



UNIVERSIDAD
POLITECNICA
DE VALENCIA



DISEÑO Y CONTROL DE UN CONVERTIDOR ELECTRONICO RESONANTE APLICADO A LAS ILUMINARIAS TIPO LED MEDIANTE EL PROCESADOR DIGITAL 28027

Autor: Jesús Nieto Hervás

Directores: Francisco Gimeno Sales

José Francisco Toledo Alarcón

Índice

1	Objetivo	8
2	Justificación	10
2.1	Justificación Académica.....	10
2.2	Justificación Técnica	11
3	Antecedentes	12
3.1	Transferencia de energía inductiva (IPT)	12
3.1.3	Modelización sistema IPT.....	14
3.1.4	Antenas Comerciales.....	16
3.2	Placas solares	18
3.2.1	Tipos Placas solares.....	19
3.2.2	MPPT	22
3.3	Convertidores DC/DC	24
3.3.1	Tipologías	24
3.3.1.1	Convertidor BUCK (reductor de tensión)	24
3.3.1.2	Convertidor BOOST (elevador de tensión).....	27
3.3.1.3	Convertidor BUCK-BOOST	30
3.4	Convertidores Resonantes	34
3.4.1	Convertidor LLC.....	35
3.4.2	Modos de Funcionamiento Convertidor Resonante LLC.....	37
3.5	MOSFET	41
3.5.1	Introducción	41
3.5.3	Red Snubber	44
4	Solución Propuesta	45
4.1	Convertidor BUCK.....	45
4.1.1	Modelado	46
4.1.2	Simulación	49
4.2	Convertidor resonante	51
5	Implementación	57
5.1	Resultados BUCK	59
5.2	Código C	62

6	Conclusiones	72
7	Trabajo futuro	75
8	Referencias	76
	ANEXO I: BUCK.m	77
	ANEXO II: Diseño PCB TX	79
	ANEXO III: Diseño PCB RX	83
	ANEXO IV: Código C	87

Listado de figuras

ILUSTRACIÓN 1: ESQUEMA DEL MONTAJE COMPLETO.....	8
ILUSTRACIÓN 2: INSTALACIÓN FOTOVOLTAICA EN UNA TIENDA DE CAMPAÑA	10
ILUSTRACIÓN 3 : CAMPO MAGNÉTICO GENERADO POR LA BOBINA PRIMARIA.	13
ILUSTRACIÓN 4: ESQUEMA DE SISTEMA IPT	13
ILUSTRACIÓN 5: CONFIGURACIÓN FÍSICA Y ELÉCTRICA DEL ACOPLAMIENTO ELECTROMAGNÉTICO [5].	15
ILUSTRACIÓN 6: RESULTADOS OBTENIDOS EN LA NOTA DE APLICACIÓN DE WÜRTH [13]	16
ILUSTRACIÓN 7: DIAGRAMA DE FUNCIONAMIENTO DE LAS PLACAS SOLARES [9]	18
ILUSTRACIÓN 8: CÉLULA SOLAR MONOCRISTALINO	19
ILUSTRACIÓN 9: CÉLULA SOLAR MONO CRISTALINO.....	20
ILUSTRACIÓN 10: CÉLULA SOLAR SILICIO AMORFO	21
ILUSTRACIÓN 11: IMAGEN DE LAS 3 TECNOLOGÍAS MÁS USADAS EN CELDAS FOTOVOLTAICAS.....	21
ILUSTRACIÓN 12: DIAGRAMA DE FLUJO DE PERTURBACIÓN Y OBSERVACIÓN (P&O) [10]	22
ILUSTRACIÓN 13: DIAGRAMA DE FLUJO DE CONDUCTANCIA INCREMENTAL [10].....	23
ILUSTRACIÓN 14: ESQUEMA DEL CONVERTIDOR BUCK	24
ILUSTRACIÓN 15: CIRCUITO EQUIVALENTE CON S ON	25
ILUSTRACIÓN 16: CIRCUITO EQUIVALENTE CON S OFF	26
ILUSTRACIÓN 17: FORMAS DE ONDA EN EL CONVERTIDOR BUCK.....	26
ILUSTRACIÓN 18: ESQUEMA DEL CONVERTIDOR BOOST.....	28
ILUSTRACIÓN 19: ESQUEMA EQUIVALENTE S ON.....	28
ILUSTRACIÓN 20: ESQUEMA EQUIVALENTE S OFF.....	29
ILUSTRACIÓN 21: FORMAS DE ONDA EN EL CONVERTIDOR BOOST.....	29
ILUSTRACIÓN 22: ESQUEMA DEL CONVERTIDOR BUCK-BOOST	31
ILUSTRACIÓN 23: ESQUEMA EQUIVALENTE S ON.....	31
ILUSTRACIÓN 24: ESQUEMA EQUIVALENTE S OFF.....	32
ILUSTRACIÓN 25: FORMAS DE ONDA EN EL CONVERTIDOR BUCK-BOOST	32
ILUSTRACIÓN 26: ESQUEMA DE UN CONVERTIDOR RESONANTE.....	34
ILUSTRACIÓN 27: TOPOLOGÍAS DE COMPENSACIÓN	35
ILUSTRACIÓN 28: CIRCUITO DE UN CONVERTIDO RESONANTE LLC [4]	36
ILUSTRACIÓN 29: FORMAS DE ONDA DEL CONVERTIDOR RESONANTE	37
ILUSTRACIÓN 30: ZONAS DE TRABAJO DE ZVS Y ZCS	38
ILUSTRACIÓN 31: FORMAS DE ONDA DE ZCS	39
ILUSTRACIÓN 32: FORMAS DE ONDA DE ZVS	40
ILUSTRACIÓN 33: ESTRUCTURA GENÉRICA DE UN MOSFET	41
ILUSTRACIÓN 34: DIFERENCIAS ENTRE CANAL N Y CANAL P	42
ILUSTRACIÓN 35: DIFERENCIA TAMAÑO DE Si, SiC Y GAN.	42
ILUSTRACIÓN 36 : TABLA COMPARATIVA CON Si, SiC Y GAN.....	43
ILUSTRACIÓN 37: RED SNUBBER EN UNA BUCK [12]	44
ILUSTRACIÓN 38: SEÑAL PWM CON Y SIN RED SNUBBER [12]	44
ILUSTRACIÓN 39: RESULTADO DE LOS COMPONENTES DE LA BUCK (L Y C)	46
ILUSTRACIÓN 40 : DIAGRAMA DEL BODE DEL PI	47
ILUSTRACIÓN 41: DIAGRAMA DE NYQUIST DEL PI	48
ILUSTRACIÓN 42: ESQUEMA BUCK EN SIMULINK	49
ILUSTRACIÓN 43: SIMULACIÓN BUCK EN MATLAB	50
ILUSTRACIÓN 44: DETALLE DEL RIZADO DE LA TENSIÓN Y CORRIENTE DE SALIDA.....	50
ILUSTRACIÓN 45: DIAGRAMA DE BLOQUES SIMULADO EN PSIM	51
ILUSTRACIÓN 46: MENÚ DE CONFIGURACIÓN PLACAS SOLARES DEL PSIM	51
ILUSTRACIÓN 47: CONVERTIDOR BUCK DEL PSIM	52
ILUSTRACIÓN 48: HALF_BRIDGE DEL PSIM	52
ILUSTRACIÓN 49: RESULTADO DE LA 1ª SIMULACIÓN DE PSIM	53
ILUSTRACIÓN 50: RESULTADO DE LA 2ª SIMULACIÓN DE PSIM	54

ILUSTRACIÓN 51: RESULTADO DE LA 3º SIMULACIÓN DE PSIM	55
ILUSTRACIÓN 52: RESULTADO DE LA 4º SIMULACIÓN DE PSIM	56
ILUSTRACIÓN 53 : PCB TX, VISTA 3D ALTIUM	57
ILUSTRACIÓN 54: PCB RX, VISTA 3D ALTIUM.....	58
ILUSTRACIÓN 55: VISTA GENERAL DEL ENSAYO DE LA BUCK	59
ILUSTRACIÓN 56: VISTA DETALLA DE CORRIENTE SALIDA (POLÍMETRO) Y TENSIÓN SALIDA (OSCILOSCOPIO)	60
ILUSTRACIÓN 57: MONTAJE DE LA BUCK EN LA PCB	61
ILUSTRACIÓN 58: ESQUEMA DEL CONVERTIDOR RESONANTE	66
ILUSTRACIÓN 59: SEÑAL PWM DEL SEMIPUENTE CON $R_L = 10 \Omega$	67
ILUSTRACIÓN 60: IMAGEN DE LA PRUEBA EN LA PCB DE LA SEÑAL SEMIPUENTE	67
ILUSTRACIÓN 61: MONTAJE PARA LAS MEDIDAS DE TRANSFERENCIA DE POTENCIA.....	68
ILUSTRACIÓN 62: CORRIENTE Y SEÑAL A LA SALIDA EN LA CARGA EN UNA DE LAS PRUEBAS.....	68
ILUSTRACIÓN 63: RESULTADO DE LA 1º PRUEBA	69
ILUSTRACIÓN 64: RESULTADO DE LA 2º PRUEBA	70
ILUSTRACIÓN 65: RESULTADO DE LA 3º PRUEBA	71
ILUSTRACIÓN 66: PLACA SOLAR PORTABLE DE 20 W	72
ILUSTRACIÓN 67: EJEMPLO DE INSTALACIÓN DE LA PLACA SOLAR EN UNA TIENDA DE CAMPAÑA.....	74

Listado de Acrónimos

MPPT: Seguidor Punto de Máxima Potencia (Maximum power point tracking).

WPT: Potencia inalámbrica (Wireless Power Transfer).

IPT: Trasmisión de potencia por inductancia (Inductive Power Transfer).

kHz: Kilohercios.

Convertidor LLC: Topología de convertidor resonante formado por dos bobinas y un condensador

Convertidor LC: Topología de convertidor resonante formado por una bobinas y un condensador

Vref: Tensión de referencia.

ZVS: Paso por cero de tension al cambio de estado del MOSFET (Zero-Voltage Switching).

ZCS: Paso por cero de corriente al cambio de estado del MOSFET (Zero-Current Switching).

MOSFET: (Metal-oxide-semiconductor Field-effect transistor).

PSIM: Software for Power Electronics Simulation.

Vo: Tensión de salida.

Io: Corriente de salida

1 Objetivo

En el presente proyecto final de máster (TFM), tiene como objetivo el diseño e implementación de un sistema de transferencia de potencia inalámbrica, para situaciones donde no se puede traspasar cables (tiendas de campaña) y se necesite un punto de iluminación LED.

Para lograr el siguiente objetivo se estudiarán los siguientes puntos:

- **Convertidor DC/DC con MPPT**, se implementará un convertidor DC/DC con tipología BUCK para regular la tensión deseada, que se obtiene mediante las placas solares, y mediante el algoritmo MPPT para sacar la máxima potencia de las placas solares.
- **Convertidor Resonantes**, se estudiarán las diferentes tipologías de convertidores resonantes, con la finalidad de excitar las bobinas y poder acoplarlas magnéticamente.
- **Acoplamiento magnético**, donde se explicará el principio de funcionamiento del acoplamiento magnético de las bobinas y se pueda transmitir potencia sin necesidad de contacto.
- **Baterías**, Sistema del almacenamiento de la energía captada durante el día, con las placas solares, y utilizada después por un punto de iluminación LED.

Al finalizar el proyecto donde se presentará un prototipo de un producto finalizado y se evaluará si es viable su comercialización. Durante el proceso de desarrollo del proyecto se harán simulaciones, mediante Matlab-Simulink, para validar el diseño y después un montaje para confirmar las simulaciones.

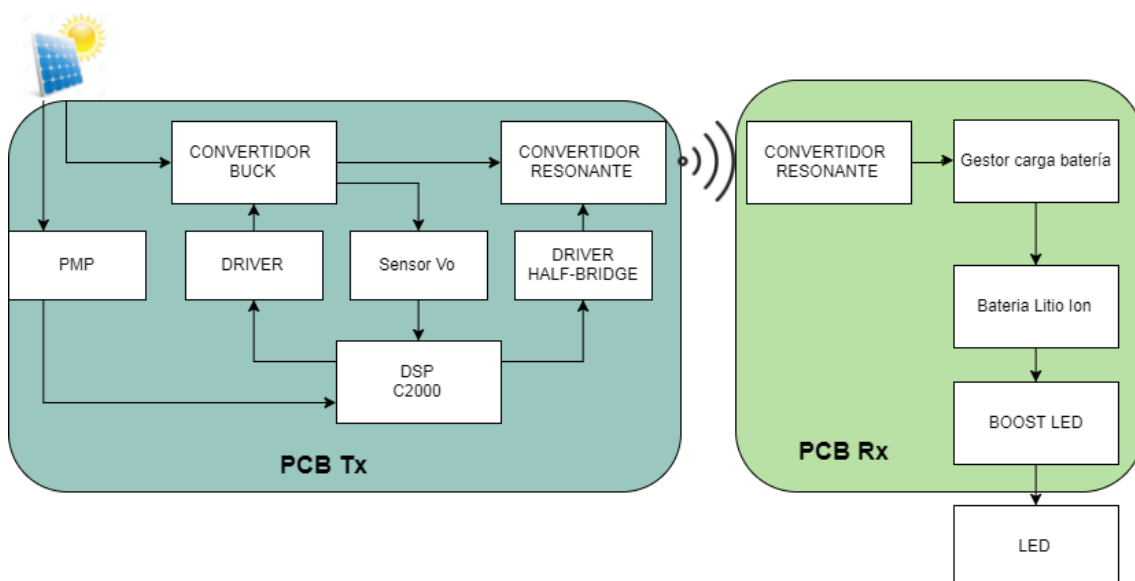


Ilustración 1: Esquema del montaje completo

En la ilustración anterior, se puede observar el diagrama de bloques de todo el sistema, en la parte de la izquierda, en color azulado, se muestra la parte encargada de transmitir la potencia.

Empezando por un regulador BUCK, con algoritmo MPPT, para regular la tensión de entrada a una tensión deseada y constante. A continuación, va al regulador resonante, donde excitará a la bobina encargada de acoplarse magnéticamente con otra bobina, a continuación, se explicará, y transferir toda la potencia posible sin necesidad de cables.

Por otra parte, a la derecha, en color verde, se puede observar el diagrama de bloques, que se encargará de recibir dicha potencia, donde se tiene un convertidor resonante, que debe resonar igual que el anterior, convertidor resonante transmisor de potencia, para excitar ambas bobinas y se acoplen electromagnéticamente, dicha tensión irá a un gestor de carga de baterías Ion-Lito (BQ2057), para almacenar la energía durante el día, después cuando nos haga falta, de la tensión de las baterías pasará a un driver LED (LM5022) que se encargará de controlar la corriente para los LEDs.

2 Justificación

2.1 Justificación Académica

El objetivo de la realización de este proyecto final de máster, es la obtención del título de Máster Universitario en Ingeniería de Sistemas Electrónicos (MIUSE), por la Universidad Politécnica de Valencia (UPV).

La especialidad seleccionada, el máster consta de dos especialidades que consistía en potencia y sistemas digitales, para la realización del proyecto es la de potencia.

La realización de este proyecto se la planteó a los profesores Francisco Gimeno y Curro Toledo, a raíz de un problema que se planteó a la empresa donde estaba trabajando, cuyo problema es alimentar iluminarias LED a tiendas de campaña del ejército en zonas de catástrofes, y uno de los principales problemas que tenían es la instalación, que tenía que ser rápida y fácil, y uno de esos problemas es la instalación era el cableado para llevar la alimentación de las placas solares a los reguladores de baterías. Y por ello se me ocurrió realizar este proyecto, ya que facilita la instalación y no hay que dañar las tiendas para realizar la instalación, ya que solo hay que fijar las placas al techo de la tienda de campaña y sin necesidad de agujerear la tienda ya alimenta al regulador de las baterías.

Como se puede observar en la siguiente ilustración la mala instalación de cableado en la tienda de campaña.



Ilustración 2: Instalación fotovoltaica en una tienda de campaña

2.2 Justificación Técnica

El sistema de transferencia inalámbrica está entrando en el mercado, por lo que actualmente no hay grandes empresas que estén introduciendo este sistema. Quizás por sus dos grandes desventajas que se puede obtener de este sistema, distancia y pérdidas.

Donde los últimos estudios de investigaciones en este campo se han centrado a la optimización del sistema y el aumento de potencia transmitida, este último punto es para la recarga de vehículos eléctricos. Y por otra parte, productos de este campo en el mercado está centrado en la recarga de dispositivos móviles.

Con este proyecto lo que se pretende es diseñar e implementar un sistema de transmisión de energía inalámbrica optimizado y mayor potencia, en comparación de los sistemas actuales, en caso de recarga de móviles, y desarrollar uno nuevo para un punto de iluminación LED.

3 Antecedentes

3.1 Transferencia de energía inductiva (IPT)

3.1.1 Introducción

[5] Se denomina acoplamiento inductivo resonante a la transmisión de energía eléctrica inalámbrica cercana entre dos bobinas acopladas magnéticamente que forman parte de circuitos resonantes sintonizados a la misma frecuencia. Este proceso se desarrolla en un transformador resonante, un componente eléctrico que consiste de dos bobinas de alto factor de calidad enrolladas en el mismo núcleo. En este caso los dos circuitos resonantes se encuentran en dispositivos diferentes; una bobina transmisora en un dispositivo transmite potencia a través de un espacio a una bobina resonante receptora ubicada en otro dispositivo. Esta tecnología está siendo desarrollada para proveer potencia y cargar dispositivos portátiles tales como teléfonos celulares y computadoras tipo tabletas a distancia, sin necesidad de enchufarlos a la red eléctrica.

En el sistema de transmisión de potencia por inductancia (IPT) está definida por un sistema donde la transferencia de energía desde una bobina primaria a una bobina secundaria usando un campo magnético de tensión alterna. Lo cual genera un campo magnético oscilante. Debido a que la bobina tiene poca pérdidas resistivas, la energía almacenada en la bobina se disipa de manera relativamente lenta a lo largo de muchos ciclos; pero si la segunda bobina es colocada en proximidad, la bobina puede absorber gran parte de la energía antes de que la misma se pierda, aún si se encuentra a cierta distancia, como se puede observar en la siguiente ilustración.

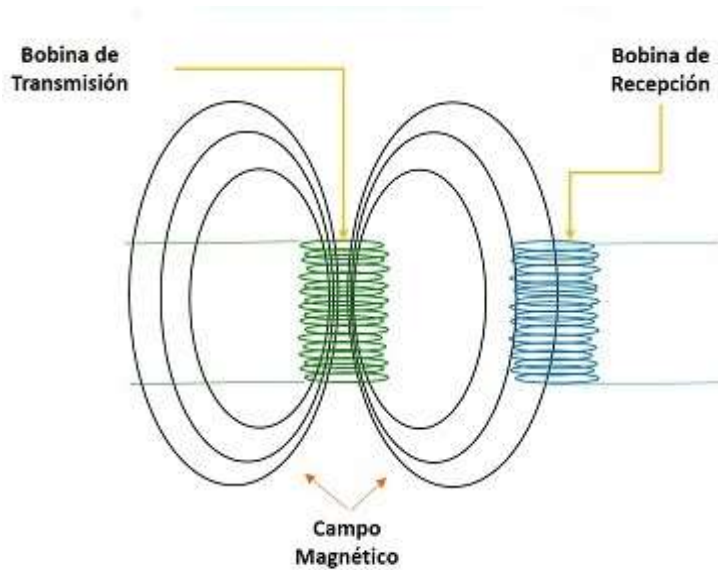


Ilustración 3 : Campo magnético generado por la bobina primaria.

El campo magnético es una región de espacio en la que una carga eléctrica puntual de valor q , que se desplaza a una velocidad v , sufre los efectos de una fuerza que es perpendicular y proporcional tanto a la velocidad v como al campo B . Así, dicha carga percibirá una fuerza descrita con la siguiente igualdad.

$$f \geq q \cdot v \cdot B \tag{3.1}$$

La fuerza, dirección y extensión de B se representan a menudo a través de líneas de campo magnético. La relación entre señal inducida y el flujo de campo magnético se expresa mediante la ley de Lenz de las ecuaciones 3.2 y 3.3.

$$v_{inducido} = \frac{-d\Phi}{dt} \tag{3.2}$$

$$v_{inducido} = \oint \vec{E} \cdot d\vec{l} \tag{3.3}$$

Donde $\frac{-d\Phi}{dt}$ es la diferencial de flujo y \vec{E} es el vector de campo eléctrico.

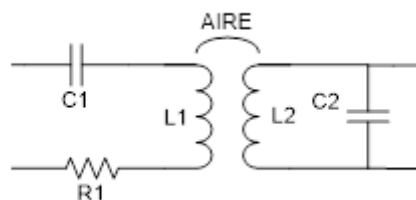


Ilustración 4: Esquema de sistema IPT

[7] En la transmisión de potencia inalámbrica (WPT) o transmisión de potencia por inductancia (IPT), la bobina que transmite la potencia ($L1$) implica tener un condensador ($C1$) de compensación en estos sistemas. En la práctica, estos sistemas son sensibles a la variación

del condensador como de la temperatura, y esto puede variar la frecuencia de resonancia. Lo cual podría incrementar la eficiencia a la hora de transmitir potencia y la estabilidad del sistema.

El convertidor resonante encargado de transmitir, debería cumplir estas funciones:

- Compensación de potencia reactiva para el circuito de recogida.
- Regulación de la potencia de salida con control de voltaje (Convertidor Buck)
- Tanques de resonancia dinámica para mantener la eficiencia de transmisión inalámbrica.

Por otra parte, la parte secundaria, tiene otro condensador (C2) que se usa para dos funciones principalmente.

- Filtrar la tensión de la salida.
- Compensar la potencia reactiva que se recibe en el lado receptor de potencia.

3.1.3 Modelización sistema IPT

[5][8] A la hora de modelizar un sistema IPT hay que tener en cuenta dos puntos importantes. Un punto importante es seleccionar la frecuencia de trabajo. La frecuencia de trabajo está sobre los 10 kHz a 100 kHz para sistemas de hasta kilovatios.

La capacidad de la transferencia de potencia de un sistema IPT tiene una relación fuerte en la frecuencia de trabajo, en teoría, la relación es lineal, pero, por los efectos que se producen en la parte secundaria por los efectos de la proximidad, el resultado es un aumento de potencia menos lineal con la frecuencia.

Y el otro punto a tener en cuenta es el medio que hay entre las dos bobinas, el aire, ya que tendremos muchas pérdidas por la transmisión de potencia con este núcleo ya que la permeabilidad es ciento de veces menor que el hierro (por ello el núcleo de los transformadores es de hierro). El acoplamiento electromagnético y los parámetros de la geometría se pueden observar en la siguiente ilustración.

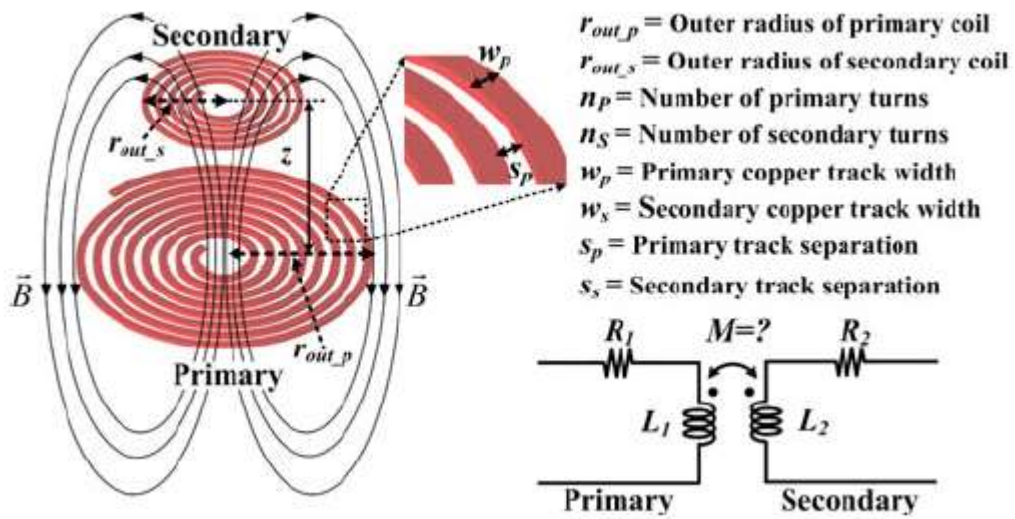


Ilustración 5: Configuración física y eléctrica del acoplamiento electromagnético [5].

Para calcular M , se supone que la corriente que circula por las bobinas es constante. Por ello se tendrá en cuenta los parámetros geométricos de la inductancia y de su colocación relativa.

Al radio de la inductancia del primario lo denominaremos a , la inductancia secundaria b y la distancia entre las dos bobinas z . Para calcular M nos basamos en la ecuación de Neumann (ecuación 3.4) para conocer la corriente que pasa entre los cables.

Finalmente, con la ecuación de Neumann y asumiendo todo lo anteriormente mencionado, se obtiene:

$$M = \frac{\mu_0 \cdot \pi \cdot a^2 \cdot b^2}{2 \cdot (a^2 + b^2 + z^2)^{3/2}} \quad (3.4)$$

Donde μ_0 es la permeabilidad del vacío, conocida también como constante magnética, y en unidades SI se define como $\mu_0 = (4 \cdot \pi) \cdot 10^{-7} \text{NA}^{-2}$.

3.1.4 Antenas Comerciales

[13] Para la selección de las antenas que van a transmitir va a estar enfocado al desarrollo de un producto se va a analizar las distintas antenas que existen el mercado.

Antenas primarias o TX

Referencia	Inductancia	DCR	Q	Tamaño (mm)	I _{rated}
760 308 111	6.3 μH	17 mΩ	80	53 x 53	13 A
760 308 110	24 μH	7 mΩ	180	53 x 53	6 A
760 308 104 113	12 μH	60 mΩ	120	60 x 52	6 A
760 308 101 302	5.3 μH	33 mΩ	100	53.3 x 53.3	6A

Antenas secundarias o RX [6]

Referencia	Inductancia	DCR	Q	Tamaño	I _{rated}
760 308 201	10 μH	160 mΩ	50	37 x 37	4.5 A
760 308 101 303	47 μH	460 mΩ	25	∅26.3	1.4 A
AWCCA-50N50H35-C01-B	24 μH	72 mΩ	160	∅50	5.4 A

Para la selección de las antenas se han basado en la nota de aplicación de Würth [13], para realizar el estudio se va a seleccionar para el primario **760308101302** y varios secundarios, jugando con el tamaño y la inductancia de la antena **760308101303**, **760308201**, **AWCCA-50N50H35-C01-B** y **WR303050-15F5-G**.

