



UNIVERSIDAD DE LA REPÚBLICA
FACULTAD DE INGENIERÍA



Transferencia Inalámbrica de Energía por Acople Inductivo con Seguimiento del Punto de Máxima Eficiencia

MEMORIA DE PROYECTO PRESENTADA A LA FACULTAD DE
INGENIERÍA DE LA UNIVERSIDAD DE LA REPÚBLICA POR

Gonzalo Federico Cuñarro Podestá, Guillermo Francisco
Flieller Alfonso

EN CUMPLIMIENTO PARCIAL DE LOS REQUERIMIENTOS
PARA LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE
INGENIERO ELECTRICISTA.

TUTOR

Ing. Pablo Pérez-Nicoli..... Universidad de la República
Prof. Fernando Silveira..... Universidad de la República

TRIBUNAL

Prof. Rafael Canetti Universidad de la República
Prof. Adj. Pedro Arzuaga Universidad de la República
Ing. Pablo Pérez-Nicoli..... Universidad de la República
Prof. Fernando Silveira..... Universidad de la República

Montevideo
jueves 15 febrero, 2018

Transferencia Inalámbrica de Energía por Acople Inductivo con Seguimiento del Punto de Máxima Eficiencia, Gonzalo Federico Cuñarro Podestá, Guillermo Francisco Flieller Alfonso.

Esta tesis fue preparada en \LaTeX usando la clase iietesis (v1.1).
Contiene un total de 149 páginas.
Compilada el jueves 15 febrero, 2018.
<http://iie.fing.edu.uy/>

When a coil is operated with currents of very high frequency, beautiful brush effects may be produced, even if the coil be of comparatively small dimensions. The experimenter may vary them in many ways, and, if it were nothing else, they afford a pleasing sight.

NIKOLA TESLA

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Agradecimientos

Agradecemos particularmente a los tutores Ing. Pablo Pérez-Nicoli y Dr. Ing. Fernando Silveira cuyo acompañamiento, asesoría y aporte nos permitieron llevar adelante el proyecto.

Agradecemos en forma general al Instituto de Ingeniería Eléctrica en su conjunto. Agradecemos al Departamento de Electrónica por facilitarnos el uso del Laboratorio Docente de Electrónica y al Departamento de Sistemas y Control por brindarnos el espacio físico donde se desarrolló gran parte de este proyecto.

Agradecemos a Mauricio Gonzalez por su ayuda con el diseño y prototipado de los PCB. A Rafael Canetti por cedernos el uso del laboratorio de control. Agradecemos a Rodrigo Kenji, miembro de CST, por su tiempo y ayuda con el software. A Leonardo Steinfield por proporcionarnos los microprocesadores utilizados. A Leonardo Barboni y Gonzalo Gutierrez por su aporte en el curso de CRF, utilizado en el diseño de las redes de adaptación. A Franco La Paz, Federico Favaro, Guillermo Antunez por sus aportes en temas de construcción de los PCB. Agradecemos a Florencia Blasina por su compañía en el laboratorio y asesoría en temas de documentación.

Agradecemos muy especialmente a nuestras familias y amigos por el apoyo durante el tiempo que llevó este emprendimiento.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Resumen

El presente proyecto se enmarca dentro del Proyecto Final de Carrera de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de la República. El tópico de este proyecto es la transferencia inalámbrica de energía con énfasis en la maximización de la eficiencia.

Se diseñó e implementó la electrónica y control de un sistema de transferencia inalámbrica de energía capaz de seguir el punto de máxima eficiencia: MEP, por sus siglas en inglés. Los resultados teóricos base de este proyecto fueron guiados por el tutor Pablo Pérez, cuyo trabajo abarca esta línea de investigación. Este proyecto tiene como antecedente el proyecto *TIE* integrado por *Agustín Rodríguez-Esteva, Ma. Sofía Perez Casulo, Bruno Serra Laborde*, sin embargo, la regulación de tensión y seguimiento automático de MEP no fueron abordadas en el mencionado proyecto.

El sistema esta inspirado en el problema de como alimentar dispositivos médicos de bajo consumo en condiciones donde no es viable el reemplazo de baterías. Este problema llevó a fijar como objetivo la implementación de un sistema capaz de entregar a la carga entre 300uW y 10mW a una tensión DC constante de 3.3V.

Se investigaron las condiciones que debe cumplir el sistema para operar en el punto de máxima eficiencia con los requerimientos del punto anterior. Debido a problemas prácticos las especificaciones iniciales se debieron modificar, en particular se modifico el voltaje de la carga a 2.7V. No fue posible alcanzar el punto de máxima eficiencia para las potencias planteadas en el objetivo inicial, se fijó como objetivo que la potencia de la carga pasará al entorno de 25mW.

El control es realizado por un microprocesador que registra voltaje y potencia entregada al transmisor, regulando este voltaje para alcanzar el punto de máxima eficiencia, sin requerir comunicación entre el transmisor y el receptor.

El sistema desarrollado es capaz de transferir energía a una carga de 15mW a 50mW, a una tensión de DC constante de 2.7V, desde un transmisor a un receptor separados una distancia de hasta 30mm. En esa zona de operación el sistema es capaz de seguir el punto de máxima eficiencia aún en condiciones cambiantes de consumo de la carga y posición. La eficiencia obtenida al realizar el seguimiento según criterios que presentaremos en el desarrollo llega a ser de hasta un 20%.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Prefacio

Este proyecto va en la línea de los trabajos de investigación del tutor Pablo Pérez y el proyecto predecesor *TIE* vinculados a transferencia inalámbrica, que se llevan adelante en el Instituto de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de la República. El objetivo principal de este proyecto es el diseño y construcción de un sistema de transferencia inalámbrica de energía capaz de encontrar y operar en forma mantenida bajo su condición de máxima eficiencia.

El proyecto comienza con el estudio teórico de transferencia inalámbrica de energía (WPT, Wireless Power Transfer) por acople inductivo con la lectura de los artículos [3], [7] y [5], donde se llegó a una comprensión general de la temática. Seguidamente se estudió la eficiencia en este tipo de sistemas buscando replicar teóricamente los resultados planteados en el artículo [12], con apoyo en el artículo [15], referente a los puntos de máxima eficiencia (MEP, Maximum Efficiency Point) y máxima transferencia de potencia, (MPTP, Maximum Power Transfer Point).

El vínculo magnético está impuesto por dos bobinas, las cuales fueron brindadas por el tutor al comienzo del proyecto. Con el fin de comprender mejor las características electromagnéticas de estas bobinas y su vínculo, se realizó un estudio en CST, sin embargo los resultados no fueron coherentes con las mediciones de los componentes, sumado esto a limitaciones en tiempo, se optó por proseguir con los datos obtenidos por las medidas solamente.

Una vez determinada la existencia y características del MEP y el MPTP se fijó como variable de interés la existencia de una resistencia de vista de carga óptima. Este punto puso el interés en obtener un modo de fijar la resistencia vista al valor óptimo, lo cual motivó al uso de redes de adaptación. Se realizó un estudio intensivo para obtener redes de adaptación que ajustaran o facilitaran el ajuste de la resistencia vista al valor óptimo.

Con lo determinado en cuanto a redes de adaptación se realizó una importante cantidad de simulaciones para confirmar la posibilidad de operar en el MEP. Se realizó un gran número de simulaciones utilizando los simuladores QUCS, LTSpice y Simulink.

Con QUCS se determinó la red de adaptación a utilizar. Luego se pasó a modelar el sistema en lazo abierto con LTSpice, con el fin de probar componentes reales a utilizar. LTSpice al igual que los otros software de simulación utilizados ofrecieron dificultades para simular el comportamiento del sistema, siendo las simulaciones de muy larga duración. Para la simulación del sistema de control se recurrió a Simulink de Matlab. Aquí los convertidores DCDC se tomaron como ideales, con una eficiencia fija, con el fin de observar el comportamiento de un

sistema ideal afín al real en lazo cerrado.

Una vez obtenida información suficiente en base a simulaciones se pasó al diseño del sistema, selección de componentes y finalmente construcción del prototipo. Se debieron construir dos prototipos tanto para el transmisor como para el receptor.

Para el control se utilizó un microprocesador msp430G2553, el cual lee las variables de estado y ajusta la eficiencia por medio de comunicación I2C. Los programas de control fueron escritos en lenguaje *C* y se encuentran en el anexo.

Se realizaron ensayos sobre ambas placas y sobre los componentes de mayor relevancia. Se realizaron pruebas de funcionamiento en lazo cerrado con el fin de ajustar el control y comprobar el seguimiento del punto de máxima eficiencia.

Tabla de contenidos

Agradecimientos	III
Resumen	V
Prefacio	VII
1. Introduccion: ¿Qué es la Transferencia Inalámbrica de Eneqía?	1
1.1. Historia	1
1.1.1. Comienzos	1
1.1.2. Aplicaciones Actuales	2
1.2. Categorías de transferencia inalámbrica de energía	3
1.2.1. Near Field y Far Field	3
2. Punto de Máxima Eficiencia	9
2.1. Primer Acercamiento: Circuito Básico	9
2.2. Punto de Máxima Eficiencia	9
2.3. Punto de Máxima Transferencia de Potencia	13
2.3.1. Modelado de la Carga	14
2.4. Puntos de Operación	15
2.4.1. Estabilidad de los puntos fijos del sistema	17
2.4.2. Modificar la característica de Potencia Entregada	18
3. Redes de Adaptación	21
3.1. Tipos de Redes y su Funcionamiento	22
3.1.1. Redes Tap	23
3.1.2. Redes L	24
3.1.3. Modelado del problema	26
3.2. Redes Variables	28
3.2.1. Red Variable 1	28
3.2.2. Red Variable 2	34
3.3. Redes Fijas	36
3.3.1. Red Fija 1	36
3.3.2. Red Fija 2	37
3.4. Resumen y Elección Final	39

Tabla de contenidos

4. Sistema Lazo Abierto y Lazo Cerrado	41
4.1. Consideraciones Previas	41
4.2. Simulación de Lazo Abierto	44
4.2.1. Resonancia Serie	44
4.2.2. Resonancia Serie vs Paralelo	47
4.3. Estrategias de Control	48
4.3.1. Métodos que Emplean Comunicación	51
4.3.2. Descripción de la Estrategia Elegida	54
4.4. Simulación de Lazo Cerrado	54
5. Prototipo, Bloques y Componentes	59
5.1. Construcción	59
5.1.1. Descripción de los Componentes Utilizados	60
5.1.2. Link - Acople	69
5.1.3. Descripción del Proceso de Construcción	70
6. Caracterización Experimental	75
6.1. Medidas Realizadas a bloques individuales	75
6.1.1. Contrastación de Datos Para la Bobina Tx	75
6.1.2. Eficiencia del Gate Driver	76
6.1.3. Convertidor DCDC del Receptor	78
6.1.4. Convertidor DCDC Primario	81
6.2. Sistema a Caracterizar (S) en Lazo Abierto	82
6.3. Sistema Completo en Lazo Abierto	86
6.4. Sistema en Lazo Cerrado	91
6.4.1. Ajustes al Sistema en Lazo Cerrado	91
6.4.2. Sistema en Lazo Cerrado Final	93
6.4.3. Medidas en Lazo Cerrado	96
7. Análisis y Conclusiones	99
7.1. Análisis de Resultados	99
7.1.1. Operación del Sistema S	99
7.1.2. Resistencia Vista	100
7.1.3. Apagado	101
7.1.4. Componentes del Sistema S Fuera del Link	101
7.1.5. Sistema Completo	103
7.2. Conclusiones	105
7.2.1. Conclusiones Generales	105
7.2.2. Consideraciones	105
7.2.3. Trabajos Futuros	107
A. Anexo 1: Código de Programación	109
A.1. Introducción	109
A.2. Definición de Parámetros	110
A.3. Declaración de Funciones	112
A.4. Declaración de Variables	112

Tabla de contenidos

A.5. Bloque de Inicialización	114
A.6. Bloque de Medida de Pendiente	115
A.7. Bloque de Espera a Perturbaciones	116
A.8. Bloque de Reseteo	117
A.9. Funciones Auxiliares	118
B. Layouts de los PCBs	123
Referencias	127
Índice de tablas	129
Índice de figuras	130

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 1

Introducción: ¿Qué es la Transferencia Inalámbrica de Energía?

En este capítulo se presentan conceptos preliminares de la temática presentando diferentes formas de transferencia inalámbrica de energía y los aspectos más relevantes de las mismas.

1.1. Historia

1.1.1. Comienzos

En 1826 André-Marie Ampère descubre la ley de Ampère demostrando que una corriente eléctrica produce un campo magnético. Esta ley hoy forma parte de las cuatro leyes de Maxwell. La forma integral de esta ley se expresa en la ecuación 1.4.

1831 Michael Faraday descubre su ley de inducción magnética, observando como corriente es generada en un bucle de conductor cuando este es sometido a un campo magnético variable. Esta ley se presenta en la ecuación 1.3

1860 James Clerk Maxwell postula un conjunto de ecuaciones describiendo una teoría unificada para la electricidad y el magnetismo. La misma predice la existencia de ondas capaces de transportar energía electromagnética.

$$\text{Ley de Gauss de campo eléctrico: } \Phi_E = \oint_S \vec{E} \cdot d\vec{S} \quad (1.1)$$

$$\text{Ley de Gauss de magnetismo: } \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S} = 0 \quad (1.2)$$

$$\text{Ley de Faraday: } \oint \vec{E} \cdot d\vec{l} = - \int_S \frac{d\vec{B}}{dt} \cdot d\vec{S} \quad (1.3)$$

Capítulo 1. Introducción: ¿Qué es la Transferencia Inalámbrica de Energía?

$$\text{Ley de Ampère: } \oint_C \vec{B} \cdot d\vec{l} = \mu_0 \iint_S \vec{J} \cdot d\vec{S} + \mu_0 \epsilon_0 \frac{d}{dt} \iint_S \vec{E} \cdot d\vec{S} \quad (1.4)$$

1891 Nikola Tesla demostró el primer sistema de transferencia inalámbrica de energía, utilizando antenas de inducción electrostática de alto voltaje, ante el Instituto Americano de Ingenieros Eléctricos. El objetivo final de Tesla consistía en crear una enorme red de transferencia inalámbrica de energía utilizando grandes torres, como la Wardenclyffe Tower, la cual construyó en Long Island a unos 100km de Manhattan. Debido a falta de financiación la torre nunca llegó a entrar en funcionamiento y si bien el proyecto nunca se concluyó ha servido como fuente de inspiración desde entonces.

1963 William C. Brown presentará el primer sistema de transferencia inalámbrica de energía en microondas.

1973 Los primeros sistemas de RFID fueron demostrados en Los Alamos National Lab en Estados Unidos.

Durante la década de 1980 y la de 1990 se realizaron un importante número de estudios académicos en el área acerca de la utilización de rayos concentrados de microondas para transmitir grandes cantidades de energía a través de grandes distancias.

Más recientemente un grupo de MIT logró alimentar una bombilla de 60W a 2m de distancia con una eficiencia del 40%, mediante el uso de repetidores resonantes. Sony implementó un set de televisión alimentado inalámbricamente a 60V desde más de 50cm.

Los datos presentados aquí son inspirados en la lectura de [19].

1.1.2. Aplicaciones Actuales

Desde hace algunos años con la aparición de nuevas tecnologías en dispositivos implantables, la masificación de los dispositivos móviles y la Internet of Things, se ha vuelto a tener interés en transmitir energía a dispositivos de bajo consumo sin necesidad de cables.

Actualmente son varias las empresas que ofrecen dispositivos de carga inalámbrica para celulares, pasando de ser un tema de estudio meramente académico a ser un producto comercial.

En el campo médico, actualmente con WPT se brinda la posibilidad de energizar en tiempo real dispositivos médicos implantables durante el funcionamiento. De esta forma se evitan intervenciones quirúrgicas para reemplazar un dispositivo cuya batería esté agotada por uno nuevo.

Los sistemas de WPT, son utilizados para la alimentación de dispositivos de identificación por radiofrecuencia, como se realizó en el proyecto TIE, precursor del actual proyecto TIE-MAX, que aquí presentamos.

1.2. Categorías de transferencia inalámbrica de energía

Cambios en los paradigmas de protección medio ambiental así como la reducción en los costos de fabricación han dado un gran impulso a los vehículos eléctricos. Estos vehículos pueden ser cargados por WPT por acople inductivo, de forma muy eficaz y en corto tiempo como presentan los autores en [13], donde se propone un novedoso sistema para carga de vehículos eléctricos capaz de entregar hasta $22kW$ y alcanzar una eficiencia de 95 % para cargas de $5kW$.

En la misma línea los autores de [23] determinaron que es posible realizar WPT de hasta $5kW$, pudiendo extenderse el estudio hasta $10kW$ fácilmente, cumpliendo con los límites de radiación establecidos por *The International Commission on Non Ionizing Radiation Protection*(ICNIRP), al tiempo que se obtienen niveles de eficiencia de 90 %.

La empresa Disney Research presentó recientemente un prototipo de habitación donde implementan “Volumetric Wireless Power for Livable Spaces”, es decir una habitación sin enchufes donde los dispositivos son alimentados inalámbricamente tan solo por entrar a la habitación.

Existen proyectos a nivel gubernamental en Japón orientados al estudio de un posible sistema de transferencia inalámbrica de energía de gran porte capaz de transferir energía desde satélites a la tierra. Se trataría de satélites que colecten energía solar fuera de la atmósfera y a través de rayos de microondas concentrados emitan energía a una planta de recolección en la tierra. Si bien la idea fue presentada por primera vez en 1968 por Peter Glaser, diversos factores tecnológicos no lo han hecho posible. Se plantea para 2030 tener un sistema capaz de transmitir hasta $1GW$ de potencia.

Los puntos que actualmente se encuentran en foco son, mejoras en los niveles de eficiencia, aumento de la potencia transferible (Principalmente en el caso de vehículos eléctricos), reducción de costos, estudio del impacto sobre la salud de los campos producidos, regulación y normativa.

1.2. Categorías de transferencia inalámbrica de energía

1.2.1. Near Field y Far Field

Las regiones de *Near Field* y *Far Field* son zonas del campo electromagnético (EM) que se forman alrededor de un emisor EM como una antena emisora. Near Field se le denomina a las regiones de campo EM más cercano al emisor donde los fenómenos no radiantes dominan el comportamiento EM. Far Field se le denomina a la región de campo EM más alejado del emisor donde los fenómenos radiantes dominan el comportamiento del campo. En la figura 1.1, tomada de [19], se muestran mecanismos para ambos tipos aplicados a WPT.

Far Field Existe en el espacio a una distancia mayor a una longitud de onda λ de la antena, los campos eléctrico y magnético son perpendiculares entre sí y se da una oscilación entre el campo eléctrico y magnético. Cada parte del campo EM es producida por un cambio en la otra parte y la energía se propaga en forma de una onda electromagnética. Esta energía es radiante, se transmite desde la antena

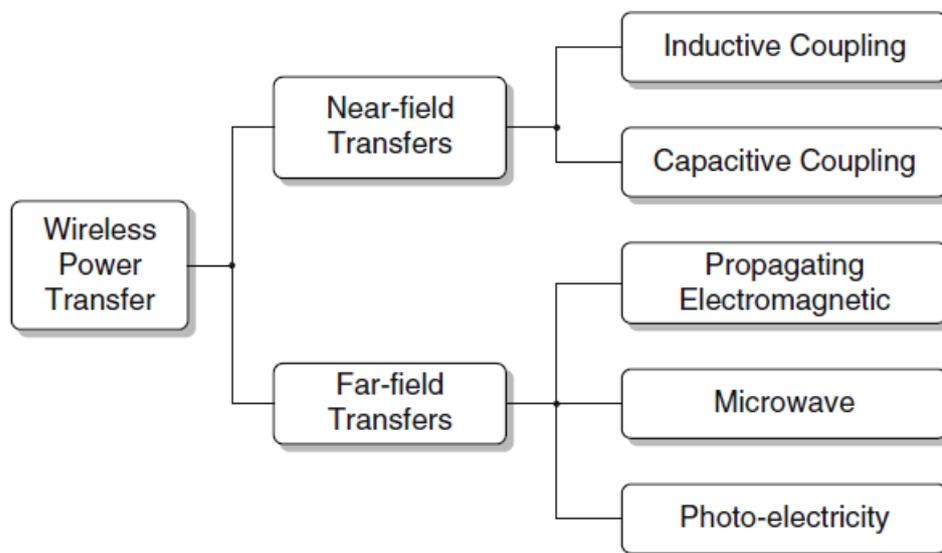


Figura 1.1: Categorías de WPT

aunque no haya un receptor para recibirla. Que proporción de energía se transmite en forma de radiación depende de la relación entre el diámetro de la antena D_{ant} y la longitud de onda λ asociada a la frecuencia de trabajo. Cuando la longitud de onda es mucho mayor al diámetro de la antena $\lambda \gg D_{ant}$, muy poca energía es irradiada. Esta energía puede producirse en forma direccionada, haciendo posible la transferencia de energía a grandes distancias. Este tipo de transferencia de energía es utilizada ampliamente en telecomunicaciones, por ejemplo ondas de radio, microondas, ondas de luz, etc.

Near Field Por otro lado en la región del espacio a menos de una longitud de onda λ de la antena los campos son denominados de Near Field. En este caso ambos campos pueden existir independientemente del otro y en particular un campo puede dominar el comportamiento EM. La energía puede transferirse usando acople capacitivo, entre electrodos metálicos, o inducción magnética, entre bobinados de conductores. Estos campos son no radiantes, o sea que la energía permanece en el espacio cercano al transmisor y si no hay un receptor que se acople con el transmisor ninguna energía abandona el transmisor. El rango de estos campos es corto y depende de la forma y tamaño de la antena. Los campos decrecen en forma exponencial con la distancia, por ende si la distancia entre transmisor y receptor es muy grande muy poca energía es transferida, confinando la transmisión en base a Near Field a distancias cortas.

Típicamente en WPT los sistemas en base a Near Field tienen mayor eficiencia y penetrabilidad, mientras que sistemas Far Field tienen mayor alcance y direccionalidad. La imagen 1.2, tomada de [19], muestra características para diferentes

1.2. Categorías de transferencia inalámbrica de energía

tipos de WPT. En dispositivos médicos implantables es deseable obtener buenos niveles de eficiencia ¹, ya que temperaturas elevadas pueden ser perjudiciales para el paciente y penetrabilidad dado que el receptor esta dentro del cuerpo del paciente, mientras que alta direccionalidad puede ser una desventaja ya que el receptor esta dentro del paciente con una orientación poco definida y el paciente es móvil.

	Freq	Directivity	Range	Penetrability	Efficiency
Inductive Coupling	Low Hz-MHz	Weak	Short	Strong	High
Capacitive Coupling	Low Hz-MHz	Weak	Short	Strong	High
Propagating Electromagnetic	Medium MHz-GHz	Medium	Medium	Medium	Medium
Microwave	High GHz-THz	Strong	Long	Weak	Low
Photo-electricity	High >THz	Strong	Long	Weak	Low

Figura 1.2: Características para tipos de WPT

Existen diversas aplicaciones en las que se utiliza Far Field para transferencia de energía, pero dado el gran nivel de pérdidas en energía por radiación de microondas que presenta, se utiliza únicamente en aplicaciones en las que la distancia que se logre alcanzar es más importante que la eficiencia. Por ejemplo se emplea en redes de sensores inalámbricos de baja potencia, donde a pesar de generar radiación en el espectro de microondas, por su bajo consumo no exceden los límites permitidos, [3]. También son utilizados en aplicaciones de alto consumo pero de gran importancia en los que la necesidad de alimentación confiable y permanente supera los altos costos en materia de implementación y eficiencia, [3].

La norma IEEE C95.1-2005 fija los niveles máximos de exposición a radiación electromagnética de radiofrecuencias para el cuerpo humano. La densidad de potencia máxima por unidad de superficie es la variable limitante en el espectro de las microondas. Siendo la densidad máxima de potencia de aproximadamente $540W/m^2$ a 13.56MHz que se puede transferir en ese espectro, se observa que aún para potencia muy pequeñas se requieren receptores de superficie importantes.

¹Teniendo en consideración que el cumplimiento de los requisitos de las funciones médicas del dispositivo es la principal prioridad y que la mejora de la eficiencia puede afectar la funcionalidad del dispositivo.

Capítulo 1. Introducción: ¿Qué es la Transferencia Inalámbrica de Energía?

En el capítulo 2.4.1 y 2.4.2 del libro [19] se presentan valores límites para campo magnético $B_{max} = 0,2\mu T$ y para densidad de potencia absorbida por el tejido, no confundir con potencia transferida, $p_{max} = 4W/kg$ basados en la norma de la ICNIRP. En el artículo [22] se presenta investigación de laboratorio sobre seres humanos vinculado a la masa de tejido y demás variables.

Los campos eléctricos de Far Field, pueden ser considerablemente altos y potencialmente peligrosos, además de atenuarse considerablemente al atravesar obstáculos como paredes, muebles y el cuerpo humano. La transferencia por radiación de microondas de alta eficiencia es fuertemente dependiente de la dirección.

El uso de campo magnético de Near Field es la mejor opción para transmitir energía de forma inalámbrica en cortas distancias, ya que interactúa mucho menos con obstáculos o personas, es prácticamente independiente de la dirección y al tratarse de campos de menor frecuencia que los empleados en Far Field tienen menores restricciones de densidad de energía.

Acople Capacitivo En acople capacitivo la energía se transfiere por medio de campos eléctricos entre dos placas metálicas, un transmisor y un receptor, que forman un condensador. Un voltaje de alterna se aplica sobre la placa transmisora lo cual genera un voltaje en la placa receptora por inducción electrostática y por ende una corriente de alterna en la carga. La cantidad de energía transferida aumenta con la frecuencia, el cuadrado del voltaje y la capacidad entre las placas.

El acople capacitivo es poco usado debido a que los voltajes necesarios para aplicaciones reales son demasiado elevados, causando riesgo de choque eléctrico y el campo eléctrico a diferencia del magnético interactúa fuertemente con muchos materiales incluyendo el cuerpo humano. Por otro lado como ventajas del acople capacitivo el campo eléctrico está muy confinado a el espacio entre las placas, cosa que en acople inductivo solo se logra con núcleos magnéticos pesados de hierro o ferrita, además la alineación entre placas no es tan determinante en el funcionamiento, [1].

Acople Inductivo Es el método de WPT más viejo y más utilizado y el único con verdadero uso comercial. La energía se transmite entre dos o más bobinados que forman un transformador, donde una corriente variable que pasa por el transmisor genera un campo magnético según la ley de Ampere y este induce un voltaje sobre el receptor según la ley de Faraday. La potencia transmitida aumenta con la frecuencia y con la inductancia mutua M , como se verá más adelante. Esta inductancia mutua depende de la geometría de las bobinas así como la distancia y alineación entre ellas. Un factor importante que define la calidad del acople es el coeficiente $k = M/\sqrt{L_1 L_2}$, el cual veremos tiene gran peso sobre la eficiencia de los sistemas de WPT. Asimismo, veremos que el factor de calidad de las bobinas Q , definido como $Q = \omega L/R$, siendo R la resistencia parásita de la bobina, también tiene un efecto directo sobre la eficiencia del vínculo.

Acoplamiento Inductivo Resonante El acople inductivo simple solo alcanza buenas eficiencias para distancias entre transmisor y receptor menores al diámetro

1.2. Categorías de transferencia inalámbrica de energía

del transmisor, además altas eficiencias son solo obtenidas para distancias muy cortas [1]. Tanto distancias de operación como eficiencia pueden incrementarse utilizando circuitos resonantes. En acople inductivo resonante tanto el transmisor como receptor resuenan con un capacitor o su propia capacidad parásita a la frecuencia de trabajo. La idea es que un resonador de alta Q en resonancia intercambia energía a mayor velocidad del que pierde energía debido a su amortiguamiento interno. De esta forma la oscilación electro-magnética esta contenida en el sistema LC, limitando las perdidas a las resistencias internas del mismo, que dado que los capacitores alcanzan valores de Q mucho mayores a los de las bobinas queda determinadas por la resistencia parásita de la bobina a la frecuencia de resonancia. En este proyecto se opto por el uso de este tipo de arquitectura para transmisor y receptor.

En muchas aplicaciones de WPT por acople inductivo los niveles de acople inductivo, k , que se obtienen entre las bobinas es bajo. En tal escenario la tensión que se logra inducir en una bobina receptora desde una bobina transmisora puede ser muy baja con respecto a la tensión que se aplica al transmisor. A modo de ejemplo para las bobinas utilizadas en este proyecto el acople logrado ronda un valor de $k=0.055$ a una distancia de 20mm, bajo estas condiciones si se alimentase una bobina como la w7002, utilizada como transmisor en el proyecto la cual se caracterizó en 1.175uH y una bobina receptora como la w7001, como la utilizada en el proyecto, la cual se caracterizó 877nHn, para una carga de 1kOhm, operando con una fuente de 13.56MHz, con una amplitud de pico de 1V, la tensión de salida que se obtiene es de aproximadamente 47mV, cuando las bobinas no cuentan con condensadores de resonancia. Si en cambio en las condiciones de la prueba anterior se colocase en paralelo a cada una de las bobinas un condensador de resonancia, los cuales para el caso del ejemplo deberían ser de 117pF y 157pF para transmisor y receptor respectivamente, la tensión que se obtendría sería de 500mV de pico. Esto representa un aumento de 10 veces a la tensión que se entregaba en el primer caso. Los resultados que se presentaron arriba corresponden a simulaciones realizadas en LTspice con el fin de ilustrar la utilidad de los circuitos resonantes en sistemas de transferencia inalámbrica de potencia.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 2

Punto de Máxima Eficiencia

En esta sección se analizan las *condiciones* que deben cumplirse para que la transferencia de energía se de con máxima eficiencia.

2.1. Primer Acercamiento: Circuito Básico

En primera instancia se recurrió a un modelo muy simplificado del sistema en lazo abierto. El cometido de esto es observar el comportamiento de la eficiencia en función de los parámetros básicos del sistema.

El sistema se modela con dos bloques, un transmisor y un receptor, también llamados primario y secundario. El transmisor se modela como se observa en la figura 2.1 con una fuente de voltaje (V_{in}), un condensador (C_1), un inductor (L_1) y su resistencia parásita (R_1). El receptor se compone por un inductor (L_2) acoplado a L_1 con una mutua M tal que $M = k\sqrt{L_1L_2}$, su resistencia (R_2), un condensador (C_2) y un consumo puramente resistivo, modelado por una resistencia (R_L).

Cada condensador es resonante a la frecuencia de trabajo con el inductor de su lado. La resistencia de carga modela el consumo de potencia de la carga, la cual se considera activa pura.

2.2. Punto de Máxima Eficiencia

Se toman las siguientes definiciones y simplificaciones para realizar los cálculos:

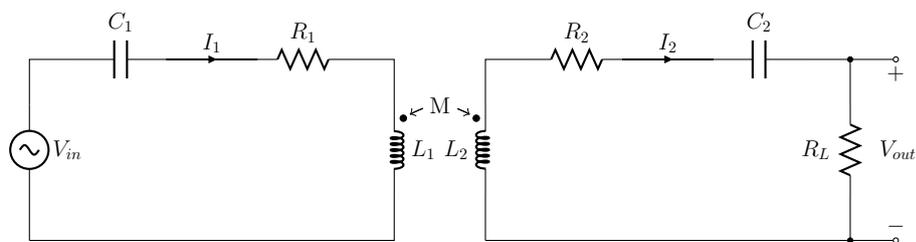


Figura 2.1: Circuito básico para el estudio del punto de máxima eficiencia

Capítulo 2. Punto de Máxima Eficiencia

- Factor de calidad de las bobinas: $Q_1 = \frac{\omega L_1}{R_1}$ y $Q_2 = \frac{\omega L_2}{R_2}$ para el emisor y el receptor respectivamente.

Factor de calidad de la carga $Q_L = \frac{\omega L_2}{R_L}$ y el factor de calidad $Q_{2L} = \frac{\omega L_2}{R_L + R_2}$

- Inductancia Mutua: $M = k\sqrt{L_1 L_2} = \frac{k}{w}\sqrt{Q_1 Q_2 R_1 R_2}$, donde k es el factor de acople entre las bobinas.

A continuación se presentan las ecuaciones que definen el comportamiento de cada bloque:

Aplicando ley de mallas de lado primario y secundario:

$$V_{in} = R_1 I_1 + \frac{I_1}{j\omega C_1} + j\omega L_1 I_1 - j\omega M I_2 \quad (2.1)$$

$$j\omega M I_1 = R_2 I_2 + \frac{I_2}{j\omega C_2} + j\omega L_2 I_2 + R_L I_2 \quad (2.2)$$

Si se eligen los componentes C_1, L_1 y C_2, L_2 de forma tal que resuenen entre sí

$$\omega^2 = \frac{1}{L_1 C_1} = \frac{1}{L_2 C_2}$$

Los términos correspondientes a L_1, L_2 se anulan con los términos correspondientes a C_1, C_2 . Obteniendo:

$$V_{in} = R_1 I_1 - j\omega M I_2 \quad (2.3)$$

$$j\omega M I_1 = I_2 (R_2 + R_L) \quad (2.4)$$

Podemos escribir la ecuación 2.3 de ésta forma:

$$V_{in} = R_1 I_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + R_L} I_1 = (R_1 + R_v) I_1 \quad (2.5)$$

Donde R_v es la resistencia vista desde el primario hacia el secundario.

$$R_v = \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + R_L}$$

Usando las definiciones que dimos para los factores de calidad y la inductancia mutua, podemos reemplazar $\omega^2 M^2$ como:

$$\omega^2 M^2 = k^2 R_1 R_2 Q_1 Q_2$$

y expresar R_v como se muestra en la ecuación 2.6

$$R_v = \frac{k^2 R_1 R_2 Q_1 Q_2}{R_2 + R_L} = k^2 R_1 Q_1 Q_{2L} \quad (2.6)$$

2.2. Punto de Máxima Eficiencia

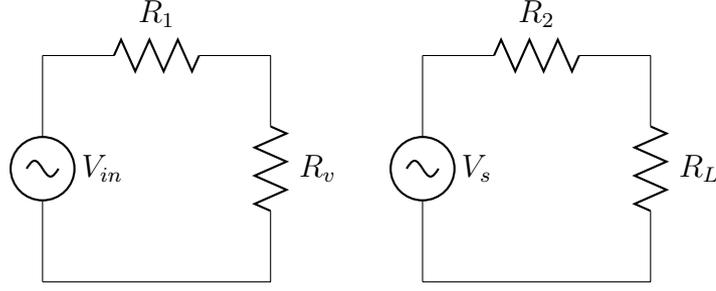


Figura 2.2: Bloques expresados como divisores resistivos

De esta forma es claro que los bloques quedan definidos como 2 divisores resistivos como se muestra en la figura 2.2, donde V_s es el voltaje inducido sobre el receptor L_2 . Recordando la ecuación 2.4, podemos escribir V_s como:

$$V_s = j\omega M I_1 = j\omega M \frac{V_{in}}{R_1 + R_v} = j\omega M \frac{V_{R_v}}{R_v}$$

Donde V_{R_v} es el voltaje sobre R_v , finalmente la ganancia del voltaje inducido en el secundario respecto a voltaje sobre la bobina transmisora toma la forma:

$$\left| \frac{V_s}{V_{R_v}} \right| = \frac{\omega M}{R_v} = \frac{R_2 + R_L}{\omega M}$$

Entonces podemos expresar la eficiencia del sistema como la multiplicación de las eficiencias de cada bloque. Si se calcula la eficiencia de cada divisor resistivo se obtiene:

$$\eta_1 = \frac{R_v}{R_1 + R_v} = \frac{k^2 Q_1 Q_{2L}}{1 + k^2 Q_1 Q_{2L}} \quad \eta_2 = \frac{R_L}{R_2 + R_L} = \frac{Q_{2L}}{Q_L}$$

Dado que la eficiencia total es $\eta = \eta_1 \eta_2$ entonces

$$\eta = \frac{R_v}{R_1 + R_v} \frac{R_L}{R_2 + R_L} \quad (2.7)$$

Reescribiendo el resultado en términos de los factores de calidad:

$$\eta = \frac{k^2 Q_1 Q_{2L}}{1 + k^2 Q_1 Q_{2L}} \frac{Q_{2L}}{Q_L} \quad (2.8)$$

La ecuación 2.8 representa la eficiencia intrínseca del acople inductivo o link para bobinas con resistencias no nulas. Luego considerando fijos todos los parámetros a excepción de la resistencia R_L , buscamos los máximos de η respecto a R_L , obteniendo una única solución donde la eficiencia es máxima.

$$Q_{L\eta_{max}} = \frac{Q_2}{\sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2}} \quad R_{L\eta_{max}} = R_2 \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2} \quad (2.9)$$

Capítulo 2. Punto de Máxima Eficiencia

Cuando la resistencia vista hacia la carga tome este valor diremos que el sistema se encuentra en el punto de máxima eficiencia. Usando éste Q_L junto con η obtenemos que la máxima eficiencia va a estar dada por:

$$\eta_{max} = \frac{k^2 Q_1 Q_2}{\left(1 + \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2}\right)^2} \quad (2.10)$$

Observar que en la ecuación 2.10 la eficiencia tiende a 1 cuando el factor $k^2 Q_1 Q_2$ tiende a infinito, o sea que la eficiencia queda determinada por la calidad de las bobinas y el factor de acople entre ellas. El factor de acople k es una variable del sistema, pero la calidad de las bobinas se puede determinar. En teoría teniendo bobinas de calidad suficientemente altas se podría tener eficiencias tan altas como se desee.

Entonces si es posible cambiar la resistencia de carga vista será posible maximizar la eficiencia del sistema. En la figura 2.3 se presenta la eficiencia contra la resistencia vista, allí se observa el punto de máxima eficiencia calculado. Para la misma se usaron datos experimentales de las bobinas Pulse w7001 y w7002, con un acople correspondiente a 2cm de separación entre las bobinas. En estas condiciones el punto de máxima eficiencia se obtiene en $R_{opt} = 5,88\Omega$. La gráfica 2.3 es independiente de la potencia de salida y el voltaje de entrada.

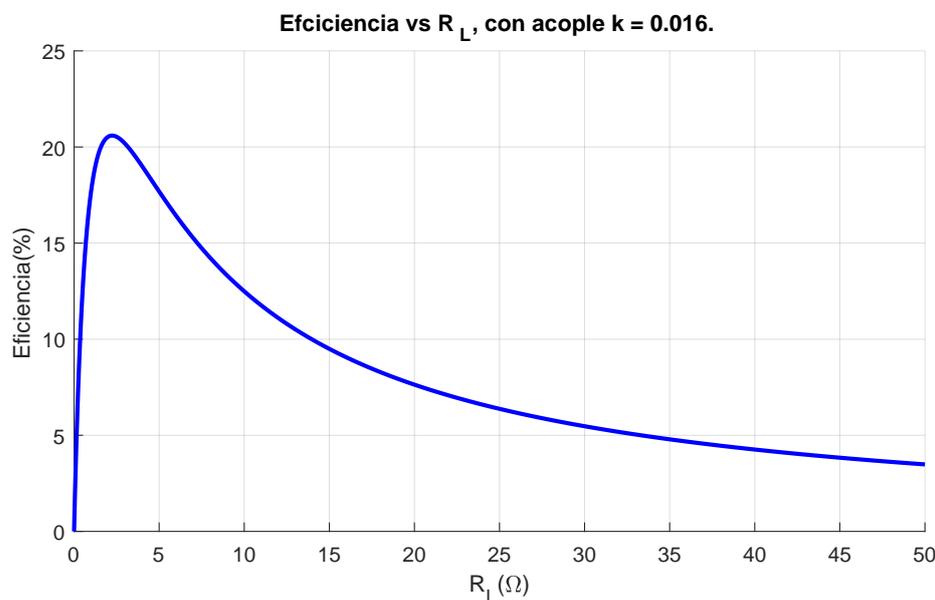


Figura 2.3: Eficiencia contra resistencia vista

2.3. Punto de Máxima Transferencia de Potencia

Dado que se busca entregar una potencia determinada a la carga, es una necesidad que el sistema sea capaz de entregar esa potencia. Si se pretende cambiar la resistencia vista de carga de forma de maximizar la eficiencia es necesario que siempre exista solución a la intersección entre la curva de potencia entregada a la carga y potencia demandada por la carga, al variar la resistencia vista de carga, de otra forma el sistema no es capaz de entregar la potencia necesaria.

En esta sección se buscará el punto de funcionamiento para el cual la potencia transferida a la carga es máxima, manteniendo los parámetros de las bobinas, acople y fuente de entrada constantes. Así la única variable en juego será R_L y se llamará R_{Pmax} al valor de esta cuando la potencia transferida es máxima. Se modela el sistema como se hizo en la sección anterior. Usando lo visto en la sección anterior se puede hacer un equivalente y obtener:

$$V_{in} = (R_1 + R_v)I_{in} \quad (2.11)$$

La potencia de salida se puede ver como

$$P_{out} = \eta P_{in} = \eta V_{in} I_{in} = V_{in}^2 \frac{\eta}{R_1 + R_v} = V_{in}^2 \frac{R_v}{(R_1 + R_v)^2} \frac{R_L}{R_2 + R_L} \quad (2.12)$$

Sustituyendo por el valor de R_v :

$$P_{out} = \frac{V_{in}^2 k^2 Q_1 Q_2 R_2}{R_1} \frac{R_L}{(R_L + R_2(1 + k^2 Q_1 Q_2))^2} \quad (2.13)$$

Con lo cual se puede escribir la potencia de salida como:

$$P_{out} = A \frac{R_L}{(R_L + R_a)^2} \quad (2.14)$$

$$\text{Donde } R_a = R_2(1 + k^2 Q_1 Q_2) \text{ y } A = \frac{V_{in}^2 k^2 Q_1 Q_2 R_2}{R_1}$$

Se halla el punto de máxima transferencia de potencia donde la derivada de P_{out} respecto a R_L se hace 0.

$$\frac{dP_{out}}{dR_L} = A \frac{R_a - R_L}{(R_L + R_a)^3} \quad (2.15)$$

Con lo que se ve claramente que la derivada se anula en $R_L = R_a$. Entonces la resistencia vista de carga que maximiza la potencia entregada a la carga es:

$$\boxed{R_{Pmax} = R_2(1 + k^2 Q_1 Q_2)} \quad (2.16)$$

Cuando la resistencia vista hacia la carga tome este valor diremos que el sistema se encuentra sobre el punto de máxima transferencia de potencia MPTP.

Es importante resaltar que la ecuación 2.16 es muy similar a 2.9. Sin embargo, dado que siempre se cumple que $(1 + k^2 Q_1 Q_2) > 1$ y la función raíz cuadrada es monótona creciente para todo valor mayor a uno, el valor de R_{LPmax} de máxima potencia transferida será siempre mayor al valor $R_{L\eta max}$ de máxima eficiencia.¹

¹Este hecho que más adelante veremos influye en la estabilidad del sistema para la configuración planteada

2.3.1. Modelado de la Carga

Hasta ahora hemos representado la carga como una simple resistencia conectada directamente al receptor, esta resistencia recibe un voltaje de alterna de 13.56MHz. Los dispositivos a alimentar funcionan en voltajes de continua, o sea que será necesario rectificar esta señal y fijarla al voltaje de trabajo de la carga. Por ende son necesarios dos bloques extras, un rectificador y un convertidor DC-DC, como se observa en la figura 2.4.

Por ahora se asumirá que tanto el rectificador como el convertidor son ideales. El rectificador convierte la señal de 13.56MHz en una señal continua y el convertidor transforma ese voltaje en su entrada V_c a un voltaje fijo en su salida V_{out}^* . Entonces el valor que toma R_{out} determina la carga del sistema que consideraremos constante. Si el bloque convertidor se considera ideal sin pérdidas la potencia que consume (P_{inc}) es igual a la potencia de la carga (P_L).

$$\begin{aligned} P_{inc} &= \frac{V_c^2}{R_c} = P_L = \frac{V_{out}^{*2}}{R_{out}} \\ \rightarrow R_c &= \frac{V_c^2}{P_L} \end{aligned} \quad (2.17)$$

La resistencia vista hacia la entrada del convertidor DC-DC (R_c) será proporcional al cuadrado del voltaje de entrada del convertidor DC-DC (V_c), de forma que la potencia que consume sea constante, como se ve en 2.17. Asumiendo que el rectificador tampoco tiene pérdidas obtengo:

$$\begin{aligned} V_{out} = V_c \quad y \quad P_{out} &= \frac{V_{out}^2}{2R_L} = P_{in_{rec}} = P_{out_{rec}} = P_{inc} = \frac{V_c^2}{R_c} \\ \rightarrow R_c &= 2R_L \end{aligned} \quad (2.18)$$

Combinando 2.17 y 2.18 se concluye que R_L se puede determinar respecto al valor de voltaje de continua y la carga, como se muestra en 2.19, esto es importante porque sensor voltaje o corriente de 13.56MHz, de un circuito en resonancia, es difícil sin afectar el circuito.

$$R_L = \frac{V_c^2}{2P_L} \quad (2.19)$$

En conclusión la resistencia de entrada al conversor DC-DC será ahora la resistencia vista hacia la carga del circuito (a menos de un factor de 2), la cual determina la potencia entregada a la carga y la eficiencia del link. Esta es directamente proporcional al cuadrado del voltaje de entrada al conversor DC-DC e inversamente proporcional a la potencia demanda por la carga, según 2.19.

2.4. Puntos de Operación

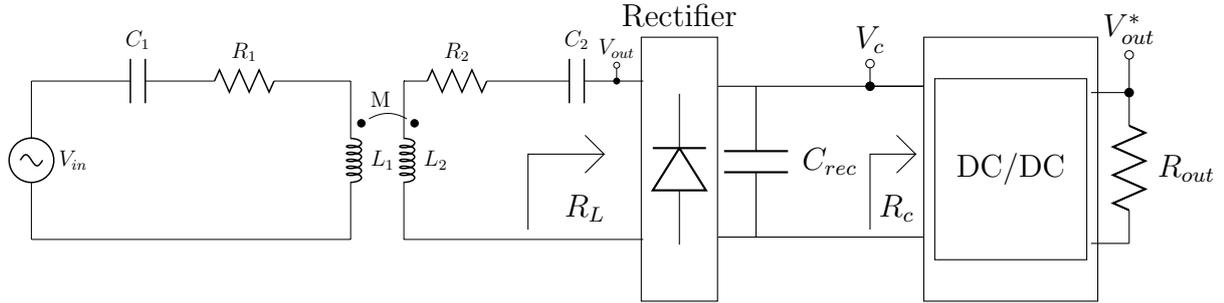


Figura 2.4: Sistema con carga DC

2.4. Puntos de Operación

En secciones anteriores se presentaron las características de las curvas de eficiencia y potencia entregada a la carga en función de la resistencia vista de carga y se halló que valores debe tomar esta resistencia para maximizar la eficiencia y potencia entregada.

Definiremos P_L como la potencia demandada por la carga, la cual es fijada por la tensión V_{out}^* sobre la carga R_{out} . Se define P_{out} de 2.13 como la potencia entregada al rectificador. Si consideramos ideales tanto al convertidor DC-DC como al rectificador tenemos que $P_{out} = P_L$ si el sistema opera en régimen permanente. En la figura 2.5 se muestra la curva de potencia entregada P_{out} y potencia demanda P_L contra resistencia vista R_L . En ésta sección los gráficos de potencia y eficiencia presentados corresponden a simulaciones utilizando los valores experimentales de las bobinas Pulse w7001 y w7002, para la resistencia e inductancia y un factor de acople que corresponde a una separación de 2cm. El sistema podrá opera establemente únicamente si se cumple la condición en que la potencia entregada P_{out} sea igual a la potencia consumida P_L , lo cual implica que los puntos de operación serán los puntos de intersección entre ambas curvas, estos son los puntos fijos del sistema o puntos de operación. Se llamará a estos puntos α (izquierda) y β (derecha) y R_α , R_β a los valores que toma la resistencia vista en estos puntos.

Según la ecuación 2.13 la potencia entregada depende de V_{in} , entonces modificando el voltaje de entrada es posible mover verticalmente la curva de potencia y de esta forma controlar los valores de R_α y R_β . La estrategia de control consiste en usar el voltaje de entrada como variable de control, con el objetivo de hacer que $R_L = R_{L\eta_{max}}$, como se ve en la figura 2.6, si bien en el capítulo 4 se presentaran formas alternativas de control esta es la estrategia definitiva a utilizarse.

