

Escuela de Ingeniería Industrial

TRABAJO FIN DE GRADO

*Sistema de transferencia inalámbrica de energía para
carga de baterías*

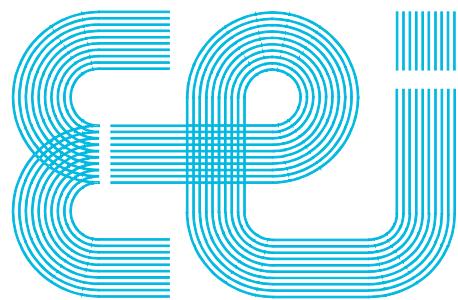
Grado en Ingeniería en Electrónica Industrial y Automática

ALUMNO: Santiago De Vicente Poutás

DIRECTORES: Roberto Fernández Molanes

Juan José Rodríguez Andina

Universida de Vigo



Escuela de Ingeniería Industrial

TRABAJO FIN DE GRADO

*Sistema de transferencia inalámbrica de energía para
carga de baterías*

Grado en Ingeniería en Electrónica Industrial y Automática

Documento

MEMORIA

UniversidadeVigo

CONTENIDO

Contenido.....	3
1 Introducción.....	5
1.1 Introducción.....	5
1.2 Motivación.....	6
1.3 Objetivo.....	6
1.4 Organización del documento.....	7
2 Transmisión inalámbrica de energía.....	8
2.1 Introducción.....	8
2.2 Estructura.....	8
2.3 Tipos de <i>WPT</i>	9
2.3.1 Inductive Power Transfer.....	9
2.3.2 Capacitive Power Transfer.....	9
2.3.3 Resonant Inductive Power Transfer.....	10
2.4 Análisis teórico de RIPT.....	10
2.4.1 Inductancia mutua.....	10
2.4.2 Resonancia.....	11
2.4.3 Tanque resonante serie.....	12
2.4.4 Tanque resonante paralelo.....	13
2.4.5 Planteamiento del sistema escogido.....	14
3 Circuito de potencia.....	16
3.1 Introducción.....	16
3.2 Visión general.....	16
3.3 Estructura del circuito.....	17
3.4 Inversor.....	17
3.5 Filtro paso banda.....	18
3.6 Tanque resonante paralelo.....	19
3.7 Transformador y tanque resonante serie.....	20
3.8 Rectificador y filtro paso bajo.....	20
3.9 Regulador.....	20
3.10 Simulación.....	20
4 Circuito digital.....	24
4.1 Introducción.....	24
4.2 Microcontrolador.....	25
4.3 Programación.....	26
4.3.1 Recursos.....	26

SISTEMA DE TRANSFERENCIA INALÁMBRICA DE ENERGÍA PARA CARGA DE BATERÍAS
SANTIAGO DE VICENTE POUTÁS

4.3.2 Diagrama de flujo.....	28
4.3.3 Test.....	30
4.4 Driver.....	30
4.4.1 Visión general.....	30
4.4.2 Bootstrap.....	31
5 Montaje del prototipo.....	33
5.1 Introducción.....	33
5.2 Diseño de la bobina del primario.....	33
5.2.1 Selección del cable.....	33
5.2.2 Construcción de la bobina.....	34
5.3 Montaje en protoboard.....	35
5.4 Montaje en PCB.....	40
6 Validación del prototipo.....	46
6.1 Introducción.....	46
6.2 Medidas.....	46
6.3 Tolerancia en el posicionamiento.....	47
6.4 Eficiencia.....	48
6.5 Prueba de carga.....	49
7 Conclusiones y líneas de trabajo futuras.....	50
8 Bibliografía.....	51

1 INTRODUCCIÓN

1.1 Introducción

Uno de los temas más candentes en el mercado de los vehículos eléctricos es el problema del almacenamiento y transferencia de energía. Cada vez más frecuentemente se está empezando a rechazar la carga convencional, debido a los problemas que conllevan los cables y los enchufes, que pueden deteriorarse con facilidad en ambientes agresivos.

Una de las alternativas que mejor satisfacen esta necesidad es la transferencia inalámbrica de energía, también llamada *WPT* (por sus siglas en inglés *Wireless Power Transfer*), que permite la transferencia a través de un campo electromagnético sin necesidad de ningún contacto físico entre el emisor y el receptor.

Esta solución no solamente se aplica a la facilidad y automatización de la carga de baterías sino que, tomando un horizonte más ambicioso, podría solucionar el inconveniente de la baja densidad energética de las baterías respecto a los combustibles sólidos, al poder transmitir energía a un vehículo durante su trayecto.

A pesar de estar en proceso de implementación, esta tecnología empezó a desarrollarse durante el siglo XIX por Nikola Tesla. El inventor balcánico desarrolló por primera vez las tecnologías de acoplamiento inductivo y capacitivo con sus transformadores resonantes, ahora llamadas “bobinas de Tesla” [1]. Estas funcionaban a unas tensiones extremadamente altas (del orden del millón de voltios), creando un campo eléctrico especialmente intenso que transmitía energía a través de arcos eléctricos. En la Figura 1 se puede observar el aspecto de estos dispositivos.



Figura 1: Bobina de Tesla

Sin embargo, la transmisión a través de arcos eléctricos presenta evidentes problemas de seguridad y eficiencia. La tecnología ha evolucionado lo suficiente como para contar hoy en día con implementaciones funcionales en transporte y dispositivos comerciales. Existen incluso compañías como WiTricity que plantean soluciones inalámbricas a sistemas cableados. En este documento se plantean diferentes puntos de vista y soluciones en el ámbito de la transferencia de energía de forma inalámbrica y se describe el diseño, implementación y validación de un cargador de baterías inalámbrico.

1.2 Motivación

Este trabajo se enmarca en un proyecto denominado *UviSpace* (cuya descripción está disponible en <http://uvispace.readthedocs.io/en/latest/>), localizado en el Departamento de Tecnología Electrónica de la Universidad de Vigo. Este consiste en un conjunto de vehículos terrestres no tripulados (UGV, del inglés *Unmanned Ground Vehicles*) guiados a través de una red de cámaras y diversos algoritmos de control de trayectoria. En la Figura 2 se puede apreciar una visión general de este entorno.

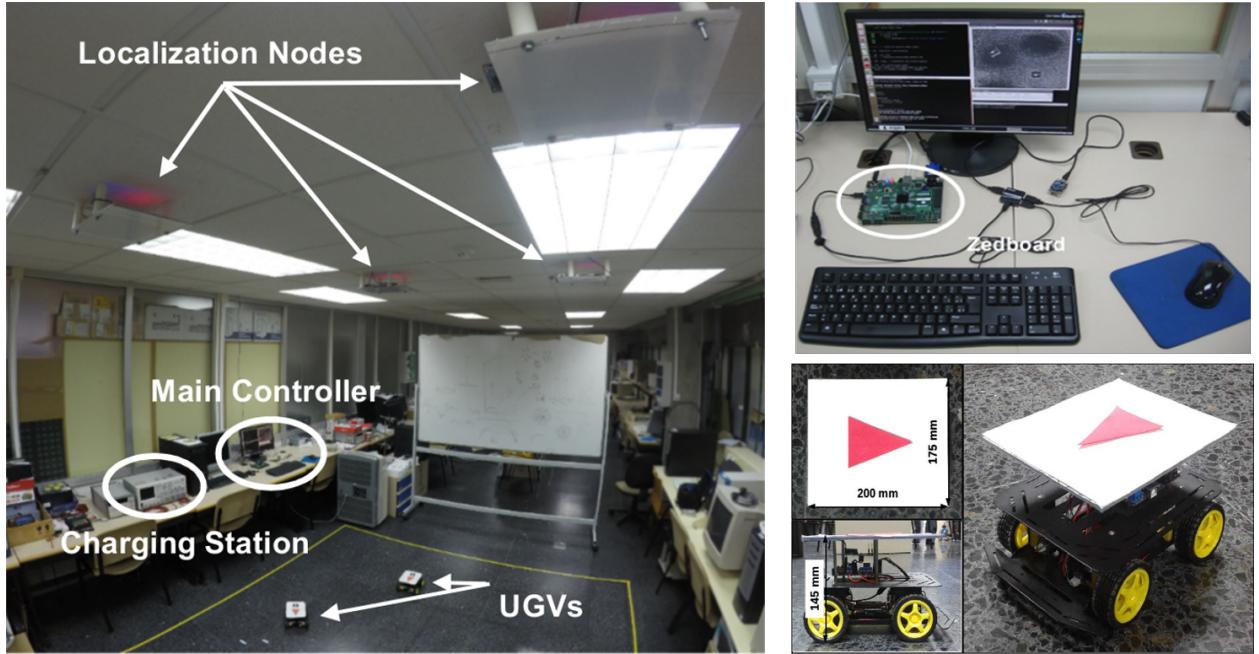


Figura 2: Visión general de UviSpace

En un sistema que funciona de forma automática, sin ninguna interacción humana de por medio, no cabe duda que la carga debería realizarse sin necesidad de cables ni enchufes, es decir, de forma inalámbrica. Por esta razón se ha pensado en implementar una solución de transferencia de energía por *WPT*. Esta ha de incluir tanto el diseño de la base de carga como el receptor en cada vehículo, satisfaciendo las necesidades básicas de potencia del proyecto.

Los archivos que describen el hardware y software desarrollado en este proyecto se han añadido a los repositorios de Uvispace en GitHub: <https://github.com/UviDTE-UviSpace/pcb-designs/tree/master/wireless-power-transfer>. También se ha añadido la parte correspondiente a la documentación del proyecto: <http://uvispace.readthedocs.io/en/latest/wpt.html>.

1.3 Objetivo

Las metas a las que este trabajo apunta son las siguientes:

- Disponer de un sistema de carga inalámbrico para las baterías de los UGVs funcional, aunque la eficiencia no sea la más alta posible.
- Producir un prototipo de la base de carga y del receptor, apuntando a disponer más de una unidad de cada uno de ellos.
- Que el cargador inalámbrico sea capaz de proporcionar la potencia nominal que el cargador del coche necesita.
- Realizar una placa de circuito impreso para la recepción de energía que sea posible alojarla sin problemas en el vehículo junto con el resto de componentes electrónicos.
- Realizar el diseño de la bobina del secundario de tal forma no sobresalga las dimensiones del vehículo.

-
- Diseñar el sistema de tal forma que se permita cierto error en el posicionamiento del vehículo con respecto a la base de carga, ya que el sistema de guiado puede entrañar un cierto error.
 - Introducir la posibilidad de un sistema de control remoto para que no sea necesario que una persona tenga que encender el cargador.

1.4 Organización del documento

Este documento está organizado en siete capítulos contando con esta breve introducción. A continuación, en el capítulo 2, se resumirán los principios que rigen la transmisión inalámbrica de energía, sus tipos y las ventajas que presenta cada uno.

En el tercer y cuarto capítulo se presentará el diseño del circuito de potencia y del circuito de control digital diseñados para el cargador de Uvispace, respectivamente. De esta forma se intentarán explicar las decisiones tomadas a lo largo del proceso de diseño, así como las ventajas y las desventajas de las diferentes topologías presentadas.

En el quinto capítulo se ha introducido una memoria del montaje del prototipo en dos pasos, siendo el primero la validación del diseño en una protoboard, seguido de la elaboración de una placa de circuito impreso.

Más adelante, en el sexto capítulo, se muestra la validación del prototipo, realizando un estudio de eficiencia y de flexibilidad de funcionamiento.

En último lugar se plantean las conclusiones del trabajo y unas líneas de trabajo futuro sobre el presente proyecto.

2 TRANSMISIÓN INALÁMBRICA DE ENERGÍA

2.1 Introducción

La transferencia inalámbrica de energía o *WPT* se define como la transferencia de energía eléctrica desde un emisor a un receptor sin necesidad de contacto físico entre ambos. Esto permite un acoplamiento más robusto y seguro que disponer de conectores y cables en los que debe haber partes eléctricas al aire.

Esta tecnología tiene especial importancia en el sector de los vehículos eléctricos, aunque esta no es la única parte de la industria que se ha beneficiado de su uso. Hoy en día se puede disponer de cargadores inalámbricos para dispositivos comerciales de baja potencia como móviles y cepillos de dientes, aunque no todos estos siguen la misma topología. En [2] se puede encontrar un análisis de los fundamentos de esta tecnología.

2.2 Estructura

A pesar de que el aspecto de las diferentes topologías de *WPT* difiere, la mayoría de ellas siguen una misma estructura. En la Figura 3 se puede observar las diferentes partes que conforman las topologías inductivas más habituales de estos sistemas. En determinadas topologías, la transferencia se realiza mediante un acoplamiento capacitivo en lugar de inductivo.

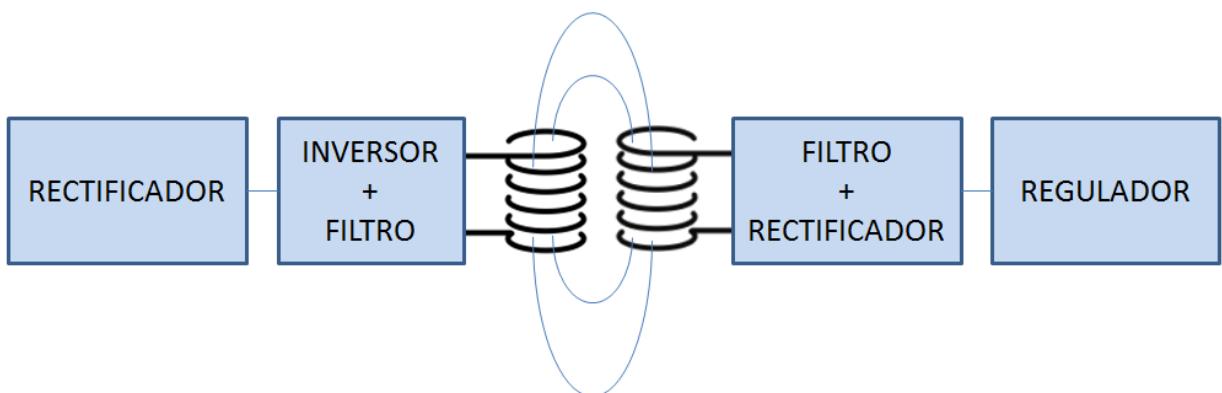


Figura 3: Estructura de un sistema de transferencia inalámbrica de energía

Dando por sentado que la entrada del sistema es la red eléctrica, el primer paso es la rectificación de la señal para obtener una tensión continua de nivel apropiado.

Tras el rectificador es necesario un inversor para disponer de una señal alterna de frecuencia suficientemente elevada para que el transformador realice su función de forma aceptable, dado que la transferencia entre primario y secundario se produce a través del aire. El acoplamiento directo del transformador a la red no es posible debido a la baja frecuencia de ésta.

La topología del filtro depende del sistema. Tras el inversor suele situarse una red de bobinas y condensadores que transforman la señal cuadrada de salida del inversor en una señal senoidal con el menor contenido de armónicos posible para su aplicación al elemento transmisor de energía.

Tras el elemento receptor de energía en algunas topologías se utiliza de forma opcional una red LC. La señal senoidal se rectifica para obtener una tensión continua y, por último, un regulador permite mantener a la salida el nivel de tensión deseado.

2.3 Tipos de WPT

No todos los sistemas que utilizan esta tecnología se basan en los mismos principios. A continuación se encuentra un resumen de las topologías más comunes, así como sus ventajas e inconvenientes. En [3] se encuentra un estudio general sobre las diferentes tecnologías utilizadas en WPT.

2.3.1 Inductive Power Transfer

En la transferencia inductiva de energía (*IPT*) se transfiere potencia entre el primario y el secundario a través del campo magnético que existe entre ellos. El principio que sigue esta topología es el mismo que el que sigue un transformador convencional, salvo que es el aire y no un núcleo ferromagnético el encargado de transportar el campo magnético. En la Figura 4 se puede observar un esquema de estos sistemas.

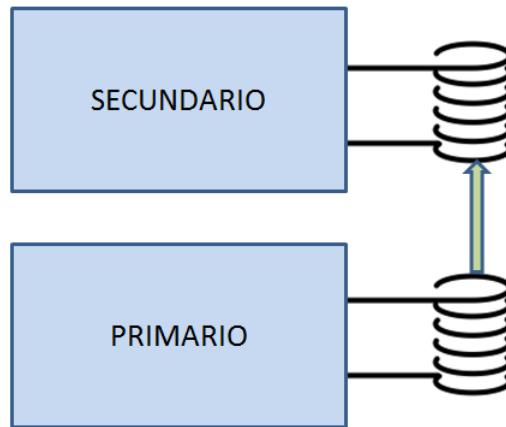


Figura 4: Inductive Power Transfer

La eficiencia de estos sistemas es baja, pues la mayor parte de la potencia se pierde en el acoplamiento del campo magnético. Esta depende, sobre todo, de la separación y la forma de las bobinas, así como de la frecuencia de operación del sistema.

2.3.2 Capacitive Power Transfer

En los sistemas de transferencia capacitiva de energía (*CPT*), los encargados de transmitir la potencia son un conjunto de condensadores acoplados. En la Figura 5 aparece un ejemplo de sistema *CPT*.

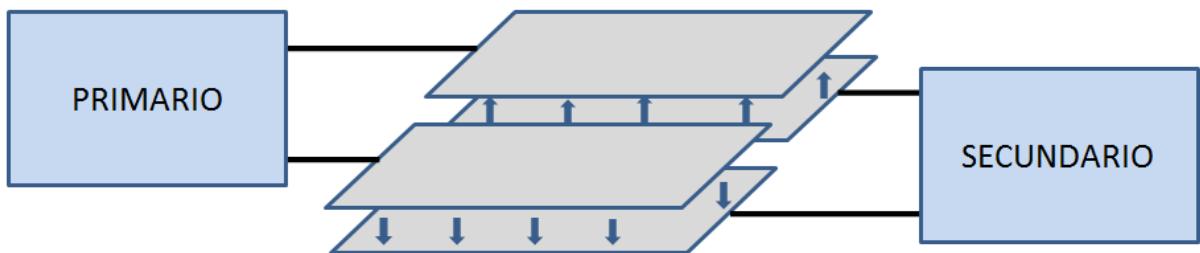


Figura 5: Capacitive Power Transfer

Este sistema es una solución deseable en el caso de los sistemas de baja y muy baja potencia, debido a que la tecnología inductiva puede ser más voluminosa de lo deseado. Sin embargo, en

sistemas de más alta potencia esta topología plantea demasiados inconvenientes, como la pequeña separación entre placas o la precisión requerida en el posicionamiento del receptor sobre el emisor. Por este último motivo, esta topología no es adecuada para el presente trabajo.

2.3.3 Resonant Inductive Power Transfer

Una solución que ya había sido dada por Tesla en sus estudios sobre este campo fue el uso de tanques resonantes sintonizados a la frecuencia de trabajo del sistema. Estos no sólo actúan como filtros sino que mejoran sustancialmente la eficiencia de la transferencia. Esto se debe a que un tanque resonante almacena la energía que se le transfiere, de forma que en la entrada del tanque la corriente es pequeña, mientras que en el interior aumenta significativamente. De esta forma solo habrá un consumo alto al encender al circuito, reduciéndose en el estacionario. Esta técnica se denomina *Resonant Inductive Power Transfer* (RIPT).

Otra ventaja que cobra gran importancia en la mayoría de las topologías es el hecho de que el inversor es un dispositivo conmutado con transistores, como un puente completo o un medio puente. Situando un tanque resonante a la salida del mismo se asegura un punto de funcionamiento denominado *Zero Voltage Switching* (ZVS), o conmutación a voltaje nulo. Esto implica que durante el paso de corte a conducción y viceversa la tensión se anula antes de que aumente la corriente, lo que minimiza las pérdidas por conmutación del transistor.

Debido a que este tipo de transferencia es una mejora del *IPT* y que no es posible el uso del *CPT* para este proyecto, el *RIPT* resulta ser la solución más eficaz para la carga de baterías en este caso.

2.4 Análisis teórico de RIPT

A continuación se explica la base teórica necesaria para diseñar un RIPT. Lo más importante es el modelo utilizado para describir la transferencia inalámbrica, ya que de él dependen todas las matemáticas posteriores. En este trabajo el modelo usado es el de unas bobinas acopladas, ya que el uso del modelo de transformador ideal introduciría demasiado error. Esto se debe a que, al no haber un núcleo de ferrita, las líneas de campo creadas por el primario no serán las mismas que recibe el secundario, parte de éstas se pierden, siendo la relación de espiras, muchas veces, diferente a la relación de transformación.

2.4.1 Inductancia mutua

El modelo de las bobinas acopladas tiene como esquema el mostrado en la Figura 6.

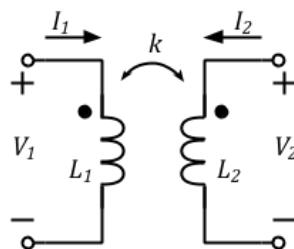


Figura 6: Bobinas acopladas

El modelo de bobinas acopladas establece que el comportamiento de la tensión en el primario depende de las corrientes de ambas partes, siguiendo su valor la Fórmula 2.1.

$$V_1 = L_1 \cdot \frac{dI_1}{dt} - M \cdot \frac{dI_2}{dt} \quad (2.1)$$

De forma análoga la tensión en el secundario sigue la Fórmula 2.2.

$$V_2 = L_2 \cdot \frac{dI_2}{dt} - M \cdot \frac{dI_1}{dt} \quad (2.2)$$

Las inductancias L_1 y L_2 sólo dependen de las formas de las bobinas del primario y del secundario, y son fácilmente calculables a través de fórmulas geométricas y de diversas calculadoras. Sin embargo, no sucede lo mismo con la inductancia mutua M . Esta depende de varios factores cuando el núcleo de ambas bobinas no es un medio físico continuo e isótropo, por lo que ha de medirse experimentalmente. La ecuación que sigue el valor de la inductancia mutua corresponde a la Fórmula 2.3.

$$M = k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2} \quad (2.3)$$

Siendo k una constante llamada coeficiente de acoplamiento, que cambia en función de la separación de las bobinas, su orientación, su forma, así como diversos factores ambientales. Este coeficiente toma un valor entre 0 y 1, siendo más grande cuánto mejor sea el acoplamiento entre ambas bobinas.

Una forma experimental de medir el coeficiente de acoplamiento es aplicar una tensión senoidal conocida en el primario y medir la tensión resultante en el secundario cuando este está en vacío, es decir, siendo la corriente I_2 nula. A partir de las Fórmulas 2.1 y 2.2 se puede obtener la Fórmula 2.4.

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{M}{L_1} \Rightarrow M = \frac{V_2}{V_1} \cdot L_1 \quad (2.4)$$

De este modo, el problema radica en obtener dos inductancias conocidas que, con un determinado coeficiente de acoplamiento, proporcionen una relación de transformación aceptable para tener un sistema similar a un transformador convencional. Sin embargo, para ello se ha de tener completamente acotada esta constante.

