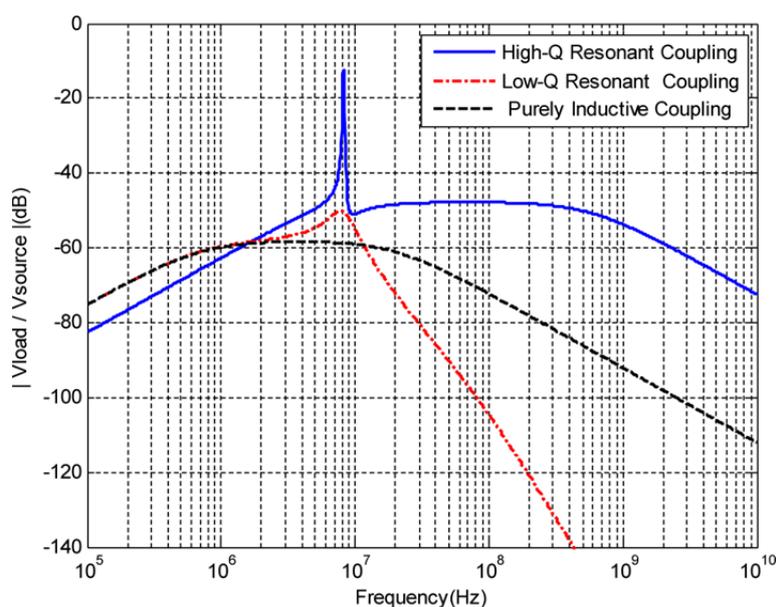


Fig. 1 Comparativa de los distintos tipos de acoplo [1]

Ya en 2008, el grupo del MIT consiguió un enlace para iluminar una bombilla de 60 W a una distancia de 2 metros a través de una pared con una eficiencia que rondaba el 50% [2].

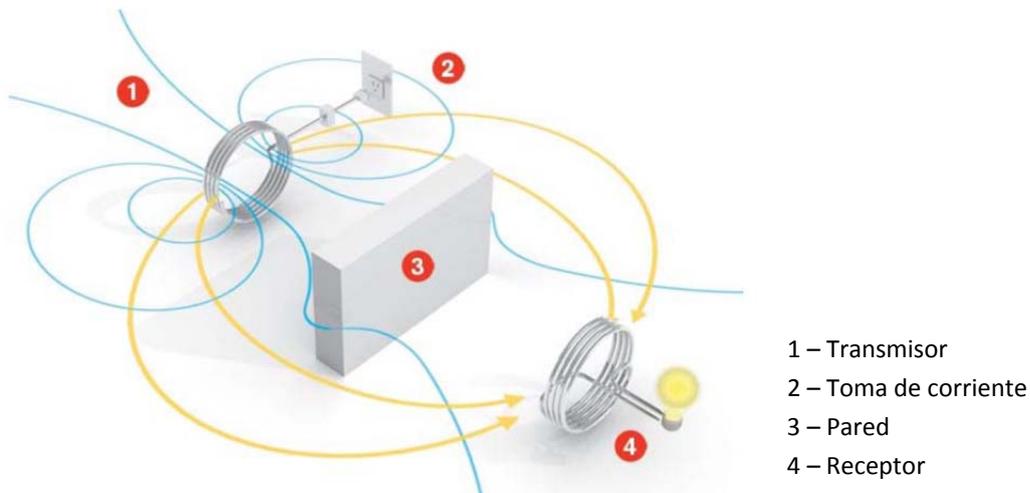


Fig. 2 Esquema del experimento del MIT [2]

## 2.2. LEVITACIÓN ELECTROMAGNÉTICA

Los sistemas de levitación magnética o maglevs son dispositivos electromecánicos capaces de suspender un objeto ferromagnético en el aire compensando la fuerza gravitatoria mediante la fuerza que un campo electromagnético ejerce sobre el cuerpo ferromagnético.

Una de las aplicaciones más conocidas de estos sistemas resultan los trenes de alta velocidad maglev, como el Shanghai Maglev, que emplea suspensión electromagnética en lugar de raíles y ruedas. La principal ventaja de estos sistemas es que eliminan la fricción entre las ruedas y los raíles.

En este proyecto se va a utilizar la levitación como sistema de demostración del aislamiento de un enlace WPT (*Wireless Power Transfer*), en el que el receptor del enlace estará suspendido bajo un electroimán.

En 1986, Wong publicó un artículo [17] en el que se implementaba un control totalmente analógico para mantener una pequeña esfera de acero suspendida bajo un electroimán. Dicho control consistía en un compensador tipo cero-polo que obtenía una estimación de la posición de la esfera mediante un sistema opto-electrónico.

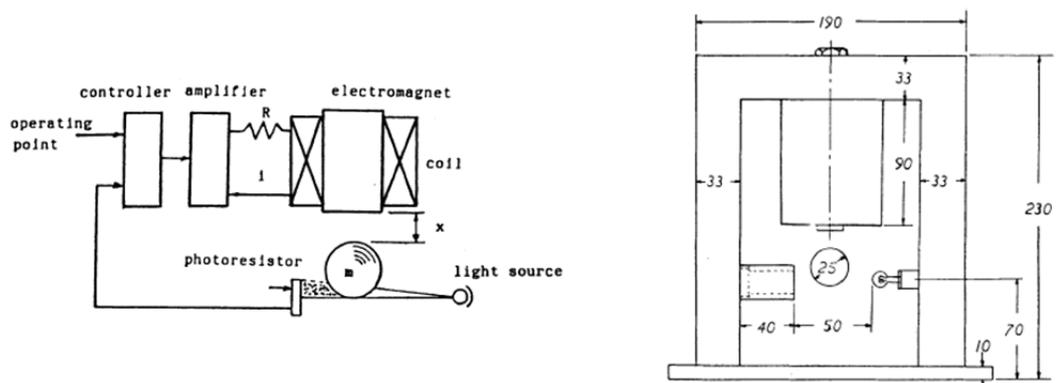


Fig. 3 Esquemas del levitador de Wong [17]

No obstante existe otro método para obtener una realimentación de la posición del objeto levitado. Si en lugar de ser un objeto de acero, fuese un imán, se podría medir el campo magnético generado por dicho imán, que esta inversamente relacionado con la distancia, con un sensor *Hall*. Este método es el empleado en un artículo publicado por profesores de la Universidad de Zaragoza [16] en el que se describe un sistema de levitación de muy bajo coste con fines didácticos.

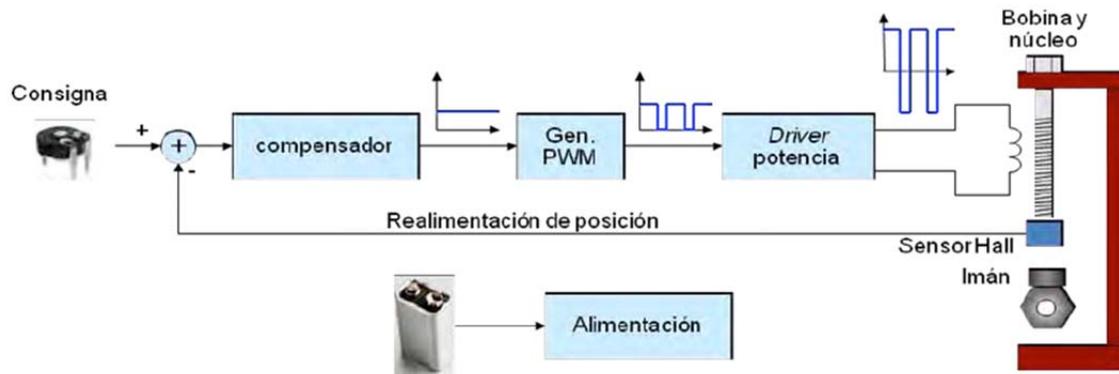


Fig. 4 Diagrama de bloques del levitador con sensor *hall* [16]

## 3. SISTEMA COMPLETO

### 3.1. ESPECIFICACIONES

La meta de este proyecto es la construcción del prototipo de un sistema híbrido de levitación electromagnética y de transferencia de energía inalámbrica mediante campos magnéticos resonantes. El sistema debe ser capaz de mantener un objeto suspendido en aire de una forma estable y, al mismo tiempo, suministrar energía eléctrica a dicho objeto sin ningún contacto físico.

Tras un análisis de diferentes opciones y alternativas se establecieron las siguientes especificaciones del sistema a diseñar:

- El sistema de transferencia inalámbrica de energía debe ser capaz de suministrar al receptor una potencia de 100mW a una distancia de entre 2 y 3 cm.
- El levitador debe mantener un objeto de aproximadamente 50gr suspendido a una distancia de entre 2 y 3 cm.
- Ambos sistemas se alimentarán con una tensión DC de entre 12 y 15 Volts, unipolar y limitada a 3 A de corriente.
- El sistema debe quedar contenido en un único habitáculo, sin depender de columnas o soportes exteriores para la fijación de sensores (sí se permitirán soportes a modo de elevar el prototipo para una demostración), por lo que la realimentación de la posición del objeto suspendido deberá realizarse mediante un sensor Hall.
- El lazo de control será completamente digital y se implementará en una tarjeta de desarrollo de microprocesador.
- El control de corriente sobre la bobina se realizará de forma conmutada (modulación PWM) y ambos sistemas deberán operar a una frecuencia de conmutación inferior a los 100 kHz.
- El hardware deberá quedar protegido contra cortocircuitos y polarización inversa mediante los circuitos que sean necesarios.
- La bobina transmisora del enlace WPT debe ser de tipo plano y se colocará debajo del electroimán.
- Por último, el electroimán se construirá con un carrete de hilo de cobre esmaltado del diámetro necesario en función de la corriente requerida. Como núcleo se empleará un tornillo o perno de acero suave.

### 3.2. ESQUEMA DE MONTAJE

El sistema que se ha diseñado se muestra en el esquema de la Fig. 5 . El elemento principal es el conjunto formado por el electroimán del sistema levitador y la bobina transmisora del sistema de transferencia de energía inalámbrica. Ambas se montarán solidarias a un tornillo que hará las veces de núcleo del electroimán.

En la parte inferior de dicho conjunto se encuentra el sensor de efecto *Hall* que se empleará para medir la distancia entre el objeto suspendido y el electroimán.

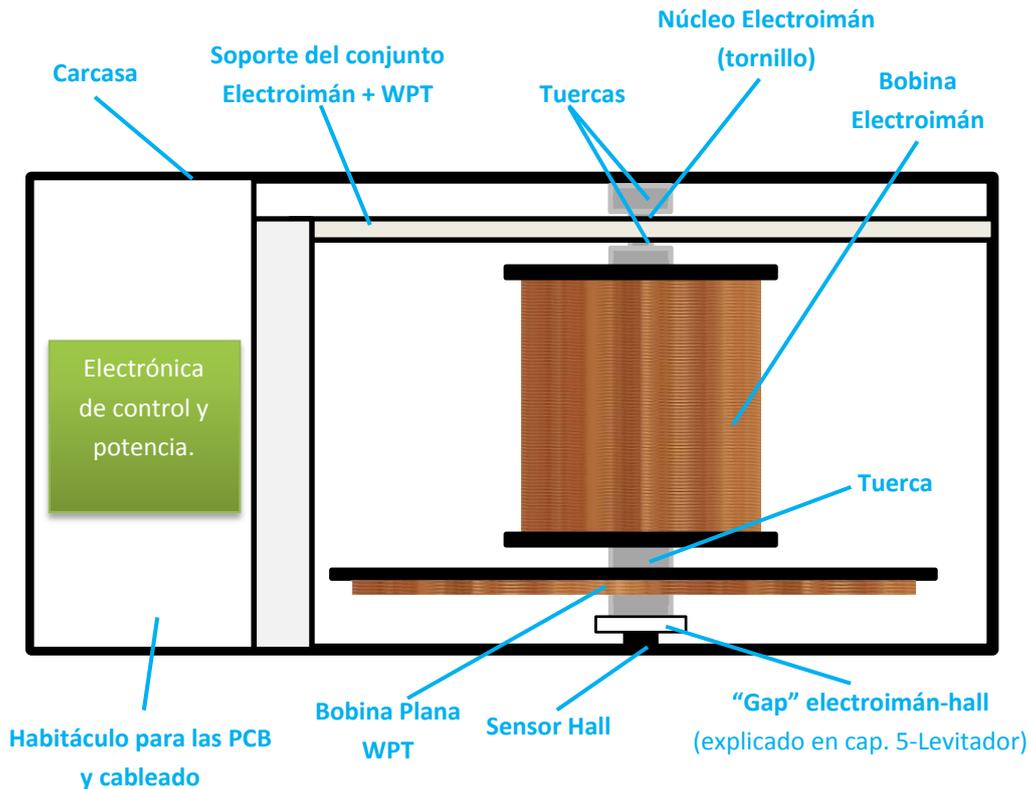


Fig. 5 Esquema de montaje físico del sistema.

A la izquierda de esquema se ha reservado un habitáculo que contendrá las placas de circuito impreso con toda la electrónica de control y potencia.

### 3.3. DIAGRAMA DE BLOQUES

La fig. 7 muestra un diagrama de bloques identificando la relación entre ellos.

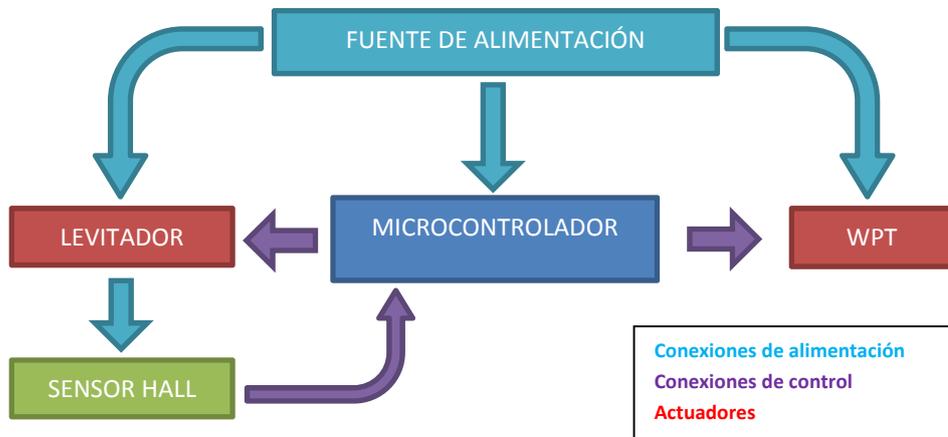


Fig. 7 Diagrama de bloques del sistema.

Todos los bloques necesitarán recibir energía de una fuente de alimentación, que será directa, salvo en el caso del sensor hall, que se hará a través de la electrónica del levitador.

El microcontrolador será el encargado de controlar los sistemas de transferencia inalámbrica de energía y de levitación. Para este último, necesitará capturar información de un sensor que será el que cierre el lazo de control del levitador.

## 4. TRANSFERENCIA INALAMBRICA DE ENERGÍA.

### 4.1. INTRODUCCION

#### 4.1.1. FUNDAMENTOS FÍSICOS

El funcionamiento de estos sistemas puede explicarse mediante la ley Faraday-Lenz de la inducción electromagnética: *La fuerza electromotriz inducida en un circuito cerrado estacionario es igual a la razón negativa de incremento del flujo magnético ligado al circuito.*[29]

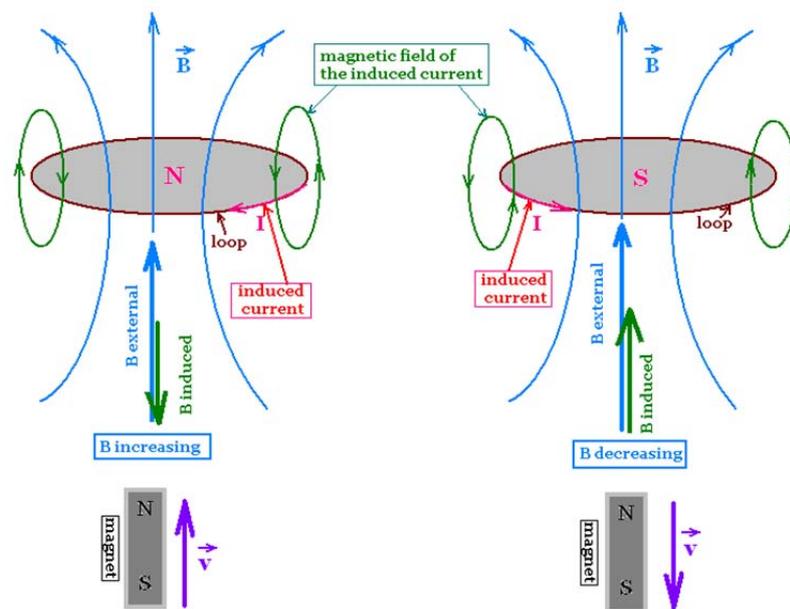


Fig. 8 Ley Farady-Lenz.

De este modo, si excitamos una espira o bobina con una corriente alterna esta generará un campo magnético variable en el tiempo. Si colocamos una segunda bobina en su proximidad, esta será atravesada por el campo magnético generado por la primera y se inducirá una corriente por esta segunda bobina, proporcional, según la relación de espiras, a la corriente con la que excitamos la primera. Sin embargo, lo afirmado anteriormente supone que todo el flujo magnético, o al menos una gran parte del mismo, generado por la primera bobina atraviesa la segunda.

La cantidad de flujo magnético que es captado por la bobina receptora recibe el nombre de **coeficiente de acoplamiento o k**. Este coeficiente puede expresarse como (Eq. 1):

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \quad (\text{Eq. 1})$$

Este coeficiente depende de las dimensiones físicas ambas bobinas, de la distancia entre ellas, su orientación y de los posibles obstáculos entre ellas. Su valor está comprendido en el intervalo  $0 \leq k \leq 1$ , siendo  $k=1$  para un acoplo total en entre las bobinas y  $k=0$  para un acoplo nulo.

Puede medirse experimentalmente aplicando una tensión alterna de amplitud  $U_1$  en la bobina transmisora  $L_1$  y midiendo la tensión de la bobina receptora  $L_2$  en circuito abierto,  $U_2$ .

$$u = \frac{U_2}{U_1} = k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad (\text{Eq. 2})$$

En la figura 9 puede observarse la variación de  $k$  entre una pareja de bobinas planas de 30 mm de diámetro en función de su proximidad y su alineación.

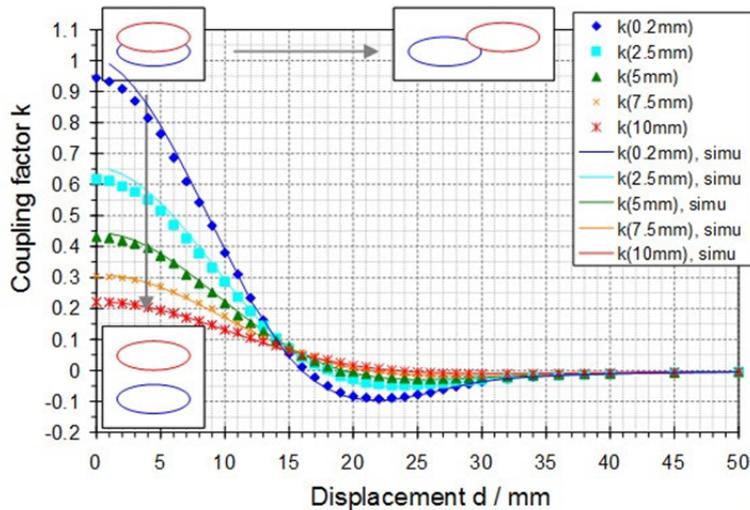


Figure 5 Measured (points) and calculated (lines) coupling factors for two planar coils with 30 mm diameter

Fig. 9 Cálculos y mediciones de  $k$  obtenida del *Wireless Power Consortium* [34]

En la gráfica queda patente que en cuanto las bobinas se distancian un par de centímetros el acoplo entre ambas es prácticamente nulo. Por ello, en este proyecto no se empleará el acoplo inductivo puro, si no que se optara por emplear resonadores acoplados.

#### 4.1.2. RESONADORES ACOPLADOS

Un resonador es un sistema que almacena cierta cantidad de energía que está continuamente oscilando entre dos modos. En el caso de un circuito electrónico, el resonador típico es el LC (paralelo en la Fig. 10). Este circuito acumula cierta cantidad de energía que oscila entre campo eléctrico (condensador) y campo magnético (bobina) (Fig. 11).

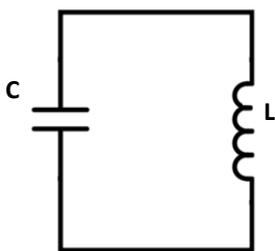


Fig.10 Circuito LC paralelo.

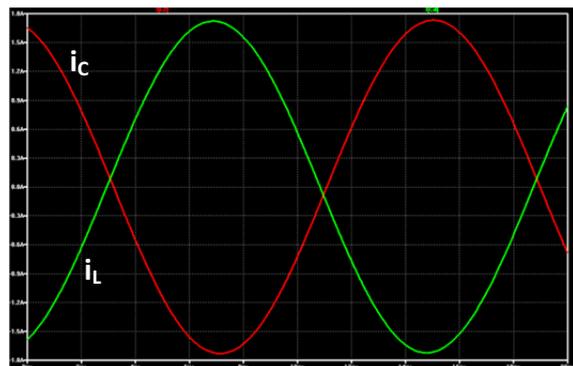


Fig.11 Corriente en bobina (verde) vs. Corriente en condensador (rojo).

Esta oscilación de energía se produce a la frecuencia (Eq. 3):

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (\text{Eq. 3})$$

Sin embargo, en un resonador no ideal, los componentes, especialmente la bobina, tienen asociadas unas pérdidas de energía debido a su resistencia parásita. De modo que en el modelo del resonador añadiremos una **resistencia en serie con la bobina (ESR)** que modelará las pérdidas de la misma.

Así pues podemos caracterizar un resonador por su frecuencia de resonancia y por sus pérdidas, definiendo un parámetro llamado **factor de calidad** o **Q** (Eq. 4).

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{f_0}{BW} \quad (\text{Eq. 4})$$

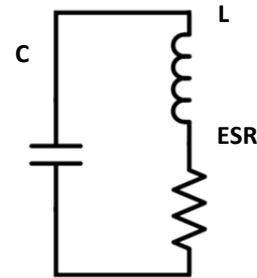


Fig.12 Resonador con resistencia de pérdidas en la bobina.

El factor de calidad, además de las pérdidas del resonador también nos indica su ancho de banda a -3dB. Por tanto, un resonador con una Q alta tendrá pocas pérdidas y un ancho de banda muy estrecho (o muy alta selectividad si se prefiere).