Tx: 760 308 101 302 (5.3 μH, 33 mΩ, Q: 100, 6 A)

Tx – 760308104113/12 μH/60 mΩ/Q-120/7 A

Rx: 760 308 101 303 (47 μH, 460 mΩ, Q: 25, 1.4 A)

Rx – 760308101303/47 μH/460 mΩ/Q-25/1.4 A

$$n = \sqrt{\frac{47 \mu H}{5.3 \mu H}}$$

$$n = 3$$

$$n = \sqrt{\frac{47 \mu H}{12 \mu H}}$$

$$n = 1.97 \approx 2$$

Measurements results:

*V_{CC} = 5 V
 *I_{INPUT} = 0.973 A
 *V_{IN_LR} = 15.04 V
 *I_{IN} = 0.239 A
 V_{BAT} = 8.21 V
 I_{BAT} = 0.275 A
 P_{MAX_BAT} = 4.865 W

$$\text{Efficiency } (\eta) = (V_{IN_LR} * I_{IN}) / (V_{CC} * I_{INPUT}) = 73.9\%$$

Measurements results:

*V_{CC} = 5V
 *I_{INPUT} = 0.224A
 *V_{IN} = 11.85V
 *I_{IN} = 0.072
 V_{OUTPUT} = 8.23V
 I_{OUTPUT} = 0.05A
 P_{MAX_BAT} = 1.12W

$$\text{Efficiency } (\eta) = (V_{IN_LR} * I_{IN}) / (V_{CC} * I_{INPUT}) = 76.2\%$$

Ilustración 6: Resultados obtenidos en la nota de aplicación de Würth [13]

[5] [8] [13] El motivo de la selección de varias antenas comerciales, es para comprobar cómo afecta en la transmisión de potencia los factores como el tamaño, la inductancia, la frecuencia, etc.

Por ello se ha tenido en cuenta la selección de dichas bobinas, por ejemplo, a la bobina 760308101303 se ha seleccionado porque es la bobina más pequeña de diámetro, por otra parte, AWCCA-50N50H35-C01-B es del tamaño similar a la bobina encargada de transmitir la potencia, y la bobina 760 308 201, el motivo de su selección, es porque es la que más se acerca, en la inductancia, a la bobina de transmitir potencia.

3.2 Placas solares

[9] Los paneles solares generan electricidad, todo gira alrededor del flujo de electrones a través de un circuito. Los paneles solares se componen de varias celdas o **placas solares**. En cada célula el elemento básico es el **Silicio (Si)**, un material que, sin impurezas, es un semiconductor intrínseco. Es capaz de conducir electricidad, pero presenta carga neta neutra. Cuando dos átomos de silicio interactúan entre sí, cada átomo aporta cuatro electrones para crear un enlace fuerte y quedan con carga neutra no quedan cargas ni positivas ni negativas.

Al tener una carga neutra, **los paneles de Silicio puro no generarían electricidad** en los paneles solares, aunque puedan transportarla. Aquí entra en escena la ciencia. El Silicio se combina con pequeñas cantidades de otros elementos, denominados **dopantes**, para crear los conocidos como semiconductores extrínsecos. Los elementos dopantes introducen un déficit o exceso de electrones respecto al Silicio puro permitiendo así que se generen cargas positivas o negativas.

Los dopantes más utilizados son el **Fósforo y el Boro**. Cuando la placa solar la dopamos con Fosforo obtenemos el tipo N y, por otra parte, cuando se dopa con Boro obtenemos el tipo P.

Con las placas solares dopados, la luz solar ya puede entrar en el juego. Entre la radiación solar encontramos varias formas de energía, pero la que hace posible que se genere electricidad en los paneles solares son los fotones. Cuando el panel negativo, el formado por Silicio/Fósforo, se expone al sol en el ángulo adecuado, los fotones bombardean los átomos y pueden liberar los electrones extra del fósforo.

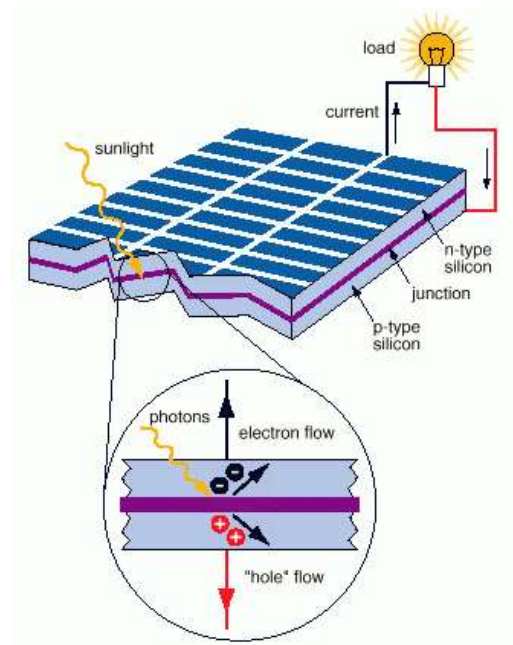


Ilustración 7: Diagrama de funcionamiento de las placas solares [9]

Pero estos electrones no estarán libres por mucho tiempo. El panel positivo, el formado por Silicio/Boro, atrae a estos electrones a través del hilo conductor que lo une con el

panel negativo creándose así la corriente eléctrica. A medida que los fotones de la luz solar van liberando electrones, se va generando más electricidad.

3.2.1 Tipos Placas solares

Paneles monocristalinos:

Como su propio nombre dice, las placas solares mono cristalinas están compuestas por células mono cristalinas. Son ese tipo de célula que, a simple vista, podemos diferenciar por su color “negro” y con las esquinas recortadas con un chaflán (resultado del corte de la célula).

El modo más común de fabricación de células de silicio monocristalino (sc-Si) consiste en partir de un lingote de un único cristal de silicio, obtenido por los métodos de Czochralski (Cz) o zona flotante (FZ), y cortarlo en obleas que constituyen el sustrato sobre el que tendrá lugar todo el proceso restante (unión “p-n”, metalización, etc.).



Ilustración 8: Célula solar monocristalina

La imagen anterior es un ejemplo de este tipo de célula que comentamos. Además de esto, señalar que los paneles solares monocristalinos son los que **mayor eficiencia** tienen de entre todos los disponibles en el sector.

Paneles policristalinos:

Podemos diferenciarlos por su **color “azulado”** y no poseen el chaflán en las esquinas como las células mono cristalinas.

Las células de silicio policristalino (mc-Si) también utilizan obleas de silicio como sustrato, pero a diferencia de las mono cristalinas, éstas proceden del corte de un bloque de silicio que se ha dejado solidificar lentamente en un crisol y que está formado por muchos **pequeños cristales de silicio**.

Este tipo de elaboración es menos costoso que el anterior, pero **reduce considerablemente la eficiencia** de las células.



Ilustración 9: Célula solar mono cristalino

Los avances más recientes, como cortadoras de obleas con diamante utilizadas por fabricantes como SolarWorld, han supuesto una mejora en la eficiencia de utilización del silicio (se desperdicia menos cantidad de material) y permiten obtener obleas menos de 200 micras de espesor, aunque este espesor está cerca de su límite físico pues debemos tener en cuenta que la célula debe ser lo suficientemente resistente para no romperse en su posterior manipulación para la fabricación del panel.

Además de esto, se ha logrado mejorar las pérdidas por reflexión y una mejor captación de la luz en el interior de la célula mediante técnicas de texturizado y tratados anti reflectantes.

Paneles Silicio Amorfo:

Aunque los tipos de paneles más habituales son los descritos, monocristalinos y policristalinos, no debemos olvidar también las placas solares de silicio amorfo, o llamadas también de “**capa fina**”.

El funcionamiento de una célula solar de capa fina de silicio amorfo es el mismo que las cristalinas pero su elaboración es muy diferente. Los aspectos característicos de esta tecnología son:

- Proceso de fabricación sencillo y de fácil automatización.
- Necesidad de poco material activo y reducción del gasto energético y del coste.
- Facilidad para realizar módulos flexibles y con óptima eficiencia cuántica en un amplio rango del espectro.

Las células de silicio amorfo han sido las primeras células de capa fina que se comenzaron a comercializar, sin embargo, debido a la bajada de precios experimentado por los paneles solares cristalinos, han ido perdiendo posiciones en el mercado y actualmente **su implantación es muy reducida**.

La tecnología del silicio amorfo a-Si tiene una eficiencia considerablemente menor que las basadas en silicio cristalino, debido principalmente a la **mala calidad del silicio utilizado**, cuya estructura interna dificulta la recolección de los portadores foto generados. Sin embargo, son especialmente adecuadas para uso en interiores, en atmósferas con mucho polvo, etc.



Ilustración 10: Célula solar silicio amorfo

Tal como se puede ver en la imagen, las placas solares de silicio amorfo no consisten en la unión de células individuales como en los paneles solares cristalinos, sino en una lámina cortada a medida en la que se observan unas tiras delgadas que separan las células, creadas y conectadas entre sí durante la elaboración del propio módulo, cuyo enmarcado facilita el manejo y el montaje del mismo. El rango de tensiones también es más amplio que en los de silicio cristalino, abarcando desde unos pocos voltios hasta decenas de voltios.

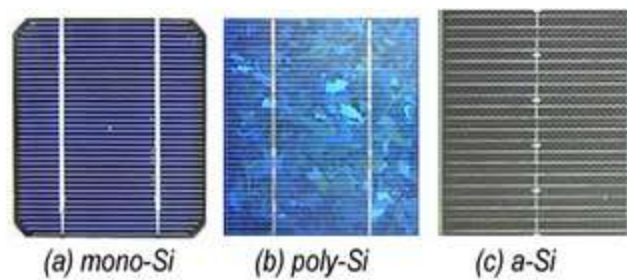


Ilustración 11: Imagen de las 3 tecnologías más usadas en celdas fotovoltaicas

Estos son, a grandes rasgos, los **tipos de paneles solares** que podemos encontrar actualmente en el mercado solar fotovoltaico. Hay más tipos de paneles, e incluso variaciones en las tecnologías descritas, como serían las Mono PERC, la HIT de Panasonic Sanyo o CIGS.

3.2.2 MPPT

MPPT es un algoritmo de seguimiento de máxima potencia de pico, y su función principal es el de aprovechar al máximo la energía suministrada por el panel fotovoltaico.

La potencia entregada por el panel depende de las variaciones que se tengan sobre el panel solar como: la temperatura, ángulo de radiación, la corriente y el voltaje.

Para realizar los algoritmos MPPT se basa en 3 estrategias [10]:

Perturbación y observación (P&O)

Este algoritmo perturba la tensión de funcionamiento para garantizar la potencia máxima. Aunque existen diversas variantes avanzadas y más optimizadas de este algoritmo, a continuación, se muestra un algoritmo MPPT de P&O básico.

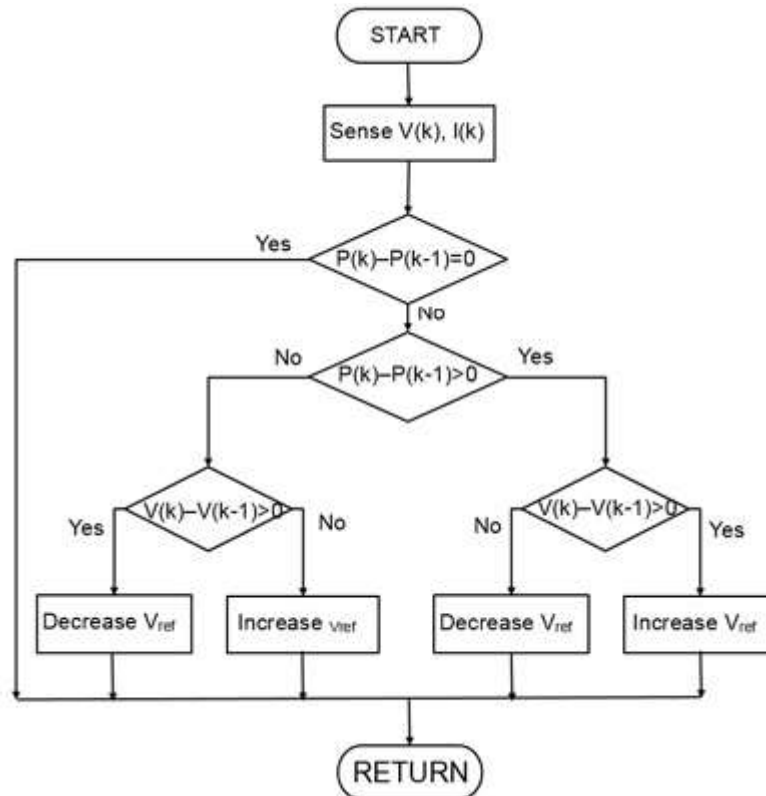


Ilustración 12: Diagrama de flujo de Perturbación y observación (P&O) [10]

Conductancia incremental

Este algoritmo, mostrado a continuación, compara la conductancia incremental con la conductancia instantánea en un sistema fotovoltaico. Según el resultado, aumenta o reduce la tensión hasta alcanzar el punto de máxima potencia (MPPT). Al contrario que con el algoritmo de P&O, la tensión permanece constante una vez alcanzado el MPPT.

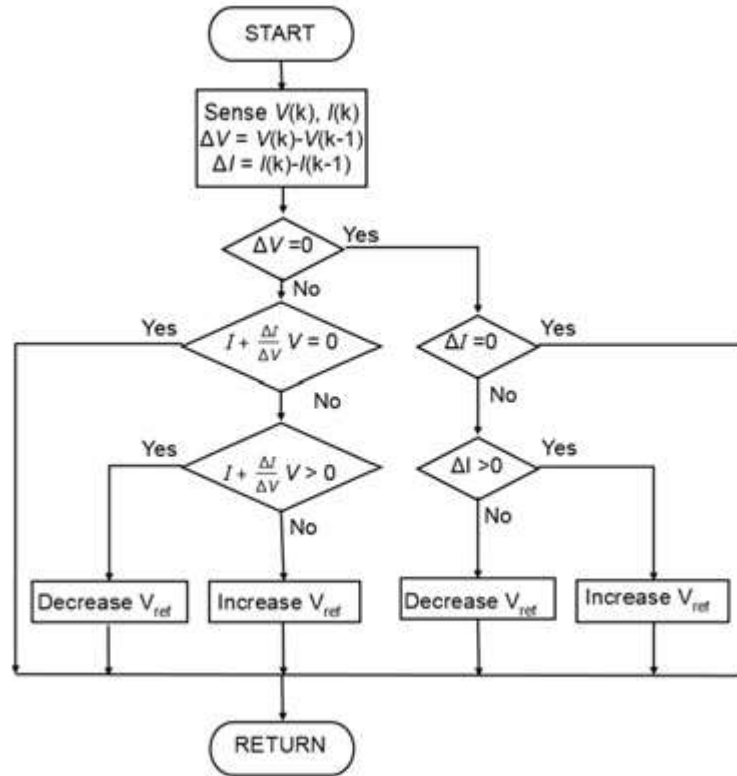


Ilustración 13: Diagrama de flujo de conductancia incremental [10]

La V_{ref} se puede tomar de dos formas distintas, para instalaciones de una placa solar, se toma dicha V_{ref} del datasheet y se guarda en una variable constante. Por otra parte, para instalaciones de varias placas solares, se coloca una pequeña placa solar de tensión conocida donde el valor recogido de dicha placa se toma como V_{ref} .

Tensión de circuito abierto fraccional

Este algoritmo se basa en el principio de que la tensión del punto de máxima potencia es siempre una fracción constante de la tensión de circuito abierto. La tensión de circuito abierto de las células que forman la matriz fotovoltaica se mide y se utiliza como entrada para el controlador.

3.3 Convertidores DC/DC

[1] Un convertidor DC/DC es un circuito electrónico de potencia que proporciona, a partir de una fuente de tensión o corriente continua no regulada, una tensión o corriente DC regulada y de una magnitud seleccionable (controlable) que lo controlaremos mediante un regulador PI.

Para lograr la tensión deseada los reguladores pueden trabajar en dos modos, continua y discontinua. Se dice que el conversor funciona en **condición continua** cuando la corriente que circula por la bobina no se anula nunca. Si la corriente en la bobina llega a anularse en algún momento a lo largo del periodo de conmutación, el conversor funciona en **conducción discontinua**. En nuestro caso nos interesa el modo de conducción continua para que el acoplamiento magnético sea mejor.

Por ello, se va a disponer un convertidor DC/DC para controlar la tensión y/o corriente que se obtiene de la placa solares, ya que las placas solares son una fuente de tensión variable en función de la carga, y a continuación se va a desarrollar el estudio de los diferentes convertidores básicos que existen.

3.3.1 Tipologías

3.3.1.1 Convertidor BUCK (reductor de tensión)

En la siguiente ilustración muestra el esquema de un convertidor BUCK o reductor de tensión, donde obtenemos el valor de la tensión de salida regulada de valor estrictamente inferior de la entrada, por ello, también se le denomina como reductor de tensión. En el que se puede observar una única célula de conmutación formada por los elementos S y D.

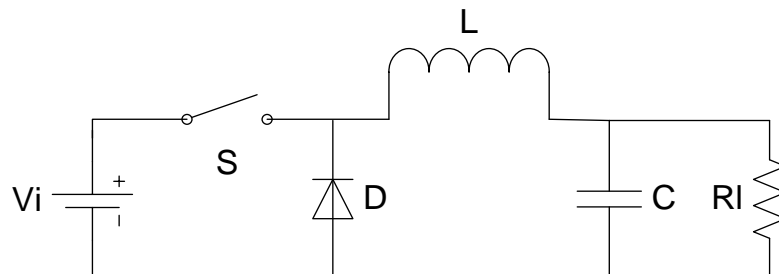


Ilustración 14: Esquema del convertidor BUCK

Para controlar la tensión de salida solo necesitamos controlar la célula de conmutación, S, para reducir la tensión a la deseada, por lo que se encuentra con dos secuencias (S ON y S OFF) de funcionamiento según el estado de S.

Cuando el convertidor está en estado **S ON**, la tensión en bornes del diodo es negativa ($-V_{in}$) y es consecuencia permanece bloqueado. Como se desprende del circuito, como se puede observar en la siguiente ilustración.

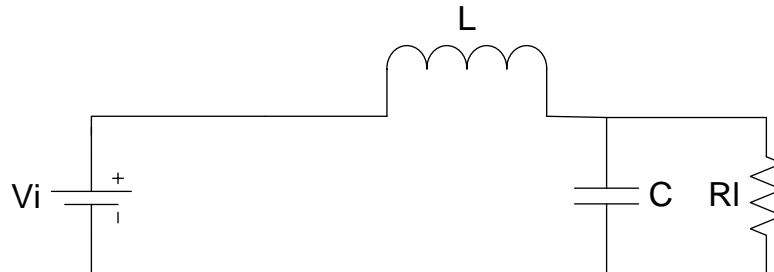


Ilustración 15: Circuito equivalente con S ON

Por lo tanto, la tensión en los bornes de la inductancia L es positiva, por lo que la corriente aumenta según la expresión 3.1:

$$v_L(t) = L \cdot \frac{di_L}{dt} \tag{3.1}$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_i - v_o}{L} \tag{3.2}$$

La ecuación 3.1 solo se cumple, cuando se admite que C es lo suficientemente elevada como para poder considerar que en un periodo de conmutación la tensión de salida permanece constante. Para confirmar que se cumple lo deseado, en la ecuación 3.2 se puede ver la capacidad del condensador mínimo que necesitamos.

$$C > \frac{(1 - D) \cdot v_o}{8 \cdot L \cdot f^2 \cdot \Delta v_o} \tag{3.3}$$

Donde f es la frecuencia de conmutación de S, Δv_o es el rizado de tensión de salida (se suele fijar aun valor de 1% a 10% de la tensión de salida).

Para el siguiente paso, cuando pasamos a **S OFF** el diodo permite la continuidad de la corriente en la inductancia, y estamos en la secuencia de libre circulación.

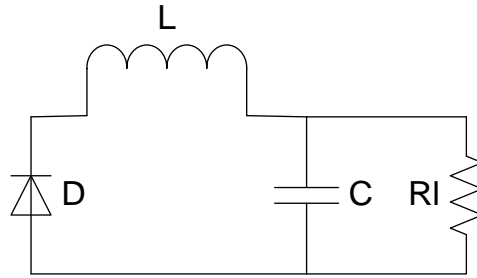


Ilustración 16: Circuito equivalente con S OFF

Desperdiciando la caída de tensión del diodo, la corriente empieza a decrecer, como se puede observar en la ecuación 3.5, de forma lineal.

$$v_L(t) = 0 - v_o = -v_o \tag{3.4}$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{-v_o}{L} < 0 \tag{3.5}$$

Y con esto se cierra el ciclo de trabajo del convertidor BUCK, por lo que, de acuerdo con las ecuaciones de corriente de las bobinas, las formas de onda quedan de la siguiente forma:

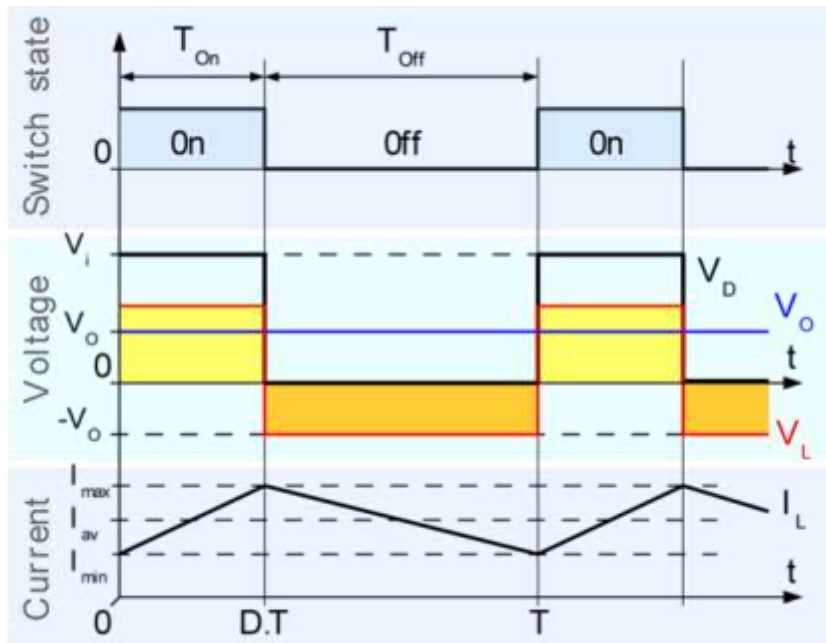


Ilustración 17: Formas de onda en el convertidor BUCK

Observando la ilustración anterior se puede obtener la corriente mínima para que permanezcamos en condición continua, modo de condición deseada, que viene dada por la siguiente ecuación:

$$i_{omin} > \frac{v_i \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot (1 - D) \cdot D \quad (3.6)$$

Por lo que viene en función del ciclo de trabajo, D, la corriente puede variar, pero para conocer la corriente máxima que nos va a proporcionar el convertidor debemos calcular en el ciclo de trabajo mayor, que en este caso es de **D = 0.5**. En definitiva la corriente de salida descendiendo por debajo del valor que se deduce de la siguiente ecuación:

$$i_{omin,max} > \frac{v_i \cdot T_s}{8 \cdot L} \quad (3.7)$$

Desde otro punto de vista, si se desea determinar el valor mínimo de inductancia necesario para funcionar en conducción continua a partir de unas condiciones de carga dadas (I'_o), de la siguiente expresión se deduce:

$$L_{min} > \frac{D \cdot T_s \cdot (v_i - v_o)}{2 \cdot I'_o} \cdot (1 - D) \cdot D \quad (3.8)$$

$$D > \frac{v_o}{v_i} \quad (3.9)$$

En conclusión, con la ecuación 3.8 calculamos la inductancia mínima para asegurarnos que vamos a tener la corriente para estar en condición continua, y con la ecuación 3.3 calculamos el condensador mínimo para tener la tensión de salida permanezca constante. Por otra parte la ecuación 3.9 es para conocer el ciclo de trabajo donde trabajara nuestro convertidor BUCK.

3.3.1.2 Convertidor BOOST (elevador de tensión)

En la siguiente ilustración muestra el esquema de un convertidor BOOST o elevador de tensión, donde obtenemos el valor de la tensión de salida regulada de valor estrictamente superior de la entrada, por ello, también se le denomina como elevador de tensión. En el que se puede observar una única célula de conmutación formada por los elementos S y D.

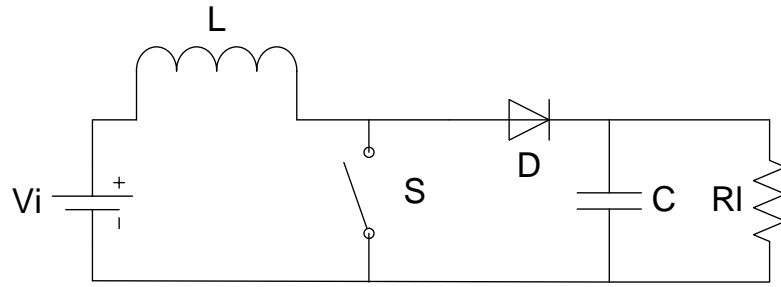


Ilustración 18: Esquema del convertidor BOOST

Para controlar la tensión de salida solo necesitamos controlar la célula de conmutación, S, para disminuir la tensión de salida a la tensión deseada, por lo que se encuentra con dos secuencias (S ON y S OFF) de funcionamiento según el estado de S.

Cuando el convertidor está en estado **S ON**, la tensión en bornes del diodo es negativa ($-V_{in}$) y es consecuencia permanece bloqueado. Durante esta secuencia la inductancia almacena energía en tanto que el condensador mantiene la tensión de salida.

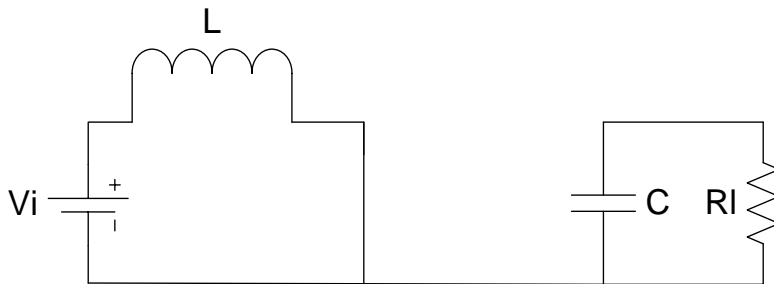


Ilustración 19: Esquema equivalente S ON

$$v_L(t) = v_i = L \cdot \frac{di_L}{dt} \tag{3.10}$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_i}{L} > 0 \tag{3.11}$$

Para el siguiente paso, cuando pasamos a **S OFF** la bobina fuerza la conducción del diodo y descarga sobre la salida la energía que había almacenada en paso anterior (S ON).