2.4.2 Resonancia

Tanto las bobinas como los condensadores presentan una impedancia que varía en función de la frecuencia. El valor de estas sigue las fórmulas 2.5 y 2.6, respectivamente.

$$Z_L = j \omega \cdot L \quad (2.5)$$

$$Z_C = \frac{1}{j \omega \cdot C} \quad (2.6)$$

Bobina y condensador producen desfases opuestos entre tensión y corriente. La bobina retrasa la corriente 90 grados respecto de la tensión, mientras que el condensador la adelanta 90 grados. Además, la impedancia de una bobina aumenta con la frecuencia mientras que la de un condensador disminuye. Debido a ello, para sendos valores dados de L y C existe una frecuencia a la que los módulos de las respectivas impedancias son iguales. Este efecto recibe el nombre de resonancia y la frecuencia a la que sucede se denomina frecuencia de resonancia.

Igualando las Fórmulas 2.5 y 2.6 no resulta complicado deducir la Fórmula 2.7, con la que se obtiene la frecuencia de resonancia ω_0 .

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (2.7)$$

A la asociación de una bobina y un condensador que presenta una determinada frecuencia de resonancia se la denomina tanque resonante. Utilizando únicamente un elemento de cada tipo se tienen dos diferentes topologías: el tanque resonante serie y el paralelo.

2.4.3 Tanque resonante serie

Al estar conectados en serie, las impedancias de ambos componentes se suman. De esta forma, si se suman las Fórmulas 2.5 y 2.6, es posible obtener la impedancia total en función de la frecuencia. En la Fórmula 2.8 se puede apreciar el resultado.

$$Z = \omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C} = \frac{\omega^2 LC - 1}{\omega C} \quad (2.8)$$

Para observar de forma cualitativa el comportamiento de la impedancia en función de la frecuencia, se establecen unos valores unitarios de inductancia y capacidad, de forma que la impedancia resultante puede observarse en la gráfica de la Figura 7.

Como se puede apreciar, la impedancia de un tanque resonante serie es nula cuando la frecuencia de la señal coincide con la frecuencia de resonancia. Fuera de esta frecuencia el tanque atenúa la señal de entrada. Si se varían los valores de inductancia y capacidad la respuesta se puede volver más brusca, pero la impedancia sigue siendo nula a la frecuencia de resonancia.

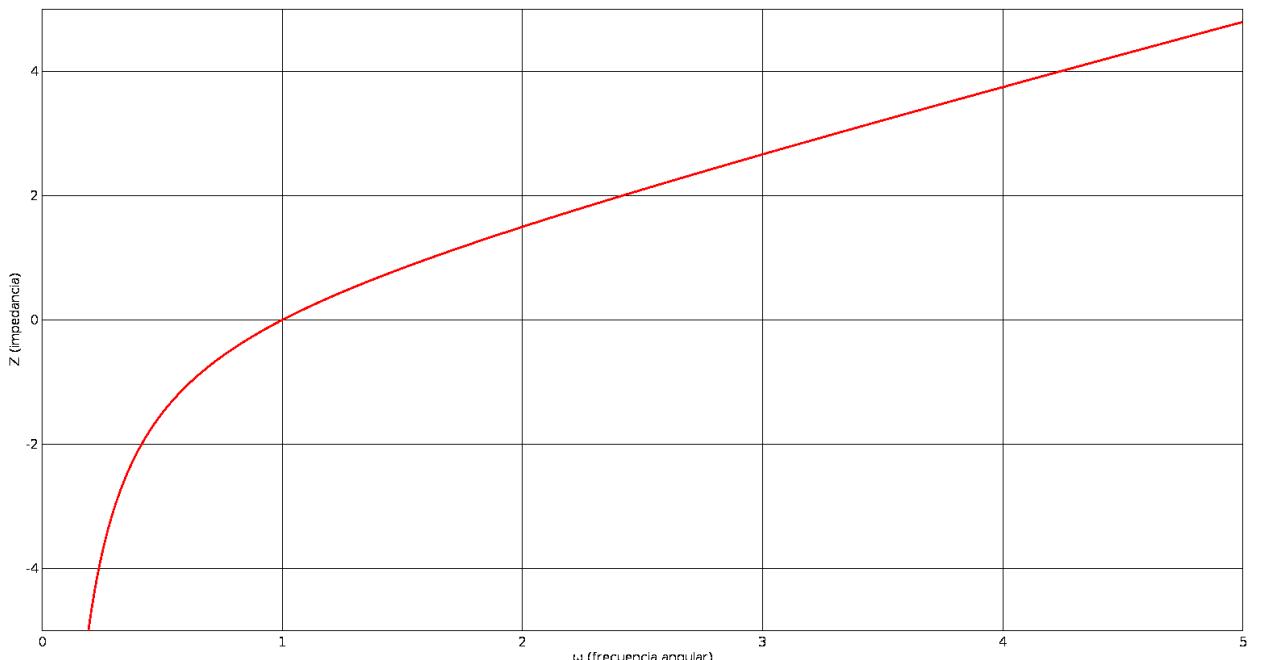


Figura 7: Variación de impedancia de un tanque resonante serie (valores unitarios).

En la Figura 8 se puede observar el comportamiento del tanque resonante con una inductancia de 10 H y una capacitancia de 0.1 F. Estos valores son, por supuesto, meramente ilustrativos, para tener una idea cualitativa del funcionamiento del circuito.

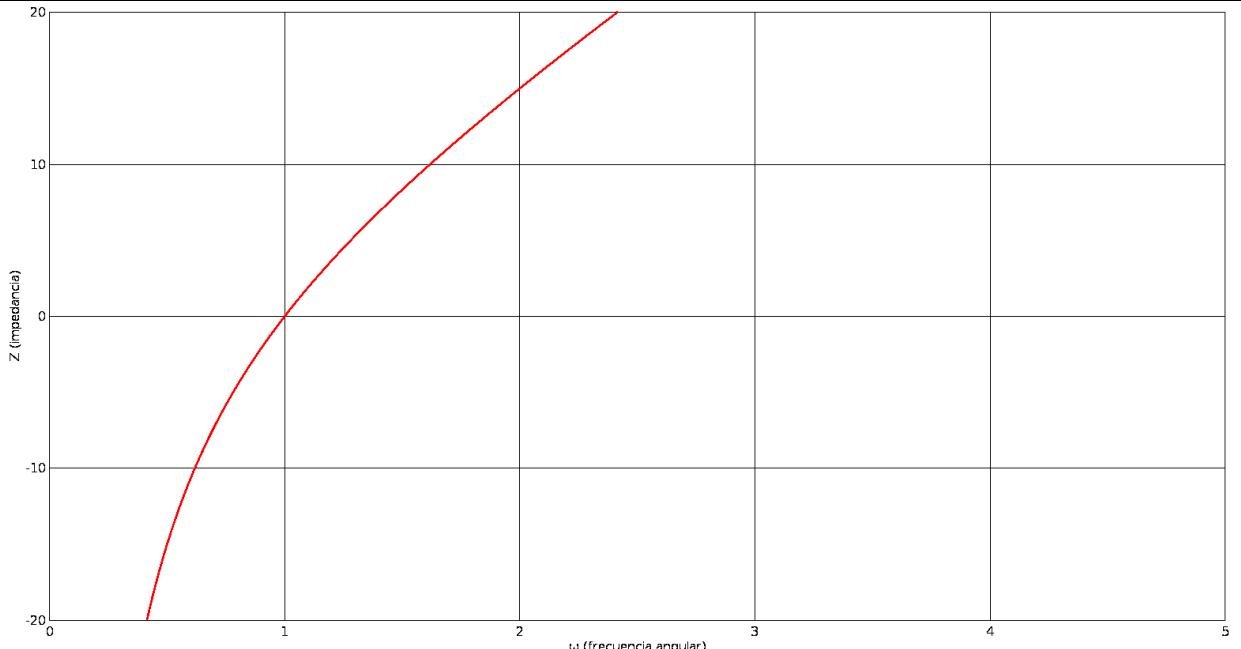


Figura 8: Variación de impedancia de un tanque resonante serie (valores no unitarios).

Teniendo en cuenta este análisis, resulta sencillo concluir que el comportamiento ideal del tanque resonante serie es el de un filtro paso banda, pudiendo sintonizar de forma sencilla tanto la frecuencia de paso como el ancho de banda con solo modificar el valor de dos componentes.

2.4.4 Tanque resonante paralelo

De forma análoga al tanque resonante serie, es posible calcular la impedancia de un tanque resonante paralelo como el inverso de la suma de sus admitancias. La Fórmula 2.9 corresponde al resultado obtenido.

$$\frac{1}{Z} = \omega C - \frac{1}{\omega L} \Rightarrow Z = \frac{\omega L}{\omega^2 LC - 1} \quad (2.9)$$

Si se toman como anteriormente valores unitarios de capacitancia e inductancia para observar de forma cualitativa el comportamiento del circuito al variar la frecuencia, el resultado es el observado en la Figura 9. La respuesta es la de un filtro rechazo banda a la frecuencia de resonancia.

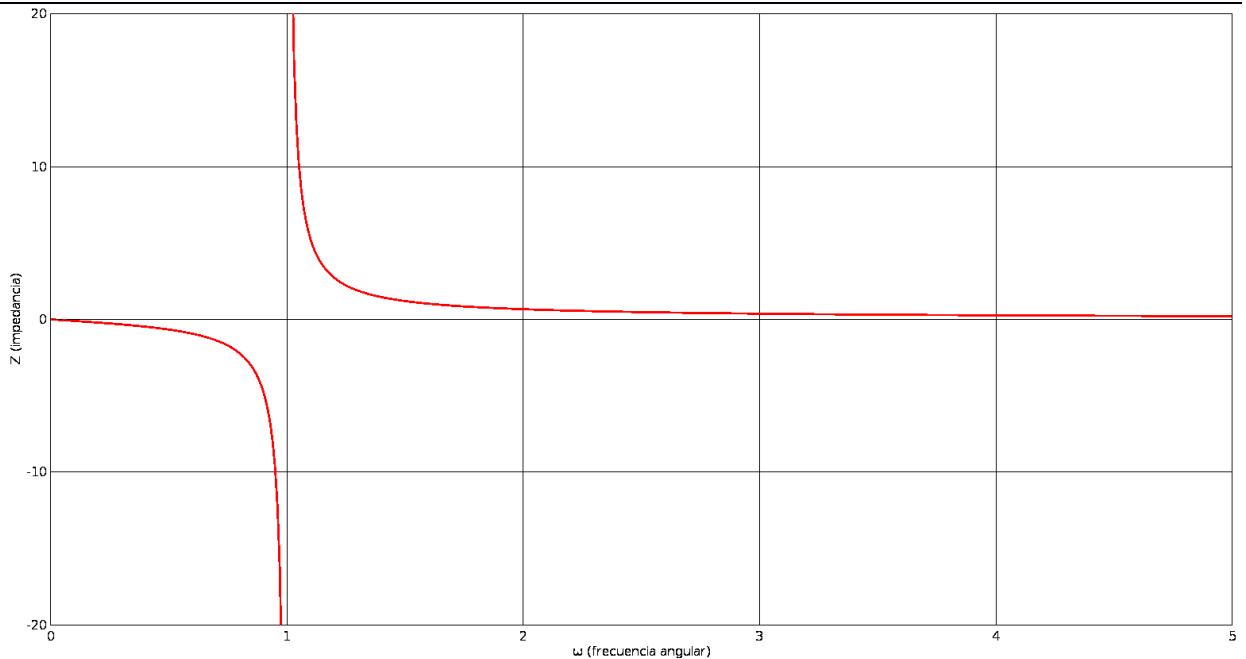


Figura 9: Variación de impedancia de un tanque resonante paralelo (valores unitarios).

Variando el valor de los componentes es posible, como en el caso anterior, variar la brusquedad de la respuesta en frecuencia del tanque resonante. En la Figura 10 se puede observar el resultado con una inductancia de 0.1 H y una capacitancia de 10 F.

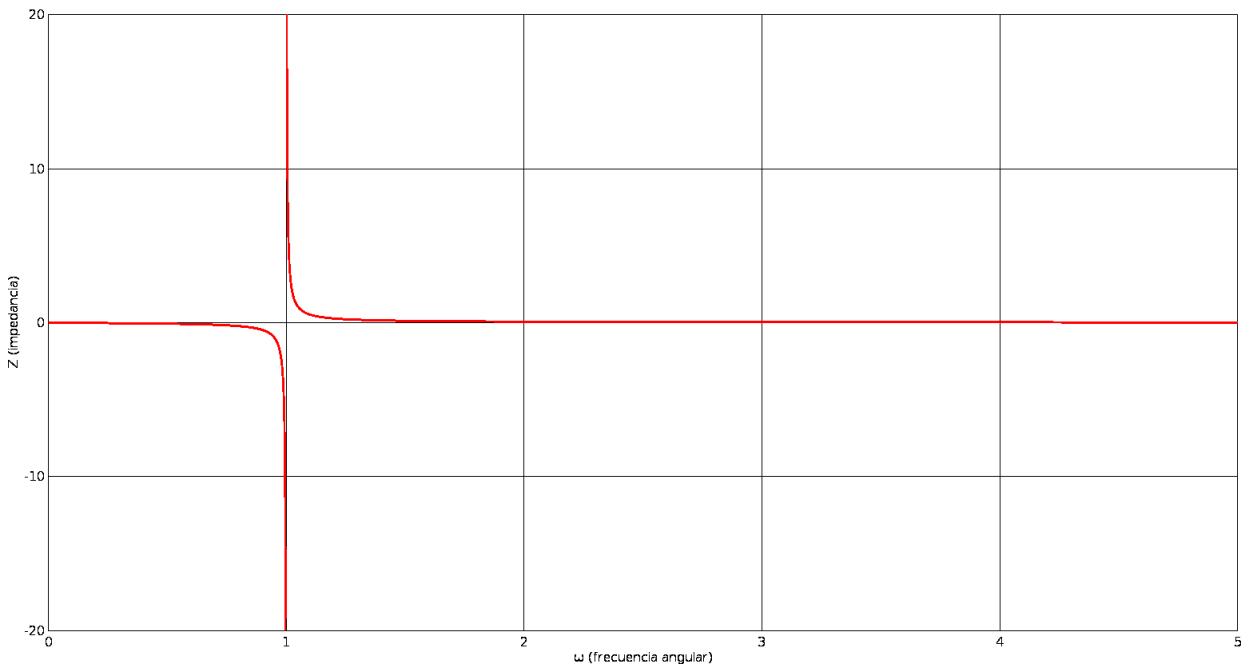


Figura 10: Variación de impedancia en un tanque resonante paralelo (valores no unitarios).

2.4.5 Planteamiento del sistema escogido

Teniendo en cuenta lo anteriormente explicado, es necesario disponer de ambas topologías para el primario del circuito que se diseña en este trabajo. La señal cuadrada a la salida del inversor ha de ser filtrada mediante un tanque resonante serie para obtener una señal senoidal de la frecuencia deseada. En la Figura 11 se ilustra este principio.

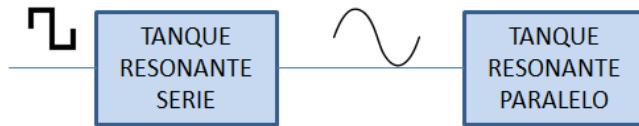


Figura 11: Esquema de la carga del primario.

El tanque resonante paralelo se utiliza a continuación del serie porque, al bloquear la señal (filtro rechazo banda), almacena la energía que esta contiene. La bobina del tanque resonante paralelo es la que se acopla con la bobina del secundario. En la Figura 12 se muestra cómo circula la corriente en la carga conectada a la salida del inversor. De esta forma la corriente que circula por el primario en régimen estacionario y fuera del tanque resonante es muy baja, mientras que la corriente en el tanque es mucho más elevada. Cuanto mayor sea la corriente, mayor será la magnitud del campo magnético que esta produzca en la bobina del primario, por lo que más cantidad de energía recibirá el secundario.

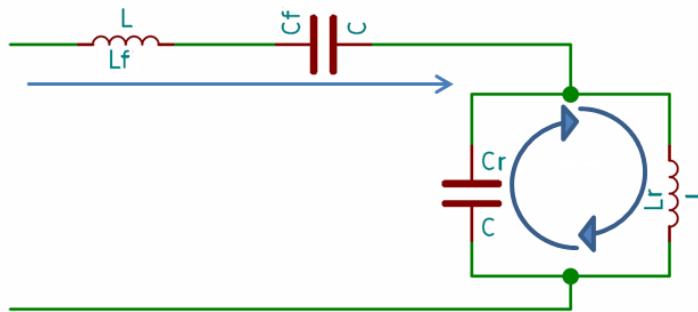


Figura 12: Funcionamiento de los tanques resonantes.

La frecuencia de la señal que circula por el tanque resonante ha de ser lo más elevada posible, para llevar a cabo una transferencia que permita minimizar las pérdidas en el transformador. Sin embargo, una frecuencia demasiado elevada podría causar que las pérdidas en el inversor fuesen demasiado elevadas. Por lo tanto se ha de escoger una frecuencia de trabajo que mantenga un compromiso entre ambos inconvenientes. Esta suele ser desde decenas hasta centenas de kHz.

3 CIRCUITO DE POTENCIA

3.1 Introducción

En este trabajo se han diseñado tanto el primario como el secundario de un cargador inalámbrico. Este diseño se ha dividido en dos partes: en este capítulo se explica el diseño del circuito de potencia y en el siguiente la parte digital.

En el presente capítulo se abordará el diseño de la parte de potencia, desde una visión general a una explicación detallada de cada parte. Los requisitos que ha de cumplir el sistema diseñado son los siguientes.

1. Disponer de una tensión de 12V y una corriente de 1.8 A a la salida.
2. Permitir una ligera flexibilidad a la hora de posicionar el vehículo.
3. Que el circuito en el secundario (montado dentro del coche) tenga un tamaño lo más reducido posible.
4. Que sea funcional aunque no tenga la eficiencia más ideal.

3.2 Visión general

En primer lugar, para establecer el funcionamiento de este trabajo, así como su estructura, se dispondrá un diagrama de bloques con el objetivo de establecer el funcionamiento de cada una de las partes del circuito. En la Figura 13 se puede apreciar el diagrama en cuestión.

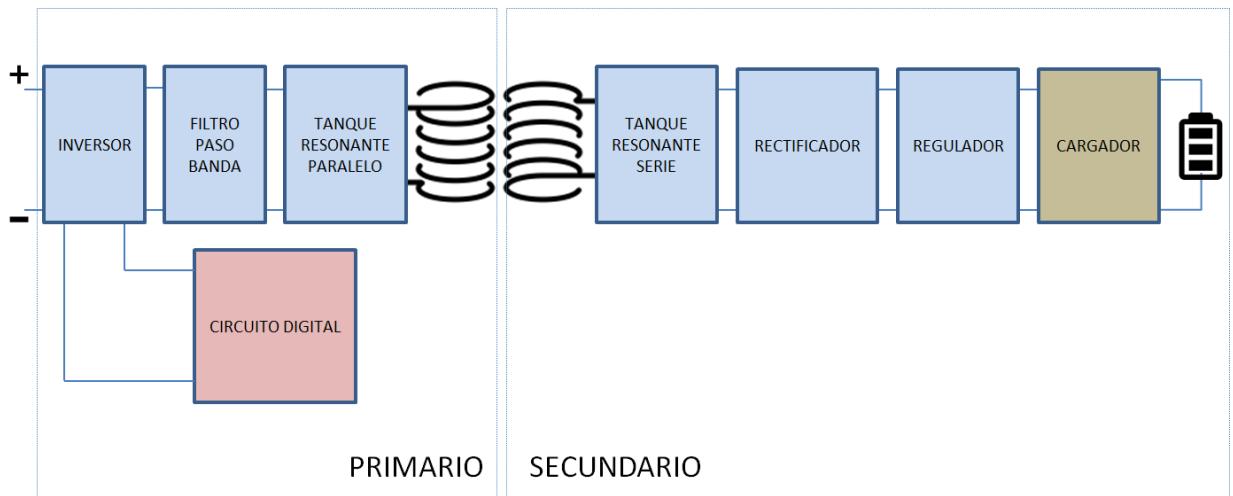


Figura 13: Diagrama de bloques del sistema.

La entrada del sistema es una tensión alterna de 230 V y 50 Hz, la frecuencia de esta señal es insuficiente para llevar a cabo una carga inalámbrica, además, el nivel de tensión resulta excesivo. Esto hace necesario que se tenga que rectificar para, a continuación, reducir su nivel de voltaje mediante un convertidor CC/CC.

Esta función se lleva a cabo en el proyecto actual a través de una fuente de alimentación de ordenador comercial, por lo que la entrada al sistema diseñado es una tensión continua de 24 V. Para llevar a cabo la transferencia de energía a través del transformador se necesita una alterna de alta frecuencia. Cuanta más frecuencia tenga la señal, mejor será el acoplamiento de las dos bobinas y, por lo tanto, menores serán las pérdidas.

Para mejorar el acoplamiento de las bobinas se llevará a cabo un método denominado sintonización resonante (resonant tuning). Este consiste en utilizar un tanque resonante en el emisor y en el receptor, con la misma frecuencia de resonancia, para hacer coincidir las impedancias de ambos circuitos.

Tras la bobina receptora se han de situar un rectificador y un regulador para asegurar la carga de la batería y evitar las sobretensiones. El cargador que aparece en el último bloque no corresponde a este trabajo, y es el que se encarga de gestionar el proceso de carga de la batería.

3.3 Estructura del circuito

En la Figura 14 puede apreciarse el circuito básico en el que consistirá el sistema anteriormente descrito. También se muestra el secundario, para tener una idea global del funcionamiento del sistema.

Es posible dividir el circuito en las siguientes partes:

1. El inversor de puente completo, formado por los cuatro transistores MOSFET.
2. Un filtro paso banda para eliminar los armónicos no deseados.
3. El tanque resonante emisor, formado por el primer condensador y una bobina, cuya resonancia está sintonizada a una frecuencia determinada.
4. El tanque resonante receptor, formado también por una bobina y un condensador, sintonizados a la misma frecuencia de resonancia que el primario.
5. Un rectificador y un filtro por condensador, que lleva a cabo la conversión a corriente continua.
6. Un regulador que asegure la salida de 12 V especificada por el cargador de baterías.
7. La batería que se pretende cargar. En la Figura 14 y en los esquemáticos para simulación se dibuja como una batería, pero, como se ha dicho antes, está formado por un cargador y la propia batería.

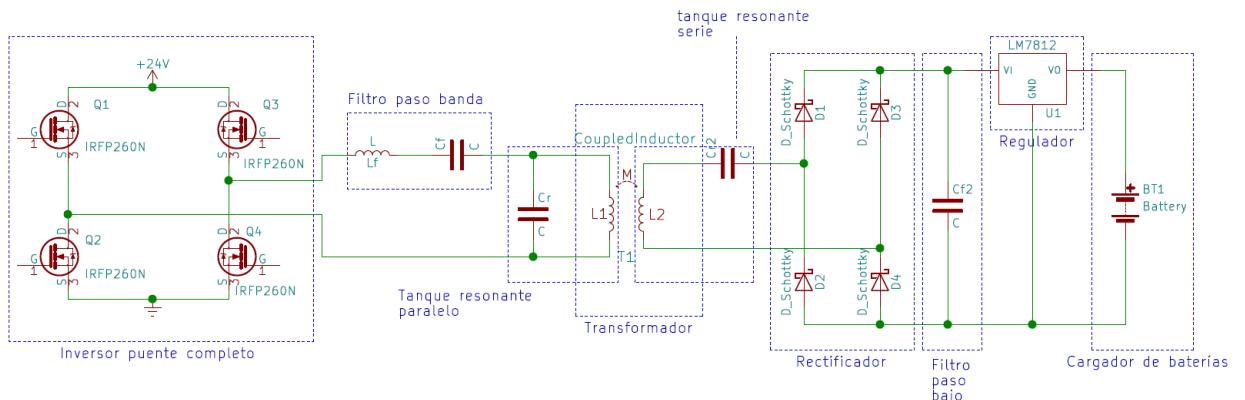


Figura 14: Circuito de potencia.