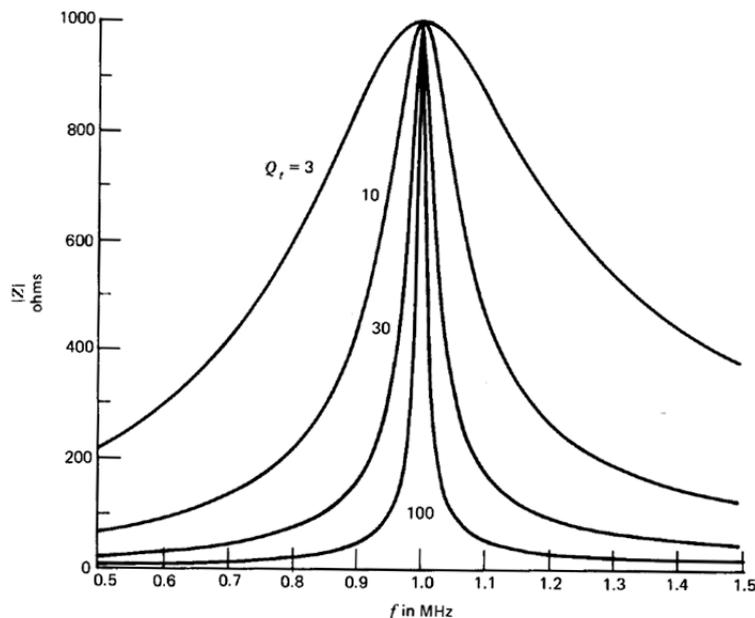


Fig. 13 Respuesta en frecuencia de un resonador. Relación ancho de banda – Q. [31]

Si dos resonadores se colocan en proximidad, de modo que exista un acoplo entre ellos (que el factor  $k$  sea lo suficientemente grande), serán **capaces de intercambiar energía entre ellos**.

El comportamiento de dos resonadores acoplados puede describirse mediante el análisis de su circuito equivalente.

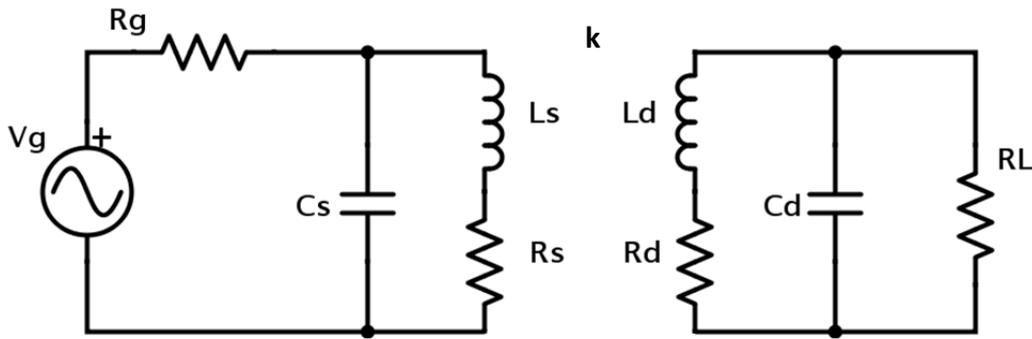


Fig. 14 Circuito equivalente del acoplo resonante

Tras analizar el circuito la relación entre la potencia que recibe la carga y la potencia entregada por el generador en caso de perfecta adaptación de impedancias resulta (Eq. 4):

$$\frac{P_L}{P_g} = \frac{4 \cdot U^2 \cdot \frac{R_g}{R_s} \cdot \frac{R_L}{R_d}}{\left( \left( 1 + \frac{R_g}{R_s} \right) \left( 1 + \frac{R_L}{R_d} \right) + U^2 \right)^2} \quad (\text{Eq. 4}) \quad U = k\sqrt{Q_s Q_d} \quad (\text{Eq. 5})$$

Para conseguir adaptar las impedancias de generador y carga debemos elegir las impedancias de generador y carga tal que:

$$\frac{R_g}{R_s} = \frac{R_L}{R_d} = \sqrt{1 + U^2} \quad (\text{Eq. 6})$$

de modo que la máxima eficiencia de la transmisión resulta (Eq. 7):

$$\mu_{opt} = \frac{U^2}{(1 + \sqrt{1 + U^2})^2} \quad (\text{Eq. 7})$$

El parámetro  $U$  (Eq. 5) se conoce como la **figura de mérito** del enlace, cuanto mayor sea este parámetro, mayor eficiencia será posible conseguir en el enlace.

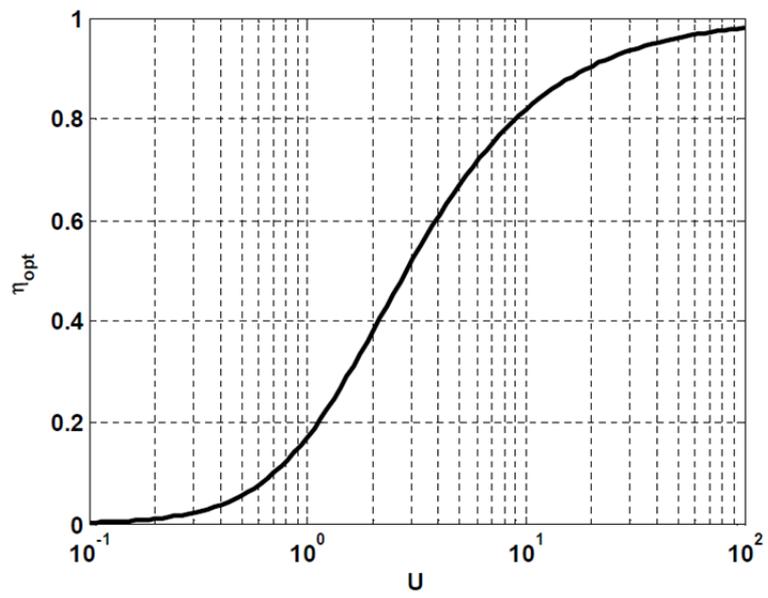


Fig. 15 Representación del rendimiento frente a U.[9]

## 4.2. HARDWARE

### 4.2.1. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA

Un sistema de transferencia de energía inalámbrica contaría con los bloques indicados en la Fig. 16., pudiéndose añadir algunos opcionales (bloques con contorno discontinuo) para mejorar su rendimiento, cobertura, hacerlos más versátiles, etc.

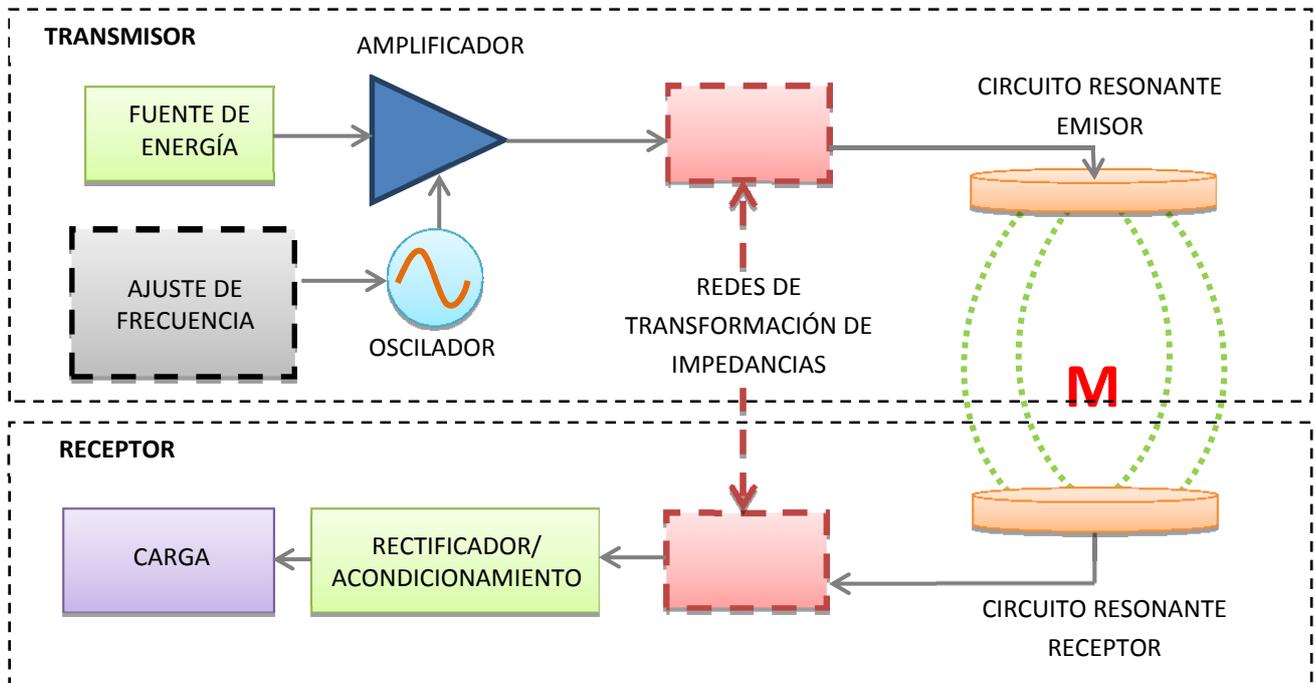


Fig. 16.- Diagrama de bloques del sistema de transferencia de carga inalámbrica.

### 4.2.2. BLOQUE TRANSMISOR

De izquierda a derecha, nuestro sistema parte de una **fuente de energía** (red eléctrica, baterías, etc...) que alimenta un **amplificador de señal**, necesariamente **no lineal**, ya que nos interesa **alta eficiencia** y la amplitud de la señal de salida será constante. Dicha señal procede de un oscilador, que generara una señal sinusoidal a la frecuencia para la que se diseñe el enlace.

A continuación nos encontramos con una **red de transformación de impedancias**. Para el funcionamiento básico del sistema no sería necesario implementar este bloque, sin embargo, si queremos extraer toda la potencia posible de nuestro generador deberemos añadirlo. Además, las variaciones físicas del sistema como pueden ser posición, ángulo u obstáculos harán variar la impedancia vista por el amplificador, pudiendo ser necesario un control adaptativo de la red de adaptación de impedancias para obtener el máximo rendimiento del sistema.

Finalmente llegamos a la parte del **circuito resonante emisor**. Este consiste en un circuito LC resonante a la frecuencia de trabajo del sistema. La bobina de dicho circuito hará

las veces de antena emisora del campo magnético. Como generador del circuito ( $V_g$ ) colocaremos el amplificador de RF junto con su impedancia de salida ( $R_g$ ).

El circuito resonante lo compondrán el condensador  $C_s$  y la inductancia  $L_s$  junto con su resistencia equivalente serie (ESR) a la frecuencia de trabajo.

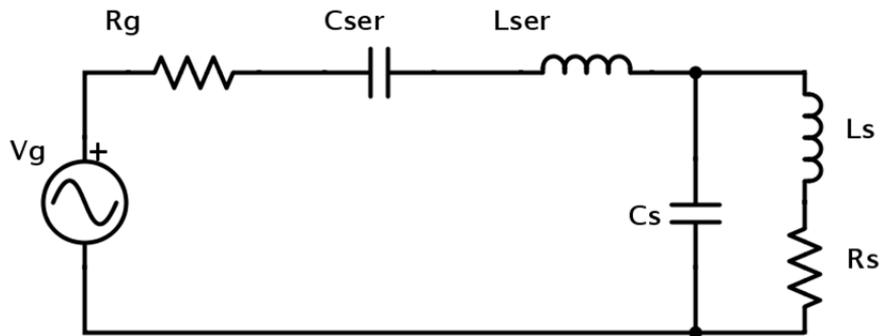
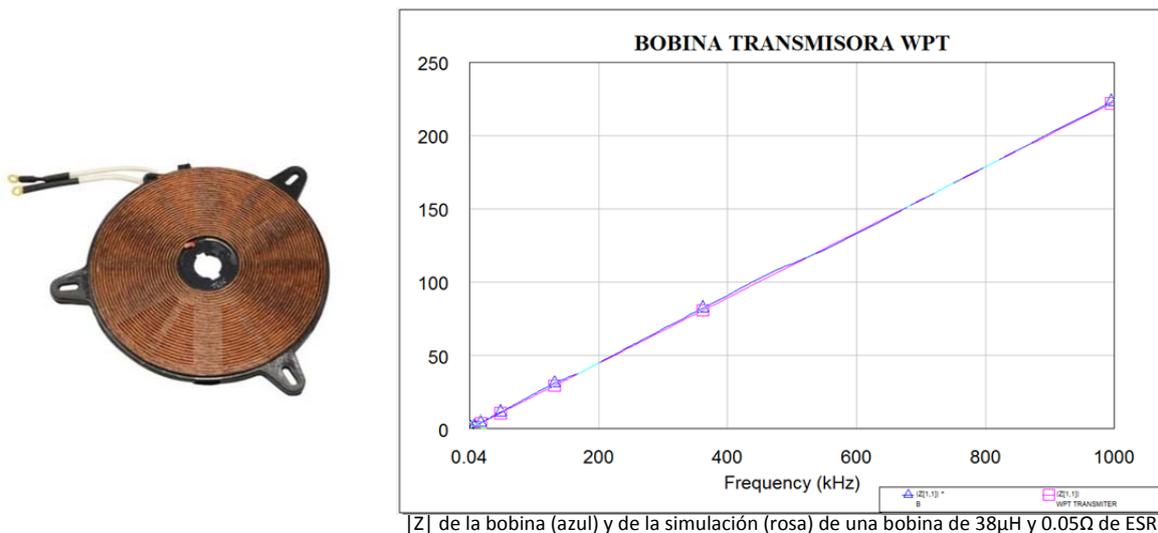


Fig. 17 Circuito de la etapa transmisora.

Al resonador paralelo ( $L_s, C_s$ ) se ha añadido un condensador de desacoplo ( $C_{ser}$ ) y una inductancia en serie ( $L_{ser}$ ), que servirá para convertir la fuente de tensión en una fuente de corriente. De este modo reduciremos la corriente demandada a la fuente de tensión.

El factor de calidad ( $Q$ ) de la bobina transmisora ( $L_s$ ) será determinante para el rendimiento del sistema. Por eso **es importante que dicha bobina cuente con ESR muy baja a la frecuencia de trabajo.**

Se ha elegido, por disponibilidad, una bobina plana de  $38 \mu\text{H}$  y 15 cm de diámetro destinada al uso en cocinas de inducción (Fig. 18). Está fabricada con hilo Litz y diseñada para soportar decenas de amperios.



|Z| de la bobina (azul) y de la simulación (rosa) de una bobina de  $38 \mu\text{H}$  y  $0.05 \Omega$  de ESR

Fig. 18 Bobina transmisora.

Como bobina receptora se empleará una bobina de núcleo de aire de 2 cm de diámetro, 10  $\mu\text{H}$  y 0.1  $\Omega$  de ESR. Midiendo el acoplo entre ambas bobinas experimentalmente obtenemos un coeficiente  $k = 0.06$  para una separación de 2.5 cm.

Con las ecuaciones del apartado de resonadores acoplados podemos obtener una estimación de la eficiencia máxima en función de la frecuencia. (Fig .19)

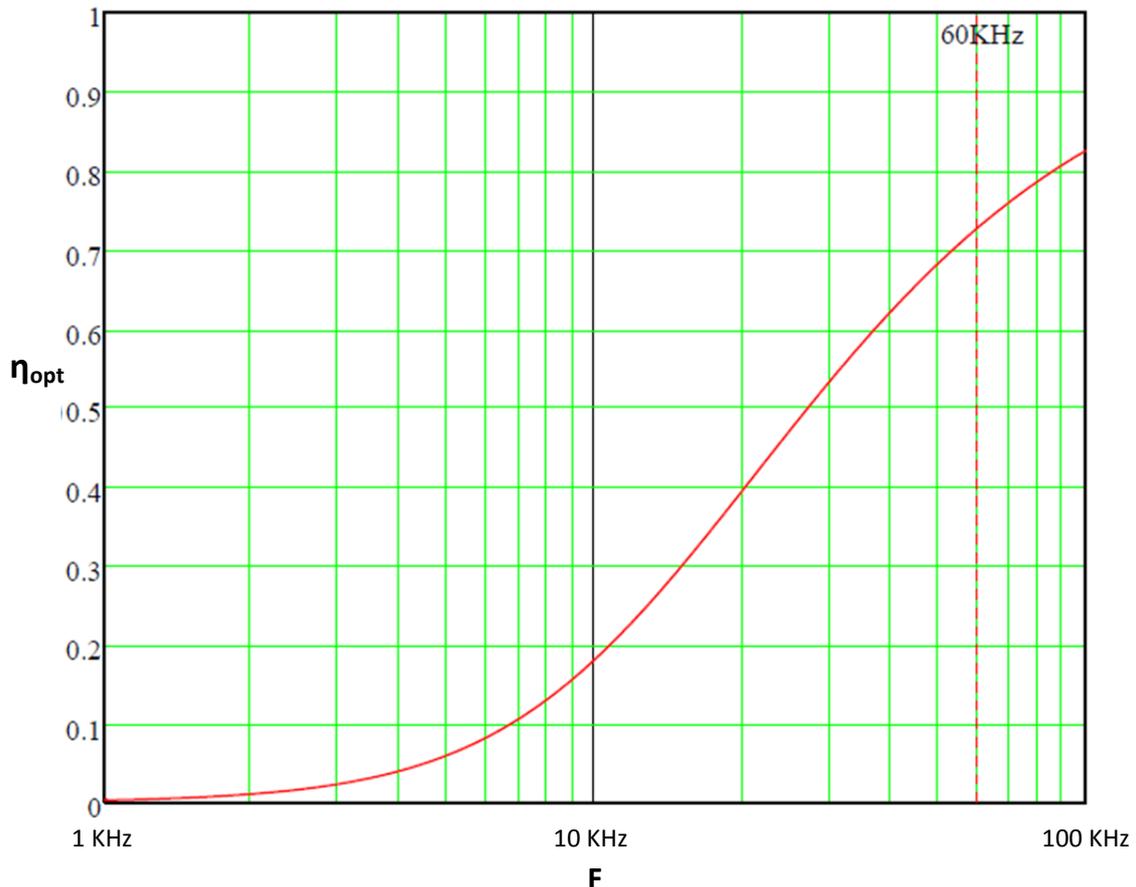


Fig. 19 Representación del rendimiento frente a la frecuencia.

Se elige para el enlace una frecuencia de operación cercana a **60 KHz**, que implican un rendimiento **máximo teórico del 70%**.

Una vez fijada la frecuencia de operación podemos determinar el valor de los componentes del transmisor.

El condensador  $C_s$  debe elegirse tal que entre en resonancia con la bobina transmisora a la frecuencia de trabajo (Eq. 8).

$$C_s = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot L_s} = \frac{1}{(2\pi \cdot 60 \text{ kHz})^2 \cdot 38 \mu\text{H}} = 185 \text{ nF} \quad (\text{Eq. 8})$$

El condensador de desacoplo se escoge de 0.1  $\mu\text{F}$  y la bobina  $L_{ser}$  de 350  $\mu\text{H}$ . A continuación se pasará a explicar el bloque receptor.

### 4.2.3. BLOQUE RECEPTOR

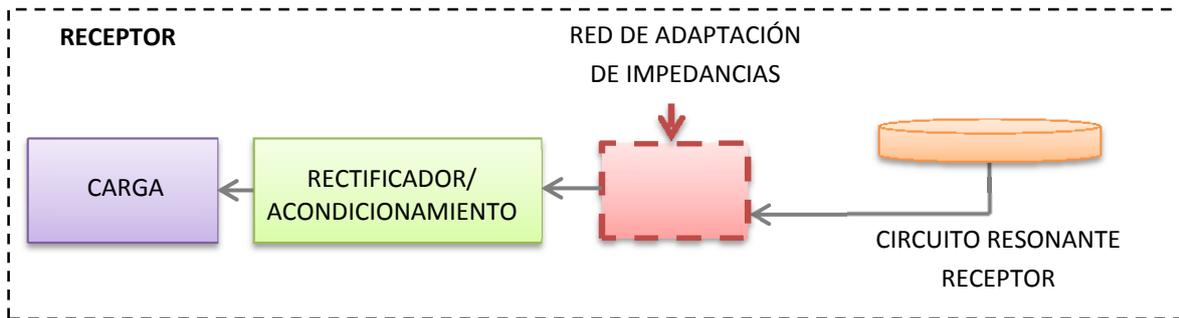


Fig. 20.- Diagrama de bloques del receptor.

El bloque receptor estará compuesto (Fig. 20), de derecha a izquierda, de un **circuito resonante receptor**, similar al del emisor y sintonizado a la misma frecuencia. A continuación se puede intercalar otra **red de transformación de impedancias**, esta vez tendrá la misión de transformar la carga en la carga que maximice la adaptación.

A continuación se colocará un bloque de adaptación de la tensión recibida. A la entrada de este bloque recibiríamos una corriente alterna a la frecuencia de trabajo del sistema, que recordemos puede ser de docenas de kilohercios (aunque en otros sistemas podría ser incluso de megahercios). Esta frecuencia resulta poco práctica para la mayoría de las cargas útiles que se puedan conectar al sistema. Normalmente, las cargas serán sistemas que requieran una **corriente continua a una tensión fija**, por lo que será necesario colocar un **punteo rectificador** construido con **diodos schottky** debido a la alta frecuencia. Además será necesario un condensador de alta capacidad (electrolítico) para filtrar el rizado de la tensión rectificada. A partir de aquí se pueden colocar reguladores lineales o etapas conmutadas para garantizar una tensión fija de alimentación a la carga.

