

UNIVERSIDAD DE CONCEPCIÓN

FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA



Profesor Patrocinante:

Dr. Pablo E. Aqueveque N.

Informe de Memoria de Título
para optar al título de:

Ingeniero Civil Biomédico

Análisis y Diseño de Sistema de Transferencia Inalámbrica de Energía mediante Enlace Inductivo para Dispositivos Electrónicos Implantables

UNIVERSIDAD DE CONCEPCIÓN
Facultad de Ingeniería
Departamento de Ingeniería Eléctrica

Profesor Patrocinante:
Dr. Pablo E. Aqueveque N.

Análisis y Diseño de Sistema de Transferencia Inalámbrica de Energía mediante Enlace Inductivo para Dispositivos Electrónicos Implantables

Marcial Gabriel Sáez Leiva

Informe de Memoria de Título
para optar al Título de

Ingeniero Civil Biomédico

Enero 2012

Resumen

En este informe se presenta el análisis y diseño de un sistema de Transferencia Inalámbrica de Energía, enfocado principalmente en aplicaciones biomédicas, como son los dispositivos electrónicos implantables. Se hace una revisión del marco teórico en que se encuentra inmerso, las posibles aplicaciones que posee, y las etapas que lo conforman. Se realizó una revisión de la teoría de Electromagnetismo, Resonancia de circuitos LC, y de la amplificación de potencia a altas frecuencias, como también las propiedades de los materiales ante los campos electromagnéticos, y la normativa existente que dicta los límites de campos eléctricos y magnéticos en aplicaciones biológicas, para así contar con los conocimientos necesarios para obtener un diseño acorde a los resultados esperados.

Una vez revisados los conceptos esenciales de la teoría, se procede a diseñar cada una de las etapas del sistema, y comprobar su funcionamiento a través simulaciones computacionales, mediante el uso de los Software Multisim, y COMSOL, para después, construir un prototipo del sistema, y comprobar el funcionamiento del sistema con componentes reales.

Finalmente, se realizan mediciones de cada etapa del sistema, para compararlas con los resultados obtenidos mediante las simulaciones, y luego se modifican ciertos parámetros del sistema, para ver empíricamente cómo influyen en el sistema. Entre estos parámetros se encuentra el número de vueltas de las bobinas, el voltaje de alimentación del amplificador de poder, y la distancia axial y radial entre los bobinados primarios y secundarios.

Agradecimientos

A mis padres y a mi hermano, por el gran apoyo que siempre me han dado, y el amor incondicional que siempre me han brindado. Gracias por enseñarme que con esfuerzo y dedicación todo es posible.

A mi profesor patrocinante Pablo Aqueveque, por su gran ayuda durante todo el proceso de este trabajo, y por entregarme las herramientas teóricas para lograr desarrollar esta memoria de título con éxito. Gracias por darme el tiempo de ayudarme en cada uno de los problemas que se me presentaron en el camino, por pequeños que fuesen, eso definitivamente permitió llegar al resultado final que se esperaba de este trabajo. Agradezco a mi jefe de carrera, profesor Esteban Pino, por las sugerencias e ideas que me dio para desarrollar este proyecto de mejor forma.

También agradezco a mi compañero y amigo Rodrigo Rosales, por trabajar en conjunto conmigo en este gran proyecto, que estoy seguro será el primero de muchos más que vendrán por delante.

Finalmente, agradezco a todos mis amigos, familiares y compañeros de universidad, por el apoyo que me han dado todo este tiempo, y por la gran confianza que han tenido en mi trabajo. Muchas gracias por todas sus palabras, consejos, sugerencias, y apoyo incondicional. Gracias por creer en mis capacidades, eso me dio las energías para seguir adelante.

Tabla de Contenidos

NOMENCLATURA.....	VII
ABREVIACIONES.....	VIII
CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN	9
1.1. ESTADO DEL ARTE.....	9
1.2. HIPÓTESIS DE TRABAJO	13
1.3. OBJETIVOS.....	13
1.3.1 <i>Objetivo General</i>	13
1.3.2 <i>Objetivos Específicos</i>	13
1.4. ALCANCES Y LIMITACIONES	14
1.5. TEMARIO.....	14
1.6. APLICACIONES DE TRANSFERENCIA INALÁMBRICA DE ENERGÍA A TRAVÉS DEL CUERPO PARA BAJAS POTENCIAS	15
1.6.1 <i>Estimuladores de Médula Espinal</i>	15
1.6.2 <i>Medición de Electrocardiograma (ECG)</i>	16
1.6.3 <i>Sistemas de Grabación de Señales Neurológicas</i>	17
1.6.4 <i>Estimulación Neuronal</i>	17
1.6.5 <i>Implante de Retina</i>	19
1.6.6 <i>Monitoreo Continuo de Glucosa en la Sangre</i>	19
1.6.7 <i>Implante Coclear</i>	20
1.6.8 <i>Implante Cortical Visual</i>	21
1.7. APLICACIONES DE TRANSFERENCIA INALÁMBRICA DE ENERGÍA A TRAVÉS DEL CUERPO PARA ALTAS POTENCIAS.....	22
1.7.1 <i>Corazón Artificial</i>	22
1.7.2 <i>Marcapasos Cardíacos Artificiales</i>	23
1.7.3 <i>Desfibriladores Automáticos Implantables</i>	24
1.7.4 <i>Bombas de Asistencia Cardíaca</i>	24
CAPÍTULO 2. CONCEPTOS BÁSICOS DE CAMPOS ELÉCTRICOS Y MAGNÉTICOS Y NORMATIVA EXISTENTE.....	26
2.1. CONCEPTOS BÁSICOS DE CAMPOS ELÉCTRICOS Y MAGNÉTICOS	26
2.1.1 <i>Campos Eléctricos y Magnéticos</i>	26
2.1.2 <i>Ecuaciones de Maxwell</i>	28
2.1.3 <i>Interacción de los Campos Eléctricos y Magnéticos con los Tejidos Biológicos</i>	29
2.2. MATERIALES CON PÉRDIDAS Y MATERIALES SIN PÉRDIDAS.....	31
2.2.1 <i>Propiedades de ondas en materiales con y sin pérdidas</i>	31
2.2.2 <i>Condiciones de Frontera para materiales con y sin pérdidas</i>	32
2.3. ABSORCIÓN DE ENERGÍA	33
2.3.1 <i>Índices de Absorción de Energía</i>	34
2.3.2 <i>Efectos Biológicos de la Radiación RF</i>	36
2.4. ESTÁNDARES Y REGULACIONES.....	38
2.4.1 <i>Estándares IEEE</i>	38
CAPÍTULO 3. DISEÑO DE SISTEMA DE TRANSFERENCIA INALÁMBRICA DE ENERGÍA MEDIANTE ENLACE INDUCTIVO.....	42
3.1. FUNDAMENTO TEÓRICO DE LA TRANSFERENCIA INALÁMBRICA DE ENERGÍA MEDIANTE ENLACE INDUCTIVO	42
3.1.1 <i>Inductancia Propia (L)</i>	44
3.1.2 <i>Inductancia Mutua (M)</i>	45
3.1.3 <i>Resistencia Equivalente Serie (ESR)</i>	46
3.1.4 <i>Factor de Calidad (Q)</i>	47
3.1.5 <i>Resonancia de un Circuito</i>	49
3.2. DISEÑO DE AMPLIFICADOR DE PODER DE ALTA POTENCIA.....	52
3.2.1 <i>Amplificadores Lineales</i>	52

3.2.2	<i>Amplificadores de Conmutación</i>	53
3.2.3	<i>Diseño del Amplificador de Poder Clase D</i>	56
3.2.4	<i>Simulaciones de las distintas Etapas del Amplificador Clase D</i>	57
3.3.	DISEÑO DEL ENLACE INDUCTIVO.....	61
3.3.1	<i>Transformadores en Aplicaciones sin Contacto</i>	61
3.3.2	<i>Coefficiente de Acoplamiento (k)</i>	64
3.3.3	<i>Topología del Enlace Inductivo</i>	66
3.3.4	<i>Análisis de la Resonancia del Enlace Inductivo</i>	69
3.3.5	<i>Simulación Computacional de Campos Eléctricos y Magnéticos producidos por el Enlace Inductivo</i> ...	72
3.4.	DISEÑO DEL RECTIFICADOR DE ALTA FRECUENCIA.....	78
3.4.1	<i>Rectificador de Media Onda</i>	78
3.4.2	<i>Rectificador de Onda Completa</i>	79
3.4.3	<i>Filtrado de la Salida del Rectificador</i>	80
3.4.4	<i>Simulación del Rectificador Implementado</i>	81
CAPÍTULO 4. CONSTRUCCIÓN DE PROTOTIPO Y RESULTADOS EXPERIMENTALES		83
4.1.	CONSTRUCCIÓN DE AMPLIFICADOR CLASE D.....	83
4.1.1	<i>Diseño de Placa Electrónica del Amplificador Clase D</i>	84
4.1.2	<i>Diseño de Placa del Oscilador de 1 MHz</i>	86
4.2.	CONSTRUCCIÓN DE LAS BOBINAS	86
4.2.1	<i>Elaboración de Bobinas para Circuito Primario y Secundario</i>	86
4.2.2	<i>Diseño y Construcción de Placas para Circuitos Resonantes</i>	88
4.2.3	<i>Construcción de Rectificador de Media Onda de Alta Frecuencia</i>	90
4.2.4	<i>Construcción de Soporte para realizar Mediciones</i>	90
4.3.	MEDICIÓN DE SEÑALES EN LOS CIRCUITOS IMPLEMENTADOS.....	91
4.3.1	<i>Medición de Señales en Circuito Primario</i>	91
4.3.2	<i>Medición de Señales en Circuito Secundario</i>	95
4.4.	MEDICIÓN DE VOLTAJE EN LA CARGA A DISTINTAS DISTANCIAS AXIALES Y RADIALES ENTRE BOBINADOS	97
CAPÍTULO 5. CONCLUSIONES		105
5.1.	CONCLUSIONES.....	105
5.2.	TRABAJO FUTURO.....	106
BIBLIOGRAFÍA.....		107

Nomenclatura

ε	: Permisividad Eléctrica
η	: Eficiencia del Enlace
λ	: Longitud de Onda
μ	: Permeabilidad Magnética
ρ	: Densidad de Carga Libre
σ	: Conductividad Eléctrica
Φ	: Flujo Magnético
ω	: Frecuencia Angular ($2\pi f$)
ω_0	: Frecuencia Angular de Resonancia Propia de un Tanque LC
B	: Densidad de Flujo Magnético
C	: Capacitancia
D	: Densidad de Flujo Eléctrico
d	: Distancia
E	: Intensidad de Campo Eléctrico
f	: Frecuencia
H	: Intensidad de Campo Magnético
i	: Corriente en el Dominio del Tiempo
J	: Densidad de Corriente de Conducción
J_0	: Función de Bessel de Orden Cero
J_1	: Función de Bessel de Orden Uno
k	: Coeficiente de Acoplamiento
L	: Inductancia Propia
L_0	: Inductancia Propia Equivalente a una vuelta
L'	: Inductancia Propia Efectiva de una red LRC
M	: Inductancia Mutua
M_0	: Inductancia Mutua Equivalente a una vuelta
N	: Número de vueltas de una Bobina
P	: Potencia
Q	: Factor de Calidad
R	: Resistencia
R_0	: Resistencia Equivalente a una vuelta
R'	: Resistencia Serie Efectiva de una red LRC
V	: Voltaje o Potencial Eléctrico

Abreviaciones

Mayúsculas

BR	: Restricción Básica (Basic Restriction)
ECG	: Electrocardiograma
EM	: Electromagnético
EMI	: Interferencia Electromagnética
ESR	: Resistencia Serie Equivalente
ICNIRP	: International Commission on Non-Ionising Radiation Protection
ISM	: Industrial-Scientific-Medical
MPE	: Exposición Máxima Permisible (Maximum Permissible Exposition)
PCB	: Printed Circuit Board
RF	: Radio Frecuencia
SA	: Absorción Específica
SAR	: Razón de Absorción Específica
SCS	: Estimulación de Medula Espinal (Spinal Cord Stimulation)
TAH	: Corazón Artificial Total (Totally Artificial Heart)
VAD	: Dispositivo de Asistencia Ventricular (Ventricular Assistant Device)



Minúsculas

emf	: Fuerza Electromotriz
c.c.	: Corriente continua (en Inglés es d.c.).
c.a.	: Corriente alterna (en Inglés es a.c.).

Capítulo 1. Introducción

1.1. Estado del Arte

La transferencia inalámbrica de energía tuvo sus inicios a comienzos del siglo XIX, con una serie de sucesos y descubrimientos que permitieron entenderla y aplicarla. Primero fue el establecimiento de la Ley de Ampere, descubierta por André-Marie Ampere, que relaciona un campo magnético estático con la causa que la produce, es decir, una corriente eléctrica estacionaria [1]. Luego, Michael Faraday descubre la inducción electromagnética, y se establece la Ley de Inducción magnética de Faraday, que menciona que el voltaje inducido en un circuito cerrado es directamente proporcional a la rapidez con que cambia en el tiempo el flujo magnético que atraviesa una superficie cualquiera [2]. Después, James Clerk Maxwell, sintetiza las observaciones, experimentos y ecuaciones referidas a la electricidad y magnetismo anteriores en una teoría única, conocida como las Ecuaciones de Maxwell, que modelan la radiación electromagnética [3]. Más tarde, Maxwell desarrolla la fórmula de Inductancia Mutua entre dos filamentos, que permite comenzar con los cálculos de inductancia [4].

Un hito trascendental fue en 1891, cuando Nikola Tesla realiza la patente que lleva como nombre “System of Electric Lighting”, en donde se utiliza un transformador de radio-frecuencia capaz de excitar una antena para emitir radiación electromagnética, mediante el uso de una corriente de alta frecuencia, y un alto potencial, convirtiéndose en la primera aparición de una alimentación de corriente de RF capaz de excitar una antena para emitir potente radiación electromagnética [5]. Luego, Nikola Tesla inventó la llamada Bobina de Tesla [6], y después realizó la patente llamada “System of Transmission of Electrical Energy”, la que es comúnmente referida como la Patente de Radio. Constituye transmisión inalámbrica de poder eléctrico a través de un medio natural [7].

La transferencia inalámbrica de energía consta de dos partes, un circuito primario, compuesto por un oscilador, un amplificador, y una bobina, y un circuito secundario, compuesto por una bobina secundaria. Al hacer circular una corriente eléctrica alterna, y de alta frecuencia a través del circuito primario, se genera un campo magnético fluctuante que induce un voltaje en el circuito secundario, logrando de esta forma la transferencia de potencia a través del medio. Con el pasar del tiempo, se comenzó a ver el potencial que podría tener el acoplamiento inductivo entre circuitos

emisores y receptores, en donde se consideró la posibilidad de sintonizar y acoplar circuitos a través de una reactancia pura, y a través de impedancias complejas [8]. Además, se descubrió que la impedancia vista en un circuito receptor aparecerá en el circuito transmisor como una impedancia serie [9], y se describieron ecuaciones sobre la característica de filtro pasa banda que poseen los circuitos cuando sus bobinas son sintonizadas [10].

De forma paralela, en el Karolinska Institute de Suecia, en el año 1958, se realiza el primer dispositivo médico implantable, donde se implantó un marcapasos en el músculo cardíaco de un paciente, que recibía su alimentación a través de cables que pasaban a través de la piel, desde el exterior al interior del cuerpo. Esto generaba una posible vía de infecciones, además de ser estéticamente desagradable para el paciente, sin contar con la incomodidad por el tamaño del dispositivo.

La investigación sobre la transferencia continuó. Es así como en el año 1961, se muestra que al conectar condensadores en serie a la bobina, de tal forma que las reactancias de ambas fueran anuladas, es decir, sintonizándolas, mejoraba la tolerancia al desplazamiento, y también la eficiencia [12]; además, en el año 1971 se confeccionaron curvas, que fueron computadas numéricamente para considerar la variación del coeficiente de acoplamiento entre el primario y el secundario, a distintos desplazamientos [13]. Luego, se expuso la posibilidad de usar resonancia tanto en el circuito primario como en el secundario, para generar una amplitud de voltaje constante en el lado secundario [14].

En el año 1979, se desarrolló un implante estimulador de nervios, que poseía treinta y dos electrodos, y tenía la particularidad de usar sólo dos canales, uno para la transmisión de información sobre la estimulación, y otro para la sincronización y alimentación de poder, permitiendo reducir el tamaño del dispositivo, al no tener que contar con un sistema de transmisión para cada electrodo [15].

En la década de los ochenta, existió un gran crecimiento en la investigación sobre la transferencia inalámbrica de potencia, en donde se estableció que al sintonizar el circuito secundario usando una conexión paralela de condensadores, mejoraba la tolerancia al desplazamiento y la eficiencia, comparado con la ausencia de la misma [16]. Además, se determinaron ecuaciones que

relacionan la eficiencia y la función de transferencia de voltaje con el coeficiente de acoplamiento (k). Si ambos circuitos están sintonizados, un máximo de voltaje secundario ocurre a un valor específico de k , que es el coeficiente de acoplamiento crítico (k_{crit}). Cerca de este máximo, el voltaje en el secundario será menos sensible a cambios de k , por lo que debe ser cercano a k_{crit} . Esto produce mayor tolerancia al desplazamiento y buena eficiencia. Otro factor que favorece a una buena tolerancia a la posición de los bobinados es mediante una razonable elección de diámetros [17]. Se estableció que trabajar a k_{crit} da la mayor tolerancia al desplazamiento, cuando se desea un voltaje en el secundario constante, y además, cuando el rango de variación de k es muy pequeño, es posible insertar un regulador de voltaje entre el receptor y la carga, lo que permite truncar el voltaje máximo, aumentando el rango de k donde el voltaje en el secundario es constante [18]. Es así como surgió la posibilidad de regular el voltaje en el circuito secundario, la cual puede ser una regulación en el sistema externo, o en el sistema implantado [19].

Con respecto al diseño de los bobinados, si se construye un bobinado secundario más pequeño que el bobinado primario, reduce la eficiencia, pero permite que el k sea más insensible a cambios laterales de desplazamiento [20]. Luego, se presenta que es posible mejorar tolerancia al desplazamiento de los bobinados si se provee realimentación en el transmisor sobre el voltaje en el secundario [21].

Al aplicar la transferencia inalámbrica de energía en dispositivos médicos implantables, se estableció que permite evitar las infecciones, irritaciones, y riesgos provocados por cables a través de la piel, pero la separación típica de los bobinados primario y secundario fluctúa entre 10 o 20 mm dependiendo de la ubicación en el cuerpo y de la anatomía del paciente, reduciéndose la eficiencia del acoplamiento [22].

Después, en la década de los noventa, se trataron temas relacionados a aplicaciones de potencia, como los corazones artificiales, los cuales funcionan entre 10W a 60W, en donde una posibilidad es usar núcleos magnéticos para aumentar el coeficiente de acoplamiento [23]. Además se propuso el uso de métodos de modulación de carga conocidos como LSK (Load-Shift Keying) para la transmisión de datos mediante un método denominado *Passive Back Telemetry*. Se altera la impedancia vista por el primer bobinado, debido a la modificación de la impedancia mutua entre ambos bobinados [24]. Se estudió también el caso de las estructuras magnéticas planares, en vez de

las usuales formas circulares de los bobinados con radio constante, calculando la inductancia propia y mutua que poseían [25]. El análisis de acoplamiento es más difícil para los bobinados con forma de espiral, pero permiten una reducción en el tamaño de los mismos. Además, la distancia entre los bobinados determina el tamaño geométrico mínimo, para mayor eficiencia. Si el acoplamiento es bajo, se necesita mayor corriente en el circuito primario para producir la misma salida en el bobinado secundario, por lo que se desperdicia mayor poder en el primario debido a las pérdidas de potencia [26].

Considerando los parámetros dentro del cuerpo, el valor de la potencia necesaria para entregar al circuito secundario es dependiente de la aplicación específica. Un ejemplo de esto es el corazón, el cual requiere de un poder de 15W en reposo, y 35W bajo condiciones de ejercicio [27]. En el caso de dispositivos que realizan mediciones de parámetros fisiológicos, se ha comprobado que existe una menor perturbación al realizar esta clase de medidas mediante implantes en el interior del cuerpo [28]. Es por esto que es primordial la biocompatibilidad de los elementos implantados en el cuerpo, que en este caso, constituyen el bobinado secundario, que puede ser hecho de oro, platino, entre otros, y la circuitería involucrada.

Se ha analizado también el aspecto de la frecuencia a usar en la transmisión inalámbrica, la cual debe cumplir con la Banda ISM [29], en donde se establece un margen de frecuencia posible de utilizar, considerando parámetros, como la densidad de poder máxima permitida dentro del cuerpo para evitar daño tisular ($< 80\text{mW}/\text{cm}^2$) [30].

En esta última década, se han realizado estudios referentes a diversos aspectos de la transferencia inalámbrica de energía, como por ejemplo, estrategias de control para regular el flujo de poder desde el circuito primario [31]; estudios de dispositivos de monitoreo de electrocardiograma mediante alimentación inductiva de poder [32]; análisis de distintas opciones para la transmisión de energía y datos, ya sea a través de un par único de bobinados [32], o mediante el uso de pares separados de bobinados para cada función [33]; optimización de parámetros de diseño del sistema mediante un entendimiento de los parámetros elementales, como el radio del receptor, frecuencia portadora, número de vueltas de los bobinados, o ubicación del implante [34]; análisis de las seis posibles topologías de circuito primario y secundario, considerando la resonancia

serie y paralelo en uno de ellos o en ambos, mostrando que la configuración serie en el primario y paralela en el secundario es la que presenta mejores resultados [35], entre otros estudios.

Al ver este desarrollo a través del tiempo, es posible apreciar las proyecciones que existen en esta área, debido a la necesidad creciente de dispositivos médicos implantables, por lo que se esperan mayores adelantos en aspectos como eficiencia, tolerancia al desplazamiento, minimización de disipación de potencia en el interior del cuerpo, maximización de transferencia de potencia, y regulación del voltaje entregado al circuito secundario, el cual es de gran importancia para aplicaciones que necesitan de un voltaje constante, como en el caso de alimentación de dispositivos electrónicos en el interior del cuerpo.

1.2. Hipótesis de Trabajo

Analizar, diseñar y construir un Enlace Inductivo, para transferir energía de forma inalámbrica para energizar dispositivos biomédicos implantables.



1.3. Objetivos

1.3.1 Objetivo General

Definir Estudiar y analizar un sistema de alimentación inalámbrica basado en enlace inductivo para dispositivos electrónicos implantables de baja potencia.

1.3.2 Objetivos Específicos

- Estudiar, analizar y diseñar un enlace inductivo para alimentación de implantes electrónicos.
- Simular computacionalmente el enlace inductivo y sus sistemas electrónicos.
- Contrastar los resultados experimentales con los obtenidos mediante simulación computacional
- Evaluar el sistema a distintas distancias entre bobinados, tanto axiales como radiales.

1.4. Alcances y Limitaciones

Debido a la ausencia de equipamiento e instrumental necesario para medir los campos eléctricos y magnéticos producidos por el enlace inductivo del prototipo implementado, las simulaciones realizadas son de gran importancia, para conocer los valores producidos, y así, comprobar el cumplimiento de la normativa existente.

Se simuló los campos eléctricos y magnéticos producidos por la bobina primaria, para conocer sus valores máximos, y así, comprobar el cumplimiento de la normativa existente.

1.5. Temario

Este trabajo se estructura en cinco capítulos. El primer capítulo es una introducción al tema, en donde se hace un estado del arte, se definen los objetivos, alcances, limitaciones del trabajo, y las aplicaciones que posee la transferencia inalámbrica de energía en dispositivos electrónicos implantables, tanto de baja como de alta potencia. En el segundo capítulo se hace una breve reseña sobre los principales conceptos teóricos de campos eléctricos y magnéticos, propiedades de los distintos materiales ante los campos, y se estudia la normativa existente sobre límites de campos eléctricos y magnéticos sobre el cuerpo, para así contemplarlas en el diseño del sistema. El tercer capítulo se enfoca principalmente en el diseño de cada una de las etapas que conforman el sistema, en donde se menciona primero una breve reseña teórica de los conceptos involucrados en cada etapa, para luego enfocarse directamente en el diseño usado. Además, en este capítulo se muestran las simulaciones computacionales de cada una de las etapas del sistema, para comprobar su correcto funcionamiento. El cuarto capítulo es sobre la construcción del prototipo, y las mediciones realizadas en cada una de las etapas, para compararlas con los resultados obtenidos experimentalmente, y además, observar cómo se comporta el sistema ante distintas condiciones. Finalmente, en el quinto capítulo se expone las conclusiones obtenidas, y el trabajo futuro en este tema.

1.6. Aplicaciones de Transferencia Inalámbrica de Energía a través del cuerpo para Bajas Potencias

Desde mediados del siglo XX han sido desarrollado diversos dispositivos implantables que permiten de alguna forma mejorar la calidad de vida del paciente, ya sea a través de la monitorización, la estimulación, o el reemplazo de algún órgano. Sin embargo, estos dispositivos tienen en común la necesidad de poseer una fuente de energía que les permita funcionar. Esta fuente en sus inicios iba en el exterior del cuerpo, y entregaba su energía a través de cables que pasaban a través de la piel, con todo el riesgo de infección que esto involucra, además de la incomodidad que genera. Luego se desarrollaron en conjunto con baterías implantables, pero éstas tenían el problema de que debían ser repuestas una vez que su vida útil haya finalizado, llevando a cirugía al paciente cada vez que necesitara el cambio de las mismas [42].

Es por esto que se desarrolló la transferencia inalámbrica de potencia a través de inducción magnética, la cual ha sido usada en una gran variedad de dispositivos, de diversas aplicaciones y demanda energética, por lo que pueden ser diferenciados por dos grandes grupos: Aplicaciones de Baja Potencia y aplicaciones de Alta Potencia.