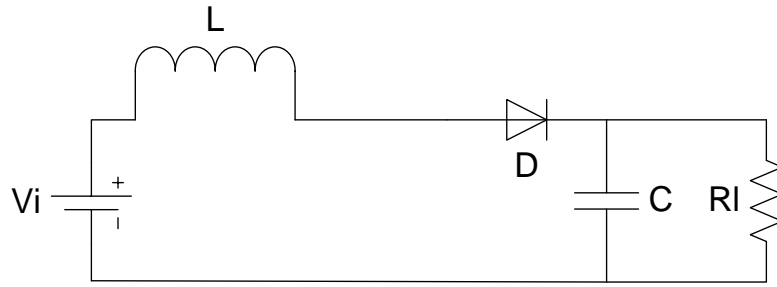


Ilustración 20: Esquema equivalente S OFF

Y la corriente de la inductancia empieza de crecer continua pendiente definida por la diferencia de tensiones entre la entrada y la salida, y se calcula de la siguiente forma:

$$v_L(t) = v_i - v_o = L \cdot \frac{di_L}{dt} \tag{3.12}$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_i - v_o}{L} < 0 \tag{3.13}$$

Y con esto se cierra el ciclo de trabajo del convertidor BOOST, por lo que, de acuerdo con las ecuaciones de corriente de las bobinas, las formas de onda quedan de la siguiente forma:

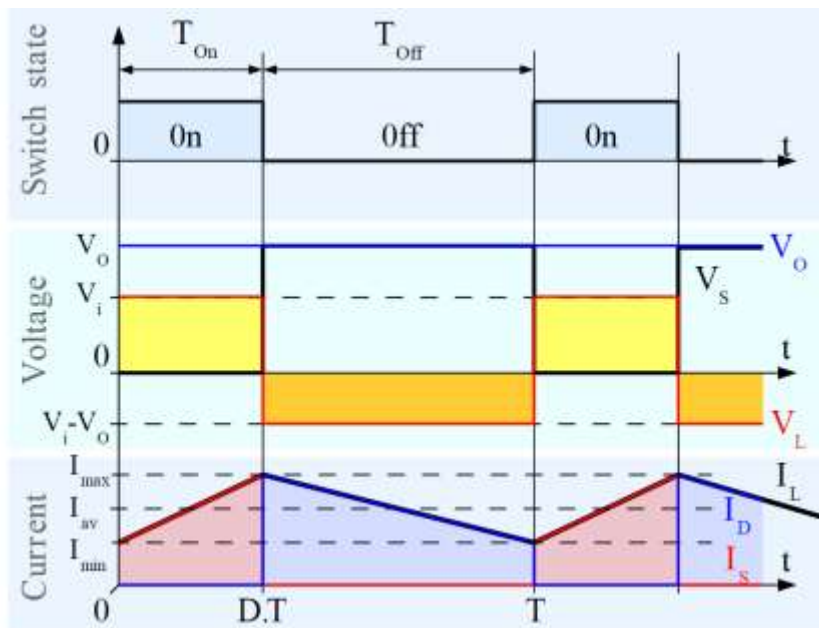


Ilustración 21: Formas de onda en el convertidor BOOST

En régimen permanente, el valor medio de la tensión en bornes de la bobina es nulo, por lo que igualando las áreas del tiempo S ON y S OFF de la ilustración anterior, se obtiene que:

$$v_o = v_i \cdot \frac{1}{1 - D} \quad (3.14)$$

Expresión que define la función de transferencia entre las tensiones de entrada y salida del convertidor para un punto de funcionamiento en conducción continua. Puesto que el ciclo de trabajo está comprendido entre 0 y 1, de esta relación se desprende que la tensión de salida siempre es mayor que la de entrada.

En lo que representa la corriente de salida viene dada por la siguiente ecuación:

$$i_{o(\min)} = \frac{v_o \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot D \cdot (1 - D) \quad (3.15)$$

Por lo que viene en función del ciclo de trabajo, D , la corriente puede variar, pero para conocer la corriente máxima que nos va a proporcionar el convertidor debemos calcular en el ciclo de trabajo mayor, pero en la BOOST tenemos dos puntos de trabajo distintos, para la corriente de salida $D = 1/3$, y para la corriente de la bobina es $D = 0.5$, por lo que la corriente máxima viene dada por:

$$i_{L(\min, \max)} = \frac{v_o \cdot T_s}{8 \cdot L} \quad (3.16)$$

$$i_{o(\min, \max)} = 0.074 \cdot \frac{v_o \cdot T_s}{L} \quad (3.17)$$

[2] Los valores de los elementos usados en el convertidor, se eligen con el circuito operando en régimen permanente. Las ecuaciones que definen los valores de L y C están definidas por:

$$L_{\min} = \frac{D \cdot (1 - D)^2 \cdot R_L}{2 \cdot f} \quad (3.18)$$

$$C > \frac{D}{f \cdot R_L \cdot \Delta v_o} \quad (3.19)$$

Donde D se saca despejando la ecuación 3.14, f es la frecuencia de trabajo de S , R_L es la carga que vamos a tener, y Δv_o es el rizado de tensión de salida (se suele fijar aun valor de 1% a 10% de la tensión de salida).

3.3.1.3 Convertidor BUCK-BOOST

Este convertidor permite obtener tensiones de salida mayores o menores a la tensión de entrada, depende del ciclo de trabajo, con la que invierte la polaridad opuesta a la de entrada respecto al terminal común.

$$v_o = v_i \cdot D \cdot \frac{1}{(1 - D)} \quad (3.20)$$

El esquema que corresponde a esta topología y las formas de onda se puede observar en las siguientes ilustraciones:

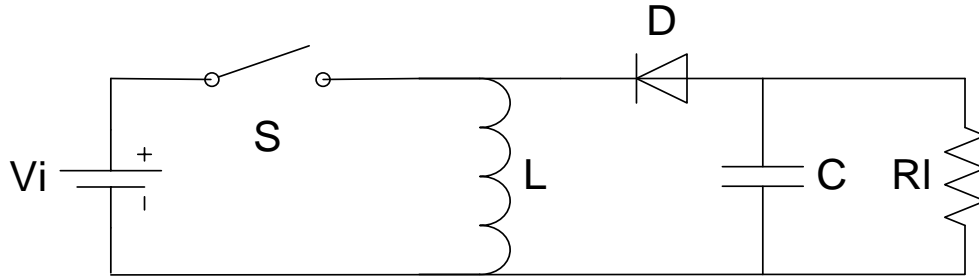


Ilustración 22: Esquema del convertidor BUCK-BOOST

Cuando el convertidor está en estado **S ON**, el inductor almacena energía a partir de la fuente de entrada, mientras tanto el condensador mantiene la tensión de salida (esto se consigue con un condensador lo suficientemente grande para mantener la tensión de salida), como se puede observar en la siguiente ilustración:

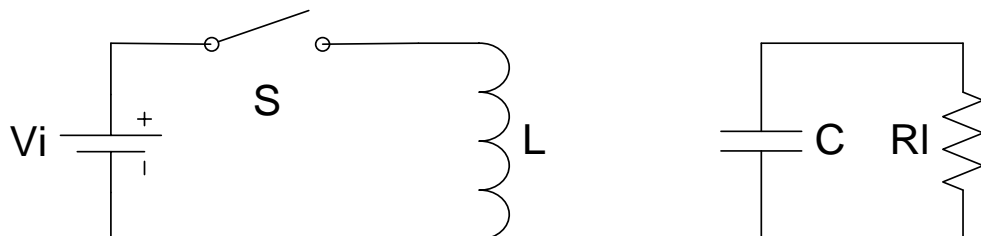


Ilustración 23: Esquema equivalente S ON

Mientras la corriente de la bobina crece de forma lineal, con una pendiente que viene dada por la siguiente ecuación:

$$v_L = v_i = L \cdot \frac{di_L}{dt} \rightarrow \frac{v_i}{L} > 0 \quad (3.21)$$

Cuando pasamos al siguiente estado, **S OFF**, la bobina fuerza la conducción del diodo y transfiere hacia la carga y el condensador de salida la energía que había almacenado durante la secuencia anterior.

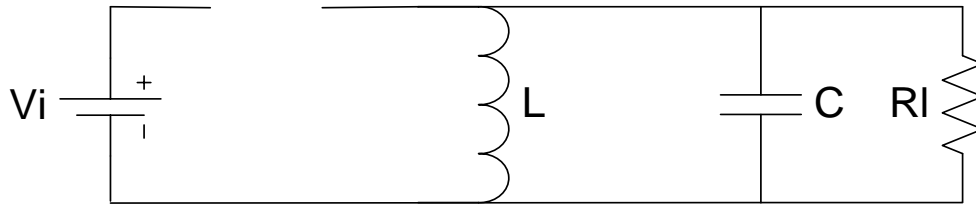


Ilustración 24: Esquema equivalente S OFF

Y la corriente de la bobina decrece con una pendiente determinada por la siguiente ecuación

$$v_L = -v_o = L \cdot \frac{di_L}{dt} \rightarrow -\frac{v_o}{L} < 0 \quad (3.22)$$

Y con esto se cierra el ciclo de trabajo del convertidor BUCK-BOOST, por lo que, de acuerdo con las ecuaciones de corriente de las bobinas, las formas de onda quedan de la siguiente forma:

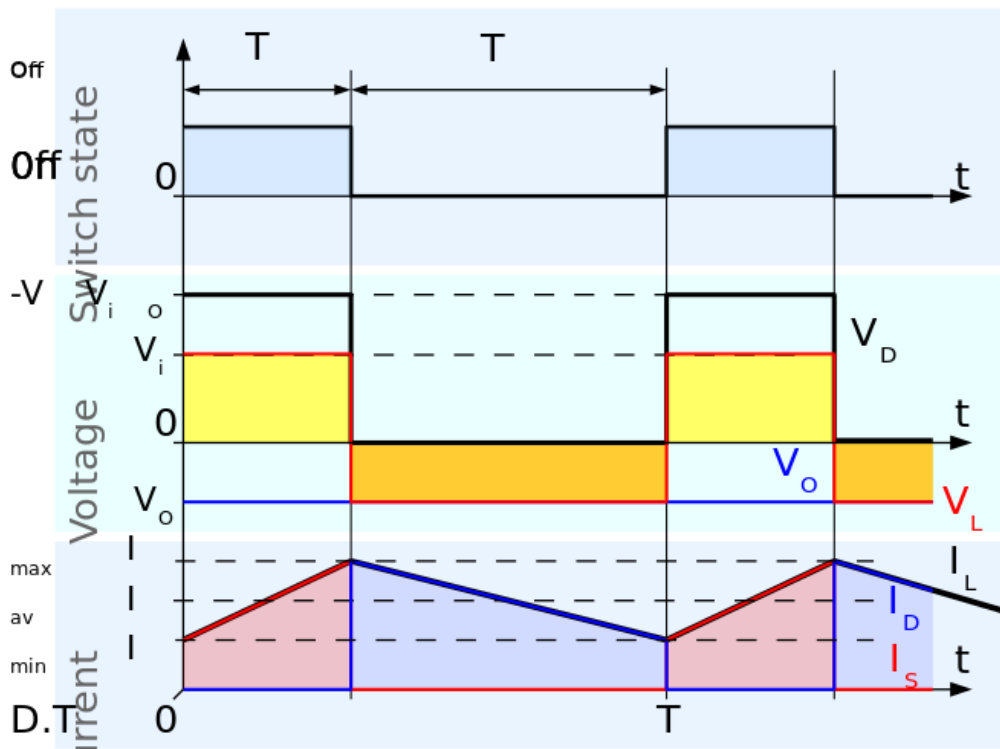


Ilustración 25: Formas de onda en el convertidor BUCK-BOOST

En régimen permanente, el valor medio de la tensión en bornes de la bobina es nulo, por lo que igualando las áreas del tiempo S ON y S OFF de la ilustración anterior, se obtiene que:

$$v_o = v_i \cdot \frac{1}{1 - D} \quad (3.23)$$

Expresión que define la función de transferencia entre las tensiones de entrada y salida del conversor para un punto de funcionamiento en conducción continua. Puesto que el ciclo de trabajo tiene una relación de transformación de $D / (1-D)$.

En lo que representa la corriente de salida viene dada por la siguiente ecuación:

$$i_{o(\min)} = \frac{1}{2} \cdot \frac{v_o \cdot T_s}{L} \cdot (1 - D)^2 \quad (3.24)$$

Por lo que viene en función del ciclo de trabajo, D , la corriente puede variar, pero para conocer la corriente máxima que nos va a proporcionar el convertidor debemos calcular en el ciclo de trabajo mayor, **$D = 0$** .

$$i_{o(\min, \max)} = \frac{1}{2} \cdot \frac{v_o \cdot T_s}{L} \quad (3.25)$$

3.4 Convertidores Resonantes

Circuito LC o circuito resonante es un circuito formado por una bobina L y un condensador eléctrico C . En el circuito LC hay una frecuencia para la cual se produce un fenómeno de resonancia eléctrica, a la cual se llama frecuencia de resonancia, para la cual la reactancia inductiva (parte imaginaria de la impedancia de la bobina) es igual a la reactancia capacitiva (parte imaginaria de la impedancia del condensador). Por lo tanto, la impedancia será mínima e igual a la resistencia óhmica.

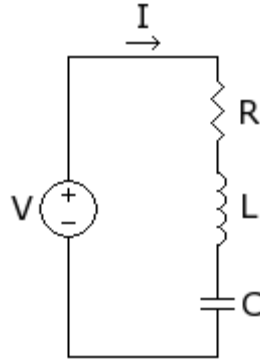


Ilustración 26: Esquema de un convertidor resonante

Por lo que he podido estudiar en diferentes notas de aplicaciones [4...8], todas utilizan inversores resonantes para excitar la bobina que transmitirá la energía inductiva al receptor, para conseguir la señal senoidal se obtiene mediante semipunto o Half-bridge, que en el siguiente punto entraremos más a detalle.

[5] Básicamente existen dos tipos de tipologías de compensación, denominados compensación en serie y compensación en paralelo. Como se puede observar en la siguiente ilustración las diferentes compensaciones y combinaciones. Estas combinaciones son para el convertidor emisor (primario) y el convertidor receptor (secundario).

Primario \ Secundario	Sin Compensación	Compensación en Serie	Compensación en Paralelo
Sin Compensación			
Compensación en Serie			
Compensación en Paralelo			

Ilustración 27: Topologías de Compensación

Se va seleccionar la siguiente configuración, en la parte del primario se selecciona la compensación en serie porque su característica principal, es que el voltaje de la fuente de alimentación se puede reducir a niveles manejables. Y la parte secundaria en paralelo porque tiene unas buenas características en la fuente de corriente y esto lo hace buena para las aplicaciones con baterías, ya que la estrategia para cargar las baterías es mediante tensión constante y corriente variable, es decir, la corriente ira disminuyendo con respecto el aumento de la carga de las baterías.

3.4.1 Convertidor LLC

Para este proyecto nos vamos a centrar el convertidor LLC, dicho convertidor esta formado por 2 bobinas (L) y 1 Condensador (C), ya que es el más usual para este tipo de proyectos, según estudiado [3...8].

[3] Actualmente el tanque resonante está compuesto por 3 elementos reactivos (Cr, Ls y Lp), por lo que tiene dos frecuencias de resonancia asociadas a este circuito. Uno es por el tanque de resonancia (Ls y Cs) ya que la inductancia Lp desaparece porque dinámicamente está en cortocircuito a cabo por el filtro de paso bajo y de la carga, y viene dada por la siguiente ecuación:

$$f_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_s \cdot C_r}} \tag{3.26}$$

El otro tanque de resonante se aplica cuando la bobina (L_p) está en circuito abierto, por lo que el tanque de resonante está constituido por un convertidor LLC pasa a LC porque L_s y L_p se comporta como un simple inductor, y el cálculo de la frecuencia quedaría de la siguiente forma:

$$f_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(L_s + L_p) \cdot C_r}} \quad (3.27)$$

Se da por supuesto que $f_1 > f_2$. Normalmente, f_1

[4] Un convertidor resonante LLC tiene algunas ventajas sobre los convertidores resonantes convencionales, como se puede observar a continuación:

- Amplia rango de regulación de salida con un estrecho margen de frecuencia.
- Garantizado ZVS, incluso con carga.
- Puede superar las limitaciones de un convertidor convencional.

La topología más usada para generar el tanque de resonancia es la de Half-Bridge, dicha topología se puede observar en la siguiente ilustración, y a continuación las típicas formas de onda.

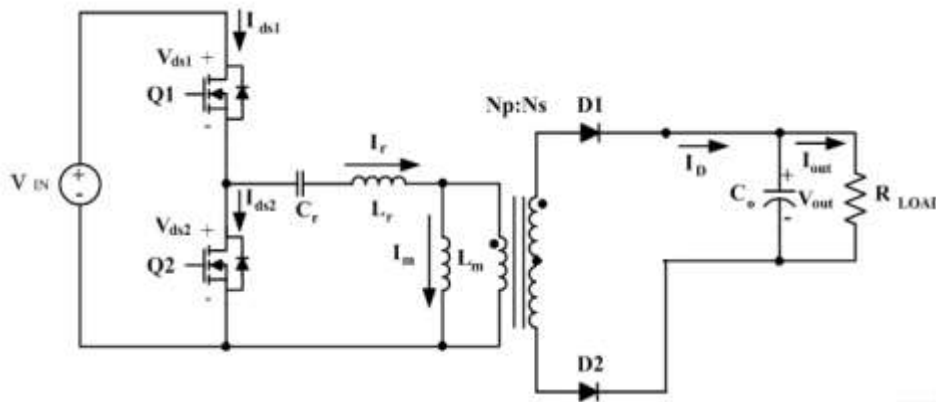


Ilustración 28: Circuito de un convertido resonante LLC [4]

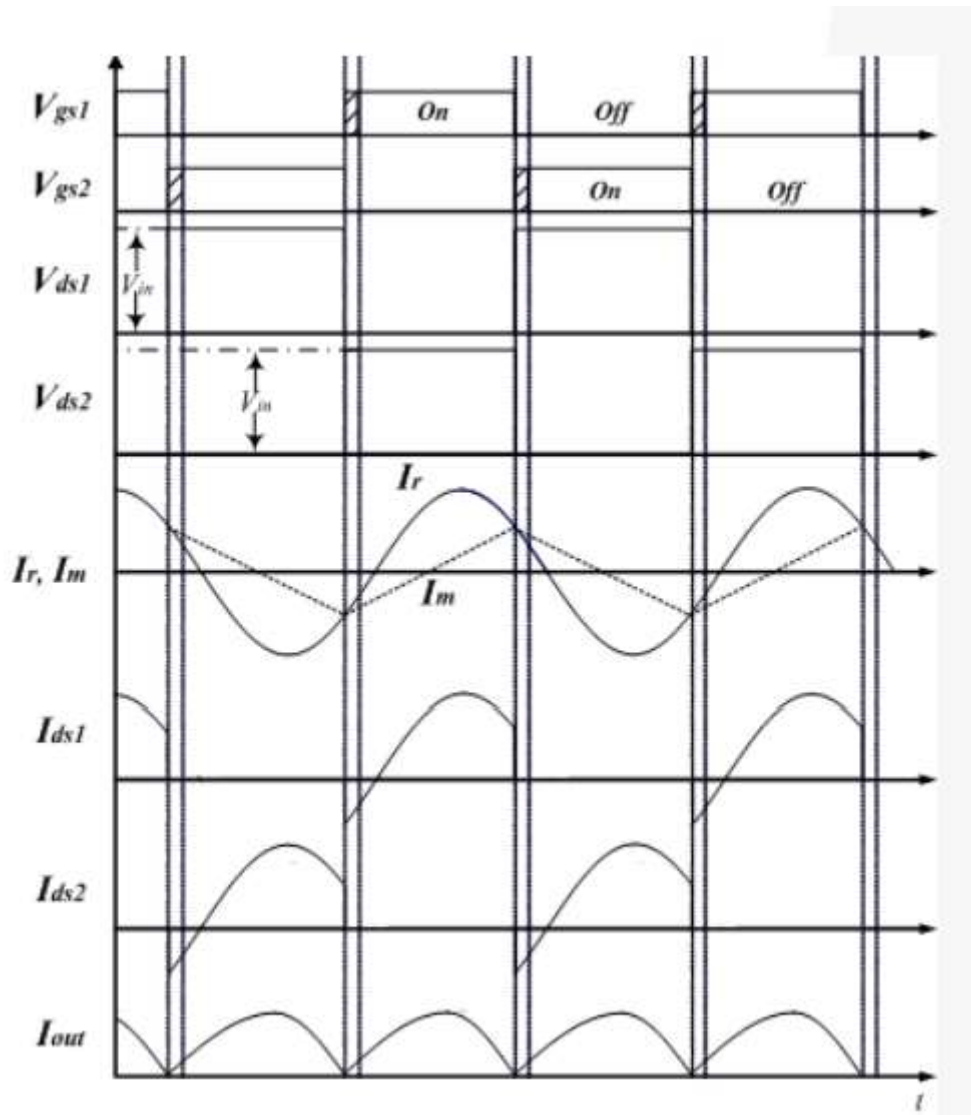


Ilustración 29: Formas de onda del convertidor resonante

3.4.2 Modos de Funcionamiento Convertidor Resonante LLC

En los convertidores resonantes existen dos modos de funcionamiento, ZVS cuando el convertidor trabaja por encima de la frecuencia de resonancia y ZCS cuando el convertidor trabaja por debajo de la frecuencia de resonancia.

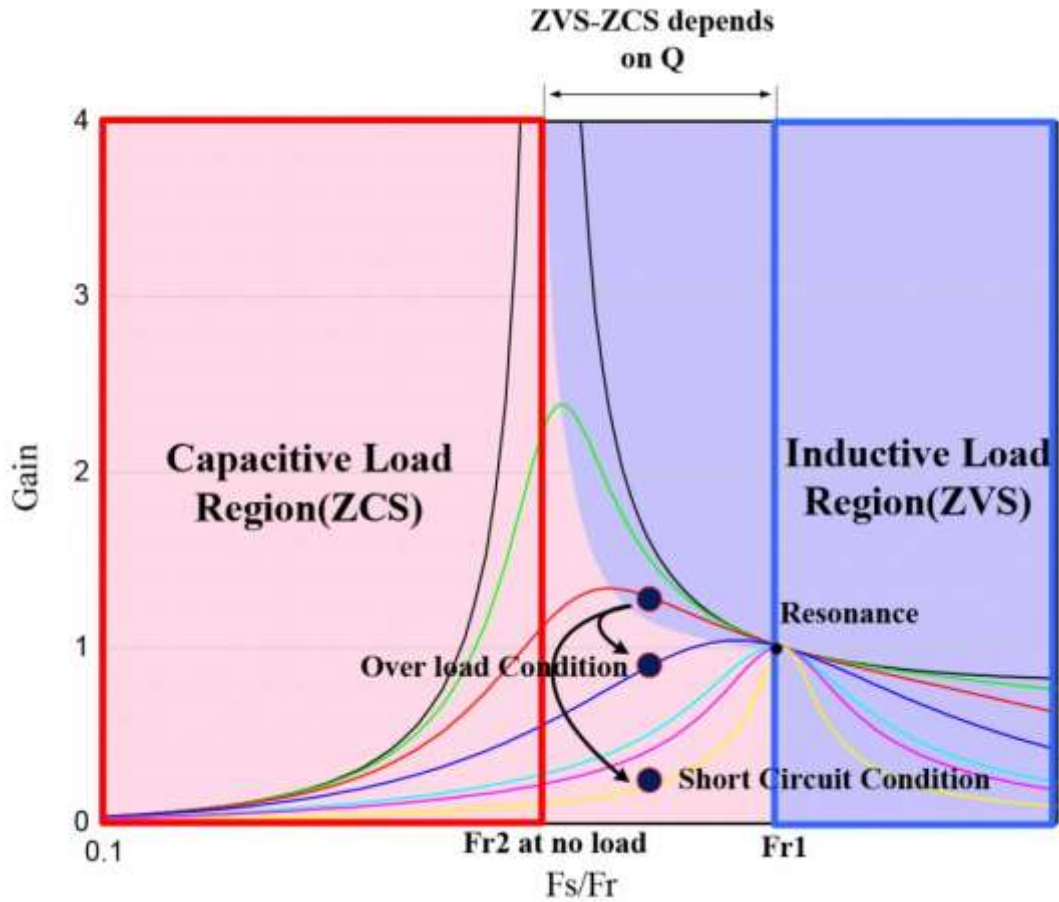


Ilustración 30: Zonas de trabajo de ZVS y ZCS

Operación por debajo de resonancia, ZCS

Cuando se baja de la frecuencia de resonancia f_1 y del punto de carga crítico se da ZCS, por lo que la corriente en el transistor bajaría a cero antes de apagarse.

A frecuencias menores que las del tanque resonante, la impedancia de entrada del tanque es dominada por la impedancia del condensador.

El corte de la intensidad a 0 ocurre antes que el corte de la tensión.