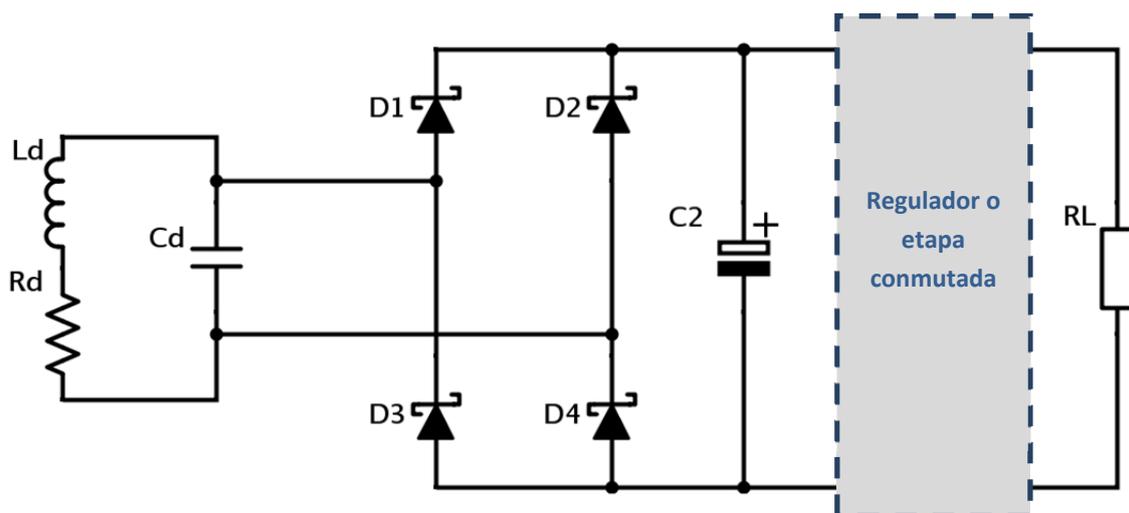


Fig. 21 Esquemático del circuito receptor.

En el receptor, la bobina  $L_d$  será una inductancia de núcleo de aire de  $10 \mu\text{H}$ ,  $0.1 \Omega$  de ESR y 2 cm de diámetro, por lo que el condensador  $C_d$  resultara:

$$C_d = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot L_d} = \frac{1}{(2\pi \cdot 60 \text{ kHz})^2 \cdot 10 \mu\text{H}} = 703 \text{ nF} \quad (\text{Eq. 9})$$

Si realizamos una simulación del enlace (sin rectificador) con una carga de  $25 \Omega$  y un generador con una resistencia de salida de  $0.5 \Omega$  obtenemos una potencia media en la carga de  $182 \text{ mW}$  frente a los  $262 \text{ mW}$  aportados por una fuente de señal cuadrada de  $12 \text{ V}$  de amplitud. Si calculamos el rendimiento como (Eq. 10):

$$\eta = \frac{P_{RL}}{P_{Fuente}} = \frac{182 \text{ mW}}{262 \text{ mW}} = 0.69 = 69\% \quad (\text{Eq.10})$$

#### 4.2.4. AMPLIFICADOR

Para que el enlace funcione, necesitamos inyectar energía en el resonador transmisor a la frecuencia de trabajo de  $60 \text{ kHz}$ . La señal se generará en el bloque oscilador, sin embargo este bloque no tendrá suficiente potencia para hacer funcionar el enlace. Por tanto necesitamos amplificar la señal del oscilador. Como para esta aplicación la amplitud de la señal será constante, y del valor de la tensión de alimentación, lo más indicado resulta emplear un amplificador no lineal, ya que tiene una eficiencia mucho mayor que uno lineal.

Se ha escogido como amplificador un **punte inversor completo (full bridge)**. La salida del puente inversor será una señal cuadrada bipolar de amplitud igual a la tensión de alimentación. La señal cuadrada será filtrada por la resonancia del resonador transmisor, eliminando los armónicos superiores y quedándose como señal sinusoidal.

Para la implementación del amplificador se ha elegido el integrado **DRV8842** de Texas Instruments. Contiene un puente MOSFET completo, que se puede alimentar entre  $8.2 \text{ V}$  y  $45 \text{ V}$ , entregando una corriente máxima de  $3.5 \text{ A(RMS)}$  y a una frecuencia de hasta  $100 \text{ kHz}$ . Además incorpora características adicionales como protecciones de sobre-corriente, sobrecalentamiento y caída de tensión, limitación de corriente de 32 niveles mediante selección digital y función parada (*sleep*).

La salida del integrado se controla con dos pines llamados **IN1** e **IN2**, de modo que si queremos generar una señal cuadrada bipolar entre los pines **OUT1** y **OUT2**, deberemos inyectar en las entrada **IN1** una señal cuadrada y su negada por la entrada **IN2**.

Las señales de control para el puente inversor procederán del **microprocesador** en el que se implementará el oscilador y que controlará también el sistema levitador. Este microprocesador será el **MSP430FR5739** de **TI** en su tarjeta de evaluación **EXP-MSP430FR3759**.

Los detalles sobre el integrado y la PCB del amplificador pueden consultarse en **anexo A2**.

#### 4.2.5. OSCILADOR

---

Para generar la señal que debe alimentar el puente inversor emplearemos uno de los *timers* del microprocesador que vamos a emplear en el prototipo. Estos *timers* tienen sus **registros de captura** conectados a pines de salida que se emplearán como entrada del oscilador. Programando dichos registros adecuadamente podemos generar simultáneamente la señal cuadrada y su negada para inyectarla al integrado del puente inversor.

### 4.3. SOFTWARE

El software para este sistema consistirá en la adecuada configuración del periférico *timer* y la configuración de las **señales de activación del driver**.

Los *timers* del MSP430FR5739 tienen **3 registros de captura cada uno (TxCCRn)**. El **registro 0** se programará con el **periodo fundamental de la frecuencia de salida**. Los registros 1 y 2 se programarán con la mitad del periodo y tipo de captura **SET/RESET** y **RESET/SET** respectivamente para que la señal de **salida del registro 2 sea la negada de la salida del 1**.

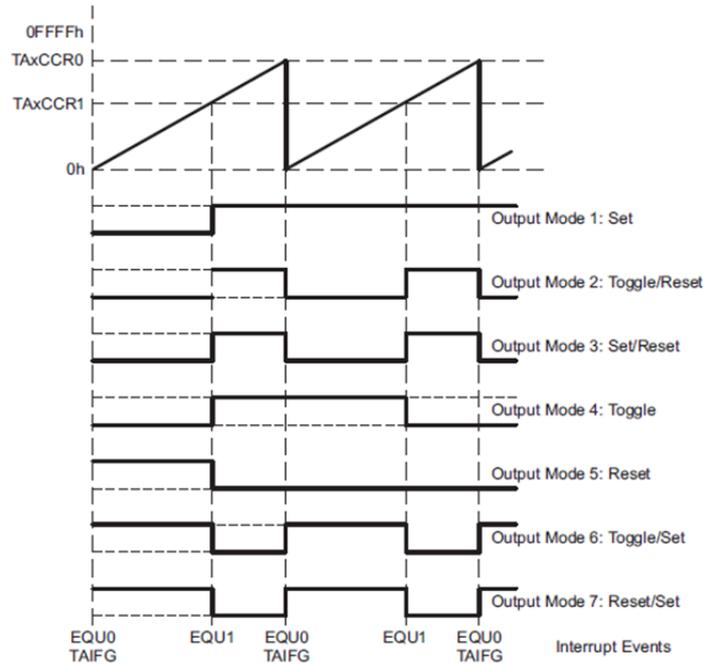


Figure 11-12. Output Example – Timer in Up Mode

Fig. 22 Ejemplos de los modos de salida de los *timers* del microprocesador. [26]

El *timer* **TA0** se configurará para funcionar con un reloj de **24 MHz**, por tanto el registro **TA0CCR0** deberá ser:

$$TA0CCR0 = \frac{24 \text{ MHz}}{60 \text{ KHz}} - 1 = 399 \quad (\text{Eq. 10})$$

Y los registros **TA0CCR1** y **TA0CCR2** serán **199** y sus configuraciones serán **SET/RESET** y salida por **P1.0** para **CCR1** y **RESET/SET** y salida **P1.1** para el **CCR2**. De este modo tendremos las entradas para el puente inversor **IN1** e **IN2** en los pines **P1.0** y **P1.1**.

## 5. LEVITADOR

### 5.1. INTRODUCCIÓN

Un levitador consiste, a grandes rasgos, en un sistema compuesto por un **electroimán** capaz de crear un campo electromagnético que ejercerá una fuerza de atracción sobre un **objeto metálico o magnético** tal que se contrarreste la fuerza gravitatoria para mantenerlo suspendido en el aire.

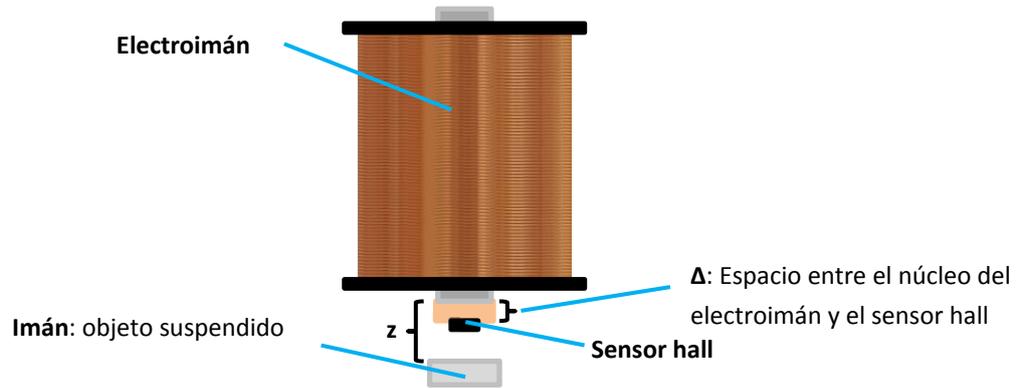


Fig. 23 Conjunto electroimán e imán suspendido. [26]

Sin embargo, como se verá más adelante, este **sistema** resulta **inestable**. El imán suspendido o se cae o es atraído en exceso por el electroimán y se queda pegado. Para solucionarlo debe implementarse un **control de lazo cerrado** que regule la corriente media que circula por el electroimán. Ese control necesitará conocer la **posición del objeto suspendido** ( $z$ ) y dicha medición debe realizarse de modo indirecto, sin contacto. En este proyecto se empleará un sensor **Hall**, que nos permitirá medir el campo magnético emitido por el imán suspendido y realizar una estimación de la altura.

## 5.2. HARDWARE

El electroimán puede modelarse como una inductancia  $L$  con una resistencia serie equivalente (ESR)  $R$ . La corriente media que circula por el electroimán se regulará con un control **PWM** bipolar desde  $V_G$ .

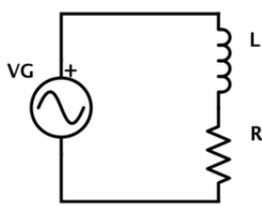


Fig. 24 Circuito equiv. del electroimán. [26]

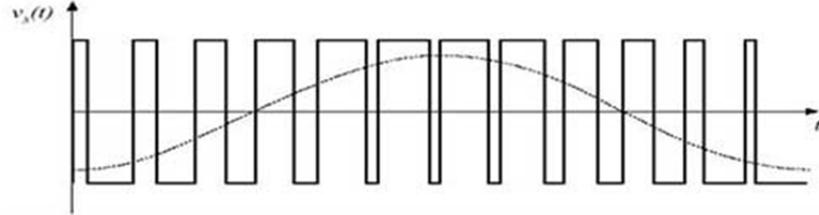
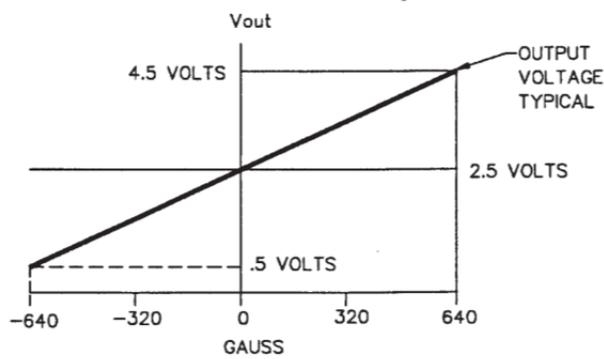


Fig. 25 Ejemplo de modulación PWM. [26]

La etapa de potencia que controlará la tensión aplicada a la bobina del electroimán será otro integrado **DRV8842** de TI como el empleado en el sistema WPT. La señal de control PWM que controlará dicha etapa de potencia se generará en el mismo microcontrolador MSP430FR5739 que hace las veces de oscilador en el sistema WPT. Tanto el generador PWM y el controlador digital del lazo cerrado se implementarán en este dispositivo.

Para medir el campo magnético del imán suspendido y estimar la altura del mismo se utilizará el sensor de efecto *Hall Honeywell SS495* que se alimenta a 5 V (unipolar) y da a su salida una tensión proporcional al flujo magnético que lo atraviesa (en ambos sentidos) con una polarización de 2.5 V.

TRANSFER CHARACTERISTICS  $V_s$  5.0 VDC



TYP. FREQUENCY RESPONSE

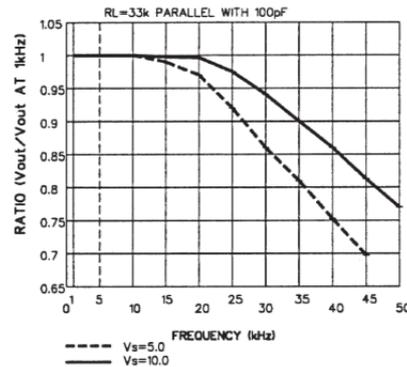


Fig. 26 Características del sensor hall ss495 de *honeywell*. [25]

Sin embargo, para que esta estimación de la altura sea fiable, **el campo generado por el imán suspendido debe ser de una magnitud muy superior al generado por el propio electroimán**. Si la condición anterior no se cumple, se produce una **realimentación** entre el campo del electroimán y el sensor *Hall*, obteniendo como resultado una **lectura errónea y ruidosa** debido a las conmutaciones de la señal PWM.

La influencia del campo del electroimán sobre el sensor *Hall* podría ser cancelada mediante software con una simple resta si pudiésemos caracterizar la influencia del campo magnético en el sensor en función de la corriente que circula por la bobina del electroimán. Sin embargo, no disponemos directamente de la corriente que circula por la bobina, sino la

tensión aplicada a sus bornes. Si queremos conocer la corriente deberemos implementar la función de transferencia del electroimán (circuito LR serie) con el consiguiente **coste computacional**. Además esto no nos garantizaría la completa anulación de la realimentación debido a la **aritmética finita del microprocesador** y a posibles efectos parásitos difíciles de identificar a simple vista.

Por esto, en este proyecto se ha optado por nuevo enfoque, trasladando el problema al dominio analógico y empleando **una medida diferencial** del campo magnético.

Un solenoide presenta la misma magnitud de campo magnético en ambos extremos, por tanto, si pudiésemos medir el campo magnético en los extremos y comparar dichas medidas, anularíamos la influencia de la bobina y nos quedaríamos con la medida de los campos magnéticos **no** producidos por la bobina.

Por tanto se va a realizar una modificación sobre el escenario anterior, añadiendo un segundo sensor *Hall* en la parte superior del electroimán, nos referiremos a él como **sensor hall superior**, y deberá estar dispuesto con la **misma orientación** que el que se había colocado previamente en la parte inferior del electroimán, el **sensor hall inferior**. De este modo, ambos sensores registrarán la misma medida de campo magnético procedente del electroimán, sin embargo, la contribución del campo magnético generado por el imán suspendido será prácticamente nula para el sensor superior (Eq. 11).

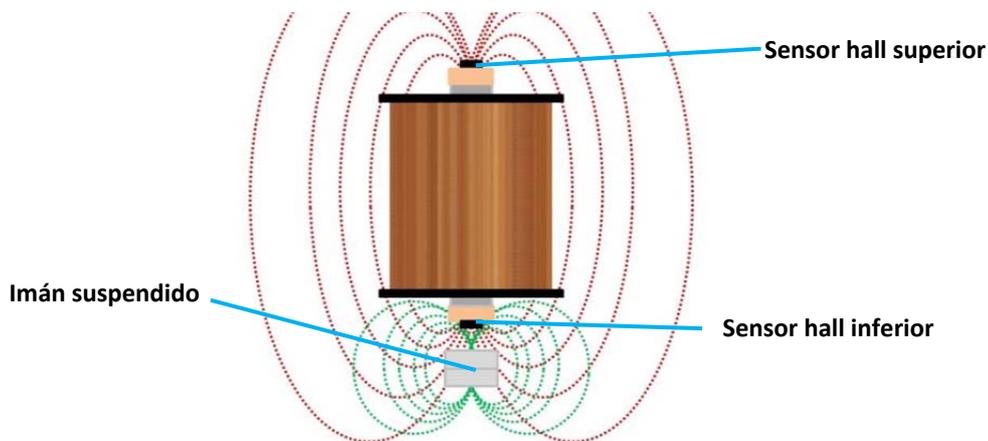


Fig. 27 Sistema levitador con 2 sensores hall

Atendiendo a la nomenclatura habitual en instrumentación electrónica, la parte de la medida capturada, en ambos sensores, correspondiente al campo magnético generado por el electroimán corresponde al **modo común**. Por otra parte, la componente de dicha medida que no sea generada por el electroimán será considerada como el **modo diferencial**.

$$B_{\text{sensor superior}} \cong B_{\text{electroimán}}$$

$$B_{\text{sensor inferior}} = B_{\text{imán suspendido}} + B_{\text{electroimán}} \quad (\text{Eq. 11})$$

$$B_{\text{diferencial}} = B_{\text{sensor inferior}} - B_{\text{sensor superior}} \cong B_{\text{imán suspendido}}$$

Por tanto será necesario construir una etapa analógica que nos permita realizar la medida diferencial. Se empleará una **etapa restadora** con el **amplificador operacional LMV321** que podremos alimentar unipolarmente con 5V, ya que es **rail-to-rail**. La salida estará comprendida entre 0 y 2.5 V ya que eliminamos el punto de polarización de 2.5 V y consideramos que el imán permanente siempre estará suspendido con la misma orientación.

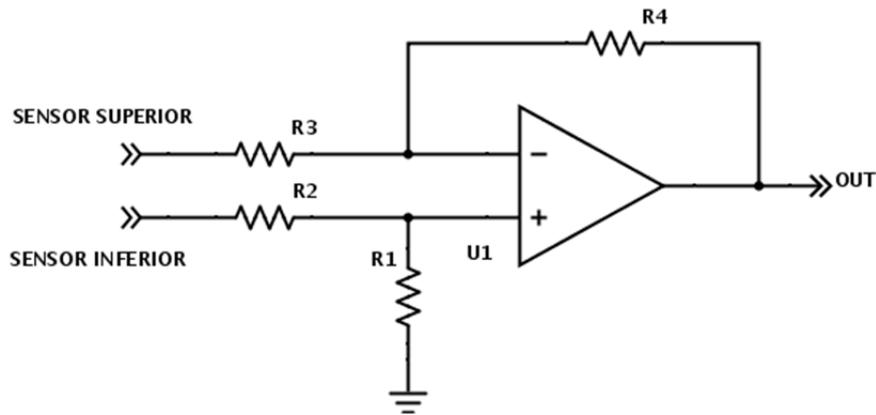


Fig. 28 Etapa restadora basada en operacional

Si todas las resistencias son iguales (10 K $\Omega$  es un valor típico en estas etapas):

$$V_{out} = V_{sensor inferior} - V_{sensor superior} \quad (\text{Eq. 12})$$

La salida de esta etapa se conectará directamente con el convertor analógico-digital del microprocesador, un **ADC de 10 bits** con una frecuencia de muestreo máxima de 200 KSPS. Este ADC permite programar las tensiones de referencia sobre las que se realiza la conversión. Para **aprovechar al máximo el rango dinámico** del convertor fijaremos la tensión inferior en la masa del microprocesador (**GND**) ya que es común a la de la etapa restadora, y la tensión máxima en **2.5 V**, que es la tensión máxima que dará la etapa restadora. De este modo, la conversión tendrá una resolución de  $2.5/1024 = 2.44$  mV. Más detalles sobre la construcción de esta etapa pueden consultarse en el **anexo A2**.

Con esto queda descrito el hardware que compondrá el sistema de levitación. A continuación se pasa a describir el proceso de diseño del controlador digital y su implementación en el microprocesador.

### 5.3. SOFTWARE – CONTROLADOR DIGITAL

En este apartado se va a describir análisis de la planta del sistema, el **diseño del controlador digital  $G_c(z)$**  y su implementación en *fixed point* en el microprocesador del sistema.

Si analizamos el hardware dispuesto en el apartado anterior y añadimos algunos bloques referentes al controlador digital podemos obtener el **diagrama de bloques del sistema completo para pequeña señal** (Fig. 28):

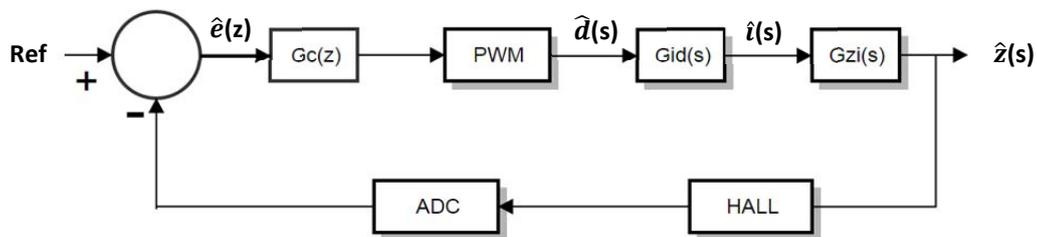


Fig. 29 Diagrama de bloques en pequeña señal para el levitador.[15]

donde:

- **Ref** será la consigna que indique al lazo de control el punto de operación  $Z_0$ .
- **$G_c(z)$**  será la función de transferencia del control que se emplee en el sistema.
- **PWM** será la ganancia correspondiente a la conversión de la salida del controlador a los posibles valores de ciclo de servicio ( $\hat{a}(s)$ ) de la señal que gobierne el electroimán.
- **$G_{id}(z)$**  será la función de transferencia ciclo de servicio-corriente ( $\hat{i}(s)$ ) del electroimán y de la electrónica asociada al mismo.
- **$G_{zi}(s)$**  será la función de transferencia asociada a la linealización de las ecuaciones mecánicas y magnéticas del conjunto electroimán y objeto suspendido.
- **$\hat{z}(s)$**  será la posición del objeto.
- **HALL** representará la función de transferencia del sensor hall y de la electrónica asociada al mismo (**KHALL**).
- **ADC** indicará la ganancia (**KADC**) de conversión del convertor analógico digital empleado.
- **$\hat{e}(z)$**  será el error entre la referencia y la posición medida del objeto suspendido.

### 5.3.1. LA PLANTA INESTABLE

La fuerza que el electroimán ejerce sobre el cuerpo suspendido dependerá de la corriente que circule por el bobinado del electroimán y la distancia entre el objeto y el electroimán. A continuación se muestran las ecuaciones magnética y mecánica que definen el comportamiento del sistema.