Las aplicaciones de Baja Potencia son aquellas que requieren un suministro de energía del orden de los mili Watts. En esta categoría es posible encontrar las siguientes aplicaciones:

1.6.1 Estimuladores de Médula Espinal

Esta técnica conocida en inglés como Spinal Cord Stimulation (SCS), es usada para estimular alguna zona de la médula espinal del cuerpo. Un caso específico es la estimulación del cuerno dorsal de la médula espinal, la cual posee un mecanismo neurológico análogo a una compuerta [36]. Cuando esta compuerta se abre por un voltaje mayor que un voltaje umbral, las células neuronales son excitadas en el cuerno dorsal para transmitir señales de dolor a través de células de transmisión (Células T), hacia el cerebro. En contraste, el camino de las señales de dolor a través de las fibras neuronales es bloqueado cuando la compuerta es cerrada. De esta forma, la sensación de dolor es reducida a través de la teoría de control de la compuerta. Este método ayuda para tratar el dolor neuropático crónico. En la Figura 1.1 es posible ver la configuración del sistema SCS y sus partes.

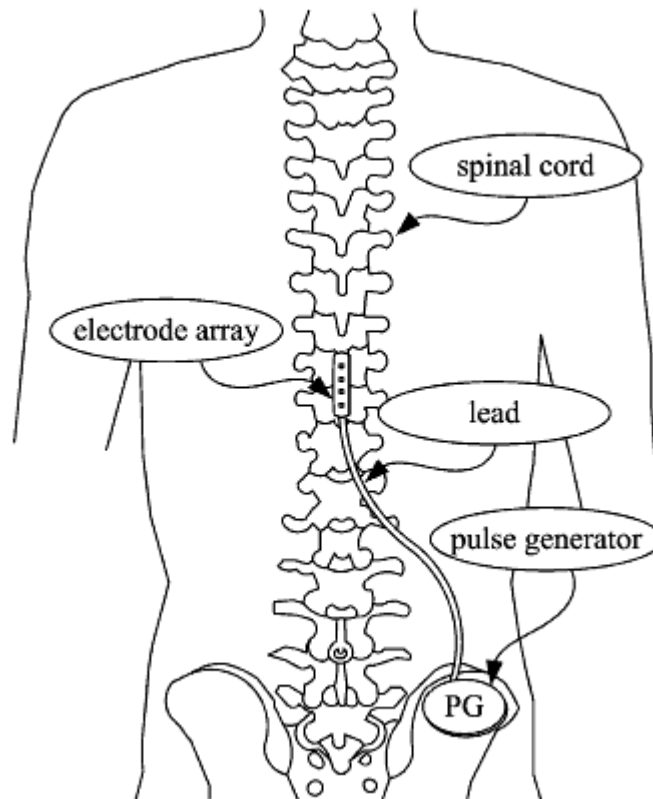


Figura 1.1. Configuración y partes de un SCS [36].

1.6.2 Medición de Electrocardiograma (ECG)

Con la implantación, se puede minimizar la perturbación que el dispositivo electrónico añade a la medición, como son artefactos debido al movimiento o interferencia de la línea de poder acoplada a los cables de medición. Esto es permitido gracias a la implantación del sensor y el uso de transmisión inalámbrica de energía y de datos. El uso de estos dispositivos implantables activos se ha incrementado y estudios clínicos recientes han mostrado su eficiencia y utilidad en la detección de varias arritmias cardíacas y patrones de ECG [37] [38] [39]. Es posible obtener nueva información al usar esta clase de implantes, debido a que es posible colocar los electrodos de ECG más cerca del corazón, permitiendo un monitoreo más preciso y focalizado en una región más pequeña, facilitando una mayor cantidad de métodos efectivos de tratamiento dirigidos a áreas específicas de tejido cardíaco, en vez de todo el corazón [31].

1.6.3 Sistemas de Grabación de Señales Neurológicas

En las últimas décadas, neurocientíficos y clínicos han comenzado a usar rejillas de multielectrodos implantables, para observar la actividad simultánea de varias neuronas en el cerebro. A través de la observación de los potenciales de acción o “spikes” de varias neuronas en una cierta región del cerebro es posible recopilar suficiente información para predecir trayectorias de las manos en tiempo real durante la realización de alguna tarea [40]. Los datos son grabados a través de rejillas de multielectrodos (Figura 1.2) implantados usando paquetes de cables finos y conectores montados en la cabeza; toda la electrónica para la amplificación y la grabación es externa al cuerpo, efectuando la transmisión de datos hacia el exterior del cuerpo de forma inalámbrica, lo que requiere de una digitalización de las señales neuronales medidas por cada electrodo. Estos circuitos deben ser alimentados de forma inalámbrica, ya que baterías recargables son grandes y poseen una vida limitada. La operación a baja potencia en estos casos es de gran importancia ($< 100 \text{ mW}$), debido a que una elevada disipación de temperatura en la electrónica implantada puede producir la muerte de las neuronas [41].

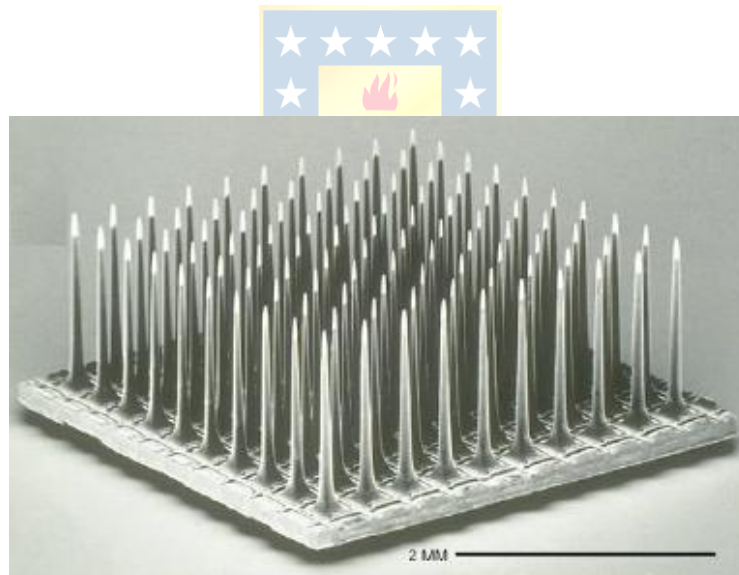


Figura 1.2. Arreglo de Multielectrodos [41].

1.6.4 Estimulación Neuronal

La estimulación ocurre cuando hay un intercambio de carga en un electrodo, creando una reacción de oxidación-reducción en la interfase conformada por el tejido y el electrodo. Con el objetivo de reducir la corrosión del electrodo o la muerte celular, no se debe transferir carga neta

desde el electrodo al tejido. Dos factores son los más importantes para asegurar el balance de carga y son el tipo de estimulación usada y una metodología de balance de carga.

Múltiples técnicas de estimulación y formas de onda han sido usadas para producir la carga necesaria para reclutar la respuesta motora. Algunas de estas técnicas de estimulación incluyen estimulación controlada por voltaje, conocida en inglés como voltaje-controlled stimulation (VCS) [42], [43], carga constante o estimulación conmutada por capacitancia, conocida en inglés como switched-capacitor stimulation (SCS) [44], [52] y estimulación de corriente constante, conocida en inglés como constant-current stimulation (CCS) [46], [47]. Es posible encontrar estimuladores neurales de hasta 100 canales en un chip como el mostrado en la Figura 1.3 [48]. En esta figura se presenta un chip de estimulación neuronal inalámbrico real.

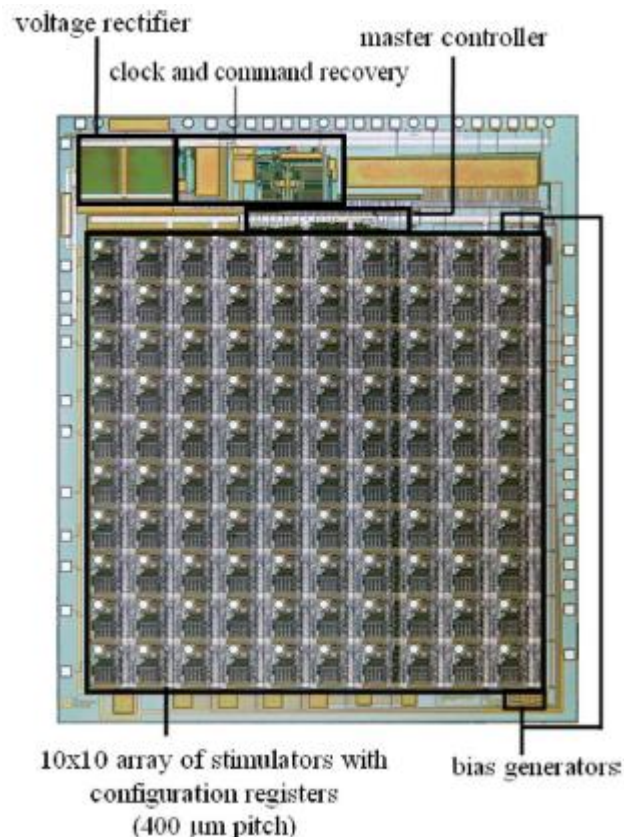


Figura 1.3. Microfotografía de $4.6 \times 5.4 \text{ mm}^2$ de un chip de estimulación neuronal inalámbrico INIS, fabricado mediante un proceso comercial de $2\text{p}3\text{M BiCMOS } 0.6 \mu\text{m}$ [48].

1.6.5 Implante de Retina

Se usan para generar pulsos de corriente bifásica para estimular la capa retinal a través de electrodos que son parte de un implante prostético retinal, usados para casos como pacientes ciegos afectados por retinitis pigmentosa (RP), y degeneración macular relacionada con la edad, conocida en inglés como age-related macular degeneration (AMD), las cuales son causas de ceguera que afectan a un gran número de personas y resultan en una pérdida profunda de la visión a través de degeneración de los sensores de luz de las células fotorreceptoras [49]. Se han desarrollado una serie de proyectos de prótesis retinales a través de dos acercamientos, epi-retinal y sub-retinal [50], [51]. En el caso de la prótesis epi-retinal, el dispositivo es unido a la superficie interna de la retina (Figura 1.4), mientras que la prótesis sub-retinal se ubica en un espacio entre la retina neurosensorial y el pigmento del epitelio de la retina. En ambos métodos, las neuronas de la retina son estimuladas eléctricamente, lo que hace un bypass de los fotorreceptores dañados, creando una excitación visual [52].

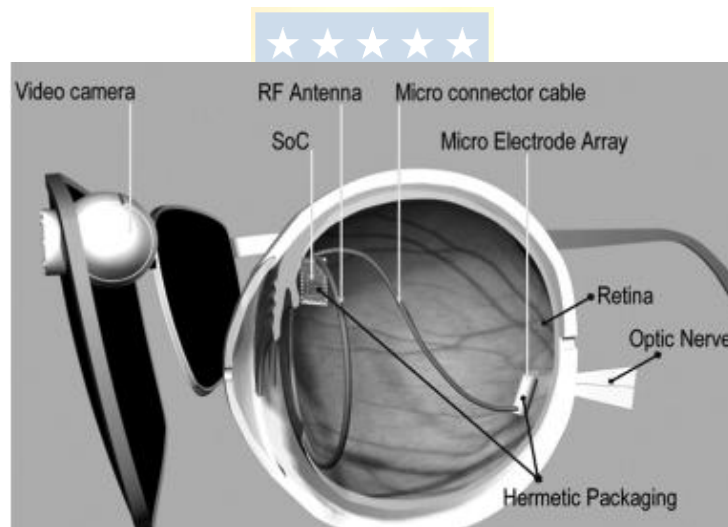


Figura 1.4. Diagrama del sistema de una prótesis epi-retinal implantable [52].

1.6.6 Monitoreo Continuo de Glucosa en la Sangre

Sistemas de monitoreo continuo de glucosa pueden ayudar a reducir significativamente (entre un 40% y un 75%) los síntomas asociados con la diabetes [53], [54]. En la actualidad, algunos sistemas de monitoreo continuo de glucosa en la sangre están disponibles de forma comercial, los cuales son capaces de monitorear de forma continua el nivel de glucosa en la sangre por un periodo de sólo algunos días [55], [56]. Una nueva técnica propuesta consiste en un monitoreo continuo de

glucosa de larga duración mediante el implante de un sensor de glucosa con un instrumento electrónico, el cual es requerido tanto para la medición de datos como la comunicación, colocado dentro del cuerpo y efectuando una medición del nivel de glucosa de forma continua. El sensor puede ser implantado justo debajo de la piel y estar en contacto con la sangre capilar o incluso con el fluido intersticial [57]. El tamaño del implante posee un papel importante en el éxito del sistema de monitoreo. Un implante más pequeño es más fácil de ser empaquetado y ser implantado de forma simple a través de una cirugía. Además, provee mayor confort para el paciente y más opciones de sitios de implantación, como también provee una mayor vida útil in-vivo debido a que un implante más pequeño es menos sensible a los movimientos del paciente, por lo que el tejido circundante al implante se estabiliza más rápido y permanece estable por un mayor periodo de tiempo [58]. Se han propuesto diseños que consideran una miniaturización de la unidad a implantar, mediante una microfabricación del sensor de glucosa e integrar toda la interfaz de circuitos en un chip de circuito integrado [59] (ver Figura 1.5).

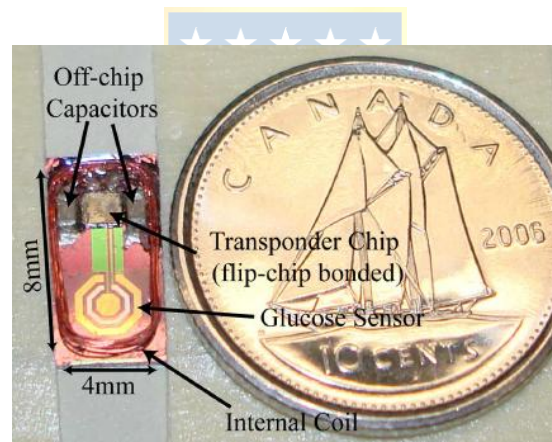


Figura 1.5. Fotografía de un microsistema ensamblado (previo al empaquetado y la inmovilización enzimática), junto a un dime canadiense [59].

1.6.7 Implante Coclear

Un implante coclear, conocido como CI, por las siglas en inglés de cochlear implant, es un dispositivo que puede proveer la sensación de sonido a personas que se encuentran sordas o con un profundo problema auditivo. Mediante el uso de sistemas de CI multicanal, es posible el reconocimiento del habla [60], [61], permitiendo a usuarios incluso conversar a través de un teléfono para comunicaciones de la vida cotidiana. Se han presentado diseños de dispositivos que utilizan electrónica activa en un receptor-estimulador implantado que incluye sólo un bobinado

externo transmisor con un único bobinado receptor (Figura 1.6). El sistema consiste en un procesador externo de habla, una unidad implantable y un enlace inductivo telemétrico que conecta ambos [62].

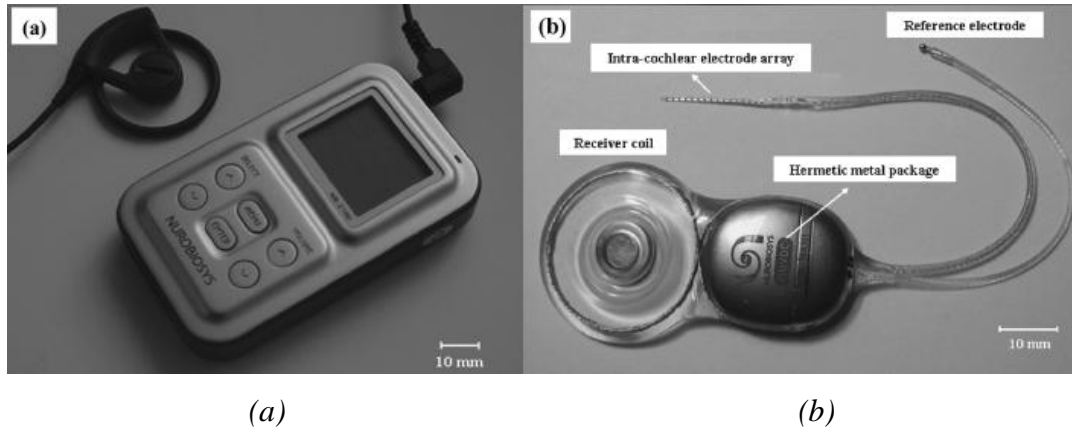


Figura 1.6. Fotografía del componente externo (a) e interno (b) del implante coclear [62].

1.6.8 Implante Cortical Visual

La investigación sobre la estimulación visual cortical se inició en el año 1929 cuando Foerster propuso una estimulación eléctrica del lóbulo occipital de voluntarios que observaron luces en puestos fijos, conocidas como fosfenos, en frente de ellos [63]. En la década de los 60' y de los 70', Brindley y Dobbie probaron la estimulación cortical y probaron que la inestabilidad de los fosfenos y el monto de corriente eléctrica inyectada en el tejido evita el uso de estimulación cortical externa para realizar una prótesis viable [64]. En 1992, Hambrecht testeó un método de estimulación interna de la corteza visual, mostrando que fosfenos estables pueden ser generados con corrientes pequeñas [65].

Los sistemas de estimulación visual consiste en dos partes (ver Figura 1.7): el sistema de procesamiento externo de imágenes y el generador implantado de estímulos. El sistema externo adquiere y procesa la imagen para producir palabras de comando para el implante [66]. El implante recibe los datos, decodifica las palabras de comando y genera el estímulo apropiado que es inyectado en el cerebro a través del arreglo de electrodos [67].

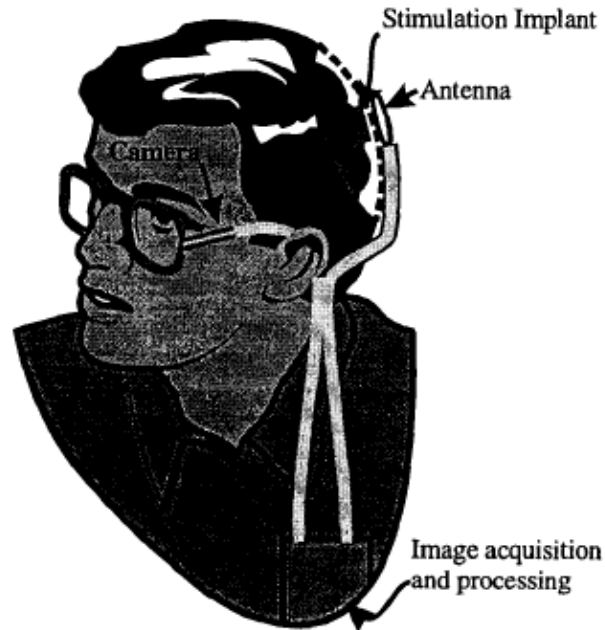


Figura 1.7. Sistema de estimulación cortical visual [67].

1.7. Aplicaciones de Transferencia Inalámbrica de Energía a través del cuerpo para Altas Potencias

Estas aplicaciones son aquellas que requieren un suministro de energía del superior a 1 Watt. En esta categoría es posible encontrar las siguientes aplicaciones:

1.7.1 Corazón Artificial

La potencia de entrada necesaria para un corazón biológico es aproximadamente de 15 W en condición de reposo, y de 35 W bajo ejercicio intenso [26]. En algunos casos, las enfermedades al corazón pueden ser tan severas que los pacientes que están al borde de la muerte debido a fallas cardíacas no pueden ser curados por terapia médica. Por lo tanto, es necesario un corazón artificial total, conocido en inglés como totally artificial heart (TAH), como la terapia final para los pacientes con fallas cardíacas severas que no son candidatos para trasplante de corazón. En general, un motor DC sin escobillas, que puede ser energizado a través de una fuente de poder de corriente alterna, se conecta para dirigir el mecanismo de bombeo cardíaco que requiere de una potencia entre 12 W y 35 W para operar [68]. La energía eléctrica es provista por el sistema de transmisión transcutánea de

energía a través de la piel, conocida en inglés como transcutaneous energy transmission system (TETS) [69].

1.7.2 Marcapasos Cardíacos Artificiales

Los marcapasos implantables han sido operados a través de baterías como fuente de poder desde 1958. Además de entregar un estímulo para activar el corazón, estos dispositivos realizan una serie de funciones lógicas como tasa de adaptación, control de tiempo, análisis morfológico, terapia y mecanismos de diagnóstico [70], [71]. Circuitos integrados telemétricos han sido estudiados en los recientes años, de tal forma de poder proveer mediante acoplamiento la energía, y ser capaz de transmitir y recibir datos desde y hacia el dispositivo implantado de forma remota. Esto permite una reducción del tamaño de la unidad implantable y reduce el riesgo de infección, como el dibujo mostrado en la Figura 1.8. Como resultado, es posible usar una técnica de acoplamiento inalámbrico para cargar y recargar el dispositivo [72], [73].

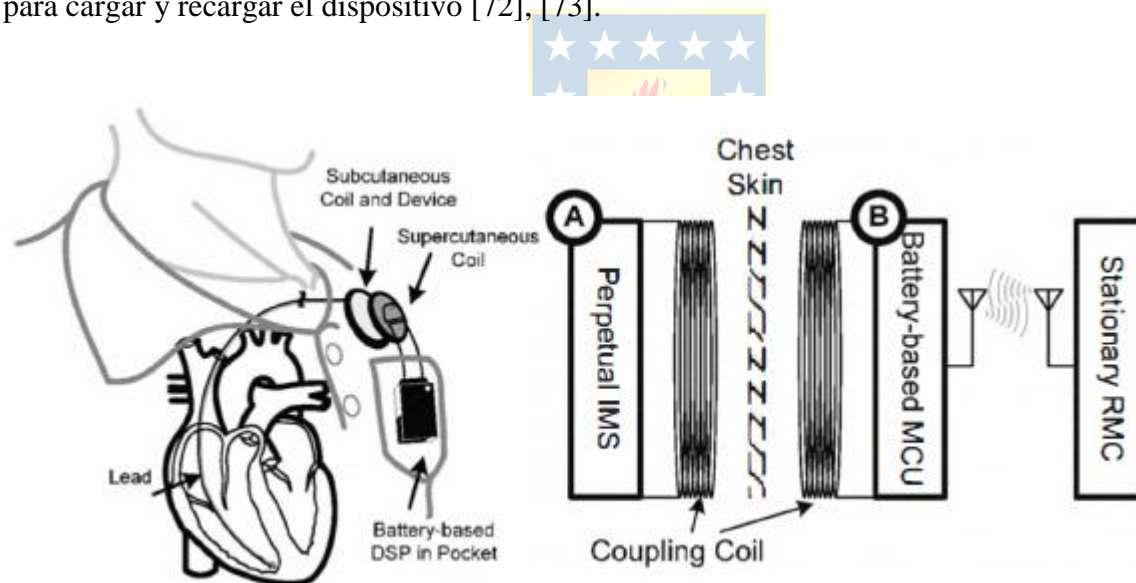


Figura 1.8. Sistema de monitoreo remoto de marcapasos. Bloque A es el dispositivo subcutáneo, y el bloque B representa el módulo supercutáneo [73].

1.7.3 Desfibriladores Automáticos Implantables

Estos, a diferencia de los marcapasos cardíacos implantables, son capaces de entregar pulsos de alta energía de aproximadamente 30 – 35 J a 750 V por una duración entre 4 y 8 ms [74], [75]. El desfibrilador implantable es un dispositivo de soporte vital que monitorea continuamente el ritmo del corazón del paciente para tasas rápidas anormales del ritmo cardíaco, o taquicardia, y ritmos descoordinados y desordenados conocidos como fibrilación cardíaca. Cuando el dispositivo detecta un ritmo anormal del corazón, produce un shock en el corazón para restablecer el ritmo normal, con cuatro o cinco pulsos por evento. El dispositivo consiste en una fuente de poder, componentes almacenadores de energía y dispositivos de alto voltaje para generación de pulsos, cables de electrodos para sensar y entregar los pulsos para estimular, un enlace inductivo como canal telemétrico para programar e individualizar el comportamiento del dispositivo para cada paciente, y circuitos para sensar y procesar la señal cardíaca, coleccionar un historial de la terapia y reportes de diagnóstico [76]. Posee un consumo pequeño de corriente (típicamente menor a 20 μ A) [77].

1.7.4 Bombas de Asistencia Cardíaca

Cuando los pacientes requieren de un soporte circulatorio suplementario mientras esperan por un implante de corazón, se usan las bombas mecánicas para el corazón o también conocidas como dispositivos de asistencia ventricular (VADs) [78]. Estos dispositivos generalmente se pueden separar en dos categorías principales: Bombas de flujo de desplazamiento pulsátil positivo y bombas de flujo rotatorio continuo. Estas últimas pueden ser subdivididas en dos categorías: bombas centrífugas y bombas axiales. Las bombas centrífugas son capaces de producir presiones más altas a flujos bajos, mientras que las bombas de flujo axial típicamente generan mayores flujos a alzas de presión más bajas [79]. Las bombas centrífugas normalmente poseen un mayor peso que las bombas de flujo axial, por lo que pueden producir una mayor incomodidad al paciente después de la instalación del sistema. Además, las bombas de flujo axial generalmente consumen menos poder, lo que permite que los componentes de alimentación de poder sean más compactos y ligeros, y se puedan usar eventualmente baterías implantables [80]. Un ejemplo de este sistema se muestra en la Figura 1.9, donde se muestra una bomba de flujo axial de sangre model HeartMate II.

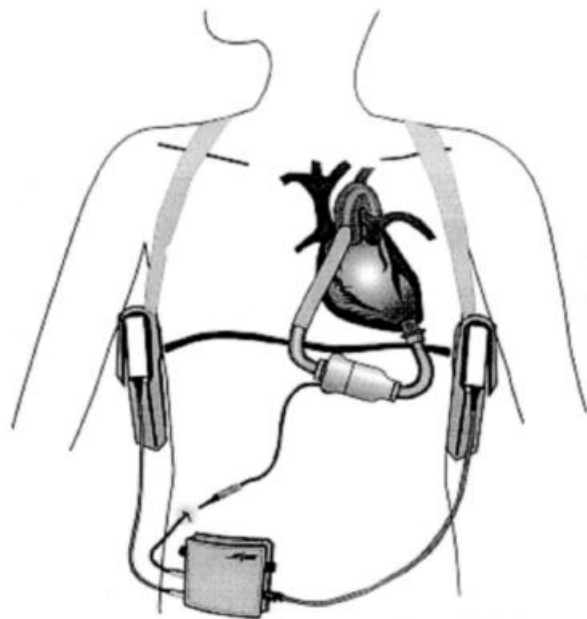


Figura 1.9. Bomba de flujo axial de sangre modelo HeartMate II [80].