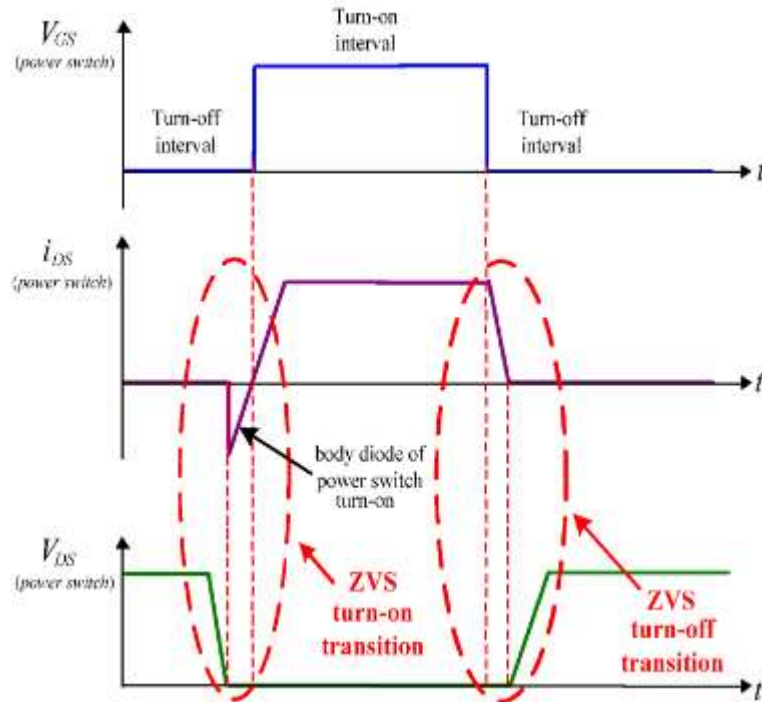


Ilustración 31: Formas de onda de ZCS

ZCS se puede ocurrir cuando el tanque resonante presenta una carga capacitiva en los interruptores, con lo que el cruce de la intensidad por cero ocurre antes que el cruce por cero de la tensión. Los transistores podrían ser sustituidos por tiristores que conmutan naturalmente cuando la intensidad llega a cero.

Operación por encima de resonancia, ZVS

Cuando el convertidor se opera con una frecuencia por encima de resonancia se da el fenómeno de ZVS, en el que circuito la tensión de los transistores es 0 antes de que el controlador encienda el transistor. En este proceso hace que las pérdidas de conmutación bajen, siendo especialmente beneficioso del uso de MOSFETs.

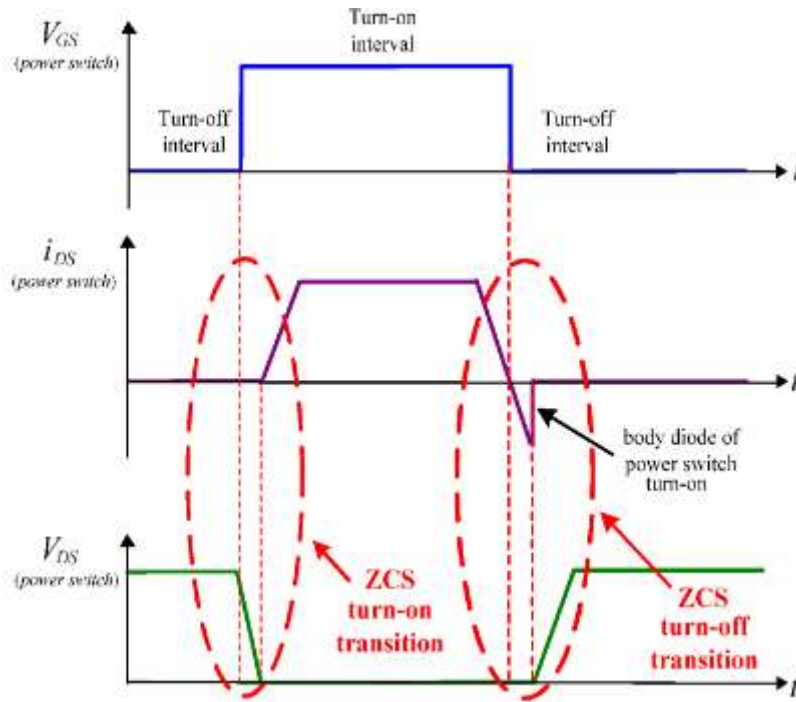


Ilustración 32: Formas de onda de ZVS

A frecuencias superiores a la de resonancia, la impedancia de entrada del tanque resonante está formada por una impedancia inductiva. Esto simplifica una carga de carácter inductivo y por tanto la intensidad experimentará un retraso con respecto a la tensión y siendo capaz de cortar por cero.

ZVS puede ocurrir cuando el tanque resonante presenta una carga inductiva a los interruptores. Dado que la transición de encendido se da a 0 voltios, las pérdidas de conmutación por encendido lento o por la acumulación de energía por las capacidades parásitas no ocurren.

3.5 MOSFET

3.5.1 Introducción

[14] El transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor o MOSFET es un transistor utilizado para amplificar o conmutar señales electrónicas. Es el transistor más utilizado en la industria microelectrónica, ya sea en circuitos analógicos o digitales, aunque el transistor de unión bipolar fue mucho más popular en otro tiempo. Prácticamente la totalidad de los microprocesadores comerciales están basados en transistores MOSFET.

El MOSFET es un dispositivo de cuatro terminales llamados fuente (S, Source), drenador (D, Drain), puerta (G, Gate) y sustrato (B, Bulk). Sin embargo, el sustrato generalmente está conectado internamente al terminal de fuente y por este motivo se pueden encontrar dispositivos MOSFET de tres terminales.

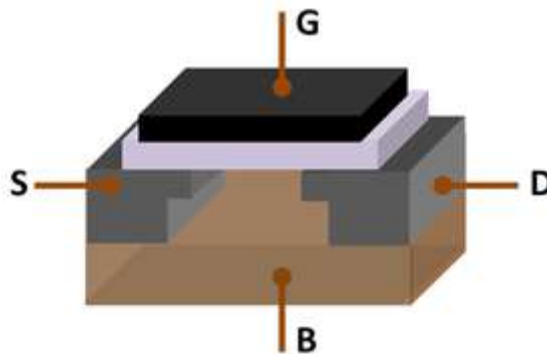


Ilustración 33: Estructura genérica de un MOSFET

El MOSFET si puede dividir en dos familias los denominados CANAL N y CANAL P.

CANAL N

Un MOSFET de canal N se enciende cuando aplicas un voltaje positivo en el terminal de la compuerta. El voltaje será mayor que el suministro de tensión positiva en el terminal drenador, mientras que la resistencia entre el extremo positivo y el drenador limitará la corriente. Para este tipo de MOSFET, el terminal surtidor deberá conectarse a tierra y el símbolo esquemático para el mismo tendrá una flecha apuntando hacia la compuerta del dispositivo.

CANAL P

Para activar un MOSFET de canal P en adelante, se aplica una tensión negativa a la compuerta. Este voltaje es negativo con respecto a tierra. En un circuito, se conecta el terminal del canal surtidor del MOSFET P a una fuente de tensión positiva y el drenador a una resistencia conectada a tierra, además la resistencia limitará la corriente que fluye a través del

transistor. El diagrama del circuito para un MOSFET de canal P tiene una flecha apuntando hacia la parte exterior de la compuerta.

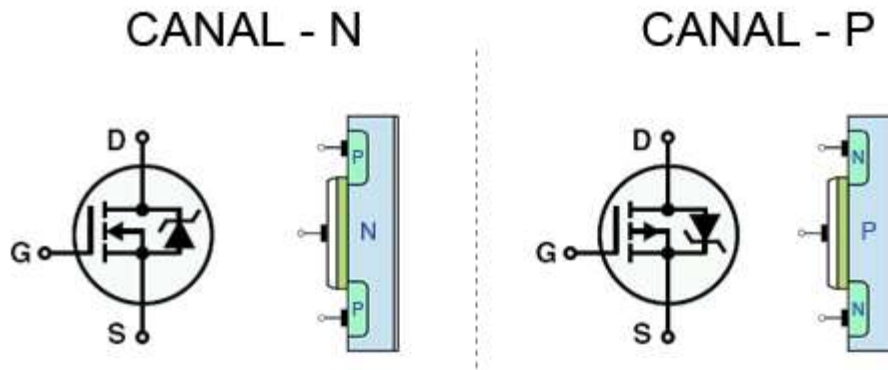


Ilustración 34: Diferencias entre Canal N y Canal P

Por otra parte, en un futuro cercano, se va a poder separar los MOSFETs por su material, actualmente están hechos de Silicio (Si), dicho motivo es que el materia de que están hechos los componentes electrónicos están llegando a su límite, por ello se están buscando nuevos materiales para fabricar estos componentes.

Las necesidades de alta potencia y alta frecuencia requieren transistores basados en materiales semiconductores con una alta tensión de ruptura y una alta movilidad electrónica.

Con todo esto, los materiales de carburo de silicio (SiC) y nitruro de galio (GaN) son materiales que pueden satisfacer la demanda del mercado. Sus tensiones de ruptura son mayores y tienen una mayor velocidad de saturación, permitiendo trabajar a mayores frecuencias. En el caso de los inversores o convertidores de potencia, trabajar a una mayor frecuencia permite reducir los tamaños de los componentes, aumentado su eficiencia, reduciendo pesos y tamaños.

El GaN se puede utilizar para fabricar transistores de alta movilidad de electrones (HEMT, High Electron Mobility Transistor) mientras que el SiC se puede utilizar para fabricar transistores MESFET así como diodos semiconductores.

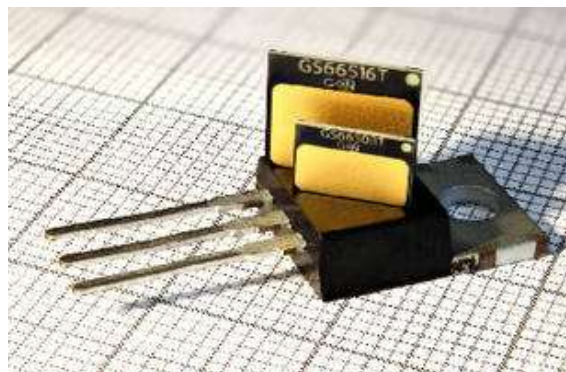


Ilustración 35: Diferencia tamaño de Si, SiC y GaN.

	Si	SiC	GaN
BandGap (eV) @ 300k	1.11	2.86	3.4
Electron Mobility (cm²/V-sec)	1350	700	1500
Dielectric Constant	11.8	10	9
Thermal Conductivity (W/cm/K)	1.5	4.9	1.7
Relative dielectric constant (ϵ_r)	11.8	10	9
Máxima Frecuencia	<4 GHz	4 GHz	>12 GHz
Max temperatura de trabajo (°C)	125	400	350
Ron por área (mΩ·cm²)	15	<10	10
TRL	9	5	4
Uso típico	Medio y alto voltaje.	Alto voltaje y alta frecuencia.	Alta frecuencia.
Pros	Maduro en el mercado, consolidado y fácil de producir.	Sus propiedades tienen tolerancia a las altas tensiones, temperaturas y frecuencias.	Sus propiedades tienen tolerancia a las altas tensiones y frecuencias.
Contras	Características del Si vs Exigencias de la tecnología, este llevando a los límites del Si.	Pocos componentes con este material y difícil de producir.	En fase de investigación, difícil de producir y caro.

Ilustración 36 : Tabla comparativa con Si, SiC y GaN

3.5.3 Red Snubber

Una red snubber es un pequeño circuito Resistencia, Condensador y Diodo, cuya función es absorber la energía de los elementos reactivos del circuito y proteger de sobretensiones.

Una snubber limita el estrés que debe soportar el interruptor, manteniéndolo dentro de su área de operación segura, aumentando la fiabilidad del mismo. El uso de una snubber reduce el total de pérdidas de conmutación del circuito.

Es decir, la redes snubber mejora el rendimiento de los transistores de potencia proporcionando mayor eficiencia y menor interferencia EMI.

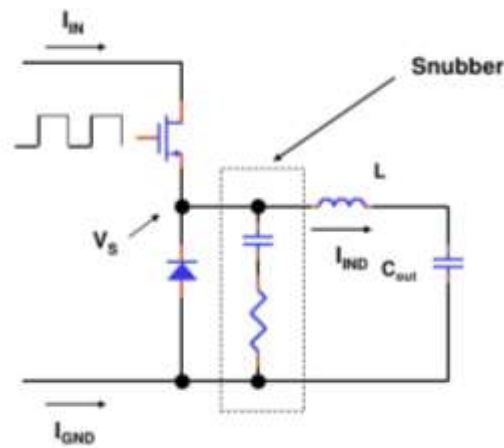


Ilustración 37: Red Snubber en una BUCK [12]

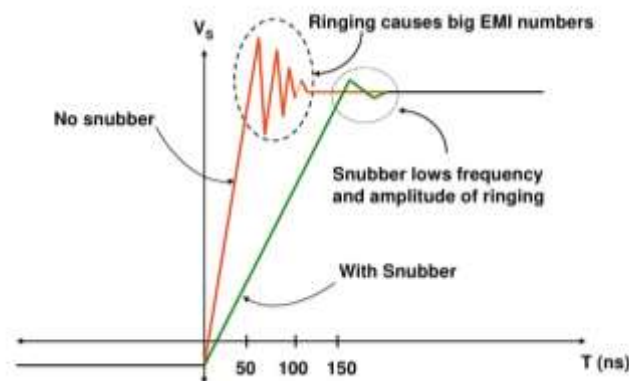


Ilustración 38: Señal PWM con y sin red snubber [12]

4 Solución Propuesta

4.1 Convertidor BUCK

Para desarrollar el control de una BUCK mediante el DSP, se va a realizar el cálculo y simulación mediante el MATLAB.

Para ello primero seleccionamos los componentes que van a formar la BUCK (bobina y condensador). Para comprobar de donde se analizan las ecuaciones ver el apartado [3.3.1.1](#):

Primero empezaremos por conocer el ciclo de trabajo, en caso ideal, aplicando la ecuación 3.9.

$$D > \frac{v_o}{v_i} = \frac{12}{18} = 0.666 = 0.7 \quad (4.1)$$

A continuación, con el ciclo de trabajo, se va a realizar el cálculo de la bobina mínima para asegurar la condición continua, aplicando la ecuación 3.8.

$$L = \frac{(1 - D) \cdot V_o}{2 \cdot f \cdot I_{omin}} \quad (4.2)$$

$$L = \frac{(1 - 0.7) \cdot 12}{2 \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 150 \cdot 10^{-3}} \geq 240 \mu H$$

Se le aplica un margen del 25% y se toma el valor más cercano de los valores del mercado.

$$L = 36 \cdot 10^{-6} \cdot 25\% \geq 300 \mu H = \mathbf{330 \mu H} \quad (4.3)$$

Y por último el condensador, para ello se coge el valor de la bobina que se ha seleccionado anteriormente, aplicando la ecuación 3.3.

$$C > \frac{(1 - D) \cdot v_o}{8 \cdot L \cdot f^2 \cdot \Delta v_o} \quad (4.4)$$

$$C > \frac{(1 - 0.7) \cdot 12}{8 \cdot 330 \cdot 10^{-6} \cdot (50 \cdot 10^3)^2 \cdot (2.5 \cdot 10^{-3})} \geq 218 \mu F = \mathbf{220 \mu F}$$

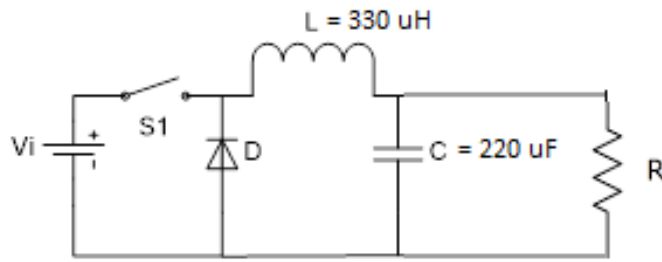


Ilustración 39: Resultado de los componentes de la BUCK (L y C)

4.1.1 Modelado

Para el modelado de la BUCK nos basaremos en los apuntes de la asignatura Sistemas digitales de control de potencia del Master en Ingeniería Sistemas Electrónicos.

Una vez sacado las ecuaciones en diferencia de un convertidor BUCK, se va a proceder a calcular el regulador PI para el control de dicho convertidor. Para ello se desarrollara un script (*.m), que se puede ver en el [anexo I](#).

Probando varias posibilidades de K_p y K_i , se llega a seleccionar las siguientes constantes:

$$K_p = 13.3 \quad (4.5)$$

$$K_i = 2 \cdot \pi \cdot 150 \quad (4.6)$$

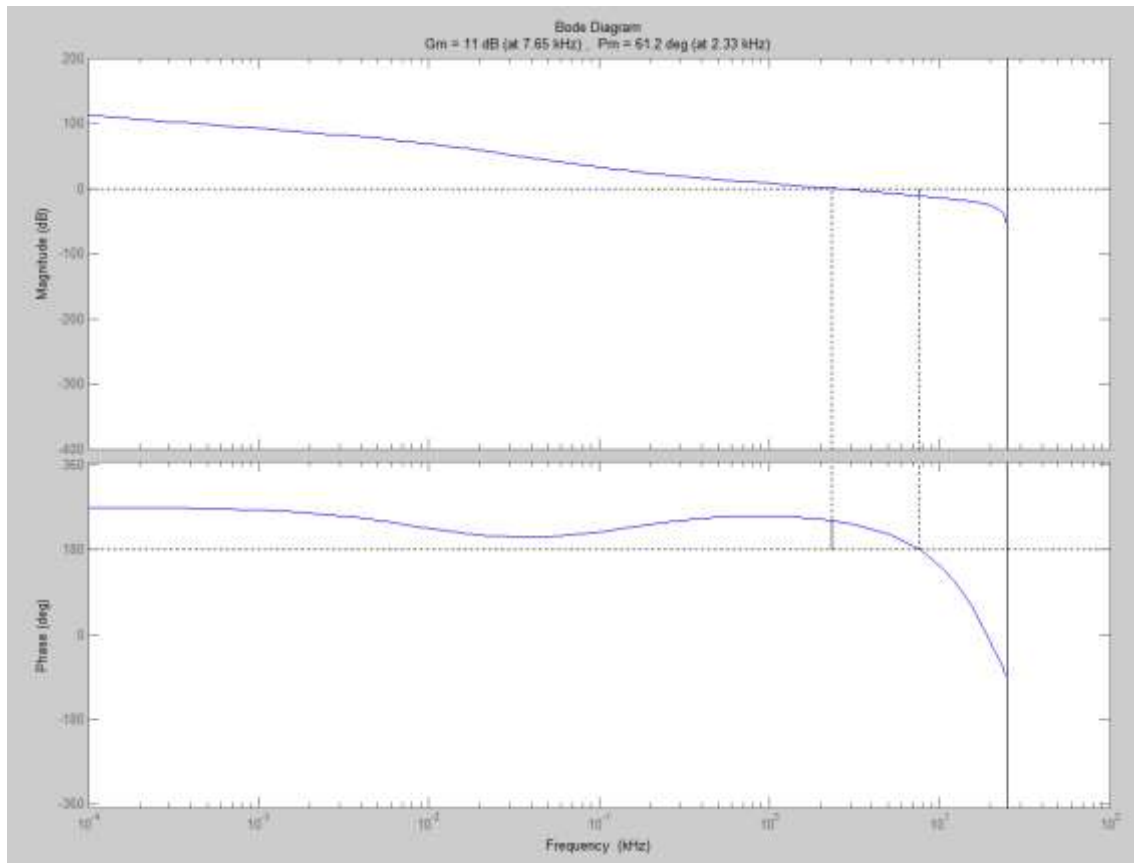


Ilustración 40 : diagrama del bode del PI

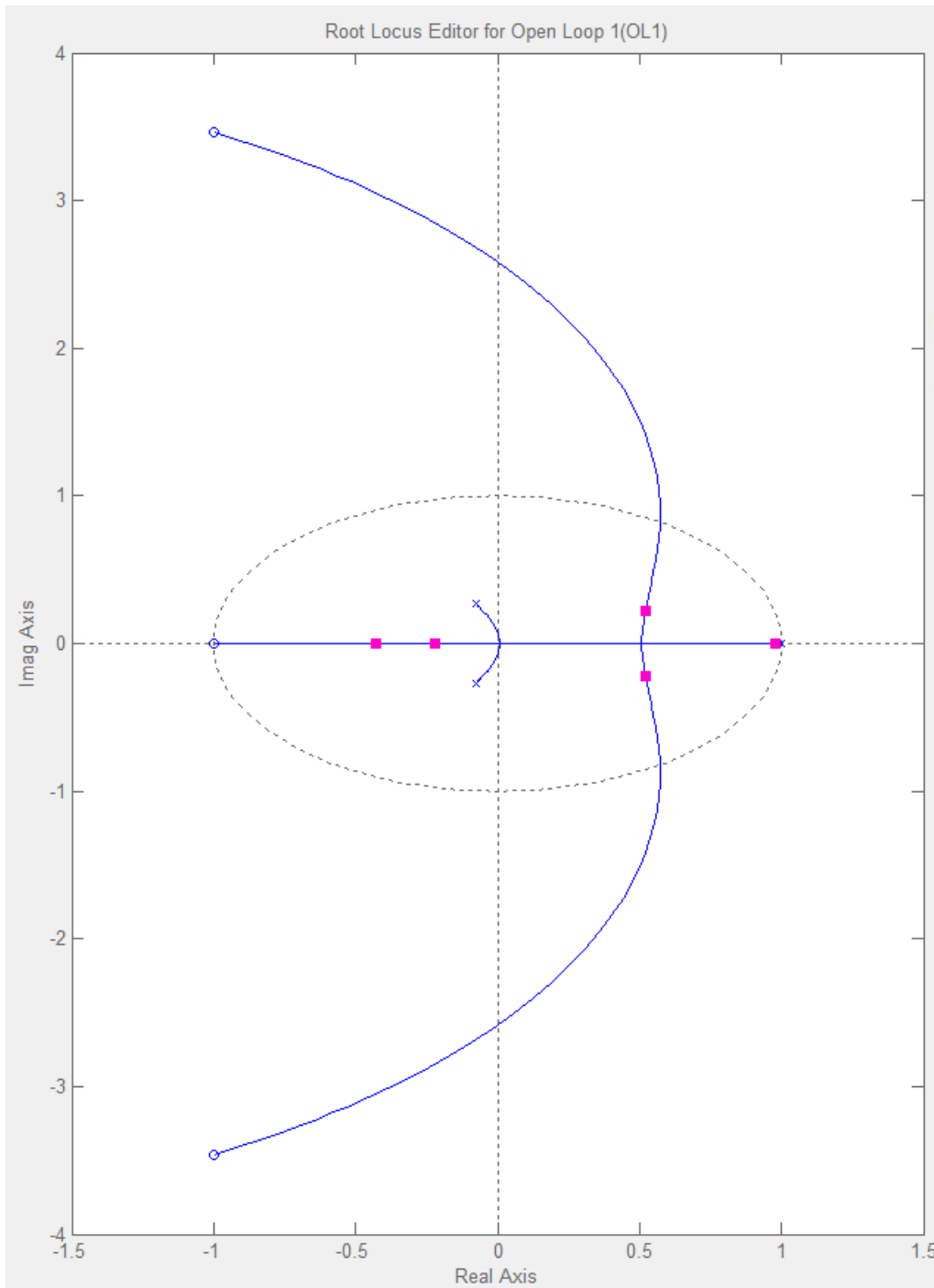


Ilustración 41: Diagrama de Nyquist del PI

Se puede observar en las anteriores ilustraciones que el sistema calculado en bucle abierto es **estable** y con una **GM 11 dB** a una frecuencia de corte de **2.33 kHz** y una ganancia **GF 61.2°**.

4.1.2 Simulación

Con la ayuda de SIMULINK de MATLAB se va a realizar la simulación del PI calculado. En la siguiente ilustración se podrá ver el esquema de la BUCK que se va a simular en el SIMULINK con la librería SimPowerSys.

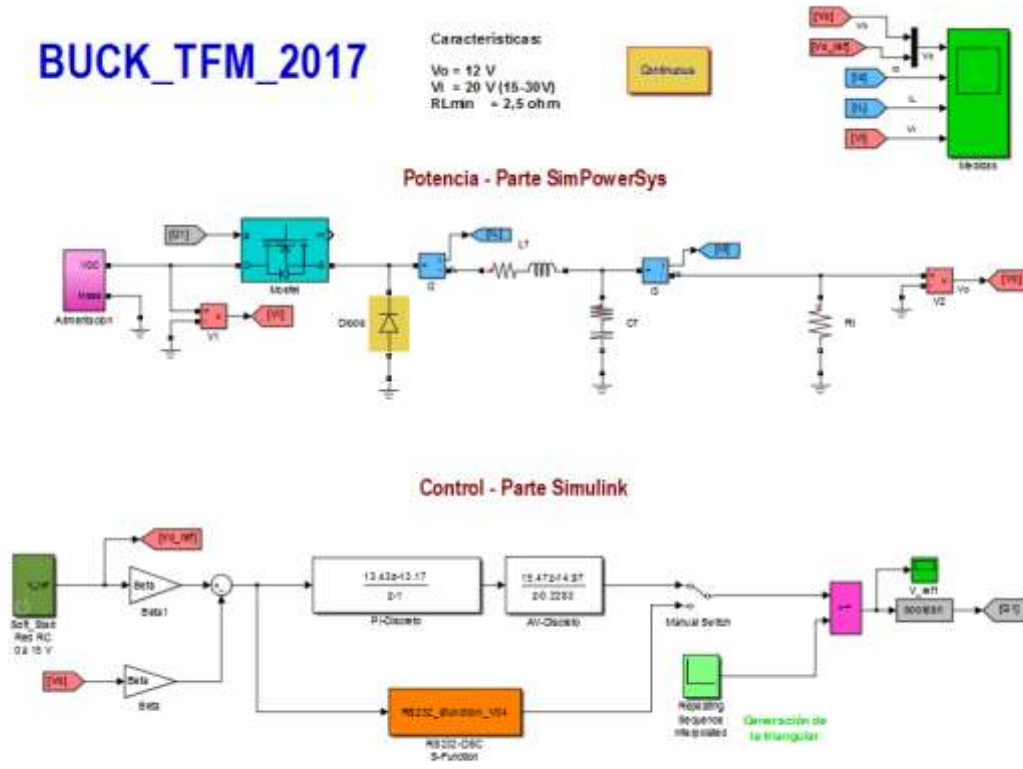


Ilustración 42: Esquema BUCK en SIMULINK

Como se puede observar en la parte de control, se puede ver que el regulador puede ir por dos caminos.

Por la parte de arriba es el PI discretizado y regulador de tensión que lo calcula el propio SIMULINK.

Por la parte de abajo es un script para la comunicación por SCI con el DSP para que se encargue el DSP de realizar el control de la BUCK, para así comprobar que el DSP hace correctamente la regulación de la BUCK.