3.4 Inversor

La primera etapa del circuito de potencia es el inversor. Este se encarga de convertir la tensión continua de entrada en tensión alterna. La razón de que no se use la tensión alterna de la red general es la frecuencia insuficiente para llevar a cabo la transmisión inalámbrica.

Existen una gran cantidad de topologías de inversor apropiadas para un sistema de transferencia inalámbrica de energía. De las cuales las más conocidas son las llamadas "medio puente" y "puente completo" o "puente H".

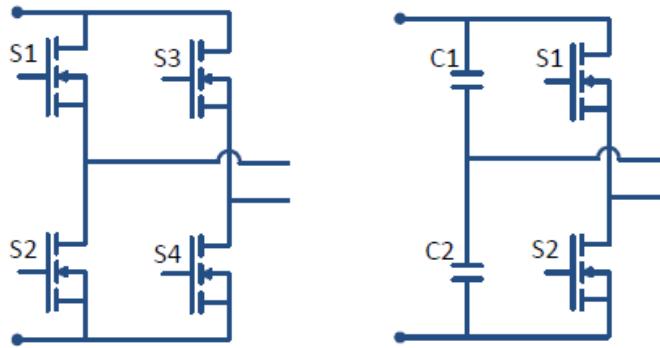


Figura 15: Inversor de puente completo (izquierda) y de medio puente (derecha)

En la Figura 15 se pueden observar las estructuras de ambas topologías. La elección de la segunda sobre la primera radica, principalmente, en la mayor tensión que se obtiene a la salida del inversor, así como en las menores pérdidas totales y al menor estrés de los componentes.

El funcionamiento es sencillo. Las puertas de los MOSFET se activan dos a dos, en cruz, para hacer circular la corriente en sentidos opuestos en cada semiciclo del periodo. De esta forma se obtiene una señal cuadrada a la salida del inversor.

Uno de los aspectos de mayor importancia en el análisis es la potencia disipada en los transistores. Las pérdidas de los MOSFET son directamente proporcionales a la frecuencia de trabajo, muy elevada en un sistema de carga inalámbrica. Este problema es subsanable llevando a cabo una conmutación a tensión cero, o ZVS por sus siglas en inglés (Zero Voltage Switching). Esta es una de las razones por la cual en la carga del inversor se sitúa un tanque resonante que, con una adecuada selección de componentes, llevará a cabo el deseado ZVS. Puede encontrarse más información sobre el ZVS en [4].

Los transistores escogidos para este cometido son los IRFP260N debido a su gran robustez y resistencia. Soportan hasta 50 A de corriente y 300V de tensión entre drenador y fuente. Se ha decidido sobredimensionar este componente para aumentar su durabilidad durante las pruebas.

Existe una etapa adicional en este circuito que no está presente de forma explícita en la Figura 2 y que consiste en la obtención de las señales cuadradas en las puertas de los transistores. Más adelante, en el capítulo 4, se realizará un análisis de este circuito, que resulta demasiado extenso para incluirlo en el análisis del sistema de potencia, ya que su funcionamiento es fundamentalmente digital.

3.5 Filtro paso banda

La señal óptima que debe transmitir el inductor es una onda senoidal para disponer únicamente de un armónico fundamental. Esto significa que la señal del inversor ha de ser tratada. Si se sigue el principio del análisis armónico de Fourier, toda señal periódica puede ser descompuesta en una serie de armónicos. La fórmula 3.1 ilustra cómo obtener esta descomposición.

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n \geq 1} a_n \cdot \cos \frac{2\pi nt}{T} + \sum_{n \geq 1} b_n \cdot \sin \frac{2\pi nt}{T} \quad (3.1)$$

Siendo a_0 , a_n y b_n los indicados en las Fórmulas 3.2, 3.3 y 3.4, respectivamente.

$$a_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^T f(t) dt \quad (3.2)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \cos \frac{2\pi nt}{T} dt \quad (3.3)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \sin \frac{2\pi nt}{T} dt \quad (3.4)$$

Debido a que a la salida del inversor es una señal cuadrada, la función periódica sería la siguiente.

$$f(t) = \begin{cases} +V & \text{si } 0 \leq t < \frac{T}{2} \\ 0 & \text{si } t = \frac{T}{2} \\ -V & \text{si } \frac{T}{2} < t \leq T \end{cases} \quad (3.5)$$

En el circuito real existe un pequeño tiempo en los que todos los transistores están abiertos, para asegurar que no se cortocircuita la fuente de entrada.

Esta señal estará compuesta de un armónico principal, que será una señal senoidal con un determinado valor de pico y de misma frecuencia que la onda cuadrada y un conjunto de armónicos de mayor frecuencia, que serán bloqueados por el filtro. De esta forma, a la salida del tanque resonante serie, simplemente habrá una señal senoidal.

Debido a que es una señal simétrica, a_0 ha de tener un valor nulo. Además, si se aplica la fórmula 3.3, se obtiene que igualmente el coeficiente a_n ha de ser nulo. Esto simplifica bastante los cálculos, al tener la fórmula 3.1 un solo sumatorio restante. Si se realiza el análisis, el resultado sería el siguiente.

$$f(t) = \sum_{n \geq 1} \frac{V}{n\pi} \cdot [2 - 2\cos(n\pi)] \cdot \sin \frac{2\pi nt}{T} \quad (3.6)$$

A partir de esta Fórmula se averigua que los valores pares de n son nulos, es decir, no hay armónicos de frecuencias múltiplos pares de la fundamental. El resto de armónicos, con valores impares de n , siguen la Fórmula 3.7.

$$f(t) = \sum_{n \geq 1} \frac{4V}{n\pi} \cdot \sin(n\omega t) \quad (3.7)$$

Teniendo esto en cuenta se deduce que el valor de tensión de pico en el primario será de, aproximadamente, 31 V. Esto se debe a que la tensión de alimentación es de 24 V y a que solo estará presente el armónico principal, es decir, el que tiene como índice n la unidad.

Debido a que los componentes del filtro son una bobina y un condensador sintonizados a la frecuencia de trabajo, existe un grado de libertad que hay que fijar. Para ello se tomaron como ejemplo casos prácticos y simulaciones, dando lugar a la selección de una bobina de filtro de 47 μ H. El condensador apropiado para la resonancia se halla a través de la Fórmula 2.7, dando un resultado de 74 nF.

3.6 Tanque resonante paralelo

En esta parte del circuito se sitúan la mayor parte de las problemáticas en el diseño de un sistema de *WPT*. Esto se debe a que no hay una norma concreta para el diseño de un tanque resonante, sino tan solo recomendaciones o pautas generalistas. Esto proporciona un número elevado de grados de libertad.

En primer lugar, se fijará la frecuencia a 85 kHz. Esta es la frecuencia especificada por el estándar *SAE TIR J2954-2016* para *LD-WPT* (*Light-Duty Wireless Power Transfer*). Existen infinitas combinaciones de bobina y condensador que tengan la resonancia a esa frecuencia, por lo que en este caso se ha de especificar un valor de inductancia acotado por las restricciones físicas de la bobina. Esto quiere decir que no se podrá escoger un valor muy alto de inductancia, debido a que la bobina ocuparía demasiado espacio, ni muy bajo ya que se necesita un área aceptable para que el coeficiente de acoplamiento sea bueno. Tras construir la bobina se llegó a un valor de inductancia de 7 μ H. El proceso de construcción de la bobina se describe en el capítulo 4.

A partir del valor de la inductancia de la bobina transmisora, y utilizando la Fórmula 3.8, es posible obtener el valor necesario de condensador. El resultado obtenido es de 74nF.

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\cdot\sqrt{(L\cdot C)}} \quad (3.8)$$

3.7 Transformador y tanque resonante serie

Una vez realizada la bobina del primario, y durante la construcción del prototipo, se ha de ajustar la bobina del secundario para que el transformador de núcleo de aire tenga la relación de transformación apropiada.

Los cálculos necesarios para hallar la relación de transformación y la inductancia mutua para la simulación se recogen en el capítulo 2. Del forma análoga, el proceso de construcción de la bobina aparece en el siguiente capítulo.

Una vez ajustada la bobina del secundario, se mide su inductancia, dando como resultado 75 μ H. Se escoge un el condensador que forma el tanque resonante a 85 kHz de 47 nF. De esta forma se formará un filtro que solamente captará las señales que tengan la misma frecuencia de resonancia y eliminará el ruido.

3.8 Rectificador y filtro paso bajo

El rectificador escogido es el usual rectificador de onda completa. Para ello se usan cuatro diodos Schottky, debido a que la señal a rectificar es de alta frecuencia.

A continuación se dispone de un filtro de paso bajo formado por un solo condensador que eliminará el rizado de la señal. De esta forma el regulador de la última etapa recibe una señal casi continua y libre de ruido.

3.9 Regulador

La última etapa corresponde al regulador, que elimina en la medida de lo posible el ruido de la señal continua de salida del filtro. Además, adapta el valor de tensión a los 12 V especificados para el cargador de baterías.

Debido a la corriente de salida de 1.8 A, y por su robustez, se ha seleccionado el MIC29300 de Microchip. Este permite una entrada de 26 V como máximo y 2.5 V de mínimo, este rango de tensiones permite una mayor libertad de posicionamiento. Además, admite una corriente de salida de hasta 3 A, que excede con seguridad la exigida por el cargador.

Otra gran ventaja consiste en sus sistemas de protección, que llevan a 0 V la tensión de salida cuando se exceden los límites de tensión de entrada.

3.10 Simulación

Una vez diseñados todos los bloques del circuito de potencia, se ha de llevar a cabo una simulación previa al montaje para comprobar la validez del diseño. El software utilizado para este propósito es *PSIM* de *Powersim*, cuya versión de prueba puede encontrarse en <https://powersimtech.com/try-psim/>.

SISTEMA DE TRANSFERENCIA INALÁMBRICA DE ENERGÍA PARA CARGA DE BATERÍAS
SANTIAGO DE VICENTE POUTÁS

El circuito sobre el que se van a tomar las medidas es el de la Figura 16. Para sustituir al circuito digital, se han introducido cuatro generadores de onda cuadrada en las puertas de los MOSFET. Estas funcionan a la frecuencia escogida de 85 kHz y se activan de forma que dejan un tiempo sin que conduzca ninguno de los MOSFET, para evitar cortocircuitos.

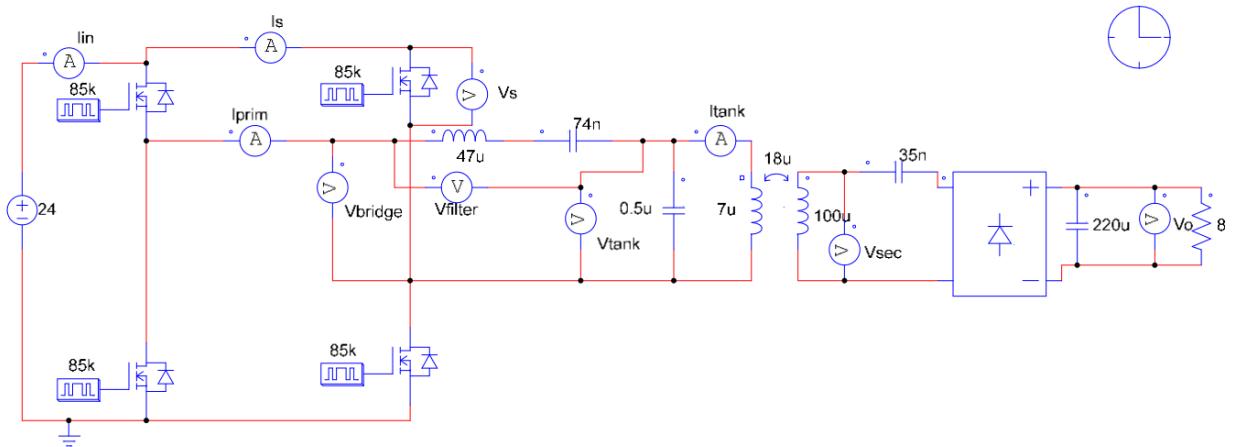


Figura 16: Circuito de simulación en PSIM.

El regulador no se ha incluido en la simulación para comprobar el ruido existente con tan solo el filtro de paso bajo. La batería se ha modelado como una resistencia de 8Ω .

En la Figura 17 se muestran las configuraciones de los generadores de onda cuadrada de los transistores, siendo la imagen de la izquierda la correspondiente a los MOSFET 1 y 4, mientras que la de la derecha pertenece a la de los MOSFET 2 y 3.

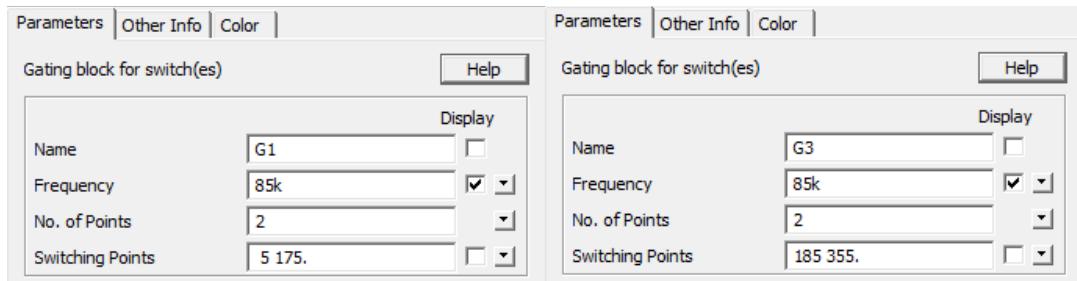


Figura 17: Configuración de los generadores de onda cuadrada.

Otro bloque cuya configuración tiene cierta importancia es el correspondiente a las bobinas acopladas. En la Figura 18 aparece el cuadro de configuración. La L_{11} es la del secundario y la L_{22} corresponde al primario, mientras que la L_{12} representa a la inductancia mutua.

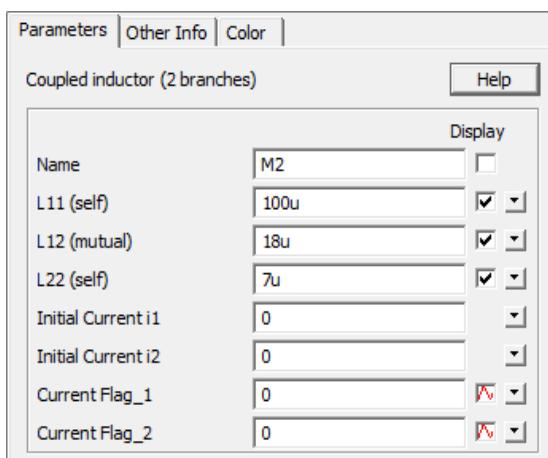


Figura 18: Configuración de las bobinas acopladas.

El valor de inductancia del secundario es arbitrario, ya que durante el montaje su valor va a cambiar. Además, la tensión en el secundario depende de la inductancia mutua, y no de la autoinductancia de la bobina del coche. El valor de L_{12} se ha ajustado para tener una salida de 15V, suficiente para el regulador de tensión de salida.

Los parámetros de simulación se configuran en el bloque con forma de reloj de la esquina superior derecha. Se ha configurado de tal forma que solo aparezca el estacionario de las señales, en la Figura 19 se pueden observar los valores de dicha configuración.

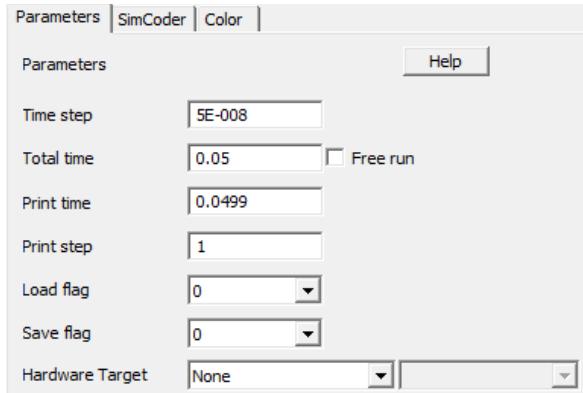


Figura 19: Configuración de los parámetros de simulación.

El “Time step” es el espacio de tiempo que hay entre cada cálculo. Cuanto más pequeño sea este número, más precisa será la simulación y más tiempo tardará en llevarse a cabo. “Total time” corresponde al tiempo total que se simula, mientras que “Print time” es el momento a partir del cual se muestran los resultados en las gráficas. Esto implica que solamente se mostrarán 1 ms de resultados. “Print step” es el número de valores que se hacen por cada resultado guardado. Se puede encontrar más información en el manual del software, pulsando el botón “Help”.

Tras ejecutar la simulación se pueden observar los resultados obtenidos. En la Figura 20 aparece el valor de tensión de salida del sistema. El rizado, de apenas 10 mV, resulta aceptable.

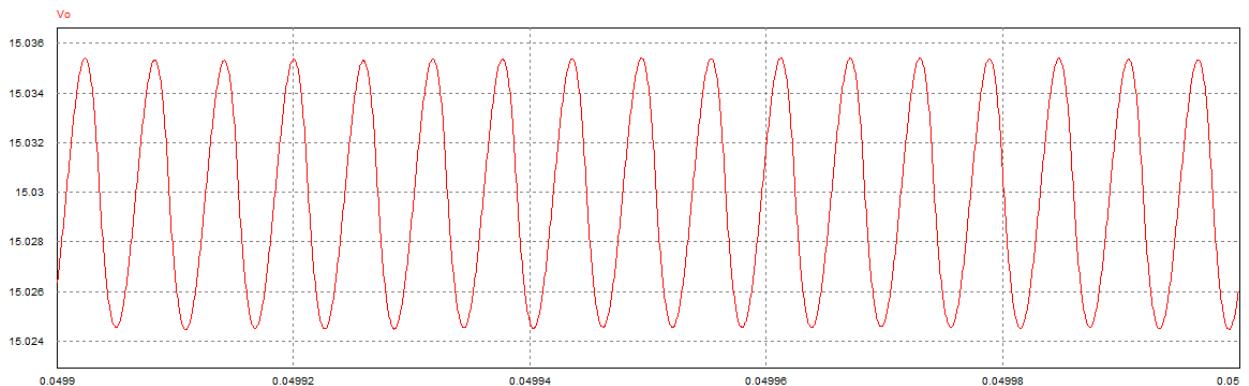


Figura 20: Tensión a la salida del secundario.

Si se observa la potencia media de entrada, el resultado también resulta aceptable. En la Figura 21 aparece el resultado.

Uno de los componentes que más sufren en este sistema son los MOSFET del inversor. Es posible medir la potencia que estos disipan a través del visualizador de resultados de PSIM. El resultado es el de la Figura 22.

El bajo valor de la potencia disipada en los transistores se debe a la conmutación ZVS que se menciona anteriormente. Este efecto puede observarse en la Figura 23, donde la señal roja corresponde a la tensión y la azul a la corriente. Como se aprecia en la Figura, cuando la tensión

no es nula, lo es la corriente y viceversa, por lo que se consigue un valor de potencia idealmente nulo.

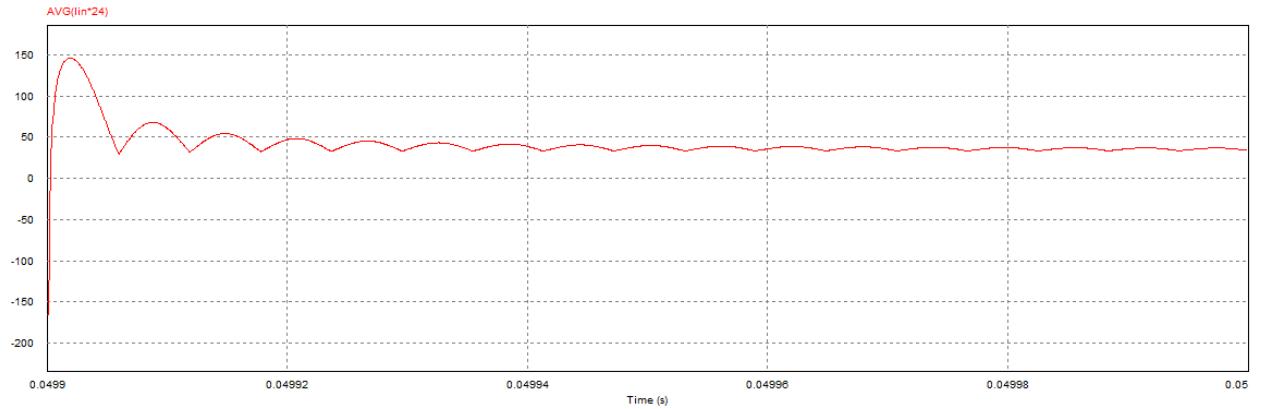


Figura 21: Potencia media de entrada.

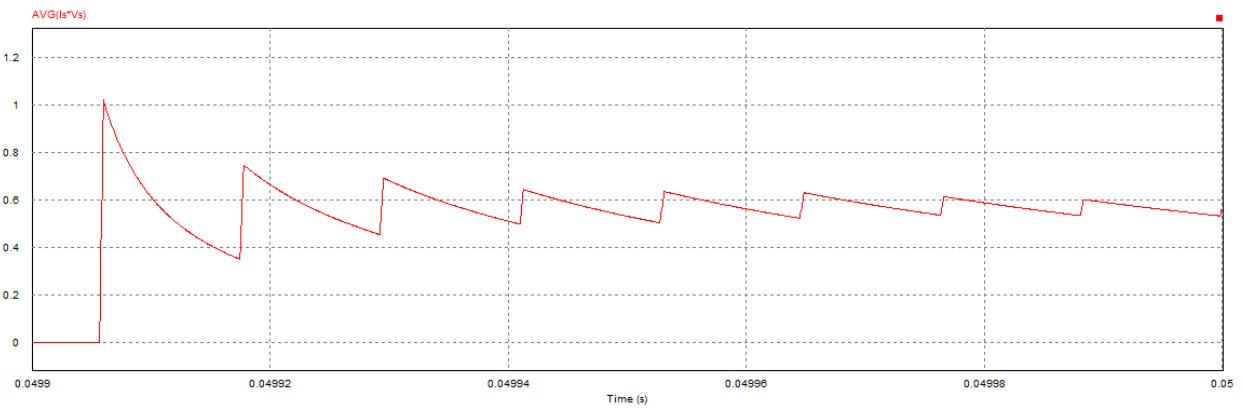


Figura 22: Potencia media disipada en los MOSFET.