Capítulo 2. Conceptos Básicos de Campos Eléctricos y Magnéticos y Normativa Existente

En este capítulo se hace una breve reseña de los conceptos de campos eléctricos y magnéticos, que son fundamentales para comprender el principio de funcionamiento del sistema de transferencia inalámbrica de potencia mediante enlace inductivo, y además se hace una revisión de la normativa existente para conocer los límites de campos eléctricos y magnéticos en el cuerpo humano.

2.1. Conceptos Básicos de Campos Eléctricos y Magnéticos

Al momento de relacionar la biología, con los campos electromagnéticos, nace un área llamada Bioelectromagnetismo, que se encarga de estudiar de qué forma interactúan los campos eléctricos y magnéticos con el cuerpo humano.

Mediante un uso apropiado de los campos electromagnéticos (EM) existe la posibilidad de realizar distintos estudios, como visualizar dentro del cuerpo para diagnosticar enfermedades, mediante la obtención de imágenes médicas, electrocardiografía, electroencefalografía y evaluaciones electrofisiológicas. También se pueden efectuar intervenciones terapéuticas para tratar el cáncer, tratamientos para el control del dolor, crecimiento de los huesos, reparación de tejido blando, estimulación electrofisiológica, o transmisión de potencia a través de la piel, que es el tópico principal de este estudio [81].

2.1.1 Campos Eléctricos y Magnéticos

Para analizar de mejor forma los campos eléctricos y magnéticos, es necesario poder contar con una definición para cada uno de ellos.

El campo eléctrico corresponde a un concepto usado para considerar las fuerzas que existen entre las cargas. Debido a la gran complejidad de medir estas fuerzas para pares individuales de cargas, este concepto se estudia para un sistema de cargas, en donde nace el concepto de Intensidad de campo eléctrico (E), mostrado en la fórmula (2.1).

$$\mathbf{E} = \frac{\mathbf{F}}{Q_{test}} \left(\frac{V}{m} \right) \quad (2.1)$$

Donde la dirección de \mathbf{E} es en la dirección de la fuerza ejercida en una carga de prueba positiva. Debido a que la fuerza \mathbf{F} es un vector, \mathbf{E} también es un vector. Debido a que los \mathbf{E} ejercen fuerzas sobre las cargas, se necesita realizar trabajo para mover una carga desde un punto en el espacio hasta otro, en presencia de este \mathbf{E} .

Además, Es posible definir un término denominado Densidad de Flujo Eléctrico, o también conocido Desplazamiento Eléctrico, que es proporcional a \mathbf{E} , y se muestra en la ecuación (2.2).

$$\mathbf{D} = \epsilon \mathbf{E} \left(\frac{C}{m^2} \right) \quad (2.2)$$

Por otra parte, el campo magnético corresponde a una región del espacio en donde las cargas móviles sufren el efecto de una fuerza que es perpendicular y proporcional tanto a la velocidad de la carga, como al campo magnético. Este campo no produce una fuerza en una carga estacionaria, a diferencia de un campo eléctrico, pero produce una fuerza sobre cualquier carga que se encuentre en movimiento. Este campo se expresa en la fórmula (2.3).

$$\mathbf{B} = \frac{\mathbf{F}}{vQ_{test}} \quad (T) \quad (2.3)$$

Donde \mathbf{F} es la fuerza sobre la carga móvil, \mathbf{B} es la densidad de flujo magnético, v es la velocidad de la carga, y Q es la carga puntual. La dirección de esta fuerza es perpendicular tanto a v como a \mathbf{B} . También, es posible definir la Intensidad de Flujo Magnético, que es proporcional a \mathbf{B} , y se muestra en la ecuación (2.4).

$$\mathbf{H} = \frac{\mathbf{B}}{\mu} \left(\frac{A}{m} \right) \quad (2.4)$$

2.1.2 Ecuaciones de Maxwell

Para comprender las fuentes de campos eléctricos y campos magnéticos es esencial conocer las Ecuaciones de Maxwell, que describen las fuentes de estos campos EM.

Dos de las Ecuaciones de Maxwell describen las fuentes de campos eléctricos. Una de ellas es la Ley de Faraday, que describe que un campo \mathbf{B} variable en el tiempo es capaz de crear un campo \mathbf{E} . Esto se muestra en la ecuación (2.5).

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (2.5)$$

Donde $\nabla \times \mathbf{E}$ es la expresión matemática llamada Curl de \mathbf{E} , que significa que el \mathbf{E} producido rodeará el \mathbf{B} que lo genera; $\partial \mathbf{B} / \partial t$ es la razón de cambio de \mathbf{B} con respecto al tiempo, es decir, qué tan rápido cambia \mathbf{B} . Esta ecuación dice que un campo magnético \mathbf{B} variante en el tiempo es capaz de crear un campo eléctrico \mathbf{E} , el que también variará en el tiempo.

En el caso de una señal c.c., el campo magnético no produce un campo eléctrico, por lo que se dice que ambos campos se encuentran desacoplados. Es por este motivo que no es posible usar una señal DC para la transferencia inalámbrica de potencia mediante enlace inductivo.

La segunda ecuación de Maxwell que describe una fuente de \mathbf{E} es la Ley de Gauss mostrada en la ecuación (2.6).

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = \frac{\rho}{\epsilon} \quad (2.6)$$

Donde $\nabla \cdot \mathbf{E}$ se llama divergencia de \mathbf{E} , que significa que el campo \mathbf{E} es creado por una fuente, ρ , que es la densidad de carga eléctrica, en (C/m^3) , y ϵ es la permisividad, o constante dieléctrica. Esta ecuación muestra que una carga eléctrica crea un \mathbf{E} , y las líneas de \mathbf{E} comienzan y terminan en cargas.

Las dos ecuaciones de Maxwell restantes describen las fuentes de campos magnéticos. Una de ellas es la Ley de Ampere, mostrada en la ecuación (2.7).

$$\nabla \times \mathbf{B} = \mu \left(\mathbf{J} + \varepsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \right) \quad (2.7)$$

Donde μ es la permeabilidad y $\partial \mathbf{E} / \partial t$ representa la tasa de cambio del campo eléctrico. Esta ley muestra que tanto la densidad de corriente \mathbf{J} (A/m^2) como un campo eléctrico variante en el tiempo $\partial \mathbf{E} / \partial t$ son fuentes de \mathbf{B} , y que las líneas de campo de \mathbf{B} producidas por estas dos fuentes rodean \mathbf{J} y $\partial \mathbf{E} / \partial t$. El campo magnético producido por el campo eléctrico siempre será variante en el tiempo (c.a.), pero el campo magnético producido por \mathbf{J} puede ser tanto c.a. como c.c. dependiendo de \mathbf{J} .

La última ecuación de Maxwell corresponde a la Ley de Gauss para Magnetismo, representada en la ecuación (2.8).

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = 0 \quad (2.8)$$

Donde se establece que la divergencia de \mathbf{B} es siempre cero, lo que significa que no hay cargas magnéticas que sean análogas a las cargas eléctricas, y además, implica que las líneas de campo \mathbf{B} siempre ocurren en lazos cerrados, ya que no empiezan ni terminan en cargas, como es el caso de los campos \mathbf{E} .

2.1.3 Interacción de los Campos Eléctricos y Magnéticos con los Tejidos Biológicos

La interacción producida entre los campos \mathbf{E} y \mathbf{B} con los tejidos biológicos consiste en ejercer fuerzas sobre las cargas que se encuentran presente en los tejidos. En base a este contexto, es posible definir tres clases de campos:

- **Campos Aplicados:** Son aquellos campos producidos por cargas externas al material estudiado y actúan como fuentes.
- **Campos Internos:** Son campos en el interior del cuerpo, producto de la combinación de un campo aplicado y del campo producido por las cargas dentro del material.

- **Campos Dispersos:** Son campos externos al objeto, producidos por cargas dentro del objeto.

En un objeto que se encuentra eléctricamente neutro, sus cargas positivas y negativas permanecen cercanas, y se cancelan de tal forma que los campos a escala macroscópica se cancelan entre sí. Pero al momento de aplicar un campo, se ejercen fuerzas en las cargas internas, por lo que se separan y dejan de cancelarse los campos, de tal forma que los campos macroscópicos ya no se cancelan. Un ejemplo de esto es al aplicar un campo \mathbf{E} , ya que se produce un movimiento de las cargas positivas en una dirección, y las cargas negativas en la dirección opuesta, resultando una leve separación entre ellas. Este movimiento continúa hasta alcanzar un nuevo equilibrio, y su consecuente nuevo campo interno neto.

Para analizar de forma macroscópica la interacción entre las cargas se puede estudiar tres efectos que los campos producen sobre las cargas de un material:

- Polarización de dipolo inducida
- Alineamiento de dipolos eléctricos ya existentes
- Movimientos de cargas libres



En los materiales biológicos, que son basados en hidrógeno, los dipolos eléctricos ya existen, incluso en ausencia de un campo \mathbf{E} aplicado. Estos dipolos permanentes están orientados aleatoriamente, por lo que el campo neto que producen es cero. Cuando se aplica un campo \mathbf{E} , estos dipolos permanentes se alinean parcialmente con el \mathbf{E} aplicado.

En algunos materiales, existen electrones e iones que son libres en el sentido de no estar enlazados, y se pueden mover entre moléculas en respuesta a un campo \mathbf{E} aplicado. En materiales y tejidos con alto contenido de agua, existen más cargas libres que en materiales aislantes, como son en el cuerpo humano el hueso o la grasa.

De forma similar a como \mathbf{E} causa alineamientos parciales de dipolos eléctricos permanentes en materiales, \mathbf{B} causa alineamientos parciales de dipolos magnéticos permanentes en materiales, pero no existe un efecto de \mathbf{B} análogo a la separación de carga eléctrica debido a un campo \mathbf{E} aplicado.

La polarización inducida y el alineamiento de dipolos eléctricos permanentes se explica por la **permisividad**, o constante dieléctrica (ϵ), que describe qué tanta polarización inducida y alineamiento parcial de los dipolos eléctricos permanentes ocurre para un **E** aplicado dado. Se mide en (F/m).

Las corrientes de conducción son explicadas por la **conductividad** (σ), que describe cuánta densidad de corriente de conducción producirá una **E** aplicada. Se mide en (S/m).

Finalmente, el alineamiento de dipolos magnéticos permanentes se explica por la **permeabilidad** (μ), que describe cuánto alineamiento parcial del dipolo magnético permanente ocurre para un **B** aplicado. Se mide en (H/m).

2.2. Materiales con pérdidas y materiales sin pérdidas

Al estudiar la interacción de los campos eléctricos y magnéticos con los materiales, es necesario saber que ellos pueden ser con o sin pérdidas, lo que cambia totalmente la interacción de los mismos. Es por esto que a continuación se definen estas dos situaciones.

2.2.1 Propiedades de ondas en materiales con y sin pérdidas

Los materiales sin pérdidas, también conocidos dieléctricos perfectos ($\sigma = 0$), corresponden a materiales en los que no existen pérdidas de potencia, o pérdidas depositadas en el material, por lo que las ondas electromagnéticas que pasen a través de ellos no causarán calor. Son buenos aisladores eléctricos debido a que no contienen cargas libres.

En el caso de los tejidos biológicos, son materiales con pérdidas, por lo que las ondas al propagarse cambian su forma de interactuar con el material, modificando también su forma de propagación. Un material posee pérdidas cuando $\sigma \neq 0$. A medida que una onda pasa a través del material, se depositará potencia en el mismo, causando pérdidas en la onda que se propaga. Si la potencia se deposita en el material, éste se calienta.

2.2.2 Condiciones de Frontera para materiales con y sin pérdidas

Son relaciones entre los campos EM que se deben satisfacer en la interfase entre dos materiales distintos, para cumplir con las ecuaciones de Maxwell. El vector \mathbf{E} , puede ser descompuesto en dos componentes, uno paralela (tangencial) a la frontera, y uno perpendicular (normal) a la frontera. Las ecuaciones de Maxwell requieren que las componentes normales del campo \mathbf{E} en una frontera libre de carga satisfagan la ecuación (2.9)

$$\varepsilon_1 E_{n1} = \varepsilon_2 E_{n2} \quad (2.9)$$

Donde E_{n1} es la componente normal del campo \mathbf{E} en el medio 1 en la frontera, E_{n2} es la componente normal del campo \mathbf{E} en el medio 2 en la frontera. ε_1 y ε_2 son las permisividades del medio 1 y 2 respectivamente. Se necesita que esta ecuación sea cierta sólo en la interfaz, o frontera, entre los dos medios. Los campos \mathbf{E} pueden cambiar de forma significativa en función de la posición en el medio, y esta ecuación no se cumplirá para otros puntos que no sean aquellos en la frontera.

La condición de frontera para las componentes tangenciales de \mathbf{E} en la frontera es la mostrada en la ecuación (2.10), donde E_{t1} y E_{t2} son las componentes tangenciales de \mathbf{E} en la frontera en los medios 1 y 2 respectivamente.

$$E_{t1} = E_{t2} \quad (2.10)$$

Si el medio 1 es aire, y el 2 es tejido muscular, a bajas frecuencias $\varepsilon_2/\varepsilon_1 \approx 10^6$. Esto significa que $E_{n2}/E_{n1} \approx 10^{-6}$. El campo \mathbf{E} normal en el músculo en la región de la frontera será mucho menor que el campo \mathbf{E} normal en el aire en la frontera. Las componentes tangenciales de \mathbf{E} en el aire y músculo son iguales en la frontera. Es difícil concluir sobre la magnitudes relativas de las componentes internas del campo \mathbf{E} comparadas con las componentes incidentes del campo \mathbf{E} a partir de las condiciones de frontera solas, debido a que \mathbf{E} en el aire es una combinación de campos incidentes y dispersos. Cuando el \mathbf{E} incidente es mayoritariamente normal al tejido biológico a bajas frecuencias, el \mathbf{E} interno es menor que cuando el \mathbf{E} incidente es mayoritariamente paralelo al tejido biológico.

Los campos EM pueden ser transmitidos desde el exterior hasta el interior del cuerpo, transmitiendo desde el aire ($\epsilon_r=1$), y pasando a través de la piel ($\epsilon_r=51$ a 433 MHz), grasa ($\epsilon_r=5$), musculo ($\epsilon_r=64$). Existe dificultad en la propagación de las ondas a través de estas tres capas. Las condiciones de frontera pueden darnos un entendimiento de lo que ocurre en estas capas de tejido.

El campo en la grasa es 10 veces más grande que el campo tanto en la piel o el músculo, mientras que generalmente se desea el campo más grande en la profundidad del cuerpo, en la región del músculo o cercana a él. Las condiciones de frontera muestran que la capa de grasa es probable que tenga un campo más grande. Este problema se exagera debido a las múltiples reflexiones que ocurren en estas capas a mayores frecuencias. Una onda estacionaria puede ser usada en la capa de grasa, que puede crear incluso concentraciones más altas de campo. Los campos más grandes en la grasa pueden crear dolorosas quemadas eléctricas subdérmicas, que son difíciles de tratar, y deben ser evitadas.

2.3. Absorción de Energía

En muchas aplicaciones que involucren interacción con campos EM, la transferencia de energía es de gran importancia. Un ejemplo de esto, son las terapias para el cáncer, en donde el campo eléctrico es transferido al cuerpo en forma de calor, el cual es el efecto deseado de la terapia.

Los campos **E** transfieren energía a las cargas eléctricas a través de las fuerzas ejercidas sobre ellas, pero los campos **B** no le transmiten energía a las cargas.

Las fuerzas que **B** ejerce sobre las cargas pueden cambiar sus direcciones, pero no sus energías, debido a que estas fuerzas ejercidas por campos **B** son siempre en dirección perpendicular a las velocidades de las cargas. Los campos **B** pueden, sin embargo, transferir energía a través de fuerzas sobre dipolos magnéticos permanentes.

Debido a que los tejidos son en su mayor parte no magnéticos (contiene muy pocos dipolos magnéticos permanentes), este último efecto no es prominente en interacciones EM biológicas.

Para campos EM sinusoidales estacionarios, la potencia (razón de tiempo de energía) transferida a las cargas en un elemento de volumen infinitesimal Δv de un material está dado por

$$P = \sigma_{ef} E_{rms}^2 \Delta v \quad (W) \quad (2.11)$$

Donde E_{rms} es el valor rms del campo eléctrico \mathbf{E} en ese punto. Ec. 2.11 es una relación de punto, porque se aplica sólo al punto dado donde E tiene ese valor particular.

Como Δv está en unidad de m^3 , la cantidad $\sigma_{ef} E_{rms}^2$ tiene unidades de W/m^3 , que es la densidad de potencia absorbida.

2.3.1 Índices de Absorción de Energía

Existen una serie de términos y conceptos normalmente usados en el ámbito de la seguridad biológica ante exposiciones a ondas EM, entre ellos se puede mencionar:

Restricciones Básicas (BRs), que corresponden a restricciones de exposición basadas en establecer los efectos adversos para la salud, incorporando factores de seguridad apropiados, y son expresados en término de campos eléctricos inducido (3 kHz a 5MHz), razón de absorción específica (100kHz a 3GHz) o densidad de potencia incidente (3GHz o 300 GHz).

Margen de Seguridad, que corresponde a la razón entre el nivel de umbral mínimo de peligro (HT) y el nivel máximo de exposición, contemplando todas las incertidumbres en HT y en los niveles de exposición, en una situación de exposición específica.

Máxima Exposición Permisible (MPE), que es la máxima potencia o densidad de energía con que la persona puede ser expuesta sin incurrir en un efecto adverso establecido y con un margen de seguridad aceptable. Los MPEs son derivados o estimados a través de restricciones básicas (campo eléctrico inducido, SAR, o densidad de potencia). Si se prueba que una exposición es bajo las restricciones básicas, se puede exceder los MPE. Algunas veces, los MPEs son llamados niveles de referencia, límites derivados, o niveles de investigación.

Factor de Seguridad (Fs) es un multiplicador (≤ 1) o un divisor (≥ 1) usado para derivar los valores de MPE, que proveen de la protección a individuos, y las incertidumbres con respecto a los efectos de umbral debido a condiciones patológicas y tratamiento de drogas, incertidumbres en umbrales de reacción, e incertidumbres en modelos de inducción.

Absorción Específica (SA) corresponde al cociente de la energía incremental (dw), absorbida (disipada) en una masa incremental (dm) contenida en un volumen (dV) de una densidad dada (ρ). La unidad SI de la absorción específica es el Joule por kilogramo (J/kg), mostrado en ecuación (2.12).

$$SA = \frac{dW}{dm} = \frac{dW}{\rho dV} \quad (2.12)$$

Razón Específica de Absorción (SAR), es la derivada en el tiempo de la energía incremental (dW) absorbida o disipada por una masa incremental (dm), contenida en un elemento de un volumen (dV), con una cierta densidad (ρ), mostrado en la ecuación (2.13)

$$SAR = \frac{d}{dt} \left(\frac{dW}{dm} \right) = \frac{d}{dt} \left(\frac{dW}{\rho dV} \right) \quad (2.13)$$

La unidad SI del SAR es el watt por kilogramo (W/kg).

El SAR se puede relacionar con el campo eléctrico en un punto a través de ecuación (2.14).

$$SAR = \frac{\sigma |E|^2}{\rho} \quad (2.14)$$

Donde σ es la conductividad del tejido (S/m), ρ es la densidad de masa del tejido (kg/m^3), y \mathbf{E} es la intensidad de campo eléctrico en el tejido (V/m).

El SAR también se puede relacionar con el incremento en la temperatura en un punto dado, como se muestra en la ecuación (2.15).

$$SAR = \frac{c\Delta T}{\Delta t} \quad (2.15)$$

Donde ΔT es el cambio de temperatura ($^{\circ}\text{C}$), Δt es la duración de la exposición (s) y c es la capacidad de calor específica ($\text{J/Kg } ^{\circ}\text{C}$).

2.3.2 Efectos Biológicos de la Radiación RF

Existen dos efectos en la salud que ocurren con la exposición a altos niveles de energía RF [82]:

- Calentamiento del cuerpo humano
- Electroestimulación (shocks RF y quemaduras)

Bajo los 100kHz, se producen principalmente efectos de electroestimulación, mientras que sobre los 100kHz, se producen las sensaciones de calentamiento, los cuales no son considerados adversos. En el estándar IEEE C95.1 – 2005, no se previene de esta clase de sensaciones térmicas, ya que está diseñado para proteger ante condiciones de efectos adversos para la salud que resulten del calentamiento del tejido, el cual es el único efecto adverso establecido para exposiciones a energías de RF a frecuencias por sobre los 100kHz.

Para exposiciones de corta duración (menores a un tiempo promedio) los BRs y MPEs están relacionados a la energía, esto es, la absorción específica (SA) y la densidad de energía. Sin embargo, es posible usar los BRs y MPEs expresados en términos de potencia, como la razón de absorción específica (SAR), o la densidad de potencia, o los campos equivalentes, reconociendo su dependencia del tiempo. En estos casos el efecto adverso que se desea evitar es el daño tisular producto de un calentamiento excesivo.

Además de estos dos principales efectos, no existen otros efectos no térmicos que estén descritos por algún estándar en el mundo.

En el año 1966 es cuando se realiza el primer estándar general de exposición a radiación RF por parte del American National Standards Institute (ANSI), en donde se propone un límite de exposición humana a niveles que no superen los 10 W/cm^2 para frecuencias entre 10MHz y 100GHz.

En la década de los setenta se comenzó a hablar del concepto llamado Razón de Absorción Específica (SAR, por sus siglas en inglés de Specific Absortion Rate), que define la razón de absorción de calor dentro del cuerpo en unidades de Watts por kilogramo y se ha convertido en la base de los estándares actuales de exposición a RF. Este concepto se basa en la capacidad que tiene

el cuerpo humano de actuar como antena. Mientras más se asemeja a una antena, mayor será la absorción que presente frente a una radiación RF al exponerse a una intensidad de campo particular.

La mayor parte del tiempo, el cuerpo humano no está aterrizado, por lo que se comporta como un dipolo con pérdidas, ya que el cuerpo humano posee una impedancia alta a la energía RF, cercana a los 360 ohms, lo que se traduce en pérdidas de la energía RF. Esto se traduce en generación de calor.

El valor aproximado de calor que el cuerpo humano puede soportar sin daños de riesgo permanente es de aproximadamente 4 W/kg.

El sistema circulatorio del cuerpo humano actúa como un radiador que nivela las condiciones fisiológicas, por lo que los niveles de campo son promediados en todo el cuerpo. Si solo una parte del cuerpo es expuesta a una fuente RF, como el caso de un brazo o una pierna, absorberá mucho menos energía que si todo el cuerpo estuviese expuesto. Los estándares existentes pueden permitir una exposición de zonas localizadas del cuerpo a campos de unas 20 veces más grande que lo permitido para todo el cuerpo.

La exposición a niveles moderados de radiación RF puede causar cambios en el comportamiento, los que pueden ser confundidos con los síntomas del resfrío, ya que son similares. Los daños potenciales se ven incrementados a medida que aumenta el nivel de exposición. El aumento de la temperatura de los tejidos es importante debido a que las células humanas mueren cuando poseen una temperatura de 107° Fahrenheit (41.7° Celsius aproximadamente). Este daño depende de la cantidad de células y el tipo de células que mueren, ya que el cuerpo humano reemplaza constantemente las células.

A frecuencias bajas, bajo los 10 MHz, hay sólo un pequeño calentamiento del cuerpo producto de la radiación debido el cuerpo humano es sólo una pequeña fracción de la longitud de onda, y por lo tanto, no actúa como una buena antena.

2.4. Estándares y Regulaciones

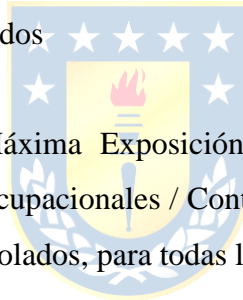
Existen cuatro estándares principales para la exposición a radiación, los que representan a grandes áreas del mundo en términos de uso.

- U.S. Federal Communications Commission (FCC) Regulations
- Electrical and Electronics Engineers (IEEE) standard
- Canada's Safety Code 6 Regulations
- International Council on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP) guidelines

En el caso de las Regulaciones FCC se basan en el establecimiento de límites de exposiciones humanas. Existen dos grupos de límites de exposición.

- Ocupacionales / Controlados
- Población General / No Controlados

Estos son límites promedio de Máxima Exposición Permisible (MPE) sobre el cuerpo y promediado en el tiempo. Los límites Ocupacionales / Controlados son cinco veces mayores que los límites de Población General / No Controlados, para todas las frecuencias por sobre los 3 MHz.



El Occupational Safety and Health Administration (OSHA) dice que se aplicarán los límites más restrictivos, correspondientes a los de Población General / No Controlados, a menos que:

- La organización esté operando bajo un programa de seguridad de RF firmado.
- Los individuos que puedan estar expuestos a niveles sobre los de la Población General / No Controlados han recibido un entrenamiento de seguridad para RF.

2.4.1 Estándares IEEE

Existen dos estándares principales del IEEE relacionados con la radiación RF:

- IEEE C95.1 – 2005 es el estándar de exposición humana. Su nombre completo es “Standard for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 kHz to 300 GHz”.
- IEEE C95.3 – 1999 es el estándar de prácticas de medición.

Ambos estándares IEEE poseen la designación de estándares ANSI. El estándar de exposición posee límites para campos eléctricos y magnéticos que están sobre todo el cuerpo y son promediados en el tiempo. Estos límites son expresados en términos de Máximas Exposiciones Permisibles (MPE). Los límites MPE para campos magnéticos (H) son menores bajo los 100 MHz, ya que los límites de exposición a bajas frecuencias se basan en la electroestimulación en vez del calentamiento del cuerpo, y tanto las corrientes inducidas como las corrientes de contacto están relacionadas con la intensidad del campo eléctrico.