Por último, se procederá a simular la BUCK y comprobar que el regulador actúa como hemos calculado, y gracias al scope (medidas) se podrá ver el comportamiento de la BUCK, que se puede observar en las siguientes ilustraciones:

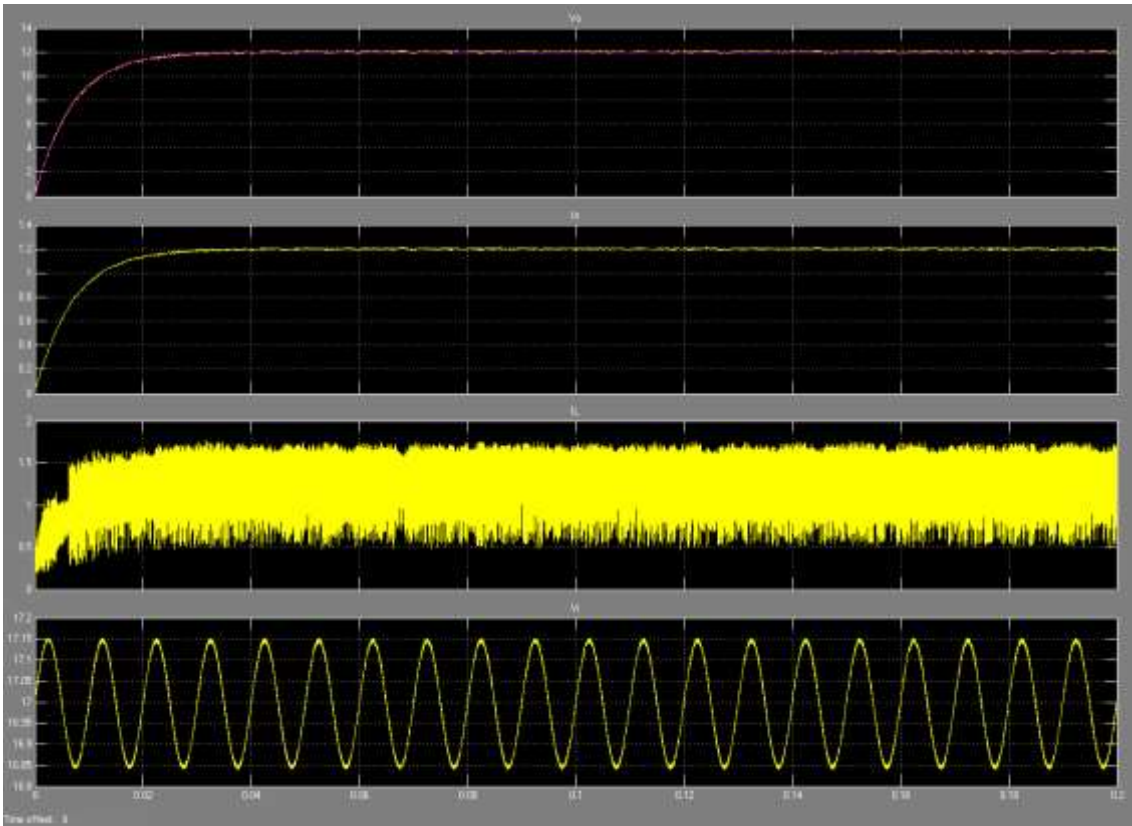


Ilustración 43: Simulación BUCK en MATLAB

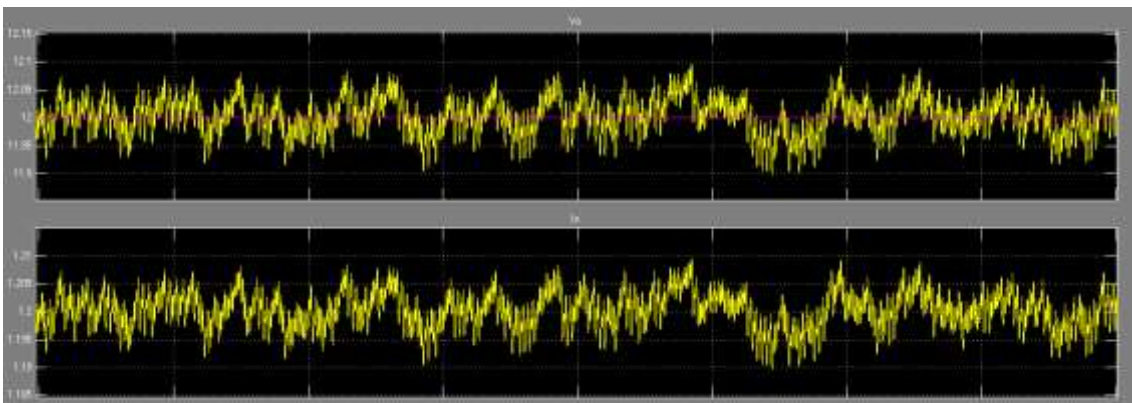


Ilustración 44: Detalle del rizado de la tensión y corriente de salida

4.2 Convertidor resonante

Para simular el comportamiento del convertidor LLC, se ha usado el PSIM 9, dicho programa se utiliza mucho en simulaciones de potencia, por ello se decidió utilizar este programa.

La parte más difícil es modelar la parte de transferencia de potencia inalámbrica, pero leyendo varios artículos [4...8] de este tema, todos usan transformadores ideales, por ello, nosotros también utilizamos dicho componente para simular la transferencia de potencia.

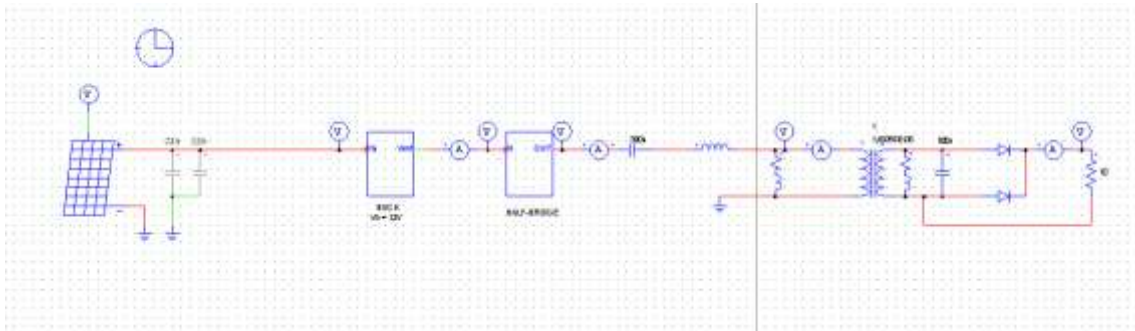


Ilustración 45: Diagrama de bloques simulado en PSIM

Como se puede ver en la figura anterior, se intentado simular todos los bloques que componen este proyecto.

Empezando por las placas solares, para ello PSIM tiene unas librerías de placas solares donde se han rellenado con las características técnicas de las usadas en la realidad.

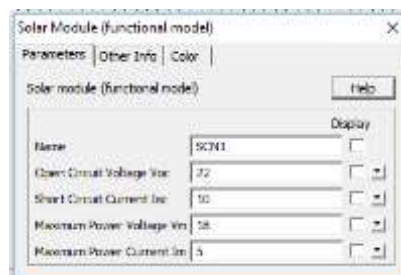


Ilustración 46: Menú de configuración placas solares del PSIM

El siguiente bloque es el convertidor BUCK, donde se ha introducido los valores de L y C que se van a usar en la realidad, el regulador PI se ha colocado uno propio del PSIM.

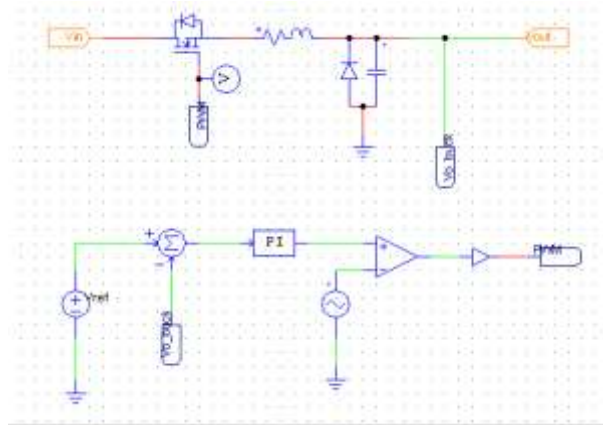


Ilustración 47: Convertidor BUCK del PSIM

Otro bloque a destacar es la simulación del Half-Bridge que se utiliza para la excitación del convertidor resonante, y para ello se ha diseñado dicho bloque con la frecuencia de trabajo de los MOSFETs.

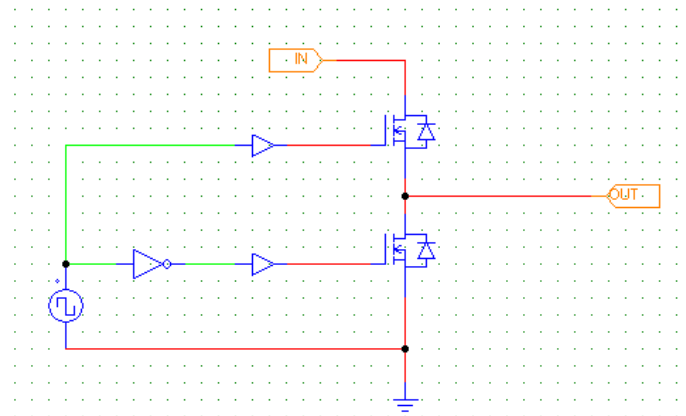


Ilustración 48: Half_Bridge del PSIM

Y por último el bloque más importante de dicha simulación, son los dos convertidores resonantes, convertidor Rx y el Tx. Como se ha comentado anteriormente, se va a utilizar un transformador ideal, donde en la configuración del transformador se jugará con las inductancias para simular con las que se han seleccionado, y se verá la potencia que se transmite con cada una de las inductancias.

Basándonos en la fórmula 3.26, se despeja el condensador, único componente que falta por conocer su valor. Y con eso, el tanque de resonancia de tanto a la transmisión como la recepción de potencia:

$$C_{Tx} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_1)^2 \cdot L_{Tx}} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot 10^3)^2 \cdot 5,3 \cdot 10^{-6}} = 390 \text{ nF} \quad (4.7)$$

$$C_{Rx} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_1)^2 \cdot L_{Rx}} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot 10^3)^2 \cdot 24 \cdot 10^{-6}} = 100 \text{ nF} \quad (4.8)$$

Antenas TX: 760308101302

Antena RX: 760308101303

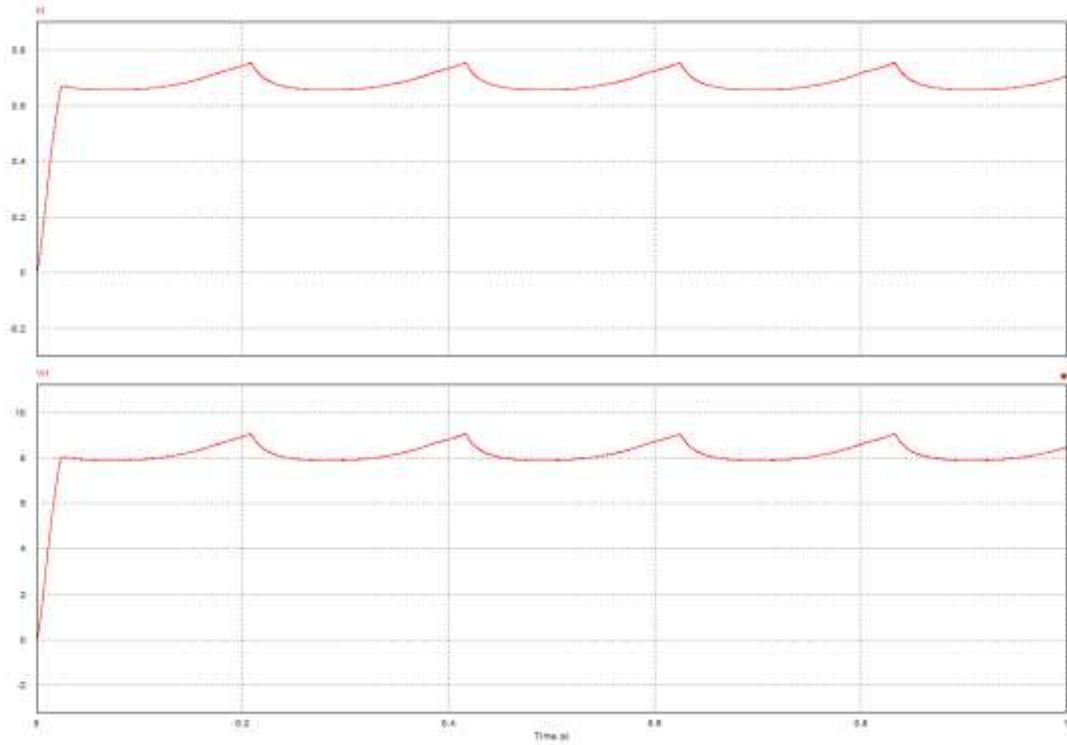


Ilustración 49: Resultado de la 1ª simulación de PSIM

Antenas TX: 760308101302

Antena RX: 760308201

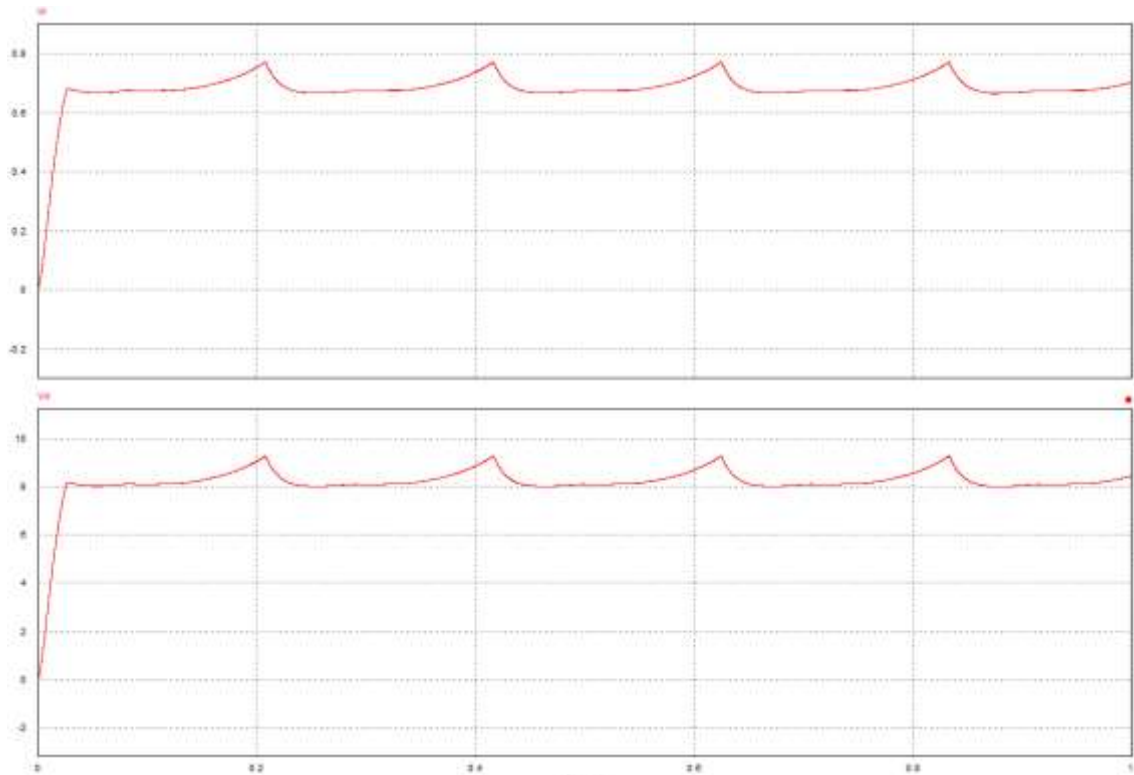


Ilustración 50: Resultado de la 2ª simulación de PSIM

Antenas TX: 760308101302

Antena RX: AWCCA-50N50H35-C01-B

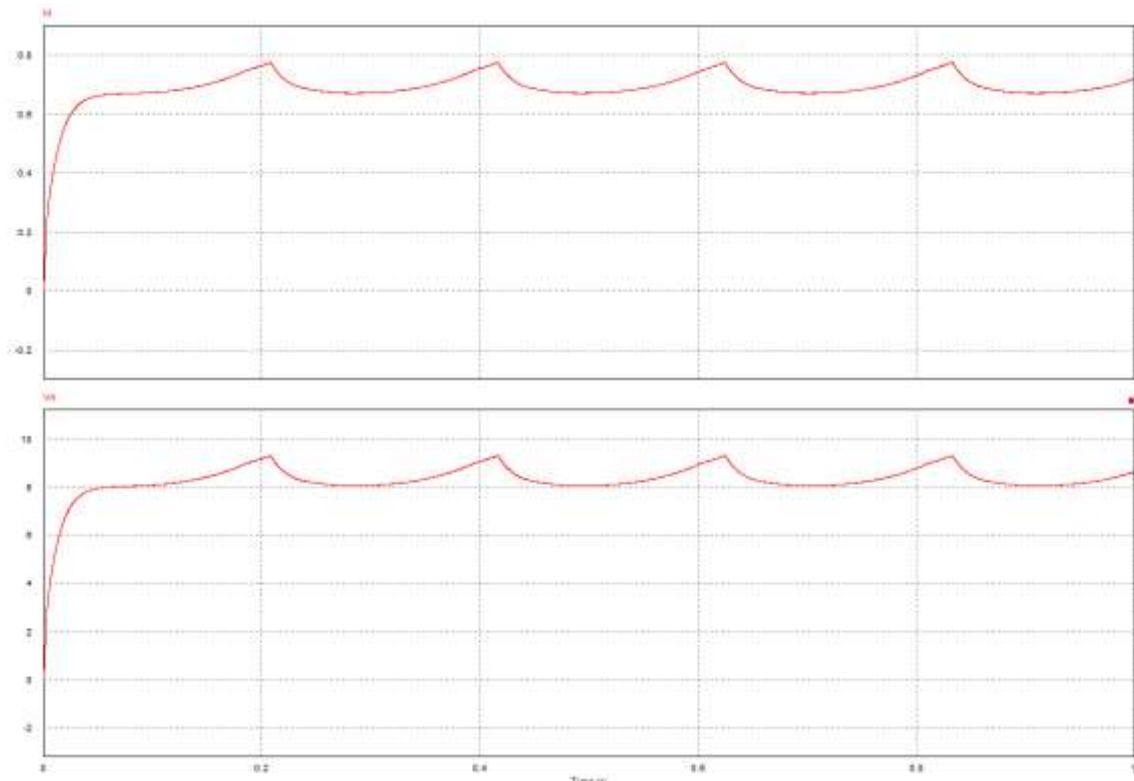


Ilustración 51: Resultado de la 3ª simulación de PSIM

Antenas TX: 760308101302

Antena RX: WR303050-15F5-G

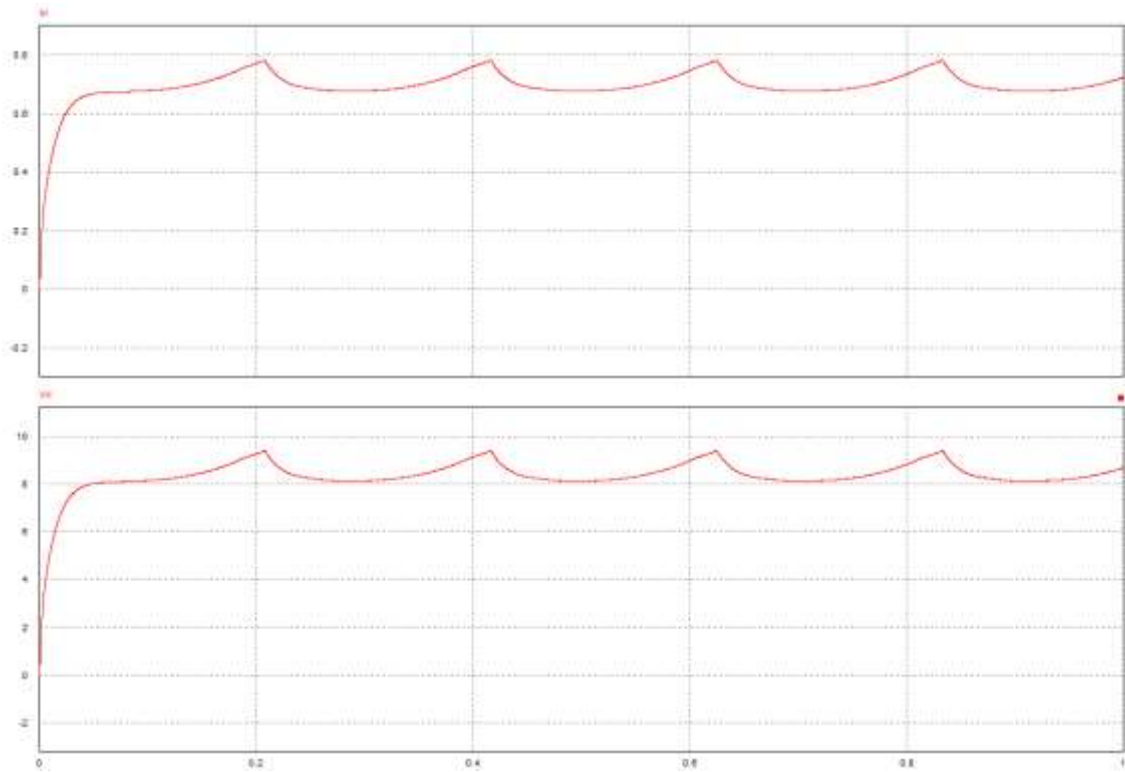


Ilustración 52: Resultado de la 4ª simulación de PSIM

5 Implementación

Una vez calculado el convertidor BUCK, su control mediante el DSP y el convertidor resonante, se empezará a diseñar las PCBs.

El diseño de la PCBs constará de dos PCBs, **TX** (Parte de PCB que transmitirá la potencia) y **RX** (Parte de PCB que recibirá la potencia).

La PCB TX constara de 3 parte principales, Parte digital (zona derecha), convertidor BUCK (zona izquierda) y convertidor Resonante (zona superior), como se puede observar en la siguiente ilustración.

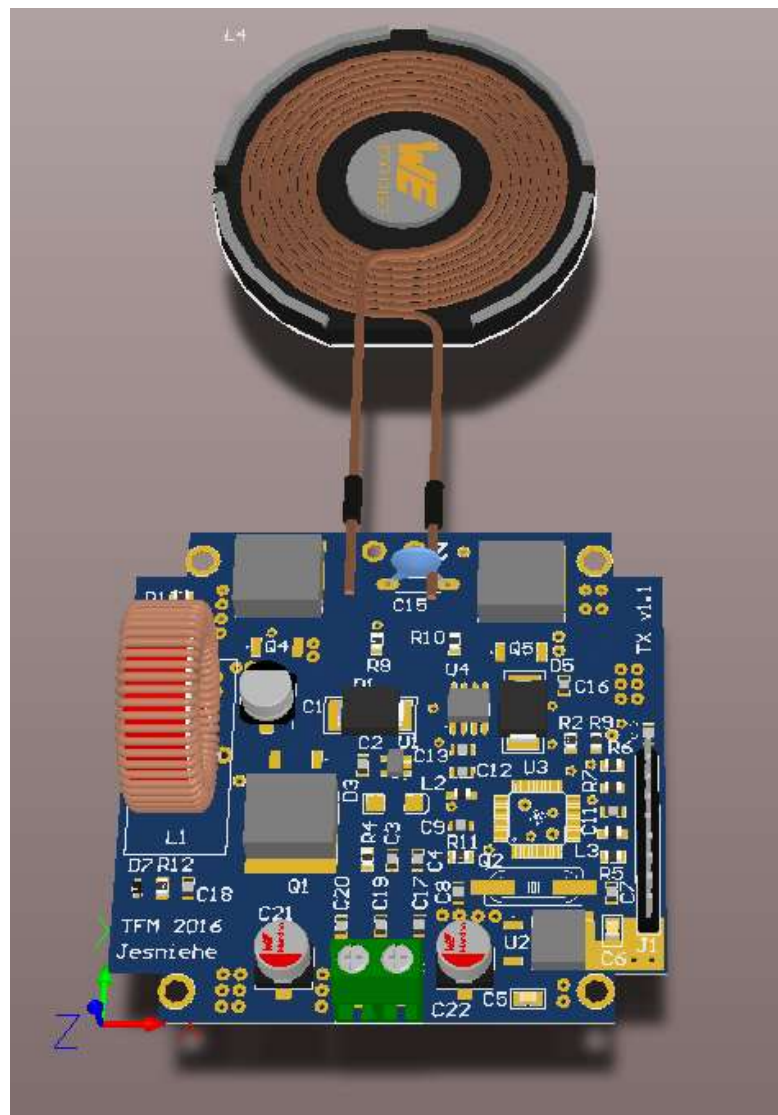


Ilustración 53 : PCB TX, vista 3D Altium

La otra PCB, PCB RX, consta de 4 partes, Convertidor resonante para recibir la potencia (zona de arriba), cargador de baterías de LITIO-ION (zona superior derecha), salida USB 5 V (zona izquierda) y salida LED 12 V (zona inferior derecha). Como se puede observar en la siguiente ilustración.

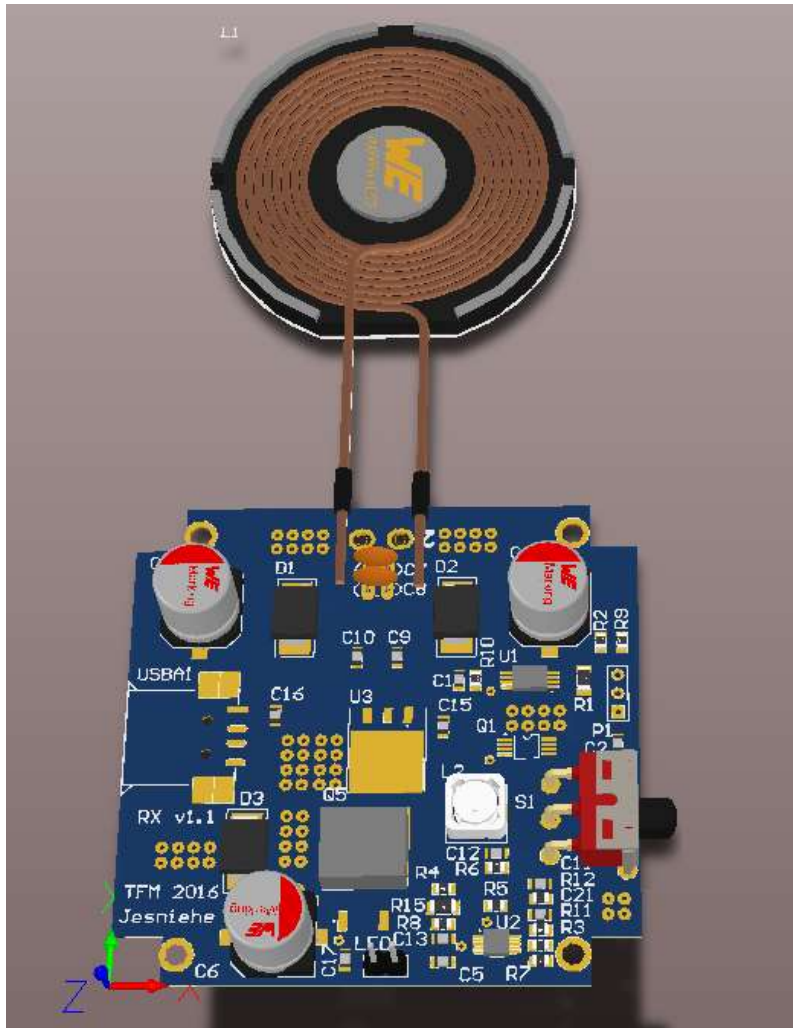


Ilustración 54: PCB RX, vista 3D Altium

5.1 Resultados BUCK

A continuación, una vez recibida la PCB TX, se empezará a soldar los componentes del convertidor BUCK y la parte de control (DSP), para comprobar que el diseñado funciona correctamente.