*Ecuación magnética y ecuación mecánica [Wong86] (Eqs. 12,13)*

$$F = k_1 \left( \frac{i+k_0}{z} \right)^2$$

Dónde:

$F$	Fuerza electromagnética.
$i$	Corriente por la bobina.
$z$	Distancia entre objeto y electroimán.
$m$	Masa del objeto.
$k_1$	Constante
$k_0$	Constante en caso de que el objeto suspendido sea un imán (atracción con el núcleo del electroimán) [15]

$$m \frac{d^2 z(t)}{dt^2} = m \cdot g - F$$

Si queremos obtener la función de transferencia de la planta primero deberemos **linealizar** las ecuaciones anteriores. Si suponemos  $z = Z_0 + \hat{z}$ , siendo  $\hat{z}$  pequeñas **variaciones AC** respecto a un punto de operación  $Z_0$  de modo que  $\|Z_0\| \gg \|\hat{z}\|$ , y del mismo modo con  $F = F_0 + \hat{f}$ :

$$m \frac{d^2 Z_0 + \hat{z}}{dt^2} = m \cdot g - (F_0 + \hat{f}) \quad F_0 + \hat{f} = k_1 \left( \frac{I_0 + \hat{z} + k_0}{Z_0 + \hat{z}} \right)^2 \quad (\text{Eqs. 14,15})$$

Tras igualar términos AC y despreciar términos de 2º orden:

$$m \frac{d^2 \hat{z}}{dt^2} = -\hat{f} \quad \hat{f} = -2k_1 \frac{(I_0 + k_0)^2}{Z_0^3} \hat{z} + 2k_1 \frac{(I_0 + k_0)}{Z_0^2} \hat{i} \quad (\text{Eqs. 16,17})$$

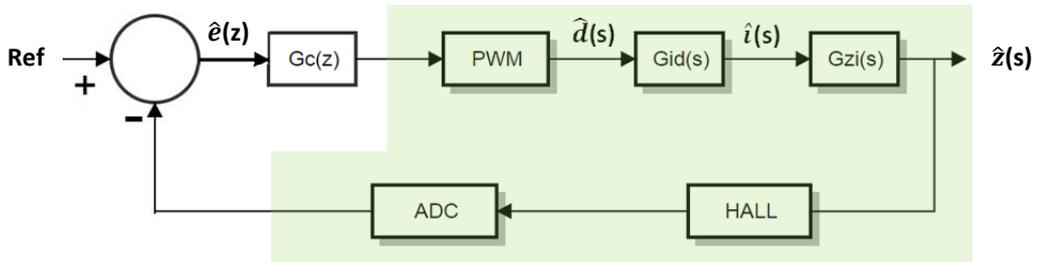
Finalmente, tras aplicar la transformada de Laplace y despejar  $\hat{z}$ :

$$G_{zi} = \frac{-2k_1 \frac{(I_0 + k_0)}{Z_0^2}}{m \cdot s^2 - 2k_1 \frac{(I_0 + k_0)^2}{Z_0^3}} \quad (\text{Eq. 18})$$

Para conseguir la FdT. de la planta al completo será necesario obtener también la FdT de la dinámica de la bobina del electroimán (Eq. 19) y de su electrónica asociada. Como se trata de una bobina funcionando en régimen bipolar (de +VG a -VG) y que además cuenta con una ESR considerable su FdT, considerando como entrada la relación del ciclo de servicio  $d$ , quedaría:

$$G_{id} = \frac{2 \cdot VG}{Ls + R} \quad (\text{Eq. 19})$$

Si consideramos el resto de bloques como constantes podemos obtener la posición de los polos y los ceros de la planta. Considerando los parámetros (se detalla su obtención en el **anexo A1**)  $V_G=15$  V,  $L=16.5$  mH,  $R=10\Omega$ ,  $k_0=9.6138\cdot 10^{-5}$ ,  $k_1=1.6982\cdot 10^{-4}$ ,  $m=20$  gr,  $\Delta=10$  mm,  $KADC=409.6$ ,  $KALL=-28$  KPWM=1/2048,  $KADC=1024/2.5$  y  $Z_0=35$  mm obtenemos la FdT de la planta  $T_u(s)$  (Eq. 20):



$$T_u(s) = \frac{150263.9919}{(s+606.1)(s+23.68)(s-23.68)} \quad (\text{Eq. 20})$$

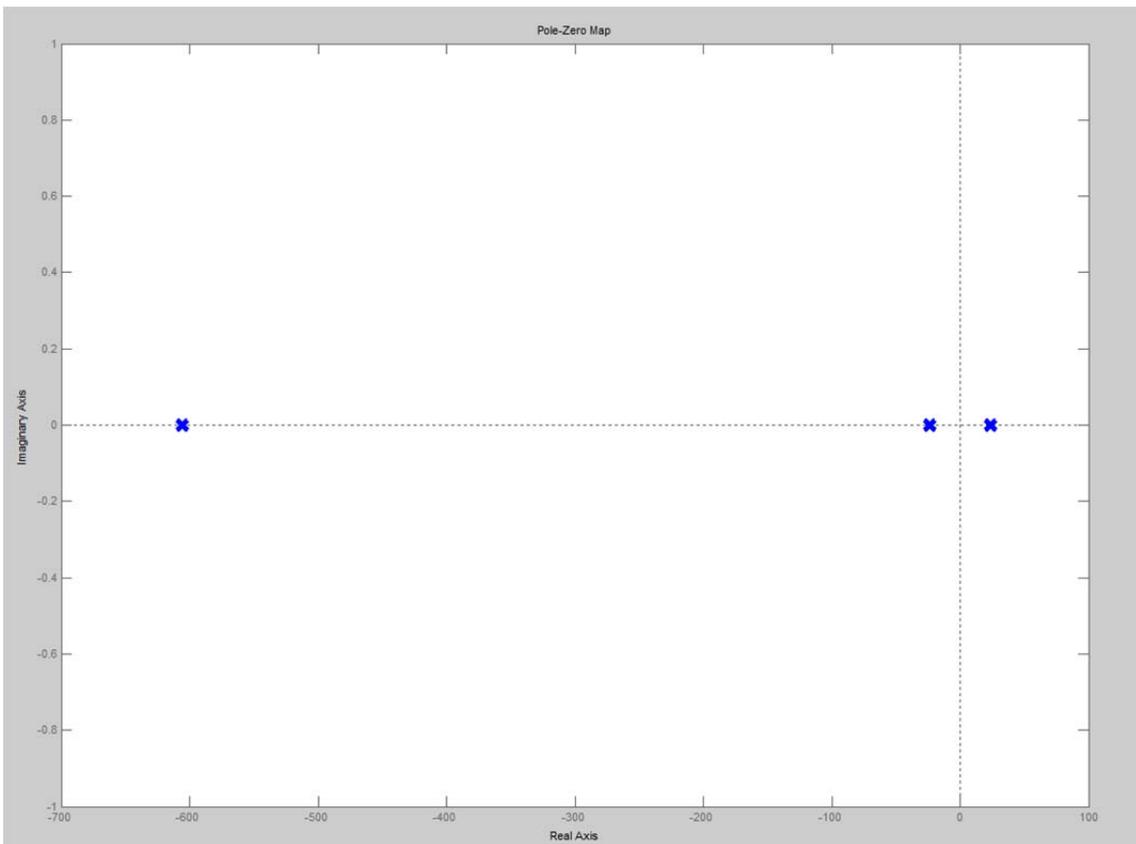


Fig. 30 Mapa de polos y ceros de la FdT de la planta.

Como se observa tanto en la FdT como en la (Fig 30), el sistema es **inestable**, ya que tiene un polo en el plano derecho. Esta es la razón de que el imán, o es atraído por el electroimán hasta pegarse o se cae.

Para conseguir una levitación estable será necesario implementar un **control de lazo cerrado  $G_c(z)$**  capaz de compensar la presencia de ese polo en el lado derecho.

### 5.3.2. EL CONTROLADOR

Lo primero que debemos hacer es seleccionar el tipo de controlador que necesitamos. En este proyecto se partirá del más básico, el **compensador de adelanto de fase** y más adelante se evolucionará al control **Proporcional Integral Derivativo (PID)**.

### 5.3.3. COMPENSADOR DE ADELANTO DE FASE

El compensador de adelanto de fase tiene una función de transferencia de **primer orden** compuesto por un polo **p**, un cero **c** y una ganancia **k**:

$$G_c(s) = k \frac{(1+s/c)}{(1+s/p)} \quad (\text{Eq. 21})$$

La técnica del compensador de adelanto de fase consiste en colocar el cero **c** entre 0 y el polo del plano izquierdo y cerca de dicho polo, mientras que el polo se debe colocar de **10 a 20 veces el valor de c**.

Si el polo que produce la inestabilidad en nuestro caso está situado en  **$s=23.68$**  el cero podría colocarse en  **$s=-20$**  y el polo en  **$s=-300$** . Podemos comprobar si el lazo cerrado es estable con la herramienta **SISO** de **Matlab** (Fig. 30).

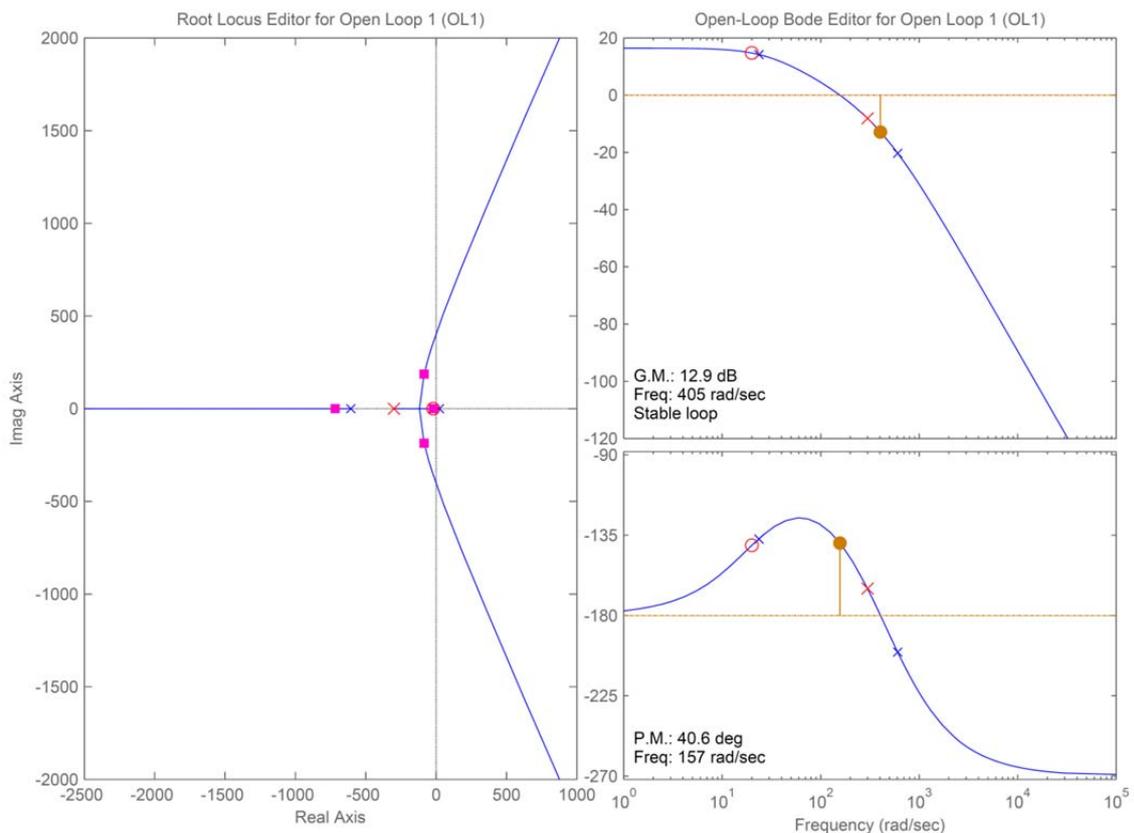


Fig. 31 GUI de la herramienta SISO.

Ajustando la ganancia **k=15** obtenemos un compensador que hace que el sistema tenga un margen de fase **PM=40°** y un ancho de banda  $\omega_c=157 \text{ rad/s}$ . El siguiente paso es convertir este **control continuo (s)** en **uno discreto (z)** y codificarlo para su implementación digital.

Para discretizar el compensador empleamos **la transformada bilineal** (comando Matlab **c2d**) con *prewarping* con  $\omega_1 = \omega_c$  y  $T_s = T_{sw} = 2048/24\text{MHz} = 85.33 \mu\text{s}$  (periodo de conmutación de la señal PWM):

$$G_c(s) = 15 \frac{(1+s/20)}{(1+s/300)} \rightarrow G_c(z) = \frac{222.346(1-0.9983 z^{-1})}{(1-0.9747 z^{-1})} \quad (\text{Eq. 22})$$

Ahora el compensador  $G_c(z)$  puede ser implementado en su forma directa a través de su ecuación en diferencias:

$$G_c(z) = \frac{d(z)}{e(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1}}{1 - a_1 z^{-1}} = 222.346 \frac{(1 - 0.9983 z^{-1})}{(1 - 0.9747 z^{-1})} \quad (\text{Eq. 23})$$

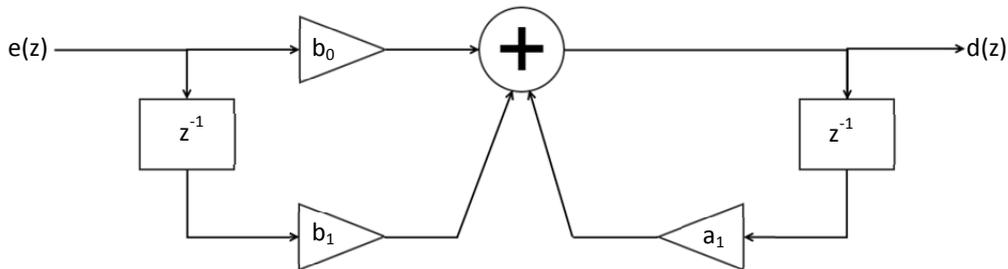


Fig. 32 Implementación directa del controlador.

La representación numérica se realizará en coma fija (*fixed point*) complemento a 2 con notación **<w,Q>**, siendo w el número total de bits y Q el número de bits después del punto decimal. Todas las variables son con signo (*signed*) salvo que se indique lo contrario con la forma **u<w,Q>**

La entrada del compensador,  $e(z)$ , proviene de restar la entrada del ADC a la consigna establecida en Ref. La entrada del ADC se codifica en **<11,10>**, por lo que codificaremos de igual modo la consigna **Ref**, siendo el resultado otra variable **<11,10>**. No se ha añadido un bit en la resta ya que no es posible que se produzca *overflow* dado que es la resta de dos números positivos.

Los coeficientes  $b_1$  y  $a_1$  se codificarán con formato  $\langle 16,15 \rangle$ , y el producto  $e(z) \cdot b_0$  se realizará mediante un desplazamiento de **15 bits a la izquierda** ( $\ll 15$ ). El resultado de todos los productos tendrá un formato  $\langle 27,25 \rangle$  y la salida de la suma  $\langle 29,25 \rangle$ .

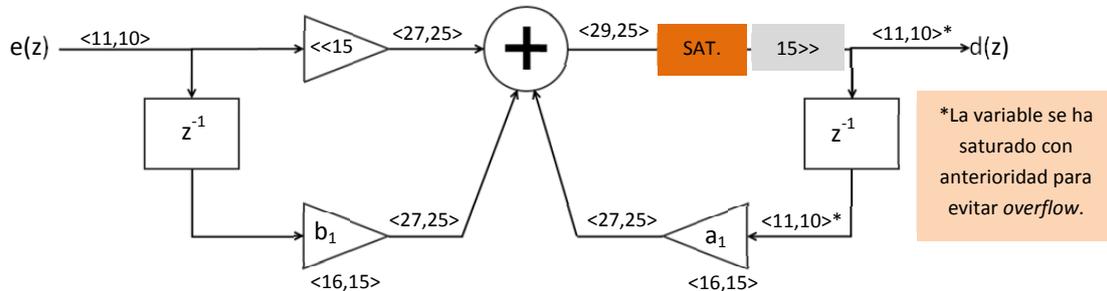


Fig. 33 Codificación de los coeficientes y las variables.

Tras la etapa sumadora se colocará un **bloque saturador** para limitar la salida  $d(z)$  a valores comprendidos entre **-1024** y **1023**. Tras este bloque saturador se hará un desplazamiento de **15 bits a la derecha** para adaptar la escala de la salida. Además, los productos y la suma se realizarán en un **multiplicador-acumulador hardware de 32 bits (salida hasta 64 bits)** con control de saturación para evitar overflow en las operaciones.

Al valor obtenido en  $d(z)$  se le sumará una polarización de valor **1023**, que corresponde con una relación de **ciclo de servicio del 50%** y una corriente media por la bobina de **0 A**. Es nuevo valor polarizado, que estará comprendido en el rango 0 a 2047 será el que se escriba en los registros que controlan el ciclo de servicio del *timer* del microprocesador.

Para el sistema levitador se va a emplear los *timers* **TB0** y **TB1** funcionando a la frecuencia  $f_s=1/T_s$ . Se ha elegido un  $T_s$  tal que el valor del registro del *timer* sea 2047 (11bits). Si el reloj del *timer* funciona a 24 MHz,  $f_s=24\text{MHz}/2047=11.72\text{ KHz}$ . El *timer* **TB0** se empleará como **señal de disparo para iniciar la conversión del ADC**, cuando este termine la conversión del valor procedente de los sensores hall saltará la **ISR** (Interrupt Service Routine) asociada al **ADC**, donde se leerá el dato convertido y se ejecutarán los cálculos del controlador.

Cuando la salida del controlador esté lista, el nuevo valor del ciclo de servicio se escribirá en los registros del *timer* TB1, TB1CCR1 y TB1CCR2 (configurados, igual que en el WPT, para generar la señal deseada y su negada). Esto provocará que en el siguiente ciclo de la señal PWM se actualice la relación del ciclo de servicio. Para **evitar ciclos límite**, es decir, que un momento dado el electroimán se vea sometido a una tensión continua de valor VG o -VG, **se limitará el valor** que se escribe en estos registros a un **90% del máximo**. Esto quiere decir que el rango no irá de 0 a 2047, sino de 204 a 1843.

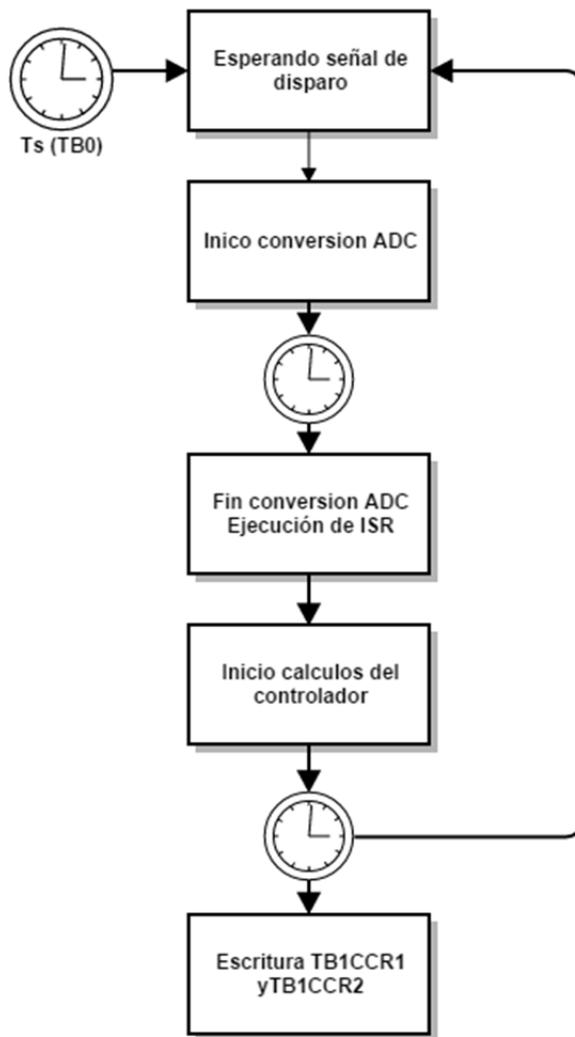


Fig. 34 Flowchart del programa del controlador



Fig. 35 Prototipo de levitador simple.

### 5.3.4. CONTROL PID

El controlador PID se basa en **combinar**, con **diferentes ganancias**, la **integral**, la **muestra actual** y la **derivada del error** para calcular su salida. En la siguiente figura 36 se muestra la estructura del control PID en su forma paralelo.

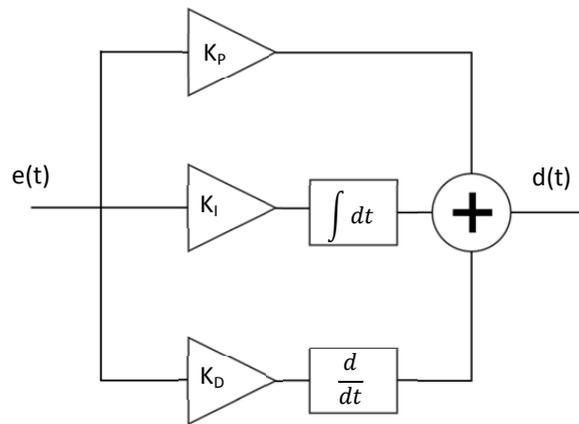


Fig. 36 Esquema de PID en forma paralelo

El **compensador de adelanto de fase**, pese a que es capaz de mantener el sistema estable, tiene un **error de posición**, esto es, que al llegar a su régimen estacionario la posición final del objeto no es exactamente la del punto de operación. Esto sucede debido a que no tiene ningún **integrador de error**. El control PID sí que incorpora dicho integrador y por tanto es capaz de llegar al punto de equilibrio **sin el error de posición**.

La nota de aplicación de Xilinx XAPP1163 [21] indica cómo implementar un control **PID discreto**. Para mejorar su estabilidad se han añadido unos polos adicionales tanto en el integrador como en el derivador. La función de transferencia del controlador queda:

$$PID(z) = K_P + K_I \frac{T_S z + 1}{2 z - 1} + \frac{K_D}{T_F + \frac{T_S z + 1}{2 z - 1}} \quad (\text{Eq. 24})$$

Donde  $K_P, K_I, K_D$  son las **ganancias proporcional, integral y derivativa** respectivamente,  $T_S$  es el periodo de muestreo y  $T_F$  es el tiempo de filtro (tendrá un valor comparable al tiempo de muestreo).

Sin embargo este sistema es muy propenso al *overflow*, ya que si el actuador está saturado y el error no disminuye, este se acumula en el integrador produciendo *overflow*. Para solucionarlo se puede implementar un método de **anti wind-up**, que consiste en restar la entrada del actuador a su salida, con lo que obtenemos la diferencia entre la salida del PID y la actuación realizada. Esa diferencia, restada con la ganancia adecuada al integrador evita que este produzca *overflow*. En el caso de contar con un PID digital se puede simplificar si añadimos una instrucción para que el integrador **no acumule el error si el actuador está saturado**.