Posee límites menores para exposiciones puntuales que no involucran todo el cuerpo, y límites de exposición para corrientes inducidas y corrientes de contacto.

Los límites de los MPE de IEEE para los dos tipos de ambientes se consideran en las siguientes tablas. Estos límites son promediados espacialmente sobre el cuerpo completo. Para ambientes controlados son para un tiempo promedio de seis minutos. En el caso de ambientes no controlados, el tiempo promedio es de treinta minutos. Los tiempos promedio disminuyen para frecuencias sobre 30 GHz.

En la Tabla 2.1 se muestra los límites MPE de exposición para cabeza y torso, y en la Tabla 2.2 se muestra los límites MPE para exposición en los miembros.

Tabla 2.1 – MPE para exposición de la cabeza y torso: $f = 3 \text{ kHz}$ a 5 MHz

Rango de Frecuencia (kHz)	Niveles de Acción *		Personas en ambientes controlados	
	Brms (mT)	Hrms (A/m)	Brms (mT)	Hrms (A/m)
3.0 – 3.35	$0.687 / f$	$547 / f$	$2.06 / f$	$1640 / f$
3.35 - 5000	0.205	163	0.615	490
Nota – f se expresa en kHz				
* Dentro de este rango de frecuencia el término “nivel de acción” es equivalente al término “público general” en el IEEE Std. C95.6 – 2002.				

Tabla 2.2 – MPE para exposición de los miembros: $f = 3 \text{ kHz}$ a 5 MHz

Rango de Frecuencia (kHz)	Niveles de Acción *		Personas en ambientes controlados	
	Brms (mT)	Hrms (A/m)	Brms (mT)	Hrms (A/m)
3.0 – 3.35	3.79 / f	3016 / f	3.79 / f	3016 / f
3.35 - 5000	1.13	900	1.13	900

Nota – f se expresa en kHz

* Dentro de este rango de frecuencia el término “nivel de acción” es equivalente al término “público general” en el IEEE Std. C95.6 – 2002.

En la Tabla 2.3 se muestran las Restricciones Básicas (BRs) para frecuencias entre 100kHz y 3GHz, y en la Tabla 2.4 se muestran los límites de corriente de contacto para formas de onda sinusoidales continuas, para un rango de frecuencia entre 100KHz y 110 MHz

Tabla 2.3 – BRs para frecuencias entre 100 kHz y 3 GHz

		Nivel de Acción ^a SAR (W/kg) ^b	Personas en ambientes controlados SAR (W/kg) ^c
Exposición de todo el cuerpo	Promedio de todo el cuerpo (WBA)	0.08	0.4
Exposición Localizada	Localizado (promedio espacial de peak)	2 ^c	10 ^c
Exposición Localizada	Extremidades	4 ^c	20 ^c

^a BR para publico general cuando el programa de seguridad RF no está disponible

^b SAR es el promedio sobre un tiempo promedio apropiado como se muestra en las tablas 8 y 9

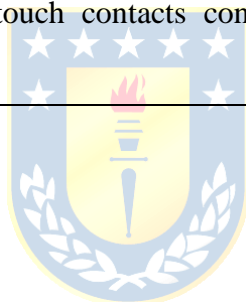
^c Promedio sobre cualquier 10 g de tejido (definido como el volumen de tejido en una forma de cubo *

^d Las extremidades son los brazos y las piernas distales de los codos y las rodillas, respectivamente.

* El volumen del cubo es de aproximadamente 10 cm^3

Tabla 2.4 – RMS inducido y límites de corriente de contacto para formas de onda sinusoidales continuas, $f = 100 \text{ kHz a } 110 \text{ MHz}$

Condición	Nivel de Acción (mA) *	Personas en ambientes controlados (mA)
Ambos pies	90	200
Cada pie	45	100
Contacto, grasp **	-	100
Contacto, touch	16.7	50
Nota 1 – Límites se aplican a corrientes fluyendo entre el cuerpo y un objeto aterrizado que puede estar en contacto con la persona.		
Nota 2 – El tiempo promedio para determinar el compliance es de 6 minutos		
* MPE para el público general en ausencia de un programa de seguridad RF		
** El límite de grasping contact se refiere a ambientes controlados donde el personal está entrenado para tener grasping contact y evitar touch contacts con objetos conductivos que presenten la posibilidad de un contacto doloroso.		



Capítulo 3. Diseño de Sistema de Transferencia Inalámbrica de Energía mediante Enlace Inductivo

El sistema de transferencia inalámbrica de energía mediante enlace inductivo se puede separar en dos circuitos principales: El circuito primario, que se ubica en el exterior del cuerpo, y el circuito secundario, que se ubica en el interior del cuerpo. De forma funcional, el sistema es posible dividirlo en cuatro bloques principales: El amplificador de poder de alta frecuencia, conocido como “driver”, el enlace inductivo entre los bobinados primario y secundario, el rectificador de alta frecuencia, y la carga remota, como se muestra en la Figura 3.1.

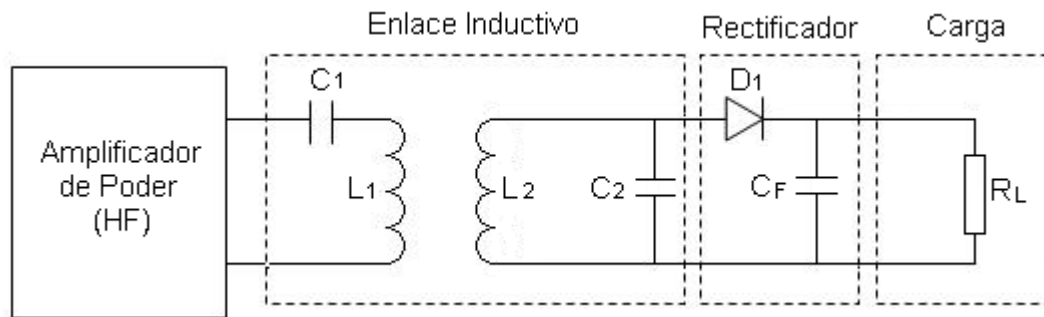


Figura 3.1. Cuatro bloques principales del sistema

Primero, es necesario conocer la teoría detrás de la transferencia Inalámbrica de Energía mediante enlace inductivo, para posteriormente poder realizar un diseño apropiado de cada una de las etapas que lo componen.

3.1. Fundamento Teórico de la Transferencia Inalámbrica de Energía mediante Enlace Inductivo

Es posible distinguir cuatro tipos principales de transferencia inalámbrica de energía, que engloban de forma general los tipos prácticos de sistemas de transmisión. Estos tipos son la transferencia radiativa, conductiva, capacitiva e inductiva. Es esta última la mayormente usada [83].

En esta transferencia inalámbrica de energía mediante enlace inductivo, el campo eléctrico inducido magnéticamente es usado para transmitir potencia. Una corriente alterna a través de una bobina en el lado transmisor induce un campo magnético alterno, el cual es captado por la bobina receptora, produciéndose una fuerza electromotriz (EMF) en ella. Esta EMF aparece como una fuente de voltaje para la carga remota (Z_{remota}) (Figura 3.2).

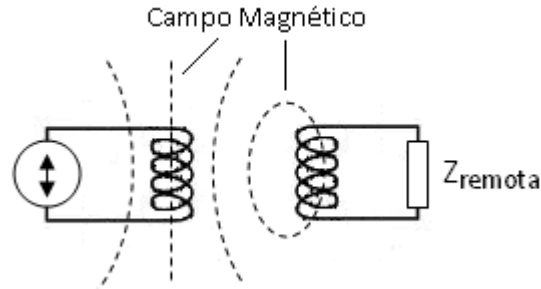


Figura 3.2. Principio de transmisión inalámbrica de energía de forma inductiva

El valor de la Z_{remota} determina la corriente que fluye a través del bobinado receptor, la que induce un campo magnético secundario que se acopla de vuelta con el bobinado transmisor. En el caso en que se produce un fuerte acoplamiento magnético, el flujo magnético en el bobinado transmisor es prácticamente igual al flujo magnético en el bobinado receptor. Esto puede ser logrado mediante el uso de guías de flujo magnético, como en el caso de un transformador, usado en la distribución de potencia eléctrica alterna. Si esta guía de flujo magnético no es usada, los bobinados compartirán una pequeña porción del flujo magnético total.

La EMF que es producida por el campo magnético alterno es también percibida por el medio circundante, lo que dependiendo de las propiedades del mismo, puede generar conducción y/o desplazamiento de corrientes, las que son capaces de inducir su propio campo magnético, el que se suma al campo magnético total del sistema. Estas corrientes poseen un valor significativo sólo cuando el medio tiene una alta conductividad, o cuando se trabaja a altas frecuencias [83].

Al momento de estudiar un enlace inductivo, es importante considerar los parámetros físicos, como son las resistencias (R), las capacitancias (C), la inductancia propia de las bobinas (L), y la inductancia mutua formada entre dos bobinas (M), pero también es necesario conocer otros parámetros que nacen al analizar el sistema. A continuación se presentan los parámetros principales para el análisis.

3.1.1 Inductancia Propia (L)

Debido a la dificultad de medir de forma practica el valor de inductancia de las bobinas, existen aproximaciones en base a fórmulas que no exigen un alto grado de cómputo. Una de ellas es la presentada en [84], que se utiliza para el caso cuando el radio del alambre y el espesor axial del bobinado son mucho menores en comparación con el radio del bobinado. Esta fórmula aproximada de inductancia se muestra en la ecuación (3.1).

$$L = \frac{4\pi N_2^2 a^2}{0.2317a + 0.44b + 0.39c} \quad (3.1)$$

Donde a corresponde al radio, b es la profundidad axial, y c es la profundidad radial. Estos parámetros se encuentran en centímetros y la salida está en nano Henrys.

Además, otra expresión para la inductancia propia es propuesta en [32], en donde se considera como la razón del flujo magnético generada en un área cerrada por un lazo conductor de corriente que pasa a través de este lazo. Para una condición de lazo donde $r/R \ll 1$, donde r y R son el radio del alambre y el radio del lazo respectivamente, aproximando la inductancia propia a la ecuación (3.2).

$$L(R, r) \approx \mu_0 R \left(\ln \left(\frac{8R}{r} \right) - 2 \right) \quad (3.2)$$

En bobinados circulares con N vueltas, si el largo del bobinado es mucho menor que el radio R del mismo, la inductancia propia es aproximada a $N^2 L_0$, donde L_0 es la inductancia propia de una sola vuelta, derivada de la ecuación (3.3). En el caso de un bobinado espiral planar que posee N vueltas con diferentes radios R_i ($i = 1, 2, \dots, N$), la inductancia promedio puede ser calculada con la ecuación (1.3).

$$L = \sum_{i=1}^N L(R_i, r) + \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N M_{ij} (R_i, R_j, d_r = 0) (1 - \alpha_{i,j}) \quad (3.3)$$

Donde $\alpha_{i,j} = 1$ si $i = j$, y $\alpha_{i,j} = 0$ para otra situación.

3.1.2 Inductancia Mutua (M)

La inductancia mutua corresponde a la inductancia compartida por dos bobinados que se encuentran cercanos. Existen diversas expresiones para calcularlo, una de ellas presentada en [85], en donde se muestra la fórmula de Neuman, que es la ecuación (3.4).

$$M = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint \oint \frac{dl_1 dl_2}{r_{12}} \quad (3.4)$$

Para el caso de estructuras planares, se propone en [4] la siguiente expresión para inductancia mutua entre dos filamentos, mostrada en la ecuación (3.5).

$$M = \mu_0 \pi a b \int_0^\infty J_1(kb) J_1(ka) e^{-k|d|} dk \quad (3.5)$$

Donde J_1 es la función de Bessel de primer tipo, a y b son los radios de los filamentos mostrados en la figura 1.11, d es la distancia entre los bobinados, y μ_0 es la permeabilidad del espacio.

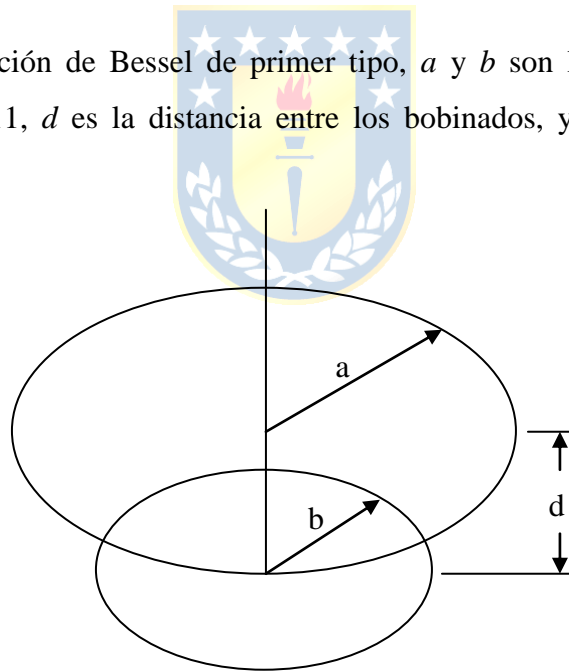


Figura 1.11. Filamentos circulares concéntricos en aire

Esta expresión también fue presentada por [32], en donde se consideran dos lazos circulares con núcleo de aire cuyos ejes son paralelos, y donde la distancia entre los ejes se denomina ρ , por lo que la inductancia mutua puede ser expresada mediante una integral única presentada en la ecuación (3.6).

$$M(a, b, \rho, d) = \pi \mu_0 \sqrt{ab} \int_0^\infty J_1 \left(x \sqrt{\frac{a}{b}} \right) J_1 \left(x \sqrt{\frac{b}{a}} \right) J_0 \left(x \frac{\rho}{\sqrt{ab}} \right) \exp \left(-x \frac{d}{\sqrt{ab}} \right) dx \quad (3.6)$$

Donde J_0 y J_1 son las funciones de Bessel de orden cero y orden uno respectivamente. Esta expresión no considera el radio del alambre de los bobinados, pero se asume que la razón entre a/r y b/r son lo suficientemente pequeñas.

Para el caso de alineamiento perfecto, $\rho=0$, por lo que la fórmula se puede expresar como la ecuación (3.7).

$$M(a, b, \rho = 0, d) = \mu_0 \sqrt{ab} \left[\left(\frac{2}{f} - f \right) K(f) - \frac{2}{f} E(f) \right] \quad (3.7)$$

Donde $K(f)$ y $E(f)$ son las integrales elípticas completas del primer y segundo tipo respectivamente y donde f corresponde a la expresión mostrada en la ecuación (3.8).

$$f = \sqrt{\frac{4ab}{d^2 + (a+b)^2}} \quad (3.8)$$

De esta forma, la inductancia mutua entre el bobinado primario y el bobinado secundario M_{ab} , puede ser calculada usando la ecuación (3.9).

$$M_{ab} = \sum_{i=1}^{N_a} \sum_{j=1}^{N_b} M(a_i, b_j, \rho, d) \quad (3.9)$$

3.1.3 Resistencia Equivalente Serie (ESR)

La resistencia serie equivalente (ESR, debido a sus iniciales en inglés Equivalent Series Resistance) R de una bobina es dependiente de la frecuencia, por lo que es medida a la frecuencia de interés.

La gran reactancia que posee una bobina requiere de una medición precisa de la pequeña ESR que se encuentra en serie. Si se agrega el valor apropiado de capacitancia C en el circuito de la Figura 3.3, se forma un tanque que es resonante a la frecuencia de interés [86].

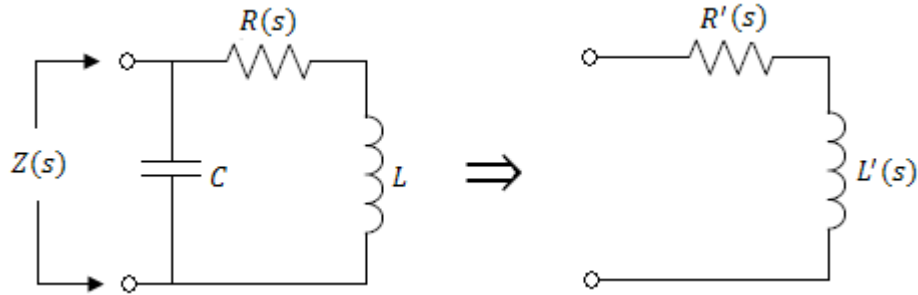


Figura 3.3. Impedancia $Z(s)$ de un tanque resonante RLC y su red RL equivalente.

La impedancia Z del tanque resonante es puramente resistiva en la condición de resonancia. El valor de $Z(s)$ a $s = j\omega_0$ es mostrado en la ecuación (3.10).

$$Z(j\omega_0) \approx \frac{\omega_0^2 L^2}{R} \quad (3.10)$$

Esto muestra que la resistencia R puede ser encontrada a partir de la medición de $Z(j\omega_0)$.

3.1.4 Factor de Calidad (Q)

El factor de calidad de una bobina es la razón entre la parte imaginaria de su impedancia con respecto a la parte real. Asumiendo una representación RL de la bobina, como la mostrada en la Figura 1.13, el Q puede ser definido usando la ecuación (3.4).

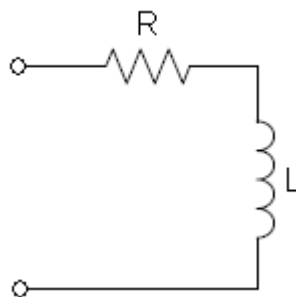


Figura 3.4. Modelo RL de un inductor

$$Q = \frac{\omega L}{R} \quad (3.11)$$

Donde R es la resistencia equivalente serie (ESR) dependiente de frecuencia del bobinado. Cuando una capacitancia parásita C del bobinado se hace presente, como se muestra en la Figura 1.14, se obtiene un nuevo factor de calidad que difiere del anterior, y se muestra en la ecuación (3.5).

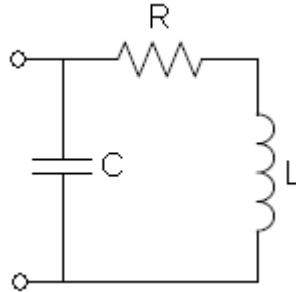
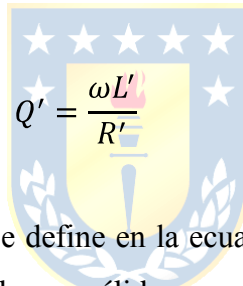


Figura 3.5. Modelo RLC de un inductor



$$Q' = \frac{\omega L'}{R'} \quad (3.12)$$

Donde la relación entre L y L' se define en la ecuación (3.13) y la relación entre R y R' se expresa en la ecuación (3.14), las que sólo son válidas cuando ω es menor a ω_0 , y cuando $\omega L \gg R$.

$$L \approx L' \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right] \quad (3.13)$$

$$R \approx R' \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right]^2 \quad (3.14)$$

El factor de calidad Q normalmente se incrementa con el aumento de la frecuencia. Sin embargo, el Q' efectivo comienza a disminuir cuando la frecuencia se acerca a la frecuencia propia de resonancia.

Para bobinas con un alto Q, es aconsejable cancelar la parte inductiva de la impedancia con un capacitor de alta calidad.

3.1.5 Resonancia de un Circuito

Un circuito resonante es un circuito formado por una bobina L y un condensador C. Este circuito LC produce un fenómeno denominado Resonancia Eléctrica cuando el sistema posee una frecuencia en particular, la que es llamada frecuencia de resonancia, para la cual la reactancia inductiva es igual a la reactancia capacitiva ($X_C = X_L$), por lo que la impedancia será mínima e igual a la resistencia óhmica del circuito.

En un circuito resonante, la impedancia total está dada por la ecuación (3.15).

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} \quad (3.15)$$

En el caso cuando $X_L = X_C$, entonces se obtiene la ecuación (3.16).

$$Z = \sqrt{R^2} \Rightarrow Z = R \quad (3.16)$$

Cuando el sistema se encuentra en resonancia eléctrica, como la impedancia es mínima, esto implica que la intensidad eficaz de la corriente alcance su valor máximo. Además, la tensión eléctrica que cae en X_L y X_C tiene el mismo valor máximo.

Otra característica que poseen los circuitos resonantes es que la energía que libera un elemento reactivo, como el inductor o el capacitor, es exactamente igual a la energía absorbida por el otro. Esto significa que durante la primera mitad de un ciclo de entrada, el inductor absorbe toda la energía liberada por el condensador, y durante la segunda mitad del ciclo el condensador vuelve a capturar la energía proveniente del inductor. Es esta la condición de oscilación que se conoce como resonancia, y la frecuencia a la que se produce estos fenómenos se le llama frecuencia resonante.

Este efecto es el que se usa en la transmisión inalámbrica de energía mediante enlace inductivo, ya que se logra transmitir mayor potencia a una frecuencia única dentro de un espectro, lo cual también actúa como filtro, para sólo aumentar la eficiencia de la transferencia de potencia a la frecuencia deseada, y atenuar las otras señales electromagnéticas que pueden encontrarse en el medio.

Los circuitos resonantes pueden tener dos configuraciones principales: Circuitos RLC serie y circuitos RLC paralelos.

La resonancia RLC se produce al tener tres elementos en serie, una resistencia, un capacitor y una inductancia, como se muestra en la Figura 3.6, a una frecuencia en particular, denominada ω_0 . Al considerar componentes ideales, la impedancia de una resistencia es sólo su valor resistivo, pero las impedancias del inductor y el capacitor están dados por las reactancias mostradas en las ecuaciones (3.17) y (3.18) respectivamente.

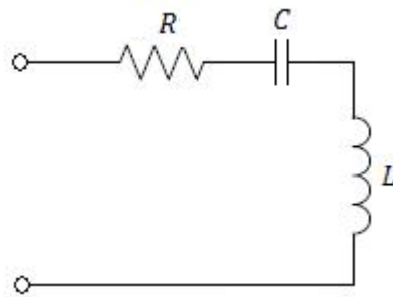


Figura 3.6. Circuito RLC serie

$$X_L = j\omega L \quad (3.17)$$

$$X_C = \frac{1}{j\omega C} \quad (3.18)$$

La impedancia total del circuito, considera la suma de las impedancias individuales, y está dada por la ecuación (3.19).

$$Z(j\omega) = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \quad (3.19)$$

Como la resonancia se produce cuando $X_L = X_C$ en magnitud, se anulan, ya que poseen signos opuestos, por lo que la impedancia es $Z(j\omega) = R$. Para lograr que las reactancias tengan la misma magnitud, se emplea la ecuación (3.20).

$$0 = j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \quad (3.20)$$

Despejando ω , se obtiene la frecuencia de resonancia, denominada ω_0 , que se muestra en la ecuación (3.21).

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.21)$$

La resonancia RLC en paralelo se produce al tener conectar tres elementos en paralelo, una resistencia, un capacitor y una inductancia, como se muestra en la Figura 3.7, a una frecuencia en particular, denominada ω_0 . Como la conexión está en paralelo, es de mayor simplicidad analizar la admitancia total del circuito en este caso, considera la suma de las admitancias individuales, y está dada por la ecuación (3.22).

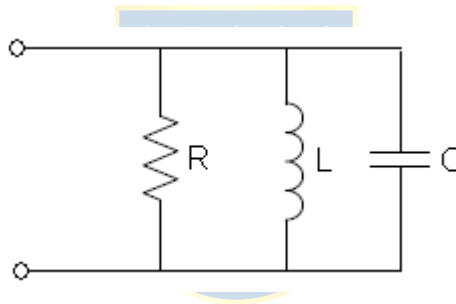


Figura 3.7. Circuito RLC paralelo

$$Y(j\omega) = \frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C \quad (3.22)$$

Para la frecuencia de resonancia, la admitancia del inductor y la admitancia del capacitor se anulan. Para que esto ocurra se debe cumplir la condición de la ecuación (3.23).

$$0 = \frac{1}{j\omega L} + j\omega C \quad (3.23)$$

Despejando ω , se obtiene la frecuencia de resonancia, denominada ω_0 , que es la ecuación (3.21), por lo que la ecuación para calcular la frecuencia de resonancia para una configuración de resonancia serie es la misma fórmula que se usa para una resonancia paralela.

3.2. Diseño de Amplificador de Poder de Alta Potencia

Es el encargado de generar la corriente alterna necesaria para que circule a través del bobinado primario o transmisor. La salida de esta etapa corresponde a un inversor, que convierte la señal continua con que es alimentado el amplificador en una señal alterna con la frecuencia deseada. Las etapas amplificadoras de potencia son empleadas en la salida de los equipos transmisores, en donde se utilizan rangos de frecuencia denominado radiofrecuencias ya que son aptas para transmitir información haciendo uso de propagación electromagnética. Dentro de las familias de amplificadores de poder se pueden encontrar los amplificadores lineales (Clase A, Clase B, Clase AB, Clase C), y los amplificadores de conmutación (Clase D y Clase E).

3.2.1 Amplificadores Lineales

Los amplificadores lineales según se expone en [87], se usan para aplicaciones de modulación de amplitud. Dentro de esta categoría se pueden encontrar los amplificadores Clase A, B, AB y C. Las características principales de estos amplificadores son la corriente de salida AC y la salida de voltaje AC son proporcionales con el voltaje AC de entrada V_{in} , la potencia AC de salida es proporcional con la potencia AC de entrada, el voltaje de encendido del transistor no lo satura, y el transistor actúa como fuente de corriente. El esquema genérico de los amplificadores lineales se muestra en la Figura 3.8.