Para ello se le pondrá una resistencia de $10\ \Omega$, y pondremos la fuente de alimentación para simular la placa solar.



Ilustración 55: Vista general del ensayo de la BUCK

Como se puede observar, con una carga de $10\ \Omega$ obtenemos $11\text{v}@0.95\text{A}$, en la siguiente ilustración se puede observar más detalladamente, la corriente de salida y el rizado de la tensión de salida.



Ilustración 56: Vista detalla de corriente salida (polímetro) y tensión salida (osciloscopio)

Una vez obtenido los resultados de la simulación de la PCB se van a comparar con la simulación del MATLAB (Ilustración 44: Detalle del rizado de la tensión y corriente de salida).

Los resultados que se han obtenido son, con respecto a la corriente, se tiene una pérdida de 250 mA ($1200 \text{ mA simulado} - 950 \text{ mA real} = 250 \text{ mA}$), que puede ser causado por la conmutación del MOSFET. Y por otra parte la tensión de salida que obtenemos un mayor rizado con respecto a lo simulado. Ya que en la parte simulada tenemos 0.2 V y en la realidad 2.6V, ya que podría solucionarse con un filtro paso bajo a la salida o combinando varios condensadores para filtrar un poco la señal, aunque vamos a probar el resonante, ya que vamos hacer una señal cuadra de excitar dicho convertidor.



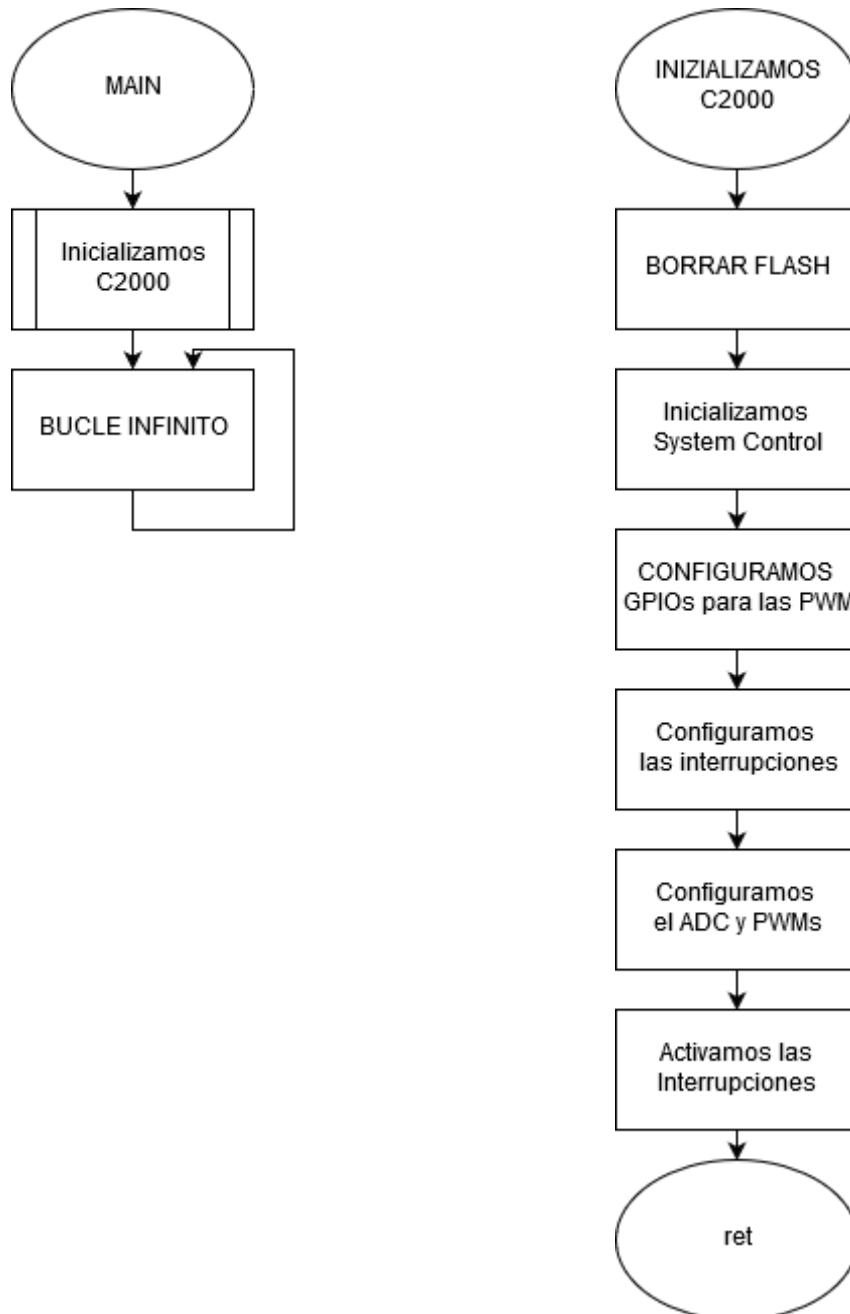
Ilustración 57: Montaje de la BUCK en la PCB

5.2 Código C

A continuación, se va a exponer el diagrama de bloques de código en C del microcontrolador C2000, el F28027, que se encarga de gestionar la regulación de la BUCK, gracias al regulador PI anteriormente calculado y por otra parte, realizar la señal PWM para la excitación del convertidor resonante, que a continuación veremos más en detalle.

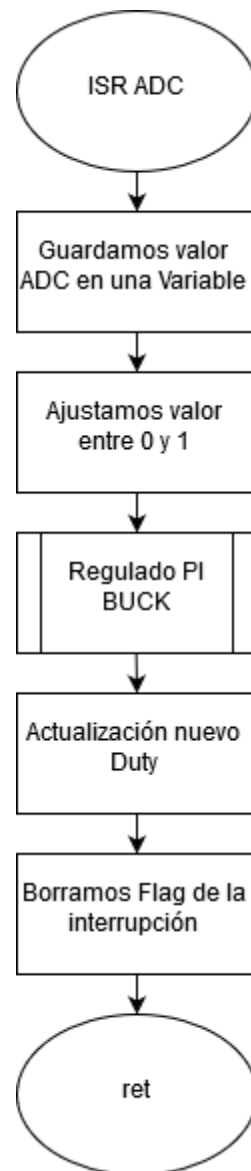
Para gestionar el regulador BUCK, se a basado en la programación de orientación a objetos.

Para ello en el archivo principal, main.c, se puede observar que solo inicializamos el microcontrolador y luego a un bucle infinito, que no se hace nada, solo a esperar las interrupciones del ADC, como se puede observar en los siguientes diagramas de bloque.

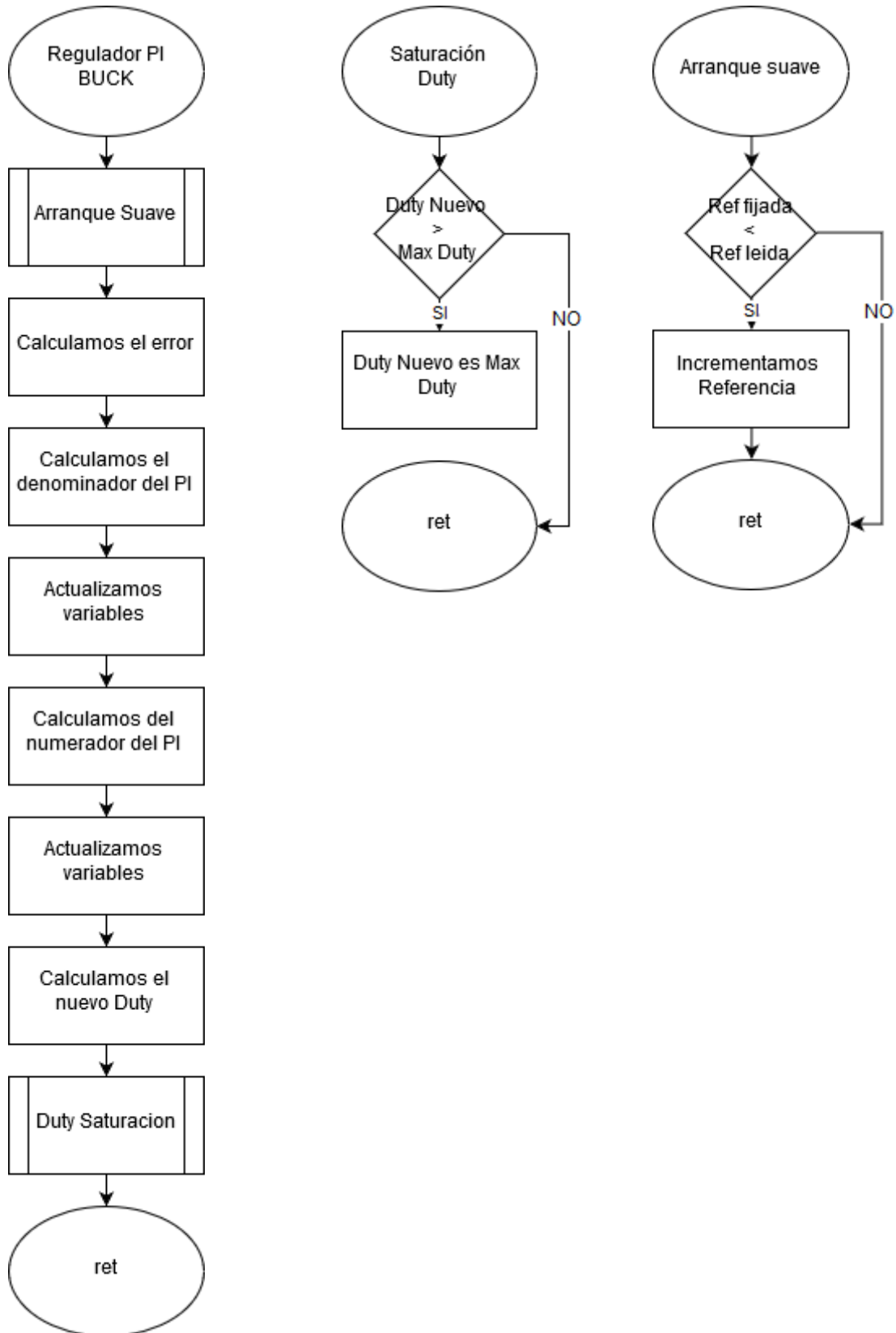


Para que salte la interrupción del ADC, se configura un timer del microcontrolador, en este caso usamos PMW4, a 25 KHz (40 μ s).

Dicha frecuencia de muestro del ADC, es porque los MOSFETs trabajan a 50 kHz, y para aplicar un filtro anti-aliasing mediante software, se ejecuta el ADC cada 40 μ s. Cuya función se puede ver en el diagrama de bloques.



Y, por último, está la función del regulador PI, que lo llama desde el ADC.



5.3 Resultados Resonante

Una vez obtenidos los resultados del regulador BUCK, se procede a realizar la prueba del convertidor resonante.

Para ello se empieza por el semipunte, para ello se realiza mediante el driver IR2104s.

El motivo de hacerlo con dicho driver, es para disparar el MOSFET de arriba, Q4 en la siguiente ilustración, ya que la referencia PWM no es masa, sino de una masa flotante.

Y gracias a dicho driver solo tenemos que poner una señal PWM del microcontrolador.

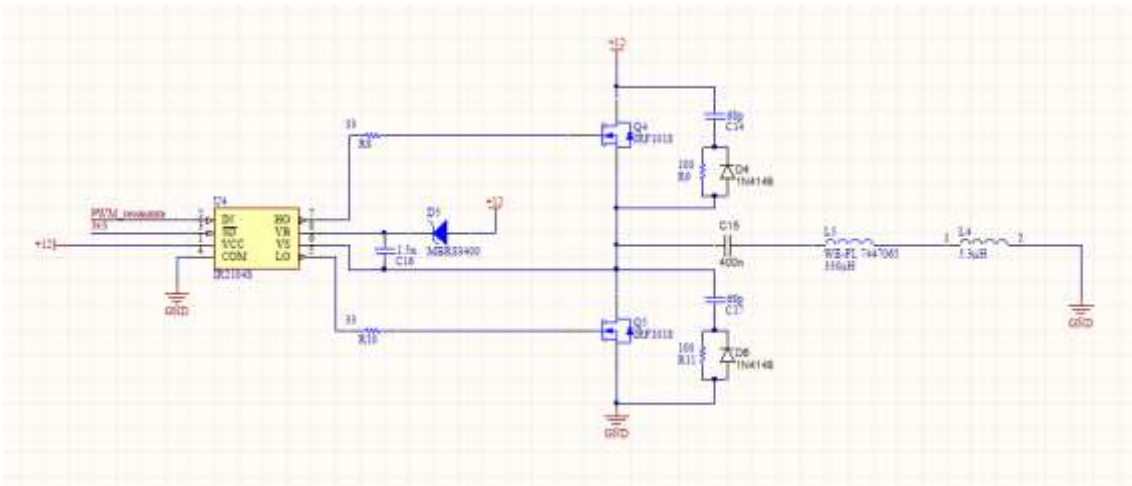


Ilustración 58: Esquema del Convertidor Resonante

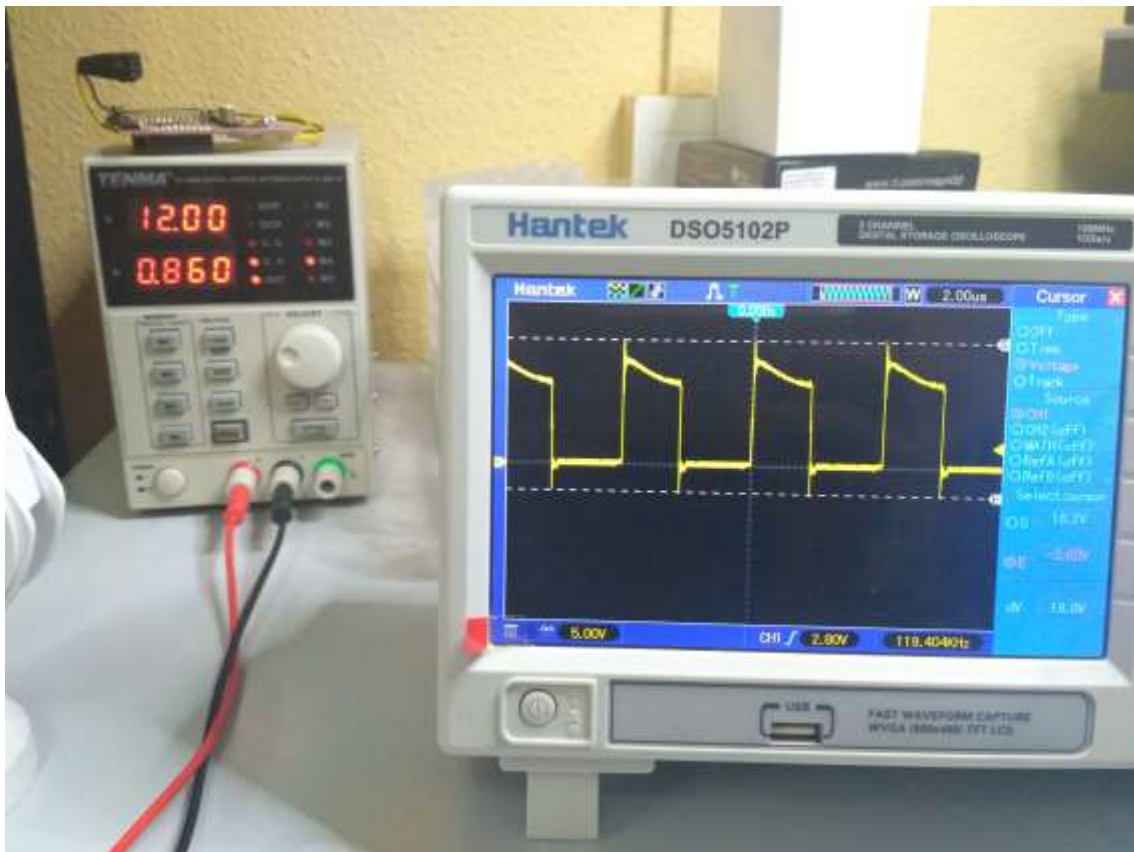


Ilustración 59: Señal PWM del semipunte con $R_l = 10 \Omega$

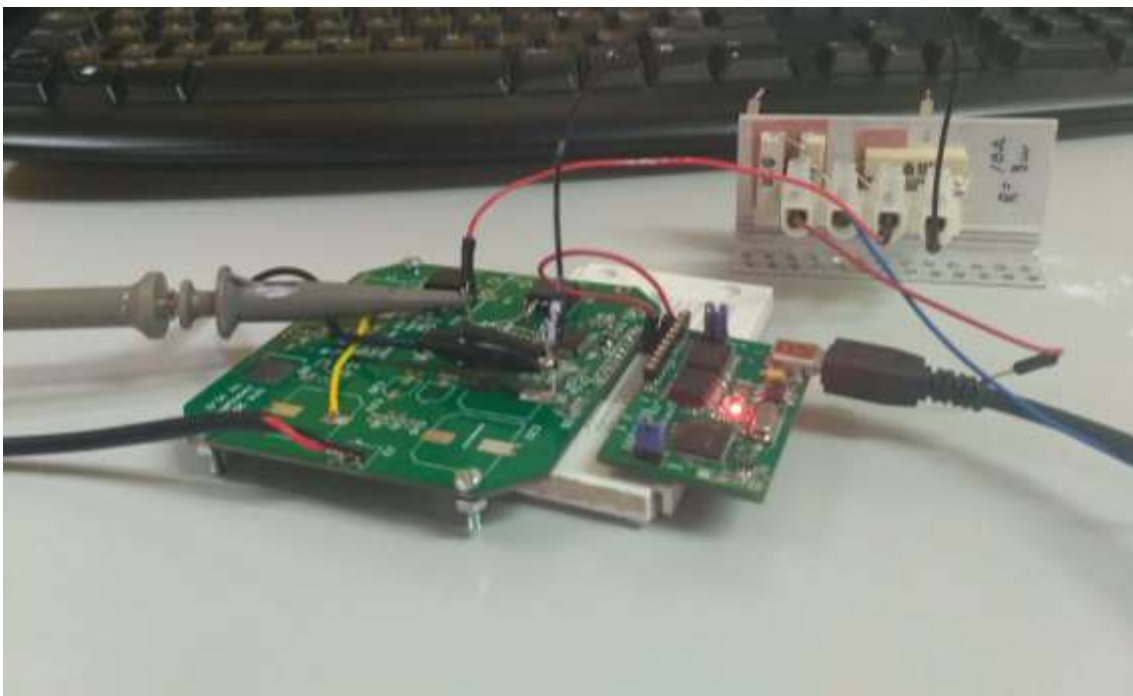


Ilustración 60: Imagen de la prueba en la PCB de la señal Semipunte

Una vez, comprobado que funciona bien el semipunte, se va a proceder a montar el convertidor resonante, y hacer las pruebas con las distintas antenas y separación entre ellas, como se puede ver en la siguiente ilustración.



Ilustración 61: Montaje para las medidas de transferencia de potencia

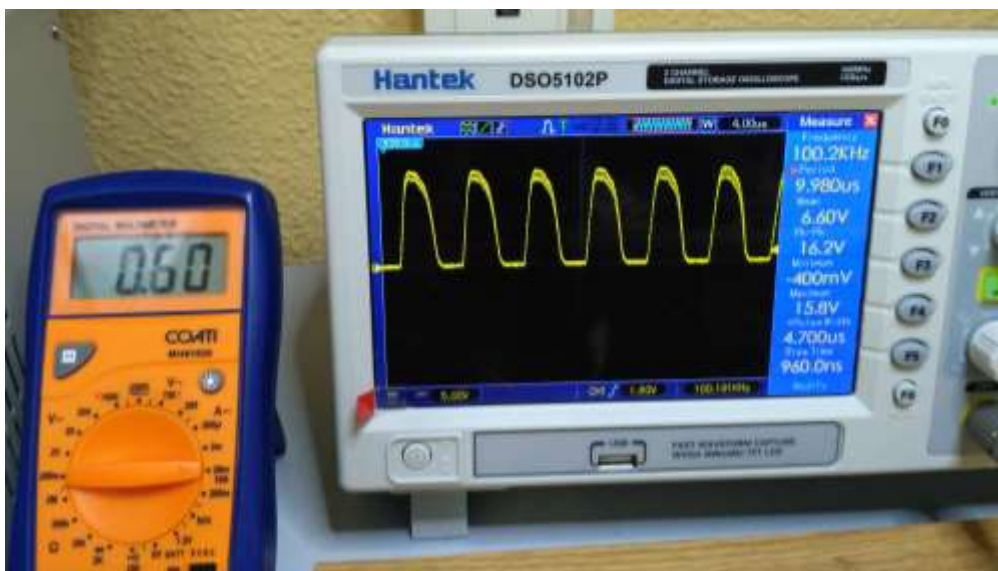


Ilustración 62: Corriente y señal a la salida en la carga en una de las pruebas

ANTENAS				
TX = 760308101302		RX = 760308101303		
DISTANCIA (cm)	CARGA = 10 Ohm		CARGA = 5 Ohm	
	Vo	Io	Vo	Io
0,5	3,36	0,08	2,16	0,09
1	2,6	0,05	1,84	0,07
1,5	1,52	0,02	1,04	0,03
2	1,04	0,01	0,8	0,01
2,5	0,72	0	0,56	0
3	0	0	0	0
3,5	0	0	0	0
4	0	0	0	0

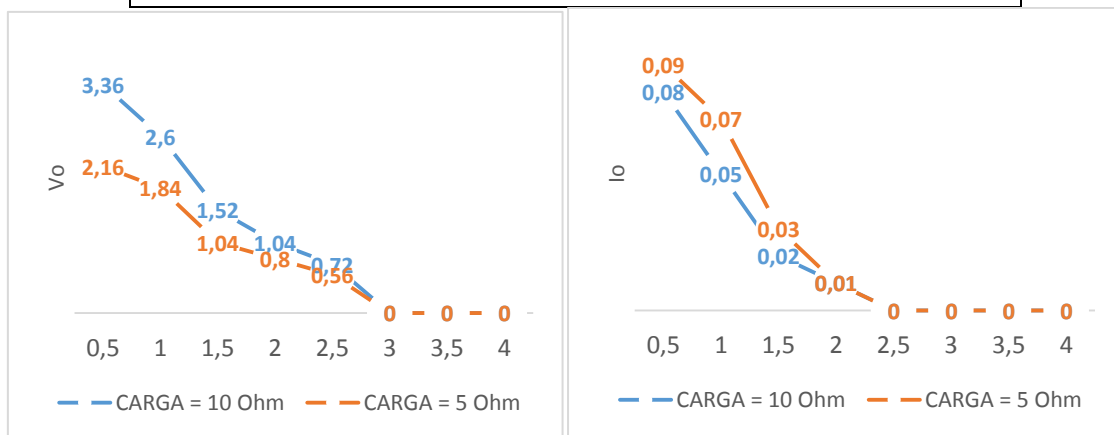


Ilustración 63: Resultado de la 1ª prueba

ANTENAS				
TX = 760308101302			RX = 760308201	
DISTANCIA (cm)	CARGA = 10 Ohm		CARGA = 5 Ohm	
	Vo	Io	Vo	Io
0,5	7,6	0,23	5,44	0,34
1	4,8	0,13	3,52	0,2
1,5	4,52	0,09	2,66	0,13
2	3,16	0,05	1,7	0,07
2,5	2,36	0,02	1,14	0,03
3	1,96	0,01	0,72	0,01
3,5	0	0	0	0
4	0	0	0	0

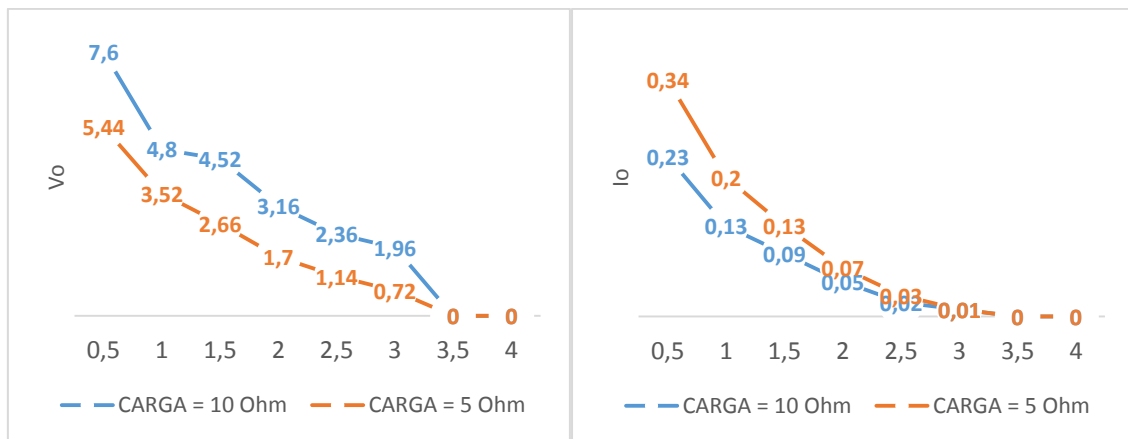


Ilustración 64: Resultado de la 2ª prueba

ANTENAS				
TX = 760308101302		RX = AWCCA-50N50H35-C01-B		
DISTANCIA (cm)	CARGA = 10 Ohm		CARGA = 5 Ohm	
	Vo	Io	Vo	Io
0,5	18	0,6	8,8	0,45
1	16	0,6	6,4	0,31
1,5	12,6	0,39	4	0,14
2	8,8	0,27	3,2	0,09
2,5	6	0,16	2,4	0,06
3	4,6	0,11	2	0,03
3,5	3,4	0,07	2	0,02
4	2,6	0,05	1,6	0,01

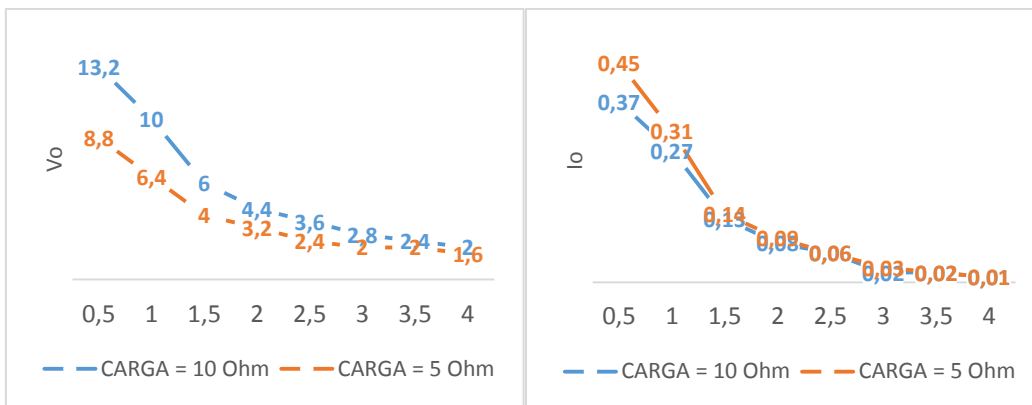


Ilustración 65: Resultado de la 3ª prueba

6 Conclusiones

Una vez finalizado todas las medidas, se puede considerar concluido el desarrollo del estudio de un sistema de transferencia de potencia inalámbrica. A continuación, se va a presentar las conclusiones por cada una de las partes del sistema.