Como se puede apreciar en la figura 2.5 existen tres zona de operación claramente distinguibles, separadas por α y β . La Zona I es donde la resistencia vista es menor a R_α , la zona II es donde la resistencia vista toma valores entre R_α y R_β , y la zona III es donde la resistencia vista es mayor a R_β . La estabilidad de estos puntos determina el funcionamiento del sistema, se debe notar que la eficiencia del punto α es notoriamente mayor a la de β , la idea de este trabajo es lograr que el

Capítulo 2. Punto de Máxima Eficiencia

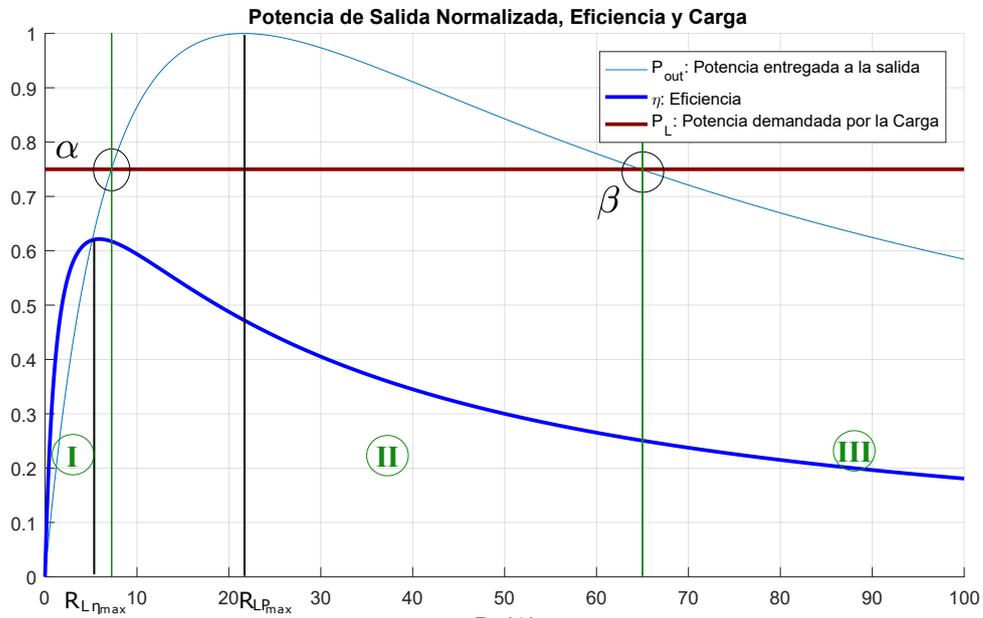


Figura 2.5: Puntos de Operación del Sistema

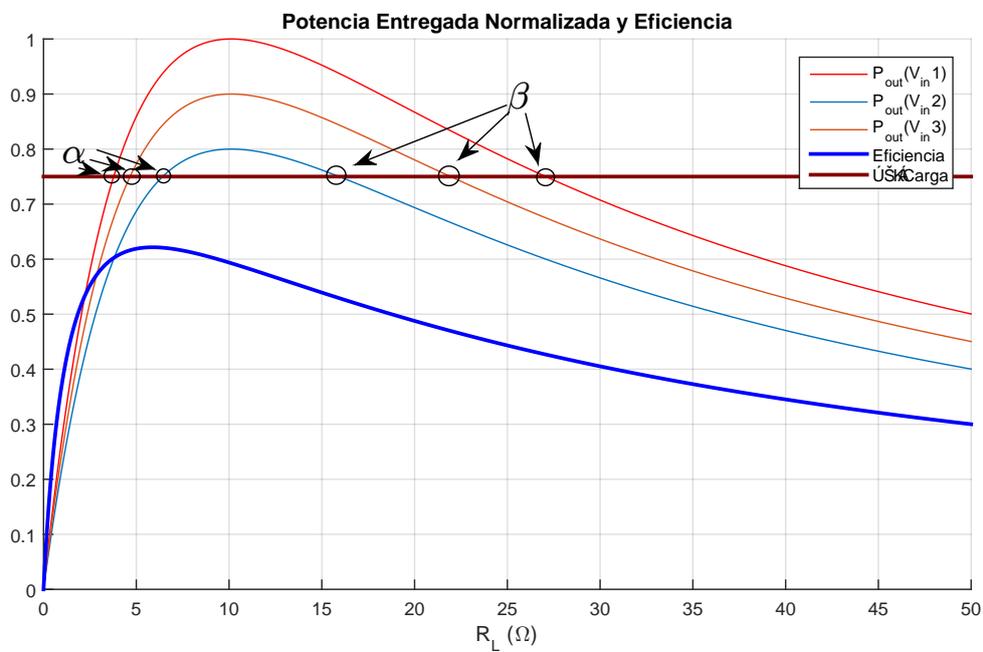


Figura 2.6: Puntos al variar V_{in}

2.4. Puntos de Operación

sistema funcione en forma estable sobre el punto de máxima eficiencia. En base a las ecuaciones 2.9 y 2.16 sabemos que:

$$R_{L\eta_{max}} < R_{LP_{max}}$$

Mientras que por otro lado:

$$\begin{aligned} R_{\alpha} < R_{LP_{max}} < R_{\beta} \\ \Rightarrow R_{L\eta_{max}} < R_{\beta} \end{aligned}$$

Como la resistencia para el punto de máxima eficiencia es siempre menor a la resistencia para el punto de máxima potencia, R_{β} es siempre mayor a $R_{L\eta_{max}}$, por ende el punto β nunca puede tener máxima eficiencia.

2.4.1. Estabilidad de los puntos fijos del sistema

Considérese que el rectificador está compuesto por un puente de diodos que alimentan un capacitor de rectificación. Dado que el sistema solo tiene 2 puntos fijos si el sistema es estable operará sobre alguno de ellos. Un apartamiento del punto de funcionamiento de los puntos fijos implica que el convertidor recibe un exceso o insuficiencia de potencia, lo que lleva a que el capacitor a la salida del rectificador compense la diferencia, entregando o tomando carga. Si hay exceso de potencia entregada el capacitor absorbe carga y el voltaje a la entrada del convertidor sube. En el caso de insuficiencia de potencia el capacitor entrega carga y el voltaje baja. Esta situación de carga o descarga del capacitor de salida del rectificador provoca cambios en el voltaje V_c . Por otro lado el convertidor DC-DC implementa una realimentación sobre el sistema de forma de que la potencia de carga $P_L = P_{inc}$ sea constante para cualquier voltaje V_c , de forma que se cumple la relación dada por la ecuación 2.17, la resistencia de entrada al convertidor R_c crece con el voltaje de entrada al mismo V_c .

Como vemos en la figura 2.5 la potencia entregada al convertidor P_{out} crece con la resistencia vista $R_L = R_c/2$ para el punto α y decrece con la resistencia para el punto β . Asíumase que el sistema se encuentra trabajando en el punto α , supóngase que se realiza una perturbación de forma tal que la resistencia R_L aumente. El aumento en R_L , como se observa en la figura 2.5, repercute en un aumento de P_{out} , lo cual significa que las potencias están en desequilibrio, siendo mayor la potencia entregada que la consumida. El restante de potencia entre la consumida y entregada por la fuente debe ser entregada al condensador del rectificador, lo cual repercute en un aumento de la tensión sobre el condensador (V_c). Por otro lado, asumiendo que durante la perturbación la carga se mantuvo constante, la ecuación 2.19 impone que $R_L \propto V_c^2$, entonces si V_c sube también lo hace R_L . Por ende un aumento de R_L provoca más aumento de R_L , esto implica que el punto α es inestable, un razonamiento equivalente lleva a que el punto β es estable. Entonces si el sistema parte de la zona I, se aleja de α y tiende al apagado, si parte de la zona II es repelido por α y converge hacia β , y si parte de la zona III es atraído a β y converge a el, este análisis se estudia en [12].

Capítulo 2. Punto de Máxima Eficiencia

- Un corolario de importancia de la estabilidad del sistema es que el sistema como lo hemos planteado es incapaz de operar en forma estable a máxima eficiencia ya que siempre se cumple que $R_{L\eta_{max}} < R_\beta$.
- Otra conclusión es que dado que P_{out} es proporcional a V_{in} según 2.13, un aumento del voltaje de entrada V_{in} conlleva a un aumento en el voltaje de salida $V_c = V_{out_{pp}}$ cuando se opera en forma estable sobre el punto β .
- Al inicio de operación, si el sistema parte de la zona I, nunca alcanzará el punto de equilibrio no nulo, ya que siempre tiende a $P_{out} = 0, R_L = 0$. Como un convertidor dc-dc real tiene un voltaje mínimo de operación, en un principio el sistema solo carga el capacitor C_{rec} a la entrada de el convertidor dc-dc de Rx, una vez que el voltaje alcanza este voltaje mínimo el sistema como se ha planteado empieza a funcionar. Si este voltaje mínimo no es lo suficientemente grande como para garantizar una R_L tal que el sistema parte de la zona II o III, el sistema nunca será capaz de alcanzar el punto estable no nulo.

2.4.2. Modificar la característica de Potencia Entregada

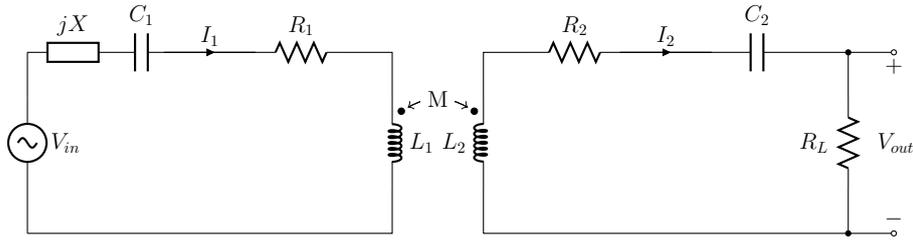


Figura 2.7: Circuito básico para el estudio de la potencia entregada

El punto de máxima transferencia de potencia puede ser modificado utilizando componentes no resistivos, de forma de no afectar la eficiencia. Se procedió a realizar un estudio similar al realizado en los puntos anteriores, pero esta vez eliminando la hipótesis de que la bobina y el condensador del primario resonasen.

De esa forma aparece un termino jX que representa la reactancia que aparece debido a que C_1 y L_1 no resuenan, como se en la figura 2.7. Planteando ecuaciones de mallas:

$$V_{in} = (R_1 + jX)I_1 - j\omega MI_2 \quad (2.20)$$

$$0 = -j\omega MI_1 + (R_2 + R_L)I_2 \quad (2.21)$$

Luego de desarrollar se obtiene:

$$P_{out} = \frac{k^2 Q_1 Q_2 R_1 R_2 V_{in}^2}{2} \frac{R_L}{[R_1(R_2 + R_L) + k^2 Q_1 Q_2 R_1 R_2]^2 + (R_2 + R_L)^2 X^2} \quad (2.22)$$

2.4. Puntos de Operación

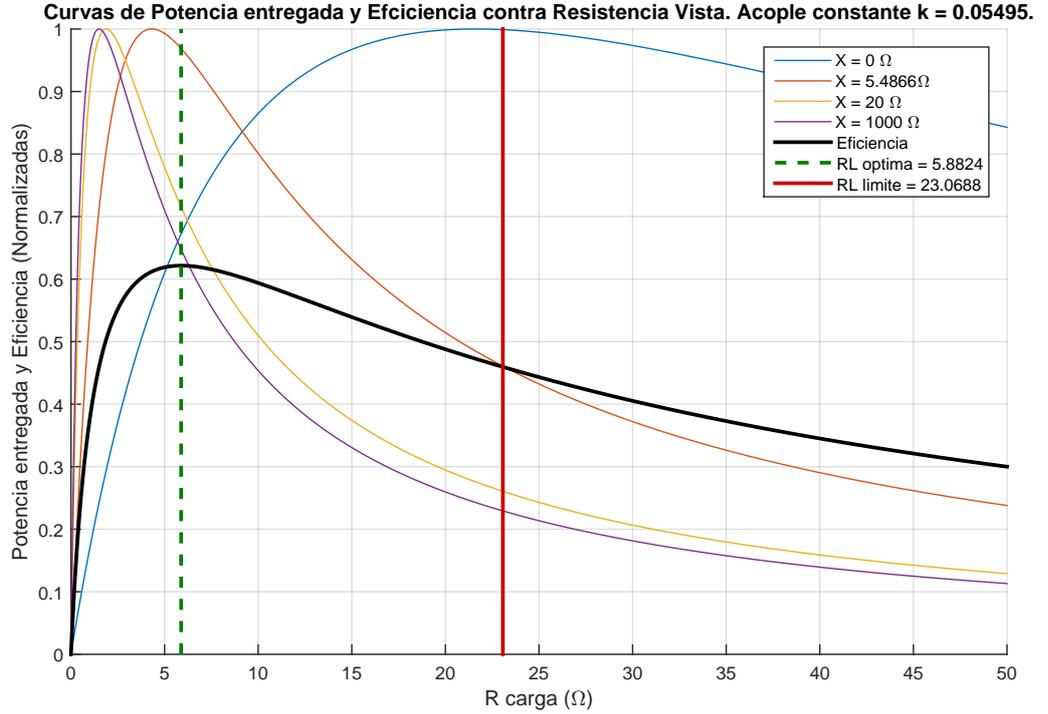


Figura 2.8: Movimiento del punto de máxima transferencia de potencia (calculó numérico en Matlab)

Luego al plantear su derivada según R_L se obtiene que la máxima transferencia de potencia se da para la resistencia vista:

$$R_{L_{Pmax}} = R_2 \sqrt{1 + \frac{k^2 Q_1 Q_2 R_1^2 (2 + k^2 Q_1 Q_2)}{X^2 + R_1^2}} \quad (2.23)$$

Se observa que si la reactancia X es 0 la ecuación 2.23 se vuelve igual a la ecuación 2.16. Concluimos que es posible modificar el punto de máxima transferencia de potencia colocando únicamente componentes no disipativos.

En la figura 2.8 se presentan curvas mostrando como varía el punto de máxima potencia con la variación de la reactancia X , esta puede ser positiva, en el caso de que el conjunto L-C sea más inductivo que capacitivo, o negativa en el caso contrario, por aparecer este término al cuadrado en la ecuación de potencia el signo no es de interés sino que únicamente será de interés cuan apartado de la resonancia se encuentre el sistema.

Como se observa es posible modificar el valor de $R_{L_{Pmax}}$ de forma de que esta resistencia sea menor a $R_{L_{\eta max}}$, así es posible hacer que $R_{L_{Pmax}} = R_\beta$ y el sistema opere a máxima eficiencia en forma estable. Algunos puntos a tener en cuenta respecto a esta modificación:

- El agregar componentes reactivos en el primario no modifica la curva de efi-

Capítulo 2. Punto de Máxima Eficiencia

ciencia, más allá de la resistencia parásita de estos, en este caso es preferible el uso de condensadores de alta Q antes que inductancias.

- Al agregar componentes reactivos la potencia entregada a la carga disminuye, por ende es necesario usar voltajes de entrada mayores para alcanzar las mismas potencias que en el sistema de primario resonante.

Capítulo 3

Redes de Adaptación

En este capítulo se abordan las redes de adaptación, el fin de este análisis es obtener una red que permita adaptar la impedancia vista por la bobina receptora R_L a la impedancia vista óptima $R_{L\eta_{max}}$ presentada en el capítulo anterior. El capítulo esta compuesto por una breve presentación del modelado del problema, introducción a los distintos tipos de redes, análisis de redes propuestas y finalmente elección de una red a utilizar.

Se desprende del análisis realizado para el MEP y el MPTP que, para condiciones de acople bajo y bobinas de factor de calidad del orden de decenas, donde se cumple la condición 3.1, $R_{L\eta_{max}}$ y $R_{LP_{max}}$ ambas tienen valores del orden de la resistencia de la bobina de receptor R_2 , la cual es en general del orden de 1Ω , para la frecuencia de trabajo de 13.56MHz. Dado que un convertidor de salida 3.3V no puede manejar una tensión de entrada menor a aproximadamente 1V, para la mayoría de los convertidores disponibles en plaza, si el consumo es del orden de 1mW y la tensión de entrada al convertidor, V_c , es del orden de 1V la resistencia vista es del orden de algunos $k\Omega$, según la ecuación 3.2. Por otro lado si $k=0.025$, $Q_1 = 95$, $Q_2 = 49,5$ y $R_2 = 1,5$ entonces la resistencia óptima obtenida de 2.9 es de $R_{L\eta_{max}} \simeq 2,98\Omega$, lo cual corresponde a una bobina *Pulse w7001* y una bobina *Pulse w7002* separadas aproximadamente 4cm, transfiriendo energía a 13.56MHz. Entonces para poder realizar el seguimiento del punto de máxima eficiencia es necesario contar con algún bloque antes del convertidor DCDC que sea capaz de transformar la resistencia vista de algunos $k\Omega$ a algunos Ω .

$$\sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2} \sim 1 \quad (3.1)$$

1

$$R_L = R_c/2 = \frac{V_c^2}{2P_c} \longrightarrow R_L = \frac{1 (1V)^2}{2 \cdot 1mW} = \frac{1}{2} 1k\Omega \quad (3.2)$$

El análisis de este capítulo está influenciado en gran medida a la lectura de [14] y [8].

¹Del orden de la unidad.

Capítulo 3. Redes de Adaptación

Para solucionar este problema se implementó una red de adaptación construida con componentes reactivos puros, que no introduce pérdidas y es capaz de realizar la adaptación de impedancia necesaria.

Durante este análisis se modelará la presencia de un rectificador y un convertidor DCDC simplemente a través de su resistencia vista de entrada R_L . Se considerará que la red de adaptación se encarga de fijar la resistencia vista mientras que desde el primario se toman medidas, como ajustar el voltaje de entrada o la corriente de entrada a la bobina transmisora de modo que la tensión sobre la carga se mantenga constante.

Se supone que la carga es resistiva pura y que bajo una tensión de 3,3V a 13,56MHz de frecuencia tiene un consumo variable entre $300\mu W$ y $10mW$, esto implica que la carga se puede modelar como una resistencia que varía como $R_L = [0,545; 18,2]k\Omega$. Lo ideal sería que la red de adaptación transforme las resistencias de todo el intervalo de valores de R_L en la resistencia de máxima eficiencia $R_{L\eta_{max}}$, la cual es una resistencia fija.

Se evaluó la posibilidad de implementar dos redes de adaptación fijas y dos redes variables. En todos los casos se consideraron las características reales de los componentes así como el impacto de su incertidumbre, considerando el efecto en la eficiencia del sistema de WPT. Se manejó como premisa que las redes pudieran estar compuestas por varactores de la familia Skyworks SMV1405 u otro componente o método que se considere. La bobina del receptor es el modelo w7001 de Pulse Electronic Corporation. Debido a restricciones en el tamaño del receptor y estar usando componentes discretos limitaremos nuestros valores de inductancias entre $1nH$ y $10\mu H$, y de capacitores entre $1pF$ y $100nF$.

Las redes de adaptación son circuitos utilizadas para transformar impedancias reales en impedancias reales. En base a una impedancia de carga se colocan componentes, ya sean discretos o líneas de transmisión, entre la fuente y la carga a modo de modificar la impedancia que se ve desde la fuente. Estas, se implementan con componentes reactivos, como condensadores e inductores, de alto factor de calidad de forma de consumir la menor cantidad de potencia activa posible en el circuito. En caso de incluir líneas de transmisión se pueden utilizar como microstrips o striplines.

En todos los casos la herramienta más utilizada en el diseño es la *Carta de Smith*. Allí se puede apreciar la variación de la impedancia vista al agregar componentes en serie o paralelo. En general como parámetros de diseño se toma el valor del coeficiente de reflexión Γ y la relación de onda estacionaria $VSWR$, los cuales también son representados allí. Típicamente se toma $VSWR \leq 2$ como parámetro de adaptación.

3.1. Tipos de Redes y su Funcionamiento

En esta sección se describe en forma breve y general como funcionan las redes de adaptación y las dificultades que presenta su diseño. En particular las dificultades de adaptar una carga variable a una carga fija o adaptar impedancias de varios ordenes de magnitud de diferencia, es decir, bajar una resistencia alta variable a

3.1. Tipos de Redes y su Funcionamiento

un valor bajo y fijo.

3.1.1. Redes Tap

Los Taps son simplemente divisores de tensión de impedancia imaginaria pura y del mismo signo. Su función es simplemente cambiar un valor de impedancia de carga visto desde su salida a otro valor visto hacia su entrada.

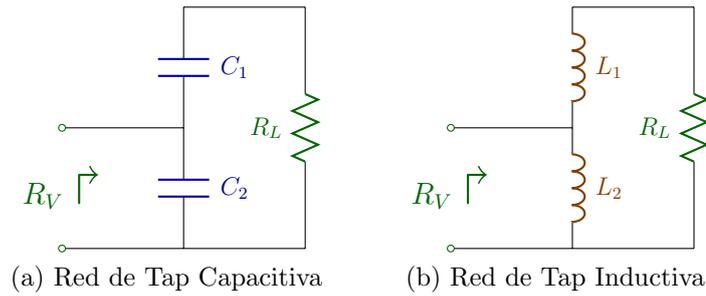


Figura 3.1: Redes Tap

Las redes de tipo Tap tienen la ventaja sobre otros tipos de redes de poder ajustar su relación de transformación muy fácilmente variando la capacidad colocando varactores en paralelo a los condensadores en el caso capacitivo o en serie a las bobinas en el caso inductivo, también se pueden utilizar capacitores conectados por llaves. Cuentan con la desventaja de introducir una impedancia compleja residual que debe ser anulada con otra impedancia de signo opuesto o absorbida por una impedancia del mismo signo con un valor mucho más grande a la impedancia compleja del Tap. Se analiza primero el tap capacitivo que típicamente es el que presenta menor resistencia parásita.

Tipo C La admitancia de entrada del circuito en la figura 3.1a es como muestra la ecuación 3.3. Si asumimos que la frecuencia es lo suficientemente grande obtenemos la forma deseada de admitancia vista como en la ecuación 3.4, entonces la impedancia vista queda determinada por la fracción de C_1 respecto a $(C_1 + C_2)$ en paralelo a un capacitor de capacidad igual a C_2 . La frecuencia es fija igual a 13.56MHz por ende que la frecuencia sea mayor al polo del denominador en la ecuación 3.3, para todo el rango de potencias, es equivalente a que $C_1 \geq 1nF$. Además si R_L es del orden de $1k\Omega$ y quiero tener una resistencia vista del orden de 1Ω , necesito que $C_2 \geq 1\mu F$ y necesito absorber esa capacidad parásita C_2 , esto hace que un tap C sea inviable.

$$Y_v = \frac{j\omega(C_1 + C_2) + (j\omega)^2 R_L C_1 C_2}{1 + j\omega R_L C_1} \quad (3.3)$$

$$si \quad \omega \gg \frac{1}{R_L C_1}, \quad Y_v \approx \left(\frac{C_1 + C_2}{C_1 R_L} \right) + j\omega C_2 \quad (3.4)$$

Capítulo 3. Redes de Adaptación

$$\omega \gg \frac{1}{R_L C_1}, \forall R_L \in [0,545; 18,2]k\Omega \quad \text{si} \quad C_1 \gg 100pF \rightarrow C_1 \geq 1nF \quad (3.5)$$

Tap L Procediendo de forma equivalente y hallando la impedancia de entrada en el circuito de la figura 3.1b obtenemos el resultado de la ecuación 3.6. Nuevamente asumimos que la frecuencia es mayor al polo del denominador para llegar al resultado de la ecuación 3.7. En este caso la suma de las inductancias debe ser lo suficientemente grande para cumplir la desigualdad, esto implica que al menos una de las inductancias debe ser de el orden de mH, lo cual significa una inductancia demasiado grande. Aún para inductancias pequeñas los Tap L no son una buena opción dado que aportan demasiada resistencia parásita que decrementa considerablemente la eficiencia del link.

$$Z_v = \frac{j\omega L_2(R_L + j\omega L_1)}{j\omega(L_1 + L_2) + R_L} \quad (3.6)$$

$$\text{si} \quad \omega \gg \frac{R_L}{L_1 + L_2} \quad Z_v = \left(\frac{L_2}{L_1 + L_2} \right) R_L + j\omega(L_1 // L_2) \quad (3.7)$$

$$\omega \gg \frac{R_L}{L_1 + L_2}, \forall R_L \in [0,545; 18,2]k\Omega \quad \Leftrightarrow \quad (L_1 + L_2) \gg 0,2mH \rightarrow (L_1 + L_2) \geq 2mH \quad (3.8)$$

3.1.2. Redes L

Una red L se compone por dos componentes reactivos en resonancia. A diferencia de los taps las redes L no agregan impedancia compleja pero la conversión de resistencia no es lineal. Las redes L dan muchas posibilidades de adaptación. Cualquier red tiene una configuración pasa altos y una pasa bajos. Se puede combinar 2 redes L para formar una red Π o una red T uniendo dos de los componentes. A las redes L se les asocia un factor Q que se define según la ecuación 3.9, donde la red esta formada por jX y $-jX$, la impedancia a transformar es R_p o R_s dependiendo de la configuración.

X es la impedancia característica de la red y su valor absoluto es $|X| = \sqrt{L/C} = \omega L = 1/(\omega C)$, siendo $\omega = 1/\sqrt{LC}$ la frecuencia de resonancia. Si $jX = j\omega L$ entonces $-jX = 1/(j\omega C)$ y viceversa.

$$Q = \frac{R_p}{X} \approx \frac{X}{R_s} \quad (3.9)$$

3.1. Tipos de Redes y su Funcionamiento

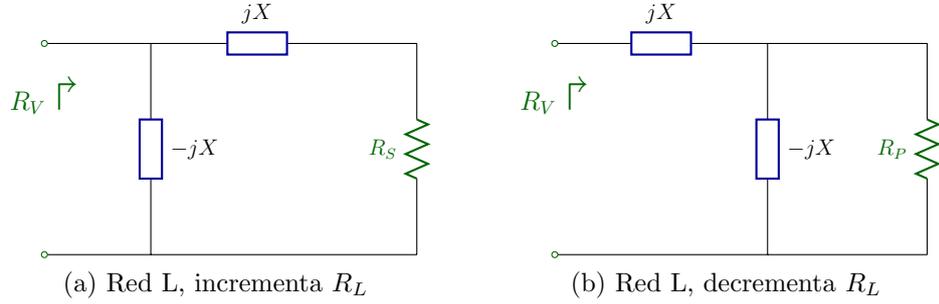


Figura 3.2: Redes L

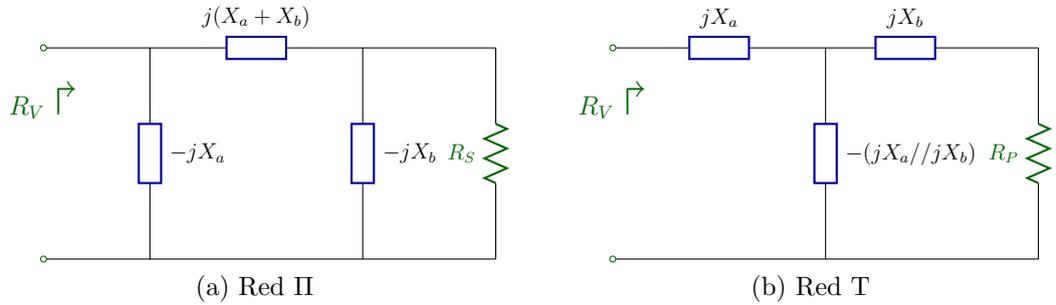


Figura 3.3

Se puede probar que la R_v de la red 3.2a es

$$R_{V,inc} = \left[-jX \parallel jX \left(\frac{Q^2 + 1}{Q^2} \right) \parallel R_s(Q^2 + 1) \right]$$

$$si \quad Q^2 \gg 1 \quad \Rightarrow \quad R_{V,inc} = R_s Q^2 = \frac{L}{CR_s}$$

y R_v de la red 3.2b es

$$R_{V,dec} = jX - jX \left(\frac{Q^2}{Q^2 + 1} \right) + \frac{R_p}{Q^2 + 1}$$

$$si \quad Q^2 \gg 1 \quad \Rightarrow \quad R_{V,dec} = R_p / Q^2 = \frac{L}{CR_p} = \frac{\omega^2 L^2}{R_p} = \frac{1}{\omega^2 C^2 R_p} \quad (3.10)$$

En el caso de estudio, se utiliza la red de la figura 3.2b. Allí $R_p = R_L$, siendo así que la resistencia vista buscada es del orden de los Ω . Por lo tanto el valor de $Q^2 + 1$ debe ser del orden de la resistencia R_L expresada en Ω .

3.1.3. Modelado del problema

Para el análisis de redes fue necesario asignar valores estimativos a los parámetros de mayor relevancia surgidos del análisis de MEPT. Consecuentemente se dieron valores a la resistencia e inductancia del transmisor, resistencia e inductancia del receptor, factor de acople y rango de consumo de la carga.

Asumiendo una relación de transformación unitaria en un convertor DCDC ideal, se tomó como tensión sobre la carga 3.3V. Se asumió un nivel de acople bajo, representado por un factor de acople de $k = 0,016$, que representa el caso extremo que se analiza por corresponder a un acople muy bajo, a la máxima distancia medida, 6cm. Para el receptor y transmisor se usaron los datos de las hojas de datos Pulse w7001 y Pulse w7002 respectivamente. Los valores de R_2 , L_2 , Q_1 y Q_2 tomados de las hojas de datos de las bobinas, son de 1.55 Ohm, 740nH, 57 y 49 respectivamente. Obteniéndose una resistencia óptima $R_{L\eta_{max}} = 2\Omega$ obtenida de la ecuación 2.9 con los datos presentados. No se incluyeron en el estudio resistencias parásitas de la fuente, del rectificador o del convertor DCDC.

Es importante resaltar que un tiempo luego de realizado este estudio preliminar y de carácter cualitativo se obtuvieron medidas de laboratorio más precisas para cada uno de los parámetros de las bobinas.

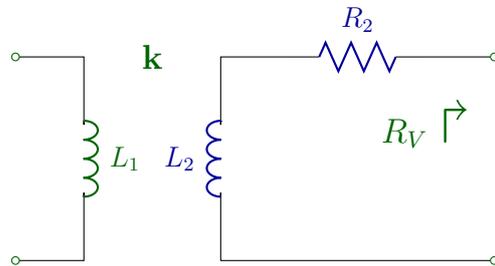


Figura 3.4: Modelado para estudio de redes de adaptación

Se estudiaron varias alternativas posibles; combinaciones de redes tipo L, tipo Pi, tipo T y divisores “taps”. Muchos fueron descartados por agregar complejidad y requerimientos extra al sistema. Sin embargo, se consideró que dado que no se utilizaron en el proyecto, no era relevante presentar a todas aquí. Por lo tanto se presentan dos redes de componentes fijos y dos con componentes variables, todas del tipo red L.

Es claro que en una red L de cierta impedancia X, al variar R_L varía Q, existe un único valor de carga \tilde{R}_L tal que $R_{L\eta_{max}} = \tilde{R}_L/Q^2$, en dicho caso se dice que se adapta para \tilde{R}_L . Si se adapta para uno de los valores superiores del rango se obtiene que Q es muy bajo para algunos valores de la parte inferior del rango.

3.1. Tipos de Redes y su Funcionamiento

R_L adaptada (Ω)	Q obtenido	Q mínimo	$X(\Omega)$
544	13.4	13.4	40.6
1000	18.23	9.9	54.9
2000	25.8	7.0	77.5
3000	31.6	5.7	94.9
4000	36.5	5.0	109.6
5000	40.8	4.4	122.5
6000	44.7	4.0	134.2
7000	48.3	3.8	144.9
10000	57.7	3.1	173.3
15000	70.7	2.6	212.1
18150	77.8	2.3	233.3

Tabla 3.1: Factores de calidad obtenidos.

Cuando Q es bajo la parte imaginaria de las impedancias de la red no se anulan. Al variar R_L se obtiene una impedancia compleja sobrante que varía considerablemente y en forma no lineal. Se debe entonces adaptar para valores de R_L bajos. En la práctica, adaptar para valores por encima de $1k\Omega$ resulta en reactancias variables con la carga.

Para una adaptación de $1k\Omega$ se obtiene el rango $R_v = [0,166; 5,48]\Omega$, valores bajos que no son despreciables frente a las resistencias parásitas de los componentes. Más allá de que otras resistencias tomen prioridad si bien la parte imaginaria no varía para este rango de adaptaciones igual existe, el remanente complejo que en este caso varía entre $X_r = [0,140; 0,393]\Omega$. A una $R_v = 0,166\Omega$ le corresponde una $X_r = 0,158\Omega$, lo que implica que ambas son casi de igual módulo, estas reactancias se deben a desacople entre la bobina y condensador usados tal que $\omega L \neq 1/\omega C$ más que valores de Q bajos. Estos valores fueron obtenidos de simulaciones en Qucs.

Entonces si se necesita mantener un Q alto, según la tabla 3.1, se debería optar por un red de impedancia X baja, por otro lado redes de diferente impedancia X mapearán mejor o peor el rango de cargas a la resistencia óptima $R_{L\eta_{mac}}$. En la gráfica 3.5 observamos la adaptación de todo el rango de cargas para redes de diferente X . Al ser la adaptación no lineal, la red L tiene la ventaja de mapear un amplio rango de resistencias de cargas R_L en un pequeño rango de resistencias vistas R_V , para R_L altas. En base a esto las redes que parecen presentar la mejor opción son las que corresponden a $X = 60$ ó $X = 110$, que también es alrededor del rango límite para el cual los Q obtenidos en resistencias R_L bajas permiten eliminar la parte compleja de la impedancia vista, entonces la impedancia de la red debería rondar estos valores.

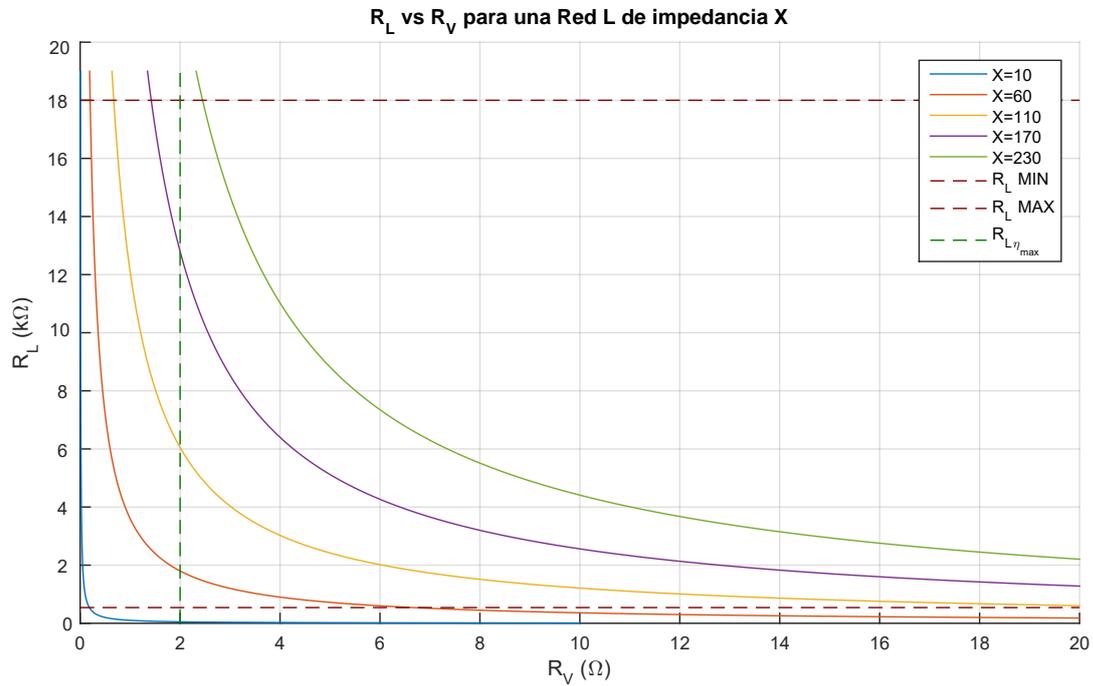


Figura 3.5: Adaptación de una impedancia R_L por una Red L de impedancia X

3.2. Redes Variables

3.2.1. Red Variable 1

Una forma de evitar los problemas presentados en 3.1.3 es implementar redes variables donde la impedancia X de la red puede ser modificada. La primera opción analizada es L serie - C paralelo, como se ve en la figura 3.6a.

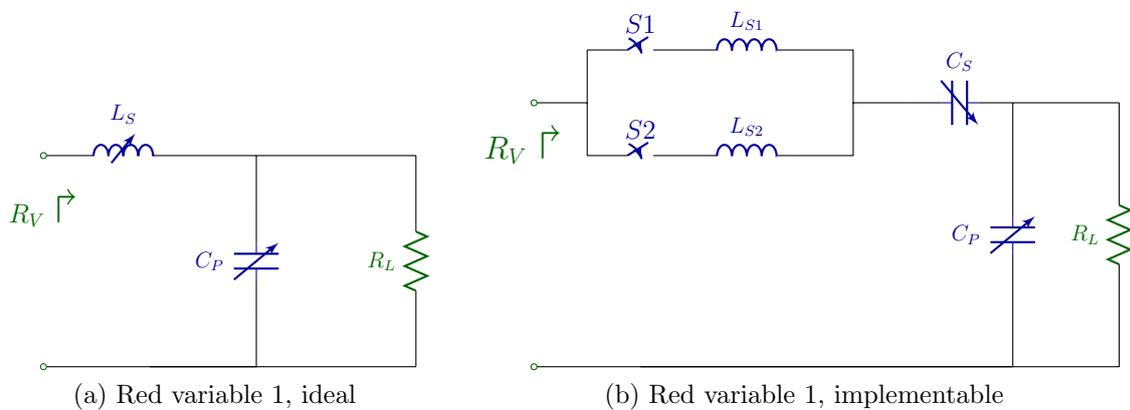


Figura 3.6: Red Variable 1

3.2. Redes Variables

1. Se comenzó a estudiar la viabilidad de esta solución, analizando si es posible con un valor de L y C en esta configuración alcanzar cada uno de los extremos, para una condición de $R_{L\eta_{max}} = 2\Omega$.
2. Las ecuaciones que determinan los valores de los componentes.

$$\omega L = \frac{1}{\omega C} = X \quad (3.11)$$

$$\frac{R_L}{X} = Q \gg 1 \quad (3.12)$$

$$R_V = \left(\frac{jX}{Q^2 + 1} \right) + \frac{R_L}{Q^2 + 1} \quad (3.13)$$

$$C_p = \frac{1}{\omega \sqrt{R_L R_V}} \quad (3.14)$$

$$L_s = \frac{\sqrt{R_L R_V}}{\omega} \quad (3.15)$$

Donde L_s denota a *inductancia variable* que habría según el modelo de la figura 3.6a. Dado que el inductor variable se lo implementa como un inductor en serie con un varactor, se determina la capacidad en base a 3.16 tal que $j\omega L_s = j\omega L^* + 1/j\omega C_s$

$$C_s = \frac{1}{\omega^2} \frac{1}{L^* - \frac{\sqrt{R_L R_V}}{\omega}} \quad (3.16)$$

3. Lo anterior implica que para adaptación perfecta, el control de la capacidad debe ser no lineal en función de R_L . De forma de simplificar se intenta que el sistema de control sea lineal. Con este objetivo, se linealizan las ecuaciones de C_s y C_p respecto a R_L , aplicando Desarrollo de Taylor de Orden Uno, en torno a un punto R_{L0} . Las nuevas capacidades linealizadas serán \tilde{C}_p y \tilde{C}_s . Se obtienen los resultados siguientes:

$$\frac{dC_s}{dR_L} = \frac{1}{2\omega \sqrt{R_V} R_L^{3/2}} \frac{1}{\left(\frac{\omega L}{\sqrt{R_V R_L}} - 1 \right)^2} \quad (3.17)$$

$$\frac{dC_p}{dR_L} = \frac{-1}{2\omega \sqrt{R_V}} (R_L)^{-3/2} \quad (3.18)$$

El valor de la capacidad linealizada es:

$$\tilde{C}_s = \left. \frac{dC_s}{dR_L} \right|_{R_{L0}} \cdot (R_L - R_{L0}) + C_s \Big|_{R_{L0}} \quad (3.19)$$

$$\tilde{C}_p = \left. \frac{dC_p}{dR_L} \right|_{R_{L0}} \cdot (R_L - R_{L0}) + C_p \Big|_{R_{L0}} \quad (3.20)$$

Donde R_{L0} es la resistencia de carga del punto de evaluación de la linealización, la cual está en un punto intermedio entre la 544.5 Ω y 18150 Ω .

Capítulo 3. Redes de Adaptación

4. La forma en la que la linealización realizada ajuste a los valores exactos en el rango de R_L manejado, depende de el punto, R_{L0} , en torno al cual se linealice. Por esta razón se buscó determinar cual podría ser el punto R_{L0} que permitiese la mejor adaptación. De tal modo, se simuló variando el valor de la inductancia y el de R_{L0} para hallar el punto donde la linealización aproximase lo mejor posible. El resultado que se obtuvo es que no existe un L tal que para todo el rango la adaptación fuese aceptable, tomando con límites de tolerancia que la $VSWR$, la relación de onda estacionaria en voltaje, fuese menor a 2. El $VSWR$, es un factor que se utiliza para evaluar la calidad de adaptaciones, el cual tiene en cuenta la impedancia de carga y la impedancia de fuente, en la ecuación 3.21 se presenta su formula de cálculo. Se puede utilizar para evaluar adaptación a una impedancia de fuente u otra, si en la ecuación 3.21 se toma $Z_0 = R_{L\eta_{max}}$ y $Z_L = R_V$, el $VSWR$ daría una evaluación acerca de la calidad de la adaptación.

$$VSWR = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad \text{Donde: } \Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (3.21)$$

5. En vistas de lo anterior se considera la opción de tener dos inductores, los cuales estarían conectados a través de dos llaves, que serían activadas en función de la impedancia de carga presente. Esto se haría de acuerdo al esquema 3.6b. Operando las llaves de la siguiente forma:

- Si $R_L < 3k\Omega$ S1 y S2 están en ON. Con esto la inductancia total del paralelo es de 3243 nH.
- Si $3k\Omega < R_L < 11k\Omega$ S1 en OFF y S2 en ON. La inductancia es de $4.8\mu\text{H}$.
- Si $11k\Omega < R_L < 18,15k\Omega$ S1 en ON y S2 en OFF. La inductancia es de $10\mu\text{H}$.

Si bien como límite de operación se tomo 6cm, acople de 0.016, resultando en $R_{L\eta_{max}} = 2\Omega$, este calculo proviene de tomar como única resistencia parásita R_2 de la bobina receptora, al agregar un nuevo inductor existe una nueva resistencia parásita a considerar. Para dimensionar los componentes se considera que el inductor introducido L_s puede agregar al menos 3Ω , si el Q llegase a ser de 170^2 , al estar ambas inductancias en serie se obtiene un circuito equivalente tomando $R'_2 = R_2 + R_{L_s}$ y el factor de calidad $Q'_2 = Q_2 R_2 / (R_2 + R_{L_s})$, con lo cual la resistencia objetivo pasa a ser de 5Ω , esto se ve explicado en la ecuación 3.22.

$$R_{L\eta_{max}} = (R_2 + R_{L_s}) \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2 \frac{R_2}{R_2 + R_{L_s}}} = R'_2 \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q'_2} \quad (3.22)$$

Los resultados de adaptación con esta implementación fueron aceptables, pero mucho peores a los obtenidos con control no lineal. Las figuras 3.7 y

²Esto representa un caso prácticamente ideal y pretende unicamente fijar un mínimo.

3.2. Redes Variables

3.8 muestran el resultado obtenido en carta de Smith donde el punto rojo es el valor de la carga no adaptada, el verde el de una carga adaptada perfectamente y los puntos en amarillo representan los puntos de tolerancia que se tomaron según el V_{SWR} . Los puntos en azul son los correspondientes a adaptación linealizada y los puntos en negro son con adaptación no lineal. Nótese que la adaptación no lineal es muy precisa, sin embargo no es exacta debido a la impedancia compleja remanente de la red. Las figuras 3.9, 3.10 y 3.11 muestran los resultados en términos numéricos.