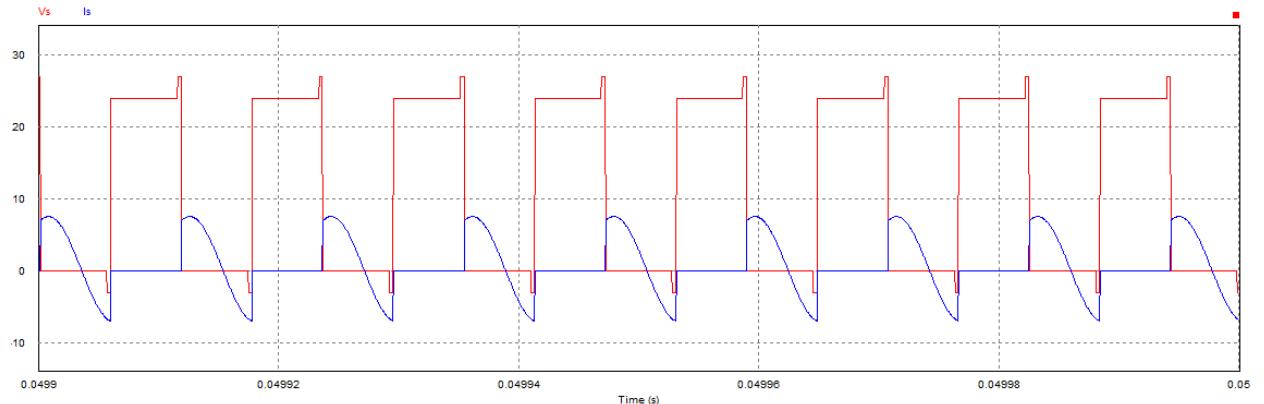


Figura 23: Tensión entre drenador y fuente (rojo) y corriente (azul) a través del MOSFET.

4 CIRCUITO DIGITAL

4.1 Introducción

La función principal del circuito digital es la generación de las señales de control para las puertas de los MOSFET que aseguren su correcto funcionamiento. Además, el circuito digital es el encargado de añadir funcionalidades extra como interruptores para el control manual del convertidor, comunicaciones inalámbricas para el control remoto y LEDs para indicar su estado (bobina encendida, etc.).

En la Figura 24 se puede observar el comportamiento de las señales en el inversor. Las puertas se activan dos a dos y de forma cruzada, de forma que la corriente circula siempre por la salida. Es necesario indicar la importancia del tiempo en el que las cuatro puertas permanecen desactivadas. Esto impide que se forme un cortocircuito al entrar en conducción simultáneamente dos transistores de la misma rama.

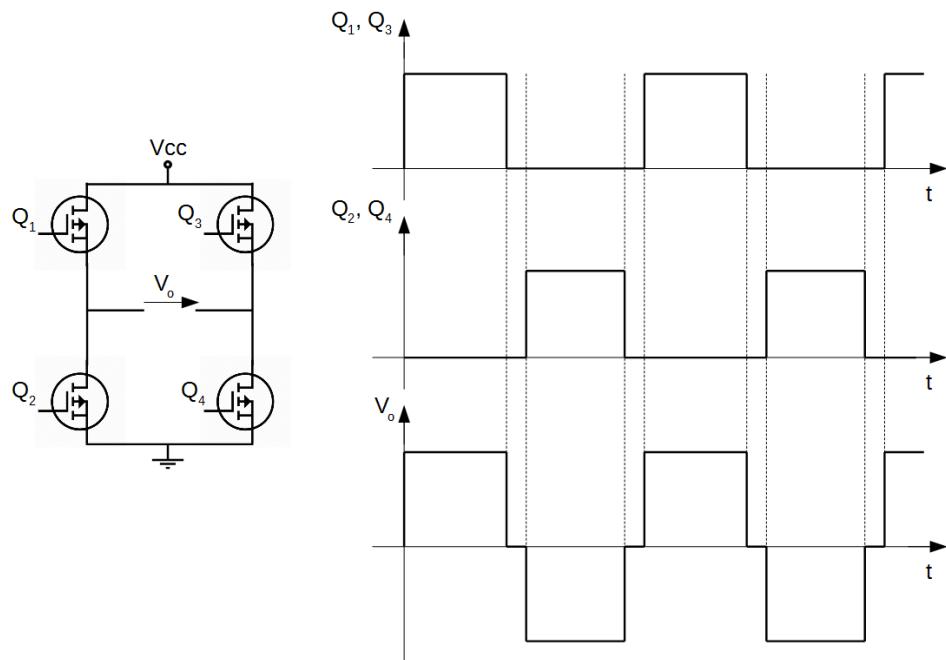


Figura 24: Señales de un inversor de puente completo

Cada una de las señales en las puertas se refieren a una tensión entre la puerta y la fuente del MOSFET. La problemática que implica este hecho es la necesidad de un aislamiento en las salidas, ya que el dispositivo encargado de generar las señales no podría tener una tierra única. Esto hace necesario utilizar un elemento adicional encargado de aislar las señales entre sí.

La tarea de generar estas ondas cuadradas puede ser realizada por múltiples dispositivos. En este caso se ha usado la combinación de un microcontrolador y un driver. Se ha elegido un microcontrolador por la flexibilidad de su uso y la facilidad durante la programación y la implantación. En este caso se ha optado por usar un microcontrolador de la marca Microchip, el PIC18F45K20 más concretamente.

El microcontrolador, además, permite implementar las funcionalidades extra de control y visualización. Por su parte el driver se encarga de adaptar las señales provenientes del microcontrolador a los niveles de tensión y corriente necesarios para activar las puertas de los MOSFETs. El diagrama de bloques de la parte digital aparece en la Figura 25.

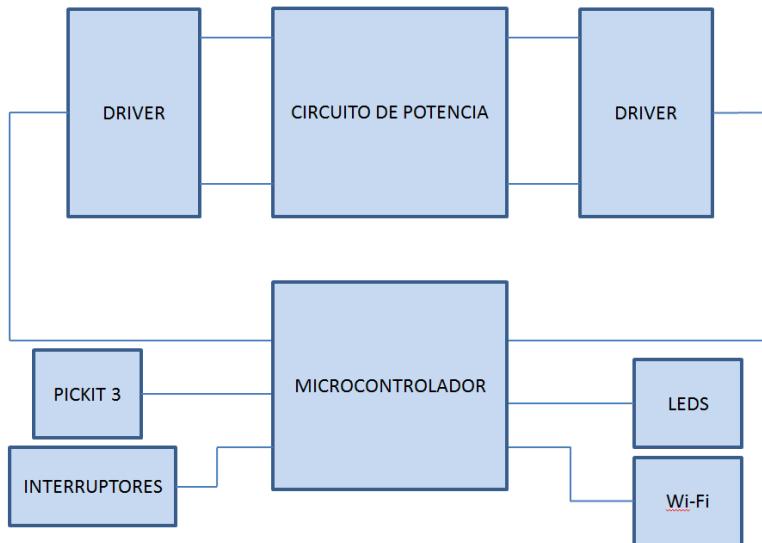


Figura 25: Diagrama de bloques del circuito digital.

4.2 Microcontrolador

En primer lugar, es necesario realizar una pequeña introducción a los microcontroladores con el objetivo de comprender, aunque sea parcialmente, su funcionamiento.

Un microcontrolador es un circuito integrado con la capacidad de ejecutar órdenes que previamente han sido programadas en su memoria. Adicionalmente cuenta con entradas y salidas que permiten actuar y reaccionar frente a sucesos externos y posee bloques funcionales que cumplen propósitos específicos como unidades UART de comunicación serie o ADCs (Convertidores Analógico Digital).

Esto quiere decir que, programando previamente el microcontrolador a través de una herramienta concreta, es posible definir el funcionamiento de las salidas para obtener las señales necesarias para el inversor. Existen diferentes soluciones para programar un microcontrolador microchip, con distintas opciones de depuración. La escogida para este caso ha sido el PICkit 3 de Microchip debido a su bajo coste y a su disponibilidad en el laboratorio.

Se dispone a su vez de una placa de pruebas que permite realizar tests los programas sin la necesidad de montar un microcontrolador en una placa de circuito impreso.



Figura 26: Herramienta de programación Pickit 3 (derecha) y placa de pruebas (izquierda).

Esta herramienta requiere, a su vez, de un sencillo circuito adicional para programar el integrado, este está incluido en la placa de pruebas, pero es necesario tenerlo en cuenta para

poder añadirlo al sistema, de tal forma, se podrá reprogramar el microcontrolador una vez montado sobre la placa.

En la Figura 27 se muestran los elementos necesarios para conectar el PICkit al integrado. Como se puede observar, la sencillez y bajo coste de los elementos de este subsistema permite que sea añadido a la parte digital del proyecto.

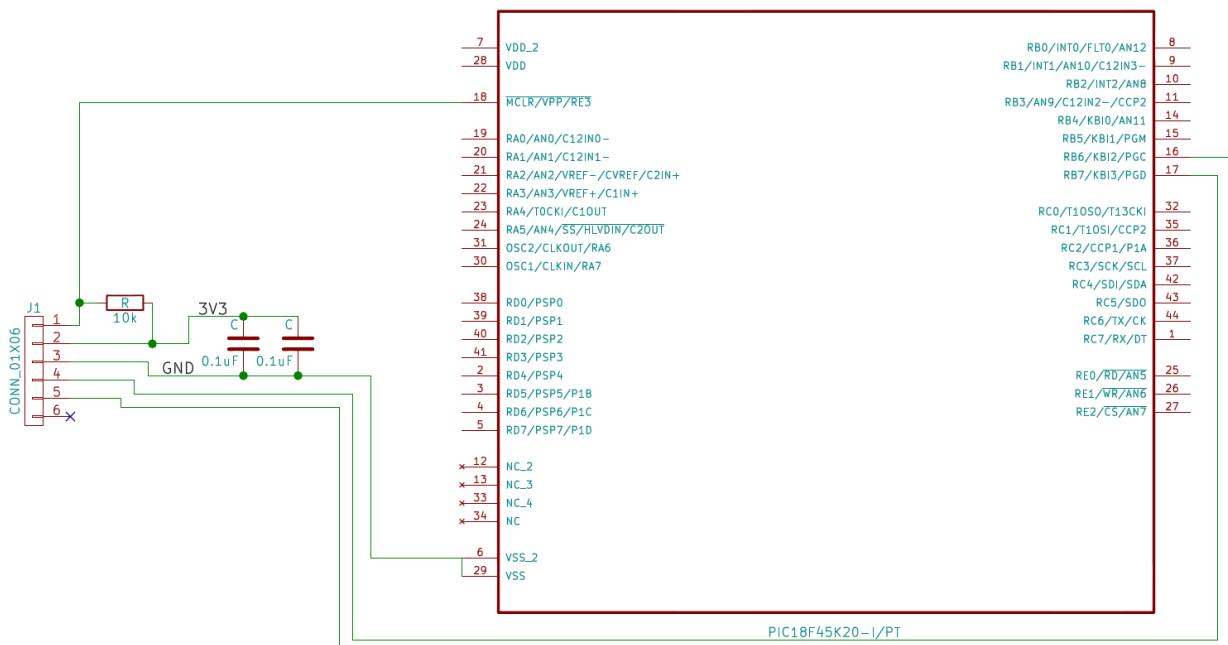


Figura 27: Circuito de conexión al PICKit 3.

4.3 Programación

Una vez definida la conexión del microcontrolador a la interfaz USB, se puede comenzar a explicar la programación del integrado. Para ello se usará el programa propio de Microchip, el MPLAB X. Esta aplicación es un entorno de desarrollo integrado (IDE) orientada a la programación de microcontroladores.

A pesar de que es posible, con esta aplicación, programar el microcontrolador en un lenguaje de alto nivel (C), se ha optado por utilizar ensamblador, debido a que así se puede tener un mayor control del uso de los recursos del dispositivo.

Aunque se han dispuesto interruptores, LEDs y un módulo de comunicación inalámbrica, en este trabajo la única tarea que ha de realizar el integrado será generar las señales cuadradas que controlen los estados de los MOSFETs. El control remoto se deja para trabajo futuro. A continuación se expondrán los recursos y el flujo de operación, mientras el código estará disponible en el anexo 1.

4.3.1 Recursos

1. PLL

La frecuencia de la señal cuadrada ha de acercarse lo máximo posible a los 85 kHz deseados. La máxima frecuencia del oscilador interno (16 MHz) no satisface las necesidades del sistema, por lo que se hace necesario utilizar un multiplicador de frecuencia.

El microcontrolador cuenta con un circuito *PLL* (*Phase Locked Loop*) que permite multiplicar la frecuencia de trabajo por un factor de 4. Lo que permitirá llevar el reloj a los 64 Mhz.

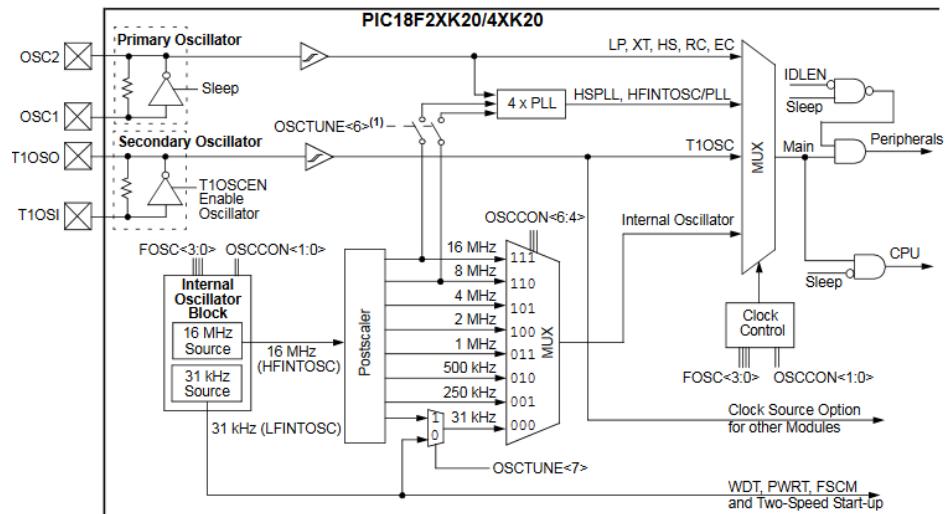


Figura 28: Diagrama de bloques del reloj del sistema

2. Timer 0

El dispositivo cuenta con varios periféricos destinados a la temporización. Uno de los más simples en su uso es el *Timer 0*.

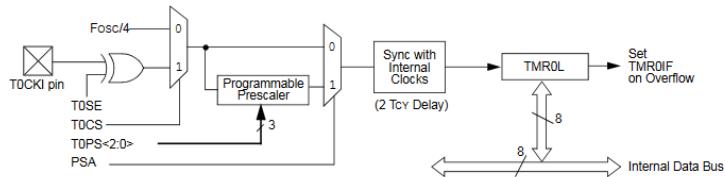


Figura 29: Diagrama de bloques del Timer 0

Su funcionamiento se basa únicamente en un contador con una señal de desbordamiento y una señal de recarga. De esta forma, con la frecuencia de trabajo del sistema, el contador se carga hasta su máximo y, a continuación, se recarga con el número guardado en memoria. El evento generado por el temporizador se atiende por interrupción.

Sabiendo que la frecuencia deseada es de 85 kHz, se deduce que el período es de 11,76 μ s. El temporizador ha de generar una interrupción dos veces en este espacio de tiempo, para alternar el valor de las salidas, por lo que el tiempo que ha de contar el temporizador es de 5,88 μ s.

Como se puede observar en la Figura 5, la frecuencia de reloj que percibe el temporizador es una cuarta parte de la frecuencia de reloj del sistema. Esto significa que su período es de 62,5 ns. A partir de la fórmula 1 se puede obtener el número de impulsos que ha de experimentar el contador antes de generar la interrupción, siendo el resultado de 94 impulsos. Esto nos lleva a una frecuencia de 85,1 kHz.

$$\frac{T_{int}}{T_{osc}} = n^o_{impulsos} \quad (4.1)$$

3. Puertos de entrada/salida

Se han de utilizar dos puertos de entrada/salida del sistema para transmitir las señales digitales. La única limitación existente son los pines RB6 y RB7 del PORTB, ya que se usan en la programación del microcontrolador. En este caso se han usado los pines RD0 y RD1.

Adicionalmente se utilizarán los pines RD2 y RD3 para las entradas de dos interruptores cuya funcionalidad será la de activar el modo Wi-Fi o mantener el modo manual, por el

cual el cargador se apagará o encenderá, esto se implementará en el futuro en el sistema. En la Figura 30 se muestran las conexiones de estos interruptores.

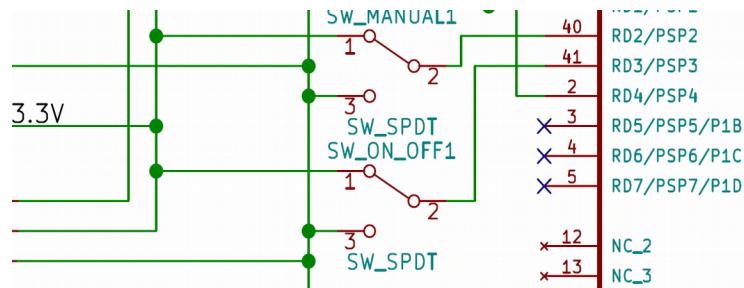


Figura 30: Conexión de los interruptores

También se usarán los bits 2 y 4 del PORTB para la salida de dos LEDS, que indicarán el funcionamiento del sistema y la activación del modo de control remoto, esto no está implementado todavía en el sistema. En la Figura 31 se pueden observar las conexiones de los LEDS.

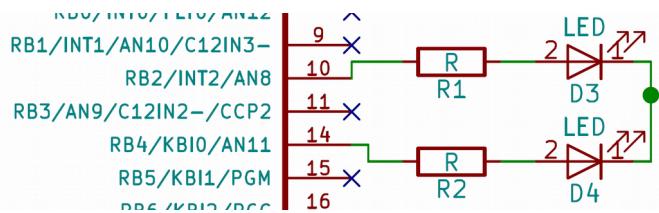


Figura 31: Conexión de los LEDS

4. Puertos de comunicación

Para la recepción de comandos por control remoto se usará un módulo Xbee/WiFi que utiliza los puertos RC6 y RC7 para la emisión y recepción de mensajes. El control remoto aún no está implementado, sin embargo, el montaje del módulo en la placa sí que se ha realizado y sus conexiones aparecen en la Figura 32.

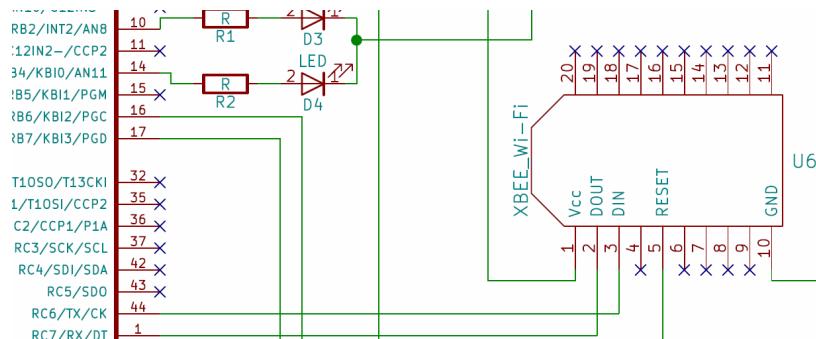


Figura 32: Conexión del módulo WiFi

4.3.2 Diagrama de flujo

A continuación se muestran los diagramas de flujo del sistema. El primero de ellos, presente en la Figura 33, consta del programa principal, que se ejecutará al arranque y tras un reset del sistema. La segunda imagen (Figura 34) representa la interrupción causada por el desbordamiento del temporizador.

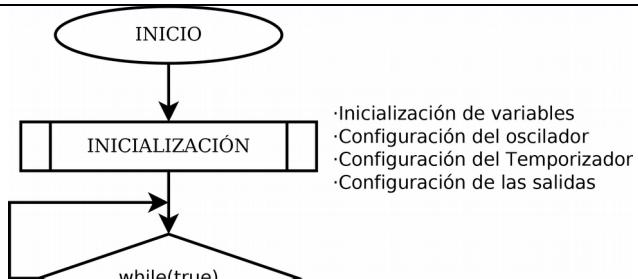


Figura 33: Programa principal

En el programa principal simplemente se lleva a cabo una inicialización del sistema, con las configuraciones correspondientes, tras ello se lleva al sistema a un bucle infinito en el que esperará a que una interrupción tenga lugar.

En cuanto el contador del temporizador desborda, entra en la rutina de interrupción. En esta se comprueba el semiciclo actual y se alterna el valor de las salidas, empezando siempre por la que está en nivel alto para generar el instante en el que están ambas apagadas. A continuación, se recarga el contador del temporizador y se borra la marca de interrupción.

La variable modo es el bit que indica el semiciclo actual. Su objetivo es que siempre se desactive el puerto con tensión antes de que se ponga en tensión el otro puerto, de esta forma se evita un cortocircuito en el inversor. Antes de salir de la subrutina se alterna el valor de la variable para indicar el nuevo semiciclo.

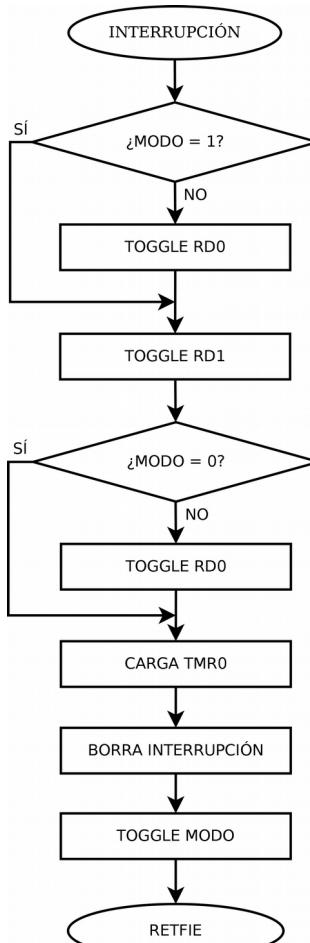


Figura 34: Interrupción del temporizador

4.3.3 Test

Una vez realizado el código se ha de comprobar que el microcontrolador cumple los requisitos del sistema. Para ello simplemente se carga el programa en la placa de pruebas y se comprueban las señales con la ayuda de un osciloscopio. El resultado obtenido puede observarse en la Figura 35.

Es importante remarcar la importancia de que las señales no se solapen. En el código se han introducido varios ciclos de instrucción vacíos con el objetivo de asegurar este tiempo de tensión nula.

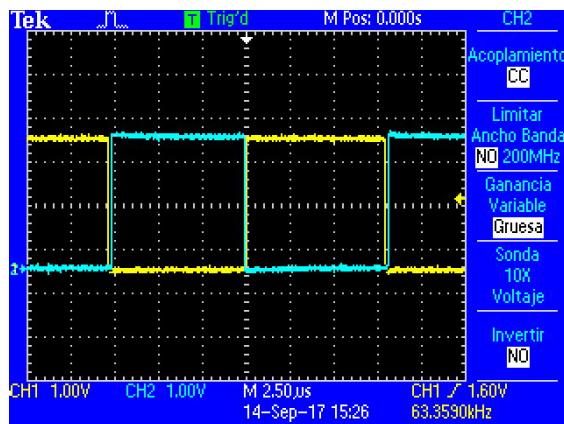


Figura 35: Señales del microcontrolador

4.4 Driver

4.4.1 Visión general

Los transistores MOSFET necesitan un nivel de tensión mayor que el que proporciona el microcontrolador, además, requieren de una corriente transitoria para establecer la carga necesaria en el semiconductor, de forma que el canal pueda formarse. Esto hace necesario el uso de un elemento, también llamado driver, que transforme las señales del microcontrolador en unas con las características eléctricas apropiadas. El integrado escogido es el IR2110, un inversor de medio puente. Utilizando dos de estos integrados es posible controlar un inversor de puente completo.