Las placas solares:

Hoy en día existen placas solares que podemos llevar a todas partes, ya que su peso y tamaños nos lo permiten. Claro ejemplo lo tenemos en las placas seleccionadas para este proyecto, véase la siguiente imagen. Perfecto para cumplir con el objetivo de nuestro proyecto.

En nuestro caso, tenemos unas placas de monocristalino rígidas que se puede plegar, reduciendo su tamaño, aproximadamente, al tamaño de un folio A4 y un peso, aproximado de 470 g.



Ilustración 66: Placa Solar portable de 20 W

Convertidor BUCK:

Se ha obtenido un convertidor BUCK a 12 V, con el objetivo de tener 12 W en la salida, donde se ha podido contemplar en las simulaciones y en las medidas en la PCB donde se obtenía lo deseado.

En conclusión, el convertidor simulado en MATLAB con respecto al convertidor en la PCB se ha ido unos 250 mA (1200 mA simulado – 950 mA real = 250 mA), unas simulaciones validas, considerando que cuando se realizó las simulaciones se consideró los componentes ideales.

Mientras en la parte del convertidor en la PCB se ha obtenido unos 11,4 W (12V@0.95A), con un pequeño rizado en la salida, se considera aceptable, ya que por 500 mA de perdidas, de la parte deseada, se podría considerar aceptable.

Convertidor Resonante:

En este tipo de convertidor se ha conseguido lo deseado, transferir sin necesidad de cables una potencia de 12 W, aproximadamente, para poder recargar unas baterías para luego usarlas para el propósito de una iluminaria LED o recarga de dispositivos electrónicos.

Se ha podido observar en las medidas de la transferencia de potencia que influye varios factores:

Distancia: No tiene largo alcance y cuando se separa 2 ó 3 cm se puede observar la gran caída de potencia que se tiene.

Tamaño: Es un factor que ha influido bastante, ya que se tiene una mejor transferencia si las dos antenas se parecen del mismo tamaño.

Inclinación: Para transferir la máxima potencia las dos bobinas deben mirar de frente, al girar una o ambas la caída puede llegar a ser considerables.

Inductancia: Este apartado solo afecta al diseño del convertidor resonante, donde se tiene que variar la frecuencia de trabajo o el condensador.

En la siguiente tabla se puede observar el rendimiento obtenido en las medidas realizadas a distinta distancia.

ANTENAS			
TX = 760308101302			
RX = AWCCA-50N50H35-C01-B			
CARGA = 10 Ohm			
DISTANCIA (cm)	Vo	Io	Rendimiento (%)
0,5	18	0,6	90
1	16	0,6	80
1,5	12,6	0,39	40,95
2	8,8	0,27	19,8
2,5	6	0,16	8
3	4,6	0,11	4,216666667
3,5	3,4	0,07	1,983333333
4	2,6	0,05	1,083333333

Para el cálculo del rendimiento se ha calculado mediante la siguiente fórmula:

$$\text{Rendimiento} = \frac{P_{\text{carga}}}{P_{\text{fuente}}} = \frac{V_o \cdot I_o}{12 \cdot 3} \cdot 100 \quad (6.1)$$

6.1 Aportaciones

Con este proyecto se ha llevado a cabo un posible producto para cierto mercado, donde se necesite recargar baterías y por su ubicación debe estar en una carcasa de IP alta, y al hacer cualquier agujero a dicha carcasa pierde todo su grado IP. Por lo que gracias a este estudio se le ofrece una posibilidad a tener en cuenta.

Otros mercados de dicho producto son las tiendas de campaña, ya que dicha tela no se puede agujerar para no perder su impermeabilidad. Como se puede observar en la siguiente ilustración.



Ilustración 67: Ejemplo de instalación de la placa solar en una tienda de campaña

7 Trabajo futuro

Con el tiempo que se establece para desollar un trabajo final de master, se han dejado por finalizar algunos detalles para mejorar el estudio y la eficiencia del mismo.

Uno de las posibles mejoras es la mejora del regulador PI, ya que a la salida de la BUCK se obtenía un rizado de tensión, o un filtro paso bajo.

Otra posibilidad de mejora, es usar un MOSFET GaN o SiC, ya que soportan mayor potencia y más frecuencia de trabajo, así reduciendo los tamaños de los componentes que actualmente está diseñada la PCB.

Con respecto a la transferencia de potencia, se podría estudiar la posibilidad de que el C2000 generara una señal senoidal, el motivo principal viene dado por las bobinas, ya que sus campos magnéticos fluctúan con los cambios de tensión, y una señal senoidal varia su tensión constantemente, mientras una señal cuadrada solo varia cuando pasa de estado alto a bajo y viceversa, y por ese motivo una señal senoidal podría transmitir más potencia.

8 Referencias

- [1] Gabriel Garcerá Sanfelín, Emilio Figueres Amorós y Antonio Abellán García, “Convertidores conmutados: Circuitos de potencia y control”. Servicio Publicaciones UPV.
- [2] Freddy Fernando Valderrama, Henry Moreno C, Héctor Manuel Vega. “Análisis, simulación y control de un convertidor de potencia DC-DC tipo boost”. DIALNET (2001).
- [3] “An introduction to LLC resonant half-bridge converter”. Application note AN2644 .ST electronics. 2008
- [4] Won-suk Choi, Sungmo Young. “Analysis of MOSFET Failure in LLC Resonant Converter”. Application note AN-9067. FAIRCHILD semiconductor.
- [5] O.H. Stielau, G.A. Covic. “Design of loosely coupled inductive power transfer systems”. IEEE. 2000
- [6] RAGHU NARAYANAN, “Wireless Power Charging Coil Changing Considerations”, Application Note ANP027. 2015.
- [7] Chongwen Zhao, Zhibo Wang, Jin Du, Jiande Wu, Sheng Zong, Xiangning He. “ Active Resonance Wireless Power Transfer System Using Phase Shift Control Strategy”. IEEE.2014.
- [8] Salahuddin Raju, Rongxiang Wu, Member Mansun Chan, Fellow, C. Patrick Yue, “Modeling of Mutual Coupling Between Planar Inductors in Wireless Power Applications”. IEEE. 2013.
- [9] <https://curiosoando.com/como-funciona-un-panel-solar>
- [10] <https://es.mathworks.com/discovery/mppt-algorithm.html>
- [11] Juan Ignacio Morales, “Análisis de Topologías de Redes Snubber para Transistores de Potencia en Fuentes Conmutadas”, UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL, FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA – ARGENTINA
- [12] <https://www.slideshare.net/STMICROELECTRONICS/stmicroelectronics>
- [13] RAGHU NARAYANAN, “Wireless Power Charging Coil Changing Considerations”, Application Note Würth Elektronik, 2015
- [14] https://es.wikipedia.org/wiki/Transistor_de_efecto_de_campo_metal-%C3%B3xido-semiconductor

ANEXO I: BUCK.m

```

%*****
%
%                               BUCK
%*****

z = tf('z');
s = tf('s');
% Frecuencia de ataque al MOSFET
fs=50*10^3;
Ts=1/fs;
Tdel=3/(2*fs);

Q_AL=0.677230026822458;
w_nAL=2*pi*30.121596058792*10^3;
% Valores de la BUCK
Vi=20;
Vo=12;
Rmin=12;
L=330*10^-6;
C=220*10^-6;
Rc=18.25*10^-3;

%% Ganancia sensado y codificación
Vsens=0.5;
VmaxAD=3;
beta1=Vsens/Vo;
beta2=(1/4096)/VmaxAD;

%% Discretizar con Tustin.
%Regulador PI
kp=0.5;
ki=2*pi*150;

PI=kp*(1+ki/s);
PI_disc=c2d(PI,Ts,'tustin')
[b,a,Ts]=tfdata(PI_disc,'v')

%Regulador AV
wz1=2*pi*400;
wp1=2*pi*10*10^3;

Av=(1+s/wz1)/(1+s/wp1);
Av_disc = c2d(Av,Ts,'tustin')

%% Obtener funciones de transferencia en bucle abierto y bucle cerrado
wz2=1/(Rc*C);
wn=1/sqrt(L*C);
sigma=1/(2*wn)*(1/(Rc*C)+Rmin*C/L);
Q=1/(2*sigma);

Gvd=Vi*(1+s/wz2)/(s^2/wn^2+s/(Q*wn)+1);
HAL=1/(s^2/w_nAL^2+s/(Q_AL*w_nAL)+1);
e_Tdel=(1-0.5*Tdel*s+(s*Tdel)^2/12)/(1+0.5*Tdel*s+(s*Tdel)^2/12);
%2.7183^(-s*Tdel);

```

```
h2=HAL*beta1*beta2;

Gvd_disc=c2d (Gvd,Ts,'tustin');
h2_disc=c2d (h2,Ts,'tustin');

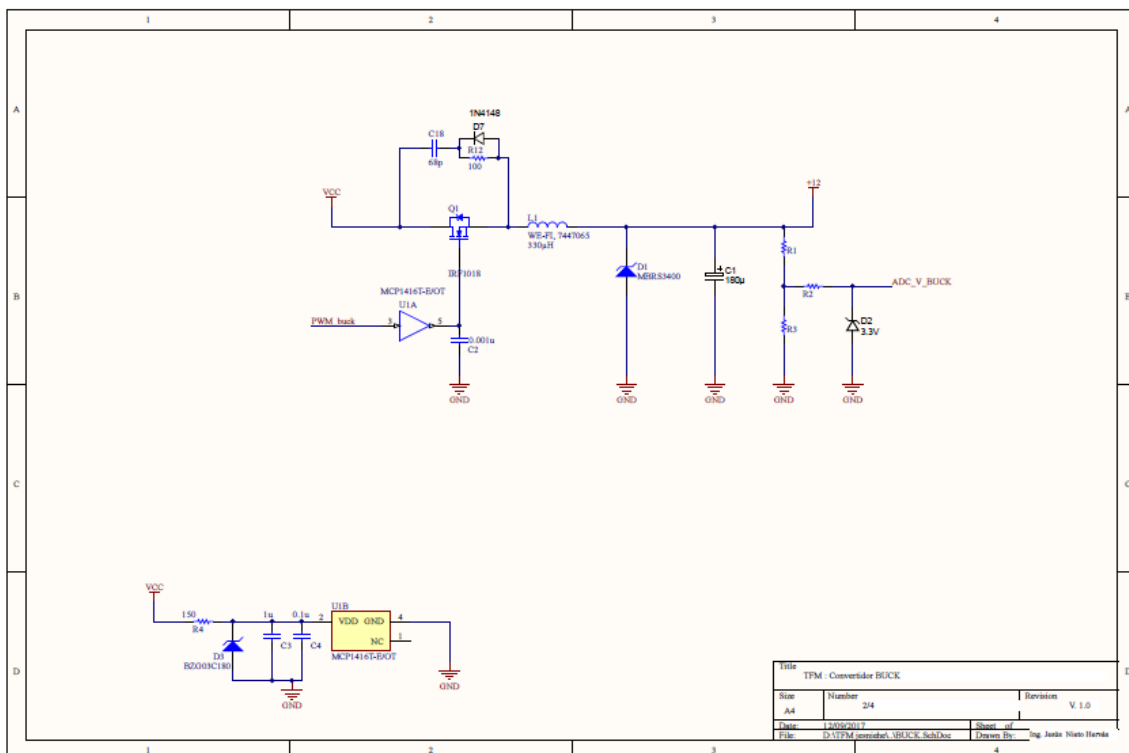
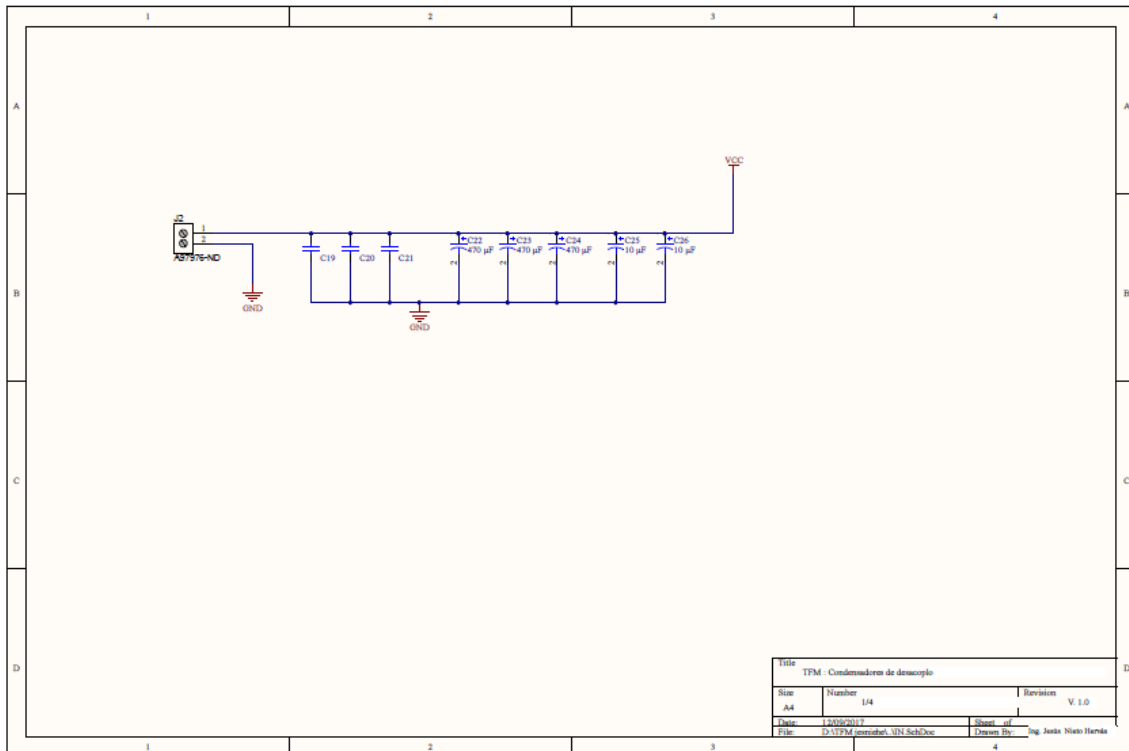
e_Tdel_disc=c2d (e_Tdel,Ts,'tustin');

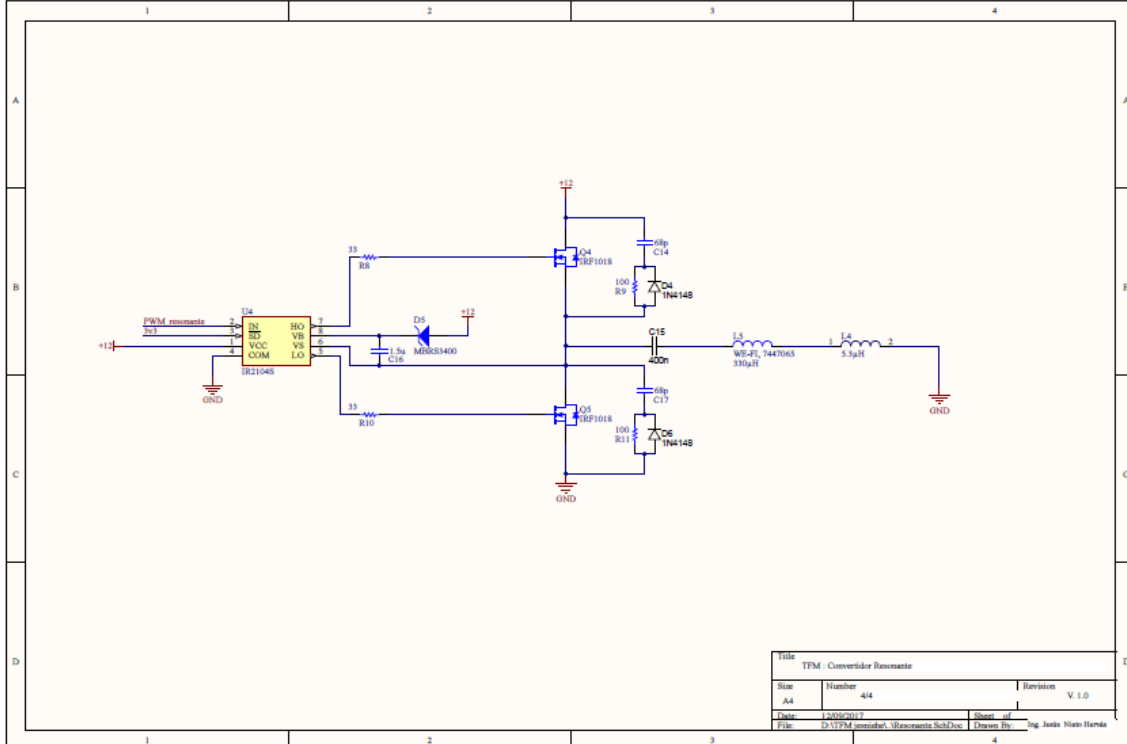
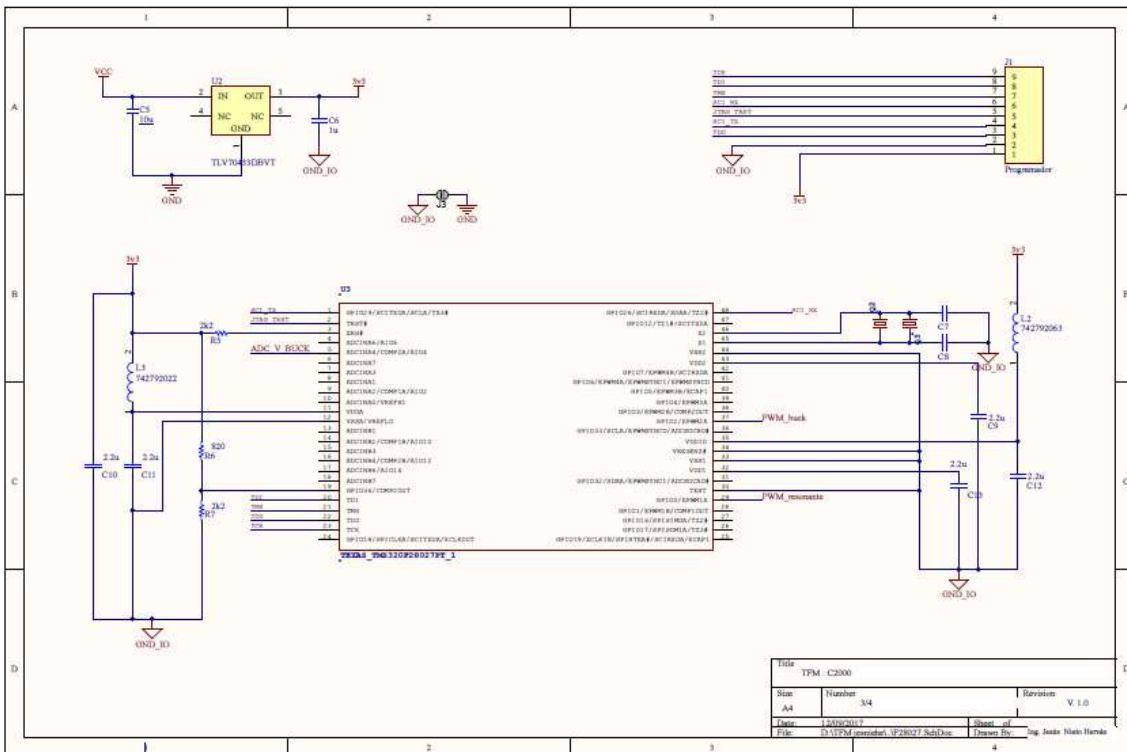
% Bucle abierto
GA=PI_disc*e_Tdel_disc*Gvd_disc;
[b1,a1,Ts]=tfdata(GA,'v')
fvtool (b1,a1);

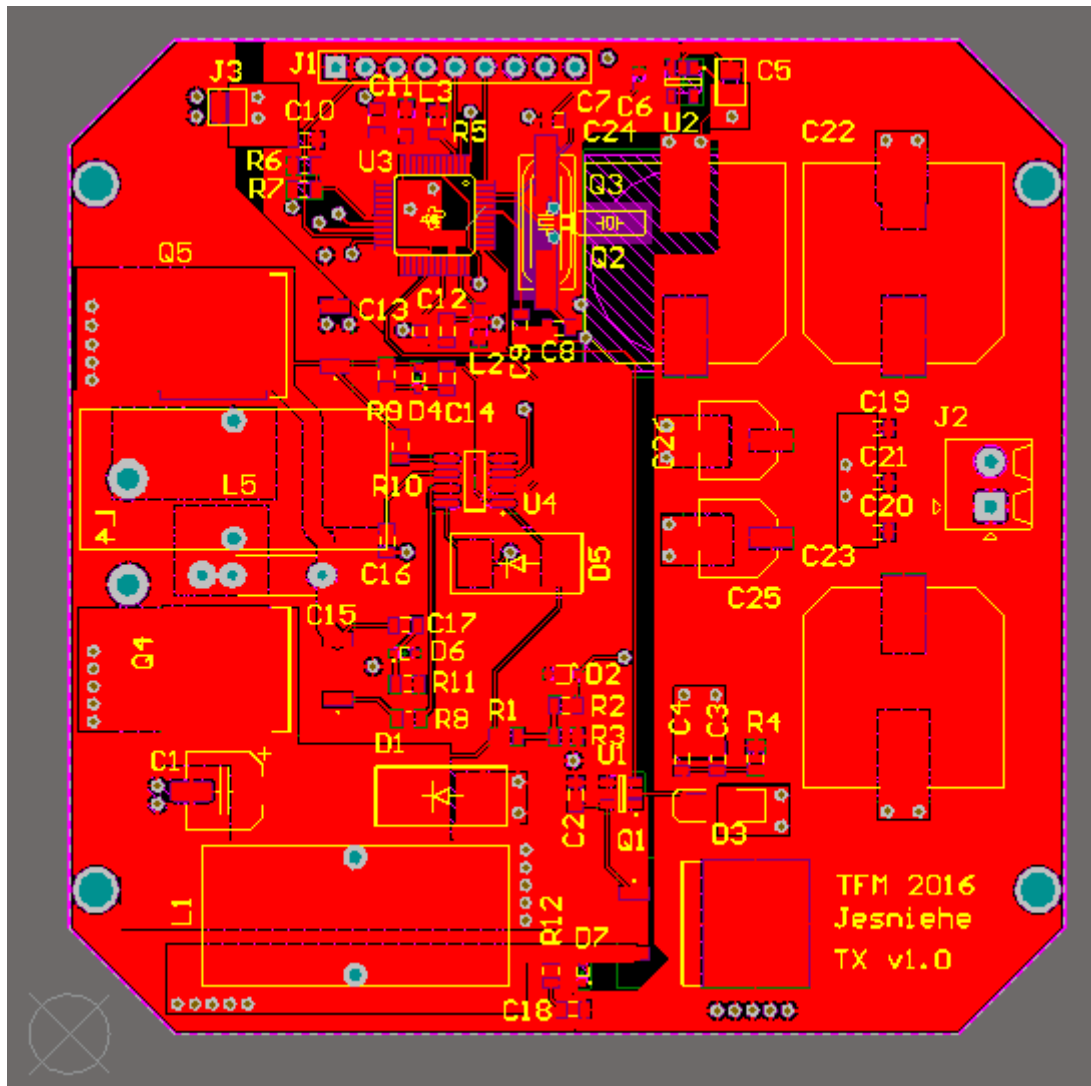
%Bucle cerrado
tipo_feedback = -1;
y = feedback (GA,h2_disc,tipo_feedback)

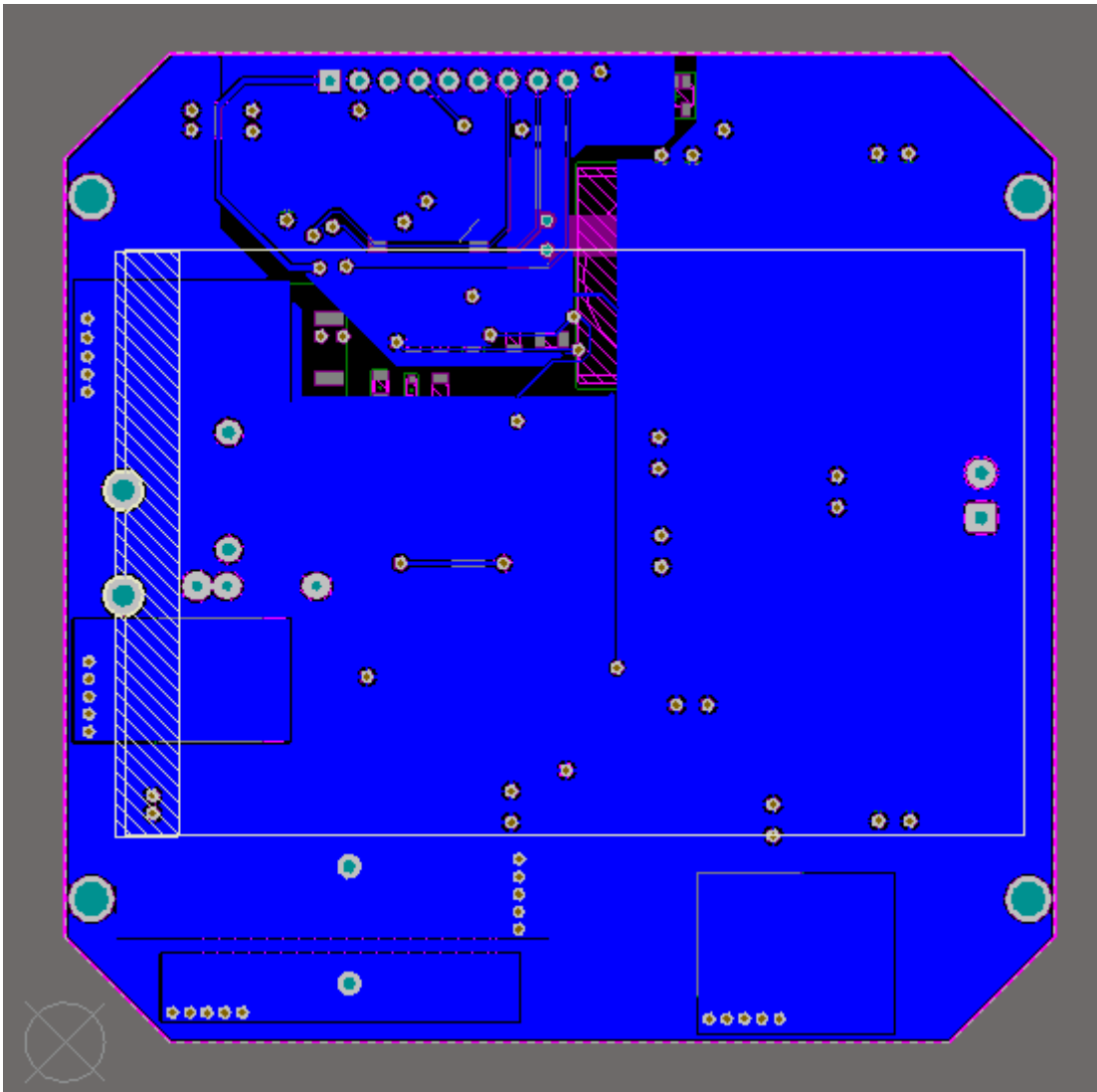
%Con al herramienta sistools comprobamos el PI sea estable
sisotool(y)
```