El control PID no se ha llegado a implementar en el prototipo inicial, sin embargo, sí que se han hecho simulaciones con Simulink para comprobar su viabilidad.

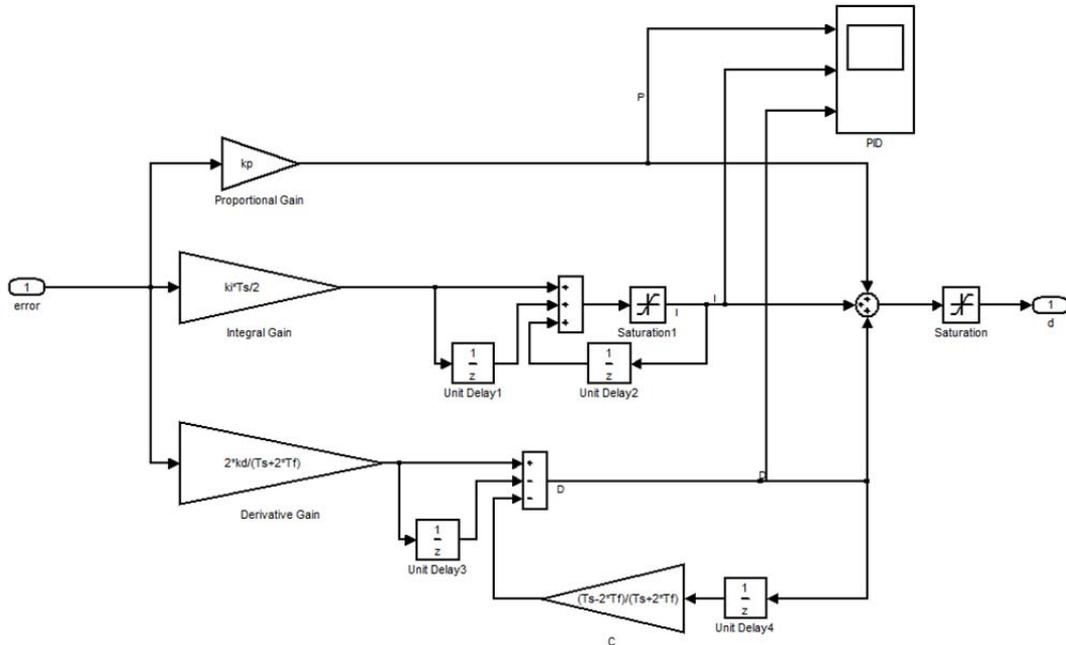


Fig. 37 Controlador PID en simulink.

Debido a que la planta del sistema es inestable los métodos analíticos de optimización para PID como el método Ziegler-Nichols no son válidos. Por ello, la forma más sencilla de conseguir los valores óptimos resulta la optimización basada en simulación, fijando un **“signal constrain”** y empleando un optimizador de tipo gradiente.

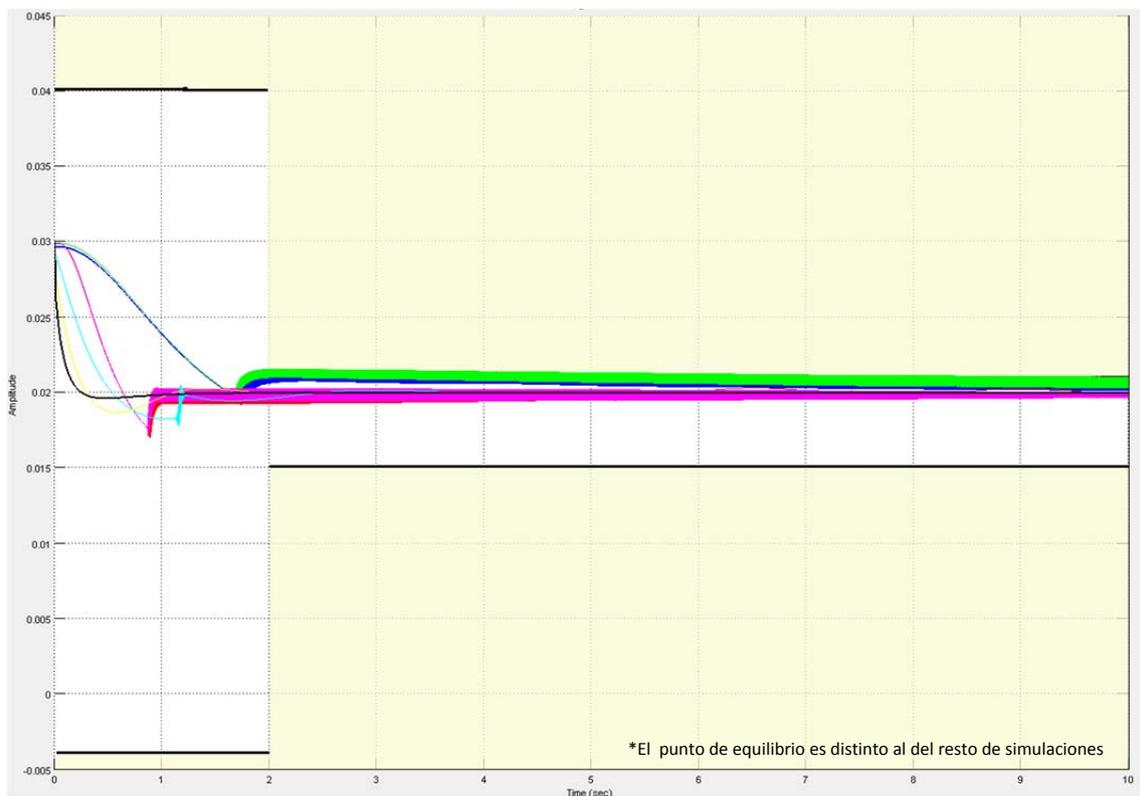


Fig. 38 Proceso de optimización de las variables del PID mediante simulación. La línea negra corresponde con el mejor conjunto de valores posibles.

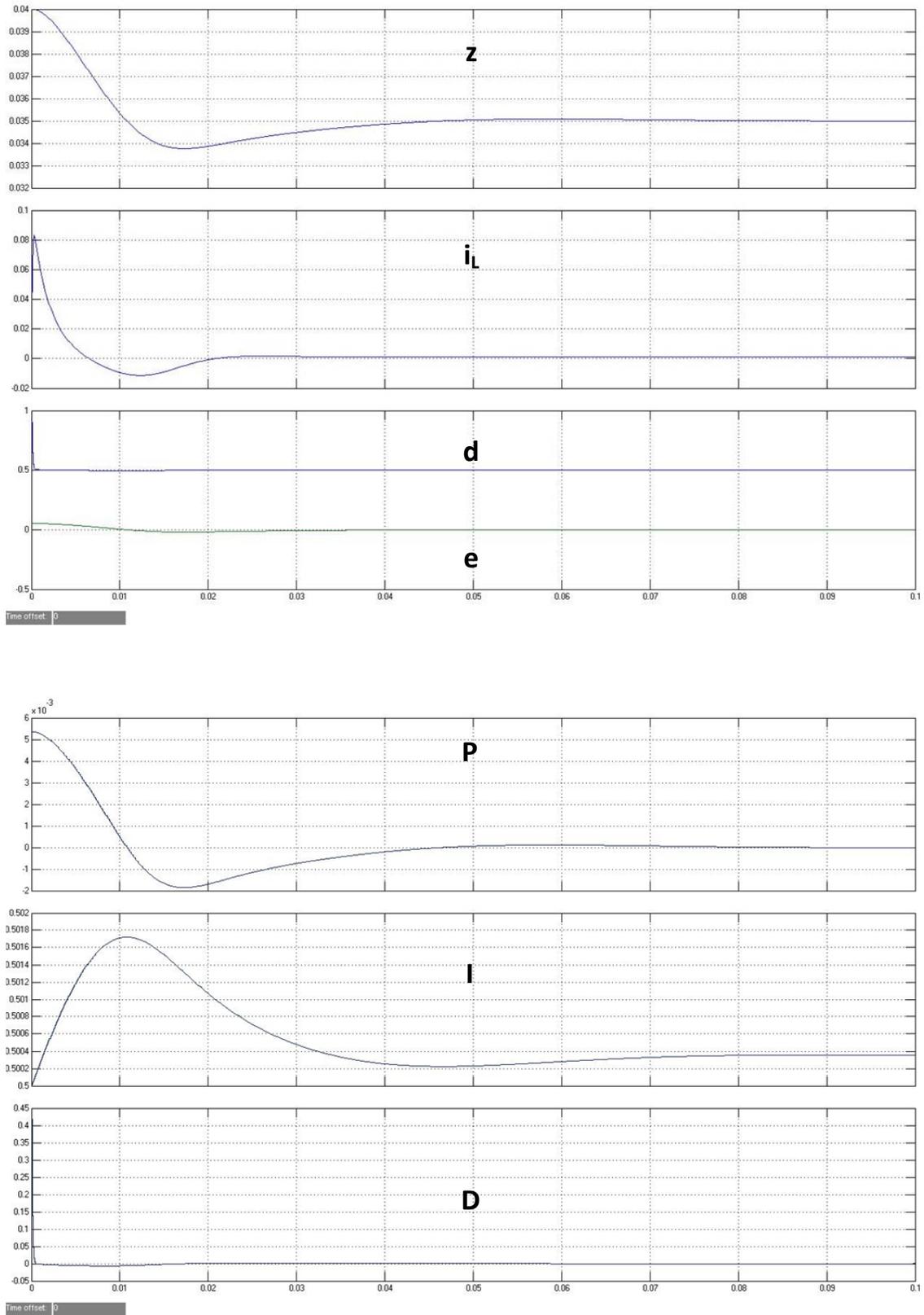


Fig. 39 Capturas de la simulación del PID en simulink

En la página anterior (fig. 39) pueden observarse las señales de interés extraídas de la simulación del controlador. Como se observa en el indicador de posición ( $z$ ), tras 1 segundo de set-up el sistema mantiene el objeto exactamente en el punto de operación ( $z=35$  mm).

El segundo grupo de formas de onda corresponde al desglose de las ramas Proporcional, Integral y Derivativa. En estas gráficas puede observarse la progresión de las ramas hasta alcanzar la situación de equilibrio. La única que no toma valor 0 es la rama integral, ya que es lo que compensa el error de posición.

## 6. COMBINACIÓN DE SISTEMAS

Se han estudiado por separado los sistemas de levitación electromagnética y de transferencia de energía inalámbrica. El objetivo final del proyecto es la construcción de un prototipo que combine ambos sistemas funcionando simultáneamente.

El electroimán del levitador se colocará en una estructura no metálica sujeto por el tornillo que forma su núcleo. Para minimizar la distancia del enlace de transferencia inalámbrica se empleará una bobina plana como antena emisora, que se colocará debajo del electroimán, solidaria al eje de su núcleo. De hecho, la bobina plana que se va a emplear dispone de una estructura rígida de plástico con un orificio en su centro que se empleará para pasar el tornillo del electroimán y sujetar así la bobina transmisora.

A este montaje habrá que añadir los sensores hall con sus correspondientes *gaps* de espesor  $\Delta$ . Es recomendable trenzar el cable de los sensores para minimizar su interacción con los campos magnéticos de la bobina y el electroimán. La etapa restadora se montará en una PCB en la parte superior del conjunto, donde se conectarán ambos sensores.

Las etapas inversoras de ambos sistemas y un regulador para la alimentación del microprocesador se implementarán en una sola PCB que se describe en el anexo A2 : Hardware – PCBs al igual que la etapa restadora.

La salida del puente inversor del enlace de transferencia de energía se conectará a una placa con los condensadores  $C_{ser}$  y  $C_s$  y la inductancia  $L_{ser}$ . La salida de esta tarjeta estará conectada a la bobina emisora.

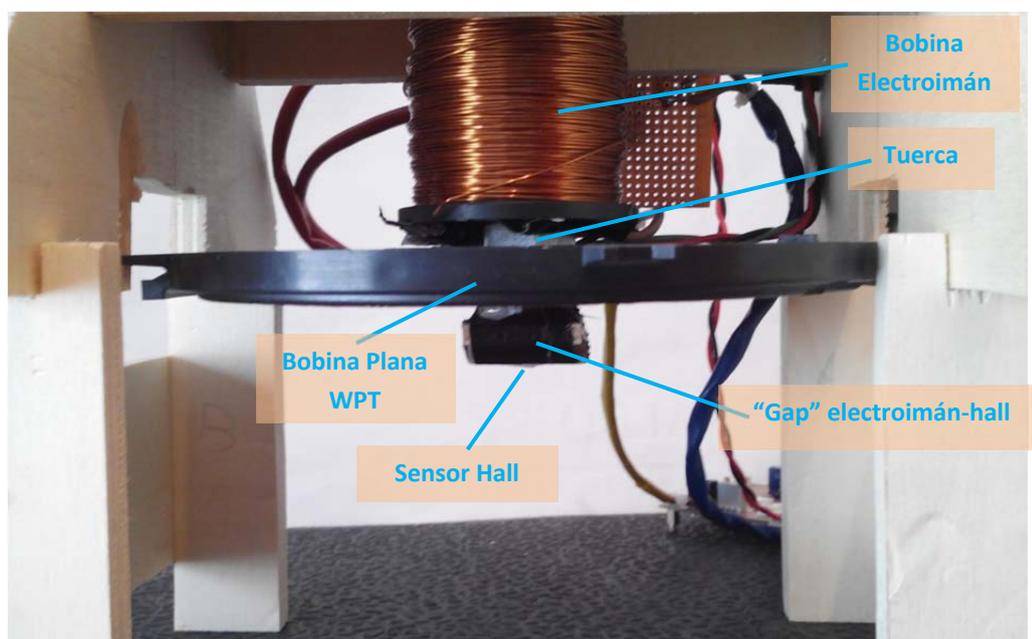


Fig. 40 Montaje del prototipo. Vista del electroimán y la bobina plana

## 7. PROTOTIPO Y PRUEBAS EXPERIMENTALES

Se ha construido un prototipo para poner en práctica toda la teoría estudiada a lo largo de este proyecto.

El enlace de transferencia inalámbrica de energía se empleará para alimentar un diodo LED de alta luminosidad.

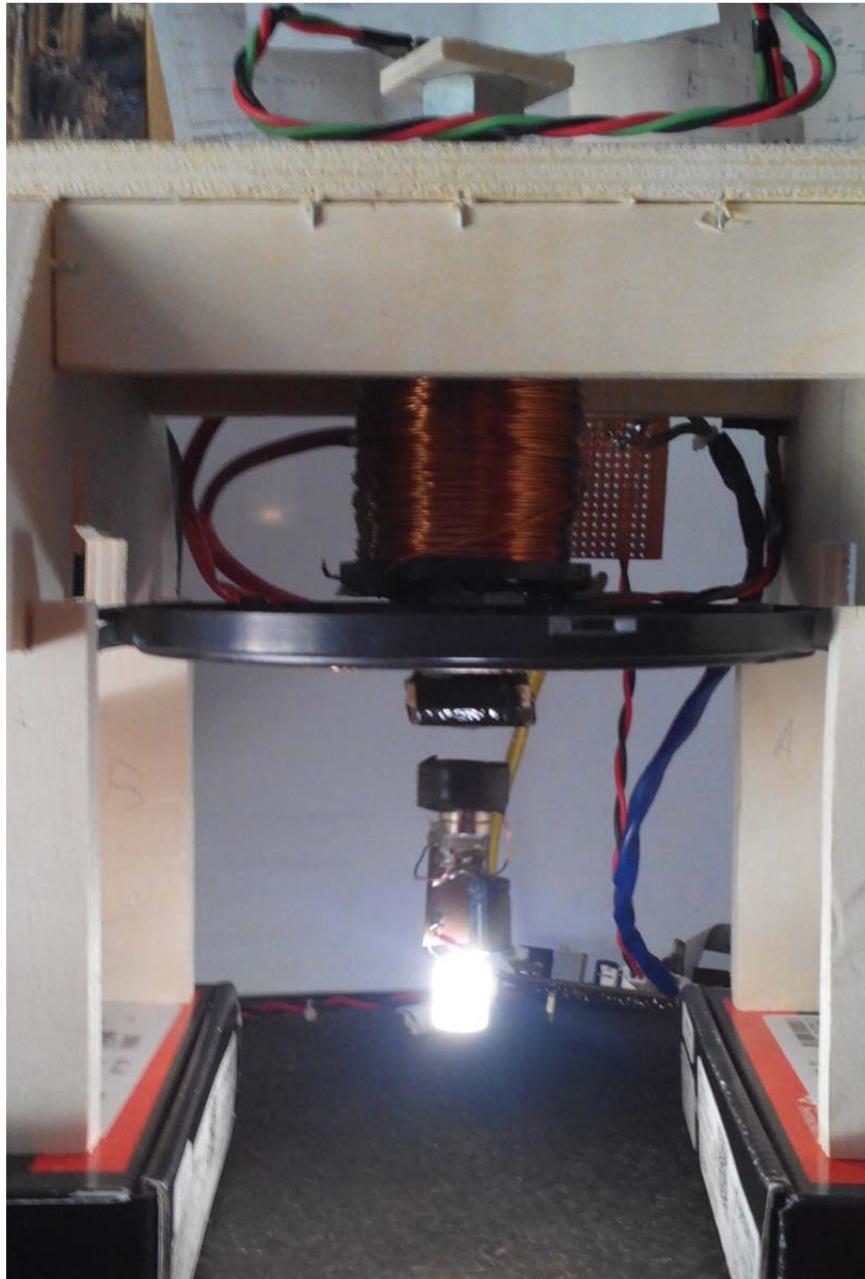


Fig. 41 Prototipo. Vista frontal.

Para la construcción del electroimán se ha empleado un carrete de 500 gr de hilo de cobre esmaltado de 1mm de diámetro y un tornillo de acero suave (g8.8) de métrica 14 y 140 mm de longitud.

Los condensadores Cser y Cs y la inductancia Lser (recordemos de 350  $\mu$ H) se han colocado en una placa en la parte posterior del prototipo. La inductancia Lser se ha construido con un núcleo toroidal de material T37 de 25.3 mm de diámetro. Su índice de inductancia  $A_L=6970$  nH/vueltas<sup>2</sup>.

Mediante la ecuación para el cálculo de toroides [30]:

$$N = \sqrt{\frac{L(nH)}{A_L}} = \sqrt{\frac{350000}{6970}} \cong 7 \text{ Vueltas} \quad (\text{Eq. 25})$$

El bobinado del toroide se realizará con hilo de cobre de 1 mm de grosor.

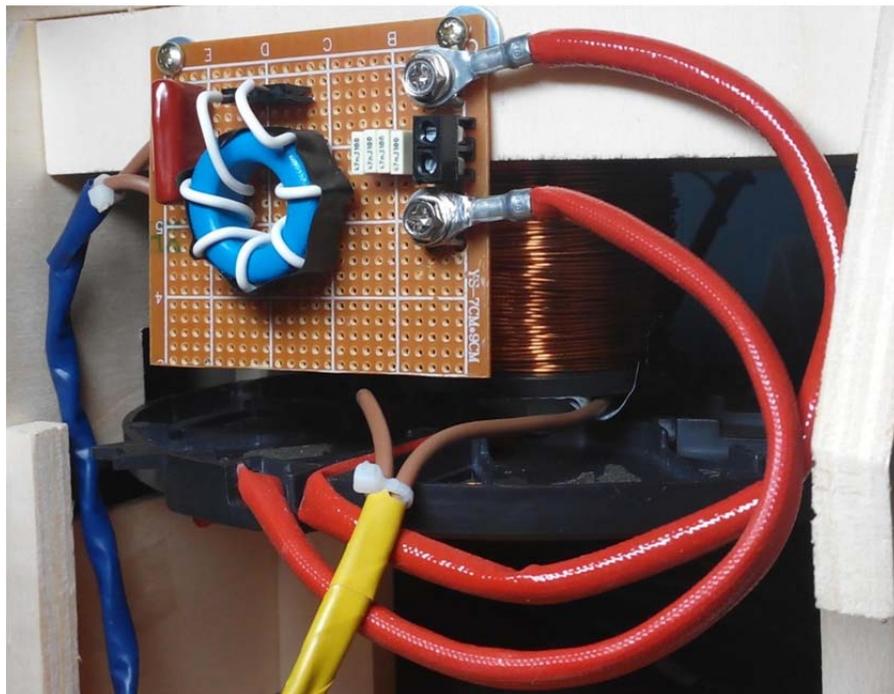


Fig. 42 Prototipo. Vista trasera.

En la tarjeta de la figura 41 se ha sustituido el condensador Cs de 185 nF en 4 condensadores de 47nF en paralelo (condensadores blancos). Esto permitirá repartir la corriente que deben soportar cada uno de los condensadores.

Los sensores hall se han montado en los extremos del tornillo del electroimán, con su correspondiente *gap* realizado hecho con una lámina de madera.

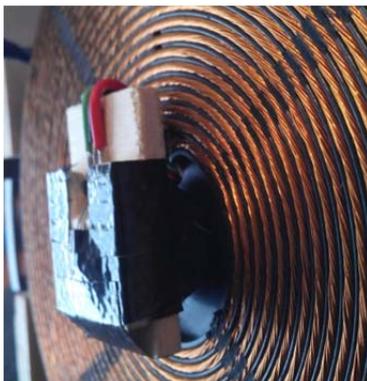


Fig. 43 Detalle del sensor hall inferior.



Fig. 44 Detalle del sensor hall superior.

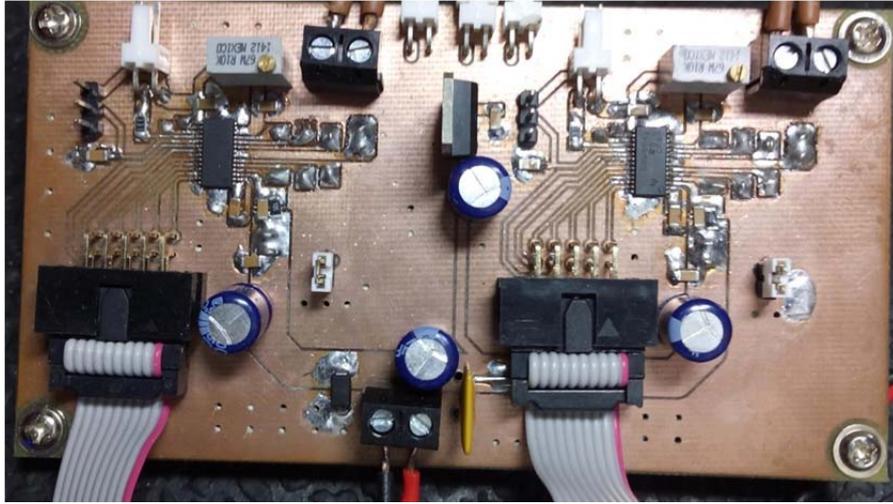


Fig. 45 Detalle de la placa de los puentes inversores.