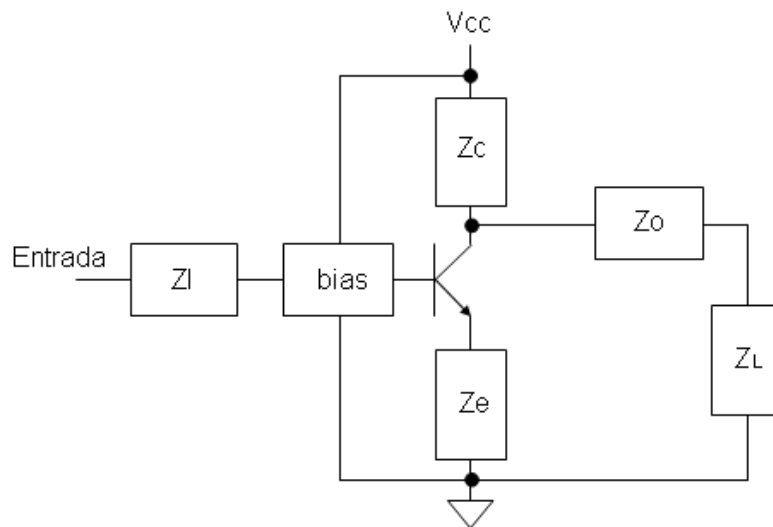


Figura 3.8. Esquema Genérico de Amplificadores Single-Ended Clase A, B, AB o C

El amplificador Clase A se caracteriza por poseer una corriente de salida que circula durante todo el ciclo de la señal de entrada, en un solo transistor. La corriente de polarización del transistor de salida es alta y constante durante todo el proceso, independiente de la existencia de salida. El rendimiento del amplificador Clase A es bajo, debajo de un 50%, debido a que la otra mitad de la corriente amplificada será disipada por el transistor en forma de calor.

El amplificador Clase B se caracteriza por la circulación y amplificación de corriente por parte del transistor durante un semiciclo, mientras que durante el otro semiciclo la corriente se amplifica por otro transistor, permitiendo que exista un semiciclo de trabajo y disipación de potencia y un semiciclo de descanso para cada transistor. Además, no existe circulación de corriente a través de los transistores de salida cuando no existe señal de entrada. Posee un problema que se denomina “distorsión por cruce”.

El amplificador Clase AB es similar al amplificador clase B, pero existe una pequeña corriente que circula por los dos transistores de forma constante, polarizándolos y reduciendo la llamada “distorsión por cruce”. Su nombre viene a que su forma de trabajo es como el del clase B, pero utiliza una corriente de polarización constante, como en el clase A.

Por último, el amplificador de Clase C posee una corriente de salida que sólo circula durante menos de medio ciclo de la señal de entrada, para luego complementarse la salida con un circuito compuesto de condensadores y bobinas, denominado circuito tanque. Trabaja para una banda de frecuencias estrecha, por lo que es apropiado para equipos de radiofrecuencia, debido al fenómeno de resonancia que es generado en la salida del amplificador cuando es sintonizado.

3.2.2 Amplificadores de Conmutación

Los amplificadores de conmutación presentan la ventaja de alta eficiencia, baja disipación de poder, alta confiabilidad y baja sensibilidad. Las topologías denominadas Push-Pull pueden otorgar la cancelación de armónicos impares. Además, estos amplificadores poseen una menor tendencia a oscilar debido a que la ganancia del transistor es baja cuando están apagados y cuando están saturados.

Esos amplificadores poseen una alta eficiencia debido a que la disipación de potencia es igual al voltaje en el transistor multiplicado por la corriente en el transistor para todo momento durante el ciclo de radiofrecuencia. Cuando se encuentra en el modo encendido (ON), el voltaje en el transistor es cercano a cero cuando se encuentra conduciendo corriente. Cuando se encuentra en modo apagado (OFF), existe corriente cero, permaneciendo con un alto voltaje. Durante estas transiciones de conmutación son el único momento en que puede existir un valor de voltaje y de corriente al mismo tiempo.

Dentro de la familia de los amplificadores de conmutación se encuentran el amplificador Clase D y el amplificador Clase E.

Los amplificadores Clase D usan pares de transistores conmutadores que se encuentran acoplados y operando cada uno durante 180 grados de la señal de entrada (medio ciclo cada uno). Los transistores comúnmente usados son los transistores MOSFET, debido a su rápida respuesta ante altas frecuencias, los que en esta configuración trabajan sólo en corte y saturación, por lo que teóricamente no se disipa potencia en forma de calor y la eficiencia general es alta, sobre el 90%. [87], [88]. Dentro de las ventajas de esta clase se encuentran la mayor potencia de salida, preserva las formas de onda normales de operación de voltaje y corriente para un amplio rango de cargas, no posee armónicos impares.

En la Figura 3.9 se muestra un amplificador clase D implementado con transistores MOSFET del modo enriquecimiento. La señal de entrada es aplicada a los MOSFET con un desfase de 180 grados, utilizando un transformador dotado de secundario con derivación central. Cuando la entrada del transistor Q_1 es positiva, la compuerta del transistor Q_2 es negativa. Por lo tanto, Q_1 conduce y Q_2 no actúa. En el siguiente semiciclo de la señal, la compuerta de Q_2 se hace positiva y la de Q_1 se vuelve negativa, por lo que Q_2 conduce, aplicando un pulso negativo al circuito sintonizado. Los MOSFET de enriquecimiento en general no conducen hasta que el voltaje de su compuerta alcanza un valor de umbral específico. La resistencia en el estado de conducción es muy baja. Los transistores suministran una onda cuadrada bipolar al circuito resonante serie, el cual elimina las armónicas pares y produce una onda sinusoidal en la carga.

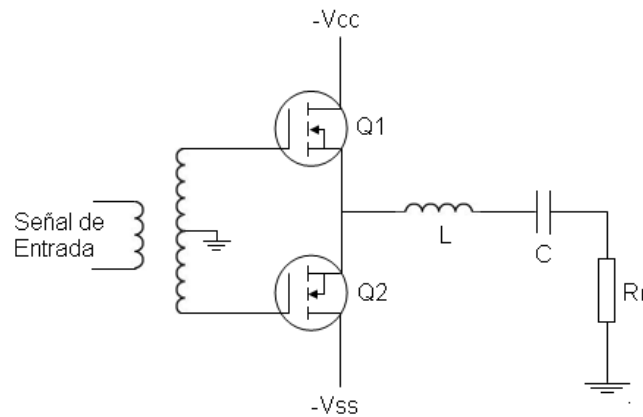


Figura 3.9. Esquema de Amplificador Clase D con elementos MOSFET de tipo Enriquecimiento

El otro tipo de amplificador de conmutación es el amplificador Clase E, el cual utiliza un solo transistor. Pueden emplearse transistores bipolares y MOSFET, pero se prefieren estos últimos debido a sus bajos requerimientos para excitarlos. Además, resultan más eficientes debido a su conmutación más rápida. Posee menores armónicos pares que el amplificador Clase D, y posee menores pérdidas de conmutación a altas frecuencias. Dentro de sus características se encuentran una baja disipación de poder durante los estados de prendido total y apagado total. En la Figura 3.10 se ilustra un amplificador Clase E típico. La señal de entrada, que en un inicio es una señal senoidal, se aplica a un circuito formador que, de manera eficaz, la convierte en onda cuadrada. La señal de onda cuadrada se aplica después a la base del amplificador de potencia bipolar Clase E. Q_1 se conmuta entre encendido y apagado en la frecuencia de la señal de entrada. La señal del colector es aplicada a un filtro pasa bajos y a un circuito sintonizado de acoplamiento de impedancia formado por C_1 , C_2 y L_1 . Las armónicas se eliminan, dejando la onda sinusoidal fundamental que se aplica a la carga.

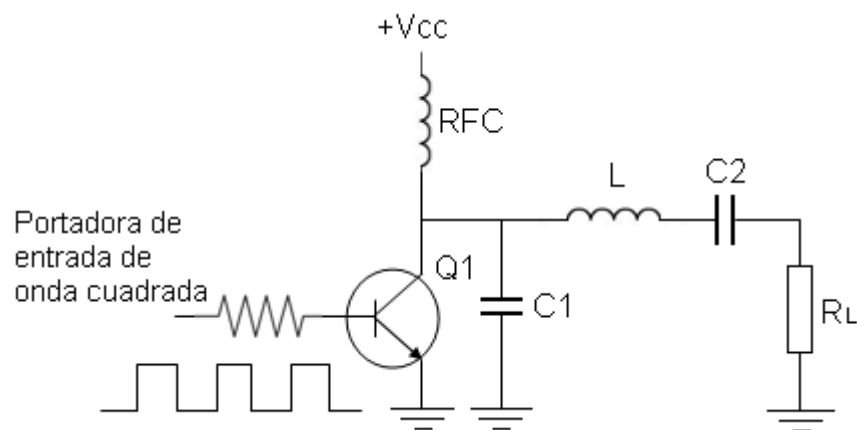


Figura 3.10. Esquema de Amplificador de RF Clase E

3.2.3 Diseño del Amplificador de Poder Clase D

El amplificador de Poder escogido debía cumplir con un buen desempeño a alta frecuencia, además de una alta eficiencia. El amplificador de Poder usado es el amplificador Clase D, y su configuración es mostrada en la Figura 3.11.

Este Amplificador recibe como entrada un tren de pulsos, y su configuración permite que los transistores MOSFET conmuten de forma alternada, para generar la señal de salida deseada. Además, se usa un transformador para producir un aislamiento eléctrico en el circuito, y para generar tierras flotantes en el mismo, permitiendo tener las referencias correctas.

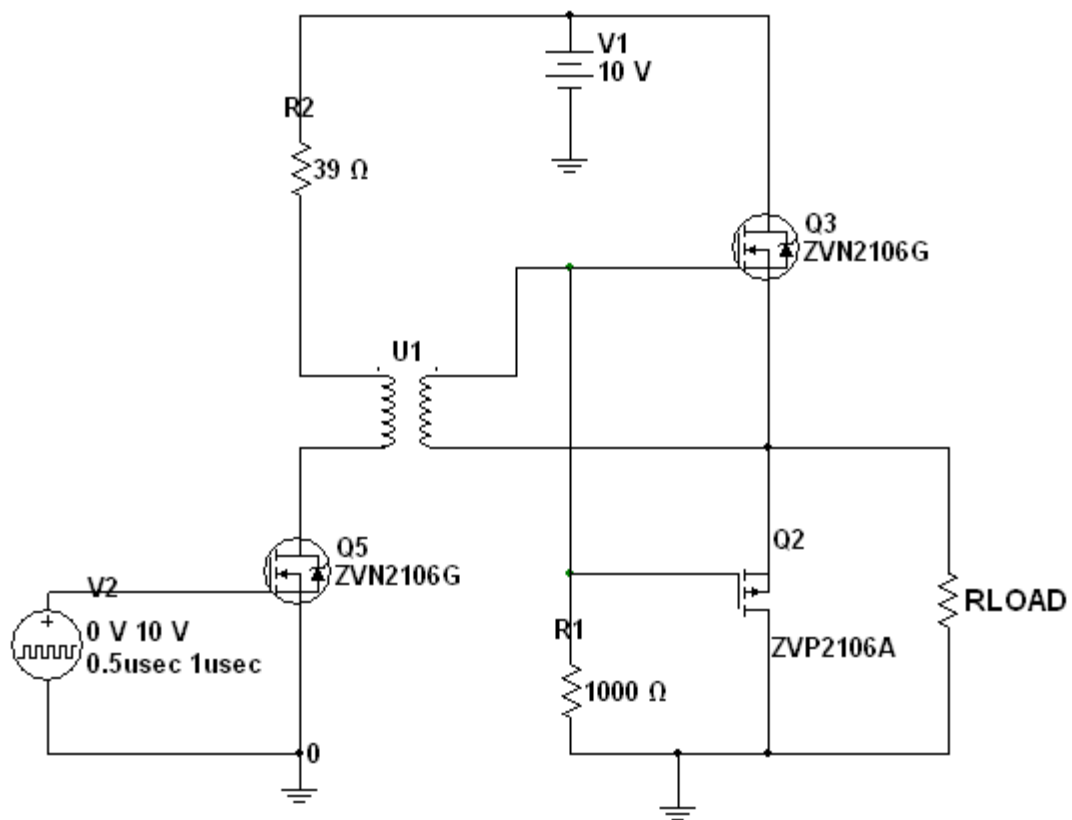


Figura 3.11. Configuración y componentes del Amplificador Clase D usado.

3.2.4 Simulaciones de las distintas Etapas del Amplificador Clase D

Para probar el correcto funcionamiento del Amplificador Clase D, se realizó una simulación de cada etapa del mismo, usando el Software Multisim 11.0 de National Instruments. Primero se midió el voltaje presente en la entrada y salida del transformador presente en el amplificador clase D, como se muestra en la Figura 3.12.

Luego, se midió el voltaje presente en los transistores MOSFET ZVN y ZVP para ver si conmutan correctamente y de forma alternada, que es el comportamiento deseado. La simulación de estos voltajes se muestra en la Figura 3.13.

En la Figura 3.14 se muestra la simulación del voltaje presente en el transistor MOSFET ZVP y en la carga conectada al amplificador, que en este caso de simulación corresponde a una resistencia de 1 k Ω .

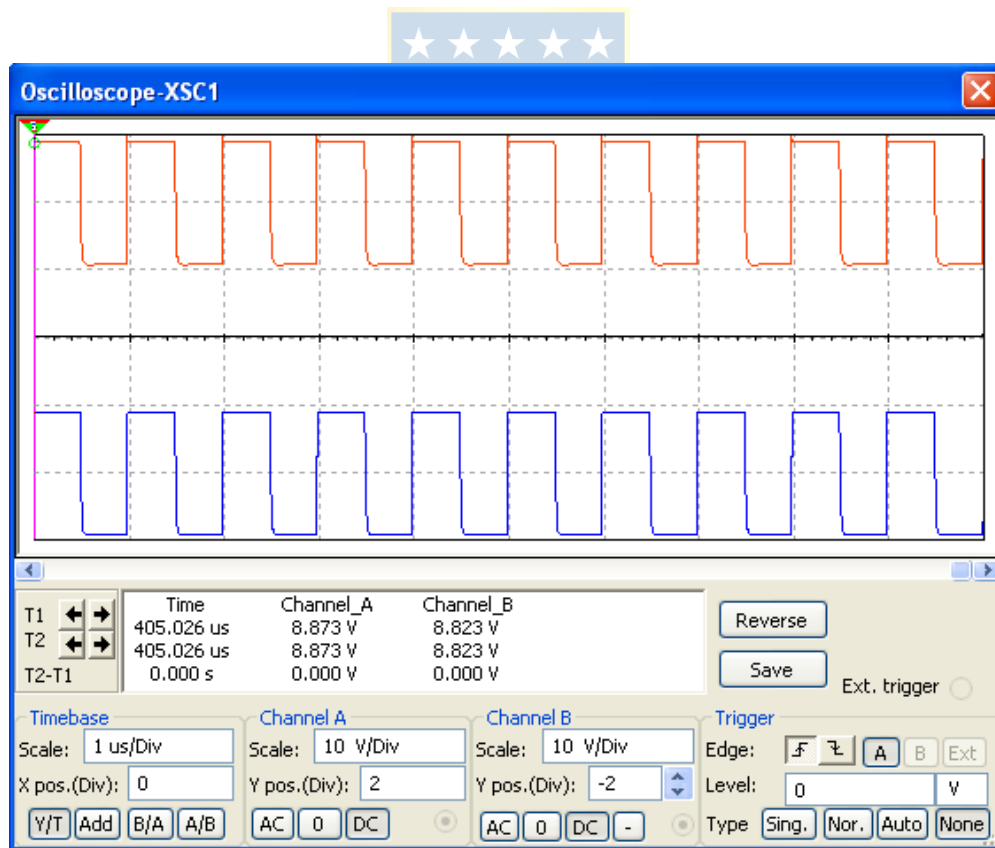


Figura 3.12. Medición de voltaje en la entrada del Transformador (Canal 1: Señal Superior) y en la salida del transformador (Canal 2: Señal Inferior), usando un voltaje de alimentación del Amplificador de 10V.

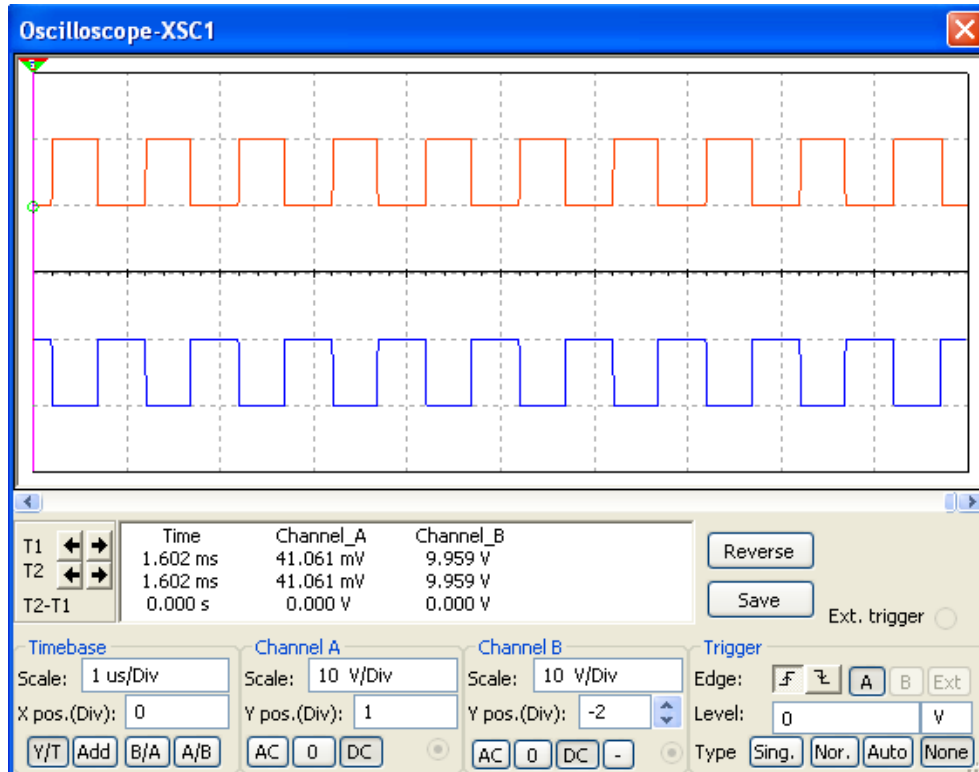


Figura 3.13. Voltaje medido en el transistor MOSFET ZVN (drain y source) (Canal 1: Señal superior) y en el Transistor MOSFET ZVP (drain y source) (Canal 2: Señal Inferior).

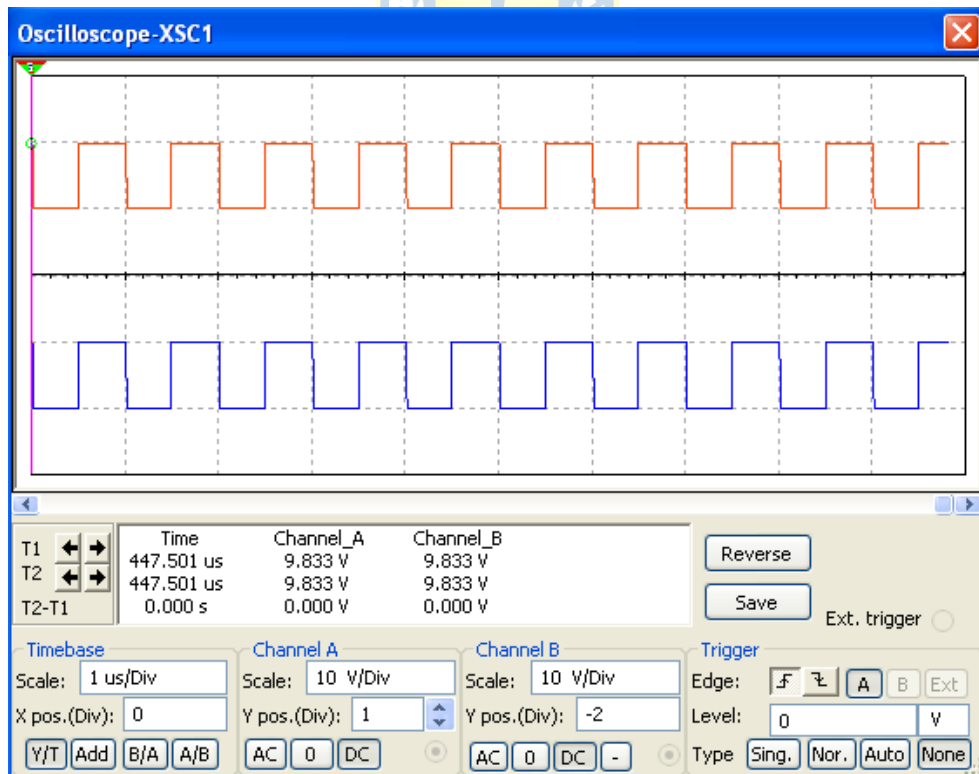


Figura 3.14. Voltaje entre el transistor ZVP (Canal 1: drain y source) (Señal Superior) y la carga de 100ohm (Canal 2: Señal Inferior).

Luego, se conectó a la salida del Amplificador Clase D una resistencia de $1\ \Omega$, una resistencia de $4.95\ \Omega$, una Bobina de $65\ \mu\text{H}$, y un condensador de $391\ \text{pF}$, todos conectados en serie. El valor del condensador fue determinado para producir resonancia con la bobina, a la frecuencia usada en el sistema, que es de $1\ \text{MHz}$.

El esquema del nuevo circuito es mostrado en la Figura 3.15. En esta nueva configuración, se mide el voltaje en la resistencia equivalente entre la resistencia de $1\ \Omega$ conectada en serie al circuito y la resistencia $4.95\ \Omega$, que corresponde a la suma de valores resistivos reales de la bobina y del arreglo de condensadores, para asemejar lo más posible la simulación a los resultados experimentales en el prototipo.

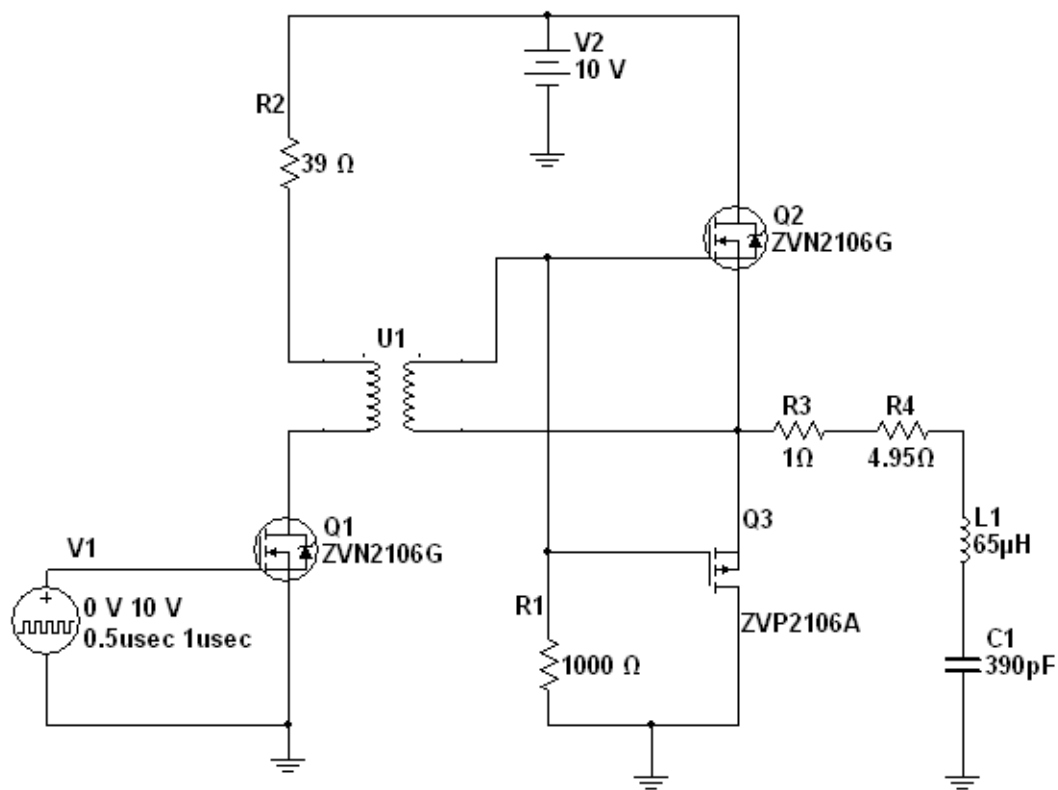


Figura 3.15. Amplificador Clase D conectado con circuito RLC, compuesto por una resistencia R de $1\ \Omega$, una bobina de $65\ \mu\text{H}$ y un condensador de $390\ \text{pF}$, además de una resistencia equivalente de $4.95\ \Omega$ correspondiente a la componente resistiva de la bobina y el condensador a $1\ \text{MHz}$.

En la Figura 3.16 se muestra el voltaje de salida del Amplificador, y el voltaje en la resistencia equivalente de la carga, y en la Figura 3.17 se muestra el voltaje en la bobina y en el condensador, que presentan según lo esperado, un alto voltaje, y desfasado 180 grados para anularse las impedancias, y producir el efecto de resonancia.