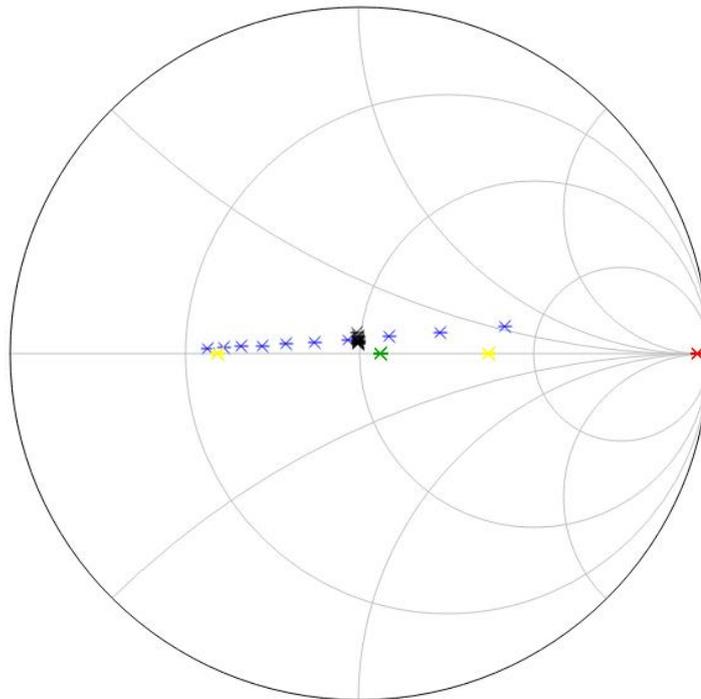


Figura 3.7: Diagrama de Smith de adaptación utilizando la red variable 1; Resistencia de carga de 544 a 3000Ω

Capítulo 3. Redes de Adaptación

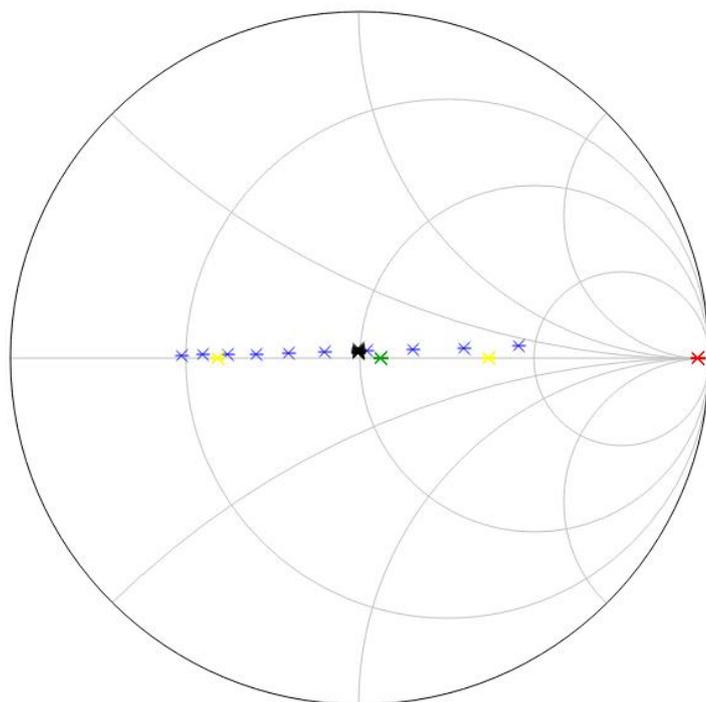


Figura 3.8: Diagrama de Smith de adaptación utilizando la red variable 1; Resistencia de carga de 3 a 18.5kΩ

RL	acfrequency	Rvlin	Rvnolin
3e3	1.36e7	72.8+j11.5	4.99+j0.206
3.42e3	1.36e7	57+j7.42	4.99+j0.193
3.84e3	1.36e7	45.5+j4.98	4.99+j0.182
4.26e3	1.36e7	37+j3.46	4.99+j0.173
4.68e3	1.36e7	30.4+j2.46	4.99+j0.165
5.11e3	1.36e7	25.4+j1.79	5+j0.158
5.53e3	1.36e7	21.4+j1.33	5+j0.152
5.95e3	1.36e7	18.2+j1.01	5+j0.146
6.37e3	1.36e7	15.6+j0.775	5+j0.142
6.79e3	1.36e7	13.5+j0.604	5+j0.137
7.21e3	1.36e7	11.8+j0.477	5+j0.133
7.63e3	1.36e7	10.3+j0.381	5+j0.129
8.05e3	1.36e7	9.1+j0.307	5+j0.126
8.47e3	1.36e7	8.06+j0.25	5+j0.123
8.89e3	1.36e7	7.18+j0.205	5+j0.12
9.32e3	1.36e7	6.42+j0.17	5+j0.117
9.74e3	1.36e7	5.77+j0.142	5+j0.115
1.02e4	1.36e7	5.2+j0.119	5+j0.112
1.06e4	1.36e7	4.7+j0.1	5+j0.11
1.1e4	1.36e7	4.27+j0.0854	5+j0.108

RL	CsLin	CpLin	CpExacto
3e3	-1.11e-08	2.48e-11	9.58e-11
3.42e3	4.4e-10	2.64e-11	8.97e-11
3.84e3	2.29e-10	2.79e-11	8.47e-11
4.26e3	1.6e-10	2.94e-11	8.04e-11
4.68e3	1.26e-10	3.1e-11	7.67e-11
5.11e3	1.06e-10	3.25e-11	7.35e-11
5.53e3	9.2e-11	3.41e-11	7.06e-11
5.95e3	8.24e-11	3.56e-11	6.81e-11
6.37e3	7.51e-11	3.72e-11	6.58e-11
6.79e3	6.95e-11	3.87e-11	6.37e-11
7.21e3	6.5e-11	4.03e-11	6.18e-11
7.63e3	6.14e-11	4.18e-11	6.01e-11
8.05e3	5.83e-11	4.33e-11	5.85e-11
8.47e3	5.58e-11	4.49e-11	5.7e-11
8.89e3	5.35e-11	4.64e-11	5.57e-11
9.32e3	5.16e-11	4.8e-11	5.44e-11
9.74e3	4.99e-11	4.95e-11	5.32e-11
1.02e4	4.85e-11	5.11e-11	5.21e-11
1.06e4	4.72e-11	5.26e-11	5.1e-11
1.1e4	4.6e-11	5.42e-11	5e-11

Figura 3.10: Impedancias de adaptación utilizando la red variable 1; Resistencia de carga de 3 a 11kΩ

3.2. Redes Variables

RL	acfrequency	Rvlin	RvnoLin	RL	CsLin	CpLin	CpExacto
544	1.36e7	69.1+j26.4	4.95+j0.476	544	8.87e-11	5.65e-11	2.25e-10
674	1.36e7	57.6+j17.6	4.96+j0.429	674	8.76e-11	5.7e-11	2.02e-10
803	1.36e7	48.8+j12.4	4.97+j0.394	803	8.65e-11	5.75e-11	1.85e-10
932	1.36e7	42+j9.13	4.97+j0.366	932	8.54e-11	5.79e-11	1.72e-10
1.06e3	1.36e7	36.7+j6.95	4.98+j0.343	1.06e3	8.44e-11	5.84e-11	1.61e-10
1.19e3	1.36e7	32.4+j5.43	4.98+j0.324	1.19e3	8.34e-11	5.89e-11	1.52e-10
1.32e3	1.36e7	29+j4.34	4.98+j0.308	1.32e3	8.25e-11	5.94e-11	1.44e-10
1.45e3	1.36e7	26.1+j3.53	4.98+j0.294	1.45e3	8.16e-11	5.98e-11	1.38e-10
1.58e3	1.36e7	23.6+j2.91	4.98+j0.282	1.58e3	8.08e-11	6.03e-11	1.32e-10
1.71e3	1.36e7	21.6+j2.44	4.99+j0.271	1.71e3	7.99e-11	6.08e-11	1.27e-10
1.84e3	1.36e7	19.8+j2.06	4.99+j0.261	1.84e3	7.91e-11	6.13e-11	1.22e-10
1.97e3	1.36e7	18.2+j1.76	4.99+j0.253	1.97e3	7.83e-11	6.17e-11	1.18e-10
2.1e3	1.36e7	16.9+j1.52	4.99+j0.245	2.1e3	7.76e-11	6.22e-11	1.15e-10
2.22e3	1.36e7	15.6+j1.32	4.99+j0.238	2.22e3	7.69e-11	6.27e-11	1.11e-10
2.35e3	1.36e7	14.6+j1.15	4.99+j0.231	2.35e3	7.62e-11	6.32e-11	1.08e-10
2.48e3	1.36e7	13.6+j1.01	4.99+j0.225	2.48e3	7.55e-11	6.36e-11	1.05e-10
2.61e3	1.36e7	12.8+j0.896	4.99+j0.219	2.61e3	7.48e-11	6.41e-11	1.03e-10
2.74e3	1.36e7	12+j0.796	4.99+j0.214	2.74e3	7.42e-11	6.46e-11	1e-10
2.87e3	1.36e7	11.3+j0.711	4.99+j0.209	2.87e3	7.36e-11	6.51e-11	9.8e-11
3e3	1.36e7	10.7+j0.637	4.99+j0.205	3e3	7.3e-11	6.55e-11	9.58e-11

Figura 3.9: Impedancias de adaptación utilizando la red variable 1; Resistencia de carga de 544 a 3000Ω

RL	acfrequency	Rvlin	RvnoLin	RL	CsLin	CpLin	CpExacto
1.1e4	1.36e7	16.6+j0.65	5+j0.11	1.1e4	2.41e-11	2.74e-11	5e-11
1.14e4	1.36e7	14.6+j0.525	5+j0.108	1.14e4	2.31e-11	2.88e-11	4.92e-11
1.18e4	1.36e7	12.9+j0.428	5+j0.107	1.18e4	2.23e-11	3.02e-11	4.84e-11
1.21e4	1.36e7	11.4+j0.352	5+j0.105	1.21e4	2.16e-11	3.16e-11	4.77e-11
1.25e4	1.36e7	10.1+j0.292	5+j0.103	1.25e4	2.1e-11	3.29e-11	4.69e-11
1.29e4	1.36e7	9.07+j0.244	5+j0.102	1.29e4	2.05e-11	3.43e-11	4.62e-11
1.33e4	1.36e7	8.15+j0.205	5+j0.1	1.33e4	2e-11	3.57e-11	4.56e-11
1.36e4	1.36e7	7.34+j0.174	5+j0.0991	1.36e4	1.96e-11	3.71e-11	4.5e-11
1.4e4	1.36e7	6.64+j0.148	5+j0.0978	1.4e4	1.92e-11	3.85e-11	4.43e-11
1.44e4	1.36e7	6.03+j0.127	5+j0.0965	1.44e4	1.89e-11	3.98e-11	4.38e-11
1.48e4	1.36e7	5.49+j0.109	5+j0.0953	1.48e4	1.86e-11	4.12e-11	4.32e-11
1.51e4	1.36e7	5.01+j0.0945	5+j0.0942	1.51e4	1.84e-11	4.26e-11	4.27e-11
1.55e4	1.36e7	4.59+j0.0823	5+j0.093	1.55e4	1.81e-11	4.4e-11	4.21e-11
1.59e4	1.36e7	4.21+j0.072	5+j0.0919	1.59e4	1.79e-11	4.54e-11	4.16e-11
1.63e4	1.36e7	3.87+j0.0632	5+j0.0909	1.63e4	1.77e-11	4.67e-11	4.12e-11
1.66e4	1.36e7	3.57+j0.0558	5+j0.0899	1.66e4	1.75e-11	4.81e-11	4.07e-11
1.7e4	1.36e7	3.3+j0.0495	5+j0.0889	1.7e4	1.73e-11	4.95e-11	4.02e-11
1.74e4	1.36e7	3.06+j0.0441	5+j0.088	1.74e4	1.72e-11	5.09e-11	3.98e-11
1.78e4	1.36e7	2.84+j0.0394	5+j0.087	1.78e4	1.7e-11	5.23e-11	3.94e-11
1.82e4	1.36e7	2.64+j0.0354	5+j0.0861	1.82e4	1.69e-11	5.36e-11	3.9e-11

Figura 3.11: Impedancias de adaptación utilizando la red variable 1; Resistencia de carga de 11 a 18.5kΩ

3.2.2. Red Variable 2

Se analiza a continuación una adaptación tipo L como se ve en la figura 3.12a.

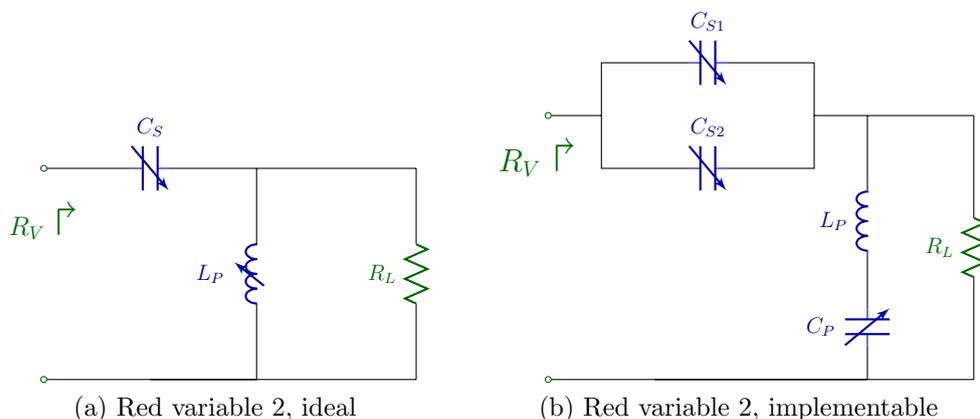


Figura 3.12: Red Variable 2

Para este caso se procede de la misma forma que en el anterior, obteniendo mejores resultados.

1. Primero se verifica que la configuración cumpla los requerimientos del punto 1 de la subsección anterior. Se obtuvo que para una red fija de este tipo se podría adaptar una resistencia de 544.5Ω con $L_P = 390\text{nH}$ y $C_S = 355\text{pF}$ y con otra de este tipo se podría llegar desde 18150Ω , con $L_P = 2240\text{ nH}$ y $C_S = 61.5\text{pF}$. Con lo cual se decide seguir adelante con un análisis más profundo.
2. Se analizan las ecuaciones que determinan los valores que deben tener los componentes y como se los debe variar para adaptarlos. Nuevamente se utiliza $R_{L\eta_{max}} = 5\Omega$, en base a las consideraciones asumidas en la subsección anterior. Para esta simulación se varió el valor de la inductancia buscando el óptimo, los resulta presentados en 3.13 corresponden a $L_p = 5\mu\text{H}$, haciendo el cálculo exacto de los componentes.
3. Luego eligiendo el inductor 4379-472KS de API Delevan Inc de tipo shielded inductor de $4.7\mu\text{H}$, tolerancia 10% de $Q=115$, se busco una solución linealizando. Se varió el punto donde se realiza la linealización buscado el punto ideal. Se terminó optando por linealizar en torno a $R_L = 1\text{ k}\Omega$. Se obtuvieron los resultados presentados en la tabla 3.14, tomando la resistencia óptima vista de 5Ω . Los resultados obtenidos se consideraron aceptable ya que la eficiencia varía muy poco en torno al punto de máxima eficiencia.
4. Finalmente se completa el diseño con la elección de los varactores. Los varactores C_s y C_p deben incluir el rango:

3.2. Redes Variables

Valores de la resistencia vista adaptada usando el modelo exacto			Valores de los varactores según el modelo exacto		
RL	acfrequency	Rv	RL	Cp	Cs
544.5	1.356e7	4.955-j0.4748	544.5	3.14e-11	1.019e-10
654.9	1.356e7	4.962-j0.4336	654.9	3.183e-11	9.759e-11
787.6	1.356e7	4.968-j0.3959	787.6	3.231e-11	9.33e-11
947.2	1.356e7	4.974-j0.3614	947.2	3.286e-11	8.901e-11
1139	1.356e7	4.978-j0.3298	1139	3.348e-11	8.473e-11
1370	1.356e7	4.982-j0.301	1370	3.42e-11	8.049e-11
1648	1.356e7	4.985-j0.2746	1648	3.501e-11	7.631e-11
1982	1.356e7	4.987-j0.2505	1982	3.595e-11	7.219e-11
2383	1.356e7	4.99-j0.2285	2383	3.705e-11	6.815e-11
2867	1.356e7	4.991-j0.2085	2867	3.832e-11	6.422e-11
3448	1.356e7	4.993-j0.1901	3448	3.983e-11	6.039e-11
4146	1.356e7	4.994-j0.1734	4146	4.162e-11	5.669e-11
4987	1.356e7	4.995-j0.1582	4987	4.378e-11	5.312e-11
5997	1.356e7	4.996-j0.1442	5997	4.642e-11	4.969e-11
7213	1.356e7	4.997-j0.1316	7213	4.971e-11	4.64e-11
8675	1.356e7	4.997-j0.12	8675	5.391e-11	4.326e-11
1.043e4	1.356e7	4.998-j0.1094	1.043e4	5.94e-11	4.027e-11
1.255e4	1.356e7	4.998-j0.09977	1.255e4	6.687e-11	3.744e-11
1.509e4	1.356e7	4.998-j0.09098	1.509e4	7.757e-11	3.475e-11
1.815e4	1.356e7	4.999-j0.08297	1.815e4	9.408e-11	3.222e-11

Figura 3.13: Impedancias de adaptación utilizando la red variable 2 sin linealización; Resistencia de carga de 544Ω a 18.5kΩ

Modelo	Condensador	Valor Mínimo (pF)	Valor Máximo (pF)
Lineal	C_p	30.7	46.2
Lineal	C_s	18.9	98.7
No Lineal	C_p	31.5	49.9
No Lineal	C_s	51.5	128

Estos rangos de variación se pueden implementar utilizando varactores Skyworks SMV 1470-004, los cuales pueden variar entre 7.9 pF y 71.3 pF. Para alcanzar todo el rango de variación de C_s se pueden utilizar dos de estos varactores en paralelo.

5. En vistas de todo lo anterior la red de adaptación variable queda de la forma que se presenta en la figura 3.12b. Los varactores son del modelo SMV 1470-004 de la marca Skyworks y el inductor es un API Delevan modelo 4379-472KS.

En base a lo presentado en los puntos anteriores se decidió que la red número 2 es preferible como red de adaptación variable. Este sistema ofrece un muy buen nivel

Capítulo 3. Redes de Adaptación

Valores de la resistencia vista adaptada usando el modelo lineal

RL	acfrequency	RvLin
544.5	1.356e7	6.729-j14.11
654.9	1.356e7	6.358-j13.34
787.6	1.356e7	6.05-j12.5
947.2	1.356e7	5.796-j11.55
1139	1.356e7	5.589-j10.48
1370	1.356e7	5.422-j9.292
1648	1.356e7	5.289-j7.967
1982	1.356e7	5.186-j6.515
2383	1.356e7	5.109-j4.968
2867	1.356e7	5.054-j3.386
3448	1.356e7	5.018-j1.889
4146	1.356e7	4.999-j0.6882
4987	1.356e7	4.994-j0.1473
5997	1.356e7	5-j0.8951
7213	1.356e7	5.015-j4.042
8675	1.356e7	5.034-j11.64
1.043e4	1.356e7	5.056-j27.82
1.255e4	1.356e7	5.075-j62.06
1.509e4	1.356e7	5.089-j141.8
1.815e4	1.356e7	5.094-j393

Valores de los varactores según el modelo lineal

RL	CpLin	CsLin
544.5	3.28e-11	9.865e-11
654.9	3.291e-11	9.815e-11
787.6	3.305e-11	9.755e-11
947.2	3.322e-11	9.682e-11
1139	3.341e-11	9.595e-11
1370	3.365e-11	9.491e-11
1648	3.394e-11	9.364e-11
1982	3.428e-11	9.213e-11
2383	3.47e-11	9.031e-11
2867	3.52e-11	8.811e-11
3448	3.58e-11	8.548e-11
4146	3.652e-11	8.23e-11
4987	3.738e-11	7.849e-11
5997	3.843e-11	7.39e-11
7213	3.968e-11	6.839e-11
8675	4.119e-11	6.175e-11
1.043e4	4.301e-11	5.377e-11
1.255e4	4.519e-11	4.417e-11
1.509e4	4.781e-11	3.263e-11
1.815e4	5.097e-11	1.875e-11

Figura 3.14: Impedancias de adaptación utilizando la red variable 2 linealizando; Resistencia de carga de 544Ω a $18.5k\Omega$

de adaptación y no tiene la necesidad de comandar llaves. No será necesario contar con inductores variables y con componente imaginaria baja en la impedancia vista para cargas no muy bajas.

La desventaja de tener que realizar un seguimiento no lineal es una dificultad que debería manejar el microcontrolador. Se debe manejar tres varactores independientes simultáneamente.

3.3. Redes Fijas

3.3.1. Red Fija 1

Como se menciona previamente se debe tomar límites donde adaptar la impedancia dentro de un rango. Se elige adaptar en torno a $1k\Omega$ de impedancia de carga y 3Ω la resistencia objetivo, esto surge de tener una resistencia parásita estimada a través de un precálculo para esta configuración de alrededor de 0.7Ω . Así, se obtuvo la red de adaptación tipo L de la figura 3.15.

3.3. Redes Fijas

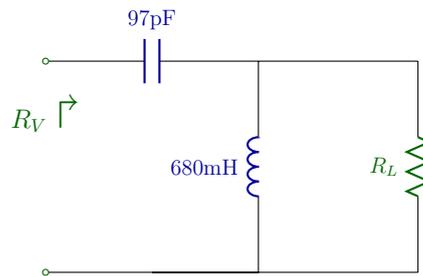


Figura 3.15: Red Fija 1

En este estudio se tuvo en los valores reales de los componentes elegidos, se eligieron los componentes:

- Inductor: API Delevan Inc 4379R-681HS, Shielded Inductor, 680nH, $Q = 106$.
- Condensador: AVX Corporation 06031A470FAT2A, Ceramic Capacitor, 47 pF, $Q > 400$.
- Condensador: AVX Corporation 12065A500FAT2A, Ceramic Capacitor, 50 pF, $Q > 400$.

Con estos valores los resultados de adaptación fueron los de la figura 3.16 Los resultados pueden considerarse aceptables para las condiciones de carga mayores, es decir, para impedancia R_L menores a $3k\Omega$.

3.3.2. Red Fija 2

Nuevamente nos centramos que la adaptación cubriera las condiciones de carga más altos, nuevamente tomamos como punto de adaptación la impedancia de carga en $1k\Omega$. La configuración usada se presenta en la figura 3.17.

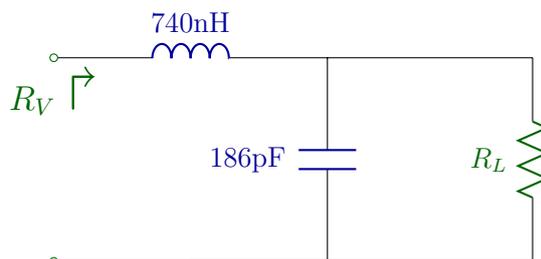


Figura 3.17: Red Fija 2

Ya que se quería poder utilizar la inductancia del receptor mismo (bobina Pulse w7001), de forma de no agregar más resistencias parásitas al circuito, se fijó la inductancia en 740nH. Tener en cuenta que al no agregar inductores extra no tenemos resistencia parásita extra y la resistencia objetivo vuelve a ser

Capítulo 3. Redes de Adaptación

RL	acfrequency	Rv
544.5	1.356e7	6.096-j0.6655
654.9	1.356e7	5.086-j0.4669
787.6	1.356e7	4.239-j0.3288
947.2	1.356e7	3.53-j0.2329
1139	1.356e7	2.939-j0.1664
1370	1.356e7	2.445-j0.1203
1648	1.356e7	2.034-j0.08847
1982	1.356e7	1.692-j0.06641
2383	1.356e7	1.407-j0.05115
2867	1.356e7	1.17-j0.0406
3448	1.356e7	0.9733-j0.0333
4146	1.356e7	0.8094-j0.02825
4987	1.356e7	0.673-j0.02476
5997	1.356e7	0.5596-j0.02235
7213	1.356e7	0.4653-j0.02068
8675	1.356e7	0.3869-j0.01952
1.043e4	1.356e7	0.3217-j0.01873
1.255e4	1.356e7	0.2675-j0.01818
1.509e4	1.356e7	0.2224-j0.01779
1.815e4	1.356e7	0.1849-j0.01753

Figura 3.16: Resultados Red fija 1

$R_{L\eta_{max}} = R_2(1 + k^2 Q_1 Q_2) \approx 2\Omega$. Con esto la resonancia se logra con un condensador de 186pF. Como rango aceptable se tomó de 1 a 4.5Ω , que corresponde al rango donde la eficiencia no cae más de un 10 % de la eficiencia máxima. El rango donde podríamos considerar que la adaptación fue aceptable es aproximadamente de $[700, 3500]\Omega$.

Los resultados obtenidos se presentan en la tabla 3.18. Para estas simulaciones se colocó dos condensadores en paralelo, de 106 pF y 80 pF, para implementar el condensador de 186pF necesario.

- Inductor: Bobina Pulse w7001 (Bobina del secundario. No se agrega otro).
- Condensador: AVX Corporation 06035AVPRFAT2A, Ceramic Capacitor, 106 pF, $Q > 400$.
- Condensador: AVX Corporation 06031A800JAT2A-ND, Ceramic Capacitor, 80 pF, $Q > 400$.

3.4. Resumen y Elección Final

RL	acfrequency	Rv
544.5	1.356e7	7.216+j0.7816
654.9	1.356e7	6.025+j0.5259
787.6	1.356e7	5.024+j0.3479
947.2	1.356e7	4.185+j0.2242
1139	1.356e7	3.485+j0.1384
1370	1.356e7	2.9+j0.07893
1648	1.356e7	2.413+j0.03776
1982	1.356e7	2.007+j0.009272
2383	1.356e7	1.669-j0.01044
2867	1.356e7	1.388-j0.02408
3448	1.356e7	1.155-j0.03351
4146	1.356e7	0.9601-j0.04003
4987	1.356e7	0.7984-j0.04454
5997	1.356e7	0.6639-j0.04766
7213	1.356e7	0.552-j0.04981
8675	1.356e7	0.459-j0.0513
1.043e4	1.356e7	0.3816-j0.05233
1.255e4	1.356e7	0.3173-j0.05305
1.509e4	1.356e7	0.2639-j0.05354
1.815e4	1.356e7	0.2194-j0.05388

Figura 3.18: Resultados con Red de Adaptación Fija

3.4. Resumen y Elección Final

El estudio de las redes anteriores se realizó en parte para el proyecto final de la asignatura Circuitos de Radio Frecuencia. Desde el punto de vista de este trabajo se decidió trabajar con redes fijas, debido a la complejidad de tener que controlar las redes variables y diseñar los circuitos de polarización para los varactores. Dentro de las dos opciones de redes fijas se optó por la red de 3.3.2 debido a que no necesita de una bobina extra que introduciría mucha resistencia parásita al circuito. Debe tenerse presente, que las corrientes de la red de adaptación son considerablemente altas al estar en resonancia y entonces las pérdidas en la misma tienen un efecto muy relevante en la eficiencia.

Durante este punto del estudio se obtuvieron nuevos datos de los valores de las bobina de receptor a utilizar, lo cual llevó a un redimensionamiento del condensador C_1 . La red elegida se compone por la bobina del receptor de 877nH y un condensador paralelo de 157pF. Estas modificaciones no afectan significativamente las simulaciones anteriores, teniendo en cuenta la dispersión de los parámetros de las bobinas y condensadores y la variación del acople.

Capítulo 3. Redes de Adaptación

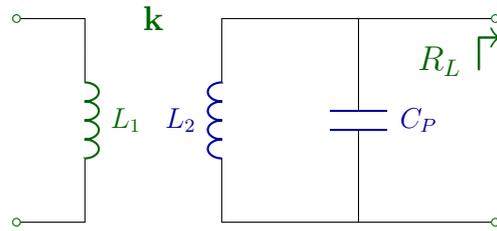


Figura 3.19: Red elegida

Efectos de la Red Sobre la Estabilidad En un principio, según el modelo presentado en 2, se asumió que la bobina del receptor resonaba con un capacitor en serie y no tenía efecto sobre la resistencia vista de carga. En esta situación era necesario mover el punto de MPT si se quería operar en el MEP, como se probó en 2.4.2, esto se resolvió haciendo que C_1 no resuene con L_1 agregando una impedancia compleja en el primario.

Téngase en cuenta que la red de adaptación L provoca una inversión de la impedancia de carga vista R_L , según la ecuación 3.10, de esta forma cuando existe un aumento de potencia entregada a la carga respecto al equilibrio, el voltaje V_c aumenta al igual que R_c , pero la resistencia vista de carga R_V disminuye debido al efecto de la red de adaptación. Esto modifica la estabilidad de los puntos fijos α y β , anteriormente α era inestable y β estable, el efecto de la red de adaptación invierte la estabilidad de los puntos, siendo ahora α el punto estable. Gracias a esto es posible alcanzar el punto MEP sin necesidad de sacar el primario de resonancia. Esto se estudia en más detalle en el capítulo siguiente.

Capítulo 4

Sistema Lazo Abierto y Lazo Cerrado

En este capítulo se abordan las características básicas del sistema, en el modo que fue planteado para la simulación y el diseño.

En primera instancia se recuerdan algunos datos relevantes introducidos en capítulos anteriores junto con datos que se desprenden del análisis de esos puntos y que son de relevancia para comprender el desarrollo que se hace en este capítulo. Luego se introducen brevemente algunas estrategias de control. Más adelante se detallan brevemente los resultados que se obtienen al trabajar en lazo abierto con resonancia serie (sin red de adaptación $R_L \equiv R_V$) o paralelo (con red de adaptación), en el caso de resonancia en paralelo **llamaremos R_L a la resistencia vista ya adaptada, denominada R_V en el capítulo 3**. Finalmente se trata el funcionamiento del sistema en lazo cerrado en simulaciones.

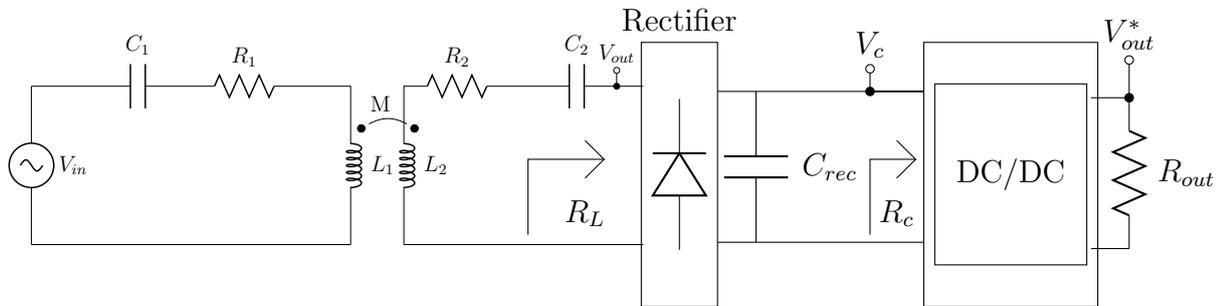


Figura 4.1: Sistema con resonancia en paralelo

4.1. Consideraciones Previas

Para la lectura de este capítulo es recomendable tener presentes los siguientes puntos:

1. La eficiencia y potencia entregada por el *Link* dependen de la resistencia vista, denotada en la figura 4.1 como R_L . El valor de R_L donde la eficiencia del Link se maximiza es $R_{L\eta_{max}} = R_2 \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2}$. Mientras que el valor de

Capítulo 4. Sistema Lazo Abierto y Lazo Cerrado

R_L donde la potencia transferida se maximiza es $R_{LPmax} = R_2(1 + k^2Q_1Q_2)$. Esto se puede apreciar de forma gráfica en 2.6.

2. Se cumple que $R_{L\eta max} \leq R_{LPmax}$, siendo iguales solo si $k = 0$. Esto se demuestra de forma directa ya que $1 + k^2Q_1Q_2 > 1$ si $k \neq 0$ entonces $\sqrt{1 + k^2Q_1Q_2} < 1 + k^2Q_1Q_2$ con lo cual $R_{L\eta max} = R_2\sqrt{1 + k^2Q_1Q_2} < R_2(1 + k^2Q_1Q_2) = R_{LPmax}$.
3. Al disminuir el factor de acople, k , manteniendo R_2 , Q_1 y Q_2 constantes, la diferencia entre $R_{L\eta max}$ y R_{LPmax} disminuye. A continuación se demuestra esta relación concluyendo con el límite de la ecuación 4.2.

La diferencia entre las resistencias $R_{L\eta max}$ y R_{LPmax} es:

$$R_{LPmax} - R_{L\eta max} = R_2\sqrt{1 + k^2Q_1Q_2} \left(\sqrt{1 + k^2Q_1Q_2} - 1 \right) \quad (4.1)$$

Donde tomando el límite cuando k tiende a 0:

$$\lim_{k \rightarrow 0} \{ R_{LPmax} - R_{L\eta max} \} = \lim_{k \rightarrow 0} \left\{ R_2\sqrt{1 + k^2Q_1Q_2} \left(\sqrt{1 + k^2Q_1Q_2} - 1 \right) \right\} = 0 \quad (4.2)$$

En condiciones de acople bajo, donde $k^2Q_1Q_2 \approx 1$, los valores $R_{L\eta max}$ y R_{LPmax} son muy próximos a R_2 , y en consecuencia muy próximos entre si.

4. Para cada condición de carga de potencia constante existen dos puntos de operación, como se aprecia en el gráfico 2.6. Como se hizo mención en la sección 2.4.1 solo uno de los puntos es intrínsecamente estable, bajo la condición que se opere con un convertidor DCDC.
5. La resistencia vista R_L depende de la tensión de entrada V_{in} , como se aprecia en el gráfico 4.2, en dicha figura se presentan los casos de resonancia en Serie y Paralelo. En el caso de resonancia serie, en la figura 4.2, se aprecia que R_L aumenta con el aumento de V_{in} , en el caso de resonancia paralelo, correspondiente a la red de adaptación vista en 3.19, la relación entre R_L y V_{in} se vuelve inversa. Esto es consecuencia del análisis que se hizo en 2.4 para resonancia serie, en particular si se observa la figura 2.6 vemos que, en el punto estable β , al aumentar el voltaje de entrada V_{in} aumenta R_L :

$$R_L = R_c/2 = V_c^2/2P_{out}$$

Sin embargo cuando existe resonancia paralelo:

$$R_L = 2X^2/R_c$$

$$X = \omega L = \frac{1}{\omega C}$$

donde X es la impedancia de la red, por ende se sigue cumpliendo $V_{in} \propto R_c \propto V_c^2$, pero ahora $V_{in} \propto 1/R_L$. Esto conlleva a que β sea inestable y

4.1. Consideraciones Previas

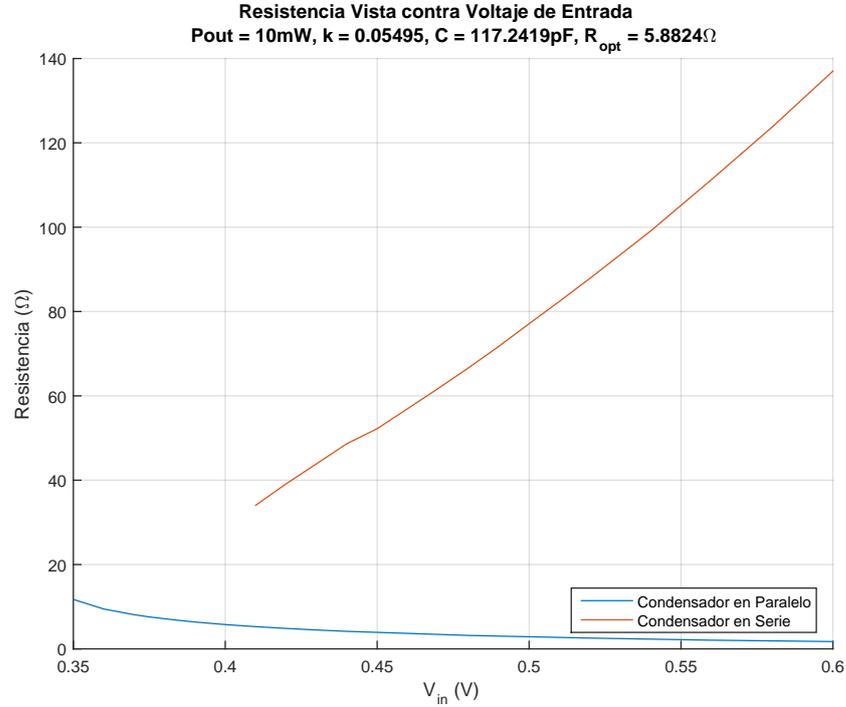


Figura 4.2: Resistencia vista por la bobina receptora, para casos de condensador de resonancia serie o paralelo. Primario constituido por la bobina Tx, Pulse w7002, y un condensador de resonancia.

α estable, como se menciona en la sección 3.4. El punto estable es aquel que determine una realimentación negativa de la transferencia $P_{out}(R_L)$, de forma de oponerse a la relación impuesta por el convertidor dc-dc donde $R_c \propto V_c^2/P_{out}$; en resonancia serie es el punto β debido a tener pendiente negativa en la gráfica de potencia entregada 2.5, con resonancia paralelo es el punto α por tener pendiente positiva. Cada vez que se introduzca una inversión de impedancia, al incluir una red tipo L o una nueva bobina en el link, los puntos estable e inestable rotaran entre α y β . Para una explicación más detallada del fenómeno se puede recurrir a la tesis doctoral de Pablo Pérez.

6. Existe la posibilidad de que al disminuir V_{in} , intentando imponer $R_L = R_{L\eta_{max}}$, no existe solución a la intersección entre la curva de potencia demandada por la carga y potencia entregada por el sistema, figura 2.6. En dicho caso el sistema es incapaz de entregar la potencia requerida la carga y luego de descargar el capacitor del rectificador C_{rec} el sistema del secundario

se apagará.

4.2. Simulación de Lazo Abierto

En esta sección se tratarán las simulaciones del sistema en lo que denominamos *Lazo Abierto*. Aquí lazo abierto denota un sistema en el cual no se realiza seguimiento del punto de máxima eficiencia. Estrictamente no se trata de un sistema en lazo abierto ya que existe un lazo de control en el secundario responsable por mantener la tensión V_{out}^* constante en 3.3V. De todos modos, si se toma al convertidor DCDC y la carga como un único bloque, el lazo cerrado quedará dentro del mismo, no habiendo lazos que se cierren de un bloque a otro, siendo esta la razón que da el nombre a esta sección.

4.2.1. Resonancia Serie

En esta sección se presenta el estudio que se realizó al sistema completo, incluyendo alimentación, condensadores de resonancia, bobinas, etapa de rectificación, convertidor dc-dc y carga. Se comienza por un modelado simplificado con componentes idealizados y luego se agrega complejidad al modelo hasta incluir los datos reales de los componentes. Las simulaciones correspondientes a esta sección se realizaron con el Toolbox de Matlab Simulink.

La primera aproximación al problema se hizo considerando el sistema más básico posible, el cual se presenta en la figura 2.4. La fuente se modeló como una fuente ideal, sinusoidal de 13.56 MHz. El transmisor se modeló como la bobina transmisora L_1 con su resistencia parásita serie R_1 en serie a un capacitor C_1 ideal que resuena con la bobina L_1 a la frecuencia de trabajo. El secundario se modeló como una inductancia L_2 con su resistencia R_2 en serie con un capacitor ideal C_2 que resuena con L_2 a la frecuencia de trabajo, además se asigna un factor de acople k entre L_1 y L_2 . Los valores usados en las simulaciones se muestran en la tabla 4.1 y corresponden a los parámetros medidos por el tutor para las bobinas Tx y Rx. El rectificador se modeló como un puente de diodos con voltaje de caída de 0.28V. Para el convertidor dc-dc se utilizó un modelo que considera todas las características como ideales a excepción de la eficiencia, la cual se fijó manualmente.

Como se determinó el objetivo, que es el MEPT, puede traducirse en buscar que la resistencia vista hacia la carga sea $R_{L\eta_{max}} = R_2\sqrt{1 + k^2Q_1Q_2}$.

	Tx	Rx
$L(\mu H)$	1.175	0.877
$R(\Omega)$	1.047	1.5
Q	95	49.5
k	[0.01,0.1]	

Tabla 4.1: Datos utilizados para simulaciones en MatLab

4.2. Simulación de Lazo Abierto

Se comenzó por analizar como sería el funcionamiento posible en lazo abierto si el primario fuera resonante. El circuito simulado es el que se observa en la imagen 4.3.

El estudio teórico de la sección anterior arrojó como resultado que bajo estas condiciones no es posible alcanzar el máximo de eficiencia en el circuito. Como se mostró en la sección 2.4.2, es necesario agregar una reactancia en serie al transmisor de forma de trasladar horizontalmente la curva de potencia entregada como se muestra en la figura 2.8. Los puntos relevados de eficiencia se muestran en la figura 4.4. La verde más gruesa corresponde a la eficiencia medida para el sistema más próximo a la resonancia donde aún no es posible alcanzar el MEP (no llega al máximo), esto se debe a que para el valor de $R_L = R_{L\eta_{max}}$ no existe solución estable a la intersección de la curva de potencia y la curva de carga, ilustrados en la figura 2.6. El valor límite del capacitor en serie al transmisor, correspondiente a dicho sistema es $C_1 = 65pF$. Las otras curvas corresponden a sistemas aún más lejos de la resonancia donde si es posible de alcanzar el MEP (alcanzan máximo). Esto prueba que no es posible alcanzar el MEP con el circuito propuesto inicialmente, donde C_1 resuena con L_1 , que es posible modificar el valor de $R_{LP_{max}}$ donde se da MPT y que esto es necesario debido a que de los puntos fijos del sistema α y β , solo β es estable debido a la realimentación que introduce el convertidor dc-dc.

Algunas consideraciones importantes acerca del gráfico 4.4:

- Los puntos se trazaron variando el voltaje de entrada V_{in} , donde cada punto marcado corresponde a la eficiencia contra la resistencia vista R_L registradas para un cierto valor de voltaje.
- Para cada valor de condensador el procedimiento consistió en reducir V_{in} hasta alcanzar el punto donde ya no fuese posible entregar la potencia que consume la carga lo cual lleva al apagado. Así por ejemplo el punto marcado en aproximadamente $R_L = 8\Omega$ para $C_1 = 65pF$ corresponde al mínimo V_{in} para el cual fue posible entregarle la potencia de 10mW requerida por la carga.
- Para condensadores de menos de 65pF se logró pasar por MEP. Habiendo puntos a ambos lados de $R_{\eta_{max}}$.
- Se representa la curva para el condensador de 65pF por una *curva verde gruesa* uniendo los puntos relevados con el fin de ilustrar el punto hasta donde se logra llegar reduciendo el voltaje V_{in} .

Si bien se incluyó el convertidor dc-dc en las simulaciones anteriores, porque es determinante en el comportamiento del sistema, recuérdese que así como se presentó el sistema el voltaje en el secundario es demasiado bajo para lograr energizar un convertidor dc-dc. Según la figura 4.4, la resistencia óptima está alrededor de 4Ω lo cual corresponde a un voltaje aplicado sobre el condensador del rectificador $V_c = \sqrt{P_{out}R_{L\eta_{max}}} \approx 0,2V$, recuérdese que se está trabajando bajo la hipótesis que

Capítulo 4. Sistema Lazo Abierto y Lazo Cerrado

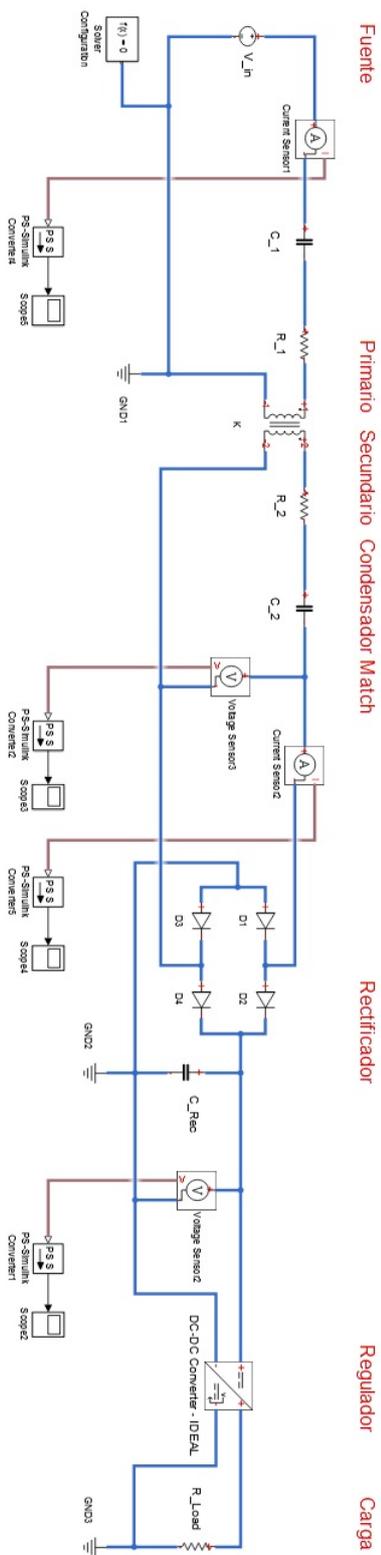


Figura 4.3: Diagrama de Simulink-Matlab utilizado para la simulación

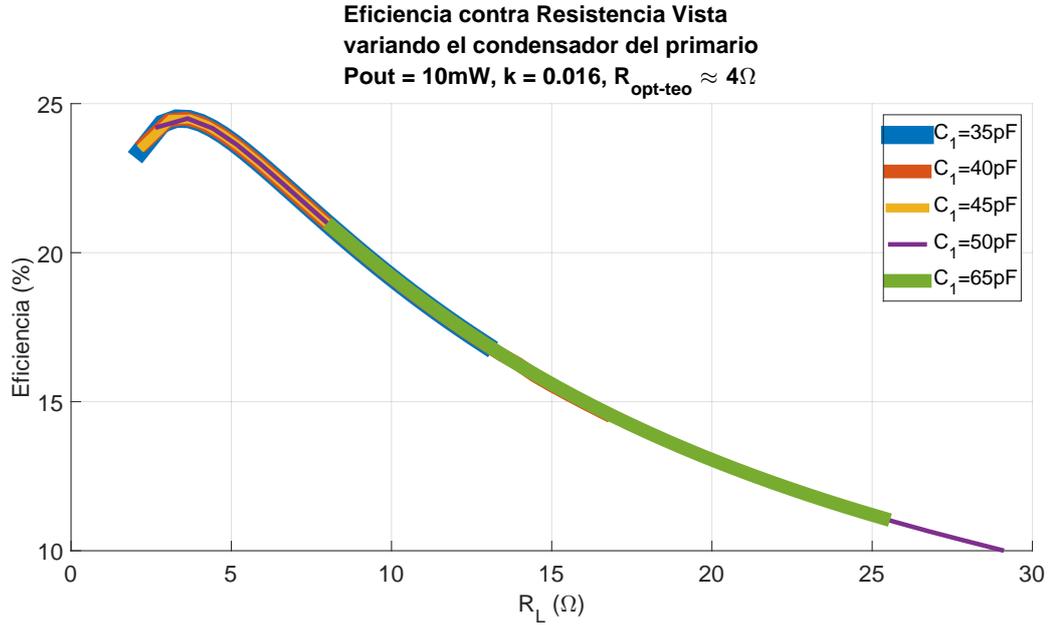


Figura 4.4: Eficiencia contra resistencia vista R_L para distintos valores de capacitor C_1 , en condición de acople y potencia de carga constantes

la eficiencia del convertidor DCDC y del rectificador es 100%. Entonces se introduce una red de adaptación como la estudiada en el Capítulo 3, como se muestra en la figura 4.5.

4.2.2. Resonancia Serie vs Paralelo

En esta subsección se trabaja en base al diagrama de la figura 4.1 para resonancia paralelo y en base a 2.4 para resonancia serie.

En la figura 4.2 se puede observar como varía la resistencia vista por el secundario R_L en caso de que el condensador de resonancia se coloca en paralelo (con red de adaptación) o serie (sin red de adaptación). Como fue demostrado en la sección 3.1.2, en el caso serie $R_L = 2R_c$, en el caso paralelo $R_L = 2R_c/Q_{red}^2$ ¹ es la resistencia vista adaptada por la red, donde Q_{red} es proporcional a R_c , por esto obtenemos una variación inversa en este caso que en el otro y la diferencia aumenta a medida que el voltaje de entrada aumenta.

En las figuras 4.6 y 4.7 se observan las curvas de eficiencia para configuraciones sin adaptación y con adaptación de impedancia respectivamente. Al igual que en la figura 4.4, en la figura 4.6 solo es posible trazar el gráfico hasta un punto límite, donde la carga coincide con la máxima potencia que el sistema es capaz

¹Esto se cumple bajo la hipótesis que $(Q_{red})^2 \gg 1$, donde en este caso $Q_{red} = (\omega L_2)/R_L$. Para evaluar que se cumpla se deben considerar los extremos de R_L el cual experimentalmente se midió entre 2Ω y 20Ω . Considerando que L_2 como de 877nH , se tiene $Q_{red}^2 \in [14, 1400]$ con lo cual $Q_{red}^2 \gg 1$.

Capítulo 4. Sistema Lazo Abierto y Lazo Cerrado

de entregar (para ese V_{in} dado) y $R_L = R_{LP_{max}} > R_{L\eta_{max}}$, por eso no es posible ver el máximo de la gráfica. En la figura 4.6 el punto de operación estable es β y $R_\beta > R_{LP_{max}} > R_{L\eta_{max}}$ siempre, en la figura 4.7 el punto de operación estable es α y $R_\alpha < R_{LP_{max}}$, por ende es posible operar sobre el punto de máxima eficiencia cuando $R_\alpha = R_{L\eta_{max}}$, por eso si se puede observar el máximo de la gráfica. Véase que el voltaje límite en la figura 4.6 y el voltaje de MEP de la figura 4.7 son prácticamente el mismo, esto se debe a que el punto MEP y de MPT son muy similares para un sistema de acople bajo como este, esto genera problemas porque significa que el punto MEP se encuentra en el límite de la región de operación del sistema. Ambas gráficas se hicieron hasta el mínimo voltaje que soportaba el sistema, en la figura 4.7 la diferencia de voltaje entre el límite y el MEP es solo de aproximadamente 50mV.

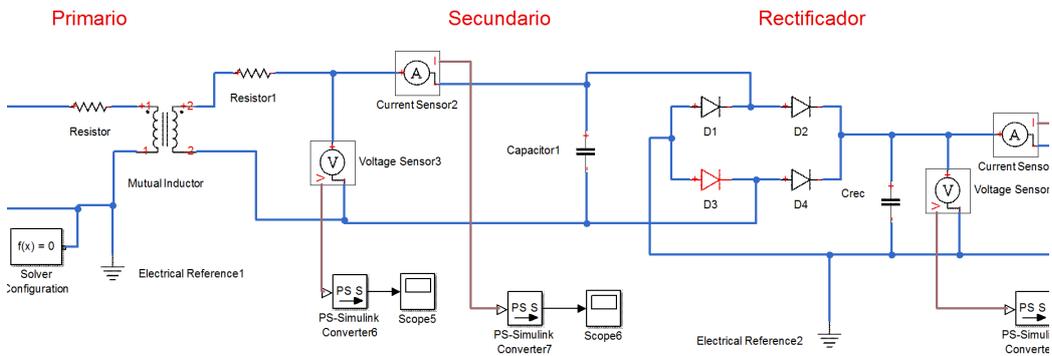


Figura 4.5: Receptor con Red de Adaptación

4.3. Estrategias de Control

En el Capítulo 2 se adelantó que la estrategia de control consiste en manipular la resistencia de carga R_L modificando el voltaje de alimentación, V_{in} . En el Capítulo 3 se estudió una forma alternativa de control mediante redes de adaptación variables, si bien esta estrategia se descartó, el uso de una red de adaptación fija se demostró necesario, debido a la diferencia de ordenes de magnitud entre la resistencia de máxima eficiencia $R_{L\eta_{max}}$ y los valores esperados de resistencia de entrada al convertor R_c .