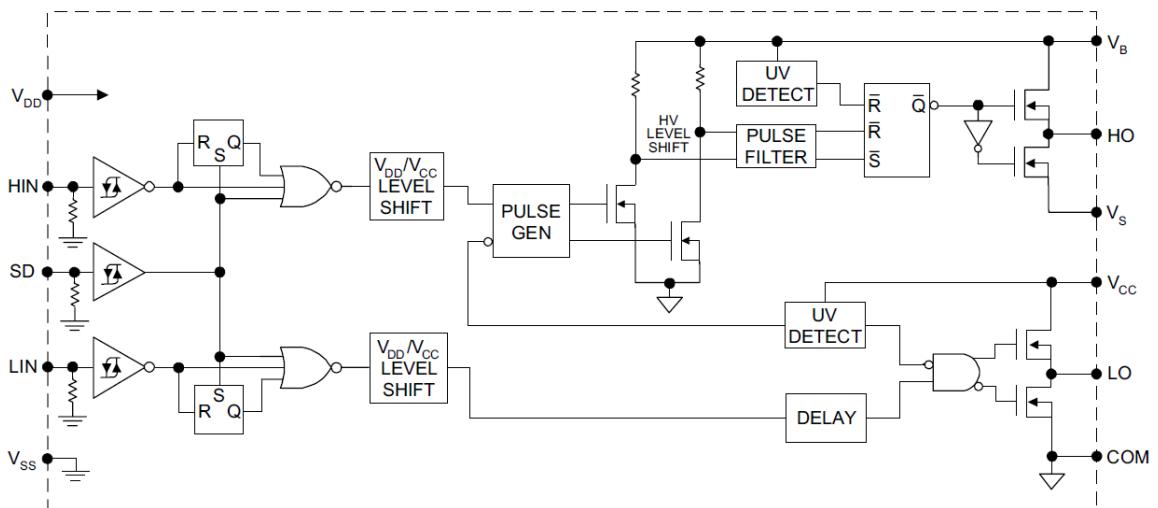


Figura 36: Diagrama de bloques del IR2110

En la Figura 36 se puede observar el diagrama de bloques del integrado. Las entradas del lateral izquierdo corresponden a las señales del microcontrolador. V_{DD} corresponde a la

alimentación de 3.3 V, HIN y LIN a las señales de control de puerta y SD es una señal de apagado.

En el lateral derecho se sitúan los terminales correspondientes al inversor. LO y HO son las señales que se conectarán a las puertas de los transistores, COM y VS corresponden a las fuentes de los mismos (en el caso de COM, coincide con la tierra) y V_{CC} es la alimentación de 15 V. Más adelante se hablará de la entrada V_B, en el apartado correspondiente al *Bootstrap*.

Las señales del microcontrolador se conectan a los terminales LIN y HIN, siendo HIN la correspondiente a la parte alta del inversor y LIN a la parte baja. A través de una puerta de Schmitt (para evitar los cambios de nivel debidos al ruido) estas se conectan a un elevador de tensión que cambia el nivel alto de las señales al valor de la alimentación V_{CC}. La puerta NOR que aparece antes de este elevador de tensión cumple la función de garantizar que la señal no se transmita cuando el terminal SD esté activo.

4.4.2 *Bootstrap*

Los MOSFETs necesitan una determinada tensión entre la puerta y la fuente, de lo contrario el canal no se crearía y nunca entraría en conducción. En la parte baja del inversor esto no es un problema, pues la fuente está conectada a la tierra. Sin embargo no sucede de la misma forma en la parte alta del puente, puesto que la fuente del transistor está conectada a la carga, que experimenta un valor de tensión igual a la alimentación durante el semiciclo en el que el transistor conduce.

Para hacer frente a esta problemática es necesario utilizar una técnica llamada *Bootstrap*, cuyo circuito asociado se puede observar en la Figura 37.

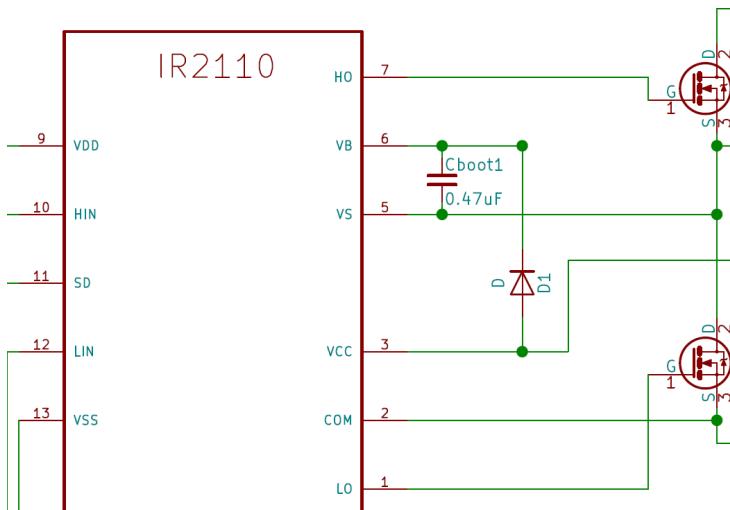


Figura 37: Circuito de *Bootstrap*

Durante el semiciclo en el que el transistor superior está en corte, el condensador se carga a través de la alimentación de 15V y el transistor inferior. Una vez este semiciclo termina, el condensador está cargado y puede mantener la tensión necesaria entre la puerta y la fuente del MOSFET.

Para asegurar que el condensador no pierda el nivel de carga es necesario seleccionar un valor adecuado de capacitancia. Para ello se puede utilizar la Fórmula 4.2 [5].

$$C \geq \frac{2 \cdot \left[2Q_g + \frac{I_{qbs(max)}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{Cbs(leak)}}{f} \right]}{V_{cc} - V_f - V_{LS} - V_{Min}} \quad (4.2)$$

Donde Q_g es la carga de puerta del transistor del lado alto (42 nC, disponible en la hoja de características del MOSFET), I_{qbs(max)} representa la corriente en reposo máxima en V_{BS} (230 μA,

se encuentra en la hoja de características del driver), Q_{ls} es la carga de cambio de nivel por ciclo (5nC para los integrados de 500 V/600 V) e $I_{cbs(\text{leak})}$ corresponde a la corriente de fuga del condensador de bootstrap (dato de la hoja de características del condensador, aunque se puede ignorar si el condensador no es electrolítico, como en el caso actual.).

Respecto a las tensiones, V_{CC} es la tensión de alimentación del circuito de potencia de 24 V, V_f es la caída de tensión en el diodo de bootstrap de 1 V, V_{LS} es la caída de tensión en el MOSFET del lado bajo y V_{\min} la tensión mínima entre V_B y V_S .

5 MONTAJE DEL PROTOTIPO

5.1 Introducción

En un trabajo con tantos grados de libertad en su diseño resulta imprescindible comenzar cuanto antes con el montaje de un prototipo. Esto se debe a que hasta que no se realicen unas primeras pruebas sobre un montaje físico, nunca se sabrá si el diseño es válido. Sin embargo, es necesario seguir una serie de pasos para ser lo más preciso posible.

1. En primer lugar, conseguir un diseño funcional en un software de simulación, este paso se presentó anteriormente, en el capítulo 4.
2. Se realiza el diseño y la construcción de una bobina para el primario.
3. A continuación se valida el circuito de la simulación en una protoboard o similar, que permita un montaje rápido para tomar medidas. La protoboard introduce mucho error en las medidas sobre el circuito, debido a la resistencia de las conexiones. Este aspecto puede incluso causar que muchos circuitos no funcionen. Sin embargo, permite saber de forma aproximada la validez del diseño y si falta algún componente.
4. Tras validar el sistema, se realiza el diseño de la placa de circuito impreso (PCB) donde estará montado el circuito final. Este paso es de gran importancia, puesto que una placa mal diseñada puede ser causa del mal funcionamiento del sistema, aunque las simulaciones y las pruebas de cada parte del circuito sean correctas.
5. Tras tener la placa, se montan las diferentes fases del sistema, una a una, para no acumular errores y localizar más fácilmente las averías.
6. Por último, se llevan a cabo las pruebas de funcionamiento y las medidas pertinentes.

5.2 Diseño de la bobina del primario

La construcción de una bobina funcional para el primario no es un asunto que deba tomarse a la ligera. Gran parte de los artículos centrados en el *WPT*, en general, y en *RIPT* en particular, toman como tema principal el diseño del transformador con núcleo de aire. Las formas y tecnologías que utilizan las bobinas en un sistema de esta clase pueden ser múltiples, sin embargo en este documento solamente se explicará la construida. En [6] y [7] se puede encontrar más información sobre el tema.

5.2.1 Selección del cable

El primer paso, necesario para poder establecer la forma, es conocer la sección necesaria de cable para construir la bobina. Cuanta mayor sea la corriente que va a circular por ella, más sección eficaz ha de tener, sin embargo, es necesario tener en cuenta la frecuencia de trabajo.

En sistemas con alta frecuencia no es recomendable escoger cables de sección muy alta debido al efecto pelicular. Este establece que la corriente, a una determinada frecuencia, solamente utiliza una capa exterior del cable. Como solución a este problema, se utilizará un cable de múltiples conductores.

Para saber la sección eficaz de cada cable, se puede utilizar la Fórmula 5.1 [8]. Válida para materiales que sean buenos conductores.

$$\delta \approx \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu}} \quad (5.1)$$

Siendo ρ la resistencia por metro de conductor ($1.678 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$ para el cobre), f es la frecuencia y μ es la permeabilidad absoluta del material ($1,257 \cdot 10^6 \text{ H/m}$ para el cobre). El resultado es una profundidad de $233 \mu\text{m}$, aproximadamente. Esto significa que no se debe escoger una sección de cable superior a 0.5 mm^2 , debido a que parte del material no se aprovecharía.

5.2.2 Construcción de la bobina

La bobina montada en el coche ya estaba construida al inicio del proyecto, por lo tanto, se construirá la bobina del primario en función de esta. Una práctica adecuada y recomendable a la hora de diseñar dos bobinas acopladas es que tengan la misma forma. Del mismo modo, también es recomendable que el primario tenga un tamaño un poco mayor que el secundario. De esta forma se garantiza que el mayor número posible de líneas de campo son comunes a ambos inductores.

La inductancia de la bobina tampoco ha de ser muy alta, ya que si se analiza la Fórmula 2.4, se deduce que cuanto mayor sea M respecto a L_1 , mayor será la relación de transformación. Debido a eso y a que la forma ha de ser una espiral por limitaciones de espacio, el número de vueltas se ha reducido a 4. El resultado es el de la Figura 38.



Figura 38: Bobina del primario.

Para conocer la inductancia de la bobina construida se pueden utilizar varios métodos. Uno de ellos consiste en utilizar Fórmulas como las presentes en [9]. Afortunadamente, como método alternativo se puede usar una de las múltiples calculadoras de inductancia disponibles en la web. En este caso se utilizará la disponible en la página web de *All About Circuits* (<https://www.allaboutcircuits.com/tools/rectangle-loop-inductance-calculator/>).

En la Figura 39 se pueden observar los datos medidos en la bobina construida para el trabajo, así como el resultado que ofrece la calculadora. La bobina construida es de $7 \mu\text{H}$, válido para las necesidades del sistema de este trabajo.

Inputs

Number of Turns	4
Loop Width	220
Loop Height	155
Wire Diameter	9
Relative Permeability	1
Calculate	

Output

Inductance: 0.00000703 H

Figura 39: Datos introducidos en la calculadora.

5.3 Montaje en protoboard

Debido a que la parte de potencia no funcionaría sin el sistema digital, parece evidente que este sebe ser la primera fase que se deba montar. Para evitar acumular errores, en primer lugar se prueban las señales del microcontrolador acopladas a uno solo de los drivers.

Durante este montaje se encontró el problema de que el driver no está diseñado para trabajar en vacío, sino que siempre ha de estar conectado a un inversor, de lo contrario se averiaría. Para su trabajo en vacío es necesario conectar el pin de la fuente de la parte alta a tierra. El esquema de esta conexión puede observarse en la Figura 40.

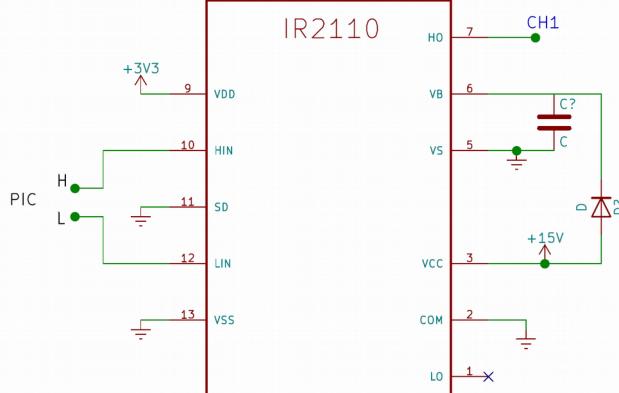


Figura 40: Esquema de conexión en vacío del driver.

El montaje resultante puede observarse en la Figura 41. Se han conectado diversos condensadores de alta capacidad a la alimentación para eliminar el ruido de acoplamiento de señal, así como para mejorar su estabilidad.

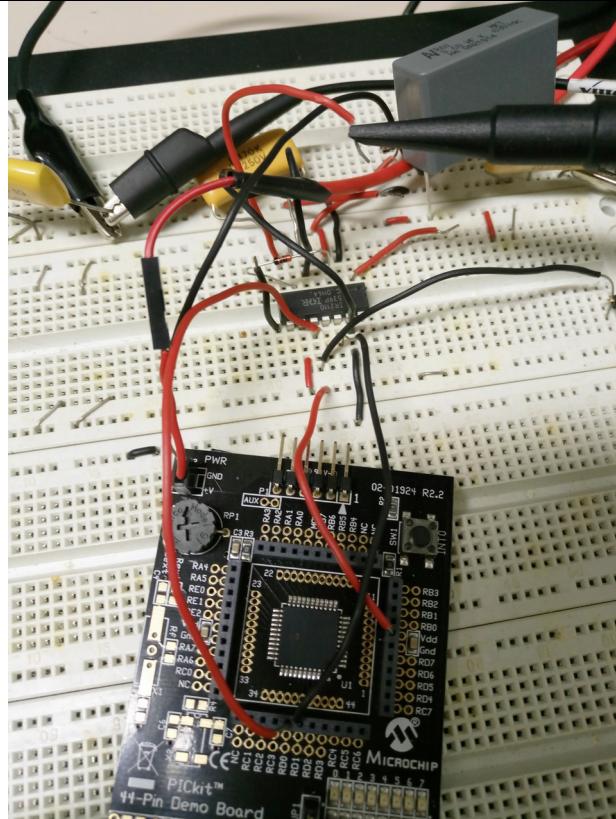


Figura 41: Montaje del primer driver

A continuación se conecta un solo transistor a la parte alta del driver, funcionando correctamente. Más adelante se conectan los dos transistores, dando como resultado una perturbación importante. La respuesta se midió en un osciloscopio, dando como resultado la Figura 42, donde el canal 1 corresponde a la salida del transistor y el canal 2 a la tensión en la puerta.

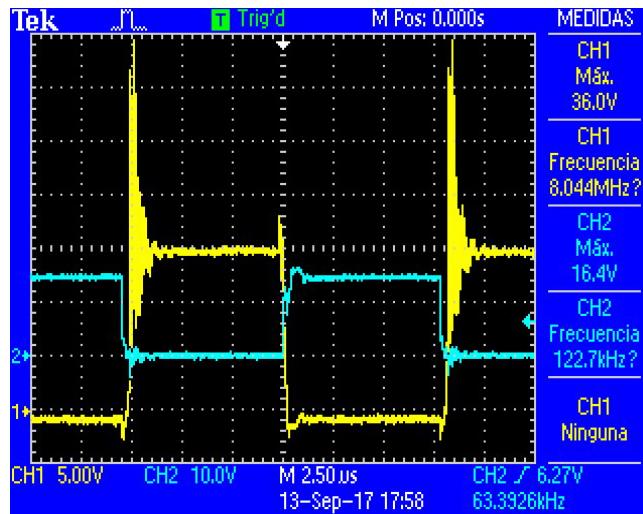


Figura 42: Respuesta de la mitad del inversor con el primer driver.

Tras esto, se realiza el montaje del segundo driver, tras solucionar un par de problemas con las pistas de la protoboard se comprueba el funcionamiento, dando un resultado positivo. A continuación se monta la otra mitad del inversor, el resultado es del de la Figura 43. Se realiza una prueba del funcionamiento en vacío. El resultado, mostrado en la Figura 44, es satisfactorio.

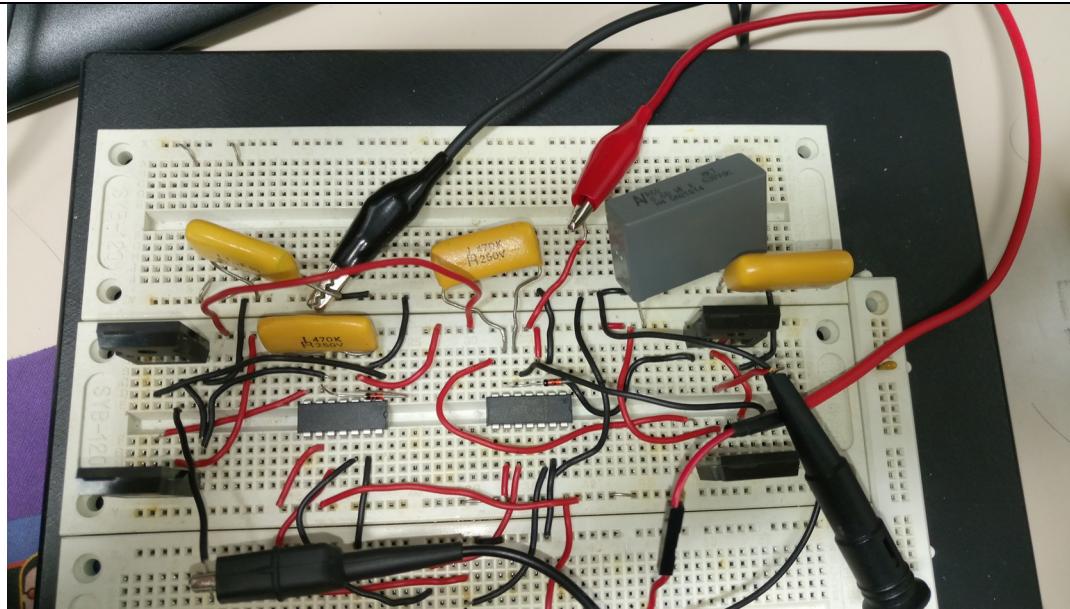


Figura 43: Circuito sin carga en el inverter.

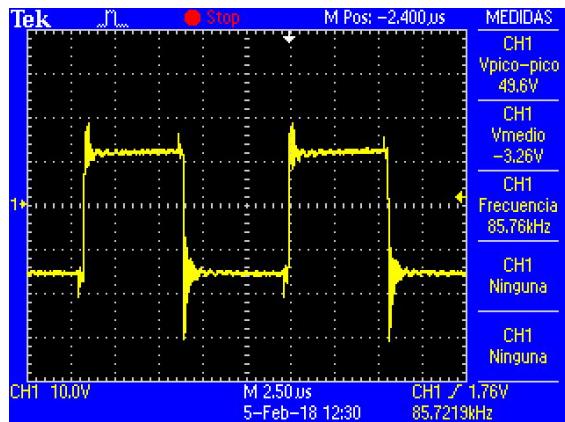


Figura 44: Salida del inverter en la protoboard sin carga.

Se introduce la carga indicada en la Figura 45. La bobina escogida es de montaje superficial y se tuvo que montar previamente en una pequeña placa de circuito impreso. La bobina de $7 \mu\text{H}$ es la del primario. En la Figura 46 aparece el resultado.

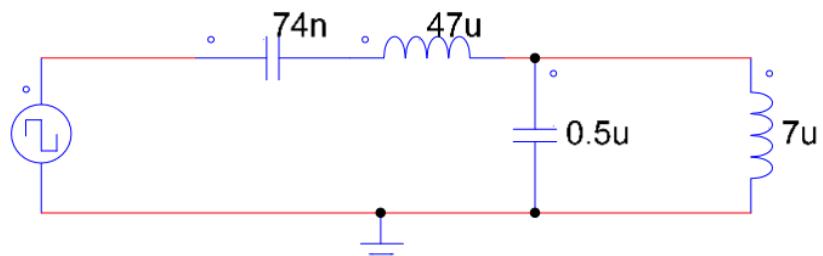


Figura 45: Carga conectada al circuito de la protoboard.

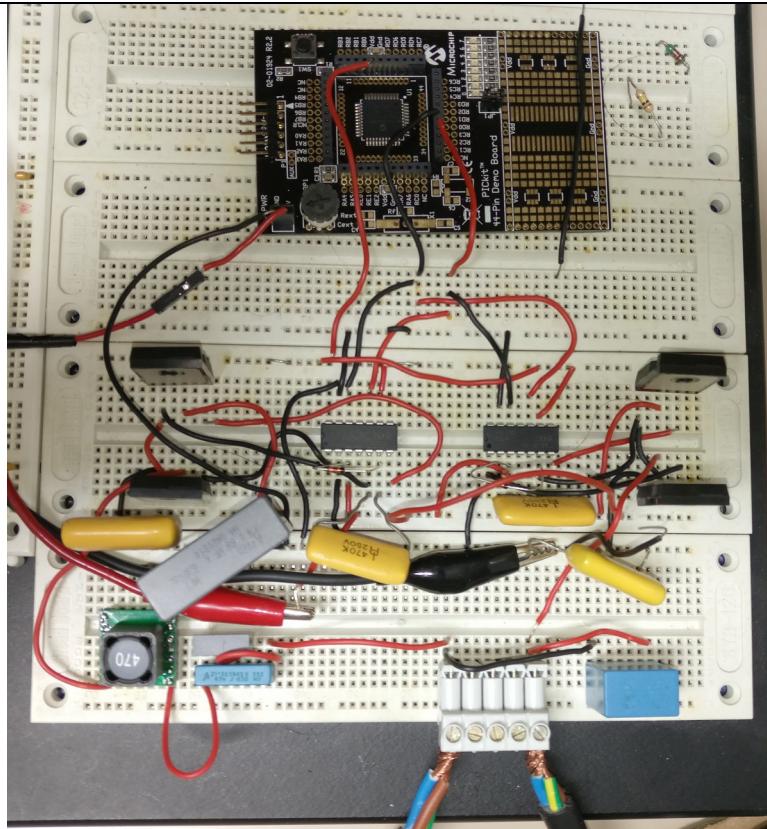


Figura 46: Montaje del circuito con la carga.