En la figura 43 se muestra la placa que contiene los puentes inversores y el regulador de 5 voltios para la alimentación del microprocesador y los sensores hall. La interconexión con el microprocesador se realiza mediante un par de cables planos de 10 vías, un cable para cada inversor.

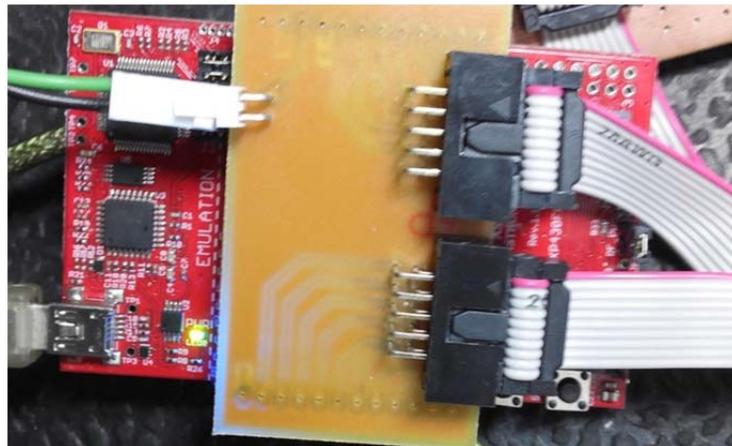


Fig. 46 Placa del microprocesador con la placa de interconexiones y los cables planos

Estos cables se conectan a los pines de la tarjeta del micro mediante una placa intermedia.

El objeto suspendido consistirá en un bloque de 3 imanes de neodimio a los que se han fijado una pequeña PCB con el circuito receptor, un LED y un difusor de silicona.



Fig. 47 Detalle del objeto suspendido, donde se ven la bobina receptora, el circuito receptor y rectificador y el LED.

Si se sustituye el rectificador, el LED y su resistencia por una carga de  $25 \Omega$  se obtiene una potencia en dicha carga de 180mW, sin embargo el consumo del puente inversor es de aproximadamente 1.5 W, lo que nos deja con un rendimiento del 12%, muy inferior al estimado teóricamente o por simulación. Esto se debe principalmente a que las tolerancias en los componentes hacen que ambos resonadores no estén sintonizados exactamente a la misma frecuencia y a que el imán colocado en las proximidades de la bobina absorbe parte del flujo magnético y por tanto empeora la calidad del enlace.

No obstante, el prototipo cumple su propósito al demostrar que es posible transferir suficiente energía de forma inalámbrica como para abastecer una pequeña carga, como una luminaria LED.

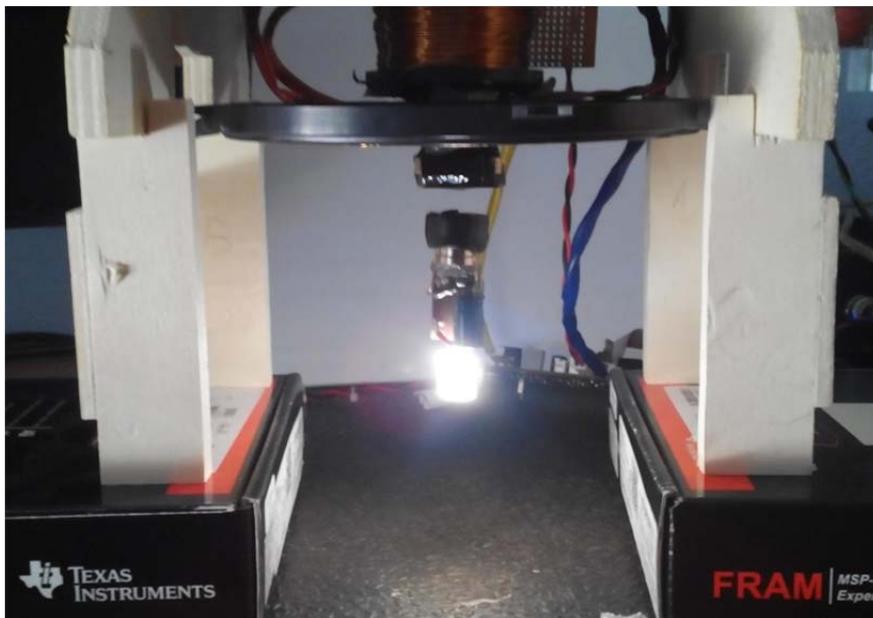


Fig. 47 Prototipo en funcionamiento.

## 8. CONCLUSIONES Y LINEAS DE FUTURO

### 8.1. CONCLUSIONES

A continuación se incluyen las conclusiones más relevantes de este PFG, que, abarca muchas de las disciplinas esenciales del Grado en Ingeniería y Servicios de Telecomunicaciones, en especial de aquellas con mayor peso en electrónica, radiofrecuencia y control digital. Además, se ha considerado merecedor de una beca de la IEEE Microwave Theory and Techniques Society tal y como se indicó en el apartado 1. INTRODUCCIÓN de esta memoria.

- a. Se ha llevado a cabo un estudio de las técnicas y tecnologías existentes para la transmisión de energía de forma inalámbrica, prestando especial atención a los sistemas basados en resonadores acoplados.
- b. Se han diseñado y construido etapas electrónicas de potencia.
- c. Para la construcción del prototipo, además del montaje de las PCB se han diseñado y construido también componentes magnéticos como bobinas y toroides.
- d. El sistema levitador exige conocimiento sobre técnicas de control digital para poder implementar el controlador que lo hace estable.
- e. Dicho control digital necesita la adquisición de una variable física del sistema. Ha sido necesario adquirir y profundizar en conocimientos de instrumentación electrónica para realizar el sensado, la adaptación y la conversión de dicha magnitud física.
- f. Tanto el control digital como el oscilador del sistema de transferencia inalámbrica de energía han sido implementado en un microprocesador, lo que ha permitido al alumno afianzar sus conocimientos sobre electrónica digital.
- g. En este proceso el alumno se ha familiarizado con diferentes herramientas informáticas, tanto de cálculo (Matlab, Mathcad) como de simulación (LTSpice, Microwave Office, Simulink).
- h. Para la construcción del prototipo se ha empleado un CAD de diseño de PCBs y el alumno se ha familiarizado con el proceso de fabricación de una placa de circuito impreso y la búsqueda y compra de componentes electrónicos comerciales.
- i. El alumno se ha familiarizado con la instrumentación del laboratorio de electrónica como osciloscopios, fuentes, analizador de espectros y analizador de redes.

## 8.2. LINEAS DE FUTURO

Durante el desarrollo del proyecto han surgido líneas de trabajo que podrían suponer correcciones o mejoras al sistema propuesto y que, sin embargo, no se han explotado debido a que con ello se excedería la longitud o complejidad natural de este tipo de trabajos. Se resumen a continuación las más relevantes.

1. Implementar con éxito el control de levitación PID en el prototipo.
2. Obtener un método analítico, o bien por simulación, para calcular el coeficiente de acoplamiento  $k$  sin tener que construir previamente las bobinas.
3. Conseguir un modelo mejorado de la dinámica del levitador para poder realizar simulaciones más fiables.
4. La implementación de algún sistema que permita adaptar dinámicamente las impedancias de fuente y carga en el enlace de transferencia inalámbrica para mejorar la eficiencia.
5. La implementación de algún sistema que permita modificar automáticamente la frecuencia del sistema de transferencia inalámbrica para conseguir la máxima eficiencia posible.

## 9. BIBLIOGRAFÍA Y REFERENCIAS

- [1]. Benjamin L. Cannon, James F. Hoburg, Daniel D. Stancil, Seth Copen Goldstein. "Magnetic Resonant Coupling As a Potential Means for Wireless Power Transfer to Multiple Small Receivers". IEEE 2009.
- [2]. Jennifer Chu. "Physicist Marin Soljacic is working toward a world of wireless electricity". Technology Review 2008.
- [3]. Wenzhen Fu, Bo Zhang, Dongyuan Qiu, "Study on Frequency-tracking Wireless Power Transfer System by Resonant Coupling" IEEE 2009.
- [4]. Reid R. Harrison, "Designing Efficient Inductive Power Links for Implantable Devices". IEEE 2007.
- [5]. Shahrzad Jalali Mazlouman, Alireza Mahanfar, Bozena Kaminska. "Mid-range Wireless Energy Transfer Using Inductive Resonance for Wireless Sensors". IEEE 2009.
- [6]. Ada S. Y. Poon, Stephen O'Driscoll, and Teresa H. Meng. "Optimal Operating Frequency in Wireless Power Transmission for Implantable Devices". IEEE 2007.
- [7]. Kurt A. Sandquist. "DESIGN OF A WIRELESS POWER AND DATA LINK FOR A CRANIALLY-IMPLANTED NEURAL PROSTHESIS". Kansas State University 2002.
- [8]. Ho Yan Leung, David M. Budgett, and Aiguo Patrick Hu. "Minimizing Power Loss in Air-Cored Coils for TET Heart Pump Systems". IEEE 2011.
- [9]. Morris Kesler. "Highly Resonant Wireless Power Transfer: Safe, Efficient, and over distance". WiTricity Corporation, 2013.
- [10]. Christian Reinhold, Peter Scholz, Werner John, Ulrich Hilleringmann. "Efficient Antenna Design of Inductive Coupled RFID-Systems with High Power Demand". IEEE 2007.
- [11]. Kalyan Siddabattula, "Why Not A Wire? The case for wireless power" Texas Instruments.
- [12]. Aristeidis Karalis, J.D. Joannopoulos, Marin Soljacic. "Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer". Annals of Physics 2008.
- [13]. Kyle Dickerson. "Magnetic Levitation". 2011.
- [14]. Marwan K. Abbadi, Winfred Anakwa. "Modeling and Control of a Magnetic Levitation System". Bradley University 2004.
- [15]. L.A. Barragán. "Apuntes SDE". Universidad de Zaragoza 2009.
- [16]. José I. Artigas, Luís A. Barragán, Sergio Llorente, Álvaro Marco. "Levitador magnético de muy bajo coste con fines didácticos". SAAEI 2010.
- [17]. T.H. Wong. "Design of a Magnetic Levitation Control System - An Undergraduate Project". IEEE 1986.
- [18]. Ahmed El Hajjaji and M Ouladsine. "Modeling and Nonlinear Control of Magnetic Levitation Systems" IEEE 2001.
- [19]. B. V. Jayawant. "Electromagnetic suspension and levitation". The institute of Physics 1981.

- [20]. "ELECTROMAGNETIC LEVITATION SYSTEM". Zeltom 2009.
- [21]. Daniele Bagni, Duncan Mackay. "Floating-Point PID Controller Design with Vivado HLS and System Generator for DSP". Xilinx 2013.
- [22]. Karl J. Åström and Richard M. Murray. "Feedback Systems: An Introduction for Scientists and Engineers, capítulo 8". Princeton University Press, 2010.
- [23]. Christophe Basso. "The dark side of loop control theory". APEC 2012.
- [24]. "DRV8842 datasheet". Texas Instruments.
- [25]. "ss495 datasheet". Honeywell.
- [26]. "MSP430FR57XX Family User's Guide". Texas Instruments 2013.
- [27]. "MSP430FR573X datasheet". Texas Instruments 2014.
- [28]. "MSP-EXP430FR5739 FRAM Experimenter Board User's Guide". Texas Instruments 2012.
- [29]. David K. Cheng. "Fundamentos de electromagnetismo para ingeniería". Addison Wesley 1997.
- [30]. Chris Bowick. "RF Circuit Design". Newnes 1982.
- [31]. Herbert L. Krauss, Charles W. Bostian, Frederick H. Raab. "Solid state radio engineering". John Wiley & sons 1980.
- [32]. Arturo Mediano Heredia. "Electrónica de radio frecuencia – apuntes de asignatura"
- [33]. Isidro Urriza Paroqué. "Sistemas electrónicos con microprocesadores – apuntes de asignatura".
- [34]. Wireless Power Consortium. <http://www.wirelesspowerconsortium.com/>

# ANEXO A1: CARACTERIZACIÓN DEL ELECTROIMÁN Y DEL SENSOR HALL

## CARACTERIZACIÓN EC. MAGNÉTICA BOBINA

En [15] se explica un método para caracterizar los parámetros  $k_0$  y  $k_1$  de un conjunto electroimán e imán permanente. Para ello se realiza un ensayo corriente-distancia que consiste en, para una corriente fija por la bobina, acercar el imán hasta que es atraído por el electroimán. En ese momento se puede considerar  $F=m \cdot g$ .

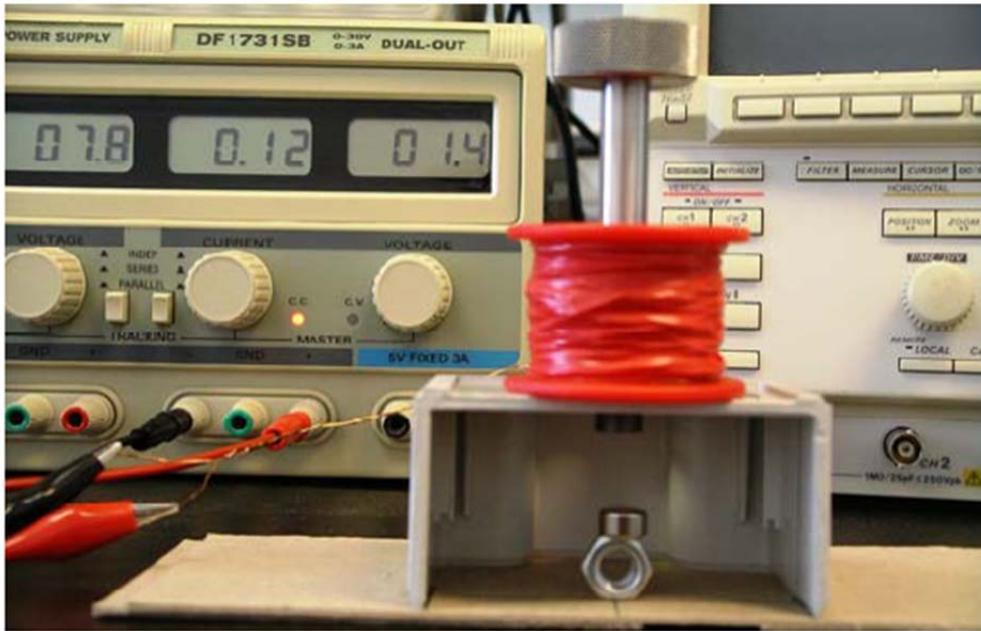


Fig. A1.1 Montaje de laboratorio para el ensayo corriente distancia [15]

Si, tras realizar el ensayo corriente-distancia, representamos estos datos y les añadimos una línea de tendencia podemos despejar los parámetros  $k_0$  y  $k_1$  :

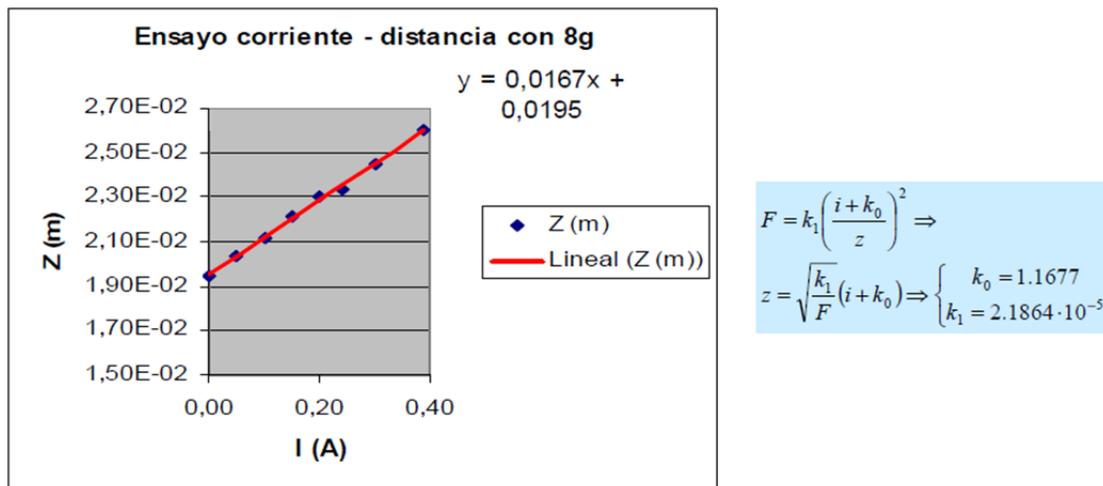


Fig. A1.2 Representación de datos y obtención de  $k_0$  y  $k_1$  [15]

De este modo pueden obtenerse los parámetros  $k_0$  y  $k_1$  cualquier par electroimán-imán suspendido. Hay que tener en cuenta, que si se cambia el imán suspendido, o se varía la masa que se le añade (en el caso de ejemplo, una tuerca) habría que realizar de nuevo esta caracterización.

## CARACTERIZACIÓN DEL SENSOR HALL

De un modo similar debemos caracterizar el sensor hall. También en [15] se recoge un método para llevarlo a cabo. La ecuación que rige la ganancia del sensor Hall para el punto de operación  $Z_0$  es:

$$V_H + \hat{v}_H = \frac{2 \cdot c_2}{(Z_0 - \Delta + \hat{z})^2} + \frac{c_1}{Z_0 - \Delta + \hat{z}} + c_0$$

$$K_{HALL} = -\frac{2 \cdot c_2}{(Z_0 - \Delta)^3} - \frac{c_1}{(Z_0 - \Delta)^2}$$

Dónde:

- $Z_0$  es el punto de operación.
- $\Delta$  es el hueco entre el núcleo del electroimán y el sensor hall.
- $c_1$  y  $c_2$  coeficientes que se estimaran a continuación.

Para medir los coeficientes indicados realizaremos un ensayo tensión-distancia, que consistirá en medir la tensión de salida del sensor para cada distancia entre el sensor y el imán.

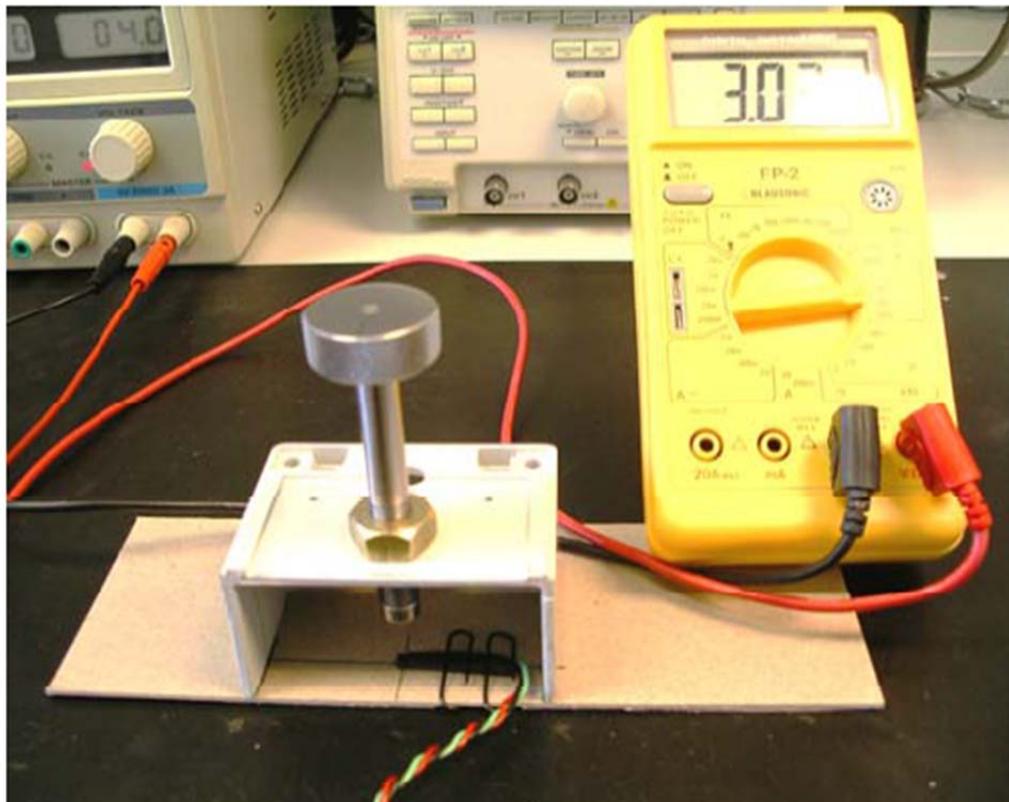


Fig. A1.3 Montaje de laboratorio para el ensayo tensión-distancia [15]

Si, al igual que en el caso del electroimán, representamos los datos del ensayo y esta vez utilizamos una tendencia polinómica de orden 2 obtenemos:

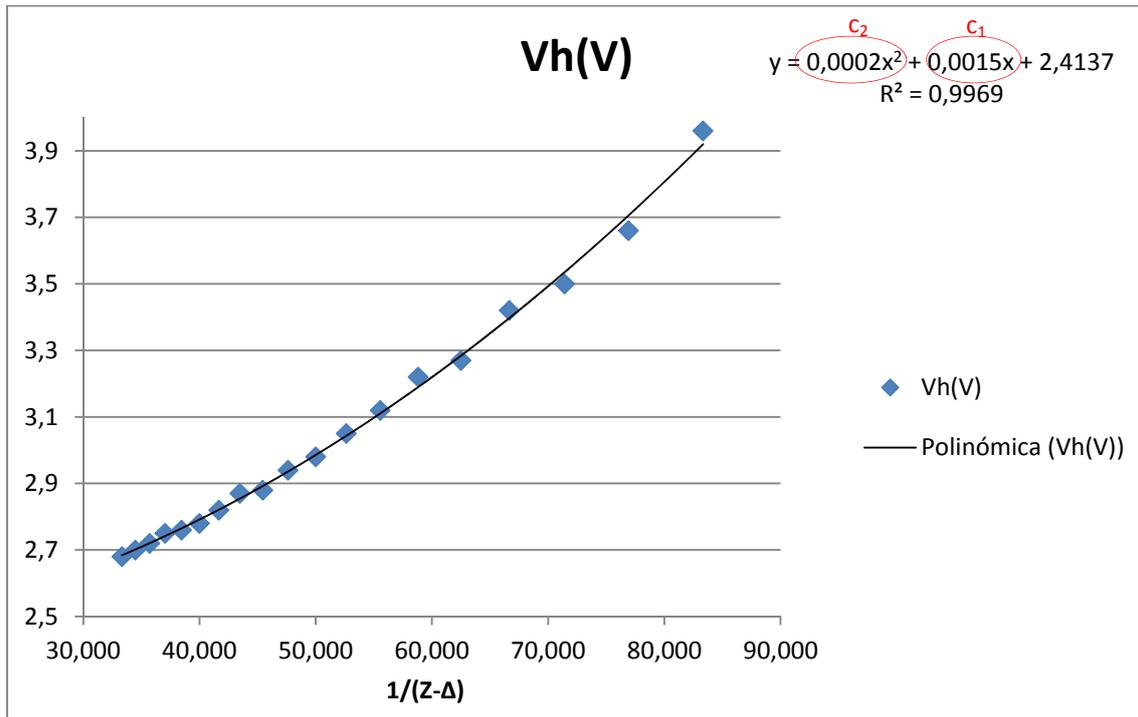


Fig. A1.4 Datos del ensayo y línea de tendencia.