Una discusión crucial que se presenta es el uso o no de comunicación entre el receptor y el emisor. Como se presentó son varios los aspectos que juegan en el seguimiento del punto de máxima eficiencia, siendo la resistencia vista óptima presentada la principal referencia hacia ese punto. Esto significa que de tener una forma de conocer la información de acople y resistencia vista, R_L , sería posible colocarse en el punto de máxima eficiencia, ajustando el voltaje de entrada V_{in} , como se menciona en el ítem 5, de la sección 4.1. Es importante resaltar que determinar

4.3. Estrategias de Control

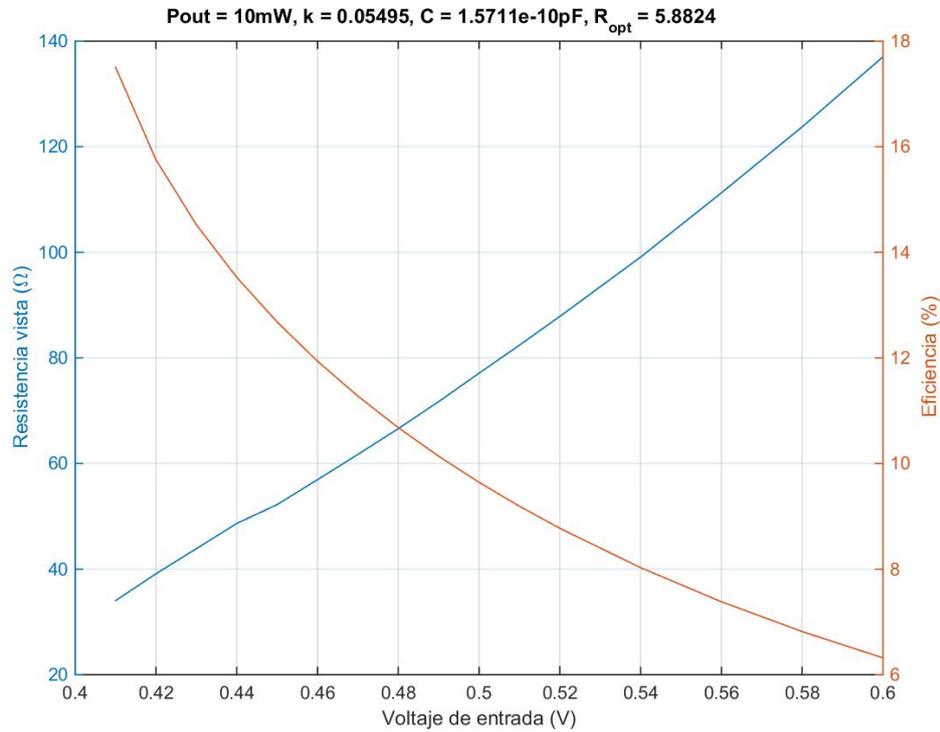


Figura 4.6: Eficiencia y resistencia R_L vs Voltaje de entrada V_{in} , resonancia serie

correctamente el valor de k en condiciones de potencia de carga cambiantes puede tornarse una tarea difícil, para lo cual debería contarse con medición de tensión y corriente a la salida del rectificador así como también datos de tensión y corriente en la fuente primaria. En tal caso si se conociesen los parámetros de la bobina se tendría determinado el sistema y se sería capaz de fijar la tensión V_{in} de forma que la eficiencia fuera máxima.

Esto presenta problemas, como colocar un sistema de comunicación y un alto grado de procesamiento para calcular los parámetros antes mencionados, lo cual implica agregar consumo y volumen. En aplicaciones de muy bajo consumo, el consumo agregado por la comunicación degrada la eficiencia en forma considerable. Por otra parte calcular el acople no es trivial y requeriría de la implementación de un sistema especial solo para ese cometido.

Si se toma un sistema de control que no emplee comunicación entre el receptor, Rx, y transmisor, Tx, donde se asuma que la carga está siempre encendida y consume una potencia constante entonces la eficiencia, definida simplemente como el cociente entre la potencia consumida por la carga y la potencia entregada por la fuente V_{in} , podrá maximizarse simplemente minimizando la potencia que entregue la fuente. Bajo tales hipótesis, para realizar el seguimiento del punto de máxima eficiencia sería necesario medir el valor de la corriente de entrada I_{in} e implementar cierto grado de procesamiento para la regulación del voltaje V_{in} con ese dato.

La proximidad entre los puntos MEP y MPTP, significa que al intentar alcan-

Capítulo 4. Sistema Lazo Abierto y Lazo Cerrado

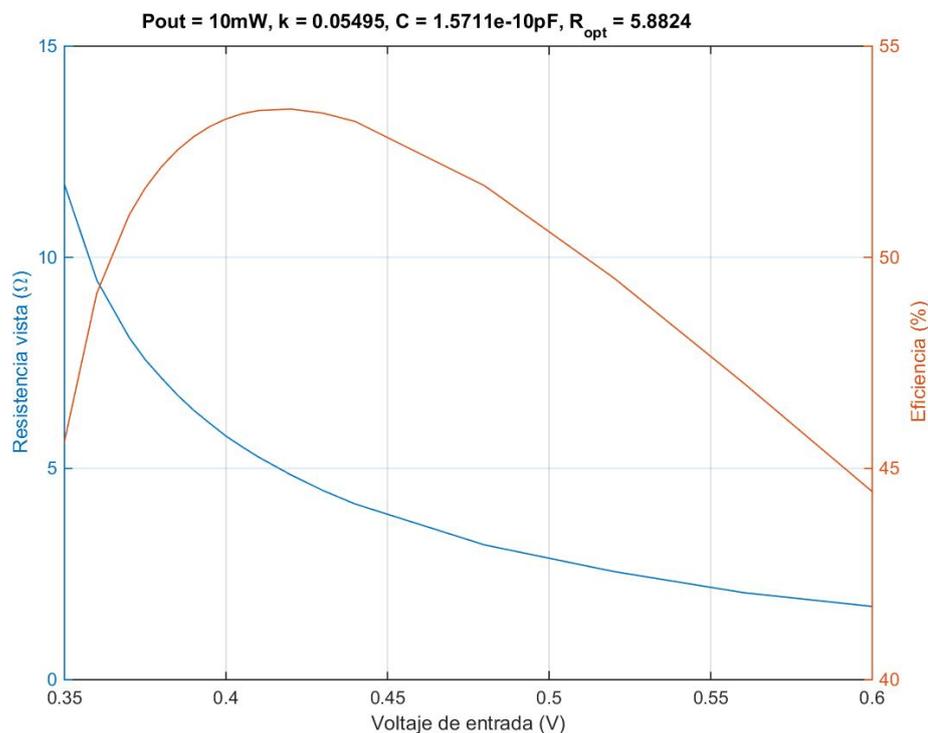


Figura 4.7: Eficiencia y resistencia R_L vs Voltaje de entrada V_{in} , resonancia paralelo

zar el MEP se podría en cambio llegar al MPTP, punto donde el sistema entrega el máximo de potencia que es capaz de entregar, esto llevaría al apagado del sistema, si no se cuenta con una resolución en el ajuste lo suficientemente fina. Consideramos que el sistema sería robusto si ante modificaciones en la carga y el acople el sistema es capaz de continuar operativo y alimentando la carga.

Luego de determinar la utilización o no de comunicación se debe determinar si se prioriza la robustez del sistema completo o el alcanzar el punto de máxima eficiencia. Los puntos MEP y MPTP son más próximos para distancias mayores entre transmisor y receptor, donde el acople k es menor, como se mostró con la ecuación 4.2, por lo cual puede que exista una distancia para la cual ambos puntos estén a una distancia menor a la mínima resolución de los componentes de ajuste. Al disminuir V_{in} existe un límite cuando la potencia de carga es igual a la máxima potencia que puede entregar el sistema $P_{out_{max}} = P_L$, este punto de operación es el punto de MPT, esto se basa en lo explicado en el punto 6 de la sección 4.1. Operando sobre el punto de MPTP cualquier perturbación puede resultar en que el sistema no sea capaz de entregar suficiente energía a la carga, esto resulta en que el receptor cesa de operar. Si se controla por tensión el voltaje de entrada correspondiente a $R_{L\eta_{max}}$ y el correspondiente a $R_{LP_{max}}$, tenderán al mismo valor al disminuir k , pudiendo llegar al punto en que la resolución de la regulación de tensión sea menor que la diferencia. Por esto si se prioriza el alcanzar el MEP se verá reducido el rango de distancias para el cual pueda operarse sin dificultad

el sistema. Si en cambio se acepta la posibilidad de operar próximo al MEP sin intentar alcanzarlo se podría operar con menor riesgo.

Supongamos por ejemplo que para sistema como el de la figura 4.1 en condición de operación de potencia de carga fija y distancia entre bobinas fija, el voltaje de entrada para el cual se cumple que $R_L = R_{L\eta_{max}}$ es $V_{in} = V_{in\eta_{max}}$, mientras que el voltaje de entrada para el cual $R_L = R_{L_{P_{max}}}$ es $V_{in} = V_{in_{P_{max}}}$ donde tales condiciones $V_{in_{P_{max}}} = 6,75V$ y $V_{in\eta_{max}} = 6,81V$. En tal caso si la resolución del ajuste de tensión fuera superior a $0.03V$ entonces en caso de que al decrementar la tensión hacia $V_{in\eta_{max}} = 6,81V$ no fuese posible determinar que se alcanzó el punto de máxima eficiencia se podría realizar un paso extra de decremento llegando a una tensión inferior a 6.75 . De tal forma se pasaría a un punto donde el sistema no sería capaz de entregar la potencia que demanda la carga lo cual llevaría a un apagado del secundario.²

Se pueden elegir distintas estrategias de control según se trate de situaciones donde se conozca o no la carga y las posiciones sean o no fijas. Se abordará estos en los puntos a continuación.

4.3.1. Métodos que Emplean Comunicación

Se puede encontrar un ejemplo de formas de utilizar comunicación en el artículo [24] donde se emplea BLE (Bluetooth Low Energy) para comunicar la potencia a la entregada por un convertidor DCDC del secundario al primario, en donde se mide la potencia entregada al GD (Gate Driver), usando esto para determinar la eficiencia del sistema. Luego mediante un método de perturbación y observación se varía la corriente que se le entrega al GD hasta que la eficiencia se vuelva máxima. En la figura 4.9 se ilustra el diagrama de flujo del método de control aplicado sobre el sistema de la figura 4.8. En el sistema planteado en [24] se utiliza comunicación BLE para informar al transmisor la potencia que consume la carga, luego en el transmisor se calcula la eficiencia midiendo la potencia que se le entrega al *Gate Driver* y se decide si aumentar o bajar la corriente I_T

Ejemplos más genéricos de como utilizar comunicación entre primario y secundario se puede ver en la sección 3 del capítulo 5 del libro [19].

- En sistemas de alta potencia, donde el consumo de los componentes de comunicación es despreciable frente a las potencias de las cargas y se conoce las características de las bobinas, se puede simplemente medir resistencia vista R_L del secundario, estimar el acople usando la ec. 2.4 en base a medidas de voltaje y corriente del secundario y corrientes del primario. Una vez estimados el valores de k y R_L se modifica el voltaje de alimentación mientras se mide resistencia vista hasta obtener el valor deseado $R_{L\eta_{max}}$. Este sistema obviamente hace fuerte uso de la comunicación ya que trasmite medidas constantemente.

²Los valores utilizados en este ejemplo corresponden a los obtenidos en el ensayo realizado al sistema completo en condición de carga fija de $50mW$ y distancia fija de $20mm$, con tensión de salida fija de $2.7V$.

Capítulo 4. Sistema Lazo Abierto y Lazo Cerrado

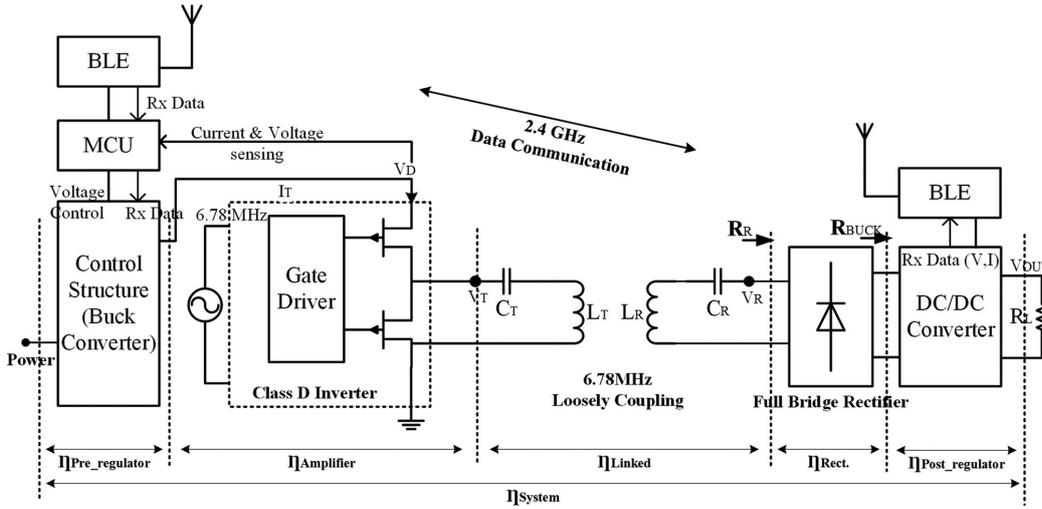


Figura 4.8: Diagrama de bloques del sistema implementado en [24]. Imagen tomada del artículo [24]

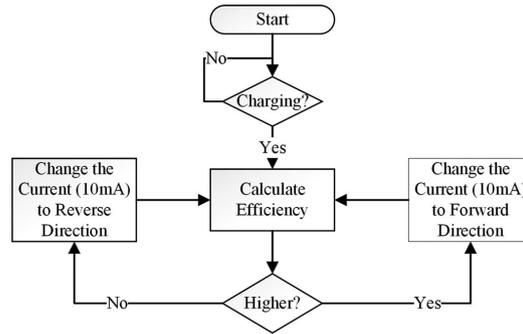


Figura 4.9: Diagrama de flujo del método de traqueo implementado en [24]. Imagen tomada del artículo [24]

- Una alternativa para minimizar la comunicación es estimar todos los parámetros desde el primario. Asumiendo incluso que no conozco ninguno de los parámetros relevantes: R_1, R_2, k, Q_1, Q_2 , es posible estimarlos manipulando el secundario de forma de eliminar variables de la resistencia vista por el primario $R_{in} = V_{in}/I_{in}$, planteada en la ecuación 4.3. Como se muestra en la tabla 4.2, activando los switches de la figura 4.10 en forma conveniente, se obtienen 4 ecuaciones, pudiéndose despejar los parámetros del sistema: $R_1, R_2, R_c, k^2 Q_1 Q_2$, utilizando R_{aux} una resistencia de carga conocida conocida, de esta forma es posible resolver fácilmente el sistema de ecuaciones. Ténganse en cuenta que R_1 y R_2 solo deben ser determinadas una vez, luego el sistema solo debe determinar el acople k cada cierto tiempo, que debe ser ajustado según la aplicación.

$$R_{in} = R_1 + \frac{k^2 Q_1 Q_2 R_1 R_2}{R_2 + 2R_c} \quad (4.3)$$

4.3. Estrategias de Control

R_{in}	M_1	M_2	M_3	M_4
R_1	0	-	-	-
$R_1\{1 + k^2 Q_1 Q_2\}$	1	1	0	0
$R_1\{1 + \frac{k^2 Q_1 Q_2 R_2}{R_2 + R_{aux}}\}$	1	0	1	0
$R_1\{1 + \frac{k^2 Q_1 Q_2 R_2}{R_2 + 2R_c}\}$	1	0	0	1

Tabla 4.2

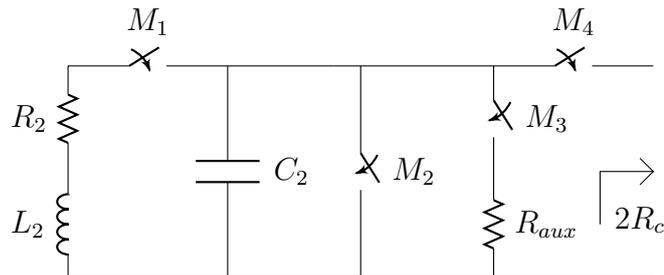


Figura 4.10: Secundario switchado

- Como se vio en el Capítulo 3 es posible hacer un control de impedancia mediante redes de adaptación variables, el principal problema de este mecanismo es que, si se está usando redes resonantes, una red variable podría alejarse de la resonancia al variar el Q de la misma, en el secundario perdida de resonancia causa una caída de eficiencia, debido a deber intercambiar potencia reactiva a través del link.

4.3.2. Descripción de la Estrategia Elegida

Con el fin de optimizar el consumo y simplificar lo más posible el control, el sistema propuesto no hace uso de comunicación. Esta estrategia de control está influenciada por el artículo [12]. Más adelante se verá que la estrategia es limitada en el sentido que no se tiene información sobre el estado del receptor más allá del efecto que tiene sobre el transmisor. Se postuló que si la eficiencia de todos los bloques del sistema es lo suficientemente plana, dentro de los márgenes de operación del sistema, la eficiencia del sistema total tendrá una curva similar a la eficiencia del link, figura 2.3.

Entonces se procede a minimizar la potencia consumida por el sistema, ajustando el voltaje de alimentación V_{in} , bajo el supuesto que el DCDC del secundario está encendido en todo momento manteniendo una tensión constante sobre una carga resistiva fija. Así, se asume que la potencia de la carga es constante lo que significa que minimizando la potencia que entrega el transmisor, se maximizaría la eficiencia del sistema. Esto es equivalente a modificar la resistencia vista hacia la carga en el secundario R_L . De esta forma no es necesario estimar las resistencias de las bobinas R_1 , R_2 o el factor de acople entre ellas k y el sistema se simplifica considerablemente al no necesitar efectuar control sobre el receptor, más allá de la regulación de la tensión que realiza el convertidor DCDC. La gran desventaja es que no hay ninguna información sobre el estado del receptor y esto lleva a no saber si la potencia que está siendo transmitida es suficiente para energizar el receptor correctamente. Las particularidades del sistema de control se verán más adelante.

4.4. Simulación de Lazo Cerrado

El sistema en lazo cerrado se simuló utilizando el esquemático de Simulink: Matlab System que se muestra en la figura 4.13. Este esquemático simula una máquina de estados y representa al microprocesador a utilizar en el prototipo. El programa simplemente varía el voltaje de entrada y mide la potencia entregada por la fuente, compara las últimas dos medidas y mientras la potencia disminuya continua variando el voltaje en la misma dirección, si la potencia aumenta invierte la dirección de variación. En la figura 4.12 podemos ver el sistema funcionando en tiempo real. El eje de las ordenadas de la figura presenta la eficiencia del sistema mientras que el eje de las abscisas corresponde al tiempo en segundos. Algo a tener en cuenta es que el capacitor usado en el rectificador de la simulación es mucho más pequeño al usado posteriormente en el prototipo, debido a esto los transitorios serán mucho más prolongados para el sistema real del prototipo. El control está implementado de acuerdo a lo presentado en el diagrama de flujo de la figura 4.11. Con estas simulaciones se logró demostrar que es posible realizar el seguimiento del punto de máxima eficiencia. En la figura 4.12 se observa que: para un nivel de acople de $k=0.055$ correspondiente a una separación entre L_1 y L_2 de 20mm, se logra alcanzar un nivel de eficiencia en el Link de 53%. En la figura 4.7 se observa que el máximo de eficiencia se encuentra en el punto de V_{in} donde la resistencia vista R_L es aproximadamente $R_{L\eta_{max}}$. Cabe mencionar que

4.4. Simulación de Lazo Cerrado

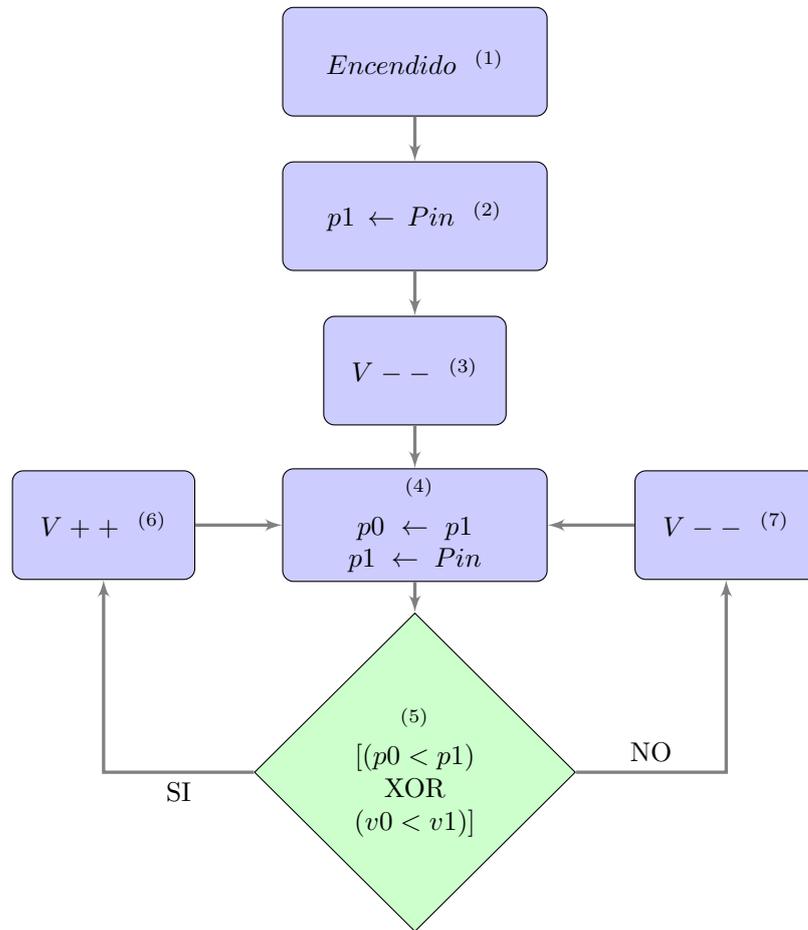


Figura 4.11: Diagrama de flujo del sistema de control básico.

los sobre-tiros en voltaje del secundario por cada incremento de voltaje son muy superiores al incremento en sí, en la figura 4.12 estos aparecen como sobre-tiros de eficiencia. Otro aspecto notable es que los tiempos de asentamiento para cada incremento de voltaje son 2 o 3 ordenes menores en las simulaciones de Simulink (figura 4.12) que en las de LT-Spice, siendo las de LT-Spice más acordes a las medidas posteriores. Estas simulaciones también requerían de largos tiempos de procesamiento, por ende no se realizaron extensamente.

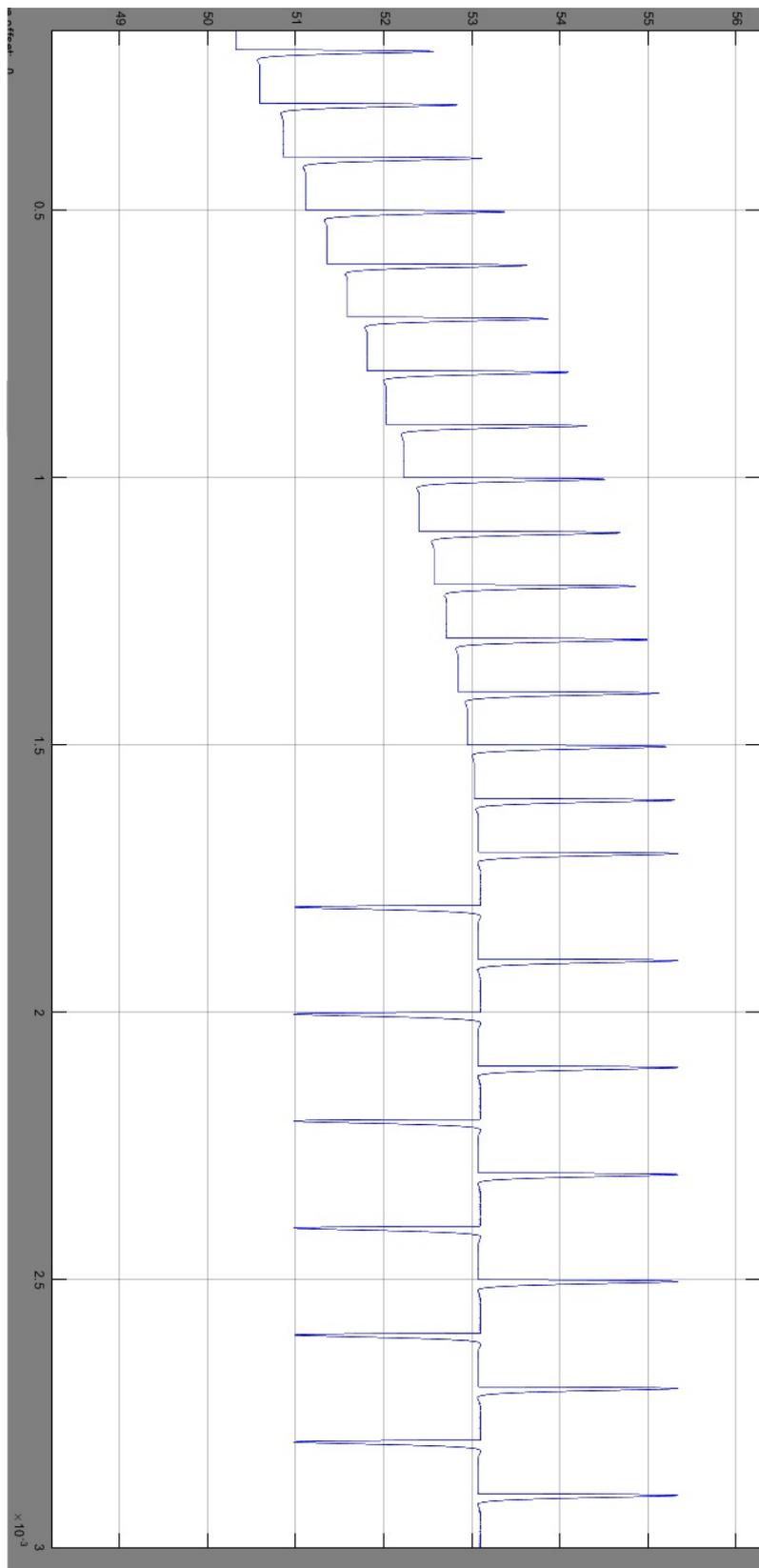


Figura 4.12: Eficiencia bajo lazo cerrado

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 5

Prototipo, Bloques y Componentes

En este capítulo se presentan las características principales de las placas utilizadas para probar el diseño sugerido y las novedades que se plantean respecto a MEPT.

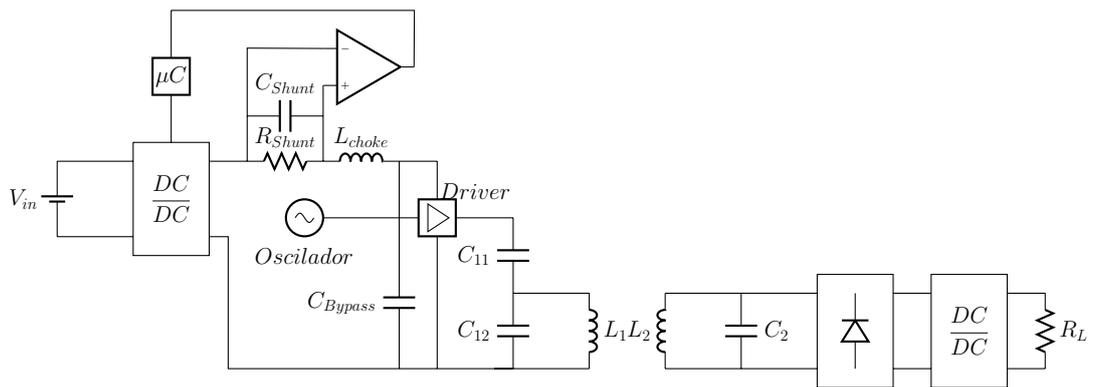


Figura 5.1: Diagrama de Bloques

5.1. Construcción

Aquí se mencionan algunas consideraciones que se tomaron en cuenta a la hora de diseñar y construir las placas de prueba.

1. El vínculo entre las bobinas se lleva a cabo a la frecuencia estandarizada de 13.56MHz. A esta frecuencia la longitud de onda de las señales es de 22 metros, esto se ubica muy por encima de los tamaños de las pistas en las placas en cuestión, sin embargo, de todos modos vuelve aconsejable que las pistas sean lo más cortas posible debido a las altas corrientes que circulan por ellas en resonancia.
2. Se tuvo en cuenta que pistas largas que se cerraran sobre si mismas podrían actuar como antenas captando ruido proveniente de las bobinas.

Capítulo 5. Prototipo, Bloques y Componentes

3. La eficiencia de los componentes debía ser tomada en cuenta si se deseaba tener niveles de eficiencia que permitieran, al menos, observar el comportamiento buscado, principalmente en lo que respecta a la forma de la curva.
4. Las características de la frecuencia de trabajo, los factores de calidad en condensadores y los bajos niveles de pérdidas de energía que se buscaron, llevaron a diseñar placas compactas y con componentes pequeños. Esto llevó a la necesidad de utilizar una estación de soldado de precisión.
5. El punto anterior sumado a fallas en la elección de los componentes en un primer prototipo llevaron a la necesidad de construir un segundo prototipo con correcciones, para cada placa.
6. Se obtuvieron por parte del tutor dos plataformas acrílicas, las cuales son vinculables mediante una regla, utilizada para medir la distancia entre las placas. Estas plataformas se utilizan para ubicar las bobinas a una distancia controlada. En todos los casos las distancias fueron medidas entre los puntos más cercanos de las plataformas y no entre los centros de las bobinas específicamente.

5.1.1. Descripción de los Componentes Utilizados

En las figuras 5.2 y 5.3 se observan los diagramas de bloques de transmisor (Tx) y receptor (Rx) respectivamente, en las figuras 5.4 y 5.5 se presentan los esquemáticos de las placas Tx y Rx respectivamente. Posteriormente se presentan los componentes utilizados, dando una breve descripción de las características básicas, la razón de elección y problemas encontrados.

Es importante remarcar previamente que el objetivo primordial de esta implementación fue la construcción de un prototipo que fuese capaz de seguir el punto de máxima eficiencia en las condiciones que ya han sido mencionadas a lo largo de este documento, mientras que la obtención de un determinado nivel de eficiencia no fue uno de los objetivos primordiales. En otras palabras, la eficiencia puede aumentarse modificando componentes tales como los circuitos integrados y las bobinas que se emplean, pero el objetivo es alcanzar el punto de máxima eficiencia posible con los componentes que se consiguieron en el mercado.

5.1. Construcción

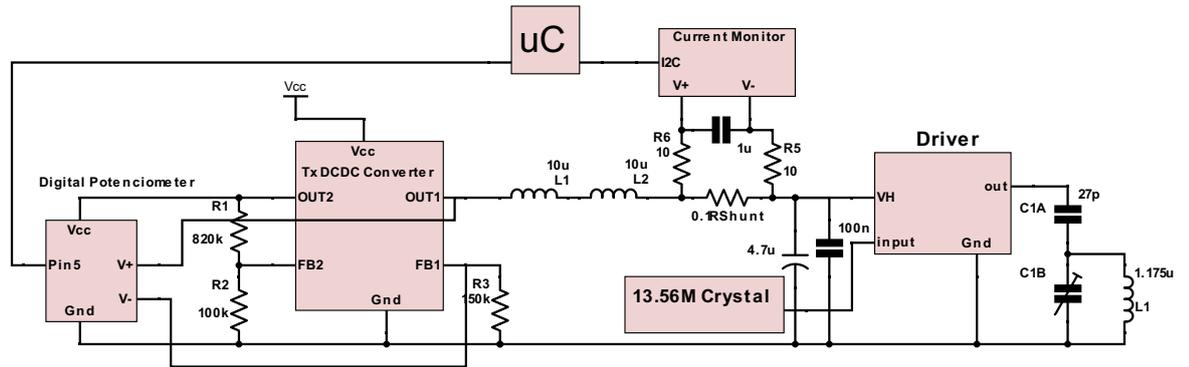


Figura 5.2: Diagrama de bloques Transmisor

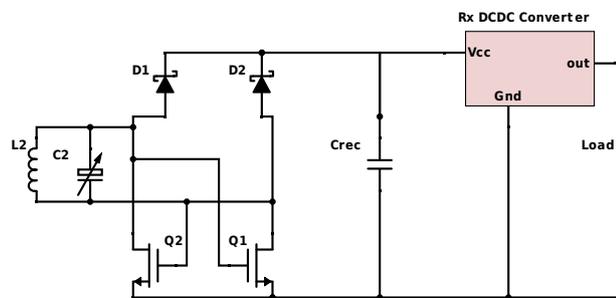


Figura 5.3: Diagrama de bloques Receptor

Regulador de Voltaje de Carga

El voltaje de salida se fija en un valor fijo de 2.7V mediante un convertidor DCDC tipo *Buck*. El uso de este componente se determinó en base a simulaciones tanto de *Simulink* como *LTSpice* que revelaron que al operar en el MEP y realizar MEPT se contaría con un voltaje a la salida del rectificador superior a 4V.

Tenido esto en cuenta se optó por un regulador de Step-Down de *Linear Technologies* modelo *LT8610AC*, el cual es capaz de operar en todo el rango requerido y presenta un eficiencia de alrededor del 85 % para cargas de 0.3mW, mayor a 85 para cargas superiores.

Un dato relevante acerca de este tipo de reguladores es que la eficiencia es fuertemente dependiente de la frecuencia de conmutación del mismo. Asimismo el tamaño de los condensadores e inductores que se deben utilizar aumenta al disminuir la frecuencia de conmutación. Por esto se eligió operarlo a una frecuencia de 400kHz como un compromiso entre un buen nivel de eficiencia y valores razonables para las capacidades e inductancias.

Corresponde mencionar que debido a una incorrecta interpretación de la hoja de datos el componente comprado fue el *LT8610AC-1*, dispositivo para el cual co-

Capítulo 5. Prototipo, Bloques y Componentes

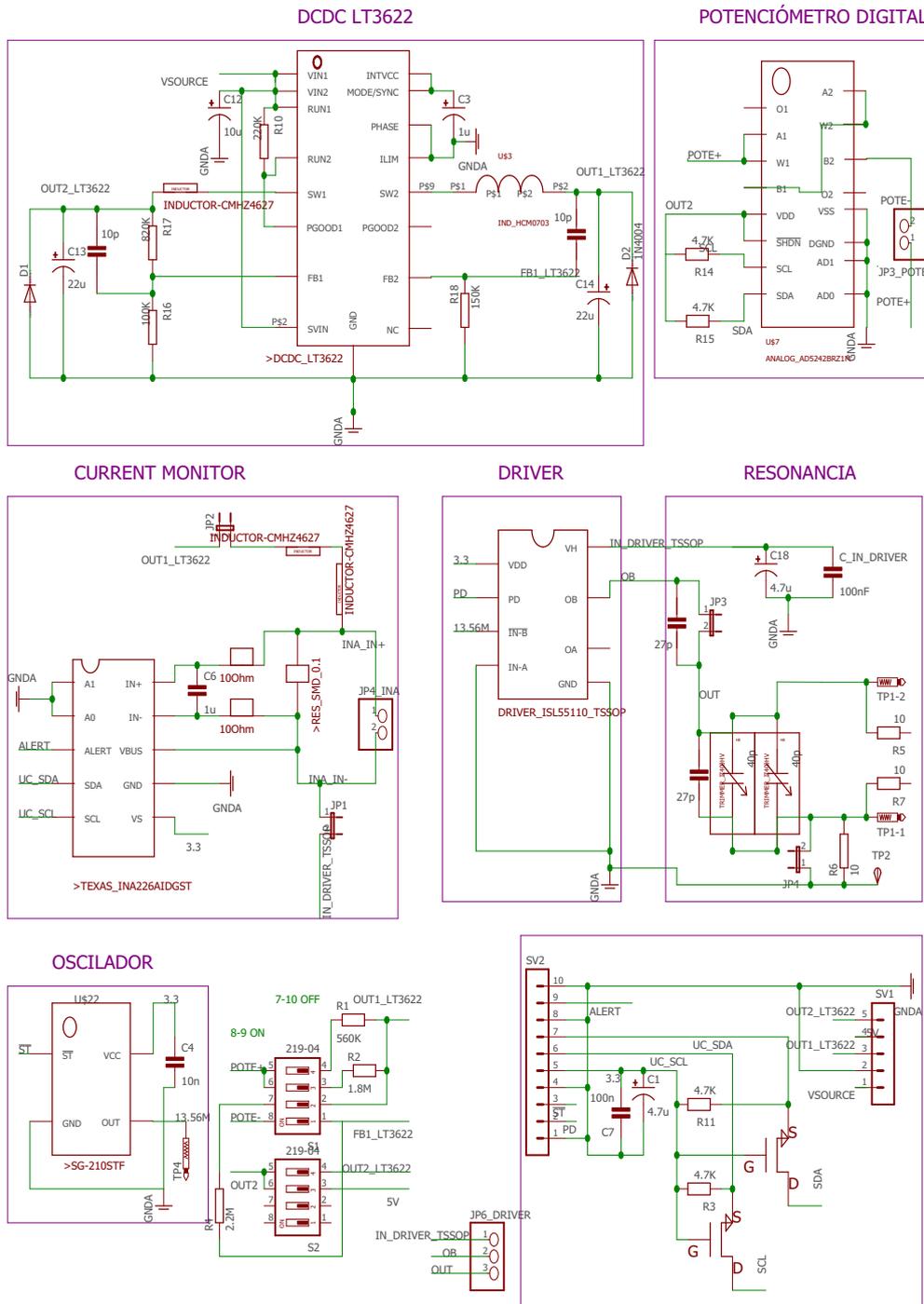


Figura 5.4: Esquemático del transmisor

5.1. Construcción

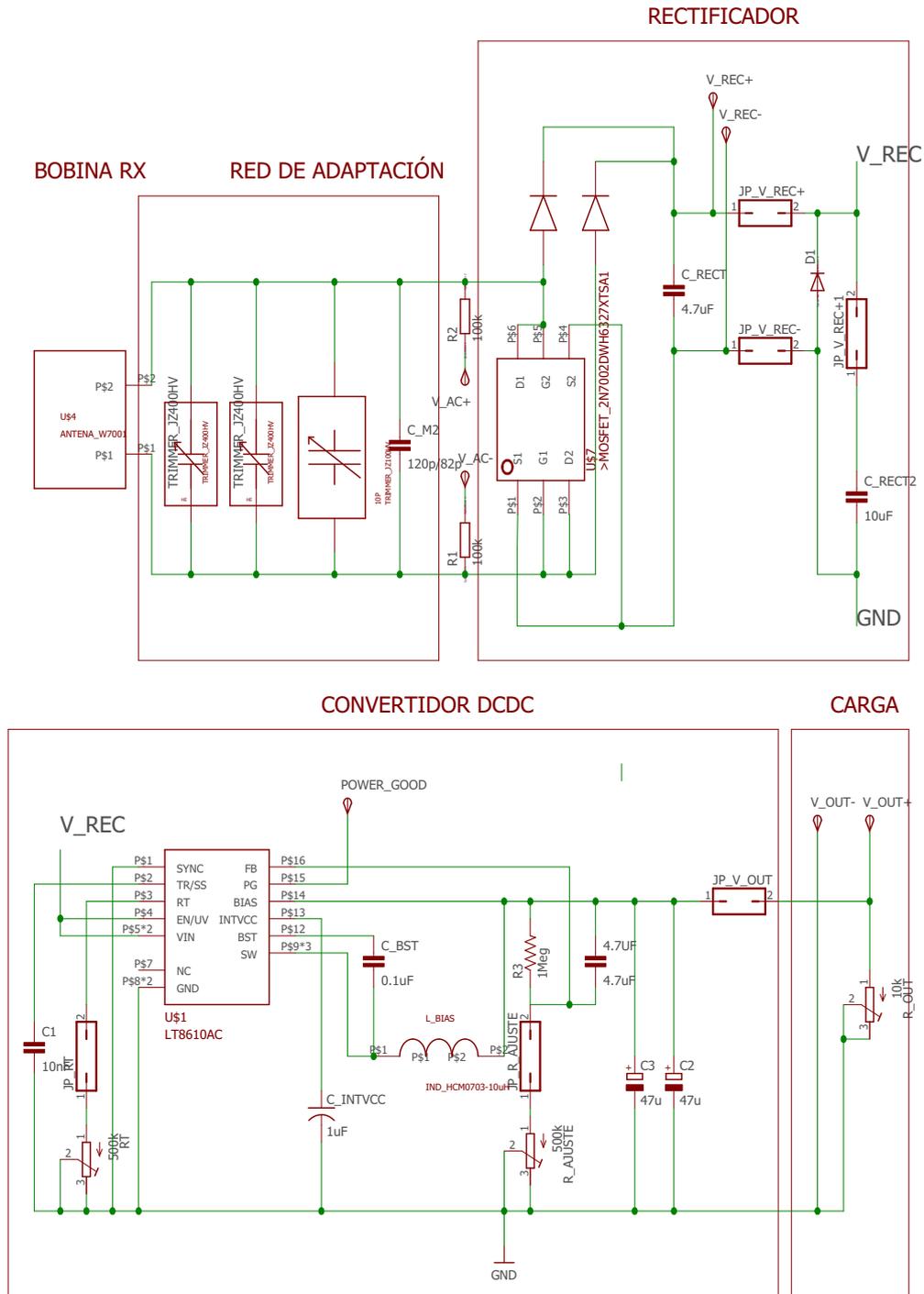


Figura 5.5: Esquemático del receptor

Capítulo 5. Prototipo, Bloques y Componentes

responde la misma hoja de datos que para el *LT8610AC* con la salvedad que la frecuencia de conmutación puede variarse de 1.5MHz a 2.2MHz y no de 200kHz a 2.2MHz. Este error fue comprobado recién en la etapa de pruebas del primer prototipo, al observar que el nivel de eficiencia era notoriamente inferior al esperado. En el segundo prototipo se utilizó el componente correcto y se obtuvo un nivel de eficiencia acorde a lo esperado. Comprobamos así que la baja eficiencia del primer dispositivo se debió a la elevada frecuencia de conmutación del *LT8610AC*. Para información acerca de este componente remítase a la hoja de datos [10].

Rectificador

Con el objetivo de minimizar las pérdidas y la caída de tensión en el rectificador se optó por un rectificador consistido por dos diodos Schottky y dos transistores nMOS, figura 5.6.

Los diodos usados fueron *Toshiba DB2S308*, los cuales a 10mA de corriente presentan una caída de tensión de 0.29V y a un voltaje de reversa de 30V presentan una corriente inversa de 25uA y una capacidad de 2.9pF.

Los nMOS usados fueron los *Infineon 2N7002DW*, estos presentan:

- Una resistencia en zona lineal $R_{DSon} = 2\Omega$ a un voltaje gate-source $V_{GS} = 4,5V$ y corriente $I_D = 0,25A$.
- Una capacidad de entrada $C_{iss} = 13pF$ cuando $V_{GS} = 0V, V_{DS} = 25V$ y $f = 1MHz$.
- Un voltaje máximo gate source de $V_{GSmax} = \pm 20V$.

Estos datos son relevantes ya que las capacidades de gate-source se encuentran en paralelo a C_2 e influyen en la resonancia del receptor. El rectificador se simuló en LTspice para determinar cuánta capacidad agregaría a C_2 , según las simulaciones el circuito total agrega 120pF. Otro aspecto a tener en cuenta es que los transistores deben soportar la misma tensión en el gate que en el drain, por ende el voltaje en el secundario queda limitado a 20V.

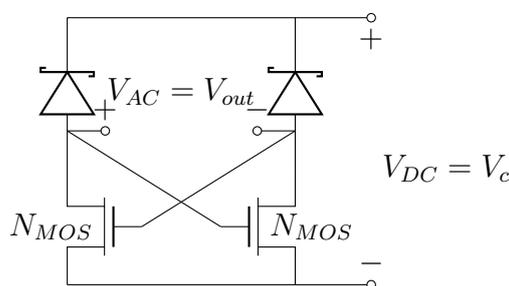


Figura 5.6: Rectificador de 2MosFet x 2Schottkey

Gate Driver y Oscilador

El *Gate Driver* (de aquí en adelante llamado *GD* o *Driver*) es el dispositivo encargado de generar la señal de corriente alterna que se aplica sobre el transmisor, 5.7. Este dispositivo conmuta sobre un voltaje de continua entregado por el convertor dc-dc en el primario, en base a una señal de reloj de 13.56MHz emitida por un cristal ¹, generando así una onda cuasi cuadrada.

Para este dispositivo se utilizó un *Intersil ISL55111*² en conjunto con un oscilador de 13.56MHz *Seiko Epson SG-210 STF 13.5600 ML*. El fabricante del driver no ofrece datos claros de su eficiencia y en la práctica se comprueba como es esperable que la misma es baja, de todas maneras este problema es inherente a los amplificadores clase D. Otra característica limitante es que el *Output Swing* está acotado a [3, 13]V, lo cual limita el rango de control, además la potencia disipada máxima es del entorno de 750mW. Este componente es el que más limitaciones impone sobre el sistema, se encontraron pocas opciones para el GD que ofreciesen información sobre operación a frecuencias del orden de MHz.

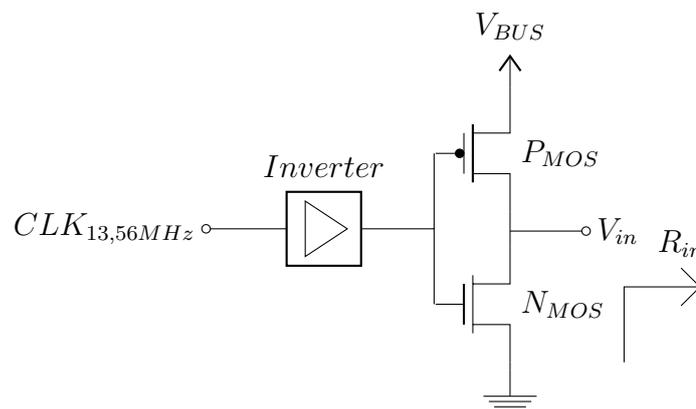


Figura 5.7: Gate Driver

Convertor DC-DC Primario

Dado que se desea realizar un control de la eficiencia en función de la variación de la tensión que se le aplica a la bobina transmisora es necesario contar con un dispositivo que sea capaz de regular dicha tensión. De esta forma se optó por colocar un regulador *Buck* de salida ajustable. En esta clase de regulador la tensión de salida la fija un divisor resistivo conectado a un lazo de realimentación, pin FB. En base a esto se colocó un potenciómetro digital de 2M Ω y 256 pasos, el cual sería controlado por un microprocesador que fijaría el valor de su resistencia digitalmente.

Se eligió un regulador de *Linear Technologies LTC3622*³. Este componente cuenta con dos salida de tensión regulable, con lo cual adicionalmente a entregar

¹Para información acerca del Oscilador consultar [18].

²Para información acerca del Gate Driver consultar [4].

³Para información acerca de este componente remítase a la hoja de datos [11].

Capítulo 5. Prototipo, Bloques y Componentes

corriente al GD , alimenta el potenciómetro digital (que controla el voltaje en su otra salida) a 5.5V. El dispositivo elegido tiene una eficiencia del entorno del 85 % para el rango de corrientes que se pretende que entregue.

Medidor de Corriente

De aquí en adelante denotaremos al *medidor de corriente* (*current monitor*) como *CM*. Este componente es el encargado de sensar el voltaje con el que se alimenta al GD , V_{BUS} , y la corriente que se le suministra al mismo, de forma de estimar la potencia que se esta entregando. La corriente es medida a través del voltaje en un resistencia shunt de alta precisión $R_{shunt} = 0,1\Omega$. En términos generales el ruido introducido a las medidas por esta clase de componentes esta dominado por el offset. Dentro de los componentes analizados se encontró que el *Texas Instruments INA226*⁴ es uno de los que presentaba el menor offset, siendo el más recomendado dentro de la marca.

Por estar trabajando a la entrada del GD , el cual conmuta una señal de 13.56MHz es imprescindible incluir un filtro que evite el ruido de alta frecuencia. El filtro utilizado es de la forma que se presenta en la figura 5.8. Para la elección de este filtro se recurrió a la hoja de datos del componente y al capítulo 4.4 de [21] brindado por el tutor. Los valores elegidos fueron $R_{Filtro} = 10\Omega$, $C_{Filtro} = 1\mu F$ y $L_{choke} = 20\mu H$ y C_a, C_b del orden de algunos μF .

Asimismo el INA226 se comunica por medio de I²C, protocolo que también utiliza el microprocesador MSP430 de Texas Instruments, ambos junto con el potenciómetro digital de *Analog Devices AD5242*, constituyen el lazo de realimentación del regulador de voltaje.

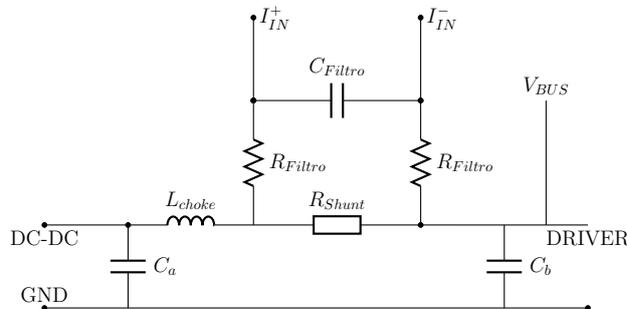


Figura 5.8: Filtro del medidor de corriente

Potenciómetro Digital

Para la elección del potenciómetro se apuntó a tener un rango de resistencias que permitiera cubrir todo el rango de tensión que se buscaba imponer a la entrada del GD , que contará con una cantidad de pasos suficiente como para que el ajuste pudiese ser fino y por ultimo que fuera capaz de soportar las tensiones que se le iban a aplicar. Se tuvo en cuenta el hecho de que se pensaba utilizar un microprocesador

⁴Para información acerca de este componente remítase a la hoja de datos [20].