La señal resultante en el primario contiene una cantidad importante de ruido, llegando a ser una señal inestable con varios armónicos que atenúan la señal. Esto puede deberse a la selección inadecuada de componentes o al montaje en la protoboard, que no es la plataforma más idónea para trabajos en alta frecuencia.

Se conecta el secundario, con el tanque resonante serie, el rectificador y el filtro por condensador. Para modelar la batería se conectará una resistencia y, por el momento, no se incluirá el regulador. El esquema correspondiente sería el de la Figura 47.

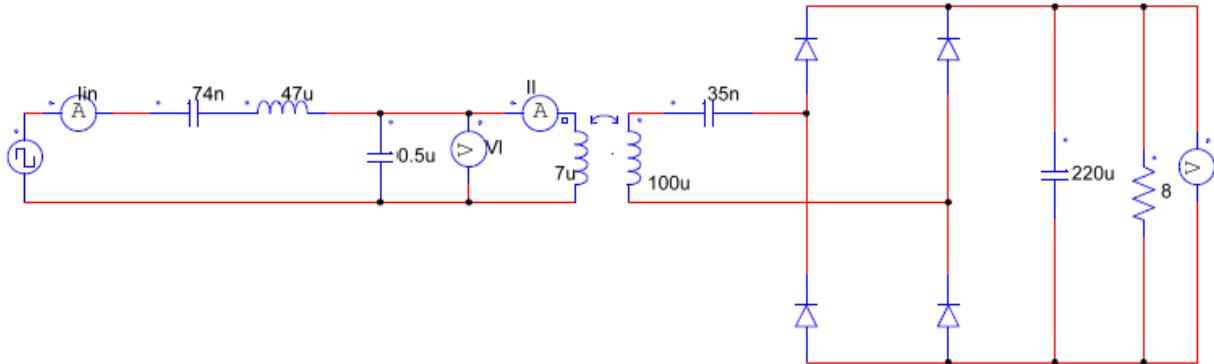


Figura 47: Circuito con el secundario.

El montaje se ha realizado sin la resistencia de carga, en principio, y solo con el condensador. El nivel de tensión era el adecuado, por lo que se ha conectado una resistencia, a continuación. El resultado es el de la Figura 48.

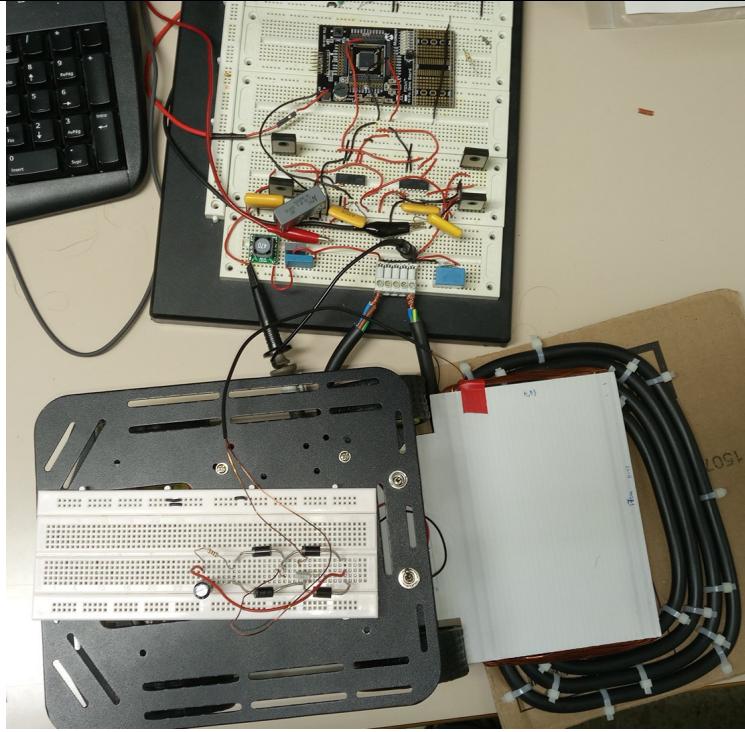


Figura 48: Montaje con el secundario acoplado.

En ese momento la tensión cae a 0. Tras sustituir la resistencia por una de mayor valor (1k) la tensión se eleva sin llegar al valor inicial.

Esto puede deberse a varios motivos, todos ellos relacionados con la aparición de resistencias parásitas.

El más probable seguramente sea que la bobina del filtro usada en el montaje en protoboard, al no estar diseñada para altas frecuencias, sufra una saturación de núcleo con la frecuencia de trabajo. Esto se debe a que la curva de histéresis tiene un límite de intensidad a partir de la cual no genera más campo magnético, lo que hace que la inductancia sea muy baja. La solución que se ha encontrado a este problema es utilizar una bobina de núcleo de aire, material que no se satura, o utilizar una bobina comercial diseñada para frecuencias más altas. Otra característica importante es el factor de calidad (Q) de la bobina (relación entre impedancia y resistencia parásita). Debido a que en este diseño las resistencias parásitas afectan notablemente se ha elegido una bobina con $Q=100$ para el montaje siguiente, con la esperanza de que mejore el comportamiento de la bobina usada en el montaje en protoboard, cuyo Q era mucho menor.

Otro de los posibles motivos es el uso de condensadores de poliéster, de baja calidad que a elevadas intensidades y frecuencias se desvían del comportamiento de un condensador ideal añadiendo resistencia. La mejor práctica es el uso de condensadores de polipropileno. Además, es recomendable el aumento de su número, colocando varios condensadores de menor capacidad en paralelo hasta conseguir una capacidad equivalente igual a la deseada. De esta forma la resistencia equivalente se reduce (al estar las resistencias parásitas de los distintos condensadores en paralelo) y la corriente que circula por cada uno de ellos también disminuye.

Además se ha tomado como medida preventiva la opción de poder separar el tanque resonante del resto de PCB del primario. Esto se ha hecho porque durante la fase de diseño se dudaba de si esta parte funcionaría correctamente o todavía tendría los mismos problemas que el montaje en protoboard. Si el circuito fallaba se podría rediseñar solamente esta parte y el resto de PCB (circuito digital y puente H) podrían reutilizarse. También se ha añadido un fusible al primario para evitar una corriente excesiva que pudiese dañar los componentes.

5.4 Montaje en PCB

Una vez validado el funcionamiento del circuito y acotados los problemas del diseño y de selección de componentes, se da paso a la siguiente fase del montaje, el diseño de la placa de circuito impreso. Esto hará que las resistencias de las conexiones y los ruidos de alta frecuencia sean notablemente menores. Al igual que en el caso de la protoboard, el montaje se hará por pasos y en el mismo orden.

En primer lugar, es necesario diseñar la PCB, para ello se usará un software gratuito llamado KiCAD. Este software, a partir del diseño de un esquema eléctrico y usando sus propias librerías de componentes, permite el diseño sencillo y relativamente rápido de una placa. Tanto los esquemas eléctricos como las pistas en la placa pueden encontrarse en el apartado de planos del presente trabajo y en el repositorio de Github citado en el apartado 1.3.

Una vez realizado el diseño de las placas se comienza la producción de las mismas. El proceso se ha realizado tanto en la propia Universidad de Vigo por los miembros de *UviSpace*, incluyendo al autor del presente trabajo. Una vez validado el circuito surgió la posibilidad de fabricar la PCB en una empresa externa, con el aumento de calidad y aspecto notables. Ambos resultados se aprecian en las Figuras 49 y 50.

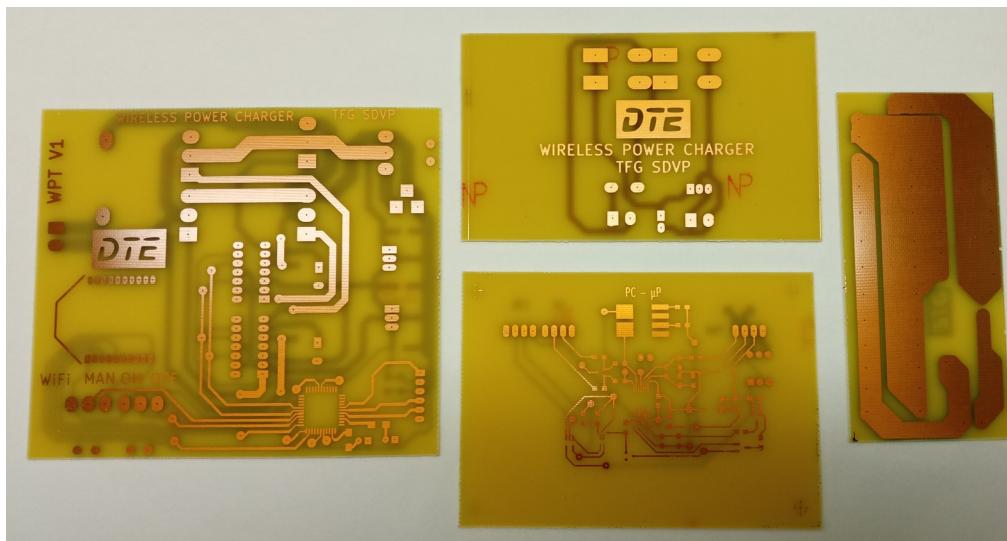


Figura 49: PCBs del primario circuito digital y puente H (izquierda), secundario (centro superior), primario filtro y tanque resonante (derecha) y fuel gauge que monitoriza la batería del vehículo (centro inferior, no pertenece a este trabajo).

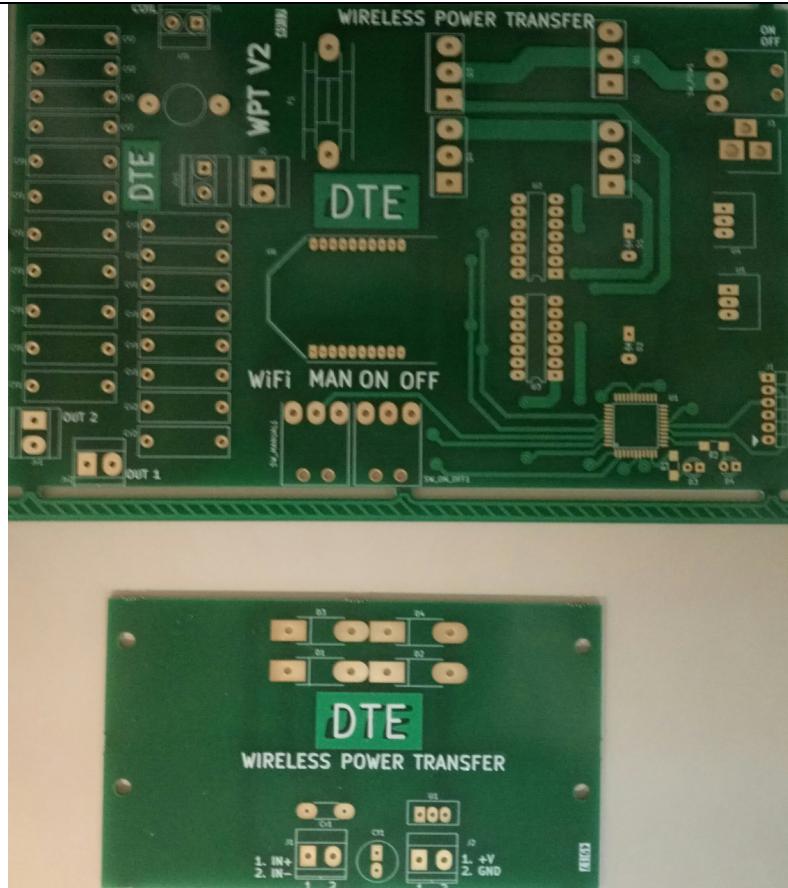


Figura 50: PCBs del primario (arriba) y del secundario (abajo).

En la versión enviada a fabricar a la empresa externa existen un par de cambios de diseño debido a las comprobaciones del funcionamiento del sistema. Entre estos están la resistencia entre los pines 1 y 2 del PICKit, que funciona como *pull-up* del pin MCLR (Master Clear), que provoca un reset si detecta nivel bajo y la ampliación de algunas huellas para la soldadura.

Una vez la placa está fabricada, se procede al montaje de los componentes en la misma. En primer lugar se montará únicamente el microcontrolador para comprobar su funcionamiento, ya que es el componente más sensible y el más difícil de soldar. La comprobación se hace con el programa de parpadeo de un LED. El resultado se muestra en la Figura 51.

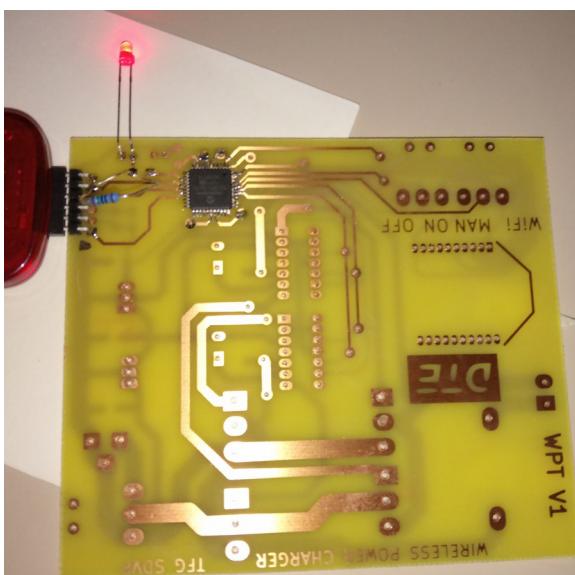


Figura 51: Prueba de funcionamiento del microcontrolador.

A continuación se monta la etapa de alimentación, con los convertidores a 15 V y a 3,3 V. De esta forma ya no es necesario alimentar el microcontrolador con el PICKit, sino que funciona únicamente con la fuente de alimentación conectada. El resultado es de la Figura 52.

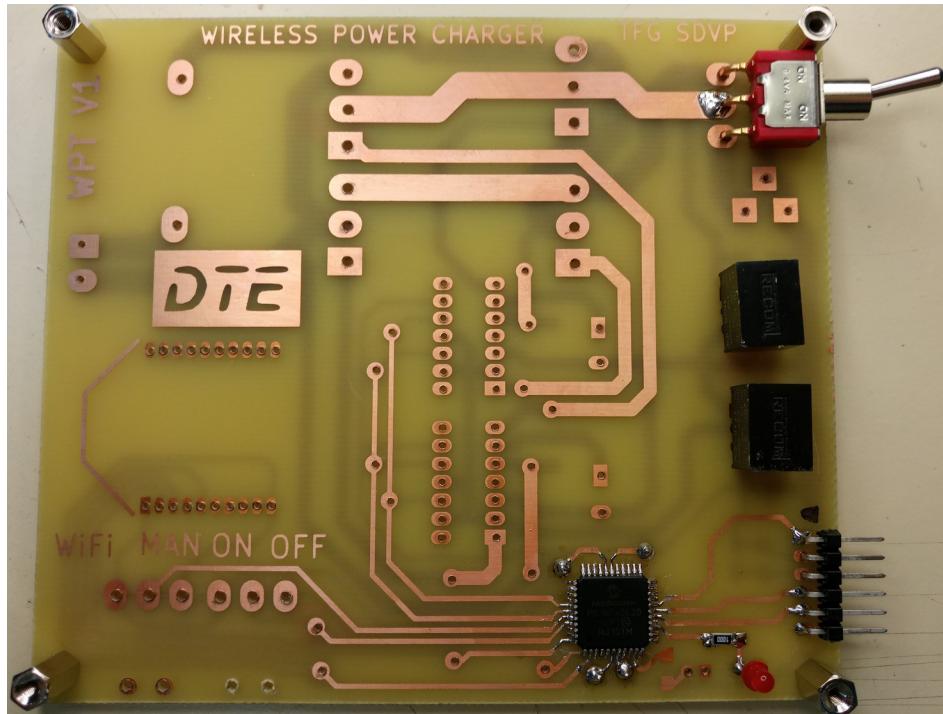


Figura 52: Circuito con la etapa de alimentación conectada.

Es necesario remarcar que una vez se ha realizado este paso se debe indicar al Pickit que no alimente al microcontrolador cuando se realice una carga de un nuevo programa. De lo contrario se puede provocar un cortocircuito entre la alimentación que proporciona la PCB y la que proporciona el Pickit.

El siguiente paso es conectar el circuito asociado a los drivers, es decir, los integrados, diodos y transistores de bootstrap. Como se indica anteriormente, para que estos funcionen en vacío, es necesario conectar a tierra el terminal de fuente de la parte alta. Sin embargo, como se ha probado su funcionamiento anteriormente, ahora simplemente se conectarán al mismo tiempo los MOSFET de potencia, saltando este paso previo de *test* de los drivers. También se añaden el fusible y el conector para el filtro y el tanque resonante del primario, que van en una placa separada. En la Figura 53 se muestra el primario sin conectar la carga.

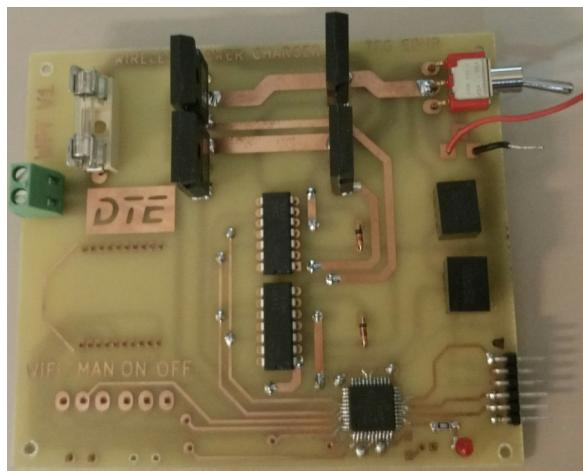


Figura 53: Primario sin carga.

SISTEMA DE TRANSFERENCIA INALÁMBRICA DE ENERGÍA PARA CARGA DE BATERÍAS
SANTIAGO DE VICENTE POUTÁS

Se conecta el osciloscopio a la salida del inversor para comprobar el correcto funcionamiento de los dispositivos. El resultado es el de la Figura 54.

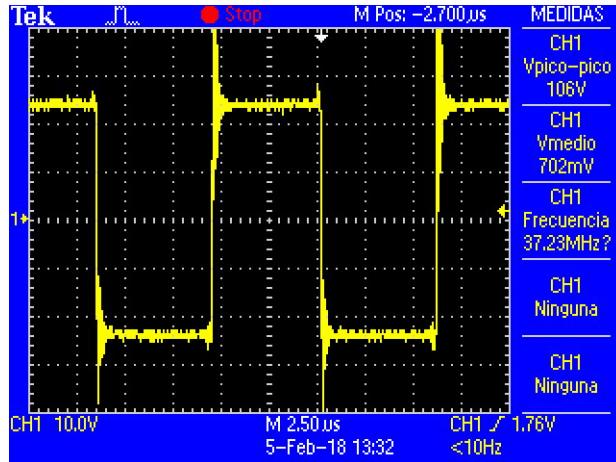


Figura 54: Salida inversor en vacío (PCB).

A continuación se monta la carga del primario. Para el filtro se utilizará una bobina comercial de $47 \mu\text{H}$ de mejor calidad que la usada en la protoboard. Se han elegido, a su vez, una serie de condensadores de polipropileno dispuestos en paralelo para mejorar la calidad de la señal, manteniendo el valor de capacidad (se han usado condensadores de 10nF y 2nF hasta conseguir los 74nF deseados, se ha puesto uno menos debido al valor real de los condensadores, medido con polímetro). En la Figura 55 se muestra el circuito al completo.

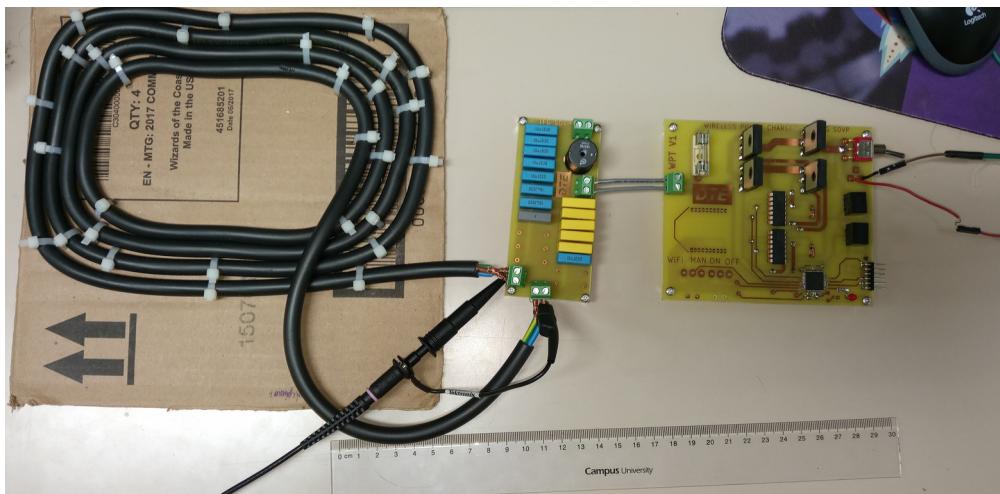


Figura 55: Primario al completo (PCB)

Se comprueba el funcionamiento del tanque resonante, usando el osciloscopio para observar el valor de la tensión en la bobina del primario. El resultado obtenido aparece en la Figura 56.

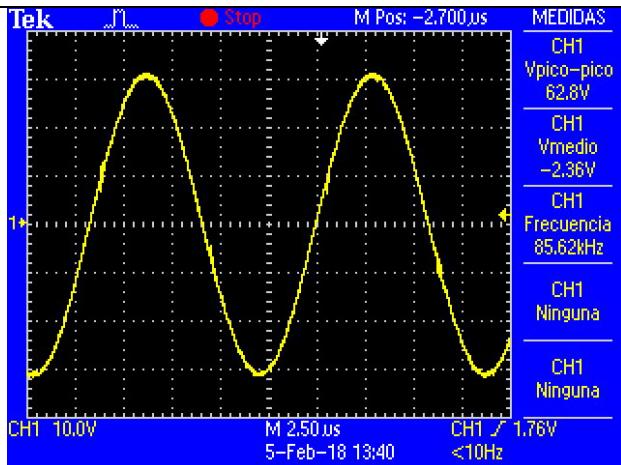


Figura 56: Tensión en la bobina del primario (PCB)

Una vez comprobado el funcionamiento del primario, se ha de ajustar la bobina existente en el secundario para que el valor de tensión sea el apropiado. Se ha de tener en cuenta que el valor ha de ser superior a los 12 V que se desean a la salida, pero no superior a los 26 V que admite el regulador de tensión.

Teniendo en cuenta que el cargador estará situado debajo de una plataforma, es necesario elevar el coche para realizar las medidas pertinentes, ya que el valor de tensión en el secundario depende en gran medida de su posición respecto al primario. En la Figura 57 se muestra la disposición provisional del coche respecto al sistema de transferencia. La distancia entre la parte superior de la bobina del primario y la parte inferior de la bobina del secundario es de 35 mm.



Figura 57: Colocación del secundario.