ANEXO II: Diseño PCB TX

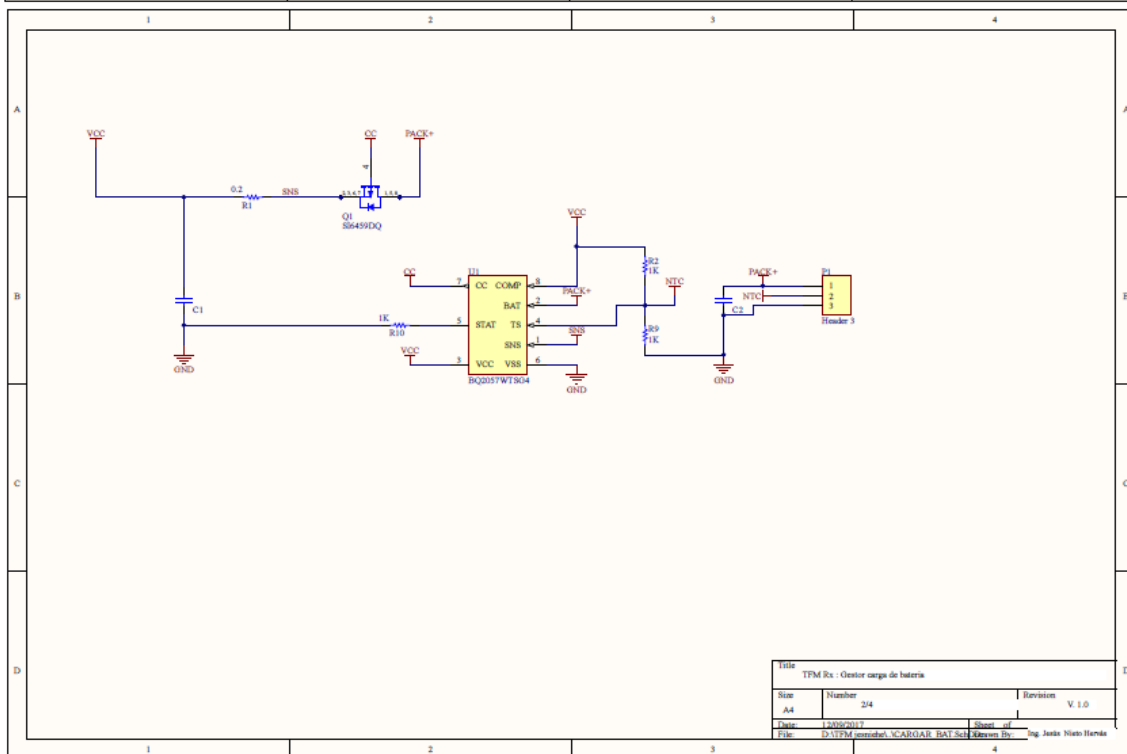
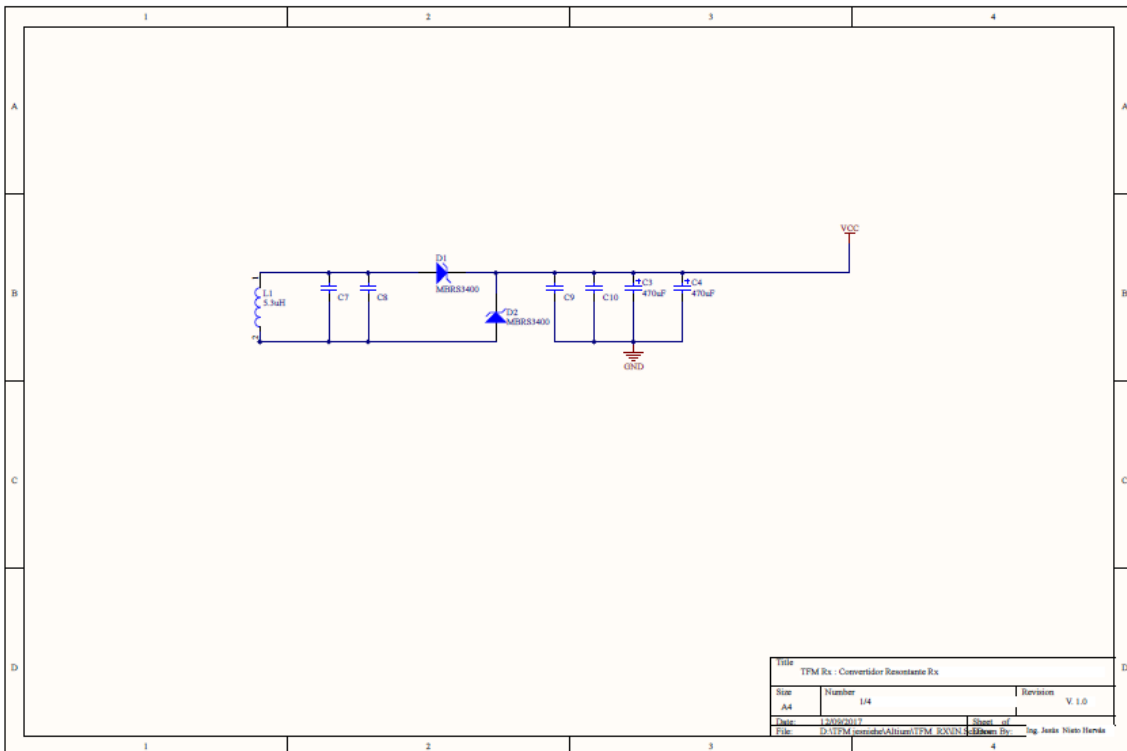


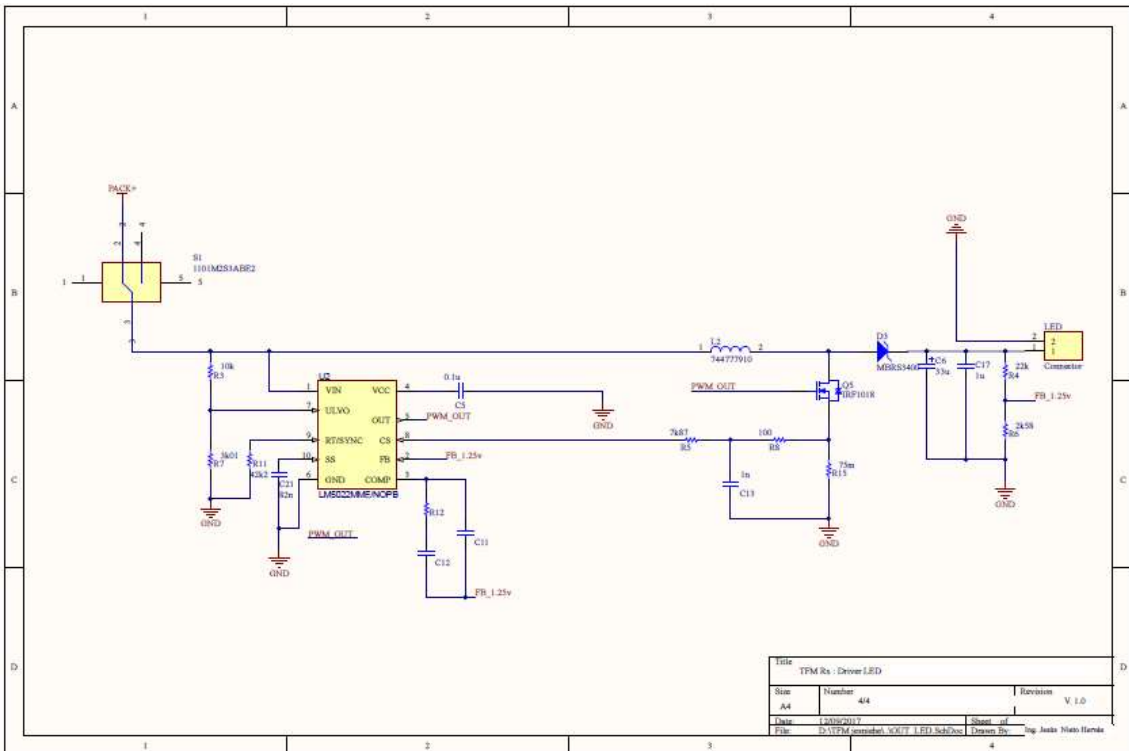
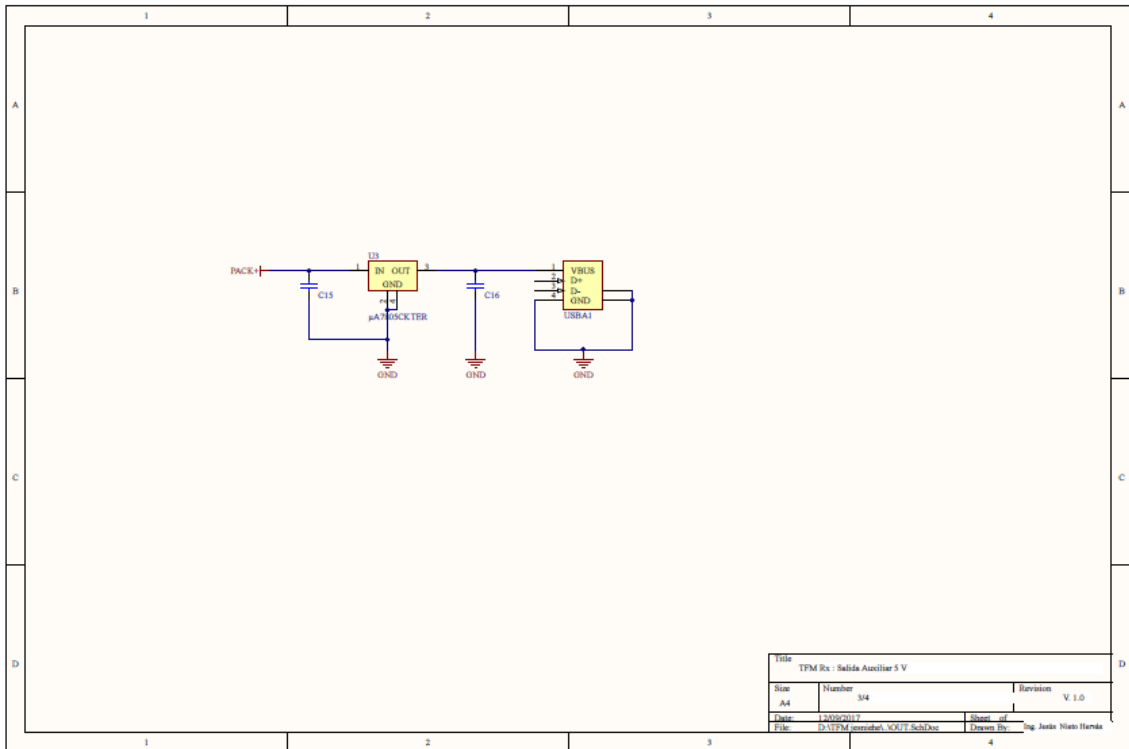


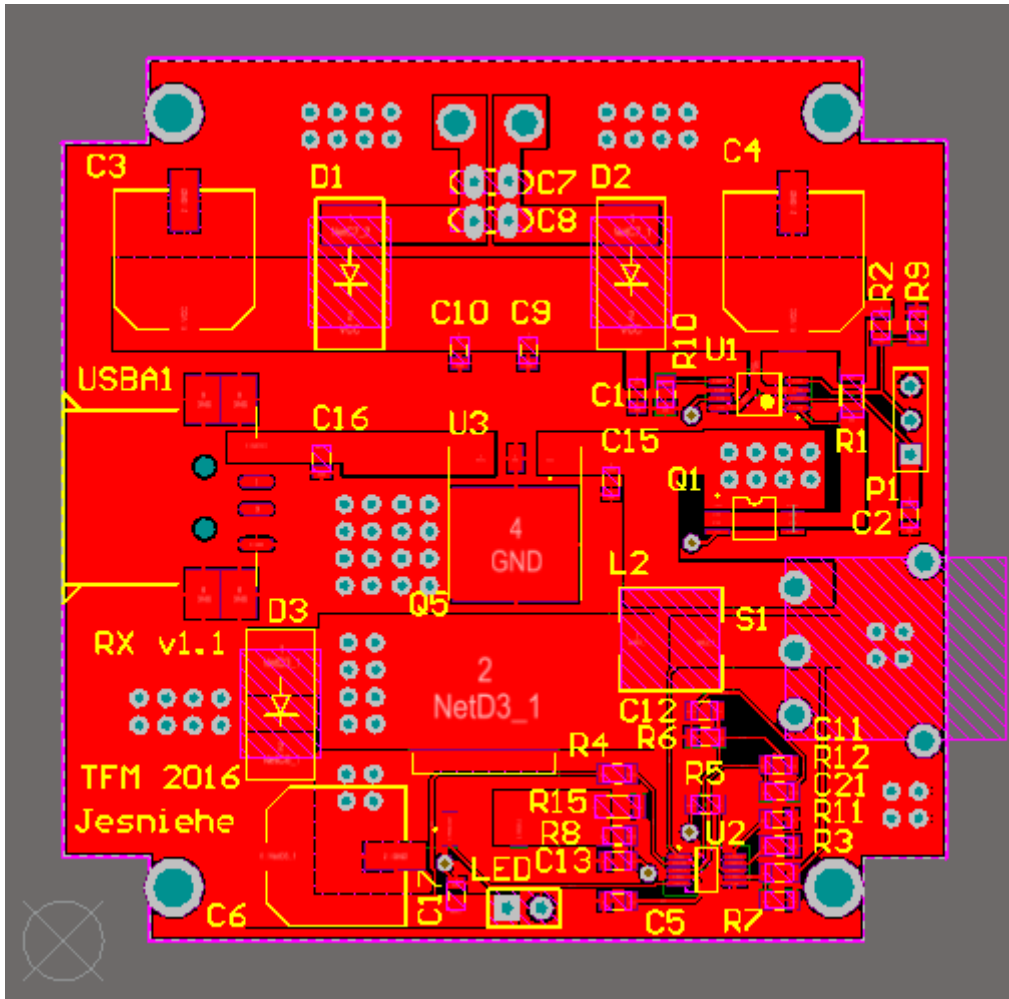


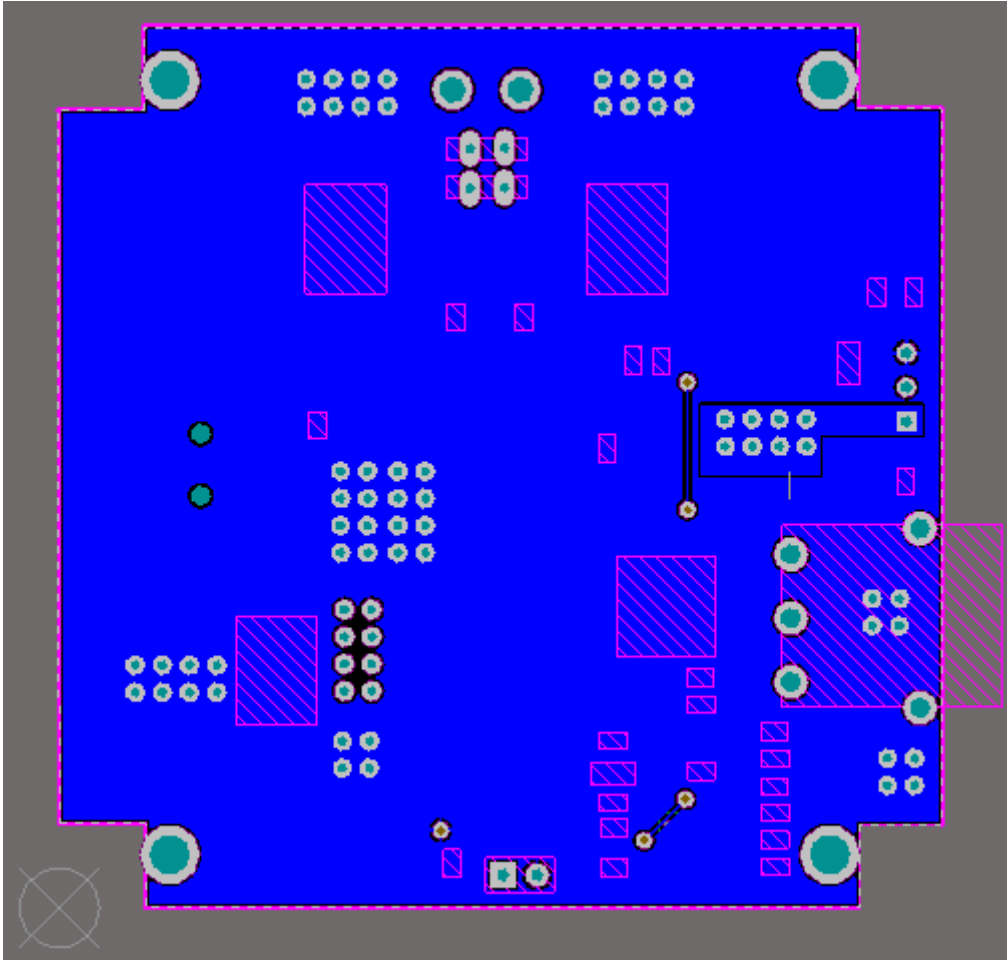


ANEXO III: Diseño PCB RX









ANEXO IV: Código C

main.c

```

/**
*****
*   TFM transmision de potencia resonante - Software v1.1
*
*   Description:
*       Programa Principal. donde se gestiona el software
*
*   @Autor      :   Jesus Nieto Hervas
*   @Empresa   :   MISE : UPV
*   @Fecha     :   Enero 2017
*   @Compilado :   CCS 6.1.3.00033
*   @Micro     :   TMS320F28027
*****/

// Device Headerfile and Examples Include File
#include "DSP28x_Project.h"
#include "stdlib.h"
#include "ADC.h"
#include "init_hardware.h"
//#include "IQmathlib.h"

void main ()
{
    // Configuramos el C2000
    init_hardware ();

    // Wait for ADC interrupt
    for(;;)
    {

    }
} // FIN main

```

ADC.c

```

/**
*****
*   TFM - Transmision de potencia inalambrica v1.0
*
*   Description:
*       Interrupcion provocada por el ADC cuando a terminado la conversion de
*       lectura y se procesa la regulacion del convertidor BUCK.
*
*   @Autor      :   Jesus Nieto Hervas
*   @Empresa   :   Master Universitario en Ingenieria de Sistemas Electrónicos:
UPV
*   @Fecha     :   Junio 2016
*   @Compilado :   CCS 6.1.3.00033
*   @Micro     :   TMS320F28027
*
*****
*****/

#include "ADC.h"

PI_modulo PI_tension = INIT_PI_V ;

uint16_t resultado_ADC[500],i=0,SIZE=500;
uint16_t ADC_temp, ADC_old=0;

/*****
Interrupcion producida por el ADC channel 3 cuando a terminado la conversion del
ADC.
* Pasos que sigue:
*     Paso 1: Recogemos el valor del ADC
*     Paso 2: Aplicamos un histeresis, porque suele tener un rizado el
ADC con la misma tension y con la histeresis queremos evitar esta lecturas
falsas.
*     Paso 3: Pasamos el valor del ADC a un valor entre 0 y 1
*     Paso 4: Llamamos al regulador de tension de la BUCK
*     Paso 5: Aplicamos la nueva duty a la señal PWM del MOSFET
*
* @parametros_enviados
*     - void
* @parametros_recibidos:
*     - void
*****/
__interrupt void adc_isr(void)
{
    // Paso 1
    ADC_temp = AdcResult.ADCRESULT1;

    // Paso 2
    histeresis_ADC ();

    // Paso 3
    PI_tension.duty_saturacion = EPWM2_TIMER_TBPRD / 2;
    PI_tension.v_ADC = resultado_ADC[i]/4096.0;

    // Paso 4
    PI_tension.cal_PI(&PI_tension);

```



```

// Paso 5
//EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = PI_tension.duty;
EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = EPWM2_TIMER_TBPRD / 2;

if (i<SIZE)
    i++;
else
    i=0;

// Borramos el flanco de interrupcion del ADC
AdcRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1;           //Clear ADCINT1 flag
reinitialize for next SOC
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;      // Acknowledge interrupt to PIE
} //FIN adc_isr

/*****
* Aplicamos un histeresis, porque suele tener un rizado el ADC con la misma
* tension y con la histeresis queremos evitar esta lecturas falsas.
*
* @parametros_enviados
* - void
* @parametros_recibidos:
* - void
*****/
void histeresis_ADC ()
{
    uint16_t histeresis = 100;

    // Se mira si el ruido esta por encima o por debajo de la lectura
    anterior, para aplicar bien la resta.
    if (ADC_temp > ADC_old)
        resultado_ADC[i] = ADC_temp - ADC_old;
    else
        resultado_ADC[i] = ADC_old - ADC_temp;

    // Si la diferencia de lectura del ADC anterior es aceptable se modifica
    el ADC, si es insignificante se mantiene.
    if (resultado_ADC[i] < histeresis)
        resultado_ADC[i] = ADC_old;
    else
        resultado_ADC[i] = ADC_temp;

    ADC_old = resultado_ADC[i];
} //FIN histeresis_ADC

```

ADC.h

```

/*
 * ADC.h
 *
 * Created on: 9 de jun. de 2016
 * Author: Jesus Nieto Hervas
 */

//Definimos los valores iniciales del regulador PI para la tension
/*
#define      v_ref      0.4
#define      inc_ref    0.01
#define PI_A      0.01//035           // Numerador del PI
#define PI_B      0.005//354        // Numerador del PI
#define AV_B0     15.74              // Numerador del AV
#define AV_B1     -14.97            // Numerador del AV
#define AV_A1     -0.22//83         // Denominador del AV
*/

#ifndef ADC_H_
#define ADC_H_

#include "DSP28x_Project.h" // Device Headerfile and Examples Include File
#include "stdlib.h"
#include "PI.h"
#include "init_hardware.h"

__interrupt void adc_isr (void);
void histeresis_ADC (void);

#endif /* ADC_H_ */

```

Pl.c

```

/**
*****
*   TFM - Transmision de potencia inalambrica v1.0
*
*   Description:
*       Regulador PI de la BUCK.
*
*   @Autor       :   Jesus Nieto Hervas
*   @Empresa    :   Master Universitario en Ingenieria de Sistemas Electrónicos:
UPV
*   @Fecha      :   Junio 2016
*   @Compilado  :   CCS 6.1.3.00033
*   @Micro      :   TMS320F28377S
*
*****
*****/
#include "PI.h"
float vo_ref, vo_ref_uax = 0.0;
float inc_ref = 0.01;

/*****
* Funcion encargada de gestionar el regulador PI de la buck. Funcion basada en la
orientacion de objeto.
*
*   @parametros_enviados
*       - void
*   @parametros_recibidos:
*       - MODULE      Definido en "PI.h"
*****
*****/
void regulador_PI (PI_modulo *v)
{
    if (vo_ref_uax < v->v_ref)
        vo_ref_uax = vo_ref_uax + inc_ref;

    v->error = vo_ref_uax - v->v_ADC;

    v->H1_k = v->error + v->H1_k_1;
    v->Y_PI = v->PI_A * v->H1_k + v->PI_B * v->H1_k_1;
    v->H1_k_1 = v->H1_k;

    v->H2_k = v->Y_PI + v->AV_A1 * v->H2_k_1;
    v->Y_AV = v->AV_B0 * v->H2_k + v->AV_B1 * v->H2_k_1;
    v->H2_k_1 = v->H2_k;

    v->duty = v->Y_AV * v->duty_saturacion;

    if (v->duty > v->duty_saturacion)
        v->duty = v->duty_saturacion;
}
//Fin regulador_tension

```