MSP 430 de Texas Instruments y debía ser capaz de comunicarse con el mismo. Finalmente se optó por el potenciómetro *AD5242*⁵ de *Analog Devices* de $2M\Omega$ y 256 pasos, el cual se comunica en I²C.

Microprocesador

Tanto para el control como para la toma de medidas se utilizó un microprocesador de bajo consumo de Texas Instruments de la familia MSP430, modelo *msp430g2553*. Asimismo se utilizó en algunas instancias su salida de 3.3V para la alimentación V_{CC} del *GD*, *CM* y del oscilador. Este microprocesador es capaz de comunicarse por protocolo I²C con el potenciómetro digital y el *CM*.

Bobina Transmisora

Para *Tx* se utilizó la bobina modelo *w7002*⁶ de la marca *Pulse Electronics*, la cual es una bobina multipropósito, habitualmente usada en terminales POS(Point Of Sale) y lectoras de tarjetas de identificación. Esta bobina es de uso habitual en aplicación de 13.56MHz.

Esta es una bobina de 3 vueltas de sección rectangular de aproximadamente 5 por 9 cm. Según la hoja de datos sus valores de inductancia y de resistencia son de $0,65\mu H$ y de $0,95\Omega$ a 13.56MHz, lo que implica un factor de calidad de Q de 57. Estos valores no coinciden con los observados en la práctica, siendo la inductancia medida del orden de $2,6\mu H$. Con el fin de reducir el valor de la inductancia se retiró manualmente una de las vueltas, quedando en 2 vueltas. Esto debe bajar la inductancia a $4/9$ de la original y la resistencia a $2/3$ de la original, teóricamente, más adelante se presentan los resultados obtenidos del ensayo de la bobina.

Redes de Adaptación

Además de la red de adaptación del receptor estudiada en el capítulo 3, se utilizó otra red para el transmisor de forma de reducir el voltaje sobre la bobina *Tx*. Dado que para resonancia serie un pequeño cambio de voltaje en la fuente se refleja como un gran cambio de voltaje en la bobina transmisora L_1 y que es necesario tener precisión en dicho voltaje, debido al problema ya mencionado de que los valores de las resistencias $R_{L\eta_{max}}$ y $R_{L_{Pmax}}$ pueden ser muy próximas, es necesario que los cambios de voltaje de la fuente no impliquen grandes variaciones de voltaje en L_1 . La red utilizada se muestra en la figura 5.9, donde:

- Los capacitores C_{1a} y C_{1b} resuenan con L_1 tal que $C_{1a} + C_{1b} = C_1 = 1/(\omega^2 L_1)$.

⁵Para información acerca de este componente remítase a la hoja de datos [2].

⁶Se analizó la posibilidad de utilizar otra bobina, la cual podía ser un modelo comercial o una construida. Sin embargo se utilizó esta por ser el modelo con el que se está trabajando en otros estudios en el IIE. Particularmente estas bobinas son utilizadas por el tutor Pablo Pérez.

Capítulo 5. Prototipo, Bloques y Componentes

- R_v es la resistencia reflejada en el primario desde el secundario según la ecuación 2.6.
- R_{in} , resistencia vista por el primario, toma el valor de la ecuación 5.3 si se cumple 5.1
- V_1 el voltaje sobre la bobina esta dado por 5.4.

Véase que el voltaje V_1 se incrementa cuanto menor sea R_v , siendo máxima cuando no hay acoplamiento con el secundario 5.5, el término Q_1 incrementa el voltaje debido a la resonancia, el divisor capacitivo es el efecto de la red de adaptación.

$$\omega \ll \frac{1}{R_v C_{1b} (1 + C_{1b}/C_{1a})} = \frac{R_2 + R_L}{k^2 Q_1 Q_2 R_1 R_2 C_{1b} (1 + C_{1b}/C_{1a})} \quad (5.1)$$

$$\underset{(R_L = R_{L\eta_{max}})}{=} \frac{\sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2}}{k^2 Q_1 Q_2 R_1 C_{1b} (1 + C_{1b}/C_{1a})} \approx 250 \text{ MHz} \quad (5.2)$$

$$R_{in} = R_v \left(1 + \frac{C_{1b}}{C_{1a}}\right)^2 \quad (5.3)$$

$$V_1 = \left(1 + \frac{j\omega L_1}{R_1 + R_v}\right) \frac{C_{1a}}{C_{1a} + C_{1b}} V_{in} \quad (5.4)$$

$$|V_1|_{max} \approx Q_1 \frac{C_{1a}}{C_{1a} + C_{1b}} V_{in} \quad (5.5)$$

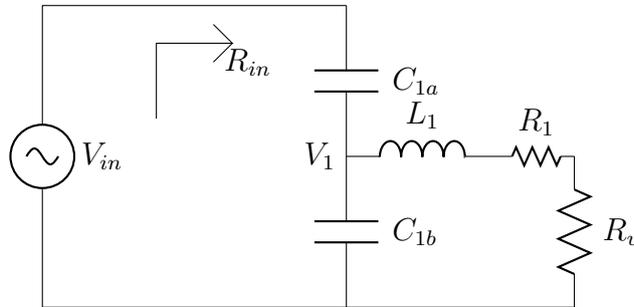


Figura 5.9: Red de Adaptación Transmisor

Bobina Receptora

Para R_x se utilizó una bobina *Pulse Electronics* modelo *w7001*. Este modelo de antenas tiene como principal aplicación la identificación en radio frecuencia, RFID. Esta antena es de tipo flexible y adhesiva, de forma espiral rectangular plana. Según hoja de datos su inductancia y resistencia, a 13.56MHz, son de $0,9\mu H$ y $1,55\Omega$ respectivamente, con lo que su factor de calidad es $Q = 49$. En este caso los valores de hoja de datos fueron consistentes con lo obtenido experimentalmente.

5.1.2. Link - Acople

El *Link* no es un componente en si mismo sino que el resultado de la interacción magnética entre las dos bobinas, representada por el acople entre ellas.

Los datos para esto fueron suministrados por el tutor. Tanto la tabla 5.1 como la figura 5.10 presentan los resultados que fueron utilizados para el acople entre las bobinas w7001 y w7002 a distintas distancias, a lo largo del proyecto. En particular más adelante se utiliza, para comparar resultados con estimaciones teóricas, el valor de acople a 20mm, $k \simeq 0,055$.

Distancia (mm)	Acople	Distancia (mm)	Acople
5	0.085779047	35	0.030347056
10	0.075429448	40	0.025282391
25	0.065338636	45	0.021431263
20	0.054954573	50	0.018262171
25	0.045017514	55	0.015444702
30	0.037836419	60	0.012912576

Tabla 5.1: Acople entre Tx y Rx contra distancia. Datos aportados por Ing. Pablo Pérez-Nicoli.

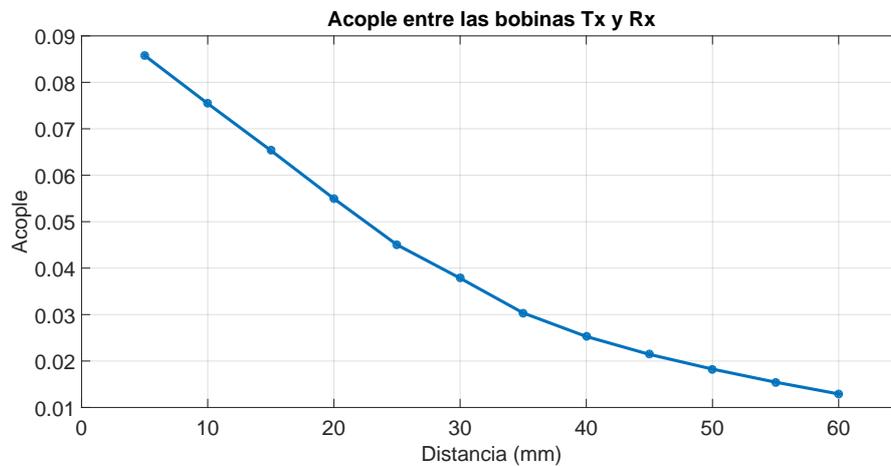


Figura 5.10: Acople entre Tx y Rx. Datos aportados por Ing. Pablo Pérez-Nicoli



Figura 5.11: Fotografía del receptor construido

5.1.3. Descripción del Proceso de Construcción

El sistema cuenta de dos placas, una placa primaria correspondiente al transmisor y una secundaria correspondiente al receptor.

Para cada una de estas placas se realizaron dos prototipos. Uno inicial donde se buscó principalmente observar el comportamiento de los componentes elegidos y evaluar su aptitud para cumplir con los requisitos buscados. La segunda versión se llevó a cabo una vez agotadas las posibilidades de recabar datos de la primera.

El diseño básico de ambas versiones fue el mismo, con pocas modificaciones en los esquemáticos entre versiones. Las principales modificaciones apuntaron a inclusión de pines de prueba, de llaves, espacio para agregar condensadores o resistencias auxiliares, jumpers para realizar ensayos sobre componentes de forma aislada, ajuste a potenciómetros y en menor medida para corregir errores de diseño.

Las placas fueron realizadas utilizando una prototipadora (PCB milling machine) del IIE, FING. Dadas las reducidas dimensiones de gran parte de los componentes el soldado de debió realizarse utilizando microscopio, experiencia con la que no contaban los miembros del grupo de proyecto.

Las placas armadas fueron montadas sobre las bases de acrílico mencionados, sobre las cuales también se montan las bobinas, dando una referencia para posicionar una bobina respecto a la otra. En las figuras de la 5.11 a la 5.15 se observan los prototipos finales.

5.1. Construcción

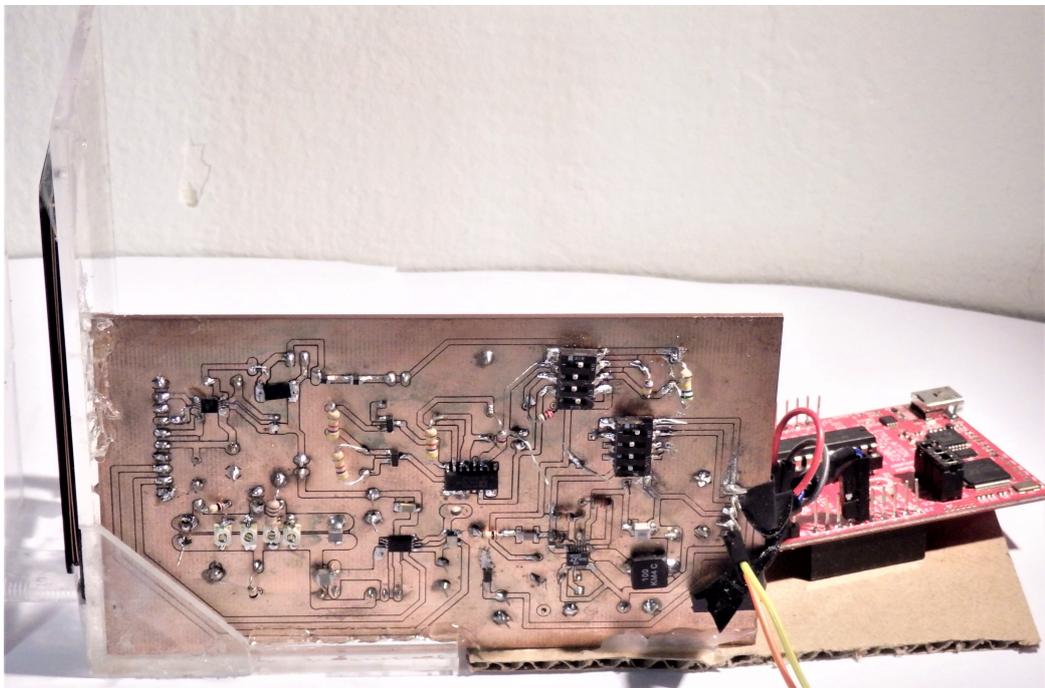


Figura 5.12: Fotografía del receptor construido

Capítulo 5. Prototipo, Bloques y Componentes

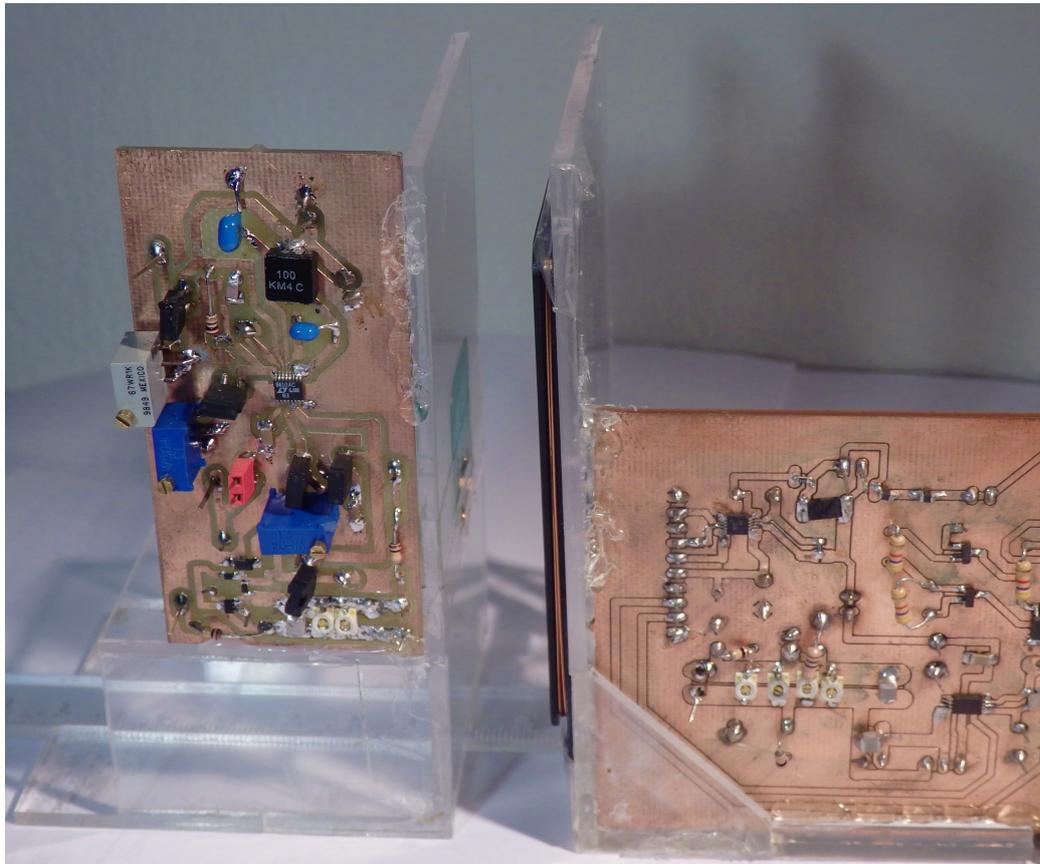


Figura 5.13: Prototipo vista Frente A

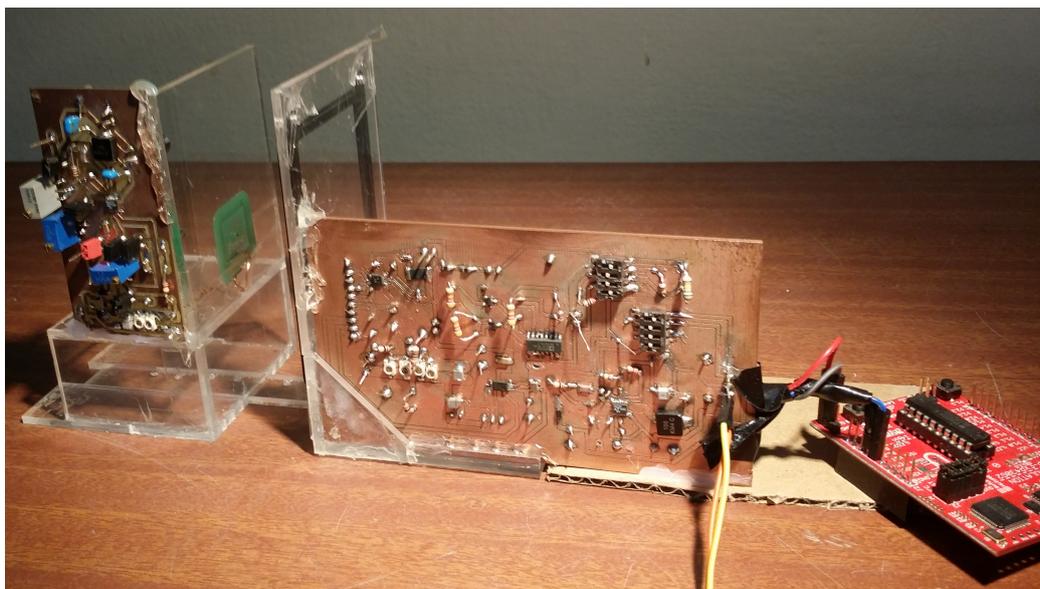


Figura 5.14: Prototipo vista Frente B

5.1. Construcción

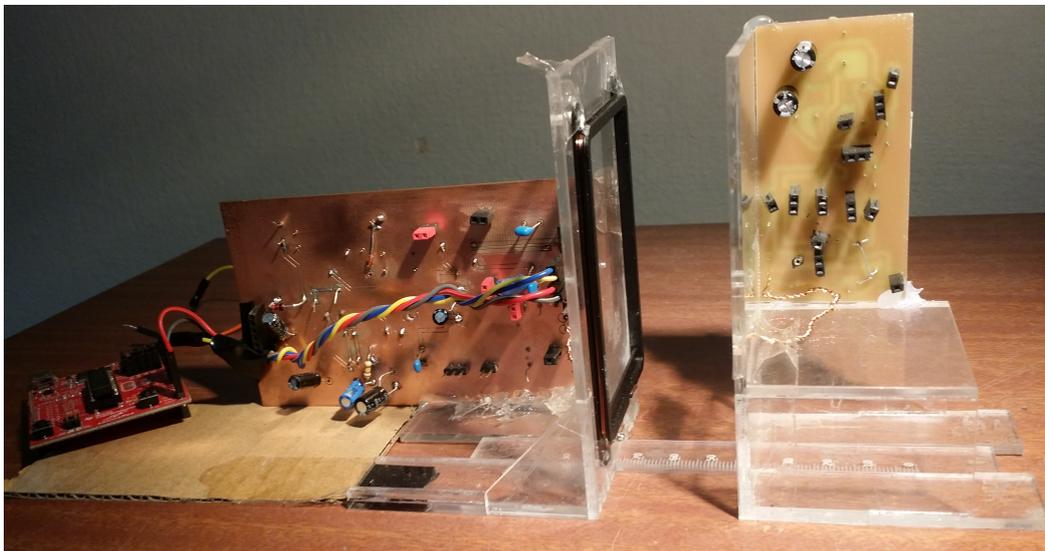


Figura 5.15: Prototipo vista Posterior

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 6

Caracterización Experimental

En este capítulo se presentarán los ensayos realizados tanto a bloques individuales, como al *Sistema S* que se presentará más adelante y al sistema completo en lazo cerrado.

El sistema completo fue presentado en los diagramas de las figuras ?? y ?? donde se representa al transmisor y al receptor respectivamente.

Las mediciones se realizaron utilizando multímetros digitales de la marca Tektronix modelo CDM250, osciloscopio Tektronix modelo TBS1062. Los multímetros fueron utilizados para las mediciones DC, mientras que el osciloscopio se utilizó para las medidas AC. El osciloscopio utilizado tiene un ancho de banda de 60MHz mientras que las puntas de prueba tienen un ancho de banda de 100MHz entrando hasta 4 armónicos de la frecuencia de operación dentro del ancho de banda más restrictivo de ambos.

6.1. Medidas Realizadas a bloques individuales

6.1.1. Contrastación de Datos Para la Bobina Tx

Previo a la realización de las medidas fue advertido por el tutor que los datos brindados por la hoja de datos de Tx eran erróneos. Se llevó a cabo una medición de las características de la bobina en forma aproximada. Se utilizó con este fin una punta de prueba por efecto Hall, *Tektronix A6302*, junto con un generador de señales, con el fin de observar la corriente que desarrollaba frente a estímulos en tensión de distinta frecuencia.

La medida obtenida es de alto nivel de incertidumbre y sirve únicamente para determinar que la inductancia de la bobina *w7001* es del entorno de $2,6\mu H$ a 2MHz. De tal modo se comprobó que la inductancia de la bobina es efectivamente considerablemente mayor a la brindada por la hoja de datos. Finalmente se procedió a remover una de las espiras de la antena, con lo cual la inductancia bajaría al entorno de $1,2\mu H$. Esto fue comprobado nuevamente utilizando la punta de corriente. Dado que el método empleado para determinar la inductancia y resistencia de la bobina implican un grado de incertidumbre alto y habiéndose

Capítulo 6. Caracterización Experimental

obtenido datos congruentes con las medidas realizadas por el tutor, se opta por utilizar como valores de inductancia y resistencia los brindados por el tutor para el desarrollo del proyecto.

6.1.2. Eficiencia del Gate Driver

Se realizaron ensayos sobre el *Gate Driver* con el objetivo de evaluar la eficiencia del mismo y el potencial efecto sobre la eficiencia del sistema completo. El cometido era determinar si la forma de la curva de eficiencia contra tensión de entrada, V_{in} , distorsionaría la forma de la curva de eficiencia del sistema total. La figura 6.2 muestra el resultado que se obtuvo al cargar la salida del *GD* con una resistencia de $8,2\Omega$ como se muestra en la figura 6.1. Se aprecia que la eficiencia del sistema es aproximadamente constante de $57 \pm 1\%$ para el rango de $3V$ a $9V$. Por debajo de los $3V$ la eficiencia decae de forma aparentemente lineal, mientras que por encima de $9V$ la eficiencia aparenta reducirse.

En la figura 6.4 se observa la variación de eficiencia para el rango de potencias de salida de interés, conectado como se ve en la figura 6.3. Se aprecia que la eficiencia decae drásticamente para potencias bajas del orden de pocos mW , mientras que para potencias mayores es aproximadamente del orden de 50% . En base a este ensayo podemos considerar que el *GD* tiene un efecto de reducir significativamente la eficiencia del sistema pero sin afectar considerablemente la forma de la curva de eficiencia que percibe el sistema de control. El potenciómetro digital que se utilizará a la entrada del *GD* no es capaz de soportar voltajes superiores a los 7 entre V_{DD} y V_{SS} , este se conecta al *GD* por medio de una resistencia de $380k\Omega$, resultando en que la máxima tensión que se podría aplicar a la entrada del *GD* sin correr riesgo de dañar el potenciómetro es de $8,33V$. Por otra parte según hoja de datos del propio *GD* el Output Swing del mismo va de $3V$ a $13.2V$. En base a esto se puede determinar que el rango de interés, donde se buscará que opere el sistema es de $3V$ a $8V$. En dicha zona es donde la eficiencia del dispositivo se puede considerar constante de valor $57 \pm 1\%$

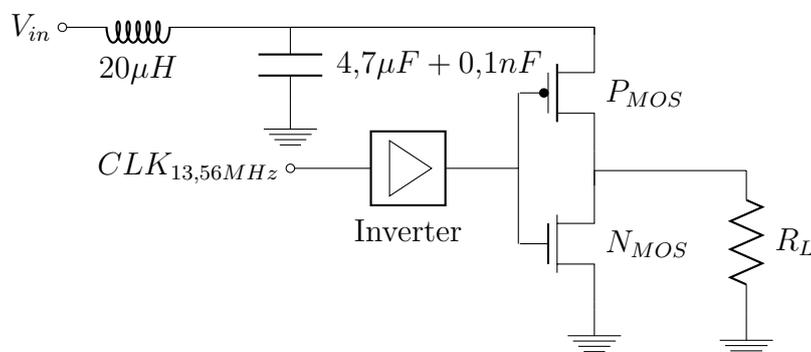


Figura 6.1: GD Test Bench 1

6.1. Medidas Realizadas a bloques individuales

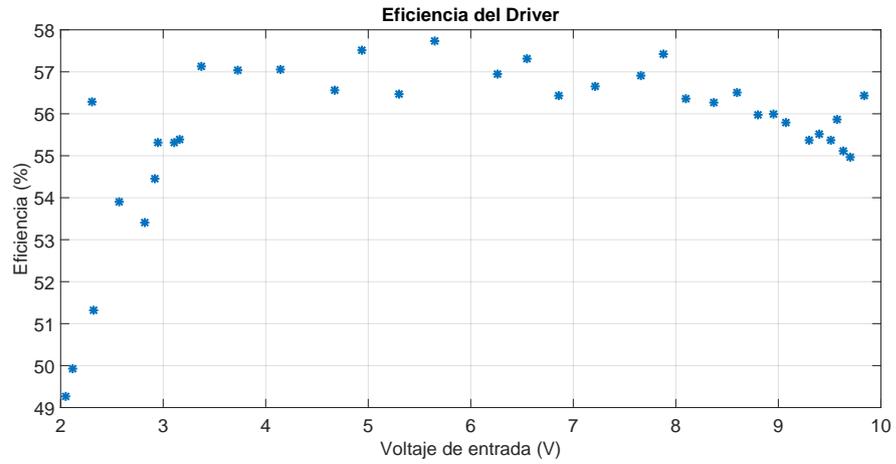


Figura 6.2: Eficiencia del GD Test 1

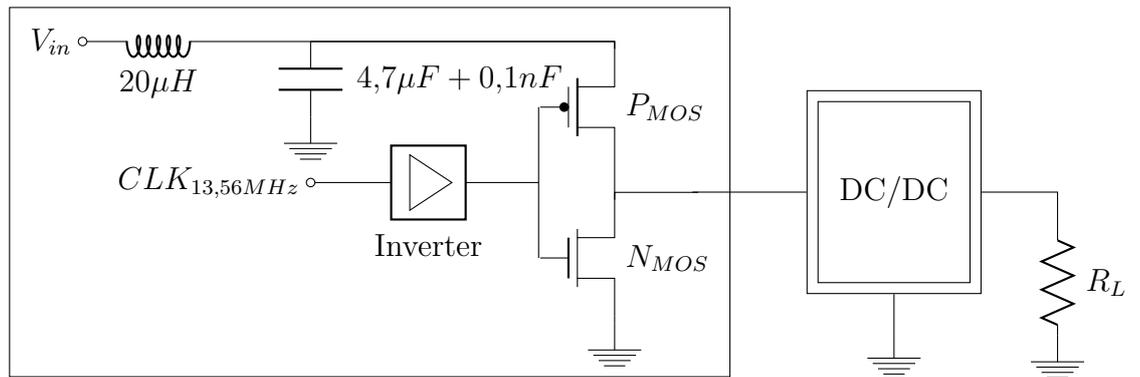


Figura 6.3: GD Test Bench 2

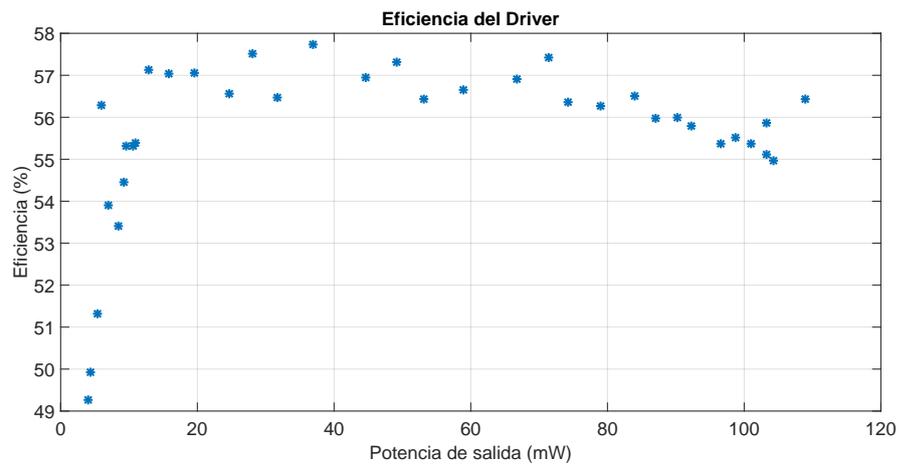


Figura 6.4: Eficiencia del GD Test 2

6.1.3. Convertidor DCDC del Receptor

Un componente cuya eficiencia es de crucial importancia es el convertidor *Buck* del secundario. Esto se debe a que una de las principales motivaciones para aumentar la eficiencia es reducir la potencia que se disipa en el *Link* y en los componentes que, en una aplicación implantable, pudieran ir dentro del cuerpo humano. En este caso tales dispositivos son el rectificador y el convertidor DCDC, más allá del propio dispositivo a alimentar el cual no será de interés. Las pruebas se realizaron con el convertidor conectado como en la figura 5.5.

La hoja de datos del convertidor advierte que la eficiencia es dependiente de la frecuencia de conmutación a la que se opere. En una primera instancia, en base a simulaciones en *LTSpice* (las cuales no ofrecen buen desempeño al simular dispositivos conmutados) se eligió diseñar el DCDC para operar a una frecuencia de conmutación del orden de 400kHz, esto se decidió como un compromiso entre operar a baja frecuencia para obtener un nivel de eficiencia alto y no llegar a la frecuencia mínima lo cual implica un mayor tamaño para los inductores.

Esta implementación presentó problemas en el primer prototipo, el cual, si bien se construyó en base a un diseño pensado para 400kHz, se midió una frecuencia de conmutación de 2MHz. Esto se debió a haber importado el componente incorrecto, habiéndose adquirido el *LT8610AC-1* en lugar del *LT8610AC*, el cual puede operar únicamente por encima de los 1.4MHz. Ensayando sobre el primer prototipo construido se obtuvieron los resultados que se observan en la figura 6.5. Acorde a lo esperable operando a esa frecuencia (superior a 1.4MHz) la eficiencia es muy inferior a la deseada y fuertemente dependiente de la tensión de entrada, lo cual sin lugar a duda llevaría a que el punto de máxima eficiencia fuese imposible de observar o diferiría del punto de máxima eficiencia del *Link*. Posteriormente, en una segunda compra, se adquirió el modelo correcto, *Linear Technologies LT8610AC*, pudiendo este operar a menor frecuencia y por ende obtener mejores resultados para su eficiencia. Con el segundo prototipo se realizaron ensayos para diferentes frecuencias de conmutación y diferentes condensadores de rectificación.

La frecuencia de conmutación del convertidor se controla con una resistencia auxiliar R_T . En la figura 6.6 se observa el resultado para una resistencia de ajuste de frecuencia de $18,2k\Omega$, responsable de fijar la frecuencia de conmutación a 2MHz. Sin embargo, se observó que el ripple de la salida del convertidor variaba entre aproximadamente 4kHz y 8kHz. La razón de la reducción de la frecuencia de conmutación respecto a la esperada, se puede encontrar en la hoja de datos del regulador, donde se presenta que la frecuencia en “Burst Mode” es dependiente del nivel de carga y para corrientes de carga de pocos *mA* coincide con lo observado.

Por otro lado, la frecuencia de conmutación es variable con la tensión de entrada, debido a que para distintas tensiones de entrada¹, el dispositivo controla la corriente a través de la frecuencia. Se registró el ripple de entrada del DCDC, para distintos valores de condensador de rectificación. Colocando condensadores de mayor capacidad se logró reducir el ripple pero a costa de aumentar los tiempos

¹La tensión de entrada al convertidor DCDC secundario es la que se ha denotado como V_c

6.1. Medidas Realizadas a bloques individuales

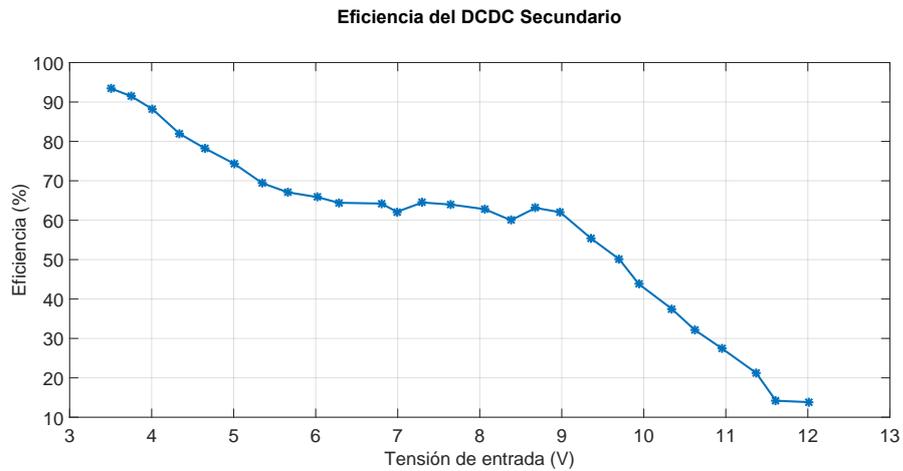


Figura 6.5: Eficiencia del DCDC LT8610AC-1

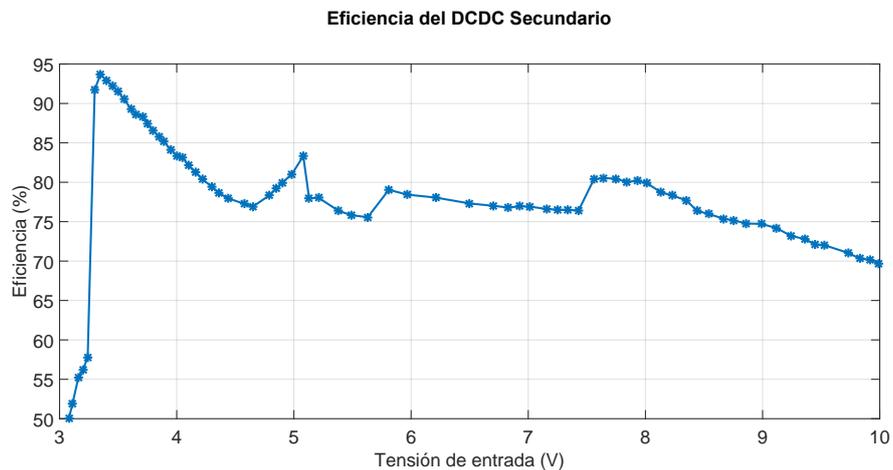


Figura 6.6: Eficiencia de salida del DCDC secundario con $R_T = 18,2k\Omega$

de asentamiento. El ripple se logró reducir por debajo de los $200mV$ para valores mayores a los $220\mu F$ en capacidad, situación en que los tiempos se volvieron inviables, en esta condición el tiempo de asentamiento en ciertas condiciones de carga y para tensiones altas se puede volver de algunos segundos. De todos modos el nivel de eficiencia no se vió afectado por el valor del condensador.

En algunos ensayos en que se observaron discontinuidades en la eficiencia, se realizaron ensayos adicionales para determinar la razón, esto se ilustra en las figuras 6.7 y 6.8. En todos los ensayos se asumió que la potencia de salida era constante, debido a que el voltaje de salida se asume constante, aplicado a una resistencia fija. Esto se probó incorrecto al detectar variaciones en el voltaje de salida, entonces lo que se observa en las discontinuidades se debe a cambios de carga no de eficiencia, debido a una ganancia entrada-salida que se manifestó para voltajes bajos de entrada. Esto es relevante porque en medidas posteriores, en que

Capítulo 6. Caracterización Experimental

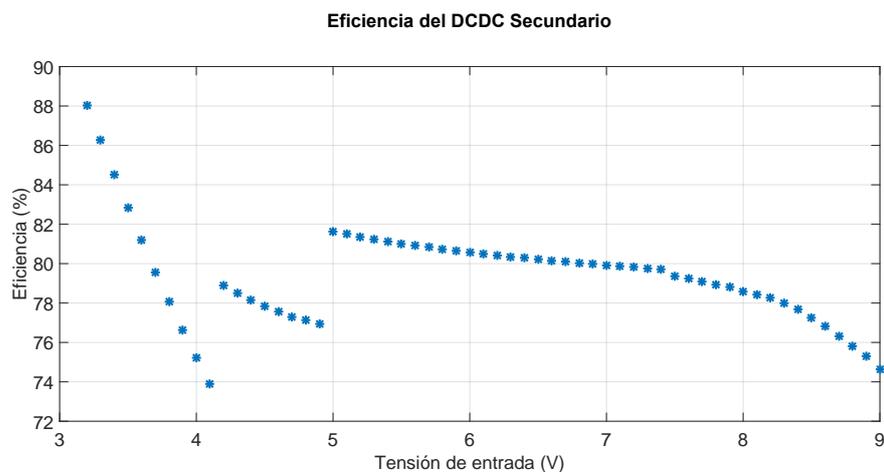


Figura 6.7: Eficiencia del DCDC secundario con $R_T = 18,2k\Omega$

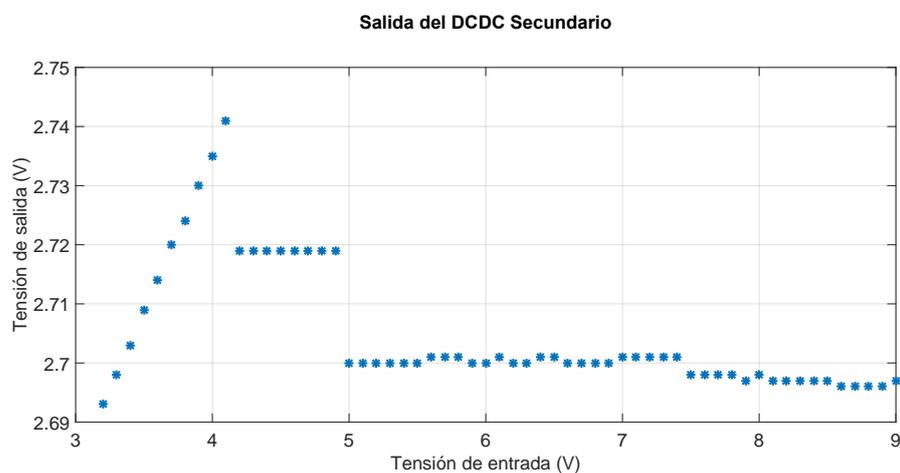


Figura 6.8: Voltaje de salida del DCDC secundario con $R_T = 18,2k\Omega$

se asume carga constante, también se presenta este fenómeno.

Los resultados de eficiencia obtenidos fueron mejores para una resistencia de justo $R_T = 232k\Omega$, véase la figura 6.9. Si bien el efecto de esta resistencia no es directo, dado que el dispositivo reduce la frecuencia de conmutación muy por debajo del valor al que corresponde para dicha R_T se observa una zona amplia donde la eficiencia se vuelve prácticamente constante.

6.1. Medidas Realizadas a bloques individuales

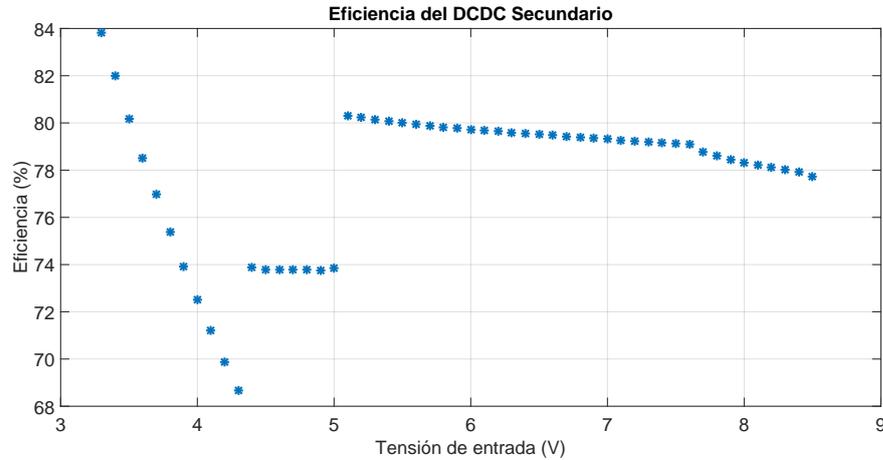


Figura 6.9: Eficiencia del DCDC secundario con $R_T = 232k\Omega$

6.1.4. Convertidor DCDC Primario

El relevamiento de la eficiencia del convertidor buck del primario no reporta información útil para el control ya que la potencia disipada por este queda fuera de nuestro lazo de control. Sin embargo, puede resultar beneficioso como forma de conocer el desempeño del sistema completo de forma integral. En las figuras 6.10,6.11 se aprecia el comportamiento de la eficiencia frente a la tensión de entrada, con el convertidor conectado como en la figura 5.4.

Tal como se esperaría, la eficiencia del convertidor aumenta al aumentar la potencia de la carga. Del estudio de los reguladores disponibles comercialmente se desprende que la eficiencia obtenida con esta impletación es muy buena, siendo poco viable conseguir mejores resultados.

Para mejorar la eficiencia de este bloque se debería diseñar un convertidor a medida de los requerimientos del sistema. En torno a esto se estudiaron algunos artículos como por ejemplo [6], donde se propone un convertidor Buck controlado por un novedoso método de control digital por PWM para dispositivos de ultra baja potencia, de entre $1\mu W$ y $10mW$, alcanzando un máximo de eficiencia de 92.6% en el rango de $4mW$ a $10mW$. Un dispositivo como este permitiría llevar los niveles de carga al rango objetivo original de $300\mu W$ a $10mW$, manejados al comienzo del proyecto. En un punto del proyecto se ponderó como una posibilidad el diseño y construcción de un dispositivo de esta clase, quedando por fuera de los alcances del proyecto.

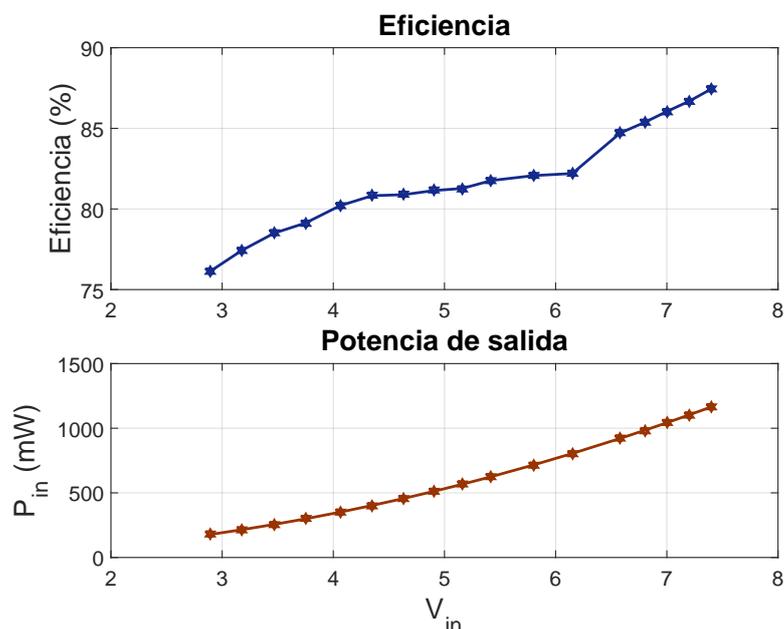


Figura 6.10: Eficiencia vs voltaje salida, con carga variable, de resistencia $R_L = 47\Omega$

6.2. Sistema a Caracterizar (S) en Lazo Abierto

Llamaremos *Sistema S* al sistema ilustrado en la figura 6.12 compuesto por el Gate Driver, la antena del transmisor y el receptor completo. Aquí se presentan los resultados finales obtenidos para el sistema S. Todas estas medidas fueron realizadas con el medidor de corriente *Texas Instruments INA226*. El cual es el encargado de realizar la medición de potencia que utiliza el sistema de control. La potencia medida corresponde a la entregada al *GD* por el convertidor DCDC primario. La alimentación del microprocesador, el oscilador, el medidor de corriente y la lógica del GD fueron suministradas vía usb al microprocesador y de este al resto de los componentes, quedando por fuera de medición. Asimismo el DCDC primario fue alimentado mediante una fuente DC, quedando la eficiencia de este también por fuera de la medición.

El apagado del dispositivo se constató mediante la medida de la tensión de salida del DCDC secundario con un multímetro, *Tektronix CDM250*. Para esto la tensión de salida del DCDC secundario, V_{out}^* se ajustó a 2.7V, comprobándose experimentalmente que el apagado en este componente se produce en pasos reduciendo la tensión de salida de a saltos, donde el primer salto lleva a 2.3V y el segundo a 1.8V. Se asume que el sistema entra en condición apagado cuando V_{out}^* da un salto repentino.

La potencia vista desde este punto en adelante es la que utiliza el sistema de control para regular la tensión. Esta razón vuelve estos ensayos los de mayor importancia ya que determinan la posibilidad de realizar el seguimiento del punto de máxima eficiencia y marca los límites de potencia y distancia.

6.2. Sistema a Caracterizar (S) en Lazo Abierto

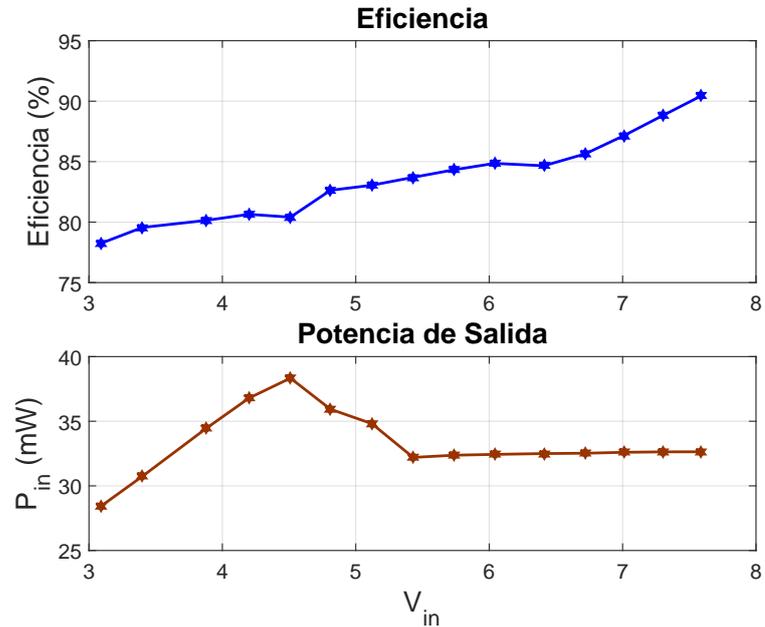


Figura 6.11: Eficiencia vs voltaje salida, con carga constante $P_{out} = 32mW\Omega$

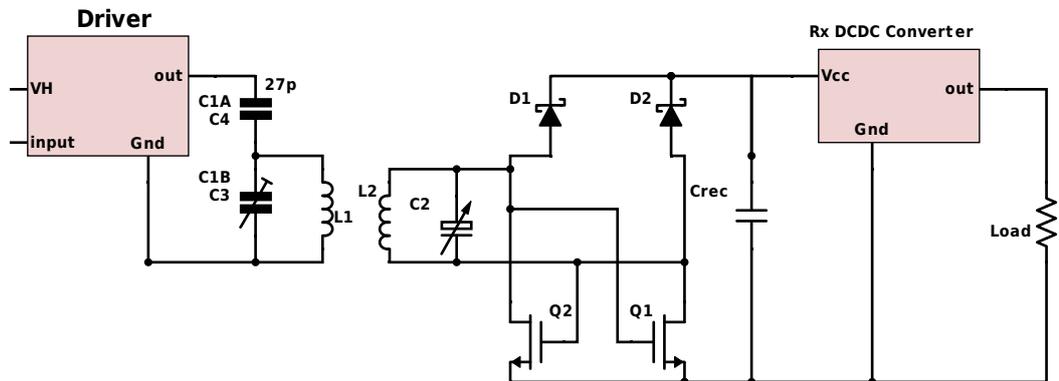


Figura 6.12: Sistema S

Se presentan las eficiencias obtenidas para distintas condiciones de carga y a distintas distancias. En todos los casos V_{out}^* es de $2,7V$, la resistencia de ajuste de frecuencia del convertidor LT8610AC fue de $R_T = 220k\Omega$, el condensador de rectificación fue de $10\mu F$ y los trimmers capacitivos de ajuste de resonancia estaban calibrados a una distancia de $25mm$. La eficiencia registrada a partir del *Current Monitor* en adelante se aprecia en las gráficas 6.13, 6.14, 6.15, 6.16 y 6.17, correspondientes a cargas de $7.5mW$, $15mW$, $25mW$, $35mW$ y $50mW$ respectivamente. La metodología utilizada para los ensayos consistió en fijar la tensión de entrada, V_{in} , en un nivel alto, próximo a la máxima tensión del potenciómetro digital, para

Capítulo 6. Caracterización Experimental

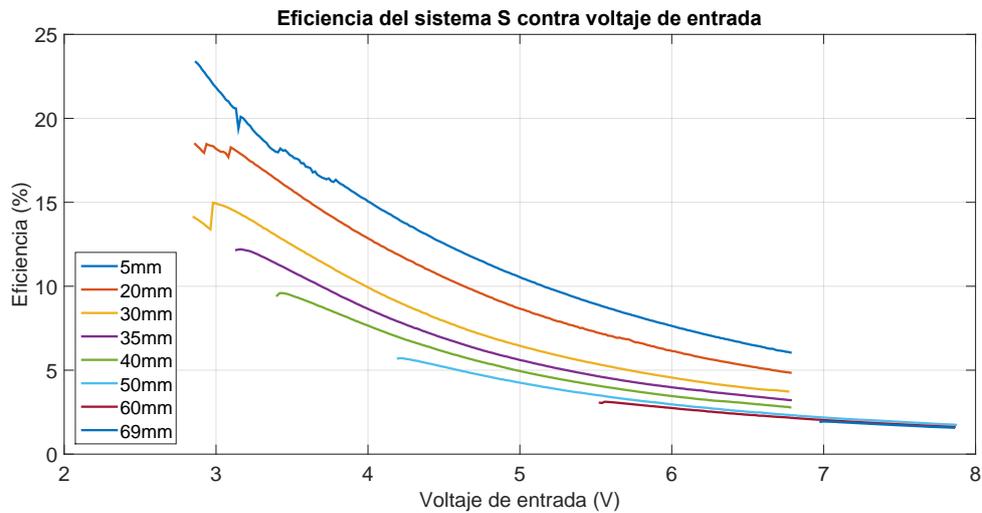


Figura 6.13: $P_{out} = 7,5mW$, $V_{out} = 2,7V$

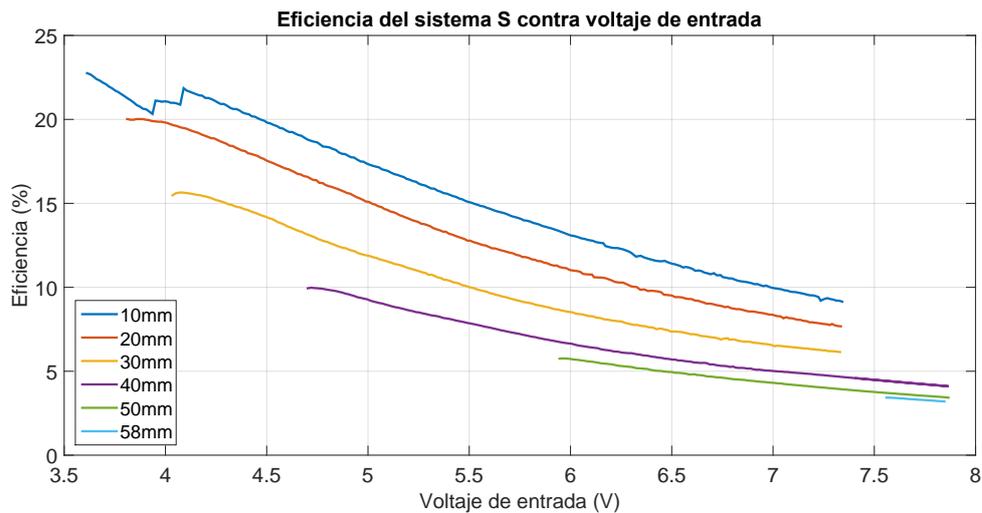


Figura 6.14: $P_{out} = 15mW$, $V_{out} = 2,7V$

luego decrementarlo hasta llegar al punto de apagado.