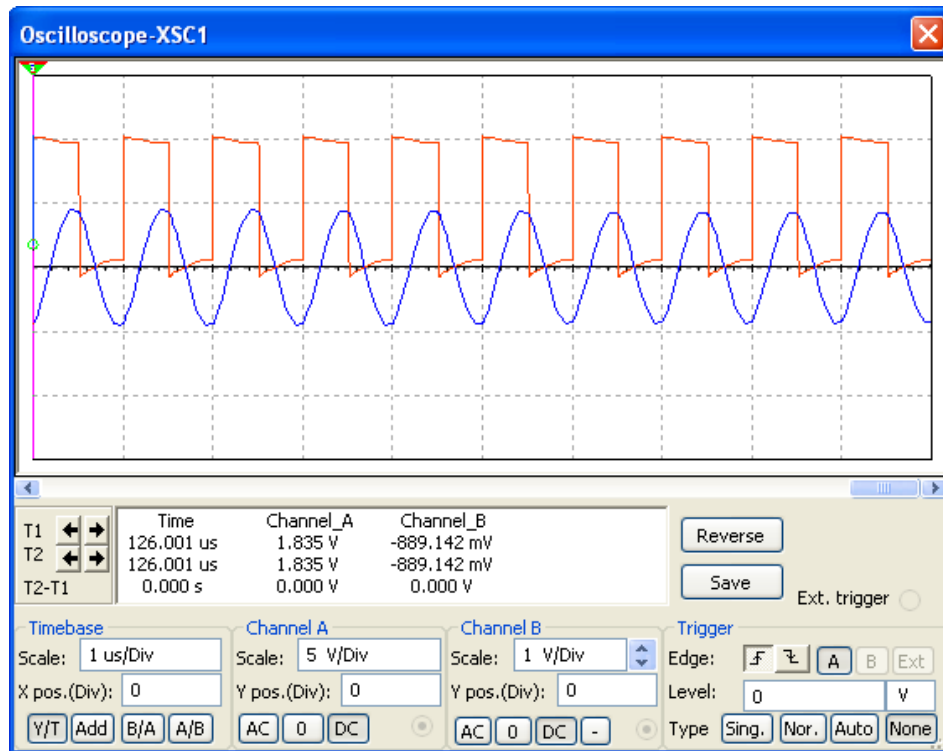


Figura 3.16. Voltaje en la Salida del Amplificador Clase D (Canal A: Señal Superior), y Voltaje en la resistencia equivalente del circuito RLC conectado al Amplificador (Canal B: Señal Inferior).

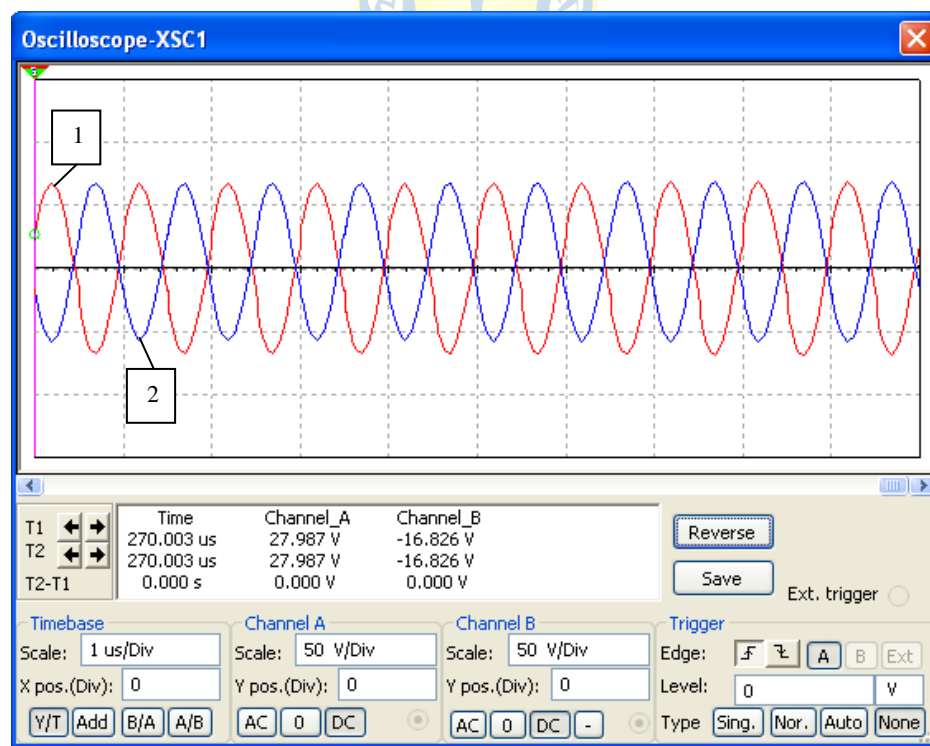


Figura 3.17. Voltajes presente en la Bobina Primaria (Canal A: Señal 1) y Voltaje presente en el Condensador (Canal B: Señal 2), para un voltaje de alimentación del Amplificador de 10V.

3.3. Diseño del Enlace Inductivo

El enlace inductivo está compuesto por el bobinado transmisor ubicado en el circuito primario, y el bobinado receptor, ubicado en el circuito secundario. Para optimizar la transferencia inalámbrica de potencia es necesario considerar una serie de factores que influyen en la eficiencia del enlace inductivo, como son el diseño de las bobinas (forma, diámetro del conductor, diámetro de las bobinas, número de vueltas) y la topología del enlace.

3.3.1 Transformadores en Aplicaciones sin Contacto

El usar dos bobinas para transferir potencia de forma inalámbrica corresponde a un transformador de núcleo de aire, el cual se caracteriza por tener un bajo acoplamiento, por lo que la relación de transformación es muy diferente a la relación de las vueltas, como normalmente es en los transformadores convencionales.

En la Figura 3.18 se muestran dos bobinas enlazadas de forma inductiva, en donde se aprecian las líneas de campo producidas.

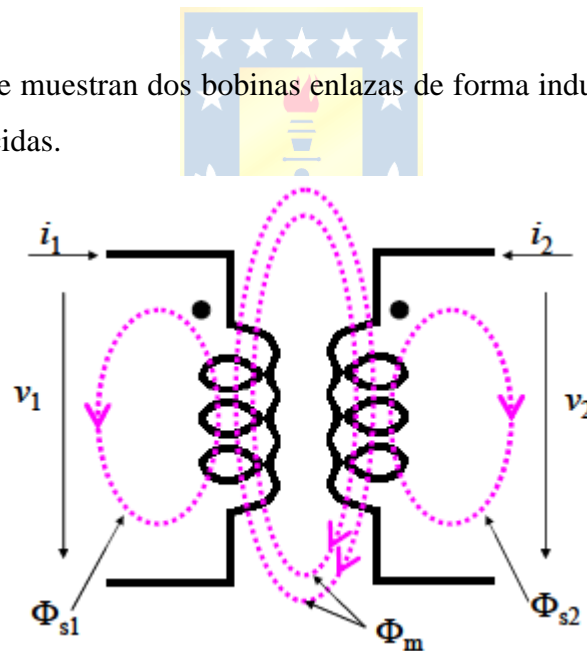


Figura 3.18. Diagrama de Flujos de un Transformador con dos devanados.

Φ_{s1} corresponde al flujo disperso del bobinado primario, que consiste en el flujo magnético creado por la corriente i_1 circulante por el devanado primario y que no es compartido por el secundario. De forma análoga, Φ_{s2} corresponde al flujo disperso del secundario, creado por la corriente i_2 , y no compartida por el primario. Finalmente, Φ_m , es el flujo magnetizante, que consiste

en el flujo magnético creado por cualquiera de las dos corrientes y compartido por ambos devanados.

De esta forma, el flujo total al que se encuentra sometido el devanado primario se puede representar por la ecuación (3.24)

$$\Phi_1 = \Phi_{s1} + \Phi_m \quad (3.24)$$

De forma análoga, el flujo total al que se encuentra sometido el devanado secundario se puede representar por la ecuación (3.25)

$$\Phi_2 = \Phi_{s2} + \Phi_m \quad (3.25)$$

Considerando bobinas ideales, las ecuaciones (3.26) y (3.27) definen el comportamiento.

$$v_1 = N_1 \frac{d\Phi_1}{dt} \quad (3.26)$$

$$v_2 = N_2 \frac{d\Phi_2}{dt} \quad (3.27)$$

Si se combinan ambas ecuaciones, se obtiene las ecuaciones (3.28) y (3.29)

$$v_1 = N_1 \frac{d\Phi_{s1}}{dt} + N_1 \frac{d\Phi_m}{dt} \quad (3.28)$$

$$v_2 = N_2 \frac{d\Phi_{s2}}{dt} + N_2 \frac{d\Phi_m}{dt} \quad (3.29)$$

Si no se considera las pérdidas resistivas existentes en el componente real, en un transformador con alto coeficiente de acoplamiento la relación de transformación es igual a la relación de vueltas, ya que es posible despreciar el flujo disperso, y considerar que todo el flujo es compartido. Es decir, cuando $\Phi_{s1} \approx 0$ y $\Phi_{s2} \approx 0$, se cumple la ecuación (3.30).

$$\frac{v_1}{v_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad (3.30)$$

Pero en el caso de los transformadores que poseen un bajo coeficiente de acoplamiento, como es la situación de los usados en aplicaciones biomédicas, la expresión anterior no es válida, ya que los flujos dispersos pueden tener valores iguales o incluso superiores que el flujo magnetizante.

Si se considera la inductancia de dispersión del primario L_{d1} y del secundario L_{d2} , que representan los flujos de dispersión de los devanados primario y secundario respectivamente, y además, se considera la inductancia magnetizante L_m , que representa el flujo común entre ambos devanados, es posible obtener un modelo simple del transformador. Además, es posible incluir un transformador ideal con la relación de vueltas del transformador a modelar. Como la inductancia magnetizante representa el flujo común, puede colocarse en el modelo tanto en el lado primario como secundario del transformador. El modelo es mostrado en la Figura 3.19. En este caso, se considera la inductancia magnetizante vista desde el devanado primario.

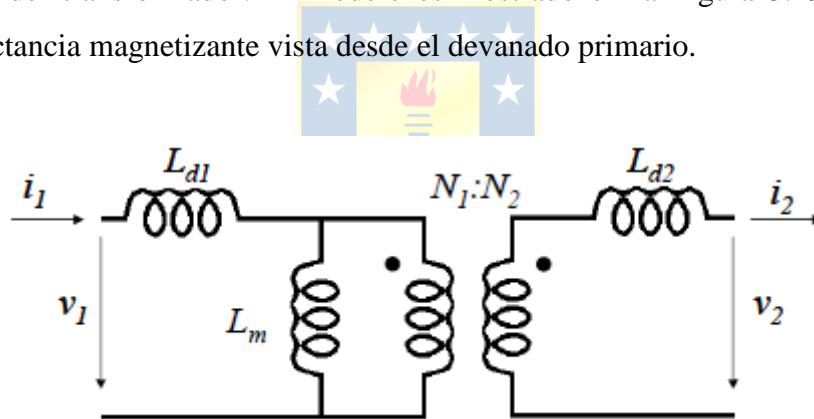


Figura 3.19. Modelo Simple de un Transformador.

Debido a la linealidad supuesta por considerar los componentes ideales, se cumplen las ecuaciones (3.31), (3.32) y (3.33) [89].

$$L_{d1} = \frac{N_1 \Phi_{s1}}{i_1} \quad (3.31)$$

$$L_{d2} = -\frac{N_2 \Phi_{s2}}{i_2} \quad (3.32)$$

$$L_m = \frac{N_1 \Phi_m}{i_1 - \frac{N_2}{N_1} i_2} \quad (3.33)$$

Si se reemplazan estas expresiones en las ecuaciones previas, y realizando operaciones matemáticas, se llega a las ecuaciones que definen el comportamiento de un transformador en función de las inductancias de dispersión, la magnetizante y el número de vueltas de cada devanado, mostradas en la ecuación (3.34) y (3.35)

$$v_1 = (L_{d1} + L_m) \frac{di_1}{dt} - L_m \frac{N_2}{N_1} \frac{di_2}{dt} \quad (3.34)$$

$$v_2 = - \left[L_{d2} + L_m \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 \right] \frac{di_2}{dt} - L_m \frac{N_2}{N_1} \frac{di_1}{dt} \quad (3.35)$$

3.3.2 Coeficiente de Acoplamiento (k)

El coeficiente de acoplamiento del transformador es una medida entre la energía compartida por ambos devanados y la energía total generada, de modo que se obtiene la ecuación (3.36).

$$k = \frac{L_m \frac{N_2}{N_1}}{\sqrt{(L_m + L_{d1}) \left[L_m \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 + L_{d2} \right]}} \quad (3.36)$$

El coeficiente de acoplamiento del transformador es crítico para el rendimiento de la fuente de alimentación en aplicaciones de transferencia de potencia sin contacto.

Este coeficiente consiste en una cantidad adimensional, y también es definido como la razón entre la inductancia mutua entre los bobinados y las inductancias propias de cada bobinado, como se muestra en la ecuación (3.37).

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (3.37)$$

El coeficiente de acoplamiento asume el valor cero cuando no existe ningún acoplamiento, y posee el valor uno cuando el acoplamiento es perfecto, siendo este último el caso en que todo el flujo magnético inducido por un bobinado está enlazado con el otro bobinado. Según esta definición, k es independiente del número de vueltas de ambos bobinados siempre y cuando la geometría sea mantenida. Este coeficiente es especial para especificar la fuerza del acoplamiento sin la necesidad de conocer otros detalles sobre el par de bobinas utilizadas, por lo que es común que se use k para evaluar el acoplamiento entre dos bobinados en vez de M . Además, k es un importante factor para determinar la distancia máxima a la que se puede alcanzar una operación correcta del implante.

Existe otra expresión para k presentada en [84], que puede ser aplicada cuando el radio del alambre de las bobinas es mucho menor que el radio de los bobinados, cuando la profundidad del bobinado del receptor es mucho menor que el radio promedio del receptor y el largo del receptor es mucho menor que el largo del transmisor, permitiendo que el campo magnético sea relativamente constante para todos los bobinados. Si se cumplen estas condiciones, k puede ser calculado a través de la fórmula (3.38).

$$k = \frac{\mu\pi R_r^2 N_t N_r}{2l_t \sqrt{l_t l_r}} \left[\frac{d + l_t}{\sqrt{(d + l_t)^2 + R_t^2}} - \frac{d}{\sqrt{d^2 + R_t^2}} \right] \quad (3.38)$$

La cual está dada en función del largo del receptor (l_r), el largo del transmisor (l_t), el radio promedio del receptor (R_r), el radio del transmisor (R_t), el número de vueltas del bobinado del transmisor (N_t), el número de vueltas del bobinado del receptor (N_r), y la distancia entre la cara del transmisor y el bobinado central del receptor (d).

3.3.3 Topología del Enlace Inductivo

Según el análisis presentado en [90], es posible considerar una topología general, que involucra todas las posibles combinaciones de configuraciones que se pueden realizar tanto en el circuito primario, como en el secundario (Figura 3.20).

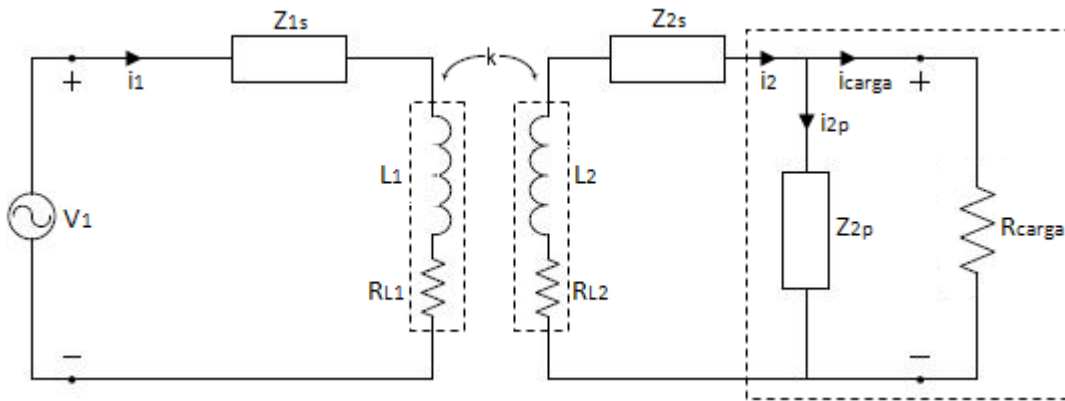


Figura 3.20. Topología General de enlace inductivo.

Donde L_1 y L_2 representan las inductancias de los bobinados transmisor y receptor con sus resistencias serie efectivas, R_{L1} y R_{L2} . Z_{1s} y Z_{2s} son las impedancias resonantes serie (condensadores), mientras que Z_{2p} es la impedancia resonante paralelo en el circuito secundario.

Las ecuaciones que caracterizan este circuito general, y que serán usadas para el análisis del sistema son presentadas a continuación (3.39)-(3.47).

$$i_2 = i_{2p} + i_{carga} \quad (3.39)$$

$$Z_{ns} = \frac{1}{j\omega C_{ns}} \quad (3.40)$$

$$Z_M = j\omega M = j\omega k \sqrt{L_1 L_2} \quad (3.41a)$$

$$Z_{Ln} = j\omega L_n + R_{Ln} \quad (3.41b)$$

$$Z_{carga} = Z_{2p} // R_{carga} \quad (3.41c)$$

($n = 1 \rightarrow$ primario; $n = 2 \rightarrow$ secundario)

$$V_1 = (Z_{1s} + Z_{L1})i_1 - Z_M i_2 \quad (3.42)$$

$$V_L = -(Z_{2s} + Z_{L2})i_2 + Z_M i_1 \quad (3.43)$$

$$V_L = R_{carga} i_L = Z_{carga} i_2 \quad (3.44)$$

$$\frac{V_L}{V_1} = \frac{Z_M Z_{carga}}{(Z_{1s} + Z_{L1})(Z_{2s} + Z_{L2} + Z_{carga}) - Z_M^2} \quad (3.45)$$

$$i_1 = \frac{V_1 + Z_M \left(\frac{V_L}{Z_{carga}} \right)}{Z_{1s} + Z_{L1}} \quad (3.46)$$

$$\eta_{entlace} = \frac{Re[V_L I_L^*]}{Re[V_1 I_0^*]} = \frac{Re \left[V_L \left(\frac{V_L}{R_{carga}} \right)^* \right]}{Re[V_1] Re[I_0^*]} = \frac{\frac{|V_L|^2}{R_{carga}}}{Re[V_1] Re[I_0^*]} \quad (3.47)$$

Según lo presentado en [90], la topología que considera sintonización serie en el circuito primario y sintonización paralela en el circuito secundario, presentada en la Figura 3.21, corresponde a la topología ideal, debido a que su ganancia de voltaje y características de eficiencia a bajos rangos de acoplamiento. La nueva expresión de ganancia de voltaje para esta configuración se muestra en la ecuación (3.48).

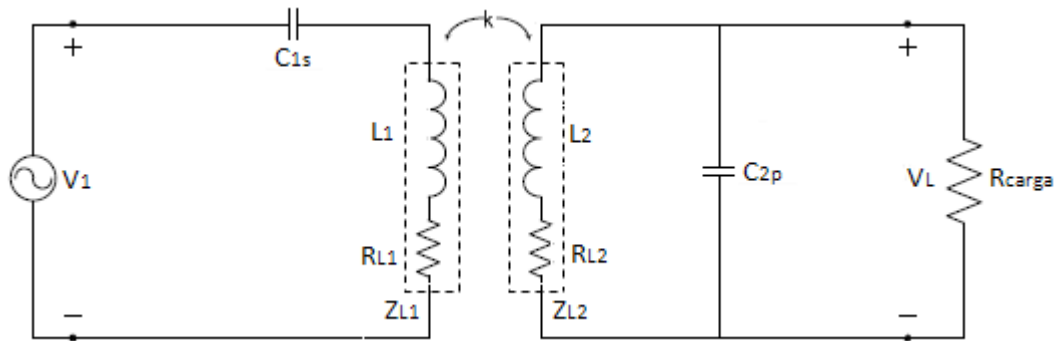


Figura 3.21. Topología de enlace inductivo con resonancia serie en el circuito primario y resonancia paralela en el circuito secundario.

$$\frac{V_L}{V_1} = \frac{C_{1s}R_{load}M\omega^2}{C_{1s}R_{load}C_{2p}A\omega^4 + jM\omega^3 + N\omega^2 + iO\omega + E} \quad (3.48)$$

Donde:

$$A = M^2 - L_1L_2$$

$$B = C + L_1R_{carga} = L_1R_{L2} + L_1R_{carga} + L_2R_{L1}$$

$$C = L_1R_{L2} + L_2R_{L1}$$

$$D = R_{L1}R_{carga} + R_{L1}R_{L2}$$

$$E = R_{carga} + R_{L2}$$

$$M = C_{1s}R_{load}C_{2p}C - C_{1s}A$$

$$N = C_{1s}B + R_{load}C_{2p}(R_{L1}C_{1s}R_{L2} + L_2)$$

$$O = R_{L1}C_{1s}E + R_{L2}C_{2p}R_{load} + L_2$$

La eficiencia del sistema con esta topología está dada por la ecuación (3.49), que es la misma que cuando se usa sólo una sintonización paralela en el circuito secundario, verificando el hecho que la adición de resonancia serie en el circuito primario altera sólo la ganancia en voltaje y no hay diferencia en la eficiencia del enlace.

$$\eta_{enlace} = \frac{\omega^2 M^2 R_{carga}}{R_{carga}^2 [C_{2p}^2 K \omega^4 + (R_{L1} L + F) \omega^2] + R_{L1} E^2} \quad (3.49)$$

Donde:

$$J = L_1 + R_{L1}R_{L2}C_{2p}$$

$$K = R_{L2}M^2 + L_2^2 R_{L1}$$

$$L = C_{2p}^2 R_{L2}^2 - 2C_{2p}L_2$$

Al tomar en consideración las distintas topologías del enlace inductivo, es posible mencionar los siguientes puntos:

- Tanto la ganancia en voltaje como la eficiencia del enlace son altamente dependientes del coeficiente de acoplamiento (k), como también del factor de calidad de las bobinas.
- La resonancia del circuito secundario ya sea con resonancia serie o paralela mejora la eficiencia del enlace y la ganancia de voltaje.
- La resonancia del circuito primario altera sólo la ganancia de voltaje, mientras que la resonancia del circuito secundario altera ambos, la ganancia de voltaje y la eficiencia.

3.3.4 Análisis de la Resonancia del Enlace Inductivo

De acuerdo al análisis efectuado en, se usa la resonancia serie en el circuito primario, y resonancia paralela en el circuito secundario mostrado en la Figura 3.23, considerando una fuente de voltaje alterno V_1 , una resistencia R_0 , que representa la resistencia que posee la etapa de amplificación de alta frecuencia, y tanto el condensador y la bobina transmisora, en donde se considera su inductancia L_1 y su resistencia R_{L1} . Las reactancias tanto del capacitor como del inductor son anuladas a la frecuencia de resonancia, pero la componente resistiva de la impedancia de la bobina (R_{L1}) permanece. El bobinado transmisor se encuentra en acoplado con el bobinado receptor a través de una inductancia mutua M a cada posición de los bobinados. En el circuito secundario, existe una resonancia secundaria formada por el bobinado receptor y el condensador C_{2p} . La forma de onda que aparece en el circuito secundario pasa a través de un rectificador para transformar el voltaje AC en un voltaje DC, para luego llegar a la carga.

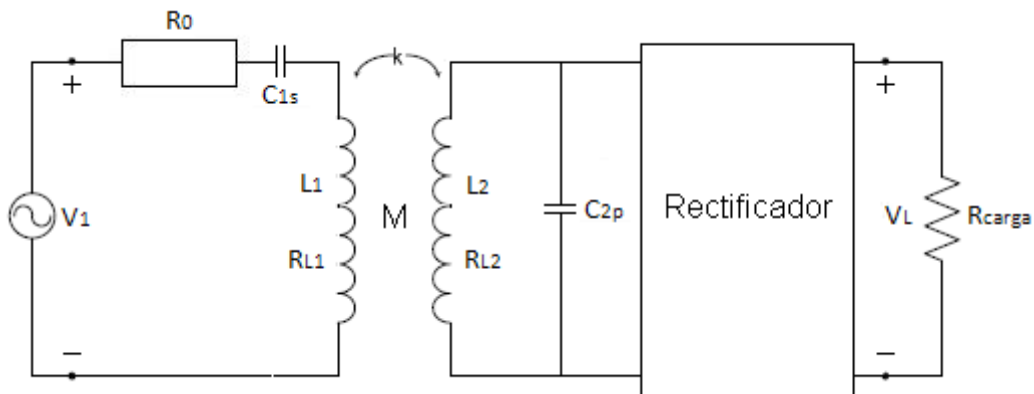


Figura 3.22. Circuito primario acoplado magnéticamente al circuito secundario con un rectificador y la carga.

Una forma equivalente de representar este circuito es separando la impedancia del bobinado primario como un componente aislado, conectado en serie, separar la impedancia del bobinado paralelo, conectándola en paralelo al circuito (R_p), y si se asume que el rectificador actúa de forma ideal, de forma que el valor peak del voltaje a través del condensador C_{2p} aparece como un voltaje directo a través de la resistencia de carga. Si la misma potencia es disipada en la resistencia de carga como lo sería si se pusiese una resistencia equivalente directamente en paralelo con el condensador y la bobina, se obtiene la ecuación (3.50) y representada en la Figura 3.23.

$$R_{eq} = \frac{R_L}{2} \quad (3.50)$$

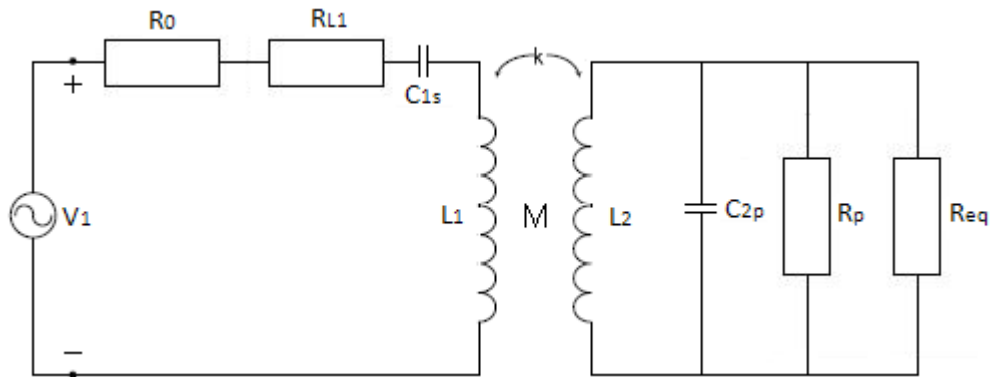


Figura 3.23. Circuito primario acoplado magnéticamente al circuito secundario con un circuito equivalente AC en estado estacionario para la carga.