Una vez ajustada la bobina, la inductancia adquiere un valor de, aproximadamente, $75 \mu\text{H}$. El condensador que tiene resonancia con la bobina a la frecuencia de 85 kHz es uno de 47 nF. Una vez establecidos estos valores, es posible llevar a cabo la construcción de la placa del secundario. En la Figura 58 se muestra el resultado.



Figura 58: PCB del secundario.

El conector de la izquierda corresponde a la entrada de la bobina montada en el coche, mientras que el de la derecha es la salida a la batería. Para realizar la prueba de funcionamiento se conecta una resistencia de $4\text{ k}\Omega$, en un principio, para saber si el nivel de tensión es el apropiado. El resultado se muestra en la Figura 59.



Figura 59: Salida del cargador con una resistencia de $4\text{k}\Omega$.

El resultado es aceptable para el cargador de baterías. Sin embargo, es necesario realizar la prueba con una carga similar a la del cargador. Se realiza el test con una resistencia de aproximadamente $8\text{ }\Omega$, dando como resultado la Figura 60.

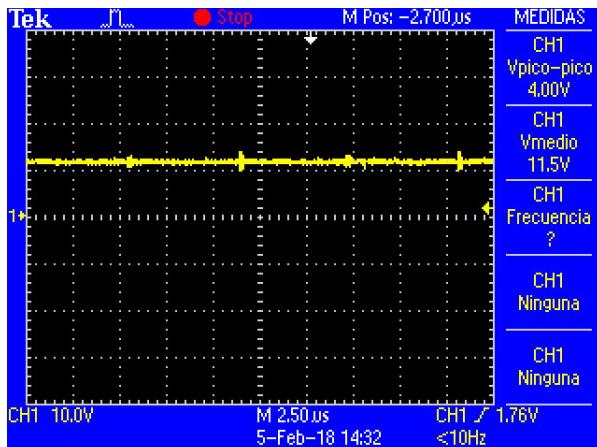


Figura 60: Salida del cargador con una resistencia de $8\text{ }\Omega$.

6 VALIDACIÓN DEL PROTOTIPO

6.1 Introducción

Una vez realizado el montaje y comprobado su funcionamiento, se ha de comprobar más a fondo su funcionamiento para validar, finalmente, el montaje del prototipo. Para ello se han de realizar medidas con diversas cargas para conocer cómo afectan estos cambios al sistema.

Dichas medidas se dispondrán en una tabla para su posterior análisis. También se incluyen algunas imágenes del osciloscopio para conocer las formas de onda en los diferentes puntos del circuito.

Para terminar, se realizará un análisis de la eficiencia total del sistema desgranada en bloques. De esta forma es posible averiguar qué parte del circuito necesitan revisarse para mejorar el rendimiento total.

6.2 Medidas

Las medidas que se van a realizar se harán, inicialmente, en vacío y con una carga de $4\text{ k}\Omega$, para observar el comportamiento sin mucha carga. A continuación se utilizará una carga de $16\text{ }\Omega$ y, por último, de $8\text{ }\Omega$. De esta forma no se cambiará tan drásticamente a la carga de trabajo. En la siguiente tabla se encuentran las medidas tomadas con los diferentes valores de carga a la salida.

Carga	$V_{\text{pico L primario}}$	$V_{\text{pico L secundario}}$	$V_{\text{regulador}}$	V_{carga}	I_{entrada}	I_{carga}
Vacío	31,2 V	—	—	—	1,2 A	—
4 kΩ	31,2 V	32,8 V	28,5 V	12 V	1,2 A	2,6 mA
16 Ω	30 V	70 V	21,3 V	12 V	1,72 A	0,75 A
8 Ω	29,2 V	110 V	12,5 V	12 V	1,68 A	1,5 A

Como se puede observar, las tensiones en la bobina del secundario son mucho mayores a las de la carga. En la Figura 61 se aprecia la forma de onda del secundario con la carga de $16\text{ }\Omega$, que no es una senoidal perfecta. Esto se debe a la suma del rectificador y el filtro a la salida, ya que siempre establecerán una tensión a la salida.

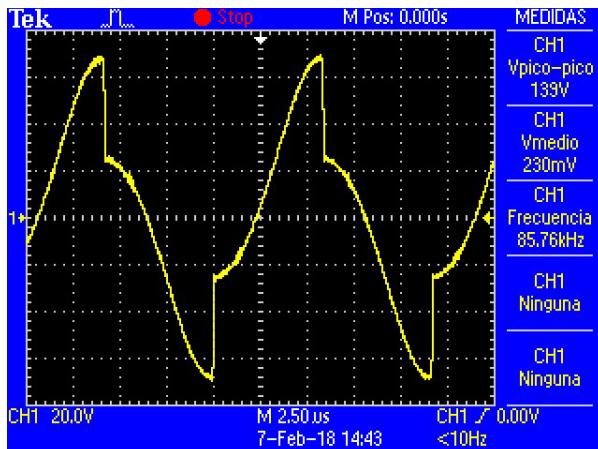


Figura 61: Tensión en la bobina del secundario.

Si se observan las señales de la bobina del secundario y su condensador resonante, puede apreciarse la razón por la que a la salida del rectificador habrá una tensión continua. En la Figura 62 aparece la tensión en la bobina del secundario y la tensión invertida del condensador en serie con esta, lo que hace que su suma sea una onda cuadrada de 21 V de pico, que es la tensión que llega al regulador.

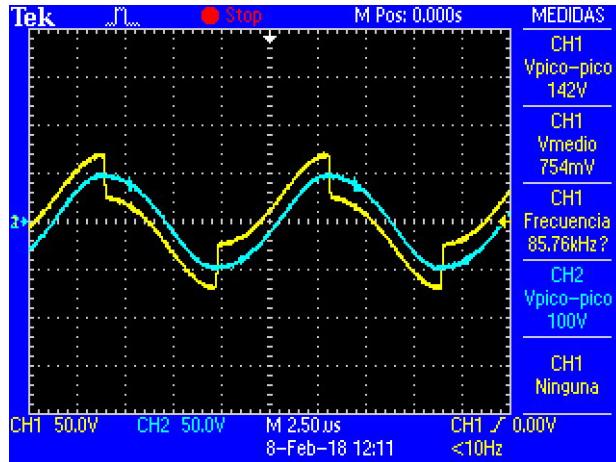


Figura 62: Tensión en la bobina del secundario (amarillo) y en el condensador invertida (azul).

Debido a esto se observa que, a medida que se aumenta la corriente de salida, la tensión en el regulador baja. Esta es la razón por la que el consumo del sistema de transferencia inalámbrica de energía es menor en la carga de $8\ \Omega$ que en la de $16\ \Omega$.

6.3 Tolerancia en el posicionamiento

Se ha de realizar, como se ha indicado en el capítulo 1, un estudio sobre la tolerancia que admite el sistema en el posicionamiento del secundario sobre el primario. El sistema de guiado por cámaras puede llevar al coche a una posición en la que los centros de ambas bobinas no coincidirían. Por ello se ha decidido comprobar el funcionamiento en cuatro posiciones distintas, indicadas en la Figura 63, que por simetría permitirían conocer todas las posibles desviaciones de la posición ideal.

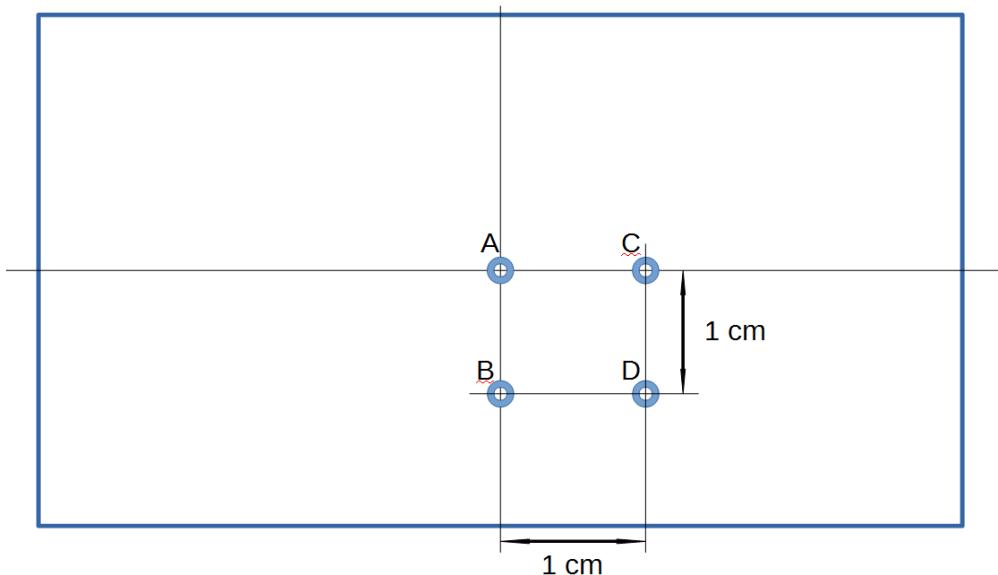


Figura 63: Puntos de colocación del secundario.

En la siguiente tabla se recogen los datos obtenidos tras medir en el osciloscopio la tensión en la carga de $8\ \Omega$.

Punto	Valor
A	12 V
B	11,8 V
C	12 V
D	11,7 V

La tensión baja únicamente con el desplazamiento a lo largo del eje menor del rectángulo. Esto sucede porque es en la situación donde más área de contacto se pierde. Esto se debe a que la tensión en el regulador con la carga de 8Ω era bastante ajustada para minimizar pérdidas. Una de las posibles soluciones en caso de que esta tolerancia sea demasiado pequeña sería aumentar la tensión en el secundario aumentando las vueltas de la bobina, pero causaría más pérdidas en el regulador.

6.4 Eficiencia

Debido a que no se pueden disponer resistencias en la placa del primario porque modificaría el comportamiento del circuito, se hace complicado medir con exactitud las corrientes en el circuito. Por esta razón, para conocer aproximadamente las pérdidas de cada parte, se harán diversas pruebas conectando los diferentes bloques progresivamente para conocer el consumo en cada parte.

Fase	Corriente en la entrada del primario
Círculo digital	70 mA
Primario con filtro y tanque resonante paralelo	1,14 A
Secundario con carga de 8Ω	1,68 A

Con estos resultados es posible localizar las pérdidas del circuito. En primer lugar, al estar en vacío el inversor, solo se miden las pérdidas del circuito digital, ya que las pérdidas del inversor sin carga son despreciables.

Una vez conectado el primario, se puede observar el consumo del filtro y el tanque resonante paralelo debido a las impedancias en los tanques (por una sintonización imperfecta o por las pérdidas en el núcleo de la bobina del filtro) cuando el sistema está en vacío. Tras eso se conecta el secundario con la carga de 8Ω y, sabiendo que las pérdidas del regulador son la diferencia de tensiones entre entrada y salida multiplicada por la corriente, se puede conocer las pérdidas en los tanques resonantes del primario y del secundario.

En la Figura 64 se pueden observar los bloques del sistema y sus respectivas pérdidas tras un redondeo. Como era de esperar, la mayor parte de las pérdidas están en el tanque resonante. Esto se debe a la poca eficiencia del transformador de núcleo de aire y a la bobina de filtro, que no está diseñada para la frecuencia de trabajo debido a su calentamiento.



Figura 64: Pérdidas de los bloques del sistema.

Con este resultado también se obtiene una eficiencia total del 45%. Es baja para ser un cargador comercial, pero funcional para el proyecto. En el apartado de líneas futuras se incluyen formas de mejorar este rendimiento.

6.5 Prueba de carga

Una vez realizadas las medidas con una resistencia como carga, se realiza la prueba sobre el cargador montado sobre el robot móvil. Para ello, se utiliza como alimentación del primario una fuente de alimentación con medición de corriente y un osciloscopio. El montaje realizado para el experimento puede observarse en la Figura 65.

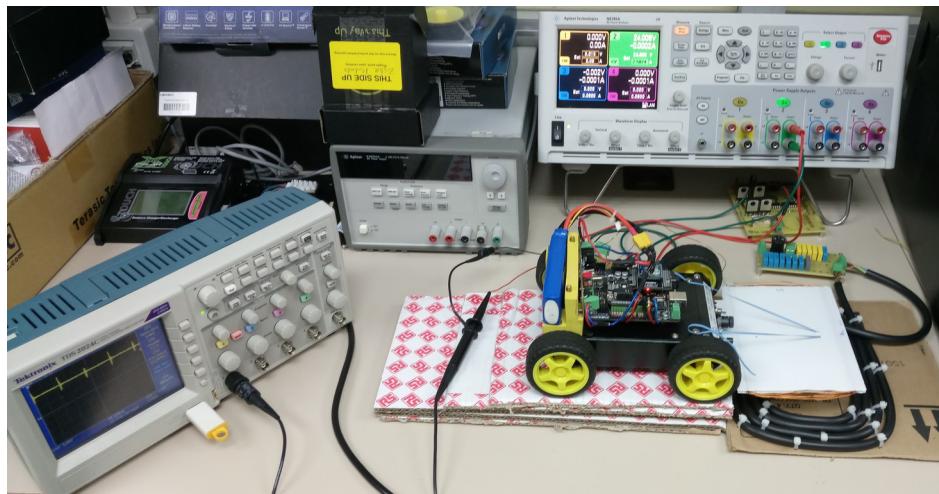


Figura 65: Prueba de carga con la batería del robot móvil.

Se comprueba que la batería carga exitosamente, sin embargo, aparece un ruido importante en la salida del sistema. No se conoce el efecto que este puede tener en la carga, por lo que una de las prioridades en las líneas futuras sería solucionar este problema. En la Figura 66 se puede observar la señal que recibe el cargador.

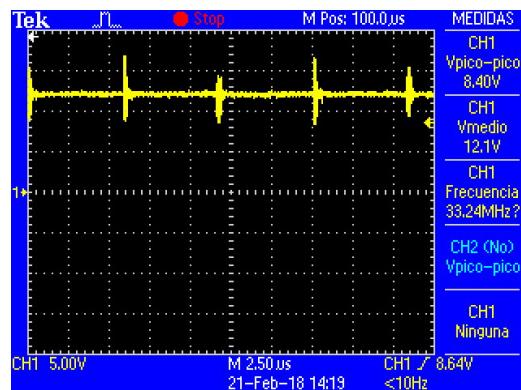


Figura 66: Señal en la entrada del cargador.

7 CONCLUSIONES Y LÍNEAS DE TRABAJO FUTURAS

Se ha realizado el diseño, implementación y validación de un sistema de transferencia inalámbrica de energía para los vehículos del entorno UviSpace, incluyendo el estudio de las diferentes topologías (con sus ventajas e inconvenientes), su simulación, montaje y prueba.

Los resultados son positivos para los 1.8 A de salida requeridos por el cargador de baterías embarcado. El secundario cabe en el espacio asignado en el coche y el primario no tiene un tamaño excesivo. De la misma forma la eficiencia, aunque baja para ser un sistema de potencia, resulta aceptable.

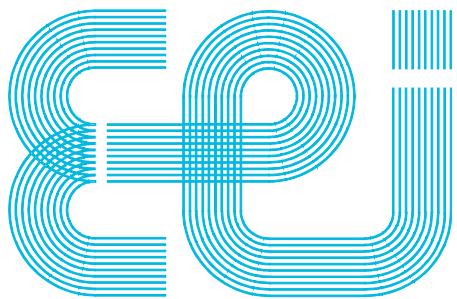
Los diseños que aparecen en los planos, así como la documentación de este dispositivo, están disponibles en el repositorio del proyecto en GitHub: <https://github.com/UviDTE-UviSpace/pcb-designs>, así como en la documentación oficial de proyecto, disponible en <http://uvospace.readthedocs.io/en/latest/>.

Como continuación de este trabajo, se plantean los siguientes puntos:

- La mejora del acoplamiento entre las bobinas del primario y del secundario, lo que a su vez mejoraría notablemente la transferencia de energía.
- La sustitución de la bobina de filtro por una de núcleo de aire, evitando el calentamiento a altas frecuencias.
- El diseño de un regulador de salida que minimice las pérdidas y reduzca el ruido de salida.
- La inclusión del control remoto en el código del microcontrolador del sistema.

8 BIBLIOGRAFÍA

- [1] Historia de Tesla - http://www.teslasociety.com/tesla_tower.htm
- [2] X. Lu, P. Wang, D. Niyato, D. I. Kim and Z. Han, "Wireless Charging Technologies: Fundamentals, Standards, and Network Applications" IEEE Communications Surveys and Tutorials, To Appear. 14 Nov 2015.
- [3] Musavi, F., & Eberle, W. (2014). Overview of wireless power transfer technologies for electric vehicle battery charging. *IET Power Electronics*, 7(1), 60-66.
- [4] Mohan, N., & Undeland, T. M. (2007). *Power electronics: converters, applications, and design*. John Wiley & Sons.
- [5] Adams, J. (2001). Bootstrap Component Selection For Control IC's (Design Tip DT98-2a). Disponible en la web de International Rectifier: <http://www.irf.com/technical-info/designtp/dt98-2.pdf>
- [6] Boys, J. T., & Covic, G. A. (2012). IPT fact sheet series: no. 1–basic concepts. *Jul18, 2013-Inductive Power Transfer systems (IPT) Fact Sheet: No. 1-Basic Concepts*.
- [7] Mude, K. N., Bertoluzzo, M., Buja, G., & Pinto, R. (2016). Design and experimentation of two-coil coupling for electric city-car WPT charging. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 30(1), 70-88.
- [8] Conrad, J. E. (1968). Electromagnetic Waves and Radiating Systems. p-130.
- [9] Grover, F. W. (1922). *Formulas and tables for the calculation of the inductance of coils of polygonal form* (No. 468). US Dept. of Commerce, Bureau of Standards.



Escuela de Ingeniería Industrial

TRABAJO FIN DE GRADO

*Sistema de transferencia inalámbrica de energía para
carga de baterías*

Grado en Ingeniería en Electrónica Industrial y Automática

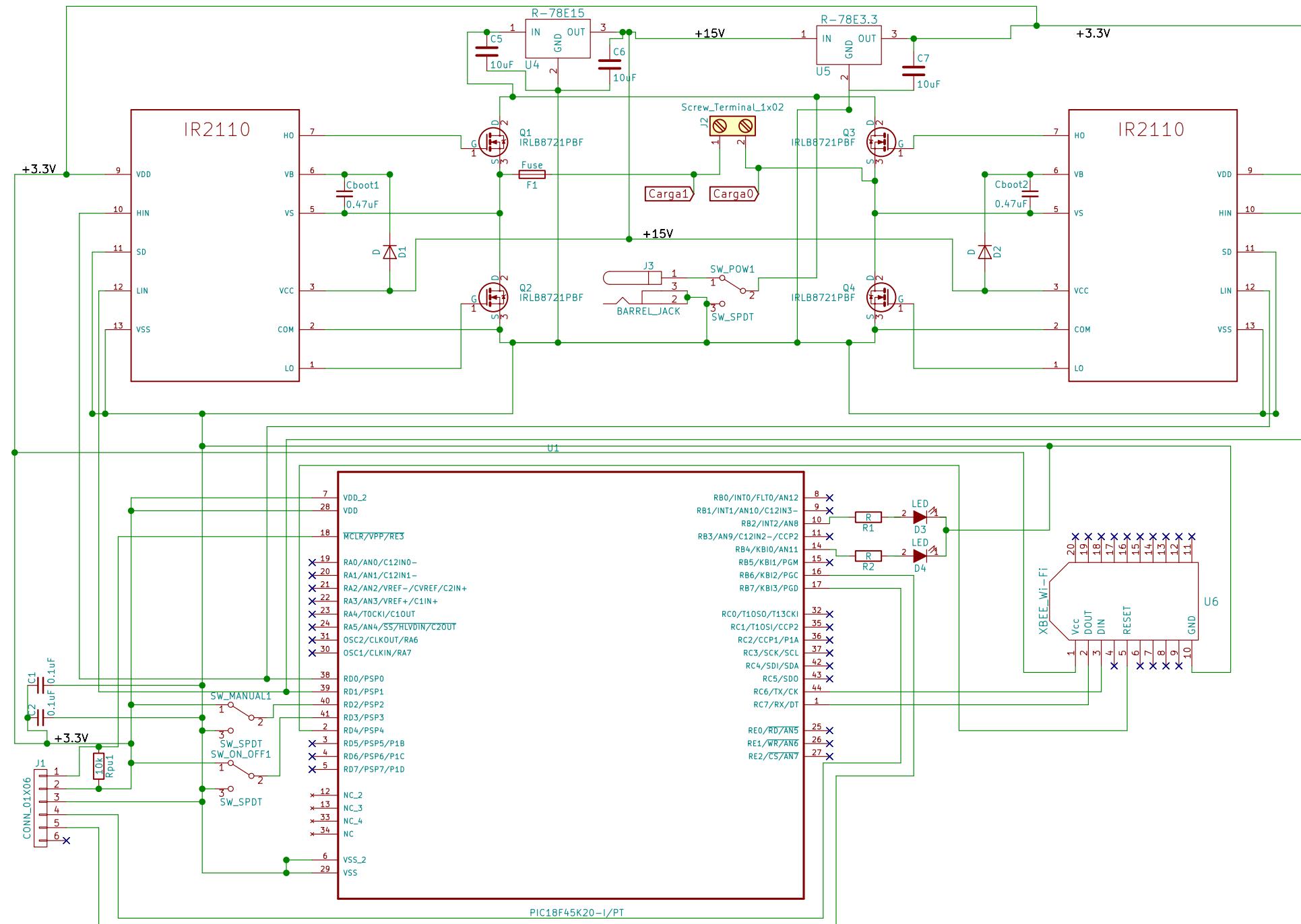
Documento

PLANOS

UniversidadeVigo

CONTENIDO

Contenido.....	2
1 Circuito del primario.....	3
2 Filtro y tanque resonante.....	4
3 Placa de circuito impreso del primario – parte superior.....	5
4 Placa de circuito impreso del primario – parte inferior.....	6
5 Circuito del secundario.....	7
6 Placa de circuito impreso del secundario – parte superior.....	8
7 Placa de circuito impreso del secundario – parte inferior.....	9