Una vez obtenidos los coeficientes podemos calcular  $K_{Hall}$  para el punto de operación. Si se cambia el punto de operación habría que recalcular la ecuación.

## ANEXO A2: HARDWARE – PCBs

En este anexo se tratará el desarrollo del hardware del proyecto. El desarrollo teórico del proyecto se ha dividido en función del tipo de sistema (levitador o WPT), sin embargo, el hardware se ha considerado de acuerdo a la función que desempeña cada bloque, independientemente del sistema al que pertenezcan, agrupando los bloques equivalentes de ambos sistemas.

El denominador común de ambos sistemas es la necesidad de circuitos de gestión de potencia. Por un lado, el levitador necesita una etapa controlada por PWM que regule la corriente en el electroimán, por otro lado, el sistema WPT necesita de un circuito que amplifique la señal del oscilador para inyectarla en el resonador. Tanto la etapa del levitador como la del WPT deben ser bipolares, esto es, operar entre un valor de tensión positivo y uno negativo para poder ofrecer flujo magnético en ambos sentidos. Estas necesidades pueden cubrirse con una topología en puente inversor completo (puente en H o Full bridge) controlado por PWM.

La topología de puente completo nos permite, alimentando unipolarmente el circuito, obtener una oscilación bipolar en la salida. Se considerará una tensión de alimentación al sistema de 12 V.

Así pues, se agruparán ambos puentes inversores en una sola PCB que incluirá los inversores y todos sus elementos auxiliares, así como los conectores para comunicarlos con el elemento de control, tarjeta de evaluación de TI EXP-MSP430FR3759. Además, en la misma PCB de los inversores se incorporará un regulador de 5 V para alimentar el circuito del microcontrolador y los sensores hall.

El siguiente bloque a tratar será el dedicado a los sensores hall. Este circuito debe encargarse de filtrar posibles ruidos en la alimentación de los sensores y del sensado diferencial de la tensión de salida de los sensores hall. Esto se hará con una etapa restadora basada en amplificador operacional, unipolar y rail-to-rail. Este circuito se implementará en una PCB adicional que se colocará junto al electroimán para reducir las distancias entre los sensores y el operacional.

Para la interconexión de estas dos tarjetas con la del microcontrolador se realizará una placa “shield” que se colocará encima de la del micro.

A continuación se pasa a describir el diseño de las 3 placas indicadas anteriormente.

## PCB 1: PUENTES INVERSORES

En este apartado se detalla el diseño del circuito y la PCB que contiene ambos puentes inversores y el regulador de 5 V.

La tensión de entrada a la etapa será de 12V. En el caso del levitador, la corriente máxima esperada será de unos 2 A, a una frecuencia de conmutación cercana a los 10 KHz. En el caso de la etapa para WPT la corriente máxima será inferior a los 500 mA y la frecuencia de conmutación no será superior a los 100 KHz.

Con estas especificaciones y comparando productos de distintos fabricantes se eligió el integrado DRV8842 de Texas Instruments. Contiene un puente MOSFET en H, que se puede alimentar entre 8.2 V y 45 V, entregando una corriente máxima de 3.5 A(RMS) y a una frecuencia de hasta 100 KHz. Además incorpora características adicionales como protecciones de sobre-corriente, sobrecalentamiento y caída de tensión, limitación de corriente de 32 niveles mediante selección digital y función parada (sleep).

Como regulador de 5 V se utilizara el LM7805 en su encapsulado TO-220.

Además, se desea incorporar un circuito de protección de corto-circuito y polaridad inversa, con un fusible reseteable y un diodo Zenner.

Con todo esto ya podemos esbozar un diagrama con los bloques que debe contener esta placa:

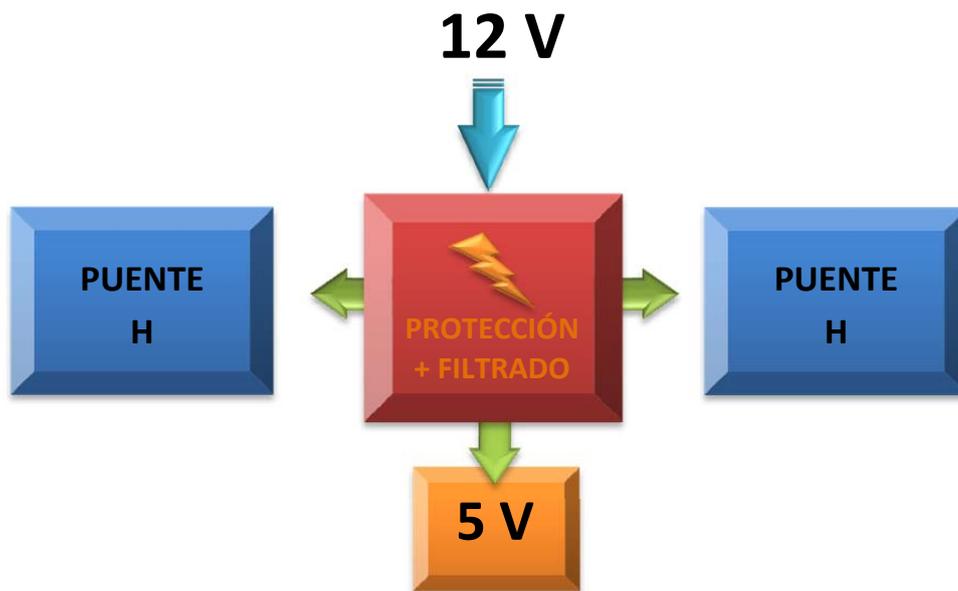


Fig. A2.1 Diagrama de bloques de la PCB 1

### CIRCUITO DE PROTECCIÓN Y FILTRADO.

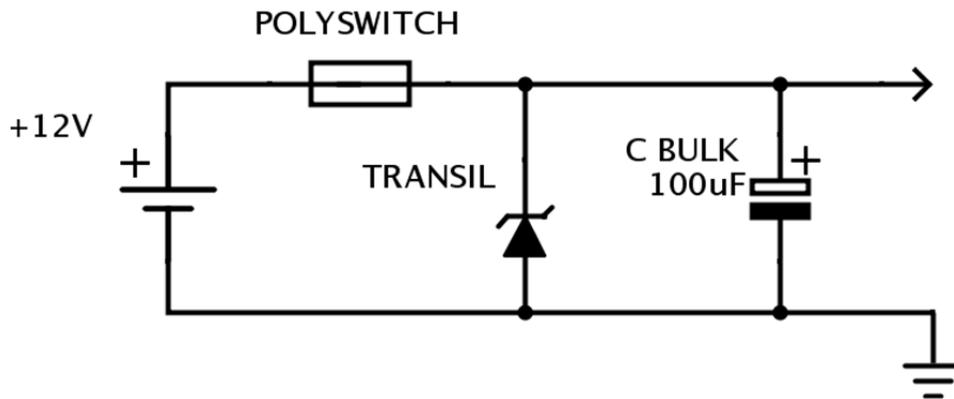


Fig. A2.2 Esquema del circuito de protección.

En el circuito de la figura A2.2, si la fuente de tensión se colocase a la inversa, el diodo (TRANSIL) conduciría en directa, provocando que el fusible (POLYSWITCH) se abriese por exceso de corriente. En caso de aplicar una tensión excesiva, el diodo conduciría en directa llevando al fusible a la misma situación. Con este sencillo circuito protegemos toda la electrónica que se disponga a continuación de la flecha frente a sobretensiones, sobrecorrientes y polaridad inversa.

Además se añade un condensador en paralelo de 100  $\mu\text{F}$  (electrolítico por necesidad) que servirá como reservorio de carga para el resto del circuito. Este condensador mitigará la propagación de interferencias conducidas en el bus de alimentación (Flechas en verde del diagrama) debido a las conmutaciones de los dispositivos.

A la salida de este circuito se conectarán los dos puentes inversores, el regulador de 5 voltios y un piloto LED que indique que el circuito está conectado.

En el siguiente esquema se ha incorporado al circuito anterior el regulador LM7805 junto con un condensador de 100  $\mu\text{F}$  a su entrada y otro de 0.1  $\mu\text{F}$  a su salida para reducir los rizados de tensión. También se ha añadido el LED (conector molex 2 polos VIN\_LED) en serie con una resistencia de 3K3.

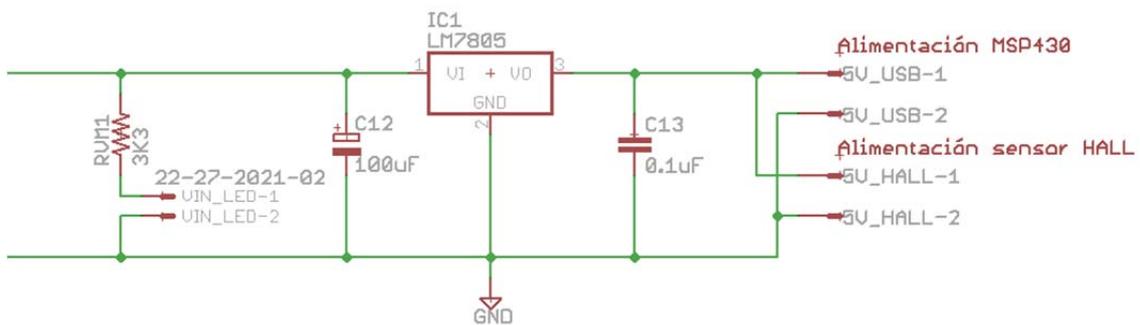


Fig. A2.3 Esquema del circuito del regulador de 5V

A la derecha del esquema (Fig. A2.3) se encuentran 2 conectores de 2 polos que se conectarán al microcontrolador y a los sensores hall.

## CIRCUITO PUENTE INVERSOR EN H

El siguiente bloque es el puente inversor en H. Aunque en el diagrama de bloques aparecen dos puentes, en realidad son esquemas idénticos, cambiando únicamente la carga que se les conecta.

El componente principal de este circuito será el integrado DRV8842 de TI. Siguiendo la hoja de características suministrada por el fabricante podemos encontrar una serie de componentes necesarios para su funcionamiento.

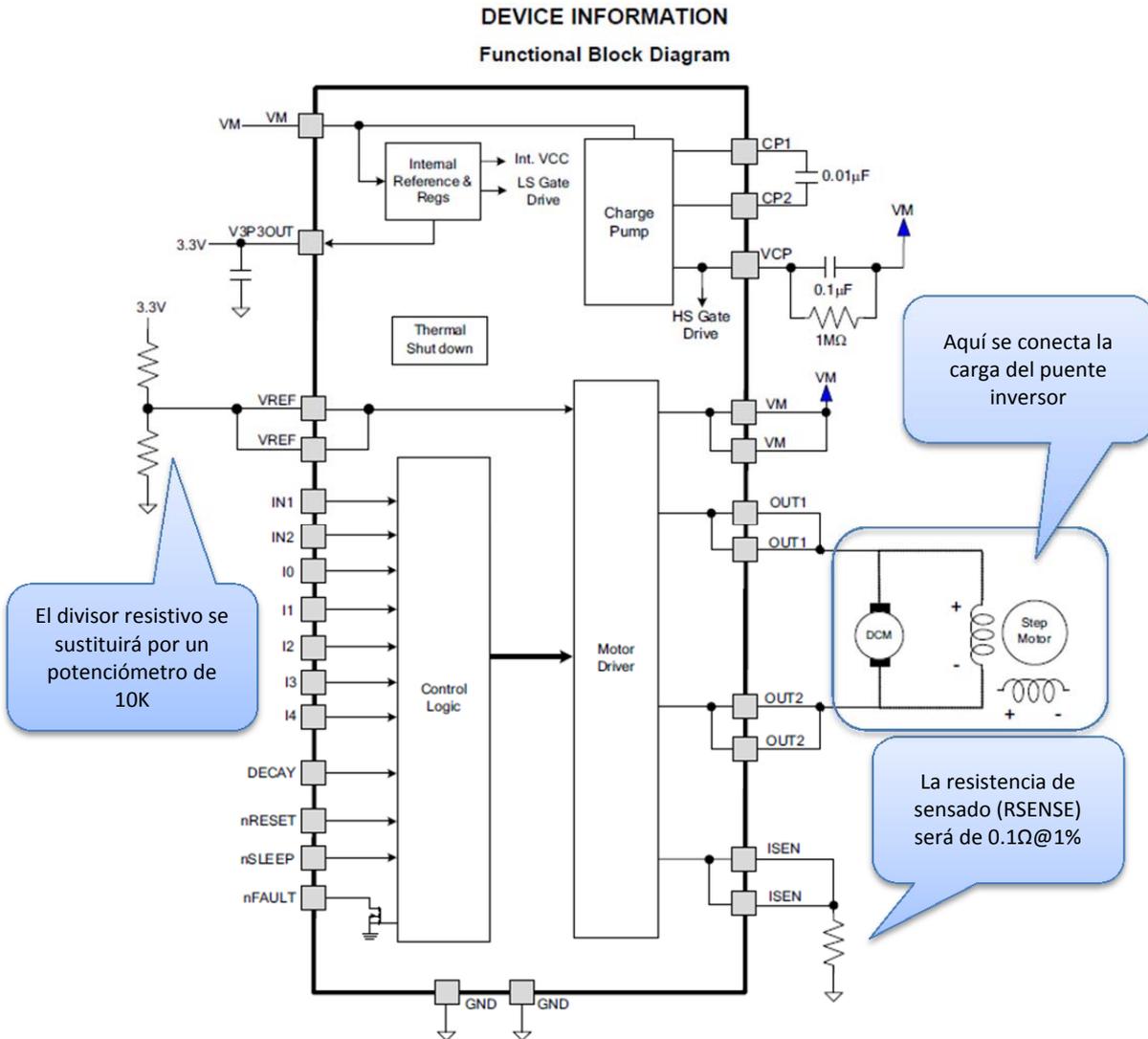


Fig. A2.4 Esquema del integrado DRV8842.

**Table 1. TERMINAL FUNCTIONS**

NAME	PIN	I/O <sup>(1)</sup>	DESCRIPTION	EXTERNAL COMPONENTS OR CONNECTIONS
<b>POWER AND GROUND</b>				
GND	14, 28	-	Device ground	
VM	4, 11	-	Bridge A power supply	Connect to motor supply (8.2 - 45 V). Both pins must be connected to same supply.
V3P3OUT	15	O	3.3-V regulator output	Bypass to GND with a 0.47- $\mu$ F, 6.3-V ceramic capacitor. Can be used to supply VREF.
CP1	1	IO	Charge pump flying capacitor	Connect a 0.01- $\mu$ F 50-V capacitor between CP1 and CP2.
CP2	2	IO	Charge pump flying capacitor	
VCP	3	IO	High-side gate drive voltage	Connect a 0.1- $\mu$ F 16-V ceramic capacitor and a 1-M $\Omega$ resistor to VM.
<b>CONTROL</b>				
IN1	21	I	Input 1	Logic input controls state of OUT1. Internal pulldown.
IN2	20	I	Input 2	Logic input controls state of OUT2. Internal pulldown.
I0	23	I	Current set inputs	Sets winding current as a percentage of full-scale. Internal pulldown.
I1	24	I		
I2	25	I		
I3	26	I		
I4	27	I		
DECAY	19	I	Decay mode	Low = slow decay, open = mixed decay, high = fast decay. Internal pulldown and pullup.
nRESET	16	I	Reset input	Active-low reset input initializes the logic and disables the H-bridge outputs. Internal pulldown.
nSLEEP	17	I	Sleep mode input	Logic high to enable device, logic low to enter low-power sleep mode. Internal pulldown.
VREF	12,13	I	Current set reference input	Reference voltage for winding current set. Both pins must be connected together on the PCB.
<b>STATUS</b>				
nFAULT	18	OD	Fault	Logic low when in fault condition (overtemp, overcurrent)
<b>OUTPUT</b>				
ISEN	6, 9	IO	Bridge ground / Isense	Connect to current sense resistor. Both pins must be connected together on the PCB.
OUT1	5, 10	O	Bridge output 1	Connect to motor winding. Both pins must be connected together on the PCB.
OUT2	7, 8	O	Bridge output 2	Connect to motor winding. Both pins must be connected together on the PCB.

(1) Directions: I = input, O = output, OZ = tri-state output, OD = open-drain output, IO = input/output

Fig. A2.5 Tabla de pines del integrado DRV8842.

Además de los componentes mínimos indicados se añadirán algunos auxiliares para la compatibilidad electromagnética entre los distintos subcircuitos del sistema, así como indicadores y elementos de control. Se indica en **(negrita)** la denominación en el esquema.

Componentes adicionales:

A la entrada del bus de alimentación se colocará un filtro de alimentación, formado por un condensador de gran capacidad, 100  $\mu$ F (**C7**), en paralelo con otro de 0.1  $\mu$ F (**C8**). Esto se debe a que sistema trabaja con conmutaciones, que generan formas de onda cuadrada, las cuales tienen armónicos representativos varias décadas por encima de la frecuencia de conmutación. Los efectos parásitos de un condensador de gran capacidad como el de 100  $\mu$ F le impiden responder con suficiente velocidad como para filtrar esas altas frecuencias.

La solución radica en añadir un condensador de pequeña capacidad, pero con menores componentes parasitas. Aunque su capacidad de almacenamiento de carga no sea muy elevada, la

amplitud de los armónicos de alta frecuencia es suficientemente pequeña como para poder filtrarlos con pequeños valores de capacidad.

Además, se han añadido unos condensadores de filtrado de  $0.1 \mu\text{F}$  (**C1,C2**) junto a los pines VM (entradas de tensión al integrado) para poder compensar la inductancia presentada por la pista impresa desde el filtro anterior hasta el mismo integrado.

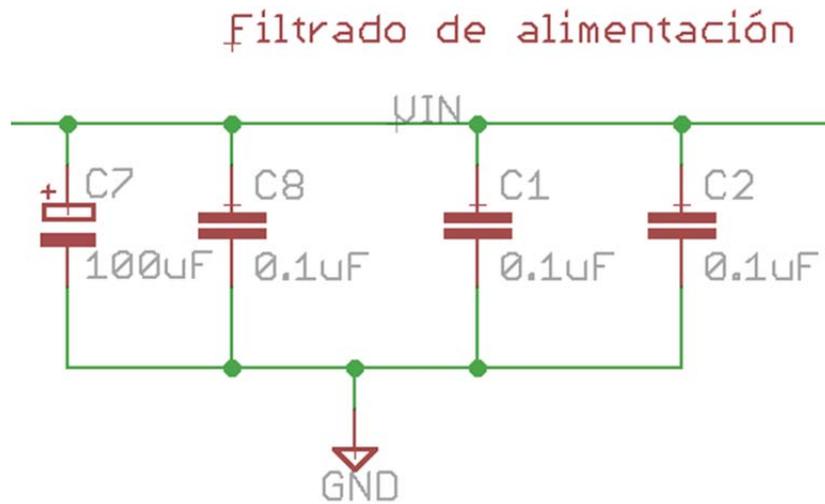


Fig. A2.6 Circuito del filtrado a la entrada de la PC.

A la resistencia de sensado de corriente (**RSENSE**) de  $0.1 \Omega$  se le añade un condensador de  $0.1 \mu\text{F}$  (**C9**) para filtrar los transitorios por las conmutaciones de los transistores del puente. Además se ha colocado un jumper (**ICTRL**) que permite anular el control de corriente.

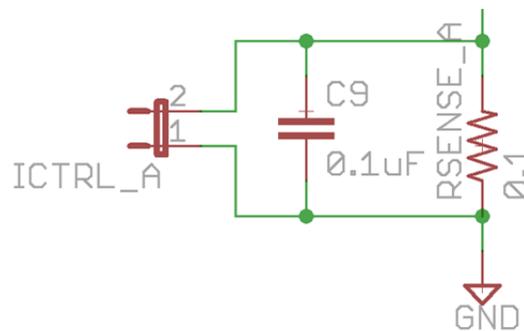


Fig. A2.7 Control de corriente para el integrado DRV8843.

(**C6**), de  $0.1 \mu\text{F}$  se coloca como filtro a la entrada de VREF. Del mismo modo (**C10**) filtra la entrada DECAY.

Por último se ha añadido un conector (**FAULT\_LED**) para un LED que indique un fallo en el integrado. Se le añade una resistencia de  $330 \Omega$  en serie (**RFAULT**).

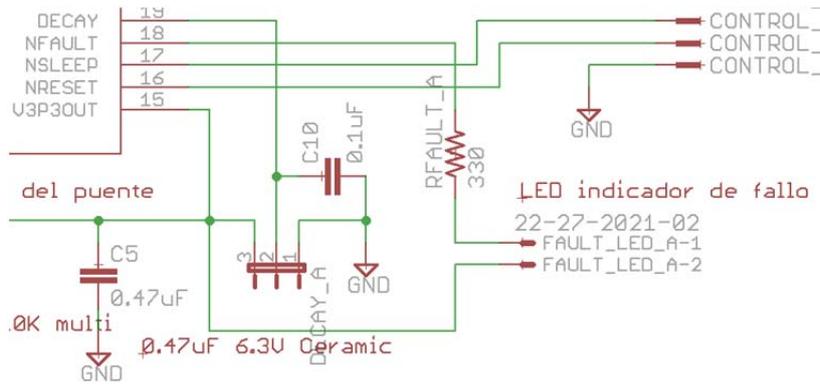


Fig. A2.8 Esquema de los LEDs asociados al integrado.