El punto de apagado se manifiesta, como ya se mencionó, como una bajada brusca en el voltaje de salida del convertidor del receptor. Asimismo también repercute en un aumento, también brusco en la potencia consumida a la entrada.

Teóricamente se esperaba que el punto donde se produjera el apagado debía ser el MPTP. Al aproximarse al punto de apagado la relación entre la tensión en el transmisor y la obtenida en el receptor a la salida del rectificador tiende a aumentar, es decir que cambios pequeños de tensión en el transmisor implican cambios cada vez mayores en la tensión del receptor.

6.2. Sistema a Caracterizar (S) en Lazo Abierto

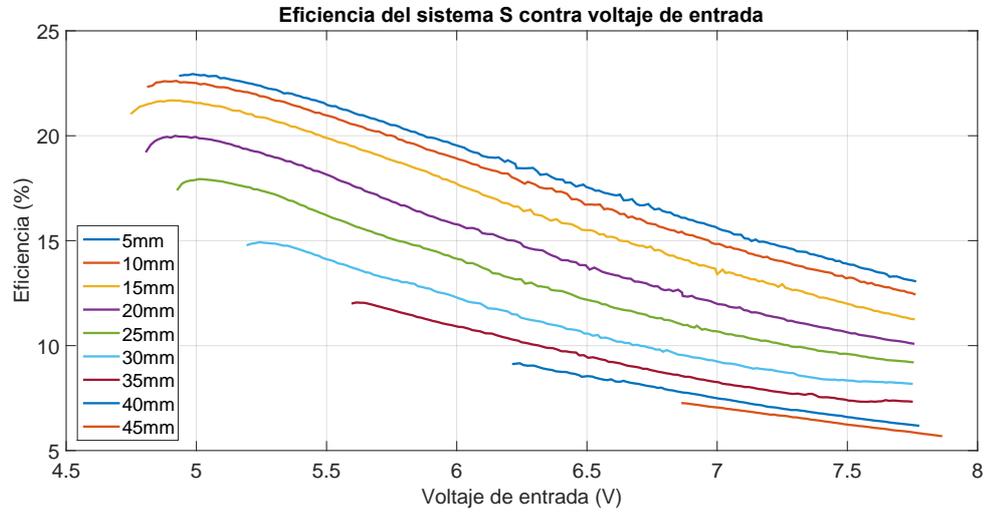


Figura 6.15: $P_{out} = 25mW$, $V_{out} = 2,7V$

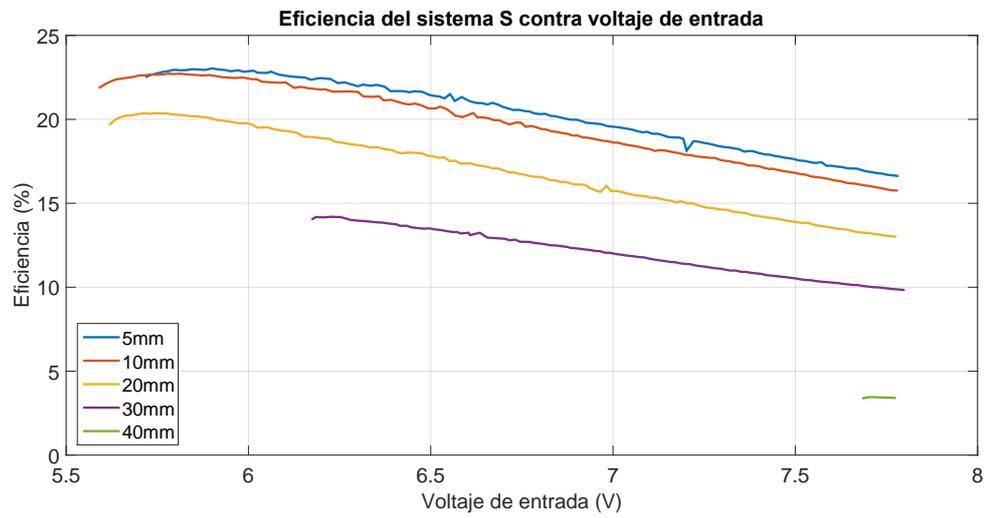


Figura 6.16: $P_{out} = 35mW$, $V_{out} = 2,7V$

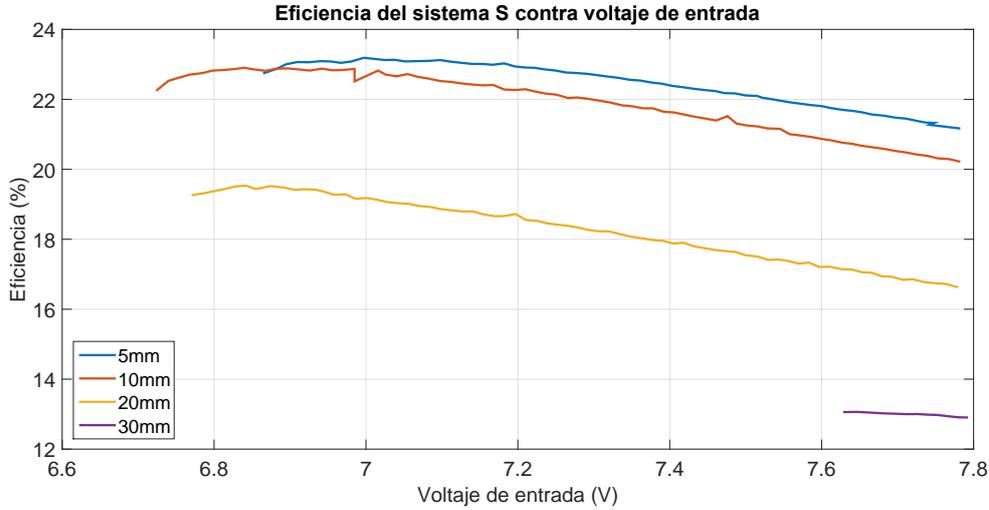


Figura 6.17: $P_{out} = 50mW$, $V_{out} = 2,7V$

6.3. Sistema Completo en Lazo Abierto

En este punto se presentan los resultados obtenidos para el sistema completo, incluyendo todos los componentes como se presente en las figuras 5.2 y 5.3, pero sin realizarse MEPT. En este caso, se alimento al sistema con dos fuentes DC, con una fuente se alimento a 9V el DCDC primario, con la otra se alimento a 2.7V al microprocesador y la lógica de la placa primaria.

Los aportes de potencia de ambas fuentes fueron medidas con multímetros y sumados al consumo de potencia relevado por el medidor de corriente. Todas estas pruebas fueron realizadas a una distancia de 20mm, medida de la forma que fue detalla en el punto anterior. A la vez se registraron las tensión a la salida del rectificador, V_c , y a la salida del convertidor DCDC secundario, V_{out}^* . La tensión de salida del convertidor, V_{out}^* , se registró con el mismo fin que en los ensayos anteriores de detectar el apagado. La tensión del rectificador, V_c se registró con el objetivo de estimar el valor de la resistencia vista. La resistencia vista a la salida del rectificador R_c , equivale a una resistencia en alterna, tal que $R_{AC} = R_{DC}/2$. Luego asumiendo que el factor de calidad es muy alto la resistencia vista por el secundario R_L equivale a:

$$R_L = \frac{2}{R_c(\omega C_M)^2} \quad (6.1)$$

La ecuación 6.1 realiza los dos pasos, conversión a AC y luego a través de la red de adaptación. La capacidad C_2 se midió utilizando un tester *BK PRECISION 875B*, obteniéndose un resultado de $C_2 = (177 \pm 4)pF$.

El ensayo se realizó para 3 valores de potencia de carga distintos, 15mW, 25mW y 50mW. Los resultados de eficiencia contra tensión de entrada V_{in} se representan en los gráficos 6.18 y 6.19 para 15mW, 6.20 y 6.21 para 25mW y 6.22 y 6.23 para 50mW.

6.3. Sistema Completo en Lazo Abierto

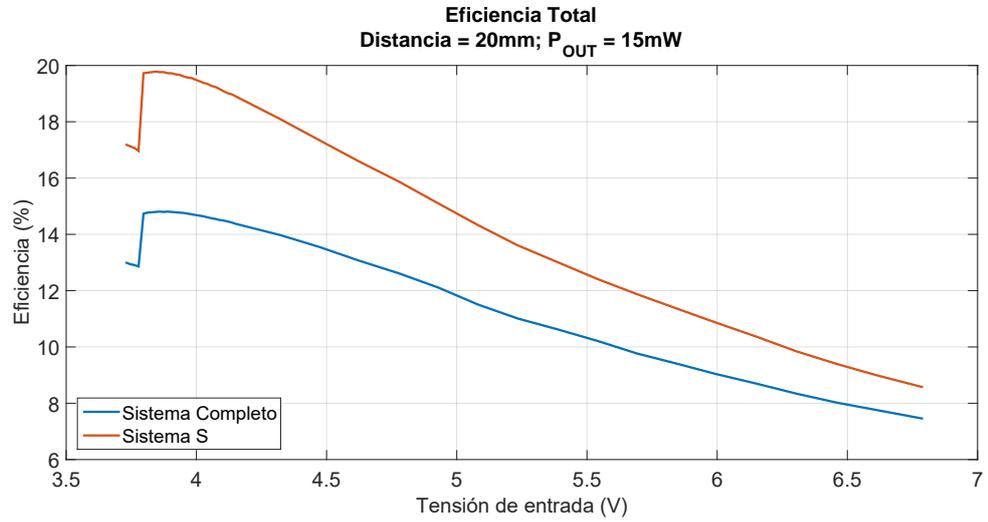


Figura 6.18: Eficiencia del sistema completo para $P_{out} = 15mW$

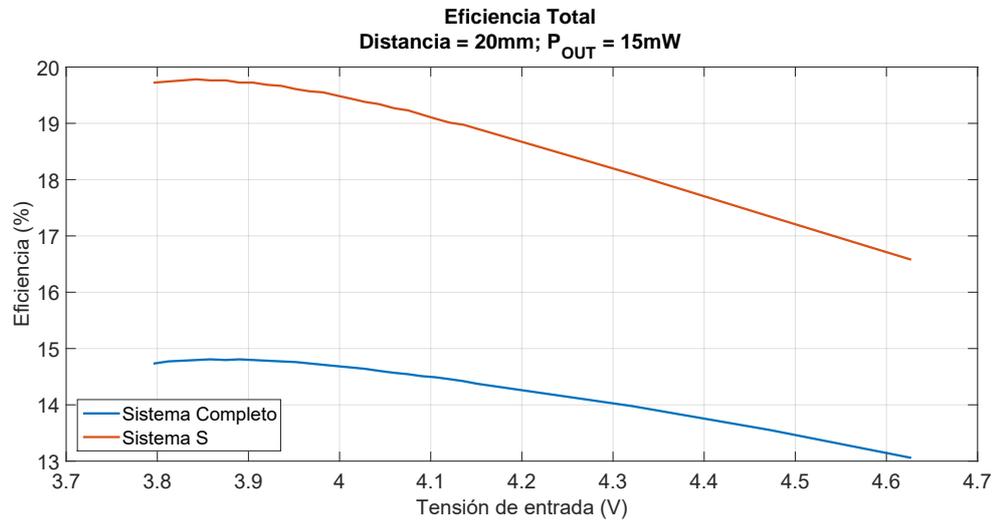


Figura 6.19: Eficiencia del sistema completo para $P_{out} = 15mW$

Capítulo 6. Caracterización Experimental

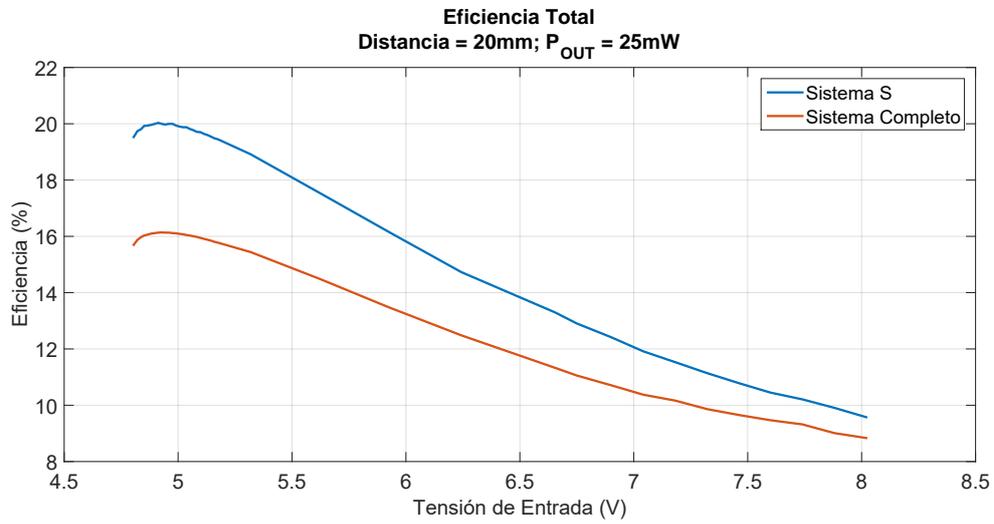


Figura 6.20: Eficiencia del sistema completo para $P_{out} = 25mW$

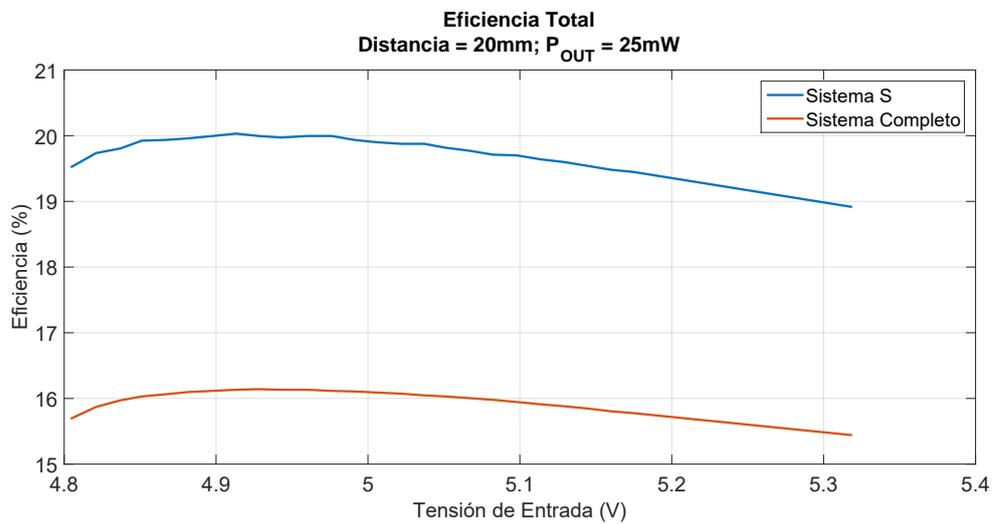


Figura 6.21: Eficiencia del sistema completo para $P_{out} = 25mW$

6.3. Sistema Completo en Lazo Abierto

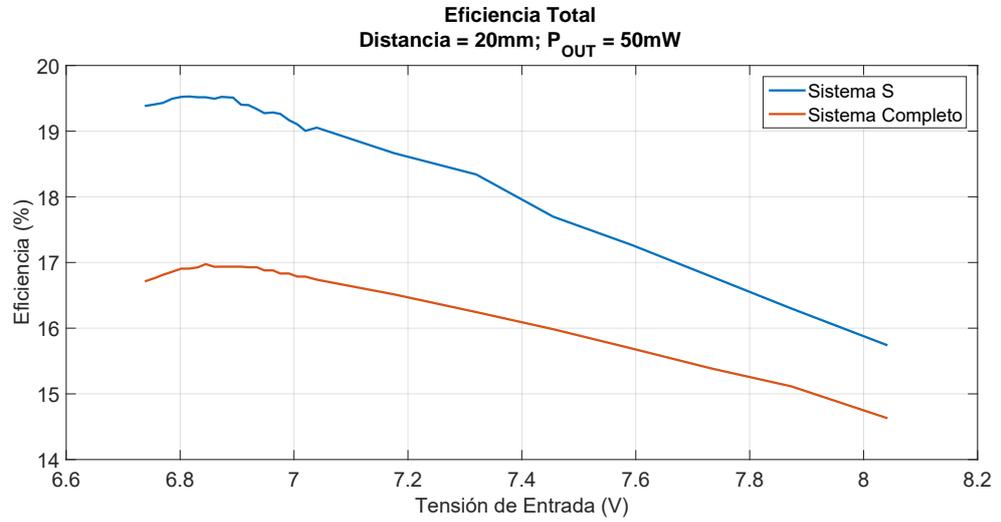


Figura 6.22: Eficiencia del sistema completo para $P_{out} = 50mW$

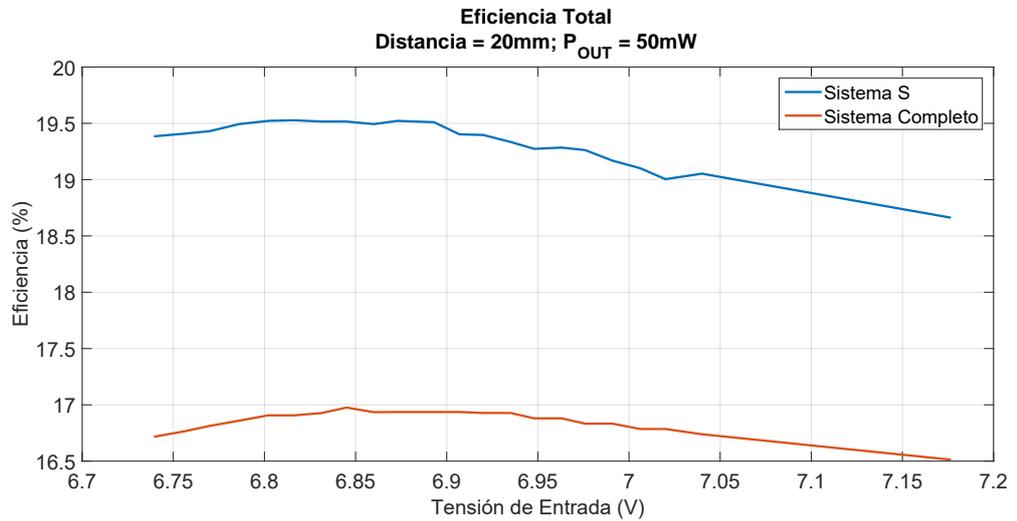


Figura 6.23: Eficiencia del sistema completo para $P_{out} = 50mW$

Capítulo 6. Caracterización Experimental

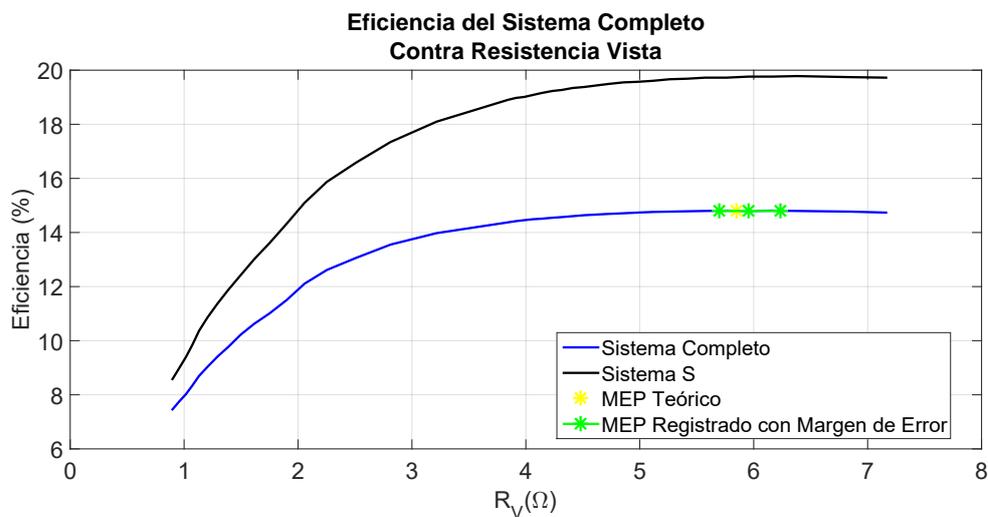


Figura 6.24: Eficiencia del sistema completo para $P_{out} = 15mW$

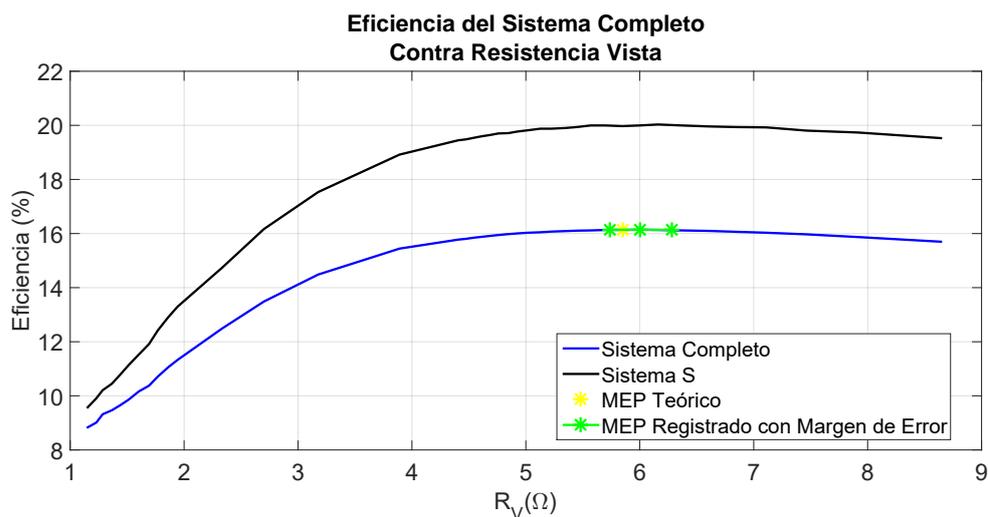


Figura 6.25: Eficiencia del sistema completo para $P_{out} = 25mW$

Los resultados de eficiencia contra resistencia vista son representados en los gráficos 6.24, 6.25 y 6.26. En los gráficos se observa que para las potencias de 15mW y 25mW, la resistencia vista del MEP teórico, cae dentro del margen de error del MEP registrado, mientras que para el caso de 50mW el MEP teórico queda a muy por fuera del margen. El margen de error que se utiliza esta delimitado por la resistencia vista correspondiente a los límites del condensador de 173pF y 181pF.

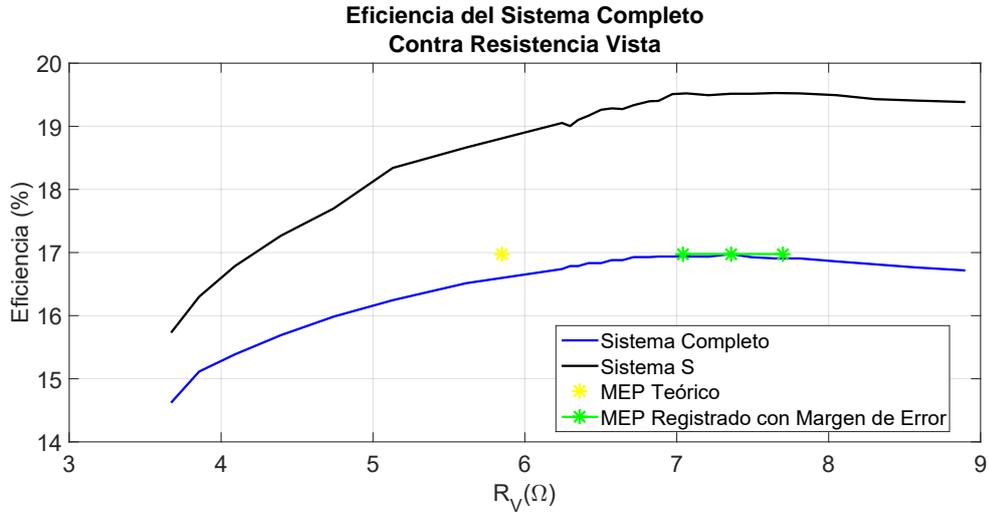


Figura 6.26: Eficiencia del sistema completo para $P_{out} = 50mW$

6.4. Sistema en Lazo Cerrado

6.4.1. Ajustes al Sistema en Lazo Cerrado

Se realizaron ensayos sobre el sistema en lazo cerrado con el objetivo de comprobar si el sistema era capaz de seguir el punto de máxima eficiencia, realizar MEPT, aún frente a perturbaciones en la potencia de carga y la posición de las bobinas. Como ya se presentó en el capítulo anterior, la idea es realizar un control basado en el voltaje a la entrada del GD , quedando detalles de diseño pendientes de los resultados que se obtuvieran para el sistema en lazo abierto. Luego, los ensayos en lazo cerrado se utilizaron para ajustar iterativamente el método de control hasta llegar a la versión final.

El primer sistema de control puede representarse en sus aspectos más básicos con el diagrama de flujo de la figura 4.11. En primera instancia se optó por un método de perturbación y observación básico, donde partiendo de una tensión fija inicial, $V_{in} = 6V$, a la entrada del GD , representada por el punto (1) de la figura, se realizase una perturbación decrementando un paso del potenciómetro, aproximadamente $15mV$ (3), se continúa reduciendo la tensión, V_{in} mientras la eficiencia aumente respecto a la iteración anterior, en el caso de que la eficiencia decrezca se incrementa el voltaje hasta que nuevamente la eficiencia decrezca (5).

Con las pruebas realizadas a este sistema inicial y utilizando lo relevado para el sistema en lazo abierto se sacó la información que se presenta a continuación, la cual fue utilizada para rediseñar el sistema de control.

1. La separación entre el MEP y MPTP en voltaje puede ser de muy pocos pasos de V_{in} , incluso pudiendo no llegar a detectarse en condiciones de carga y distancia desfavorables. Este punto y los siguientes hacen uso de lo presentado en la sección 4.1, se sugiere su lectura previo a continuar con los

Capítulo 6. Caracterización Experimental

siguientes puntos en caso de dudas.

2. Del punto anterior surge que frente a errores de medida podrían darse pasos de V_{in} incorrectos que lleven al apagado del sistema.
3. Al estar permanentemente perturbando y midiendo aumenta la probabilidad de realizar una medición errónea próximo al punto de apagado.
4. El fenómeno de apagado del secundario se manifiesta sobre el primario como un aumento repentino en la potencia consumida.
5. La resistencia vista hacia la carga, R_c , en el receptor, para cargas bajas, puede llegar a ser de hasta $15k\Omega$. El condensador de rectificación es de $10\mu F$, con lo cual el tiempo de asentamiento de este sistema puede llegar a ser $3\tau \approx 210ms$. Es importante remarcar que la resistencia vista baja al bajar el voltaje de entrada, con lo cual el tiempo de asentamiento es variable durante la ejecución del control.
6. En la forma en que se plantea el control en el diagrama 4.11 no es posible responder a variaciones bruscas, dado que un alejamiento repentino llevaría a la necesidad de un aumento de muchos pasos de tensión en un solo paso de control.
7. Se requiere un voltaje alto para que el secundario se encienda para distancias largas o consumos altos. No es suficiente con que la tensión V_{in} sea superior a la correspondiente al MPTP ya que presenta histéresis.
8. Aún en los casos en que el MEP y el MPTP son prácticamente indistinguibles con la resolución de este CM , se logra apreciar que en este punto la eficiencia alcanza una meseta. Es decir que no se detecta claramente un máximo sino que se aprecia un declive en la pendiente de la eficiencia.

Esto llevó a las siguientes decisiones:

1. Se debe utilizar el mayor grado de precisión posible en la medida de potencia, teniendo en cuenta que mayor precisión significa mayor número de promedios ergo mayores tiempos de medición.
2. Se debe incluir una protección contra apagado.
3. Deben evitarse las conmutaciones innecesarias.
4. El apagado se debe detectar como un salto repentino en la potencia entregada.
5. Los tiempos de espera, luego de ajustes en el voltaje V_{in} , deben ser de al menos $250ms$. El tiempo de medición del CM , realizando 64 promedios es de $128ms$. Considerando un margen de tiempo para la ejecución del código, el tiempo de ejecución de un bucle de control debe ser de al menos $400ms$. Lo que implica no más de 150 conmutaciones por minuto.

6.4. Sistema en Lazo Cerrado

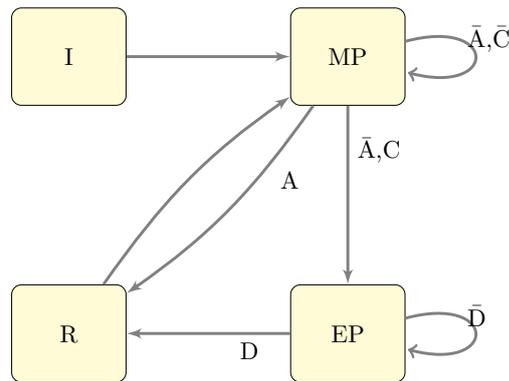


Figura 6.27: Máquina de Estados

6. Se deben detectar las perturbaciones como saltos repentinos en la potencia entregada pero de menor magnitud que los de apagado.
7. La protección contra apagados debe elevar rápidamente la tensión a un valor que permita el encendido en un intervalo de distancias y de potencias objetivo.
8. Es posible realizar un control basado en la pendiente de la eficiencia respecto al voltaje de entrada, V_{in} .

6.4.2. Sistema en Lazo Cerrado Final

El sistema en lazo cerrado incorpora al sistema en lazo abierto el sistema de control. El sistema de control se diseñó siguiendo los puntos planteados en la sección anterior.

El sistema de control se puede plantear en 4 bloques, los cuales son:

- I: Bloque de Inicialización
- MP: Bloque de Medición de Pendiente
- EP: Bloque de Espera a Perturbaciones
- R: Bloque de Reseteo

Estos bloques se vinculan entre sí de acuerdo al diagrama de flujo de la figura 6.27. Los booleanos A , P , C y T representan *apagado*, *perturbación*, *convergencia* y *timeout*, mientras que D , *despertar*, corresponde a $D = (P + A + T)$, es decir el *OR* lógico de esos tres booleanos. El bloque de inicialización, se presenta en mayor detalle en el diagrama de la figura 6.28. En el paso (1) preparar el sistema de medida, comunicación y ajuste de voltaje. Luego enciende el sistema completo, (2), colocando a la entrada la máxima tensión que es capaz de manejar, la cual con los componentes usados es de 8V. En (3) reduce la tensión varios niveles de

Capítulo 6. Caracterización Experimental

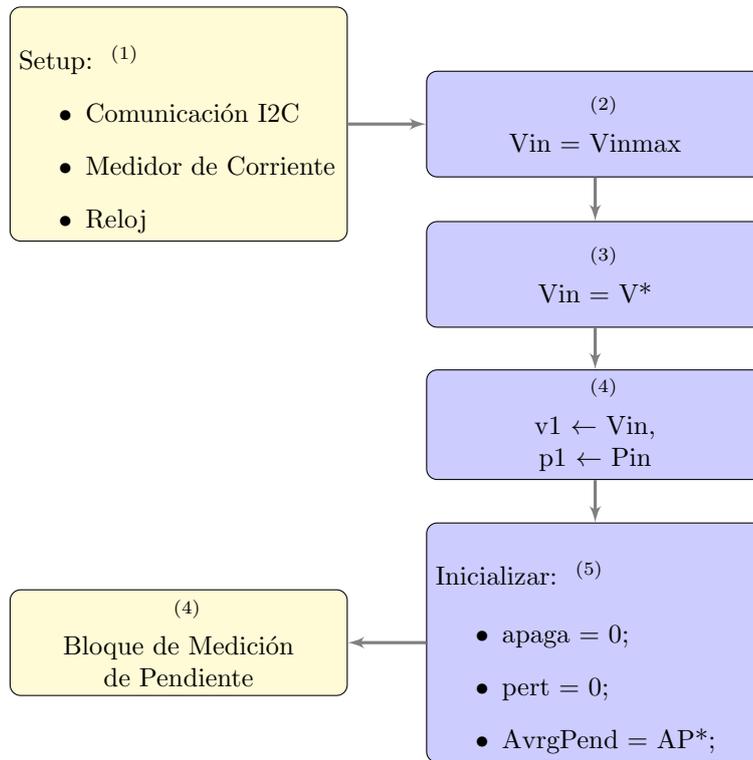


Figura 6.28: Bloque de Inicialización

modo de acortar los pasos que deba realizar el control, en este caso V^* es de $7V$. En el punto (4) se leen los datos potencia y voltaje.

Del bloque de inicialización se va al bloque de medición de pendiente, el cual se muestra en el diagrama 6.29. En este bloque se mide la pendiente, la cual se almacena en una arreglo de largo N , cuando su promedio se vuelve inferior a un valor de tolerancia, $tolPend$, consideramos que se alcanzó una meseta. Mientras tanto en cada ciclo se chequea que no se den salto bruscos en la potencia, los cuales se podrían corresponder con apagados. En la práctica se usó $N = 5$, la tolerancia de apagado fue de $tolApag = 3mW$. En caso de alcanzar convergencia o detectar un apagado se sale de este bloque.

En caso de detección de convergencia se pasa al bloque de espera a perturbación. Sin embargo, en caso de apagado no se ingresa al bucle de espera, por lo cual en el diagrama de flujo de la figura 6.27, en caso de apagado se pasa directamente de MP a R. En caso de convergencia se ingresa al bucle de espera de la figura 6.30. Este bloque mantiene al sistema realizando mediciones del estado de la potencia, sin variar la tensión a la espera de que se presenten cambios en la posición o en la potencia de la carga. Si el cambio es menor se asume que se debió a un pequeño movimiento o cambio de potencia y si el cambio es alto asumimos que se debe a un movimiento o cambio brusco que lleve al sistema a apagarse.

En caso de que se presente una perturbación o apagado se entra al bloque de

6.4. Sistema en Lazo Cerrado

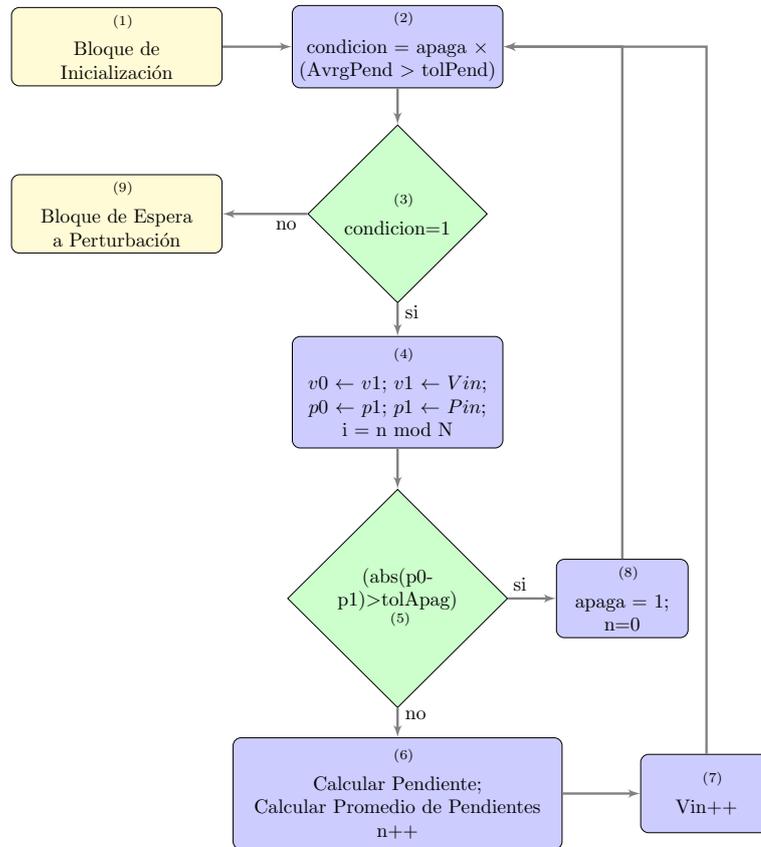


Figura 6.29: Bloque de Medición de Pendiente

reseteo, figura 6.31. Como primera medida este bloque eleva la tensión al máximo para garantizar el reencendido del sistema, en (3). Luego fija el voltaje según se halla tratado de un apagado o perturbación. Si lo que se registra es un apagado se lleva a la tensión a la tensión V^* planteada en el bloque de inicialización. Seguidamente se realiza una medida de pendiente, consistente en medir, reducir voltaje y medir previo a ingresar nuevamente al bloque de medición.

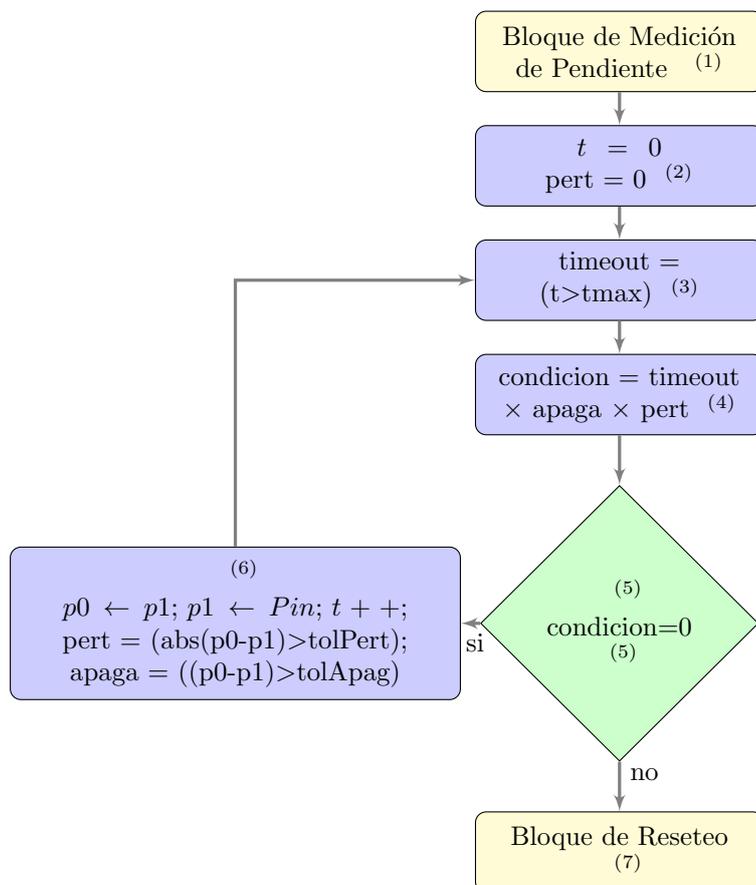


Figura 6.30: Bloque de Espera a Perturbación

6.4.3. Medidas en Lazo Cerrado

El último ensayo y a su vez el de mayor interés fue el de operación del **sistema final completo en lazo cerrado**, frente a variaciones de carga y distancia, con variaciones bruscas en ambos casos. En este ensayo se operó por un lapso de aproximadamente 13 minutos, realizando movimientos intempestivos sobre el receptor y el potenciómetro de ajuste de la carga.

Este ensayo se presenta en las figuras 6.32a y 6.32b, las cuales ilustran voltaje de entrada y potencia entregada contra número de muestra. El tiempo entre muestra y muestra, de más de 200ms, es el suficiente para que el sistema converja, o sea que la gráficas son cuasi estáticas. En el borde inferior del gráfico de voltaje se aprecia la condición de operación, correspondiente a esa zona. Se inicia con una carga de 25mW y una distancia de 25mm, requiriendo de aproximadamente 120 pasos antes de estabilizarse. Luego se acerca la placa secundaria a 10mm, sin realizar movimientos bruscos. El segundo y tercer movimiento corresponden a sacudidas en el secundario, lo cual lleva a la activación de la protección contra apagado. Esto se aprecia en que el sistema realiza nuevamente todo el trayecto de seguimiento. El

6.4. Sistema en Lazo Cerrado

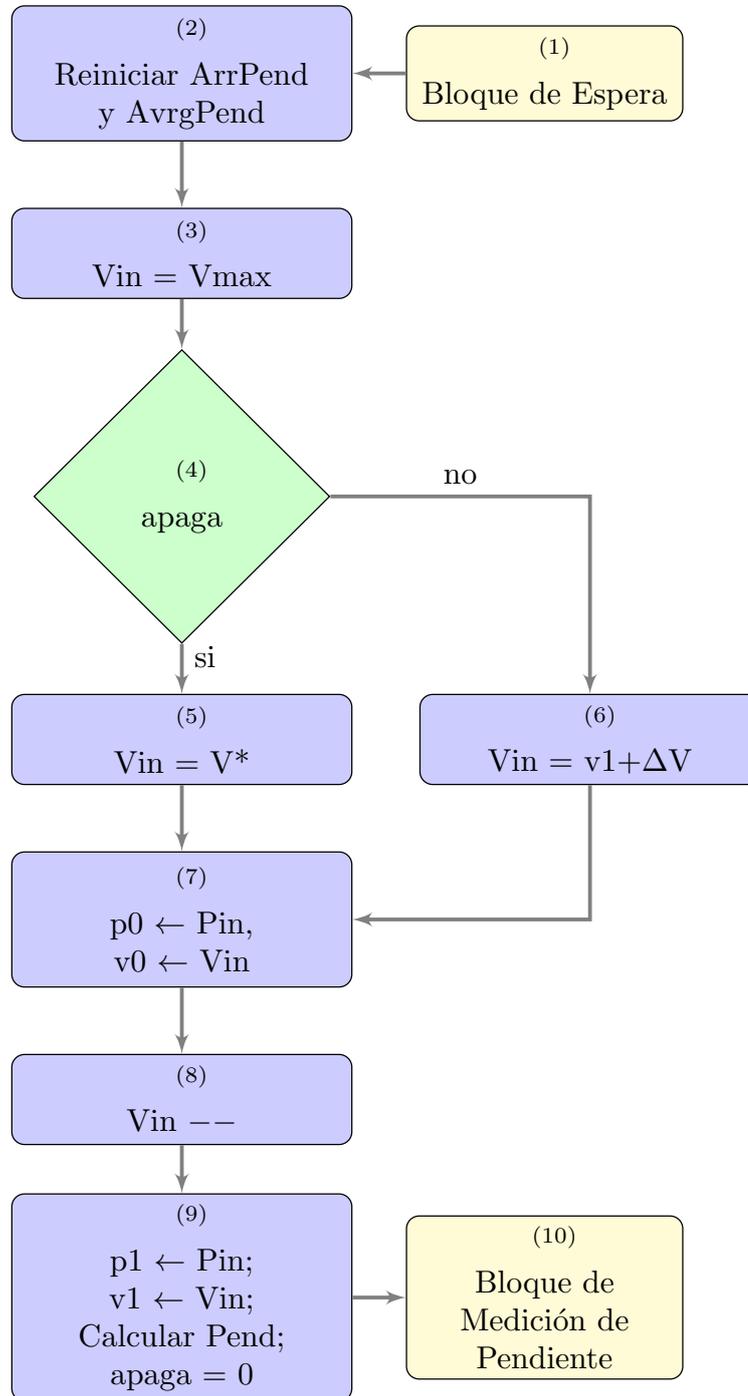


Figura 6.31: Bloque de Reseteo

Capítulo 6. Caracterización Experimental

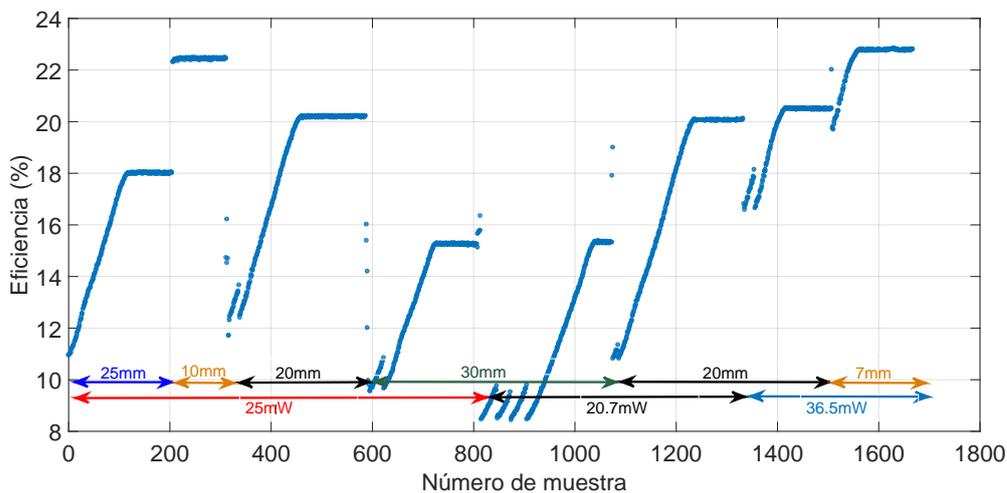
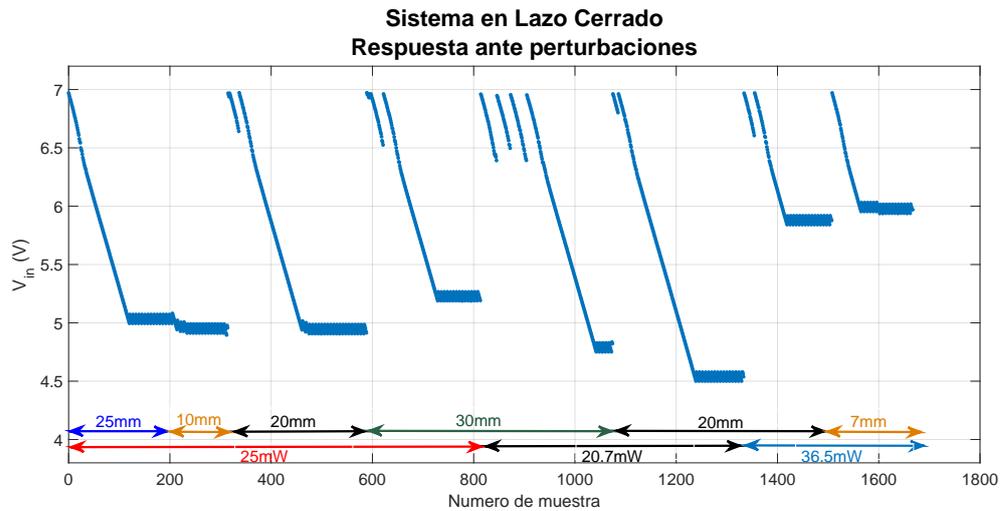


Figura 6.32: Operación en Lazo Cerrado

cuarto movimiento entre las muestras 800 y 900 aproximadamente, es sacudir el secundario y cambiar la potencia de carga. Esto se hace con el objetivo de ver si el sistema es capaz de continuar funcionando incluso cuando las perturbaciones son muy frecuentes e intensas. Al secundario se lo llevó al apagado alejándolo más allá 60mm y luego acercándolo a 30mm. La potencia de carga al cabo de este proceso fue de 20.7mW.