INGENIERO

Santiago De Vicente Poutás

PROYECTO

PROYECTO: Transferencia inalámbrica de energía
para carga de baterías

PETICIONARIO: E.E.I. Universidad de Vigo

SITUACIÓN: E.E.I.
Vigo, Pontevedra

REFERENCIA

FECHA

2017-10-20

PLANO

Circuito del primario

Size: A3



ESCALA

1:1

Nº DE PLANO

1/7

A

B

C

D

E

F

A

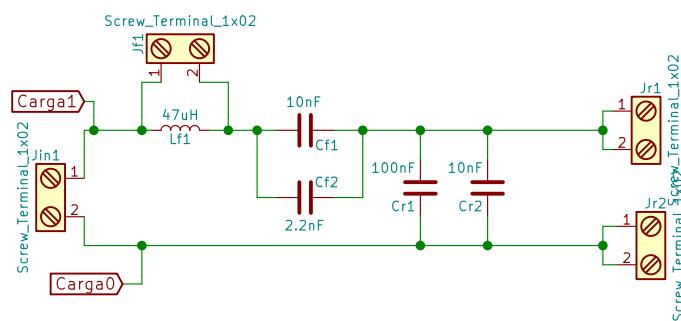
B

C

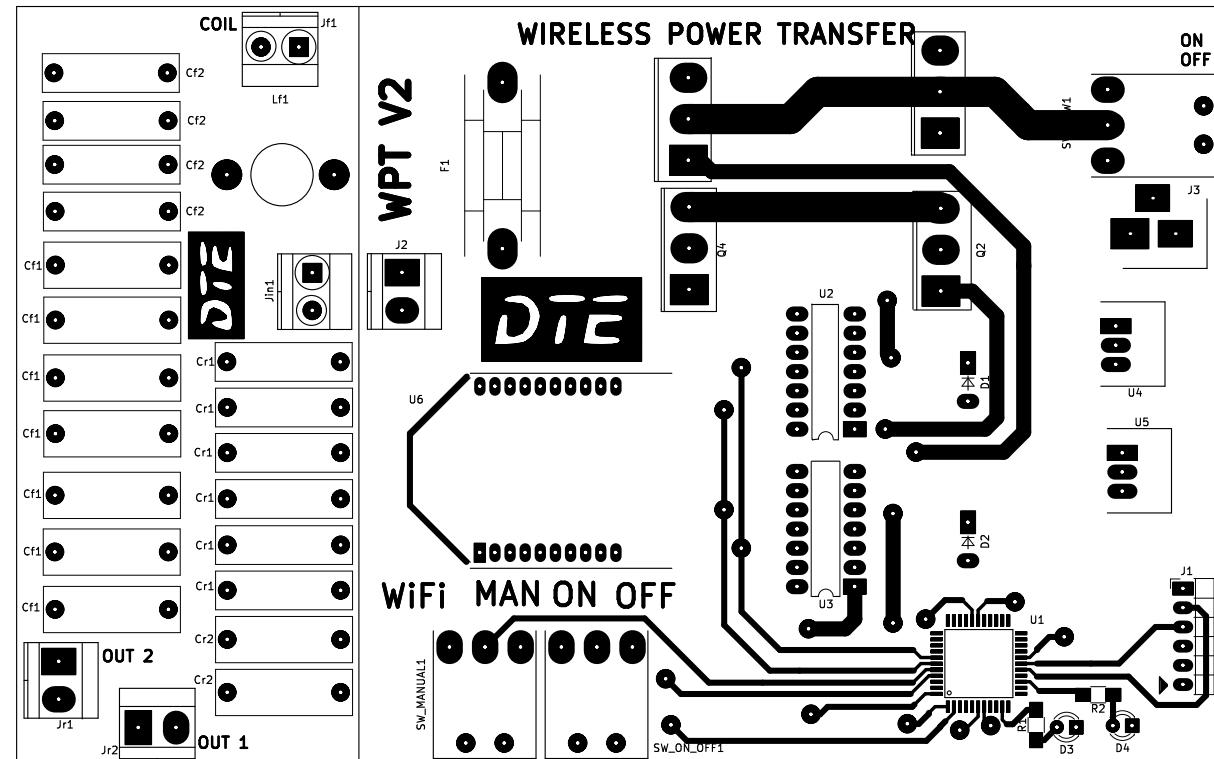
D

E

F



INGENIERO Santiago De Vicente Poutás	PROYECTO PROYECTO: Transferencia inalámbrica de energía para carga de baterías PETICIONARIO: E.E.I. Universidad de Vigo SITUACIÓN: E.E.I. Vigo, Pontevedra	EPI UniversidadeVigo
REFERENCIA	PLANO	ESCALA 1:1
FECHA 2017-10-25	Filtro y tanque resonante Size: A4	Nº DE PLANO 2/7



INGENIERO Santiago De Vicente Poutás	PROYECTO PROYECTO: Transferencia inalámbrica de energía para carga de baterías PETICIONARIO: E.E.I. Universidad de Vigo SITUACIÓN: E.E.I. Vigo, Pontevedra	E.P.I. UniversidadeVigo
REFERENCIA	PLANO	ESCALA 1:1
FECHA 2017-10-26	<i>Placa de circuito impreso del primario - Parte superior</i> Size: A4	Nº DE PLANO 3/7

A

A

B

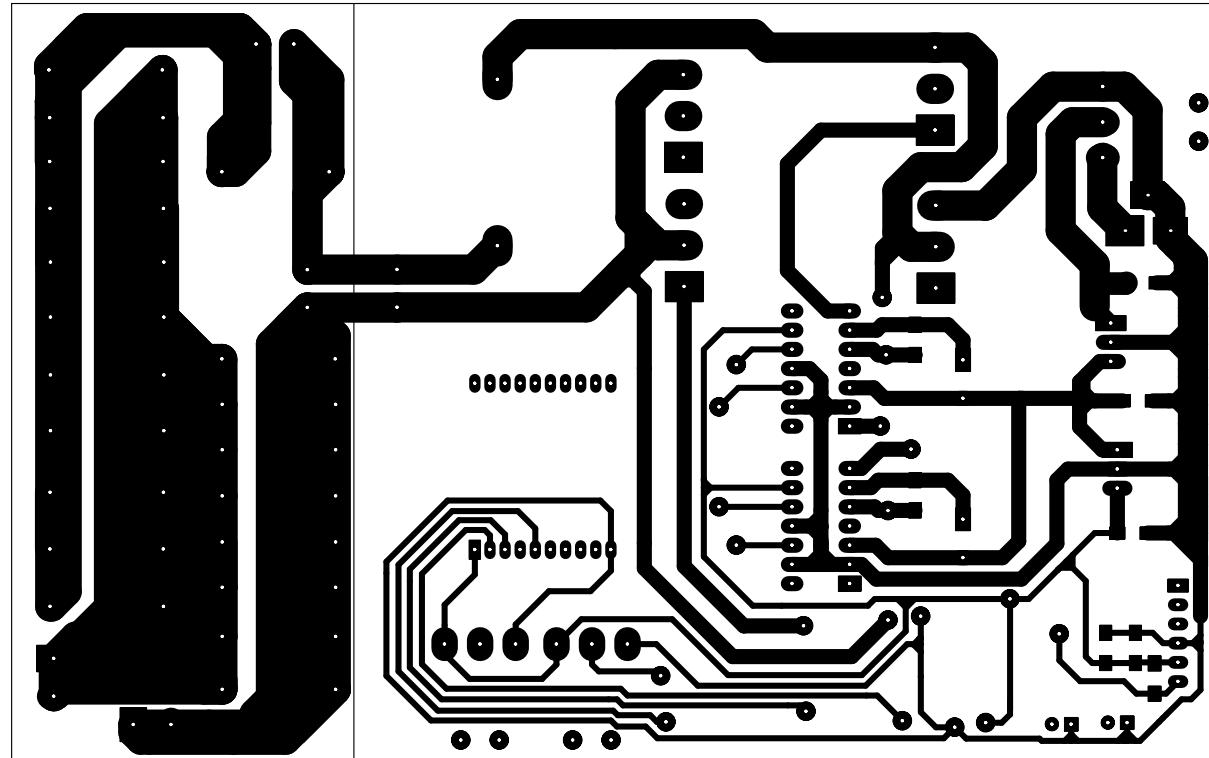
B

C

C

D

D



INGENIERO

Santiago De Vicente Poutás

REFERENCIA

FECHA

2017-10-26

PROYECTO

PROYECTO: Transferencia inalámbrica de energía
para carga de bateríasPETICIONARIO: E.E.I. Universidad de Vigo
SITUACIÓN: E.E.I.
Vigo, Pontevedra

PLANO

Placa de circuito impreso del primario - Parte inferior

Size: A4



UniversidadeVigo

ESCALA
1:1Nº DE PLANO
4/7

A

B

C

D

E

F

A

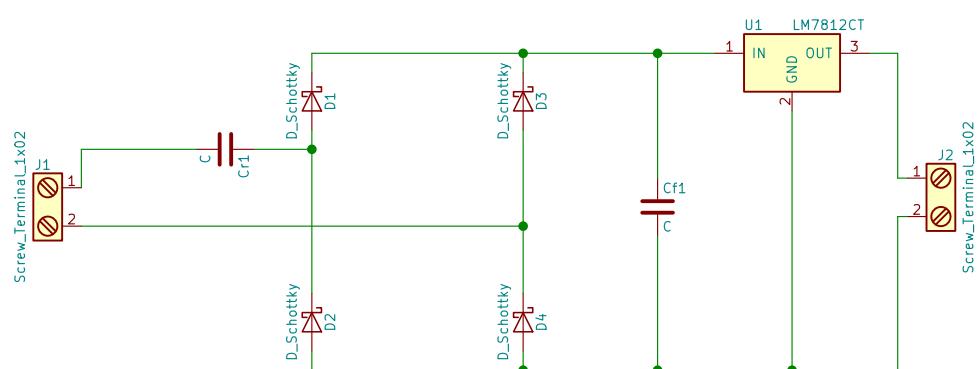
B

C

D

E

F



INGENIERO Santiago De Vicente Poutás	REFERENCIA
FECHA 2017-10-20	

PROYECTO	
PROYECTO: Transferencia inalámbrica de energía para carga de baterías	
PETICIONARIO: E.E.I. Universidad de Vigo	
SITUACIÓN: E.E.I. Vigo, Pontevedra	
PLANO	
Circuito del secundario	
Size: A4	

ESCALA 1:1
Nº DE PLANO 5/7

A

B

C

D

E

F

A

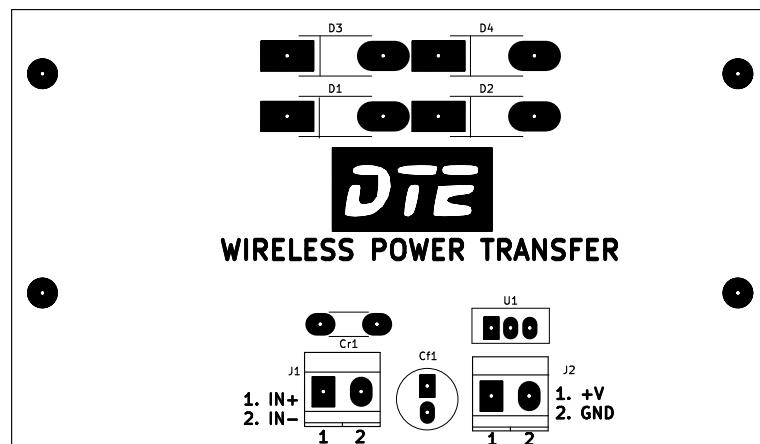
B

C

D

E

F



INGENIERO
Santiago De Vicente Poutás

PROYECTO
PROYECTO: Transferencia inalámbrica de energía para carga de baterías
PETICIONARIO: E.E.I. Universidad de Vigo
SITUACIÓN: E.E.I. Vigo, Pontevedra



REFERENCIA
FECHA
2017-10-26

PLANO
<i>Placa de circuito impreso del secundario - Parte superior</i>
Size: A4

ESCALA
1:1
Nº DE PLANO
6/7

A

A

B

B

C

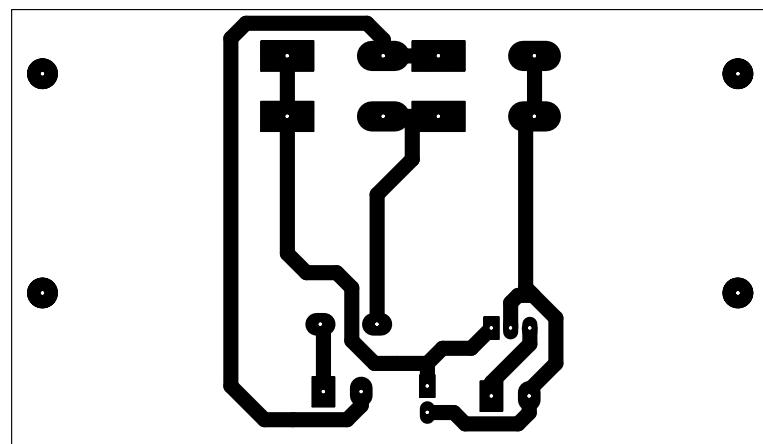
C

D

D

E

E



INGENIERO

Santiago De Vicente Poutás

PROYECTO

PROYECTO: Transferencia inalámbrica de energía
para carga de baterías

PETICIONARIO: E.E.I. Universidad de Vigo

SITUACIÓN: E.E.I.
Vigo, Pontevedra

UniversidadeVigo

REFERENCIA

FECHA

2017-10-26

PLANO

Placa de circuito impreso del secundario - Parte inferior

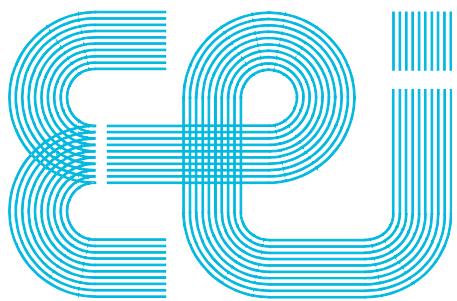
Size: A4

ESCALA

1:1

Nº DE PLANO

7/7



Escuela de Ingeniería Industrial

TRABAJO FIN DE GRADO

*Sistema de transferencia inalámbrica de energía para
carga de baterías*

Grado en Ingeniería en Electrónica Industrial y Automática

Documento

PLIEGO DE CONDICIONES

UniversidadeVigo

CONTENIDO

Contenido.....	2
1 Introducción.....	3
2 Condiciones de uso.....	4

1 INTRODUCCIÓN

En el pliego de condiciones se especifican las condiciones técnicas para el correcto funcionamiento e implementación de este sistema de transferencia inalámbrica de energía para carga de baterías.

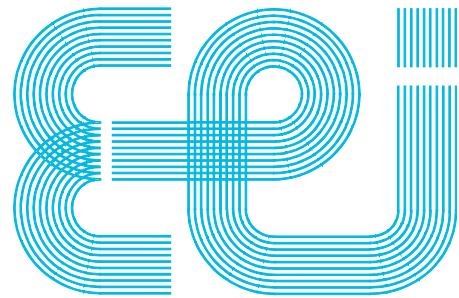
2 CONDICIONES DE USO

El sistema diseñado ha de estar situado en un ambiente no agresivo (sin agua ni polvo) y preferiblemente bien ventilado.

El primario del sistema puede ser utilizado para cargar todo tipo de dispositivos con una potencia similar o inferior a la del robot móvil (22 W). Para implementar este sistema se ha de realizar un secundario con las mismas características que el diseñado en este trabajo salvo el tanque resonante de entrada.

La bobina ha de ajustarse para tener un nivel de tensión aceptable y se ha de escoger un condensador en serie con esta que esté en resonancia con el inductor a la frecuencia de 85 kHz.

No se han de disponer cuerpos metálicos en el espacio vertical de la bobina del primario a una distancia de menos de 50 cm, de lo contrario la inductancia del primario podría cambiar y el sistema podría sufrir una avería.



Escuela de Ingeniería Industrial

TRABAJO FIN DE GRADO

*Sistema de transferencia inalámbrica de energía para
carga de baterías*

Grado en Ingeniería en Electrónica Industrial y Automática

Documento

PRESUPUESTO

Universidade de Vigo

CONTENIDO

Contenido.....	2
1 Introducción.....	3
2 Presupuestos parciales.....	4
2.1 Documentación.....	4
2.2 Diseño.....	4
2.3 Montaje y validación.....	4
2.4 Redacción del documento.....	5
3 Presupuesto total.....	6

1 INTRODUCCIÓN

En el presente documento se presentan los presupuestos totales y parciales referidos al diseño, construcción y validación de un sistema de transferencia inalámbrica de energía para carga de baterías.

En el primer capítulo aparecerán los presupuestos parciales referidos a la documentación, diseño, montaje y validación y a la redacción del documento, respectivamente. En el capítulo siguiente aparece el presupuesto total del trabajo.

En el presente documento no se incluyen los costes derivados del uso de equipamiento de la escuela, tales como el osciloscopio y la fuente de alimentación, entre otros. De la misma forma tampoco se reflejan los costes del software utilizado.

2 PRESUPUESTOS PARCIALES

2.1 Documentación

Documentación				
Concepto	Uds	Cantidad	Precio unitario	Precio total
Tiempo de documentación	h	150	15	2250,000
Uso de ordenador	h	150	0,22	33,000
		Total sin IVA		2283,000
		IVA (21%)		479,430
		Total con IVA		2762,430

2.2 Diseño

Diseño				
Concepto	Uds	Cantidad	Precio unitario	Precio total
Tiempo de diseño	h	800	15	12000,000
Uso de ordenador	h	800	0,22	176,000
		Total sin IVA		12176,000
		IVA (21%)		2556,960
		Total con IVA		14732,960

2.3 Montaje y validación

Montaje y validación				
Concepto	Uds	Cantidad	Precio unitario	Precio total
Tiempo de montaje y validación	h	75	15	1125,000
Uso de ordenador	h	25	0,22	5,500
		Total sin IVA		1130,500
		IVA (21%)		237,405
		Total con IVA		1367,905

SISTEMA DE TRANSFERENCIA INALÁMBRICA DE ENERGÍA PARA CARGA DE BATERÍAS
SANTIAGO DE VICENTE POUTÁS

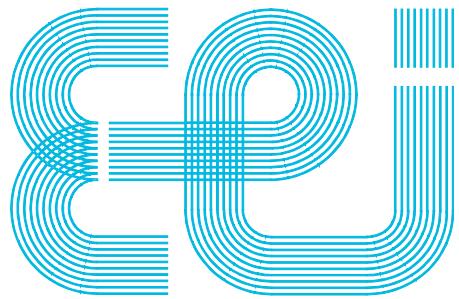
Coste de componentes (BOM)					
Cantidad	Descripción	Empresa	Referencia	Precio unitario	Precio total
1	Convertidor CC/CC 15 V	Mouser	919-R-78E15-0.5	2,460	2,460
1	Convertidor CC/CC 3.3 V	Mouser	919-R-78E3.3-0.5	2,300	2,300
2	Diodos de propósito general	Mouser	78-BAV20	0,145	0,290
2	Driver inversor medio puente	Mouser	942-IR2110PBF	2,480	4,960
3	Condensador 10uF	Mouser	81-GRM319R6YA106KA2D	0,238	0,714
2	Condensadores 0.47 uF	Mouser	80-C1206C474K1RAUTO	0,417	0,834
1	Pin header	Mouser	535-10-0600-20	1,730	1,730
1	interruptores general	Mouser	611-E101-001	4,240	4,240
1	Jack de potencia	RS Componentes	122-4879	0,900	0,900
1	Portafusibles	RS Componentes	765-2973	2,108	2,108
1	Fusibles	RS Componentes	542-1250	0,504	0,504
1	Condensador 0.1 uF micro	RS Componentes	648-0761	0,102	0,102
7	Conecotor Phoenix	RS Componentes	193-0564	0,674	4,718
1	bobina de filtro	RS Componentes	715-7162	2,420	2,420
4	Transistor MOSFET	RS Componentes	542-9771	2,370	9,480
2	LEDs	RS Componentes	228-5988	0,172	0,344
2	Resistencias LEDs	RS Componentes	721-9740	0,050	0,100
8	condensador filtro 10 nF	RS Componentes	544-1333	0,300	2,400
1	condensador filtro 2,2 nF	RS Componentes	821-071	0,220	0,220
5	condensador resonante 100 nF	RS Componentes	725-7521	0,158	0,790
4	Diodos Schottky	RS Componentes	917-9124	0,097	0,388
1	condensador res. Sec. 47 nF	RS Componentes	378-647	0,636	0,636
1	Condensador filtro sec 220 uF	RS Componentes	711-1264	0,111	0,111
1	Regulador de tensión	RS Componentes	910-1597	3,000	3,000
1	Fabricación PCBs	2CI		30,000	30,000
					Total sin IVA 75,749
					IVA (21%) 15,91
					Total con IVA 91,66

2.4 Redacción del documento

Redacción				
Concepto	Uds	Cantidad	Precio unitario	Precio total
Tiempo de redacción	h	75	15	1125,000
Uso de ordenador	h	75	0,22	16,500
				Total sin IVA 1141,500
				IVA (21%) 239,715
				Total con IVA 1381,215

3 PRESUPUESTO TOTAL

Presupuesto total	
Concepto	Precio unitario
Documentación	2283
Diseño	12176
Montaje y validación	1130,5
Materiales	75,749
Redacción	1141,5
Total sin IVA	16806,75
IVA (21%)	3529,42
Total con IVA	20336,17



Escuela de Ingeniería Industrial

TRABAJO FIN DE GRADO

*Sistema de transferencia inalámbrica de energía para
carga de baterías*

Grado en Ingeniería en Electrónica Industrial y Automática

Documento

ANEXOS

UniversidadeVigo

CONTENIDO

Contenido.....	2
1 PSIM Netlist file.....	3
2 Programa del pic.....	4

1 PSIM NETLIST FILE

```
.TIME 9E-009 0.02 0.018 1 0 0 0 0 0  
VSQU VSQ1 1 2 30 85000 0.5 -15 0 0  
C C3 3 2 0.5u 0 0  
IP I1 3 4  
IP Iin 1 5  
VP2 V1 3 2  
MUT2 M1 6 7 4 2 100u 3.63u 7u 0 0 0 0  
L L3 8 3 47u 0 0  
C C7 5 8 74n 0 0  
DIODE D1 9 10 0 0 0 0  
DIODE D2 11 9 0 0 0 0  
DIODE D3 7 10 0 0 0 0  
DIODE D4 11 7 0 0 0 0  
C C9 6 9 35n 0 0  
VP2 VP5 10 11  
R R4 10 11 8 0  
C C11 10 11 220u 0 0
```

2 PROGRAMA DEL PIC

```
list p=P18F45K20

#include <p18f45k20.inc>

config fosc=INTIO67 ; Configuramos oscilador
config wdten=off ; Watchdog off
modo equ 0x00

CODE 0X0000
ORG 0X0000
GOTO MAIN

ORG 0X0010
MAIN
MOVLW b'01111100' ;Configuramos el oscilador para usar
MOVWF OSCCON,0 ;el PLL y elevar la frecuencia de trabajo
MOVLW b'11011111'
MOVWF OSCTUNE,0
BCF TRISD,0 ;Establecemos el PORTD como salidas
BCF TRISD,1
MOVLW b'10100001' ;Cargamos el registro del Timer 0
MOVWF TMR0L
MOVLW b'11100000' ;Configuramos las interrupciones
MOVWF INTCON
BCF RCON,7
MOVLW b'11001000' ;Configuramos el Timer 0
MOVWF T0CON
BCF PORTD,1
BSF PORTD,0
BCF modo,0
BSF INTCON2,2 ;Ponemos la interrupción del TMR0 como prioridad alta
```

```
inicio          ;bucle infinito
bra inicio

INTHIGH
BTFSS modo,0
BTG PORTD,0      ;Cambiamos de valor los puertos para tener la señal
NOP            ;cuadrada          ;El NOP es para dejar un tiempo entre cada
BTG PORTD,1      ;orden
NOP
BTFSC modo,0
BTG PORTD,0
NOP
MOVLW b'10101111' ;Cargamos el registro del Timer 0
MOVWF TMR0L
BCF INTCON, 2     ;Borramos la interrupción
BTG modo,0
RETFIE

ORG 0X0008
interrupt
BRA INTHIGH
END
```