Las resistencias de pérdida R_{L1} y R_p mostradas en la figura 8 son mostradas como componentes separados. De aquí, es posible agrupar las resistencias de pérdida en el circuito primario y secundario respectivamente, lo que se muestra en las ecuaciones (3.51) y (3.52).

$$R_1 = R_0 + R_s \quad (3.51)$$

$$R_2 = \frac{R_p R_{eq}}{R_p + R_{eq}} = \frac{0.5 R_p R_L}{R_p + 0.5 R_L} \quad (3.52)$$

También resulta de mayor simplicidad considerar las inductancias propia y mutua como componentes separados, como se muestra en la figura 3.24.

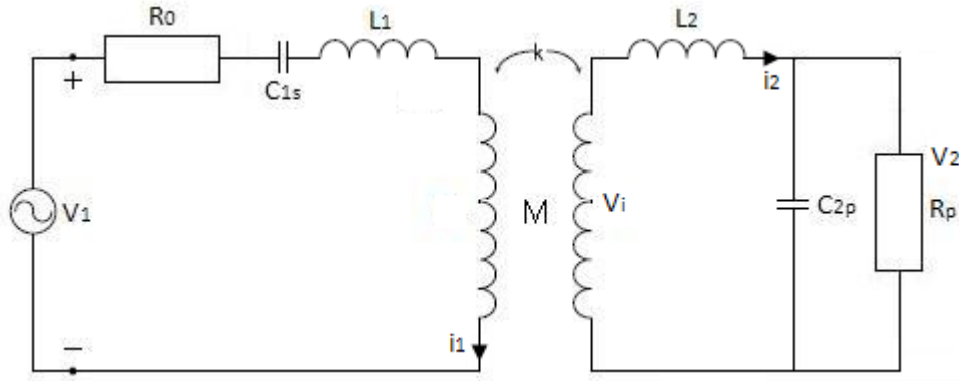


Figura 3.24. Circuito en su forma analítica final mostrando las inductancias propias y la inductancia mutua de forma separada.

Para sintonizar el circuito, se debe considerar la impedancia vista por el receptor a través de la inductancia mutua, lo que es mostrado en la ecuación (3.53).

$$Z_2 = \frac{V_i}{I_2} = \frac{R_2}{(1 + \omega^2 C_2^2 R_2^2)} + j \left[\omega L_2 - \frac{\omega C_2 R_2^2}{(1 + \omega^2 C_2^2 R_2^2)} \right] \quad (3.53)$$

Esta impedancia aparecerá en el circuito transmisor como una impedancia serie, como se muestra en la ecuación (3.54).

$$Z_{extra} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_2} \quad (3.54)$$

Cuando los bobinados se encuentran lejos entre sí, $M = 0$, y la fuente de voltaje sólo ve R_1 como la impedancia serie. Cuando M no es cero, la impedancia en el circuito transmisor será la que se muestra en la ecuación (3.55), y si Z_2 es real, la impedancia en el circuito transmisor será real para todo M .

$$Z_1 = R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{Z_2} \quad (3.55)$$

Por lo tanto, la sintonización en el transmisor no es alterada por la presencia del receptor. Para lograr que Z_2 sea real, la parte imaginaria de la ecuación (3.56) debe ser cero.

$$\omega^2 = \frac{1}{L_2 C_2} - \left(\frac{1}{C_2 R_2} \right)^2 \quad (3.56)$$

Cuando $\omega = \omega_0$, se obtienen las ecuaciones (3.57) y (3.58).

$$Z_2 = \frac{V_i}{I_2} = \frac{L_2}{C_2 R_2} \quad (3.57)$$

$$\frac{V_1}{I_1} = R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{\left(\frac{L_2}{C_2 R_2} \right)} + j \left[\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right] \quad (3.58)$$

Manteniendo resonancia serie en el transmisor y sustituyendo $M^2 = k^2 L_1 L_2$, se obtiene la ecuación (3.59).

$$\frac{V_1}{I_1} = R_1 + k^2 \left(\frac{C_2}{C_1} \right) R_2 \quad (3.59)$$

Cabe mencionar que en este análisis, el valor de C_2 no es ajustado para maximizar V_2 , y esto normalmente no se puede hacer con implantes. En este caso, la frecuencia del transmisor debe ser ajustada al valor de ω_0 del receptor, que fue mostrado que debe ser a la que la impedancia que aparece en el circuito transmisor es real para todos los valores del coeficiente de acoplamiento k . Este ajuste no es sencillo de realizar, debido a que para cada valor de ω , C_1 debe cambiar para mantener la resonancia serie del transmisor.

3.3.5 Simulación Computacional de Campos Eléctricos y Magnéticos producidos por el Enlace Inductivo

Para comprobar que el sistema propuesto de transferencia inalámbrica de energía mediante enlace inductivo no supera los límites impuestos por la normativa, es necesario simular los campos eléctricos y magnéticos producidos en la bobina primaria. Además, esto permite visualizar la forma que poseen las líneas de campo. Para esto se usó el Software COMSOL Multiphysics 4.2a.

Primero se simulan los campos producidos por una bobina de 30 vueltas, de un espesor de 1cm, por la que circula una corriente de 200mA. Este valor es mayor al usado en el prototipo, con el objetivo de sobreestimar los resultados, considerando el peor escenario posible.

En las Figuras 3.25 y 3.26 se muestra la Intensidad de Campo Eléctrico (**E**) producido por la bobina simulada, en la Figura 3.27 se muestra el Campo Eléctrico de Desplazamiento (**D**) producido por la bobina, en las Figuras 3.28 y 3.29 se muestra la Intensidad de Campo Magnético (**H**) producido por la bobina, y en la Figura 3.30 se muestra la Densidad de Flujo Magnético (**B**) producida.

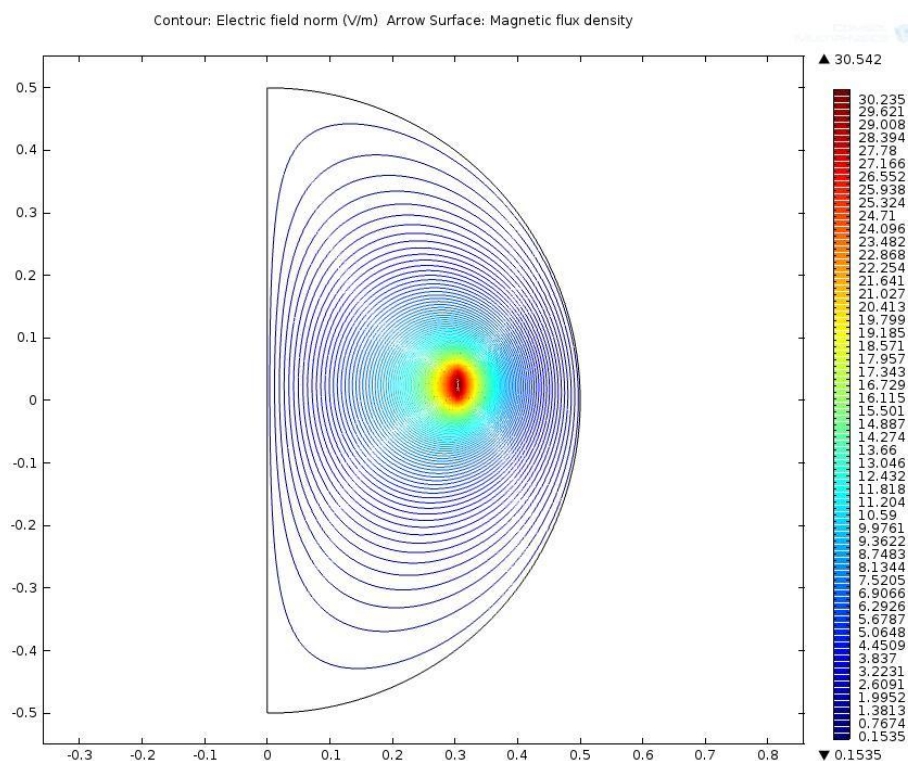


Figura 3.25. Intensidad de Campo Eléctrico (**E**), medido en V/m, producido por una bobina de 30 vueltas, y de 1cm de espesor.

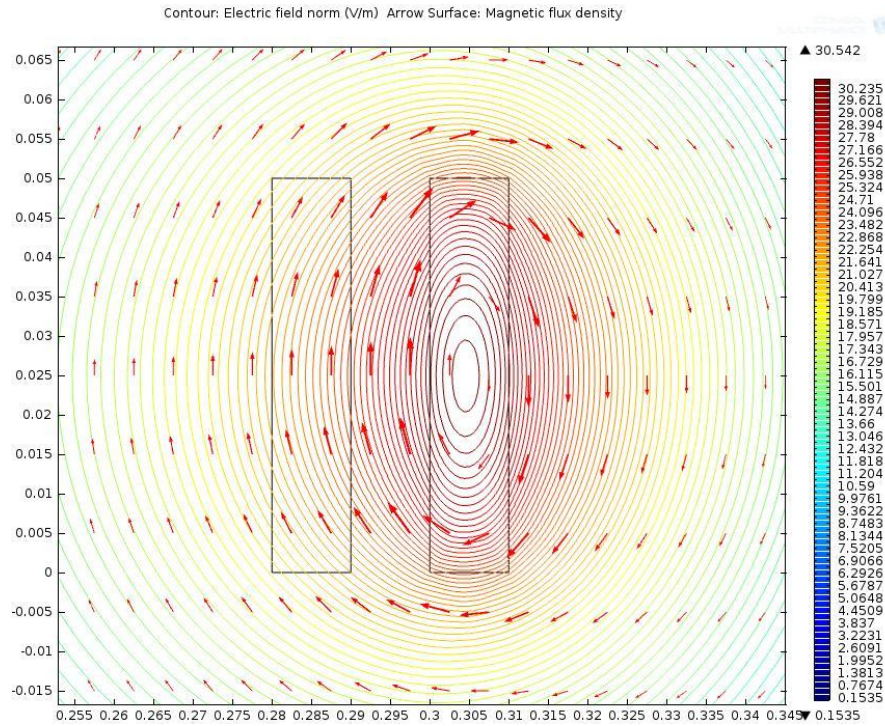


Figura 3.26. Intensidad de Campo Eléctrico (E), medido en V/m, producido por una bobina de 30 vueltas, y de 1cm de espesor, con un zoom en la bobina.

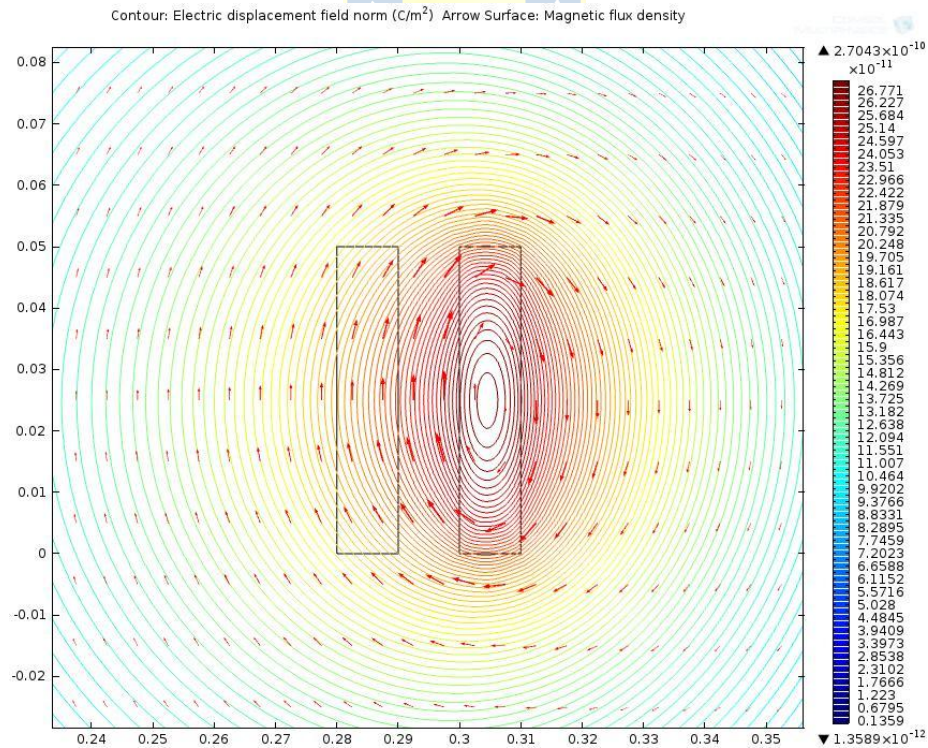


Figura 3.27. Campo Eléctrico de Desplazamiento (D), medido en C/m², producido por una bobina de 30 vueltas, y de 1cm de espesor, con un zoom de la bobina.

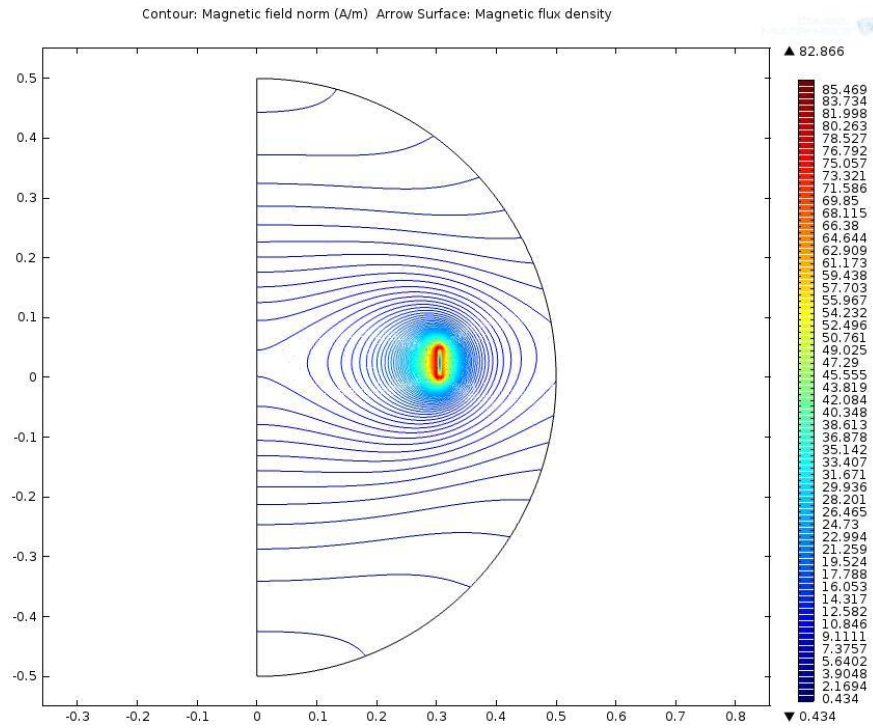


Figura 3.28. Intensidad de Campo Magnético (H), medido en A/m, producido por una bobina de 30 vueltas, y de 1cm de espesor.

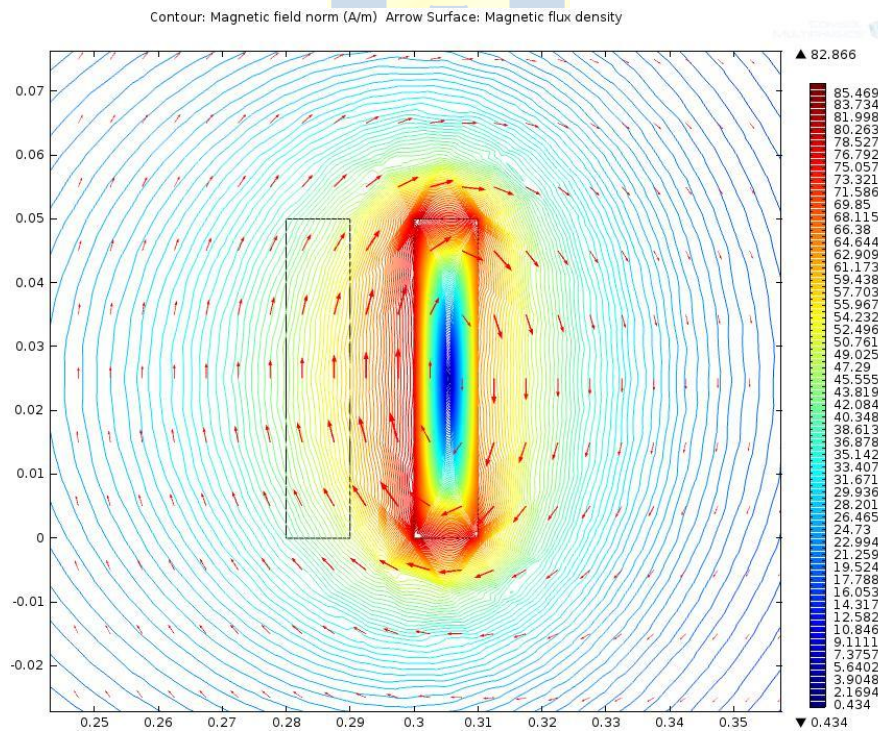


Figura 3.29. Intensidad de Campo Magnético (H), medido en A/m, producido por una bobina de 30 vueltas, y de 1cm de espesor, con un zoom de la bobina.

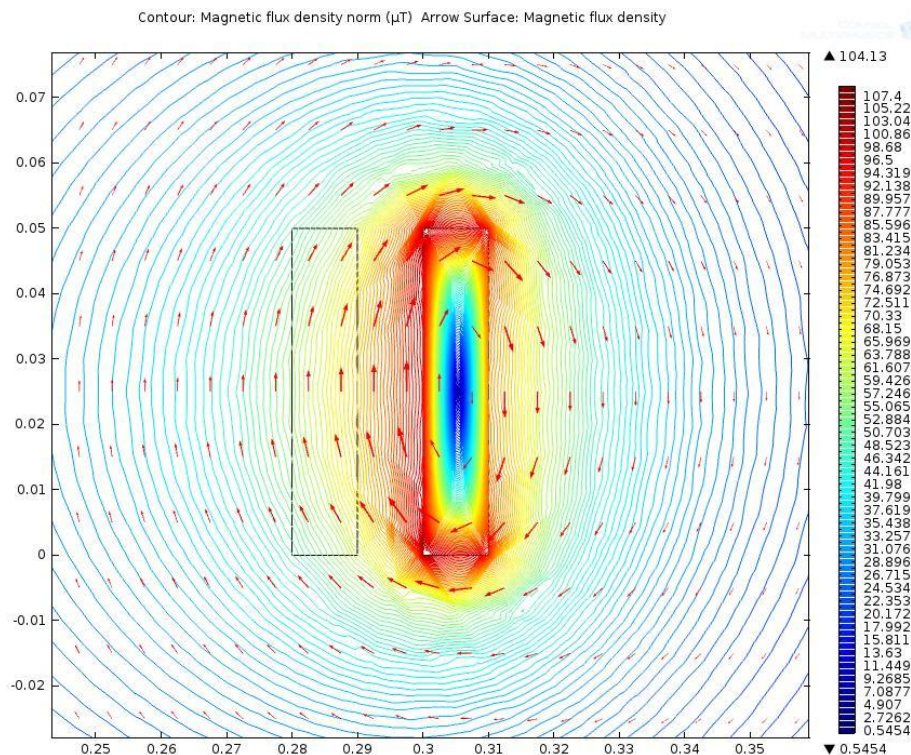


Figura 3.30. Densidad de Flujo Magnético (\mathbf{B}) medido en μT , producido por una bobina de 30 vueltas, y de 1 cm de espesor, con un zoom de la bobina.

Analizando las gráficas es posible concluir que los valores obtenidos mediante la simulación computacional son menores que los límites impuestos por la normativa del IEEE C95.1 – 2005, demostrando que el sistema propuesto cumple con el estándar existente. La comparación de los valores máximos se muestra en la Tabla 2.5.

Tabla 2.5 Comparación de valores límites de Campos Eléctricos y Magnéticos presentes en el estándar IEEE C95.1 – 2005 con los obtenidos en el sistema mediante Simulación Computacional

Parámetro Comparado	Límite Estándar IEEE C95.1 - 2005	Resultado Máximo Obtenido mediante Simulación Computacional
Intensidad de Campo Eléctrico (\mathbf{E})	614 (V/m) (entre 0.1 y 1.34 MHz)	30.24 (V/m)
Intensidad de Campo Magnético (\mathbf{H})	900 (A/m) (entre 3.35 y 5000 kHz)	85.47 (A/m)
Densidad de Flujo Magnético (\mathbf{B})	1130 (μT) (entre 3.35 y 5000 kHz)	107 (μT)

Sin embargo, las simulaciones computacionales mostradas consideran una bobina primaria rodeada por aire. En un caso práctico, esta bobina primaria se encontraría cubierta por una carcasa. Para medir de qué forma influye en los campos eléctricos y magnéticos la presencia de una carcasa, se repitieron las simulaciones, pero esta vez cubriendo la bobina primaria por una carcasa de silicona, que es uno de los posibles materiales usados en esta clase de aplicaciones, para analizar si se sufre algún cambio en las líneas de campo, o en los valores máximos obtenidos.

Al analizar los resultados de estas nuevas simulaciones computacionales, mostradas en las Figuras 3.31 y 3.32, es posible concluir que la presencia de una carcasa de silicona cubriendo la bobina primaria no altera ni el valor máximo de los campos, ni la distribución de las líneas de campo, por lo que la comparación de los valores máximos simulados, y el estándar C95.1 – 2005 sigue siendo válido, y se sigue cumpliendo con la norma existente.

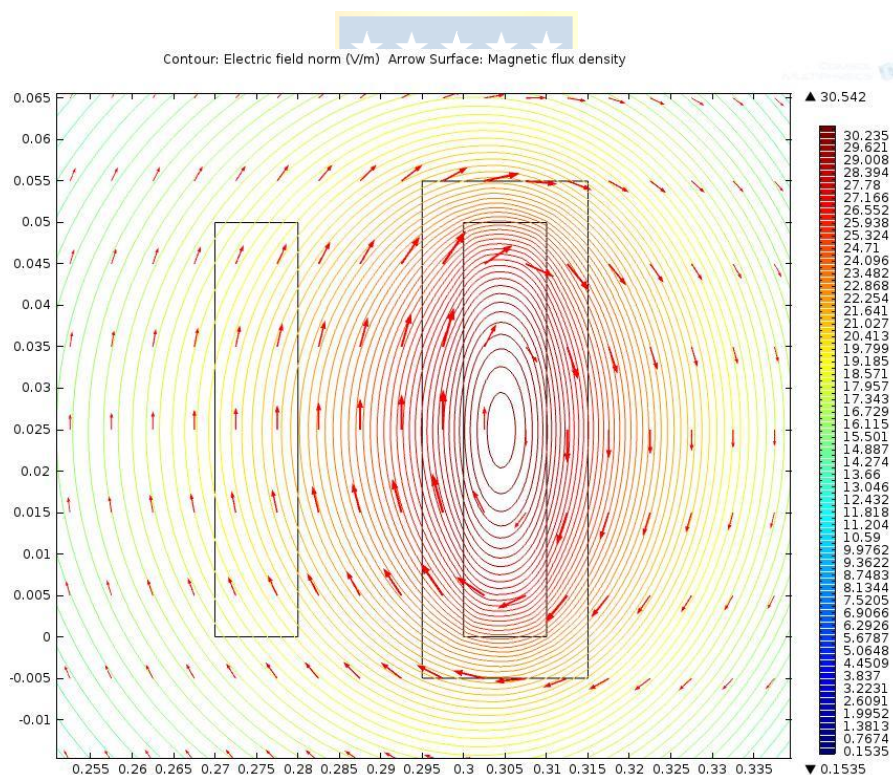


Figura 3.31. Intensidad de Campo Eléctrico (E), medido en V/m, producido por una bobina de 30 vueltas, y de 1cm de espesor, con una cubierta de silicona (rectángulo externo a la bobina).

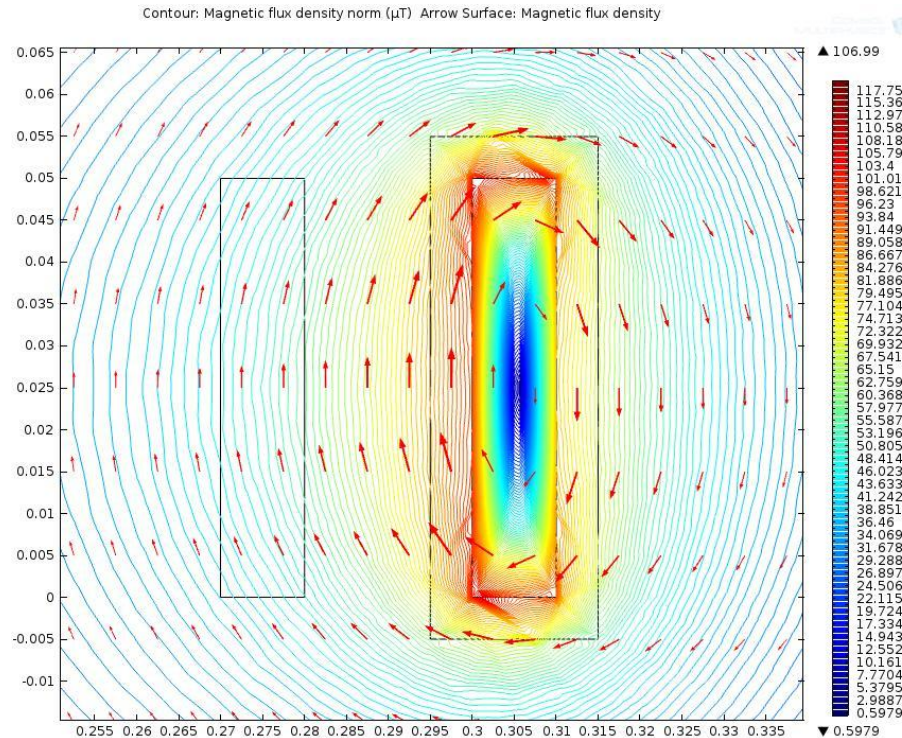


Figura 3.32. Densidad de Flujo Magnético (B) medido en μT , producido por una bobina de 30 vueltas, y de 1cm de espesor, con una cubierta de silicona (rectángulo externo a la bobina).

3.4. Diseño del Rectificador de Alta Frecuencia

La etapa de rectificación es necesaria para convertir la señal de voltaje c.a. proveniente del acoplamiento inductivo, en un voltaje c.c. Debido a la necesidad de realizar una rectificación de alta frecuencia, es necesario usar diodos que tengan una rápida respuesta. Para esto se deben usar diodos que operan a altas frecuencias. La rectificación puede ser clasificada ya sea como de media onda o de onda completa.