Se debe concluir que el sistema respondió correctamente ante las condiciones de operación que se le plantearon, logrando mantenerse en funcionamiento y logrando alcanzar el punto de máxima eficiencia en todos los casos.

Capítulo 7

Análisis y Conclusiones

7.1. Análisis de Resultados

7.1.1. Operación del Sistema S

Con el *sistema S* se mostró que la posibilidad de operar en el MEP está determinada por la potencia que se entregue a la carga y la distancia a la que se opere. Más adelante se verá que esta es la razón por la que se modificó el rango de potencias original de $[0.3,10]$ mW al rango medido de $[10,50]$ mW. Adicionalmente, en qué rango de potencias es posible operar en el MEP es fuertemente dependiente de las redes de adaptación utilizadas, los valores de estas están poco determinados debido a que los valores de los trimmers se ajustan para que resuenen con las bobinas de las antenas y entonces su valor final no necesariamente es el mismo que el previsto.

Para potencias más bajas el MEP se posiciona a voltajes más bajos como se aprecia al comparar los gráficos 6.17,6.15 y 6.13. Aquí apreciamos que el MEP se mueve hacia voltajes más bajos al bajar la potencia de consumo. Dado que se tiene un rango acotado para la tensión de entrada, determinado por los ratings del potenciómetro y del *GD*, el rango de potencias de salida y distancias donde es posible alcanzar el MEP se vuelve acotado.

Se determinó que para un rango de potencias de entre 20mW y 50mW es posible realizar MEPT para distancias de hasta 30mm. El nivel de acople se reduce con la distancia haciendo imposible operar por fuera de las potencias y distancias registradas. A modo de ejemplo, la máxima distancia a la cual fue posible operar con una carga de 7,5mW fue de 69mm, mientras que para 25mW la máxima distancia fue de 45mm y para 50mW se logró alcanzar una distancia solamente de 30mm.

Contrariamente, para potencias bajas, de menos de 15mW, para las distancias más cortas registradas no se logró apreciar el MEP. En estos casos se registró el comportamiento que presenta a bajas tensiones el convertidor DCDC secundario, representado en la figura 6.7, donde el cambió en el modo de conmutación conlleva saltos bruscos en la eficiencia, esto se aprecia claramente en las curvas de 5mm,

Capítulo 7. Análisis y Conclusiones

20mm y 30mm del relevamiento de 7,5mW de la figura 6.13.

7.1.2. Resistencia Vista

Utilizando los valores medidos para la bobina secundaria y el factor de acople para una distancia de operación de 20mm se determinó la resistencia vista teórica para punto de máxima eficiencia como:

$$MEP_{teo} : R_{L\eta_{max}}^{Teo} = R_2 \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2} = 1,5\Omega \sqrt{1 + (0,05495^2)(95)(49,5)} = 5,85\Omega \quad (7.1)$$

Para correlacionar el punto de máxima eficiencia con la resistencia del punto de máxima eficiencia, se calcularon los valores de resistencia vista para el ensayo de eficiencia del Sistema Completo a 20mm, con carga de 25mW. Se obtuvieron los datos que se presentan en la tabla a continuación.

V_c (V)	R_c (Ω)	R_L (Ω)	Eficiencia (%)
15.43	7618	1.1540	9.5758
13.82	6111	1.4383	10.7805
12.15	4724	1.8603	12.9049
10.85	3767	2.3318	14.7297
8.39	2252	3.8909	18.9179
7.82	1957	4.4738	19.4818
7.38	1742	5.0172	19.8177
7.15	1636	5.3410	19.9005
6.92	1532	5.6967	19.9960
6.74	1453	6.0001	19.9960
6.65	1415	6.1608	20.0321
6.54	1368	6.3660	19.9960
6.3	1270	6.8500	19.9362
6.03	1163	7.4617	19.8059
5.59	1000	8.6434	19.5274

Tabla 7.1: Relevamiento de sistema S, eficiencia, voltaje rectificado, resistencia vista a la salida del rectificador y resistencia vista por la bobina Rx.

Con estos datos el MEP_{exp} experimental se encuentra en $R_L = 6,16\Omega$, considerando que $C_2 = (177 \pm 4)\text{pF}$ el MEP_{exp} esta comprendido por el rango de $[5.89,6.45]\Omega$, estando el MEP_{teo} solamente $0,04\Omega$ por fuera del rango obtenido.

En el caso del ensayo con carga de 50mW, los resultados son peores, obteniendo el MEP_{exp} en $[7.04,7.70]\Omega$, con lo cual el MEP_{teo} queda al menos 1.2Ω por fuera.

Finalmente, para la carga de 15mW, el MEP_{exp} se obtuvo en $[5.70,6.23]\Omega$, lo que implica que en este caso el MEP_{teo} cae dentro del intervalo obtenido.

7.1.3. Apagado

En la figura 6.18, a los puntos correspondientes al sistema encendido se le agregaron los primeros puntos en la zona de apagado. Estos se manifiestan en estas curvas como una discontinuidad en la eficiencia, debida a que al eliminar la resistencia reflejada en el primario las corrientes por el tanque LC aumentan considerablemente, aumentando el consumo total del sistema.

Este último punto ofrece un modo de detección del apagado, el cual puede ser útil durante el funcionamiento en lazo cerrado. Es decir se podría detectar el apagado monitoreando saltos en la potencia entregada a la entrada. Así, por ejemplo si para pasos de aproximadamente 12mV en el voltaje de entrada, se registran pasos de a lo sumo algunos mW, de presentarse un salto repentino de más de 20mW se podría tomar medidas de contingencia para evitar que continúe el proceso de apagado. Esto es efectivamente la estrategia que se utilizó, explotando esta característica de la potencia entregada para detectar un apagado. Por supuesto que es posible que un salto en la potencia entregada se deba a un aumento de la carga o una disminución del acople y esto no necesariamente implique un apagado, sin embargo por más de que sean situaciones distintas el sistema siempre debe responder con un aumento de voltaje, por ende en cualquier caso en que haya un escalón en la potencia entregada el sistema retorna al punto de voltaje máximo y empieza nuevamente a buscar el MEP.

7.1.4. Componentes del Sistema S Fuera del Link

Aquí se analiza el comportamiento de los componentes ajenos al link, cuya eficiencia, modo de operación y ratings afectan la operación del Sistema S.

- ◊ **Gate Driver:** Sin duda el componente más relevante a la eficiencia del sistema con excepción del link. La eficiencia del GD resultó ser aproximadamente constante en el intervalo de 3V a 9V, con un valor de aproximadamente 57 ± 1 , la más baja de todos los bloques exceptuando el link. La justificación del uso de un gate driver no es por su eficiencia sino por ser la misma independiente de la carga, condición fundamental para lograr trackear el MEP del sistema de WPT. Este componente es central a la operación del sistema, dado que genera la señal de entrada al sistema. Sin embargo el componente se eligió solamente porque en el mercado no se encontraron muchas opciones que garantizaran la operación deseada: generar una señal cuadrada a 13,56MHz capaz de entregar varios cientos de mW, poder manejar su entrada directamente de un cristal y poder modificar su voltaje de salida en un rango considerable. En base a esto se puede decir que el componente cumplió con las especificaciones, pero sin duda es un bloque a mejorar. No se encontró ninguna información sobre la eficiencia de los componentes en mercado por parte de los fabricantes.

◇ **Convertidor DCDC Secundario:**

El modo de operación del convertidor es dependiente de la carga con la que se trabaje y el voltaje de entrada, disminuyendo considerablemente la frecuencia de conmutación para cargas bajas. Si bien se logra mejorar el nivel de eficiencia regulando la frecuencia en base a la carga, los cambios en la frecuencia debidos a cambios de voltaje de entrada causan pequeños movimientos en el voltaje de salida, para voltajes de entrada bajos, lo que causa una modificación de la carga y por ende discontinuidades en la curva de eficiencia contra voltaje de entrada, esto afecta la medición de potencia del primario.

Por otro lado el componente puede manejar potencias mucho mayores a las del sistema, el fabricante garantiza buena eficiencia ($\approx 90\%$) para todo el rango de potencias del sistema, sin embargo la potencia relevada es menor ($\approx 80\%$), podría considerarse el uso de un conversor de menor potencia de salida de forma de trabajar sobre el rango de potencias principal del componente.

◇ **Red de Adaptación Transmisor:**

Los objetivos de la red de adaptación del transmisor son 2: Primero, atenuar los cambios del voltaje de entrada V_{in} de forma de aumentar la resolución de nuestra variable de control y segundo adaptar los voltajes de operación del sistema de $[3,8]V$ (mínimo impuesto por GD , máximo impuesto por el potenciómetro) a los voltajes necesarios para alcanzar el MEP. Se logró que, para potencias de $[10,50]mW$, el intervalo de voltajes de entrada fuera de $4,7V$ a $8V$, lo cual está dentro del rango permitido de $3,3V$ a $9V$, por tanto este componente cumple con lo buscado para el rango de potencias modificado de $[10,50]mW$, pero no para el rango original de $[0,3,10]mW$.

Vale la pena estudiar la posibilidad de realizar un red de adaptación en el transmisor variable, dado que una red variable podría incrementar ampliamente los voltajes de funcionamiento del primario, que constituyeron una limitante importante en el proyecto. Además, a diferencia de lo que pasa en el secundario, si la red de adaptación del primario se aleja de la resonancia la eficiencia del link no se ve afectada, solo significa una caída del voltaje en el primario, incluso se podría controlar la red apartándola o acercándola a su punto de resonancia de forma de modificar el voltaje V_{in} . Mientras el generador de $13.56MHz$ pueda intercambiar reactiva eficientemente, sacar el primario de resonancia no afectará la eficiencia.

◇ **Red de Adaptación Receptor:**

Si bien la red de adaptación utilizada permitió el MEPT para el rango de potencias modificado, el MEP no se logró alcanzar para potencias menores a $10mW$. Esto se debió a que para estas potencias el MEP se alcanza para voltajes inferiores a los $3V$ en el receptor, que es el voltaje mínimo del conversor dc-dc secundario.

7.1. Análisis de Resultados

Sin embargo, lo anterior no implica que se necesite utilizar otro convertidor, tipo buck-boost que también pueda elevar el voltaje, sino que la red de adaptación estaría mal determinada, para ese caso. Cuando se diseñó la red de adaptación al principio del proyecto se consideró un voltaje en el secundario de 3.3V y se adaptó para un punto medio del rango de potencias, esto constituye un problema porque para las potencias menores a este punto los voltajes donde se alcanza el MEP son aún menores a 3.3V, que es el límite inferior de funcionamiento del convertidor DCDC secundario.

Cuanto menores sean las potencias de carga mayor debe ser la inductancias de la red, el problema es que agregar inductancias en el secundario, además de la antena receptora, es equivalente a deteriorar Q_1 y la eficiencia del link. Es necesario tener una antena receptora de mayor inductancia, pero mismo Q , de forma de no deteriorar la eficiencia del link. Es posible adaptar para carga mínima a voltaje mínimo o carga máxima para voltaje máximo en el secundario, si se adapta para potencia mínima la potencia máxima queda fijada (y viceversa) por los rangos de voltaje del receptor asumiendo que el control impone resistencia fija modificando el voltaje, en la ecuación 7.2 se adapta para carga mínima.

$$R_{L\eta_{max}} = \frac{\omega^2 L_1^2}{R_{P_{min}}} = \frac{\omega^2 L_1^2 P_{min}}{V_{min}^2} \rightarrow L_1 = \frac{V_{min}}{\omega} \sqrt{\frac{R_{L\eta_{max}}}{P_{min}}} \quad (7.2)$$

$$\rightarrow P_{max} = \frac{V_{max}^2 R_{L\eta_{max}}}{\omega^2 L_1^2} \rightarrow \frac{V_{max}^2}{P_{max}} = \frac{V_{min}^2}{P_{min}} \quad (7.3)$$

En el caso de nuestro sistema podemos determinar P_{min} con los valores utilizados $V_{min} = 3V$, $L_1 = 0,877\mu H$:

$$P_{min} = \frac{V_{min}^2 R_{L\eta_{max}}}{\omega^2 L_1^2} \approx 17mW \quad \text{para : } k \approx 0,1 \quad (7.4)$$

$$\approx 9mW \quad \text{para : } k \approx 0,05 \quad (7.5)$$

$$\approx 3mW \quad \text{para : } k \approx 0,01 \quad (7.6)$$

Dados estos valores es claro porque fue necesario aumentar el rango de potencias de carga.

7.1.5. Sistema Completo

El objetivo de realizar la caracterización del sistema completo surge de la pregunta: ¿La minimización de la potencia entregada al GD se corresponde con la minimización de la potencia total consumida?

Con los ensayos realizados sobre el sistema S se determinó que la minimización de la potencia entregada al GD se corresponde con la maximización teórica de la eficiencia del Link. Sin embargo, podría darse la situación que la mejora en la eficiencia del Sistema S no representase una mejora en la eficiencia total del sistema. Por ejemplo, si se lograra subir la eficiencia del sistema S de 15 % a 20 %,

Capítulo 7. Análisis y Conclusiones

pero la eficiencia del DCDC en ese intervalo bajase de 80 % a 50 %, la eficiencia total, despreciado el consumo lógico, caería de 12 % a 10 %. En tal caso se podría considerar inútil el esfuerzo por aumentar la eficiencia del Link. Sin embargo, los resultados obtenidos para el sistema completo probaron la utilidad del método. El MEP del sistema S se encuentra alineado con el MEP del sistema completo. A su vez en todos los casos registrados la variación de la eficiencia del sistema completo fue de varios puntos porcentuales.

Para una carga de $15mW$ a $20mm$ se logró llevar la eficiencia total de 7,46 % a 14,81 %, reduciendo la potencia de pérdidas de $186mW$ a $86mW$, es decir reduciendo las pérdidas en un $\boxed{53,8\%}$. Similar resultado se obtuvo para una carga de $25mW$ a también $20mm$ de separación, en este caso la eficiencia del sistema completo paso de 8,84 % a 16,14 %, reduciendo las pérdidas de $258mW$ a $130mW$, lo que significa una reducción de un 49,6 %.

En el ensayo con carga de $50mW$ también a $20mm$, si bien también se aprecia el aumento de la eficiencia los resultados no son del orden de los del ensayo de $25mW$. Esto se debe a que la curva de eficiencia es más plana al aumentar la potencia, para apreciar mejor la optimización sería necesario un mayor rango de voltajes, limitado por el potenciómetro. En este ensayo la eficiencia se llevo de 14,63 % a 16,68 %, siendo las pérdidas de $292mW$ y $245mW$ respectivamente en cada caso. Sería posible, modificar el máximo voltaje de entrada al GD, con lo cual se podría aumentar el rango de potencias del sistema completo para ilustrar mejor el fenómeno de optimización pero esto significaría aumentar la tensión mínima, lo cual no permitiría operar a potencias bajas.

7.2. Conclusiones

7.2.1. Conclusiones Generales

Como conclusión general se considera que los objetivos del proyecto se alcanzaron de forma exitosa:

- Se lograron probar las hipótesis concernientes a la relación entre el punto de máxima eficiencia y el punto de máxima transferencia de potencia.
- Se logró implementar un sistema de transferencia inalámbrica de energía por acople inductivo. El sistema implementado es capaz de realizar MEPT, incluso frente a perturbaciones en la posición del receptor respecto a transmisor y cambios en la potencia consumida por la carga.
- Se logró realizar el MEPT en el rango de potencias estipulado para distancias de hasta 35mm.
- El sistema de control es capaz de detectar situaciones de potenciales apagados y reaccionar evitando llegar a que se completen.
- El MEPT repercute en un aumento importante de la eficiencia, pudiendo reducir las pérdidas hasta en un 53% en comparación con un sistema que no realiza seguimiento
- El sistema es capaz de mantenerse encendido a pesar de las perturbaciones, como se observa en el ensayo presentado en la figura 6.32.

7.2.2. Consideraciones

Para poder construir un prototipo capaz de realizar el MEPT, debieron realizarse modificaciones en las especificaciones, de voltaje de salida que se modificó de 3,3V a 2,7V, y de rango de potencias, que se modificó de [0.3,10]mW a [20,50]mW. Estos cambios fueron necesarios debido a problemas de dimensionamiento de la red de adaptación en el transmisor, junto con limitaciones de los convertidores DCDC, como ya se mencionó anteriormente. Los rangos de potencias de carga o de voltajes en el transmisor y receptor, donde se puede alcanzar el MEP quedan determinados por las redes de adaptación de los mismos.

El sistema es capaz de operar a distancias de hasta 60mm, distancia que depende de la carga que se busca alimentar. Para las condiciones de carga finales, entre 20mW y 50mW, la distancia máxima donde sería posible realizar el MEPT es de hasta aproximadamente 35mm. Para potencias menores el sistema se comporta de forma opuesta, alcanzando distancias largas pero no siendo capaz de realizar MEPT a distancias cortas.

Capítulo 7. Análisis y Conclusiones

Puntos a considerar:

- Se podrían implementar redes de adaptación variables con redes de capacitores integrados, que permitiesen variar las impedancias en pasos lo suficientemente pequeños de forma de no apartarse de la resonancia y no complejizarían el control dado que sería controlado digitalmente.
- El tiempo de asentamiento del sistema depende, según las simulaciones, exclusivamente del tamaño del condensador del rectificador, este tiene un valor de $10\mu F$ para el prototipo construido. Los tiempos de asentamiento llegan a ser de hasta cientos de milisegundos, esto repercute en que el sistema sea lento y que el MEPT llegue a tomar hasta el orden de minutos en converger. Sería deseable reducir los tiempos de conmutación. Para esto puede recurrirse a implementar un convertidor DCDC, que no requiera un condensador de entrada tan grande.
- El sistema funciona correctamente pero en rangos limitados, esto se debe a limitaciones de voltajes principalmente en el primario, esto es a causa de los rangos de voltajes del GD y de los rangos de voltaje del potenciómetro. La arquitectura del GD es un aspecto que definitivamente se debe revisar ya que además de imponer estos rangos de operación de voltaje, limita la potencia en el transmisor a $750mW$, lo cual limita la potencia a transmitir. Por otro lado, como principal desventaja reduce la eficiencia del sistema a la mitad. Una posible alternativa para este bloque sería utilizar un amplificador clase E ó algún tipo de conversor resonante que en general presentan una eficiencia mucho mejor a un clase D como el usado. El problema de este amplificador es que su eficiencia depende fuertemente de la carga, por ende, el sistema como se planteó podría no seguir el punto de máxima eficiencia intrínseco de un sistema de WPT (el MEP del Link), que era el objetivo inicial de este trabajo. Igualmente se recomienda un estudio del control para un clase E capaz de maximizar la eficiencia del amplificador y del link simultáneamente. Otra solución sería construir un clase D más eficiente, de cualquier forma el generador de la señal de $13.56MHz$ debe ser estudiado y diseñado a medida, dado que en el mercado no se encontraron buenas opciones para el mismo. También se debería estudiar otra forma de modificar el voltaje sin uso de potenciómetros digitales con voltajes de operación limitantes.

7.2.3. Trabajos Futuros

El trabajo realizado durante este proyecto brinda la posibilidad de continuar realizando estudios en la misma línea, partiendo del punto de haberse demostrado que es posible bajo esta arquitectura realizar MEPT. Detectamos cuatro puntos en los que se puede trabajar para continuar profundizando en lo alcanzado:

- Antenas: Se podría realizar un estudio utilizando CST, con el fin de diseñar antenas propias que permitan ampliar rangos de distancia, mejorar la eficiencia del Link y mejorar los factores de calidad para poder separar los puntos de MPT y MEP.
- Componentes: Se podrían diseñar convertidores DCDC a medida de las necesidades del sistema. Aquí se puede buscar obtener convertidores DCDC con eficiencia alta y constante dentro para los niveles de potencias objetivo. Asimismo se puede buscar que estos convertidores presenten un tiempo de asentamiento bajo que permita conmutar rápidamente la tensión de entrada en el MEPT. De igual forma se podría buscar mejoras en el GD como ya fue presentado en la sección anterior.
- Miniaturización: Dado que el objetivo es alimentar dispositivos médicos sería muy útil reducir el tamaño de las placas. Para esto se podría reducir el tamaño de varios componentes utilizando circuitos integrados. Por otra parte también se podría reducir tamaño dividiendo cada una de las placas en varias de menor tamaño. Por ejemplo, se podría implementar transmisor en tres placas, una para el convertidor DCDC, otra para el microcontrolador, el CM y el potenciómetro, y otra para los componentes de ac, el GD, el oscilador, el divisor y la bobina. De la misma forma el receptor se podría separar en dos placa, una para el convertidor DCDC y otra para la red de adaptación y el rectificador.
- Niveles de Potencia: Se podría estudiarse la posibilidad de realizar transferencia inalámbrica con seguimiento del punto de máxima eficiencia en otras aplicaciones de mayor potencia. Actualmente existe interés en esta área para carga inalámbrica de vehículos eléctricos. Podría estudiar en primera instancia si los conceptos teóricos manejados siguen siendo válidos frente a las modificaciones importantes en tamaños, potencias y distancias.
- Consideración de efectos de los tejidos: El artículo [16], punto J de la página 9, presenta los efectos que tiene sobre el sistema de WPT en aplicaciones biomédicas la presencia de tejido en torno a las bobinas. En general en aplicaciones de WPT se asume que la permeabilidad magnética del tejido del cuerpo es muy próxima a la del vacío y en base a eso se desprecian los efectos del tejido. Sin embargo, la capacidad parásita introducida por los tejidos, debido a su alta constante dieléctrica, genera que la frecuencia de autoresonancia de la bobina receptora se reduzca, reduciendo consigo el factor de calidad Q_2 . Se sugiere que si la frecuencia de trabajo se elige lo suficientemente baja, idealmente por debajo de los 4MHz, no se presentarán

Capítulo 7. Análisis y Conclusiones

inconvenientes mientras las capacidades parásitas introducidas por el tejidos sean incluidas en el modelo. Dado que la frecuencia de trabajo utilizada en este proyecto fue de 13.56MHz, superior a lo sugerido como máximo en 4MHz, en proyectos futuros cuyo objetivo sea el WPT a dispositivos implantable una línea de estudio podría ser los efectos que tienen los tejidos sobre el sistema, sobre la eficiencia y sobre el MEPT.

Apéndice A

Anexo 1: Código de Programación

A.1. Introducción

Aquí se presenta el código en lenguaje C utilizado para controlar el sistema. Como se presentó en la documentación el código puede separarse el control puede separarse en 4 bloques, Inicialización, Medida de Pendiente, Espera a Perturbaciones y Reseteo. Dado que el sistema hace uso de funciones auxiliares además de los cuatro bloques, presentaremos el código de la siguiente manera:

- Definición de parámetros
- Declaración de funciones
- Declaración de variables
- Bloque de Inicialización
- Bloque de Medida de Pendiente
- Bloque de Espera a Perturbaciones
- Bloque de Reseteo
- Funciones Auxiliares

Los distintos bloques se vinculan entre sí de acuerdo a los diagramas de flujo presentados en el capítulo 6.

El programa trabaja en un *Round Robin* que comienza por setear la tensión a la salida del potenciómetro de ajuste a 8V, tensión que garantiza el encendido para las potencia objetivo dentro de un rango amplio de distancias. Luego se busca converger al punto de máxima eficiencia o en caso de resultar imposible en su defecto una meseta próxima al mismo. En caso de alcanzar la convergencia el sistema entra a un bloque donde, sin modificar el voltaje, se mide la potencia entregada. Si se detectan variaciones importantes en la potencia o se alcanza un límite de tiempo se continua a un bloque de reseteo. En el bloque de reseteo se

Apéndice A. Anexo 1: Código de Programación

ajusta el voltaje dependiendo de la causa por la que se sale del bloque de espera, si se detecto un potencial apagado se sube la tensión a 8V y se realiza el traqueo nuevamente desde allí. Si en cambio se sale por una perturbación menor o por tiempo, se realiza un ajuste menor en la tensión subiendo unicamente 7 pasos respecto al punto de convergencia. En ambos casos previo a finalizar el bloque de reseteo se inicializan nuevamente las medidas y el flag de apagado.

A.2. Definición de Parámetros

```
#include <msp430.h> // paquete de funciones para msp430
#include <stdlib.h>

////////// POTENCIOMETRO DE 1MEGOHM //////////
#define ADD1M 0x58 // address del potenciómetro
#define PoteA 0x0 // registro del valor del potenciómetro A
#define PoteB 0x80 // registro del valor del potenciómetro B
#define MidScaleReset 0x40 // mitad de escala del potenciómetro
#define cc 0x20
#define O2 0x10
#define O1 0x8

////////// POTENCIOMETRO DE 10kOHM //////////
#define ADD10K 0x5C // direccion del potenciómetro de 10kOhm
// --Finalmente no fue usado--

////////// CURRENT MONITOR //////////
#define ADDINA 0x80 // dirección del current monitor
#define CALREG 16866 // registro de calibracion
//Units of registers
#define CLSB 3 // uA
#define BVLSB 1.25 // mV
#define PLSB 25*CLSB // uW
#define SHVLSB 2.5 // uV
#define bus_vol(x) x*1.25 // mV
#define power(x) x*75 // uW
#define sh_vol(x) x*2.5 // uV
#define current(x) x*3 // uA
//Register Pointers
#define PT_CONF 0x00
#define PT_SHV 0x01
#define PT_BUSV 0x02
#define PT_PWR 0x03
#define PT_CURR 0x04
#define PT_CAL 0x05
```

A.2. Definición de Parámetros

```
#define PT_ME 0x06
#define PT_ALERT 0x07
//Number of average
#define NumAvg1 0
#define NumAvg4 0x100
#define NumAvg16 0x400 // Se usan 16 promedios en las medidas rápidas
#define NumAvg64 (0x300<<1) // Se usan 64 promedios en las medidas precisas
#define NumAvg128 (0x400<<1)
#define NumAvg256 (0x500<<1)
#define NumAvg512 (0x600<<1)
#define NumAvg1024 (0x700<<1)
//Conversion times
#define BVConvTime140us 0x0<<6
#define BVConvTime204us 0x1<<6
#define BVConvTime332us 0x2<<6
#define BVConvTime588us 0x3<<6
#define BVConvTime1p1ms 0x4<<6 // Se usa tiempo de conversion de 1ms
#define BVConvTime2p116ms 0x5<<6
#define BVConvTime4p156ms 0x6<<6
#define BVConvTime8p244ms 0x7<<6
#define SHVConvTime140us 0x0<<3
#define SHVConvTime204us 0x1<<3
#define SHVConvTime332us 0x2<<3
#define SHVConvTime588us 0x3<<3
#define SHVConvTime1p1ms 0x4<<3 // Se usa tiempo de conversion de 1ms
#define SHVConvTime2p116ms 0x5<<3
#define SHVConvTime4p156ms 0x6<<3
#define SHVConvTime8p244ms 0x7<<3
//Modes of operation
#define MODE_PD 0 // power down
#define MODE_SHVT 0x1 // shunt voltage triggered
#define MODE_BVT 0x2 // bus voltage triggered
#define MODE_SHVBVT 0x3 // bus and shunt voltage triggered
//#define MODE_PD 0x4
#define MODE_SHVC 0x5
#define MODE_BVC 0x6
#define MODE_SHBVVC 0x7
//Mask Enable Register MSB
#define SOL 0x80 //Shunt Voltage Over-Voltage
#define SUL 0x40 //Shunt Voltage Under-Voltage
#define BOL 0x20 //Bus Voltage Over-Voltage
#define BUL 0x10 //Bus Voltage Under-Voltage
#define POL 0x08 //Power Over-Limit
#define CNVR 0x04 //Conversion Ready
//Mask Enable Register LSB
```

Apéndice A. Anexo 1: Código de Programación

```
#define AFF 0x10                //Alert Function Flag
#define CVRF 0x8                //Conversion Ready Flag
#define OVF 0x4                 //Math Overflow Flag
#define APOL 0x2 //Alert Polarity bit;
//sets the Alert pin polarity 1 = Inverted (active-high open collector)
// 0 = Normal (active-low open collector) (default)
#define LEN 0x1 //Alert Latch Enable

////////// FIN CURRENT MONITOR //////////
```

A.3. Declaración de Funciones

```
void change_slave(unsigned char add);
unsigned char poll(void);
void Transmit(unsigned char nro_bytes); // transmite el numero de bytes
//indicados de Txcola
void Receive(unsigned char nro_bytes); // recibe el numero de bytes
//indicados ee Rxcola
void setup(void); // setup del sistema general
void ina_init(unsigned int Conf_Reg); // configuracion del INA
void clock(unsigned int period); // crea un clock que interrumpe
//y sale de LPM, (ms) period debe ser un entero
void clockoff(void); // apaga las interrupciones del clock
void receivePWR(void); // OBSOLETA
void startPWRmeasure(unsigned int Conf_Reg); // dispara medicion de medida
void readpwr(void); // lee el registro de potencia del INA
//y lo guarda en pwr
void readshv(void); // lee el registro del shunt voltage
//y guarda en shv
void readcurr(void); // lee corriente y guarda en curr
void readbv(void); // lee bus voltage y lo guarda en busv
void setPote(unsigned char ControlByte, unsigned char ReistValue); // setea un pote
//determinado por ControlByte al valor ResistValue (0-255)
void espera(long duracion);
```

A.4. Declaración de Variables

```
// Comunicacion
unsigned char ControlByte = 0x0;
unsigned char *PTRxcola;
unsigned char Rxcola[10];
unsigned char *PTTxcola;
unsigned char Txcola[10];
```

A.4. Declaración de Variables

```
unsigned char ByteCtr = 0;

unsigned char counter0 = 0;

// Potenciometro
unsigned char potea = 255; // valor de poteA
unsigned char poteb = 0; // valor de poteB

unsigned int CONF_REG; // variable que guarda la configuracion del INA
long pwr = 0; //uW
long pwr_old = 0; //uW
long shv = 0; //uV
unsigned long curr = 0; //uA
unsigned long busv = 0; //mV
unsigned long busv_old = 0; //mV
unsigned long volt = 0; //mV
float BusV0 = 0; //mV voltaje en el paso anterior
float BusV1 = 0; //mV voltaje en el paso actual
float PWR0 = 0; //uW potencia en el paso anterior
float PWR1 = 0; //uW potencia en el paso actual
float PendRel; // pendiente relativa

// Protecciones
int Perturbacion; // boolean, decision de perturbaciones
int Apaga =0; // boolean, decision de apagado

///// PARA CONTROL /////
unsigned char going_up = 0; // flag, subiendo voltaje

float ArrPend[5] = {1000,1000,1000,1000,1000}; // últimas 5 pendientes
float Pend; // promedio de las ultimas 5 pendientes
int tol = 3;
float TolRel = 0.1;

unsigned long minpwr=1000000000; // registra la minima potencia medida
unsigned long minbusv=1000000000; // registra la tension donde minpwr
unsigned int minIndice; // registra el valor del potea en minpwr

/// FIN DE PARA CONTROL ///

// Auxiliares
unsigned int paso;
long sum;
long delta;
int n=0;
```

Apéndice A. Anexo 1: Código de Programación

```
unsigned int i,a=0;
int t = 0;
```

A.5. Bloque de Inicialización

```
int main(void){

// Carga las configuraciones
CONF_REG=0x4000 | NumAvg64 | BVConvTime1p1ms | SHVConvTime1p1ms | MODE_SHVBVT;
setup();
ina_init(CONF_REG);
clock(65000);

// Enciende a 8V
setPote(PoteA,255);
setPote(PoteB,60);
setPote(PoteB,poteb);
espera(25000); // 200ms

// Mide
startPWRmesure(CONF_REG); // inicia toma de medidas
espera(18000); // 150ms
readpwr(); // lee la medida de potencia
readbv(); // lee la medida de voltaje
BusV1 = busv;
PWR1 = pwr;

// Baja a 7V
potea=230;
setPote(PoteA,potea);
espera(25000);

startPWRmesure(CONF_REG); // inicia toma de medidas
espera(18000);
readpwr(); // lee la medida de potencia
readbv(); // lee la medida de voltaje

// Calcula pendiente --para el salto e 8V a 7V
BusV0 = BusV1;
BusV1 = busv;
PWR0 = PWR1;
PWR1 = pwr;
AvrgPend = ((PWR1-PWR0)/(BusV1-BusV0)); // Pendiente promedio
PendRel = AvrgPend/pwr;
```

A.6. Bloque de Medida de Pendiente

```
/// Inicializa Perturbacion en FALSE
Perturbacion = 0;
```

A.6. Bloque de Medida de Pendiente

```
//////// CONTROL POR PENDIENTE //////////

// Tomo la pendiente de la potencia respecto a la tensión de entrada.
// Registro los ultimos 5 valores de pendiente.
// Bajo la tensión hasta que el promedio de los ultimos 5 valores
// de pendiente caiga dentro de un margen de tolerancia fijado.
// Esto va a indicar que la eficiencia entró dentro de una meseta,
// o se encuentra proximo a ella.

// BLOQUE DE MEDICION DE PENDIENTE
while((AvrgPend > tol) && (Apaga == 0) ){

    i = n % 5;
    int j;

    // Medida de potencia y voltaje
    startPWRmeasure(CONF_REG);
    espera(18000);
    readpwr();
    readbv();

    // Datos de pendiente
    BusVO = BusV1;
    BusV1 = busv;
    PWRO = PWR1;
    PWR1 = pwr;

    /// Deteccion de Apagado:
    // Chequeo si la potencia varia muy bruscamente,
    // y si sucede activo las acciones de apagado

    if(abs(PWRO - PWR1) > 3000){
        Apaga = 1;
        n=0;
    }
    /// Fin Deteccion de Apagado, si no se apaga continuo
    // midiendo la pendiente y modificando el voltaje
    else{
        /// Promedio de Pendientes y Decremento Voltaje
```

Apéndice A. Anexo 1: Código de Programación

```
Pend = ((PWR1-PWR0)/(BusV1-BusV0)); // cociente incremental
ArrPend[ i ] = Pend;
AvrgPend = 0;
for(j=0;j<5;j++){
AvrgPend = AvrgPend + ArrPend[j]/5;    // promedio ultimas 5
}

// Decremento un paso la tensión
--potea;
setPote(PoteA,potea);
espera(30000);

n++;
// Fin Promedio de Pendientes y Decremento Voltaje
}

}
// FIN BLOQUE DE MEDICION DE PENDIENTE
```

A.7. Bloque de Espera a Perturbaciones

```
//////// BLOQUE DE ESPERA A PERTURBACIONES //////////

// Entra a este bloque si el sistema converge sin fallas. Monitorea
// si se produzcan fallas o perturbaciones durante este periodo.

t=0;
while((abs(PWR0 - PWR1) < 2000) && (Apaga == 0) && (t < 65) ){
// Un salto de 2000uW se considera una
// perturbacion importante
startPWRmesure(CONF_REG);
espera(18000);
readpwr();
readbv();
PWR1 = pwr; // Solo interesa la potencia actual, ya que como referencia
// se toma la de convergencia, cargada en PWR0, la cual no se
// modifica durante este bloque

if(abs(PWR0 - PWR1) > 4000){
// Si el salto es de mas de 4000uW se
//considera que se esta apagando
Apaga = 1;
}
}
```

```

++t;
}

```

```

///// FIN BLOQUE DE ESPERA A PERTURBACIONES /////

```

A.8. Bloque de Reseteo

```

///// BLOQUE DE RESETEO //////////////////////////////////

```

```

// Sube Vin a 8V y espera 200ms
setPote(PoteA,255);
setPote(PoteB,60);
espera(25000);

// Si llega por una perturbacion o un timeout, sube 7 pasos
// la tension. Si llega por un apagado sube la tension a 7V.
if(Apaga == 0){
if(potea<225){
potea = potea + 7;
}else{
potea = 230;
}
}else{
potea = 230;
}
setPote(PoteA,potea);
setPote(PoteB,30);
espera(25000);

// Lectura de potencia y voltaje
startPWRmesure(CONF_REG);
espera(18000);
readpwr();
readbv();
BusV0 = BusV1;
BusV1 = busv;
PWR0 = PWR1;
PWR1 = pwr;

// Realiza un paso de voltaje
--potea;
setPote(PoteA,potea);
espera(25000);

// Lectura de potencia y voltaje

```

Apéndice A. Anexo 1: Código de Programación

```
startPWRmeasure(CONF_REG);
espera(18000);
readpwr();
readbv();
BusV0 = BusV1;
BusV1 = busv;
PWRO = PWR1;
PWR1 = pwr;

// Reinicia las medidas de Pendiente
ArrPend[0] = 1000;ArrPend[1] = 1000;ArrPend[2] = 1000;
ArrPend[3] = 1000;ArrPend[4] = 1000;
AvrgPend = 1000;

// Reinicia el flag de apagado
Apaga = 0;
```

```
//////// BLOQUE DE RESETEO //////////////////////////////////
```

A.9. Funciones Auxiliares

```
// USCI_B0 Data ISR
#if defined(__TI_COMPILER_VERSION__) || defined(__IAR_SYSTEMS_ICC__)
#pragma vector = USCIABORX_VECTOR
__interrupt void USCIABORX_ISR(void)
#elif defined(__GNUC__)
void __attribute__((interrupt(USCIABORX_VECTOR))) USCIABORX_ISR (void)
#else
#error Compiler not supported!
#endif
{
if (UCBOSTAT & UCNACKIFG) {counter0++;
UCBOSTAT &= ~UCNACKIFG;
counter0++;
P1OUT ^= 0x1;
};
}

void change_slave(unsigned char add){
while (UCBOSTAT & UCBBUSY);
//UCBOCTL1 |= UCSWRST; // Enable SW reset
UCB0I2CSA = add>>1; // Set slave address
```

A.9. Funciones Auxiliares

```
//UCBOCTL1 &= ~UCSWRST;           // Clear SW reset, resume operation
};

unsigned char poll(void){
UCBOI2CIE &= ~UCNACKIE;
UCBOCTL1 |= UCTXSTT + UCTXSTP;
while(UCBOCTL1 & UCTXSTT);
unsigned char result = UCBOSTAT & UCNACKIFG;
UCBOI2CIE |= UCNACKIE;
return (result);
};

void espera(long duracion){ // genera una espera de largo <duracion>
// la duracion es (duracion/120) en milisegundos
TACCRO = duracion;           //
TAR = 0;
__bis_SR_register(CPUOFF + GIE);      // CPU off, interrupts enabled
}

void Transmit(unsigned char nro_bytes) {
PTTxcola = Txcola;
ByteCtr = nro_bytes;
UCBOCTL1 |= UCTR + UCTXSTT;           // I2C RX
__bis_SR_register(CPUOFF + GIE);      // CPU off, interrupts enabled
while (UCBOCTL1 & UCTXSTP);
};

void Receive(unsigned char nro_bytes){
PTRxcola = Rxcola;
ByteCtr = nro_bytes;
UCBOCTL1 &= ~UCTR;
UCBOCTL1 |= UCTXSTT;
__bis_SR_register(CPUOFF + GIE);      // CPU off, interrupts enabled
while (UCBOCTL1 & UCTXSTP);
};

void setup(void){ // Configura la comunicacion
WDCTL = WDTPW + WDTOLD;               // Stop Watchdog Timer

P1SEL &= ~BIT0;
P1SEL2 &= ~BIT0;
P1DIR |= BIT0;
```

Apéndice A. Anexo 1: Código de Programación

```
//P1REN |= BIT6 + BIT7;
P1SEL |= BIT6 + BIT7;           // Assign I2C pins to USCI_B0
P1SEL2|= BIT6 + BIT7;         // Assign I2C pins to USCI_B0
UCBOCTL1 |= UCSWRST;          // Enable SW reset
UCBOCTL0 = UCMST+UCMODE_3+UCSYNC; // I2C Master, synchronous mode
UCBOCTL1 = UCSSEL_2+UCSWRST;  // Use SMCLK, keep SW reset
UCBOBR0 = 12;                  // fSCL = SMCLK/12 = ~100kHz
UCBOBR1 = 0;
UCBOI2CSA = ADDINA>>1;        // Set slave address
UCBOCTL1 &= ~UCSWRST;         // Clear SW reset, resume operation
IE2 |= UCBORXIE + UCBOTXIE;   // Enable RX interrupt
UCBOI2CIE |= UCNACKIE;

ControlByte = 0;
};

void ina_init(unsigned int Conf_Reg){ // Inicializa el current monitor
//P1IE |= BIT1;
//P1IES |= BIT1;
change_slave(ADDINA);

Txcola[0]=PT_CAL;
Txcola[1]=CALREG>>8;
Txcola[2]=(CALREG & 0x00FF);
Transmit(3);

Txcola[0]=PT_ME;
Txcola[1]=CNVR;
Txcola[2]=0x0;
Transmit(3);

Txcola[0]=PT_CONF;
Txcola[1]=Conf_Reg>>8;
Txcola[2]=(Conf_Reg & 0x00FF);
Transmit(3);

Txcola[0]=PT_CURR;
Transmit(1);
};

void clock(unsigned int period){
// RTC determina cada cuanto se produce transmision
```

A.9. Funciones Auxiliares

```
TACCRO = period;
TACCTLO = CCIE; // TACCRO interrupt enabled
TACTL = TASSEL_2 + MC_1 + ID_3; // SMCLK, contmode
};

void clockoff(void){
TACCTLO &= ~CCIE;
};

void receivePWR(void){
change_slave(ADDINA);
Txcola[0]=PT_PWR;
Transmit(1);
Receive(2);
};

// Funcion de comienzo de mediciones del current monitor
void startPWRmesure(unsigned int Conf_Reg){
change_slave(ADDINA);
Txcola[0]=PT_CONF;
Txcola[1]=Conf_Reg>>8;
Txcola[2]=(Conf_Reg & 0x00FF);
Transmit(3);
};

// Lee la potencia medida por el CM, a pwr, en uW
void readpwr(void){
change_slave(ADDINA);
Txcola[0]=PT_PWR;
Transmit(1);
Receive(2);
pwr = (Rxcola[0]<<8 | Rxcola[1]);
pwr = power(pwr); //uV
};

// Lee la tension shunt medida por el CM, a shv, en uV
void readshv(void){
change_slave(ADDINA);
Txcola[0]=PT_SHV;
Transmit(1);
Receive(2);
shv = (Rxcola[0]<<8 | Rxcola[1]);
shv = sh_vol(shv); //uV
};
```

Apéndice A. Anexo 1: Código de Programación

```
};

// Lee la corriente shunt medida por el CM, a curr, en uA
void readcurr(void){
change_slave(ADDINA);
Txcola[0]=PT_CURR;
Transmit(1);
Receive(2);
curr = (Rxcola[0]<<8 | Rxcola[1]);
curr = current(curr); //uA
};

// Lee la tension de bus medida por el CM, a busv, en mV
void readbv(void){
change_slave(ADDINA);
Txcola[0]=PT_BUSV;
Transmit(1);
Receive(2);
busv = (Rxcola[0]<<8 | Rxcola[1]);
busv = bus_vol(busv); //mV
};

// Setea el valor -ReistValue- al pote -ControlByte-,
void setPote(unsigned char ControlByte, unsigned char ReistValue){
change_slave(ADD1M);
Txcola[0]=ControlByte;
Txcola[1]=ReistValue;
Transmit(2);
};
```

Apéndice B

Layouts de los PCBs

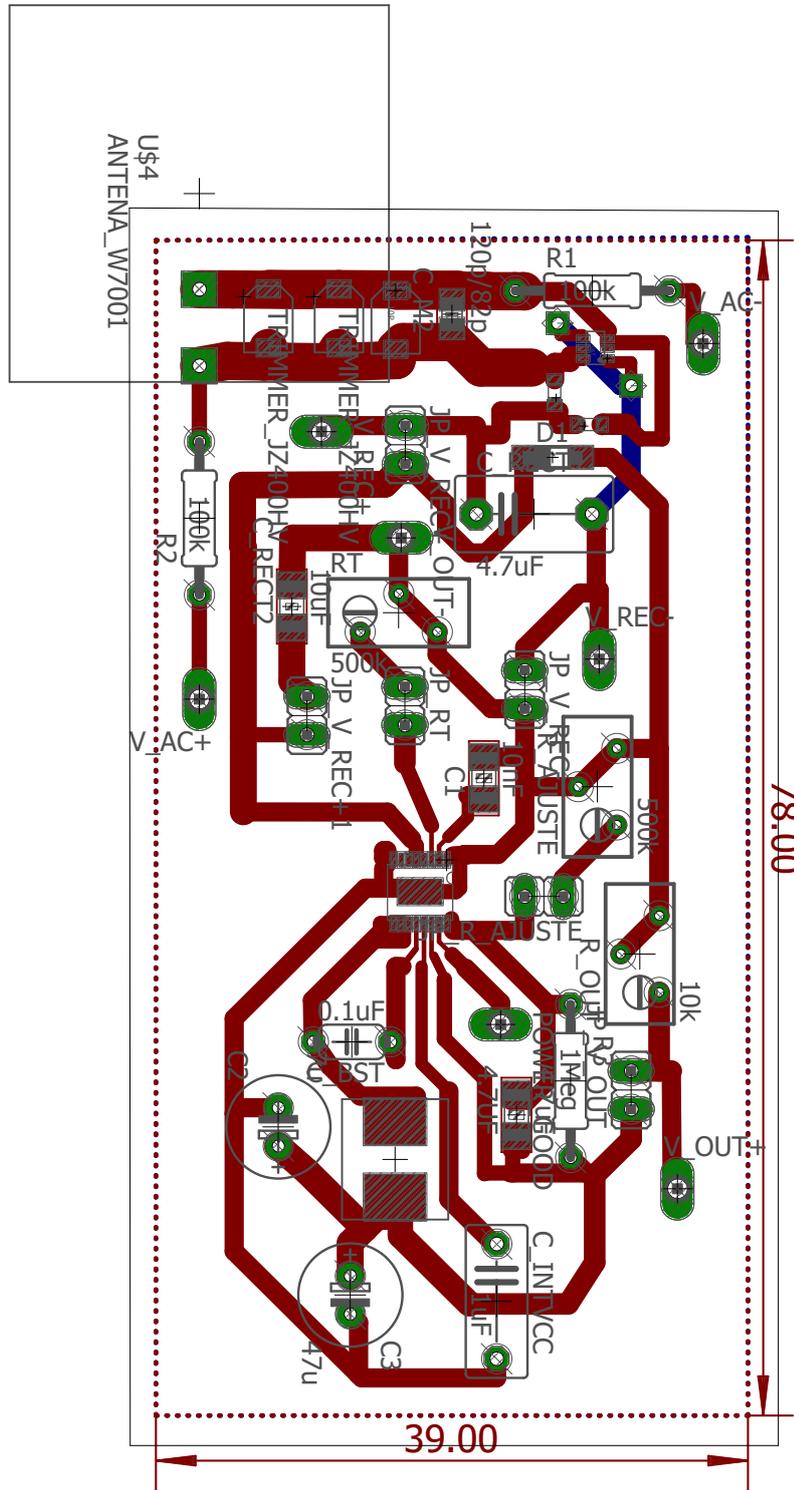
Consideraciones

En este apéndice se incluyen los layouts de los PCBs construidos. El Layout del PCB del transmisor, Tx, se presenta aumentado x1.8. El layout del PCB del receptor, Rx, se presenta aumentado x2.