En la siguiente tabla se listan los conectores de entrada/salida de la PCB.

CONECTORES I/O			
TIPO	DENOMINACION	DESCRIPCIÓN	IMAGEN
CTB5202/2	VIN, OUT_A, OUT_B	Conector con tornillos. Se emplea en las conexiones de mayor potencia.	
22-01-3027	5V_USB, 5V_HALL, VIN_LED, FAULT_LED	Molex de 2 polos acodado.	
2510-5	CONTROL_A, CONTROL_B	Conector para cable plano dedicado para las conexiones de control. Se eligen acodados por no disponer de taladros metalizados y poder soldar en ambas caras de la PCB.	

Para los jumpers (**DECAY, ICTRL**) se emplearan pines de paso 0.1”.

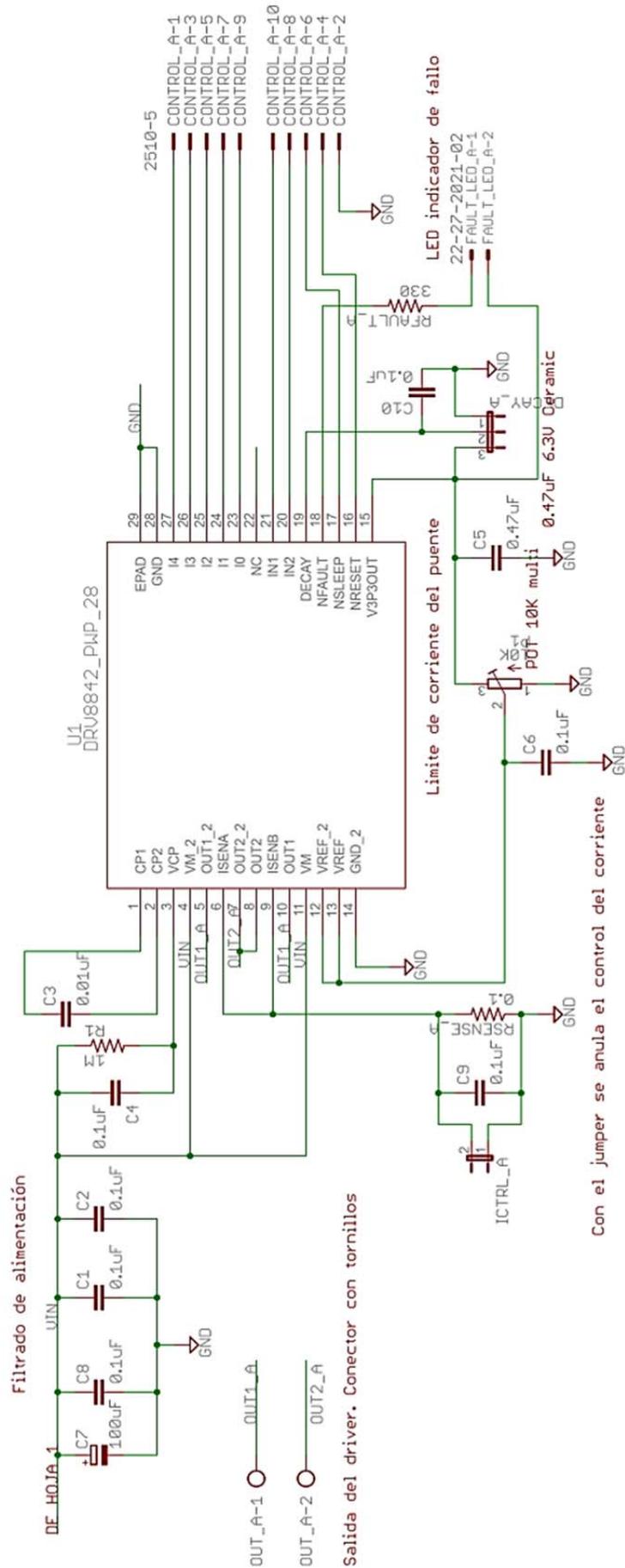


Fig. A2.9 Esquema completo del puente inversor y sus elementos auxiliares.

## PCB 1: LAYOUT

Estos circuitos se fabricarán en una PCB de doble cara (TOP,BOTTOM). Todos los componentes, a excepción de los conectores, potenciómetros, LEDs y condensadores electrolíticos, serán de montaje superficial SMD 1206. La figura A2.10 corresponde al layout completo de la placa donde se ha marcado la localización los circuitos definidos en el esquemático. Le siguen algunos comentarios de interés sobre el diseño del layout.

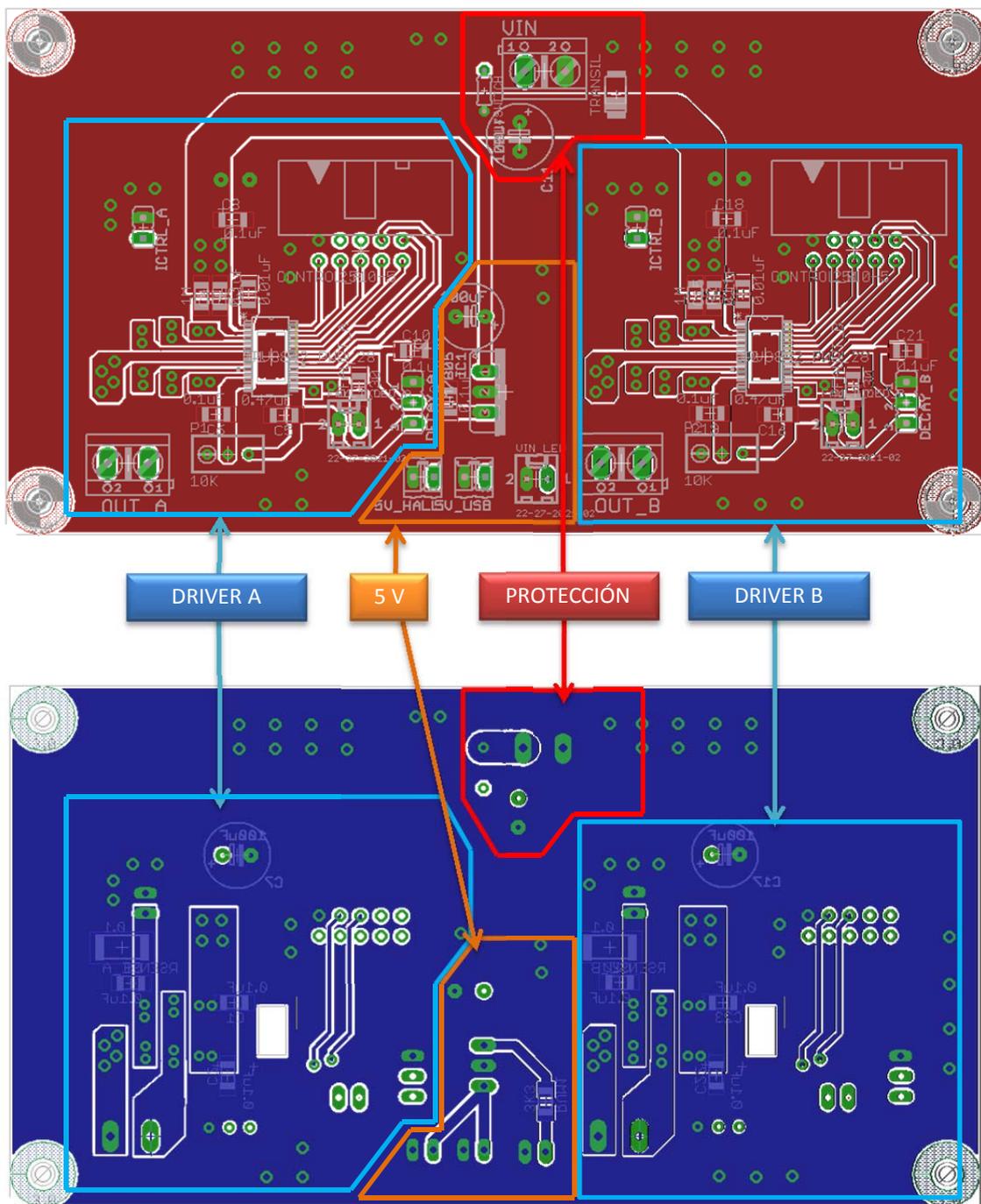


Fig. A2.10 Layout completo de la PCB1. Se han marcado las localizaciones de los diferentes circuitos descritos anteriormente. El color rojo indica que es la cara superior (TOP), el azul indica cara inferior (BOTTOM).

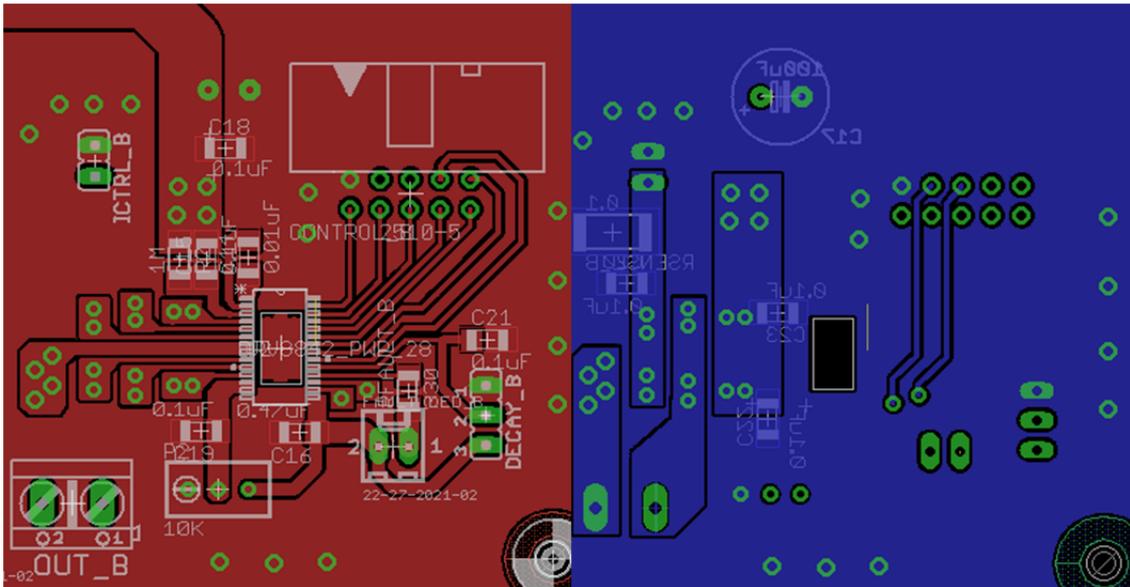


Fig. A2.11 Ampliación de uno de los puentes inversores. El rectángulo negro indica que esa área se recortará para situar un disipador.

Esta imagen corresponde a una ampliación del circuito DRIVER B en la que podemos observar que para las conexiones que van a soportar una mayor corriente y en las que resulta crítica la resistencia del camino se han empleado slots en lugar de pistas comunes. El primero de estos slots y más ancho es el bus de alimentación (común a ambos DRIVERS), el cual proporciona la tensión de alimentación al driver (VIN). Este bus debe cambiar de cara para sortear otras pistas del circuito, para dicho cambio se emplean 4 vías de 1 mm de diámetro. Para volver a la cara TOP se emplean, no obstante, 4 vías de 0.8 mm ya que no se dispone de espacio suficiente para hacerlas más grandes. Además, junto a las vías de vuelta en la cara BOTTOM se añaden dos condensadores adicionales de 0.1  $\mu$ F para reducir rizados en la alimentación. Los siguientes slots corresponden a los buses de salida y al retorno de sensado de corriente del integrado.

Para una correcta disipación de calor, el fabricante del integrado nos indica colocar un plano de masa bajo el mismo que debe estar conectado con una serie de vías con el plano de masa inferior para aumentar la superficie de cobre disponible:

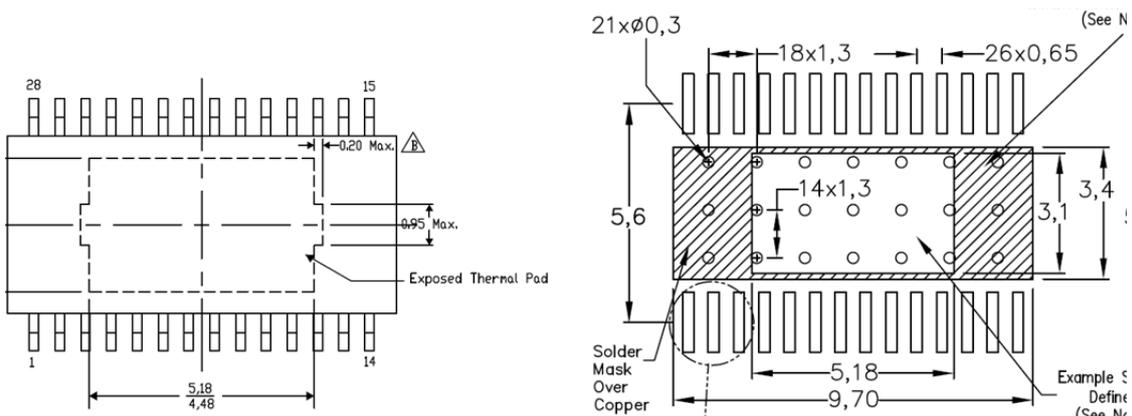


Fig. A2.12 Footprint del integrado DRV8842 con sus recomendaciones sobre disipación térmica.

Como no es asumible la fabricación del prototipo con taladros metalizados y soldadura por ola se opta por hacer un recorte en la PCB bajo el área expuesta del chip para colocar posteriormente una placa de cobre soldada a ambas caras de la PCB y al integrado.

Los conectores de control no se han dispuesto en los laterales de la placa, que suele ser lo habitual para todos los conectes, ya que esto implicaría atravesar con las pistas de las conexiones de control prácticamente todo el plano de masa, por lo que este dejaría de ser un plano contiguo y se alejaría más del plano de masa ideal que evita interferencias entre las pistas del circuito y proporciona una baja impedancia en las conexiones a masa.

## PCB 2: SENSORES HALL

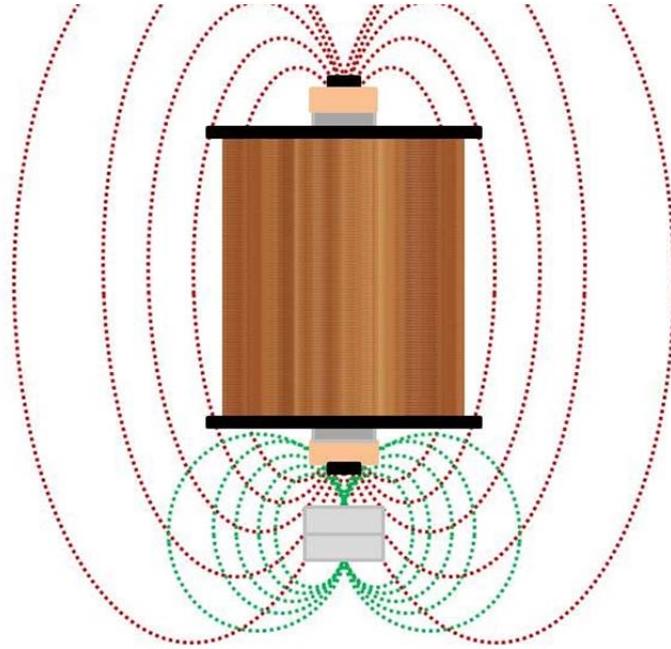


Fig. A2.13 Esquema del conjunto electroimán-imán con representación de las líneas de fuerza magnética.

Como se ha descrito en la solución del levitador, será necesario disponer de dos sensores hall, uno en la parte superior del electroimán y otro en la inferior, ambos orientados en la misma dirección. Para cancelar la medida de campo magnético generado por la bobina habrá que restar la tensión generada por el sensor superior a la del inferior. Esto se hará mediante una etapa restadora:

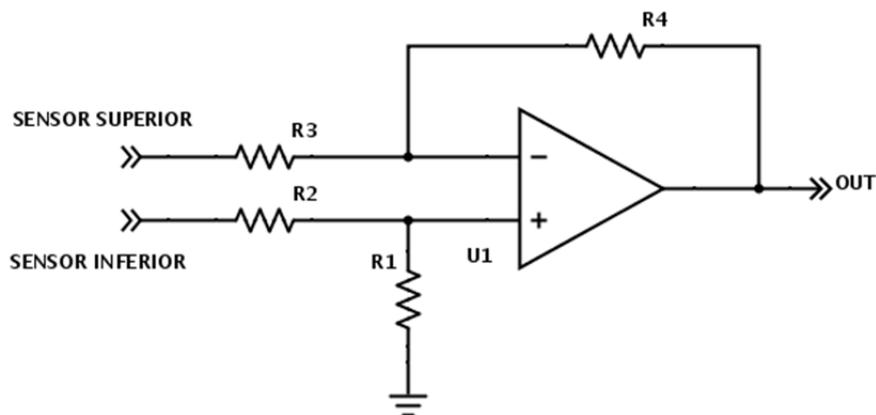


Fig. A2.14 Esquema de la etapa restadora.

Si todas las resistencias son iguales:

$$V_{out} = V_{sensor inferior} - V_{sensor superior}$$

De este modo cancelamos el campo generado por el electroimán y eliminamos la polarización de 2.5 V del sensor. Esto es muy útil, ya que solo nos interesa el flujo magnético en un sentido (el imán orientado en la posición deseada), es decir, cuando la tensión del sensor se encuentra entre 2.5 y 5 V. De este modo la salida del conjunto será ir de 0 V (flujo magnético cero) a 2.5 V (sensor en saturación), así podemos aprovechar al máximo el rango dinámico del ADC [0, 2.5V].

Se ha seleccionado el amplificador operacional LMV321 que funciona con alimentación unipolar, lo simplifica el circuito al no necesitar de una fuente de tensión negativa. Además su salida es Rail-to-rail, lo que quiere decir que puede llegar desde 0 V al valor de la tensión de alimentación (en los operacionales tradicionales no es posible alcanzar el 100% de la tensión de alimentación en la salida). Gracias a esto podemos alimentarlo a 5V sin riesgo a saturarlo. El encapsulado escogido es el SOT-23.

Esta PCB tendrá un conector para suministrar una alimentación de 5V, dos conectores de 3 vías para los sensores hall y una salida de 2 vías para conectar la salida de la etapa restadora al ADC del microprocesador.

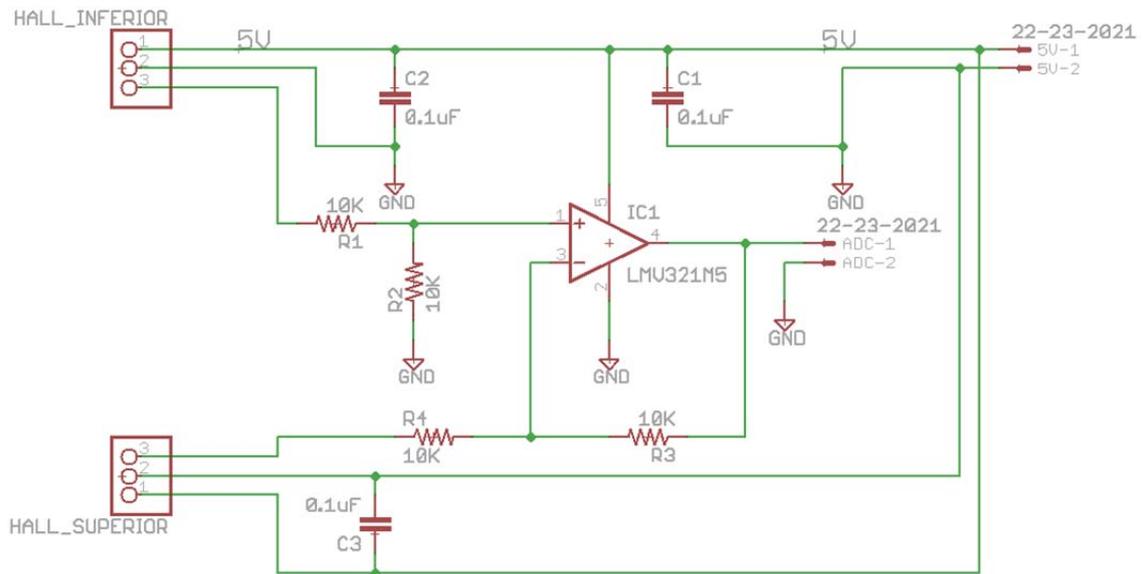


Fig. A2.15 Esquemático de la PCB2.

A todo lo anterior se han añadido condensadores del filtrado de alimentación (C1,C2,C3) para estabilizar la tensión de alimentación del operacional y de los sensores hall respectivamente.

En la Fig A2.16 se muestra el layout de la PCB2. Todos los componentes tienen encapsulado SMD1206. Obsérvese que los condensadores de filtrado se han colocado lo más cerca posible del dispositivo al cual deben estabilizar su alimentación. En el caso de los sensores, se han colocado junto a los conectores.

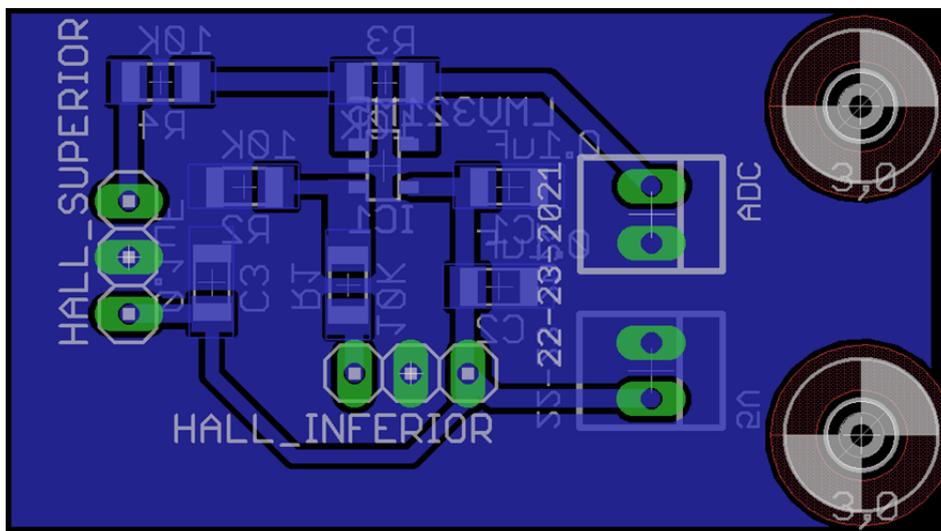


Fig. A2.16 Layout de la PCB2.