En el layout del receptor se incluye un espacio para la bobina el receptor, sin embargo, esta se coloca sobre un acrílico de forma separada del PCB, al cual se conecta por medio de cable trenzados.

En ambas placas se cuenta con planos de tierra los cuales no se ven representados en los layouts.

Los layouts se presentan en la figuras B.1 y B.2, para el transmisor y el receptor respectivamente.



Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Referencias

- [1] Wireless power transfer. https://en.wikipedia.org/wiki/Wireless_power_transfer#cite_note-Gopinath-7. Accessed: 2017-11-23.
- [2] Analog Devices. *AD5241/AD5242: I2C-Compatible 256-Position Digital Potentiometers*. Rev. D.
- [3] Jaime Garnica, Raul Chinga, and Jenshan Lin. Wireless power transmission: From far field to near field. *Proceedings of the IEEE*, 101(6), 2013.
- [4] Intersil. *ISL55110, ISL55111: Dual, High Speed MOSFET Driver*, 1 2015.
- [5] Mehdi Kiani and Maysam Ghovanloo. The circuit theory behind coupled-mode magnetic resonance-based wireless power transmission. *IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS*, 59(9), 2012.
- [6] Sandeep Kumar, Jinwong Choi, and Hanjung Song. An ultra-low power cmos dc-dc buck converter with doublechain digital pwm technique. *Springer Science+Business Media*, 2017.
- [7] André Kurs, Aristeidis Karalis, Robert Moffatt, J. D. Joannopoulos, Peter Fisher, and Marin Soljačić. Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonance. *SCIENCE, AAAS*, 317(83), 2007.
- [8] Thomas Lee. *Planar Microwave Engineering: A Practical Guide to Theory*, chapter 4: Impedance Matching. Cambridge University Press, 2004.
- [9] Xing Li, Chi-Ying Tsui, and Wing-Hung Ki. Power management analysis of inductively-powered implants with 1x/2x reconfigurable rectifier. *IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS—REGULAR PAPERS*, 62(3), 2015.
- [10] Linear Technology. *LT8610AC: Step-Down Regulator with 2.5uA Quiescent Current*, 5 2015.
- [11] Linear Technology. *LT3622: Synchronous Step-Down Regulator with Ultralow Quiescent Current*, 6 2016.
- [12] Yoshiaki Narusue, Yoshihiro Kawahara, and Tohru Asami. Maximum efficiency point tracking by input control for a wireless power transfer system with a switching voltage regulator. *IEEE*, 2015.

Referencias

- [13] Alessandro Pevere, Roberto Petrella, Chunting Chris Mi, and Shijie Zhou. Design of a high efficiency 22 kw wireless power transfer system for evs fast contactless charging stations. *IEEE*, 2014.
- [14] David M. Pozar. *Microwave engineering 4th ed.*, chapter 5: Impedance Matching and Tuning. Springer Science+Business Media, 2011.
- [15] Pablo Pérez-Nicoli and Fernando Silveira. Matching networks for maximum efficiency in two and three coil wireless power transfer systems. *VII Latin American Symposium on Circuits and Systems (LASCAS)*, 2016.
- [16] Anil Kumar RamRakhyani, Shahriar Mirabbasi, and Mu Chiao. Design and optimization of resonance-based efficient wireless power delivery systems for biomedical implants. *IEEE TRANSACTIONS ON BIOMEDICAL CIRCUITS AND SYSTEMS*, 5(1), 2011.
- [17] Agustín Rodríguez-Esteva, Ma. Sofía Perez Casulo, Bruno Serra Laborde, Pablo Pérez-Nicoli, and Fernando Silveira. Modelling approach for low-frequency strongly coupled magnetic resonance wireless power transfer system. 2015.
- [18] SEIKO EPSON Corporation. *SG-210 STF: Crystal Oscillator*.
- [19] Tianjia Sun, Xiang Xie, and Zhihua Wang. *Wireless Power Transfer for Medical Microsystems*. Springer Science+Business Media, 2013.
- [20] Texas Instruments. *INA226: High-Side or Low-Side Measurement*, 8 2015.
- [21] Koenraad van Schuylenbergh and Robert Puers. *Inductive Powering: Basic Theory and Application to Biomedical Systems (Analog Circuits and Signal Processing)*. Springer Science+Business Media B.V., 2009.
- [22] Vijayalamsi. Biological and health effects of radiofrequency fields: Good study design and quality publications. *Elsevier*, 2016.
- [23] Hunter H. Wu, Aaron Gilchrist, Ky Sealy, and Daniel Bronson. Biological and health effects of radiofrequency fields: Good study design and quality publications. *IEEE*, 2014.
- [24] Tae-Dong Yeo, DukSoo Kwon, Seung-Tae Khang, and Jong-Won Yu. Design of maximum efficiency tracking control scheme for closed-loop wireless power charging system employing series resonant tank. *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, 32(1), 2017.

Índice de tablas

3.1. Factores de calidad obtenidos.	27
4.1. Datos utilizados para simulaciones en MatLab	44
4.2.	53
5.1. Acople entre Tx y Rx contra distancia. Datos aportados por Ing. Pablo Pérez-Nicoli.	69
7.1. Relevamiento de sistema S, eficiencia, voltaje rectificado, resistencia vista a la salida del rectificador y resistencia vista por la bobina Rx.	100

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Índice de figuras

1.1. Categorías de WPT	4
1.2. Características para tipos de WPT	5
2.1. Circuito básico para el estudio del punto de máxima eficiencia . . .	9
2.2. Bloques expresados como divisores resistivos	11
2.3. Eficiencia contra resistencia vista	12
2.4. Sistema con carga DC	15
2.5. Puntos de Operación del Sistema	16
2.6. Puntos al variar V_{in}	16
2.7. Circuito básico para el estudio de la potencia entregada	18
2.8. Movimiento del punto de máxima transferencia de potencia (calculo numérico en Matlab)	19
3.1. Redes Tap	23
3.2. Redes L	25
3.3.	25
3.4. Modelado para estudio de redes de adaptación	26
3.5. Adaptación de una impedancia R_L por una Red L de impedancia X	28
3.6. Red Variable 1	28
3.7. Diagrama de Smith de adaptación utilizando la red variable 1; Resistencia de carga de 544 a 3000 Ω	31
3.8. Diagrama de Smith de adaptación utilizando la red variable 1; Resistencia de carga de 3 a 18.5k Ω	32
3.10. Impedancias de adaptación utilizando la red variable 1; Resistencia de carga de 3 a 11k Ω	32
3.9. Impedancias de adaptación utilizando la red variable 1; Resistencia de carga de 544 a 3000 Ω	33
3.11. Impedancias de adaptación utilizando la red variable 1; Resistencia de carga de 11 a 18.5k Ω	33
3.12. Red Variable 2	34
3.13. Impedancias de adaptación utilizando la red variable 2 sin linealización; Resistencia de carga de 544 Ω a 18.5k Ω	35
3.14. Impedancias de adaptación utilizando la red variable 2 linealizando; Resistencia de carga de 544 Ω a 18.5k Ω	36
3.15. Red Fija 1	37

Índice de figuras

3.17. Red Fija 2	37
3.16. Resultados Red fija 1	38
3.18. Resultados con Red de Adaptación Fija	39
3.19. Red elegida	40
4.1. Sistema con resonancia en paralelo	41
4.2. Resistencia vista por la bobina receptora, para casos de condensador de resonancia serie o paralelo. Primario constituido por la bobina Tx, Pulse w7002, y un condensador de resonancia.	43
4.3. Diagrama de Simulink-Matlab utilizado para la simulación	46
4.4. Eficiencia contra resistencia vista R_L para distintos valores de capacitor C_1 , en condición de acople y potencia de carga constantes	47
4.5. Receptor con Red de Adaptación	48
4.6. Eficiencia y resistencia R_L vs Voltaje de entrada V_{in} , resonancia serie	49
4.7. Eficiencia y resistencia R_L vs Voltaje de entrada V_{in} , resonancia paralelo	50
4.8. Diagrama de bloques del sistema implementado en [24]. Imagen tomada del artículo [24]	52
4.9. Diagrama de flujo del método de traqueo implementado en [24]. Imagen tomada del artículo [24]	52
4.10. Secundario switcheado	53
4.11. Diagrama de flujo del sistema de control básico.	55
4.12. Eficiencia bajo lazo cerrado	56
4.13. Lazo de Control	57
5.1. Diagrama de Bloques	59
5.2. Diagrama de bloques Transmisor	61
5.3. Diagrama de bloques Receptor	61
5.4. Esquemático del transmisor	62
5.5. Esquemático del receptor	63
5.6. Rectificador de 2MosFet x 2Shottkey	64
5.7. Gate Driver	65
5.8. Filtro del medidor de corriente	66
5.9. Red de Adaptación Transmisor	68
5.10. Acople entre Tx y Rx. Datos aportados por Ing. Pablo Pérez-Nicoli	69
5.11. Fotografía del receptor construido	70
5.12. Fotografía del receptor construido	71
5.13. Prototipo vista Frente A	72
5.14. Prototipo vista Frente B	72
5.15. Prototipo vista Posterior	73
6.1. GD Test Bench 1	76
6.2. Eficiencia del GD Test 1	77
6.3. GD Test Bench 2	77
6.4. Eficiencia del GD Test 2	77
6.5. Eficiencia del DCDC LT8610AC-1	79

6.6. Eficiencia de salida del DCDC secundario con $R_T = 18,2k\Omega$	79
6.7. Eficiencia del DCDC secundario con $R_T = 18,2k\Omega$	80
6.8. Voltaje de salida del DCDC secundario con $R_T = 18,2k\Omega$	80
6.9. Eficiencia del DCDC secundario con $R_T = 232k\Omega$	81
6.10. Eficiencia vs voltaje salida, con carga variable, de resistencia $R_L = 47\Omega$	82
6.11. Eficiencia vs voltaje salida, con carga constante $P_{out} = 32mW\Omega$. .	83
6.12. Sistema S	83
6.13. $P_{out} = 7,5mW$, $V_{out} = 2,7V$	84
6.14. $P_{out} = 15mW$, $V_{out} = 2,7V$	84
6.15. $P_{out} = 25mW$, $V_{out} = 2,7V$	85
6.16. $P_{out} = 35mW$, $V_{out} = 2,7V$	85
6.17. $P_{out} = 50mW$, $V_{out} = 2,7V$	86
6.18. Eficiencia del sistema completo para $P_{out} = 15mW$	87
6.19. Eficiencia del sistema completo para $P_{out} = 15mW$	87
6.20. Eficiencia del sistema completo para $P_{out} = 25mW$	88
6.21. Eficiencia del sistema completo para $P_{out} = 25mW$	88
6.22. Eficiencia del sistema completo para $P_{out} = 50mW$	89
6.23. Eficiencia del sistema completo para $P_{out} = 50mW$	89
6.24. Eficiencia del sistema completo para $P_{out} = 15mW$	90
6.25. Eficiencia del sistema completo para $P_{out} = 25mW$	90
6.26. Eficiencia del sistema completo para $P_{out} = 50mW$	91
6.27. Máquina de Estados	93
6.28. Bloque de Inicialización	94
6.29. Bloque de Medición de Pendiente	95
6.30. Bloque de Espera a Perturbación	96
6.31. Bloque de Reseteo	97
6.32. Operación en Lazo Cerrado	98
B.1. Layout Tx	124
B.2. Layout Rx	125

Esta es la última página.
Compilado el jueves 15 febrero, 2018.
<http://iie.fing.edu.uy/>

Wireless Power Transfer System with Maximum Efficiency Point Traking

Pablo Pérez-Nicoli, Fernando Silveira, Guillermo Flieller, Gonzalo Cuñarro

Instituto de Ingeniería Eléctrica, Facultad de Ingeniería

Universidad de la República

Montevideo, Uruguay.

{fpablop, silveirag}@fing.edu.uy, {guillermo.flieller, gonzalocunarropeosta}@gmail.com

Abstract—This work consists in the implementation of a Wireless Power Transfer (WPT) System capable of operating on the Maximum Efficiency Point (MEP) for a 2-coil, magnetic inductive coupling system working at 13.56MHz. The work is orientated to power low power Implantable Medical Devices (IMDs) and wearable devices. The prototype consists of a Transmitter (Tx) and a Receiver (Rx), the transmitter can supply between 10mW and 50mW to a load aligned with the transmitter and separated up to 5cm. The focus of the work is assessing the challenges of maximizing the efficiency of a WPT System for low load applications, principally the intrinsic magnetic coupling efficiency but also the overall system efficiency.

Index Terms—Wireless Power Transfer (WPT), Maximum Efficiency Point (MEP), Maximum Efficiency Point Tracking (MEPT), Maximum Power Transfer(MPT), Maximum Power Transfer Point(MPTP), Loosely Inductive Coupling, Implantable Medical Devices (IMDs), Wearable Devices.

I. INTRODUCTION

With the rise of Electric Cars [1], IoT, IP6 and Potable Devices the interest in WPT has emerged in the last decade. In the medical field, as systems are ever smaller Implantable Medical Devices are rising as well, see [2]. Traditionally, in IMDs, batteries are used to power this systems, when the battery is depleted the whole device is replaced which involves a surgical procedure. Higher energy demands mean bigger batteries or continuous battery replacements, making the system nonviable. WPT is used as an alternative to power the system in real time, however the efficiency of a traditional inductive coupling System is less than ideal, this constitutes a problem given the safety limitation of IMDs regarding heat and magnetic field exposure. In order to address this problems this work explores the possibility and difficulties of maximizing the efficiency of a 2-coil inductive coupling system using load matching and input voltage control.

This project takes place as part of the studies being carried on in the Instituto de Ingeniería Eléctrica (IIE) of the Facultad de Ingeniería (FING) of the Universidad de la República (UdelaR) on the subject of WPT where precedent works include [3] and [4].

II. WPT SYSTEM MODEL

A. 2-coil System

The intrinsic efficiency of a 2-coil inductive coupling system is studied [5]. The simplest WPT model is portrayed in Fig.

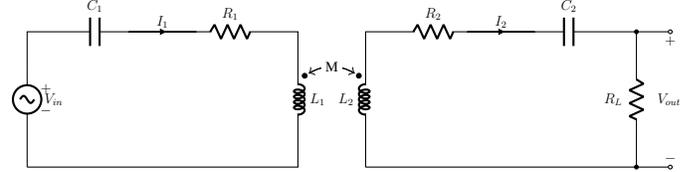


Fig. 1: 2-coil WPT Model

1, in which the Tx is constituted by a 13.56MHz source, the primary coil L_1 with its parasitic resistance R_1 and a resonance capacitor C_1 such that $Q_1 = \omega L_1 / R_1$. The Rx consist of a secondary coil L_2 with a resistance R_2 and quality Q_2 defined equivalently to Q_1 , a resonance capacitor C_2 and a load R_L . Mutual inductance between L_1 and L_2 is given by $M = k\sqrt{L_1 L_2}$. If the impedance of the capacitors cancels out with the impedance of the coils the resulting circuit is purely resistive and its efficiency is given as shown in equation 1.

$$\eta = \eta_1 \eta_2 = \frac{R_v}{R_1 + R_v} \frac{R_L}{R_2 + R_L} = \quad (1)$$

$$\frac{k^2 Q_1 Q_2 L}{1 + k^2 Q_1 Q_2 L} \frac{Q_2}{Q_2 + Q_L} \quad (2)$$

Where η_1 is the efficiency of the primary, η_2 of the secondary and R_v is the resistance reflected into the primary from the secondary and takes the form of equation 3.

$$R_v = \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + R_L} = \frac{k^2 Q_1 Q_2 R_1 R_2}{R_2 + R_L} \quad (3)$$

As $R_v \propto 1/R_L$ there must exist a maximum for the expression of $\eta(R_L)$, and that maximum is that shown in equation 4. If the load resistance takes that value the efficiency of the link is optimal.

$$R_{L\eta_{max}} = R_2 \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2} \quad (4)$$

Furthermore, if calculated, the power delivered to the load P_{out} tends to zero when the load resistance becomes a short circuit or an open circuit, also presenting a maximum which is given for the resistance value of equation 5

$$R_{P_{max}} = R_2 (1 + k^2 Q_1 Q_2) \quad (5)$$

Note that $R_{\eta_{max}} < R_{P_{max}} \forall R_L$.

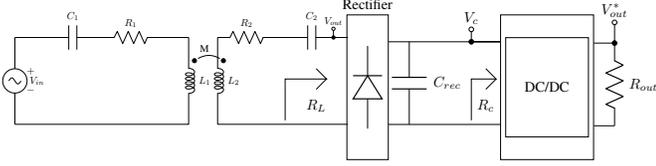


Fig. 2: 2-coil system + DC load

B. Load Model

However, the system presented in II-A is completely AC, the actual load operates on DC, so to complete the model lets us add a rectifier and DC-DC converter as shown in Fig. 2. Where V_{out}^* is the voltage of the load device, R_{out} is the load resistance to the device and the load R_L of the 2-coil system is $R_L = R_c/2$, i.e. half the input resistance to the converter. The converter imposes V_{out} to be constant, hence, the power delivered to the load P_{out} is constant, assuming that the rectifier and the converter do not consume power, making P_{out} the power delivered to the rectifier as well.

This load model imposes the condition of constant power demanded at the entrance of the rectifier, this constant load condition sets the operation point for our system, which is the point that satisfies $P_{out}(R_L) = P_{Load}$. In Fig. 3 it is shown the curves for efficiency (η), normalized power delivered to load P_{out} and power demanded by the load (P_{Load}) vs input resistance to the rectifier (R_L). From Fig. 3, the condition $P_{out}(R_L) = P_{Load}$ has 2 solutions that we named α and β , the feedback loop of the converter determines that one of this points is an attractor and whereas the other is a repeller, notice that: $\eta(\alpha) > \eta(\beta)$. The attractor point is that of which dependence of P_{out} on R_L is negative in order to oppose the variation of $R_L(V_c)$ imposed by the converter, this is studied in [6]. In this case β is a stable point and α is an unstable point. Input voltage control is implemented, as in [6] [7], in order to set the load resistance (R_L), input voltage variation modifies the $P_{out}(R_L)$ curve vertically, thus we can set the operating point, as shown in Fig. 4 without affecting the efficiency curve or the resistance $R_{P_{max}}$ where output power is maximized. From equations 4 and 5 we know that $R_{\eta_{max}} < R_{P_{max}}$ so maximum efficiency cannot be achieved in a stable point β .

C. Load Matching

In order to bypass this problem, while closing the gap between $R_{\eta_{max}}$ and $R_c/2$ in $\mathbf{R}x$, several matching networks were studied based on [8] [9]. Ultimately, an L-type matching network was introduced in the secondary system, view Fig. 5.

Prior to the introduction of the matching network we had that:

$$R_L = \frac{R_c}{2}$$

Now the adapted load resistance will be:

$$R_L = \frac{R_c/2}{Q^2} = \frac{X^2}{R_c/2}$$

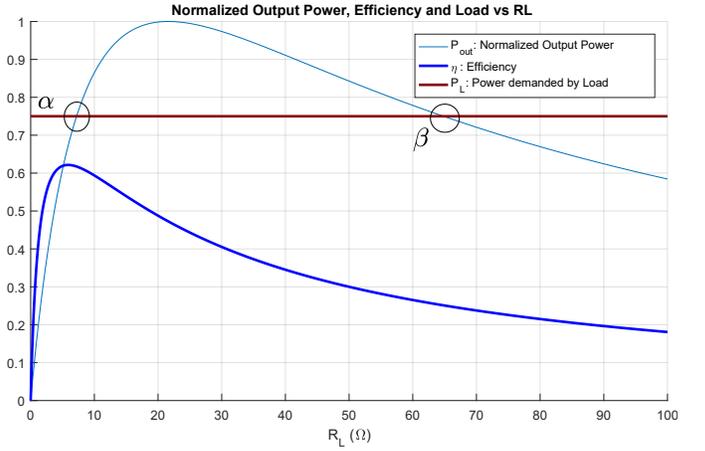


Fig. 3: η, P_{out}, P_{Load} vs R_L

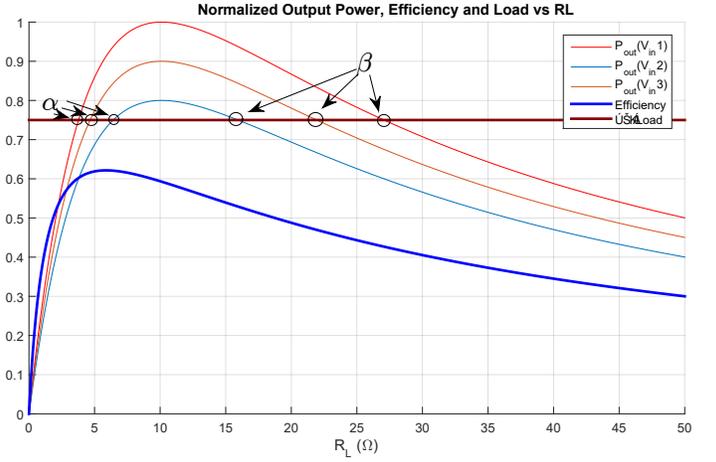


Fig. 4: η, P_{out}, P_{Load} vs R_L

where $Q = R_c/(2X)$ is the quality factor of the network and $X = \omega L = 1/(\omega C)$ is the net impedance, since the network is set to resonate.

Through the matching network R_L is proportional to the inverse of R_c , this causes a shift in the stability of the points α and β , making β the new stable point. Therefore by using this matching network is then possible to accomplish reaching the maximum efficiency point.

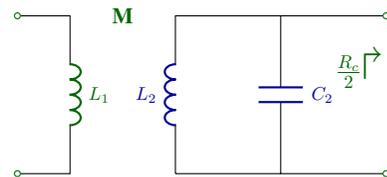


Fig. 5: Matching Network Rx

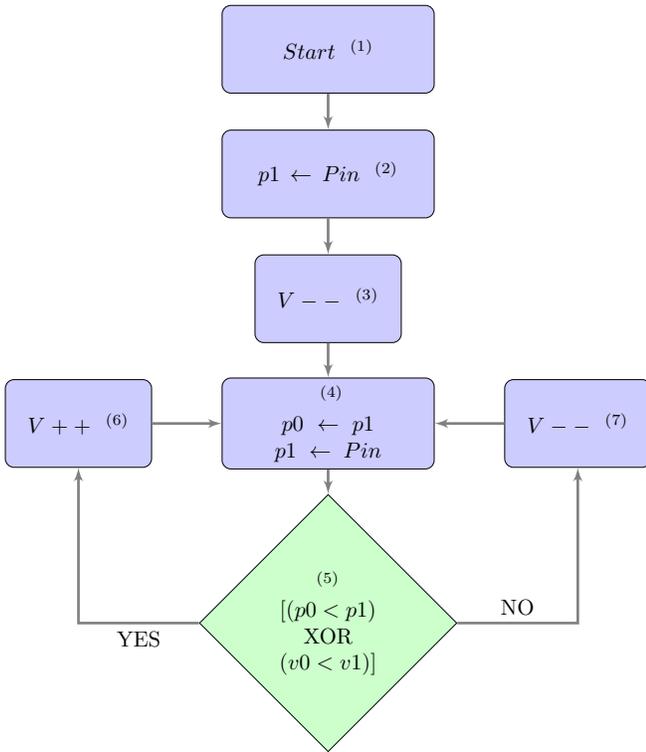


Fig. 6: Basic State Machine

III. CONTROL IMPLEMENTATION

The main objective of this project is to make MEPT, which is a control system task. The control system features a current and power monitor feeding information to a microcontroller which sets the resistance of a potentiometer that determines the voltage V_{in} at the entrance of the *Driver*, acting on the feedback of the primary DCDC converter. This means that the control is done via input voltage adjustment.

In the study case, the difference between the input voltage at $R_{L\eta_{max}}$ and at $R_{LP_{max}}$ probed to be of down to 60mV. Since the MPTP represents a catastrophic point where the system would no longer be able to supply the load with the power needed and both points correspond to very close input voltages, there is a risk that performing MEPT would take the system beyond the MPTP thus not supplying sufficient power to the load and falling to undervoltage.

The most basic control system would be a perturbation and observation (P & O) one in which V_{in} would be adjusted and P_{in} measured. E.g. if P_{in} increases due to an increase in V_{in} , considering that the power consumed by the load is constant, then the following step would be to decrease V_{in} . This control corresponds to that illustrated in Fig. 7.

Through laboratory experimentation it was observed that the slope of the efficiency as a function of the input voltage is close to 0 around the MEP for a range wider than the difference between the MEP and the MPTP.

Based on those two points a trade-off solution was reached. The control system initiates at high V_{in} and decreases it by

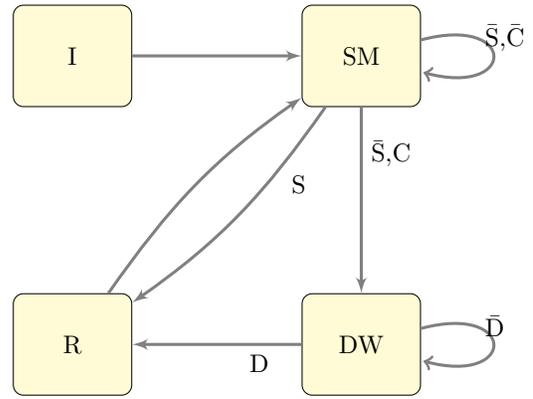


Fig. 7: Implemented State Machine

low steps until the slope in $P_{in}(V_{in})$ becomes lower than a tolerance limit.

In an attempt to increase the overall efficiency, once the system converges to the MEP the voltage adjustment ceases. In this state the control system keeps measuring the power delivered to the *Driver*, if a significant change in the power occurs it means that either the system was shutdown or there was a disturbance in power consumption or relative position. If a shutdown is detected the control system responds rising the voltage to its maximum and starts the MEPT from there. Otherwise, if a disturbance is detected the response is to rise the voltage to the maximum to prevent shutdown but immediately sets the voltage higher but close to the voltage prior to the occurrence of the disturbance and tracks from there saving several control steps.

The described method is shown in Fig. 7, the blocks correspond to Initialization (I), Slope Measurement (SM), Disturbance Wait (DW) and Reset (R). Variables S and C correspond to Shutdown and Convergence respectively whereas $D = S + C + TO$, where TO is Timeout.

Closer attention should be given to the SM block. This block was adjusted via iterative testing. The idea behind this block is to determine convergence to close to 0 slope. Fixing the condition of convergence in terms of μW per mV of adjustment, the control will reduce the input voltage in fixed steps of about 12mV, the system is said to have reached the MEP when the average of the last 5 slopes absolute value becomes lower the condition.

In case of convergence, after the TO is reached, the control will set the input voltage to be 7 steps higher than the convergence voltage, in this manner the system will be able to do 5 steps and calculate the average of the slope counting with 2 extra steps in case of miscalculations.

IV. PROTOTYPE

A **Tx** and a **Rx** board were constructed, of which the picture is shown in Fig. 9 and block diagram in Fig. 8. Each board is placed on an acrylic base which is used to align the antennas and measure the distance between them.

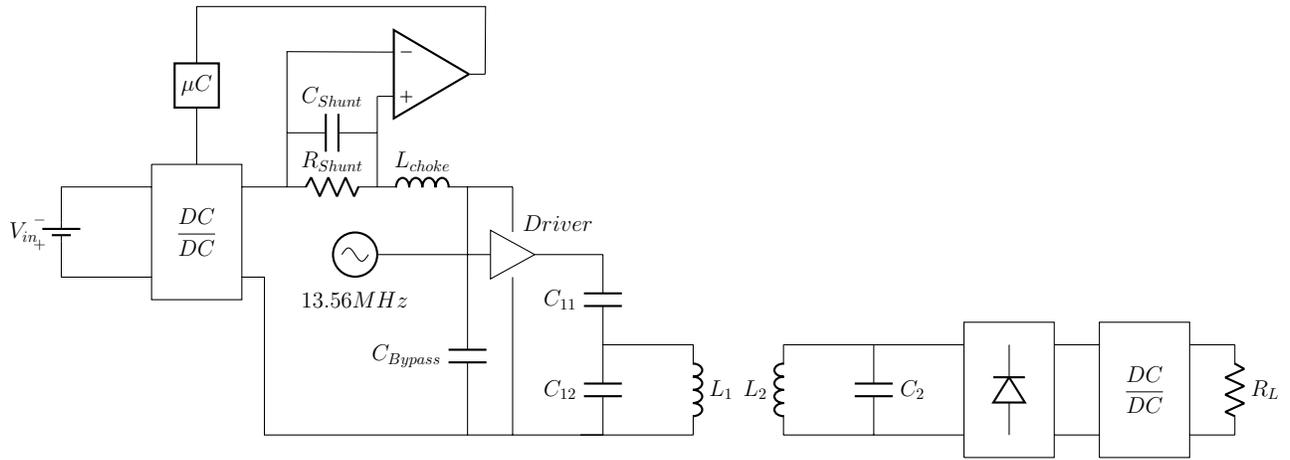


Fig. 8: Block Diagram

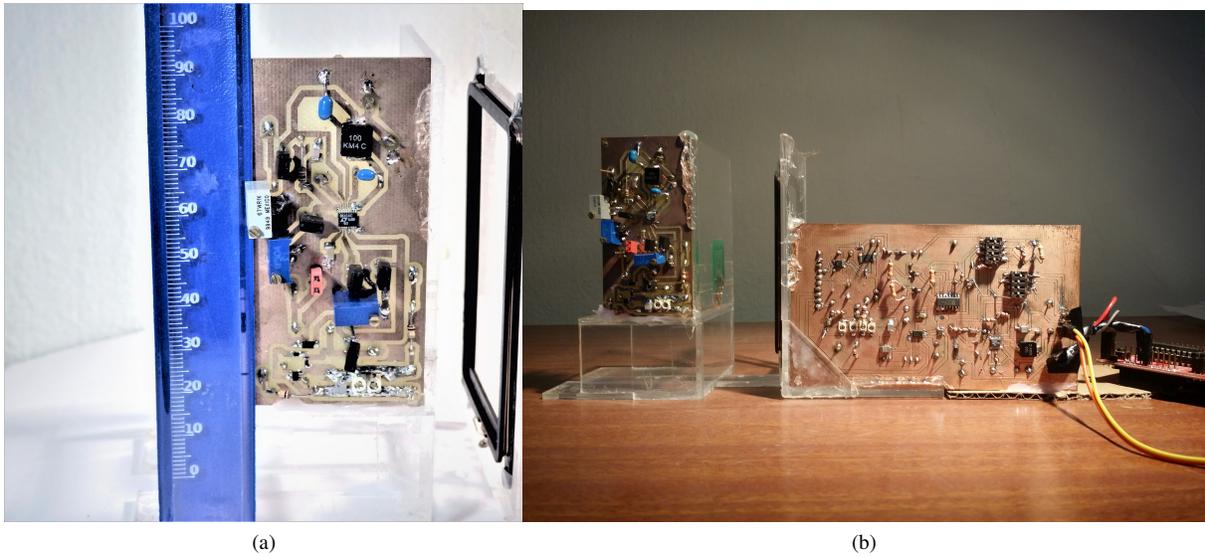


Fig. 9: Prototype

A. Rx

The receiver is exactly as presented in the previous section, a parallel LC tank where the antenna was a *Pulse W7001* with dimensions: 2.5x2.5cm and quality $Q_1 = 49$, a 2-MosFet 2-schottky rectifier with a capacitor of 10uF, and a buck DC-DC converter *Linear LT8610AC* which fixed the voltage at the load at 2.7V. For the load it was used a potentiometer which models the consumption of a given load.

B. Tx

The transmitter was implemented using an antenna *Pulse W7002* with one loop removed resulting in a quality factor of approximately $Q_2 = 95$ and dimensions 95x57cm. The series resonance capacitor C_1 was traded for set of series-parallel capacitors C_{11} and C_{12} whose purpose is to reduced the voltage steps applied to L_1 when the input voltage is

adjusted. The 13.56MHz signal is generated by a half-bridge *Gate Driver* of the family *Intersil ISL5511*.

Power supplied to the *Driver* is sensed by means of a shunt resistor whose voltage is measured with a *Texas Instruments INA226* current monitor, choke inductors and bypass capacitors are needed in order to attenuate the switching noise of the *Driver*. A *Texas Instruments msp430* micro-controller reads the power measurements and sets the corresponding input voltage to the *Driver* by means of a controlled *LTC3622* DC-DC converter. The *Tx* system can be powered by a 9V battery and a 3.3V logic voltage.

V. RESULTS

A. Open Loop

The open loop efficiency is presented in the figures 10,11 and 12 for a load of 7mW, 25mW, and 50mW respectively. As we can see in all figures the efficiency decreases with

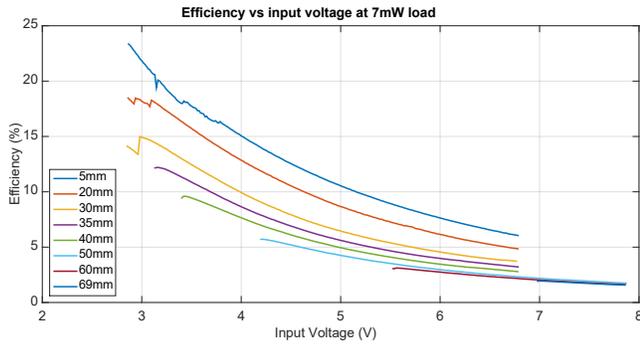


Fig. 10: 7mW load

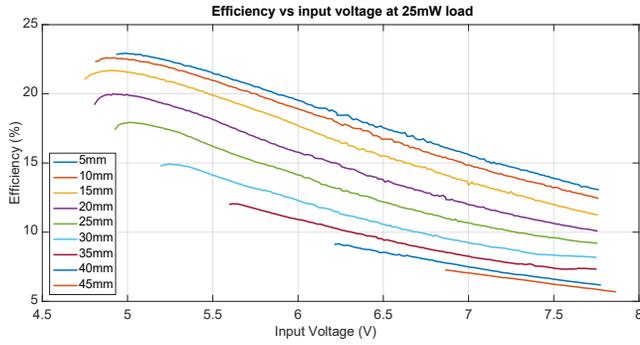


Fig. 11: 25mW load

the distance between transmitter and receiver, because the coupling factor k diminishes as described by equation 1. The curve for each distance is plotted from the maximum input voltage of the transmitter (approximately 8V) to the minimum input voltage in which the system can still provide the demanded load, that voltage corresponds to the system operating at MPT (maximum power transfer).

For low loads as in Fig. 10 the system cannot reach the MEP as the voltage needed is below the minimum input voltage of the **Rx** DC-DC converter. The discontinuities in efficiency of the figure are due to variations in the output voltage of the **Rx** DC-DC converter, not real changes in the system efficiency. This variations are characteristics in the operation of this buck converter at low input voltages.

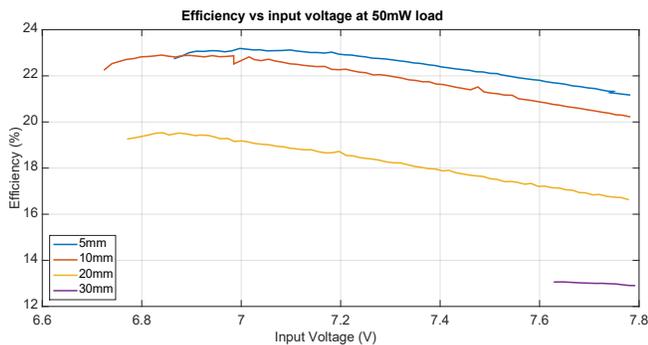


Fig. 12: 50mW load

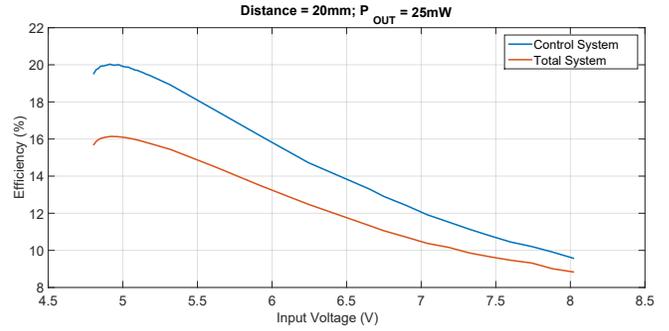


Fig. 13: Control System vs Total at 25mW load

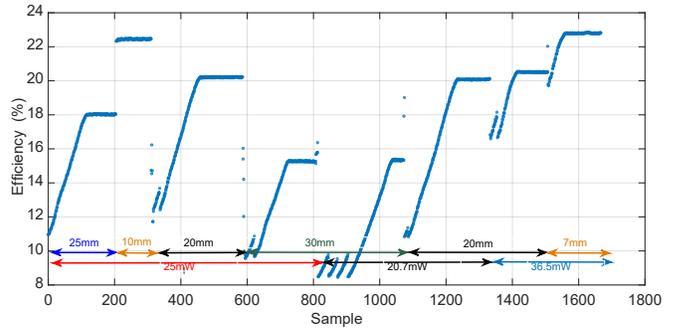


Fig. 14: Efficiency in closed loop operation

For intermediate loads as in Fig. 11 it can be seen that the curves reach a maximum, as long as the distance remains short distances since when k tends to zero, the MEP and MPTP tend to be the same.

For high loads, e.g. 50mW as in Fig. 12, the system can only operate for short distances. In this case, the curves become flatter throughout the short range of input voltages featuring a clear MEP for most of the distances.

Finally in Fig. 13 it is shown the efficiency of the control system sensing the power with the current monitor, versus the efficiency of the complete system, including the **Tx** DC-DC converter and the system's logic components power demand. As the difference in input power between the two cases is almost proportional to the input power of the whole system, the difference in efficiency between the two systems increases as the efficiency increases.

B. Closed Loop

Figure 14 shows the efficiency vs the time for the system operating under the MEPT control loop. The time between each sample is approximately 350ms, the system is considerably slow due to large settling times caused by the rectifier's $10\mu F$ capacitor. In this test the system was submitted to various perturbations in distances and load. When a perturbation is detected a response imposes a high voltage affording to lose efficiency in order to avoid an overload shutdown in **Rx**. Once the system is settled at a high voltage the control proceeds to search for the MEP again.

VI. CONCLUSIONS

The WPT System via inductive coupling implemented is capable of successfully tracking the MEP without communication between transmitter and receiver. The system is capable of powering a load of 20 to 50 milliwatts from a distance of up to 3cm. The tracking mechanism tolerates sudden disturbances in the distance and power consumption of the load. The theoretical efficiency curve of a 2-coil inductive coupling system was successfully observed.

The primary limitations of the system are:

- Being unable to reach MEP for low loads, which can be solved by modifying the matching network of \mathbf{R}_x
- Overall efficiency is low because of using an inefficient half-bridge as generator. Study is needed to determine if it can be replaced with a Class E amplifier or a better designed half-bridge.
- Introducing variable matching networks would increase the load ranges and help to reach MEP.
- The method in which the DC-DC converter of \mathbf{T}_x is controlled, by means of a digital potentiometer, imposes voltage limitations and should be redesigned.

REFERENCES

- [1] A. Pevere, R. Petrella, C. C. Mi, and S. Zhou, "Design of a high efficiency 22 kw wireless power transfer system for evs fast contactless charging stations," *IEEE*, 2014.
- [2] T. Sun, X. Xie, and Z. Wang, *Wireless Power Transfer for Medical Microsystems*. Springer Science+Business Media, 2013.
- [3] P. Pérez-Nicoli and F. Silveira, "Matching networks for maximum efficiency in two and three coil wireless power transfer systems," *VII Latin American Symposium on Circuits and Systems (LASCAS)*, 2016.
- [4] A. Rodríguez-Esteva, M. S. P. Casulo, B. S. Laborde, P. Pérez-Nicoli, and F. Silveira, "Modelling approach for low-frequency strongly coupled magnetic resonance wireless power transfer system," 2015.
- [5] M. Kiani and M. Ghovanloo, "The circuit theory behind coupled-mode magnetic resonance-based wireless power transmission," *IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS*, vol. 59, no. 9, 2012.
- [6] Y. Narusue, Y. Kawahara, and T. Asami, "Maximum efficiency point tracking by input control for a wireless power transfer system with a switching voltage regulator," *IEEE*, 2015.
- [7] T.-D. Yeo, D. Kwon, S.-T. Khang, and J.-W. Yu, "Design of maximum efficiency tracking control scheme for closed-loop wireless power charging system employing series resonant tank," *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 32, no. 1, 2017.
- [8] T. Lee, *Planar Microwave Engineering: A Practical Guide to Theory*. Cambridge University Press, 2004, ch. 4: Impedance Matching.
- [9] D. M. Pozar, *Microwave engineering 4th ed.* Springer Science+Business Media, 2011, ch. 5: Impedance Matching and Tuning.

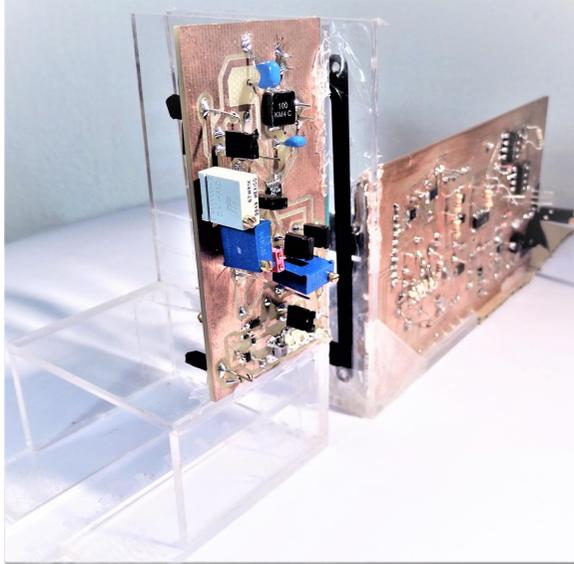
•TIE-MAX: Transferencia Inalámbrica de Energía con Traqueo del Punto de Máxima Eficiencia

Guillermo Flieller
Gonzalo Cuñarro



Características generales

Transferencia Inalámbrica de Energía por Acople Inductivo con Seguimiento del Punto de Máxima Eficiencia: El objetivo de este proyecto es construir un dispositivo capaz de transferir energía de forma inalámbrica, a una frecuencia de 13.56MHz, a dispositivo de consumo variable entre 20mW y 50mW en condiciones de acople cambiante para distancias de hasta 40mm de separación entre las bobinas al tiempo que se sigue el punto de máxima eficiencia.

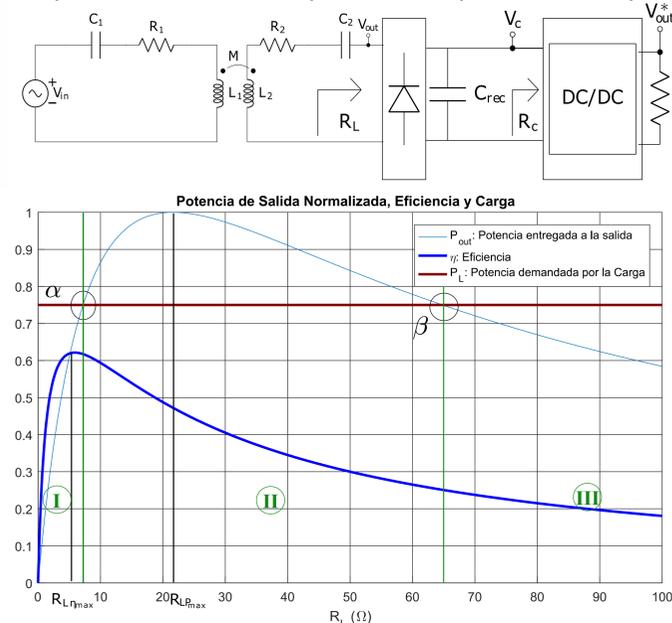


Los primeros sistema de transferencia inalámbrica de energía fueron propuestos a finales del siglo XIX y principios del XX por Nicola Tesla, quien pretendía crear una red a gran escala de torres de transferencia inalámbrica de energía. Luego por décadas no se realizaron avances directos significativos hasta la década de 1970, cuando grupos de estudio del MIT retomaron la temática presentando el primer sistema de transferencia inalámbrico en RF.

En la última década la temática a tomado relevancia nuevamente con el arribo de nuevas tecnologías como dispositivos implantables y dispositivos de IoT. La búsqueda de mejores niveles de eficiencia, mayores distancias y la posibilidad de alimentar tanto grandes consumos del orden de kW como ultrabajos consumos del orden de 100μW, representan los principales puntos de interés actuales. Esta clase de dispositivos es utilizada actualmente para carga de teléfonos celulares, vehículos eléctricos (EVs, en una escala mucho mayor), dispositivos wearables, y dispositivos médicos, este último caso incluye dispositivos implantables donde con WPT se evitan cirugías de remplazo de baterías.

Diseño

Se modelo el sistema en base a Teoría de Carga Reflejada (RLT) como un transmisor resonante acoplado (k) a un receptor también en resonancia. La carga del transmisor, que denominamos R_L , determina la eficiencia del link, como se observa en la gráfica inferior. Dicha carga esta formada por un rectificador de onda completa, compuesto por dos diodos Schottky y dos transistores NMOS y un convertidor DC-DC Buck switcheado, que alimenta el dispositivo. El agregar un convertidor que consume potencia constante resulta en que el sistema deba operar en los puntos dados por la intersección entre la



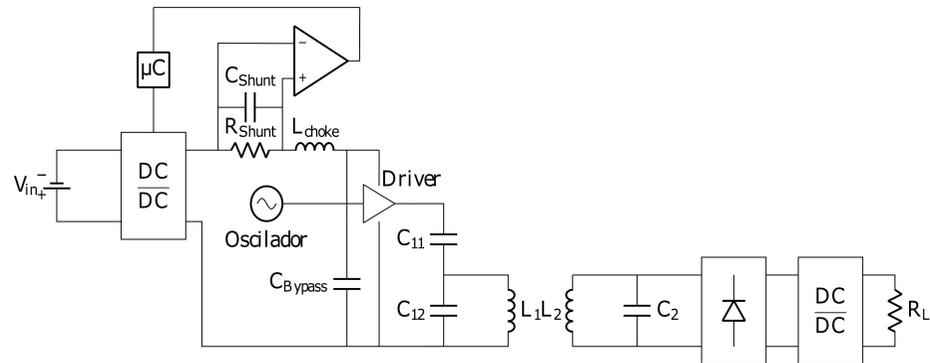
curva de carga constante y la curva de potencia de salida, estos puntos los denominaremos α y β , donde β es estable y α inestable. La estrategia de control consiste en modificar la curva de potencia entrega de forma de modificar α y β , mediante el voltaje de entrada (Input Voltage Control).

$$R_{L\eta max} = R_2 \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2} \quad \left\{ \begin{array}{l} Q_1 = \frac{\omega L_1}{R_1} \\ Q_2 = \frac{\omega L_2}{R_2} \end{array} \right.$$

$$\eta = \frac{k^2 Q_1 Q_2 L}{1 + k^2 Q_1 Q_2 L} \quad \left\{ \begin{array}{l} Q_L = \frac{\omega L_2}{R_L} \\ Q_{2L} = \frac{Q_2 Q_L}{Q_2 + Q_L} \end{array} \right.$$

Dado que trabajando sobre el punto β es imposible alcanzar el máximo de eficiencia del link se introduce una red de adaptación en el secundario que causa una inversión de impedancia vista, esto provoca que los puntos se inviertan y α se vuelva estable. La red se implementa simplemente colocando el capacitor de resonancia del receptor C_2 en paralelo. Por otro lado en el transmisor se divide el capacitor C_1 en dos capacitores de forma de reducir los incrementos de voltaje de entrada y aumentar la precisión.

Prototipo



De forma de estimar la potencia consumida se introdujo un medidor de corriente, que sensa el la caída de voltaje por una resistencia shunt y el voltaje de continua en la borne negativo de dicha resistencia. Este bloque de medida se comunica por I2C con un microprocesador MSP430 que toma decisiones y fija el voltaje de el convertidor DC-DC regulado en la entrada. El voltaje de este convertidor es aplicado sobre el bloque Driver que genera la señal de 13.56MHz, el driver esta compuesto por un half bridge controlado desde una entrada digital por un oscilador.

Resultados

El sistema obtenido es capaz de alcanzar el punto de máxima eficiencia en condiciones desconocidas de acople y consumo vía regulación de voltaje en el transmisor sin necesidad de comunicación con el receptor.

El dispositivo es capaz de responder ante variaciones bruscas en la posición y el consumo de la carga. Se logra mejorar en hasta un 58% la eficiencia del sistema frente a un sistema sin seguimiento.