3.4.1 Rectificador de Media Onda

El rectificador de media onda está compuesto por un diodo, debido a su propiedad de permitir el flujo de corriente sólo en una dirección, por lo que elimina el semiciclo negativo de la señal de entrada, convirtiéndola de una señal alterna a una señal continua.

En la Figura 3.33 se muestra un circuito rectificador de media onda simple. En el momento en que es positiva la tensión de entrada, el diodo se polariza de forma directa, y si se considera un diodo ideal, se puede reemplazar por un cortocircuito. Cuando la tensión de entrada es negativa, el diodo es polarizado de forma inversa, y si se considera nuevamente como diodo ideal, se puede reemplazar por un circuito abierto.

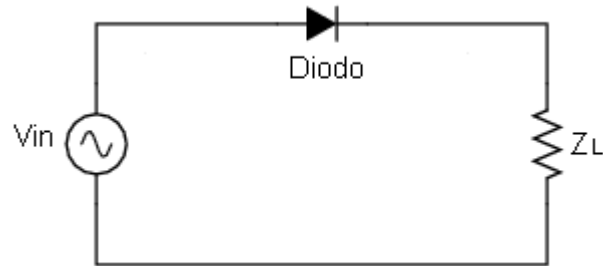


Figura 3.33. Esquema general de Rectificador de Media Onda

3.4.2 Rectificador de Onda Completa

En el caso de la rectificación de onda completa, se transfiere energía desde la entrada hasta la salida durante todo el ciclo de la señal de entrada, por lo que se puede proporcionar una mayor corriente promedio por cada ciclo comparado con la que se puede obtener al usar un rectificador de media onda. Esto se puede llevar a cabo mediante una configuración denominada puente rectificador, mostrada en la Figura 3.34. Durante el semiciclo positivo de la señal de entrada, los diodos 1 y 4 conducen y los diodos 2 y 3 son circuitos abiertos. Durante el semiciclo negativo de la señal de entrada, se invierte la situación, y los diodos 2 y 3 conducen [91].

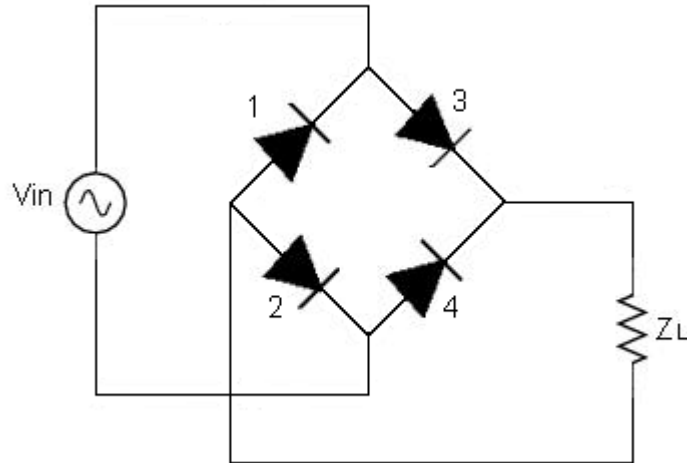


Figura 3.34. Esquema general de Rectificador de Onda Completa

3.4.3 Filtrado de la Salida del Rectificador

Los dos circuitos rectificadores presentados anteriormente entregan a su salida una tensión de salida continua pulsante. Estas pulsaciones, que también son conocidas como rizo en la señal de salida, se pueden reducir filtrando la tensión de salida del rectificador. La forma más común de llevar a cabo esto es mediante el uso de un capacitor [91], el cual va conectado en paralelo a la resistencia de carga.

El capacitor se carga hasta el valor de tensión máximo de la entrada. Cuando la tensión de entrada cae debajo de este valor, el capacitor no es capaz de descargarse a través del diodo, por lo que se descarga a través de la resistencia de carga, conduciendo a un decaimiento exponencial del voltaje de la carga, dado por la ecuación (3.60).

$$v_o = V_{max}e^{-t/\tau} = V_{max}e^{-t/R_L C} \quad (3.60)$$

3.4.4 Simulación del Rectificador Implementado

Para corroborar el correcto funcionamiento del rectificador a utilizar, se realizó una simulación computacional del mismo usando nuevamente el Software Multisim 11.0 de National Instruments. El circuito implementado se muestra en la Figura 3.35. La salida del circuito (a) se muestra en la Figura 3.36, y la del circuito (b), con el filtro, en la Figura 3.37.

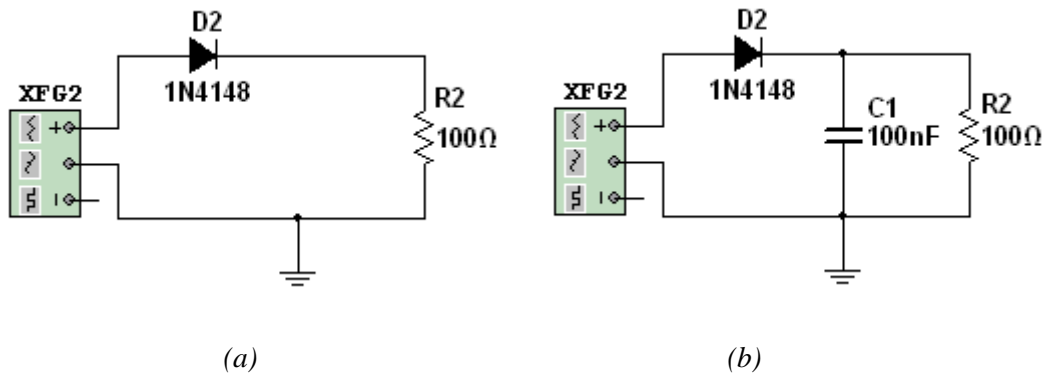


Figura 3.35. Circuito de Rectificador de Media Onda. (a) Rectificador de media onda conectado directamente a la carga. (b) Rectificador de Media Onda con un condensador actuando como filtro de la señal de salida.

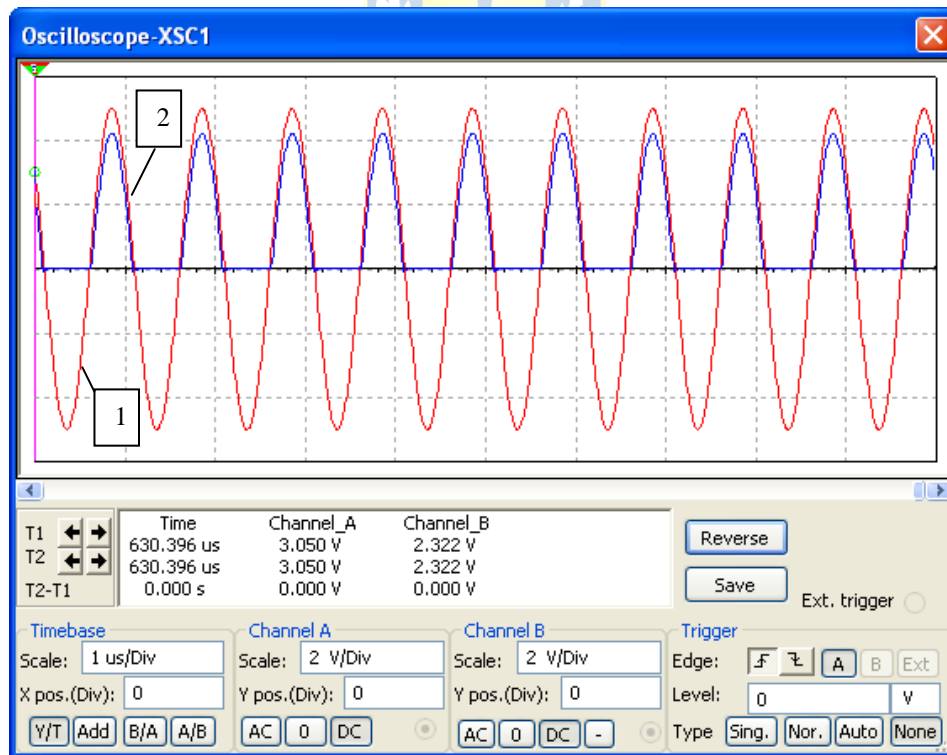


Figura 3.36. Señal de Entrada del Rectificador de Media Onda (Canal A: Señal 1) y Señal Rectificada (Canal B: Señal 2).

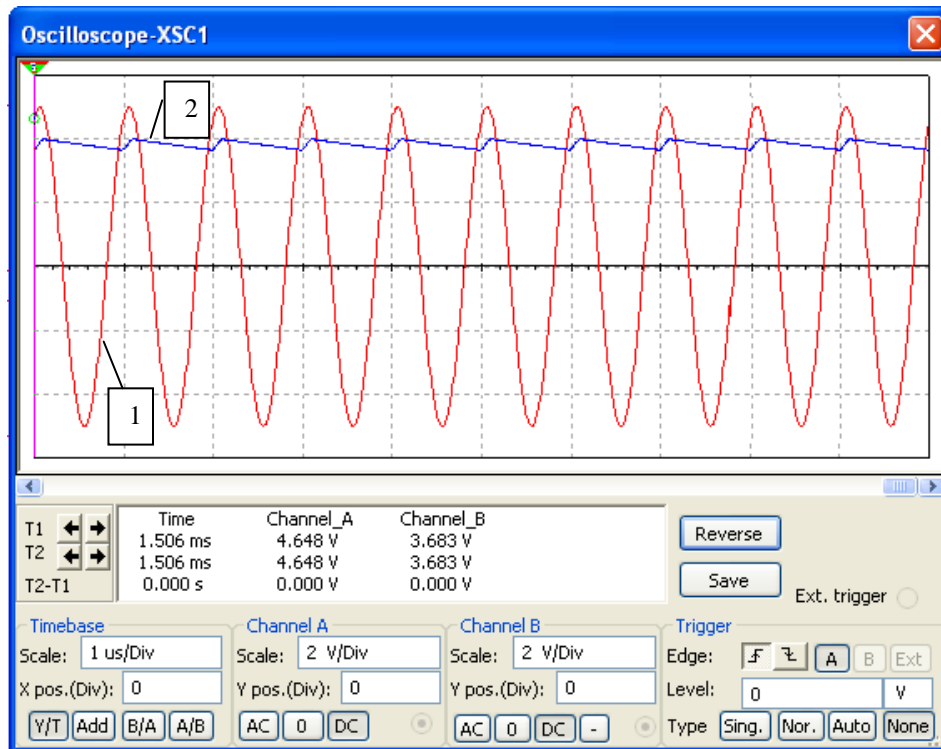


Figura 3.37. Señal de Entrada del Rectificador de Media Onda (Canal A: Señal 1) y Señal Rectificada usando un condensador como filtro de la señal (Canal B: Señal 2).

En la Figura 3.37 se ve la salida del rectificador de Media Onda, usando un condensador de 100nF como filtro, para obtener una señal más continua.

El diodo usado para esto es el 1N4148, que es un diodo que posee buena respuesta a alta frecuencia. La disminución del voltaje de salida en la figura 3.37 se debe al consumo de voltaje del diodo para funcionar. Con esto se comprueba que el rectificador de Media Onda utilizado es suficiente para obtener de salida una señal continua con un pequeño rizado (menos de un 10%).

Capítulo 4. Construcción de Prototipo y Resultados Experimentales

Una vez diseñado el sistema completo, y luego de haber verificado que las simulaciones entregaban los resultados deseados, se pudo construir el prototipo. Esto permite obtener las mediciones reales del sistema, y saber cómo se comporta, y qué tan cercanos son los resultados obtenidos mediante simulación.

4.1. Construcción de Amplificador Clase D

El diseño usado del amplificador Clase D mostrado en el capítulo anterior fue implementado de forma física. Primero, se debió definir los materiales y componentes necesarios para construir las placas electrónicas. El listado de componentes es mostrado en la Tabla 4.1.

Tabla 4.1. Componentes usados en el Amplificador de Poder de Alta Frecuencia Clase D

Cantidad	Componente	Código / Unidad
1	Transistor MOSFET	ZVP2106A
2	Transistor MOSFET	ZVN2106G
1	Transformador	749196101
1	Resistencia	27.2 Ω / ¼ W
1	Resistencia	10.1 Ω / ¼ W
1	Resistencia	2.6 Ω / ¼ W
1	Resistencia	999[Ω] / ¼ W
1	Resistencia	1.2 [Ω] / ½ W

Además de los componentes de debió contar con Placas de Fibra de Vidrio con Película de Cobre, para construir las pistas electrónicas, Cloruro Férrico Corrosivo para extraer el cobre que no se use, Cautín y Estaño.

Luego, se implementó el Amplificador Clase D en un protoboard, para comprobar su correcto funcionamiento, para después, diseñar el prototipo del Amplificador en una placa electrónica construida en laboratorio.

4.1.1 Diseño de Placa Electrónica del Amplificador Clase D

El diseño de las pistas del circuito para implementar en la placa de cobre fue diseñado usando el Software Eagle 5.1.0. Para esto, primero se debió implementar en este software el circuito esquemático del Amplificador Clase D, como el mostrado en la Figura 4.1.

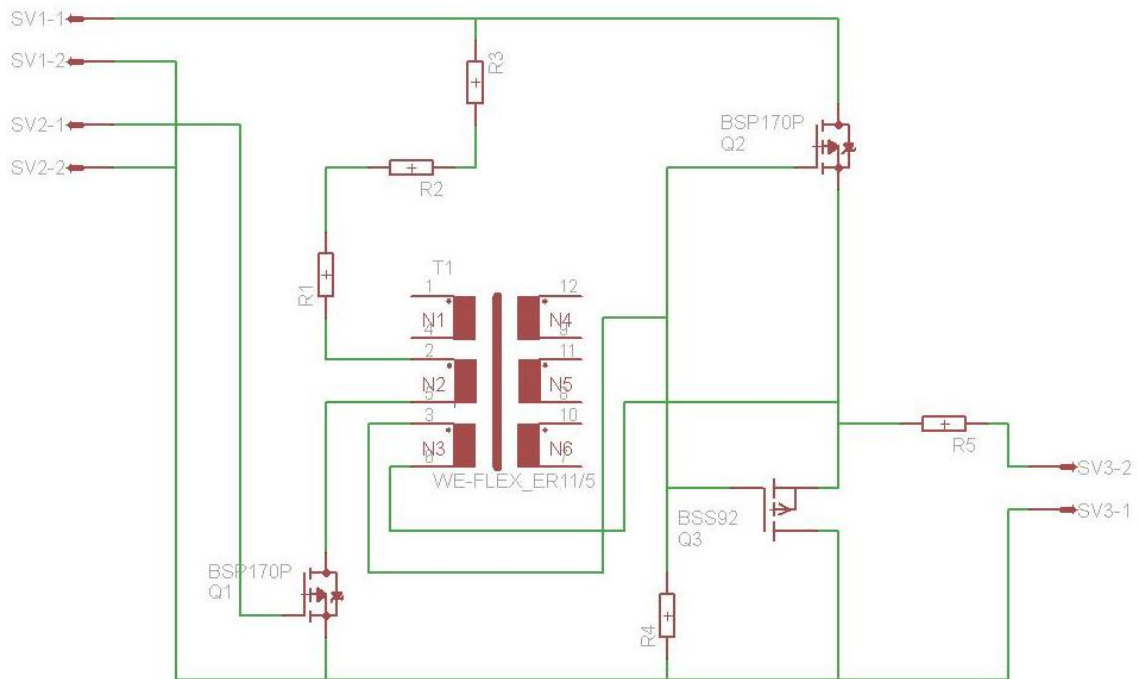


Figura 4.1. Circuito esquemático de Amplificador Clase D implementado en Eagle 5.1.0

Este circuito esquemático le permite al software conocer las uniones de los distintos componentes, para luego realizar las pistas electrónicas que se imprimirán para usar en la placa de cobre. Una vez generadas las líneas que unen cada componente, se debió posicionar cada componente en la placa a imprimir, con el cuidado que ninguna pista se cruzara, ya que la placa diseñada tiene una sola cara.

Una vez obtenido el resultado deseado en las pistas, se imprime este circuito en un papel que tiene la propiedad de adherirse a la placa de cobre al calentarse, quedando marcadas sólo las pistas que conforman el circuito.

Luego de tener las pistas marcadas en la placa de cobre, se debe sumergir en un recipiente que posea Cloruro Férrico, para absorber todo el cobre que no corresponda a las pistas del circuito.

Finalmente, se debe estañar los componentes que conforman el circuito. En este caso, debido a que el transformador es de montaje superficial, todas las conexiones se estañaron por el mismo lado de las pistas de cobre.

El resultado final de la placa electrónica se muestra en la Figura 4.2, donde es posible ver la placa electrónica del Amplificador Clase D, con todos los componentes estañados.

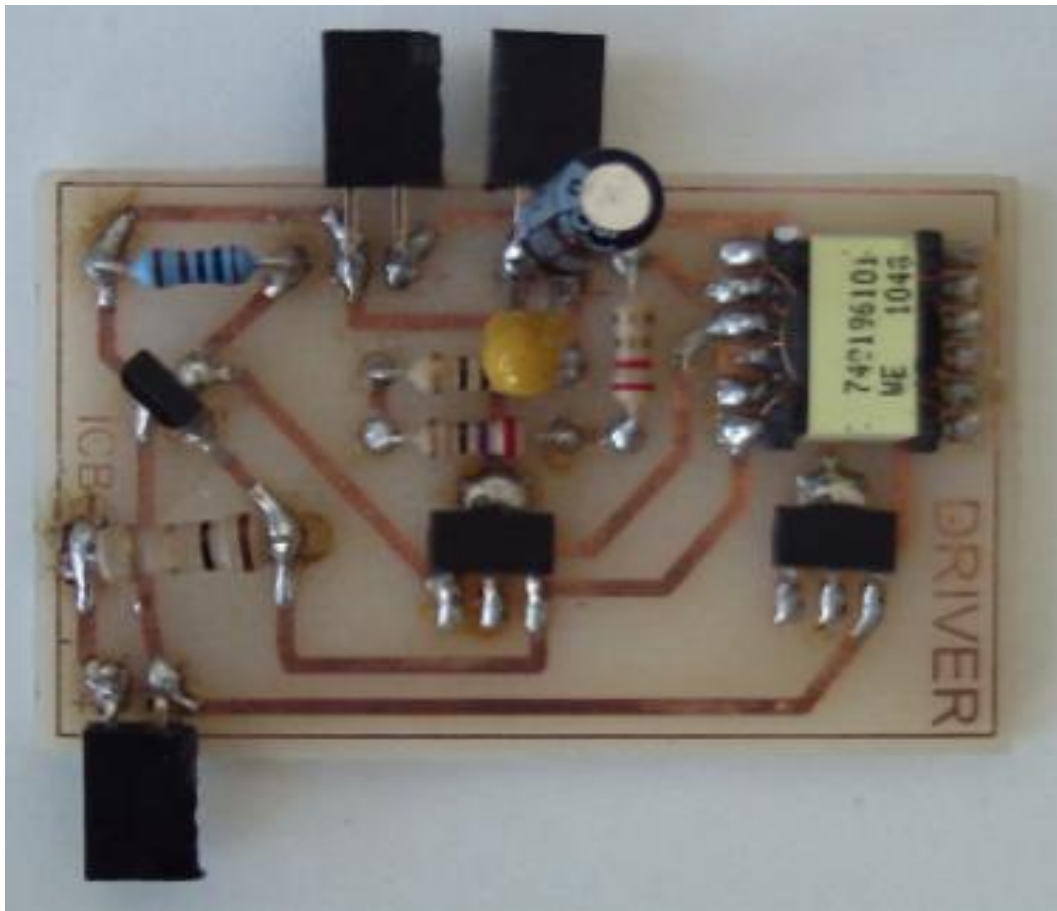


Figura 4.2. Placa Electrónica del Amplificador de Poder Clase D construida para realizar el prototipo del sistema.

4.1.2 Diseño de Placa del Oscilador de 1 MHz

Para que el Amplificador de Poder Clase D pueda funcionar, necesita que se conecte en su entrada una señal alterna, con una frecuencia dada. Para esto, se implementó un oscilador, utilizando un oscilador FOX de tecnología TTL, que genera un tren de pulsos de 5V de amplitud y una frecuencia de 1 MHz, el cual requiere de un voltaje de alimentación de 5 volts para su correcto funcionamiento. Es por esto que se usa un regulador de voltaje LM7805, para asegurar que el voltaje de entrada del circuito quedará fijo en 5 volts. El diseño de las pistas usando el Software Eagle 5.11.0, y la placa electrónica construida es mostrada en la Figura 4.3.



Figura 4.3. Placa Electrónica del Oscilador de 1 MHz, construida para realizar el prototipo del sistema.

4.2. Construcción de las Bobinas

Para la implementación del enlace inductivo, fue necesaria la confección de bobinas. Éstas fueron realizadas usando alambre de cobre de 0.28 mm de diámetro. La forma de estas bobinas es circular, es decir, el diámetro de cada vuelta es el mismo, usando como base para la confección, tubos de cartón, que servían de soporte para realizar cada vuelta.

4.2.1 Elaboración de Bobinas para Circuito Primario y Secundario

Las bobinas realizadas, con sus números de vueltas, y valores inductivos y resistivos son mostradas en la Tabla 4.2. Los datos fueron obtenidos usando un Analizador de Impedancia. Se armaron bobinas de distinto número de vueltas, para comprobar de forma empírica cuál era el efecto en la eficiencia de la transmisión de potencia a través del enlace inductivo.

Tabla 4.2. Características de las bobinas fabricadas (medidas a 1MHz)

Bobina	Diámetro Alambre (mm)	Diámetro Bobina (mm)	Numero Vueltas	Valor Resistivo (Ω)	Valor Inductivo (μH)
Primaria	0.32	50	30	3.46	64.831
Secundaria 1	0.28	50	10	1.040	10.544
Secundaria 2	0.28	50	20	2.45	34.56
Secundaria 3	0.28	50	30	4.01	64.95

Las bobinas implementadas para el prototipo son mostradas en la Figura 4.4 en donde se construyó una bobina para el circuito primario, de 30 vueltas, y tres bobinas para el circuito secundario, de 10, 20 y 30 vueltas respectivamente.

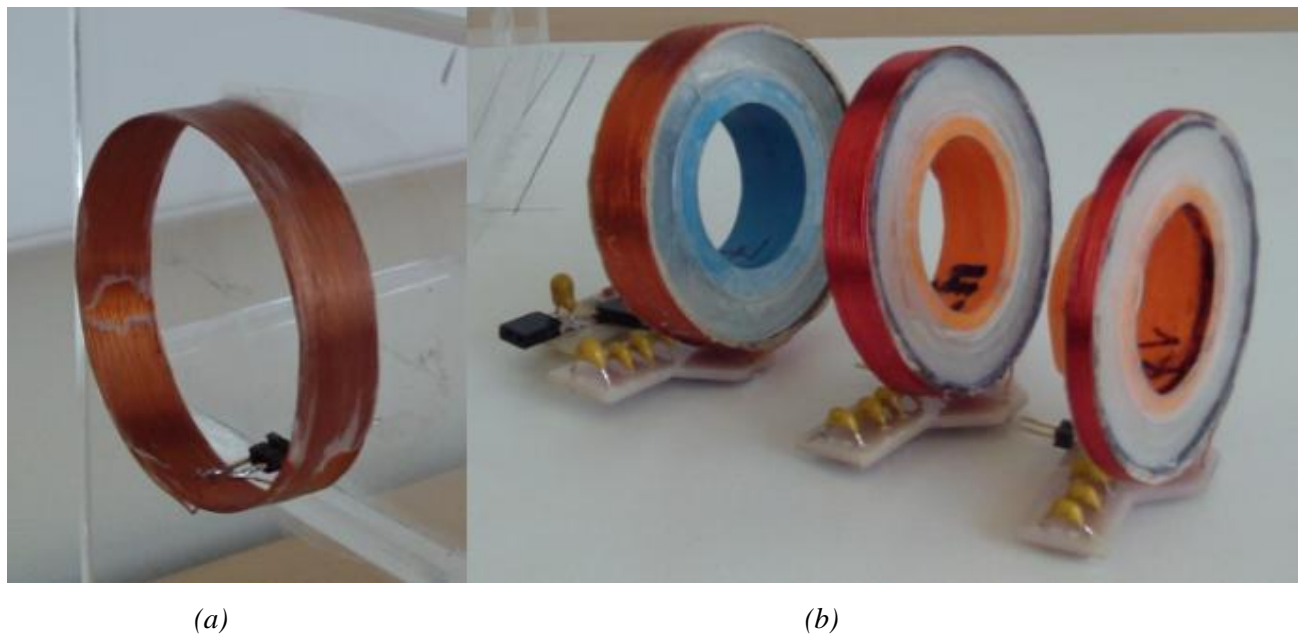


Figura 4.4. Bobinas Implementadas. (a) Bobina Primaria. (b) Bobinas secundarias. (de derecha a izquierda: Bobina de 10 vueltas, Bobina de 20 vueltas, Bobina de 30 Vueltas).


4.2.2 Diseño y Construcción de Placas para Circuitos Resonantes

Para lograr la topología resonante de los circuitos, fue necesario realizar la resonancia serie en el circuito primario, y la resonancia paralela en el circuito secundario, de tal forma de maximizar la transferencia de potencia a través del enlace inductivo.

El problema que surge al realizar esta tarea es la dificultad de contar con el valor exacto de capacitancia que permite la resonancia, ya que existe la limitación de los valores capacitivos reales disponibles. Es por esto que se usó condensadores variables, para así aproximar lo más posible el valor de capacitancia al necesario para producir la resonancia con las bobinas.

Los valores necesarios de capacitancias para cada bobina diseñada se calculan usando la fórmula 3.21 para resonancia serie y paralelo presentada en el Capítulo 3. Los valores obtenidos son los mostrados en la Tabla 4.3.

Tabla 4.3. Valores de Capacitancias calculadas necesarias para producir la resonancia con cada bobina



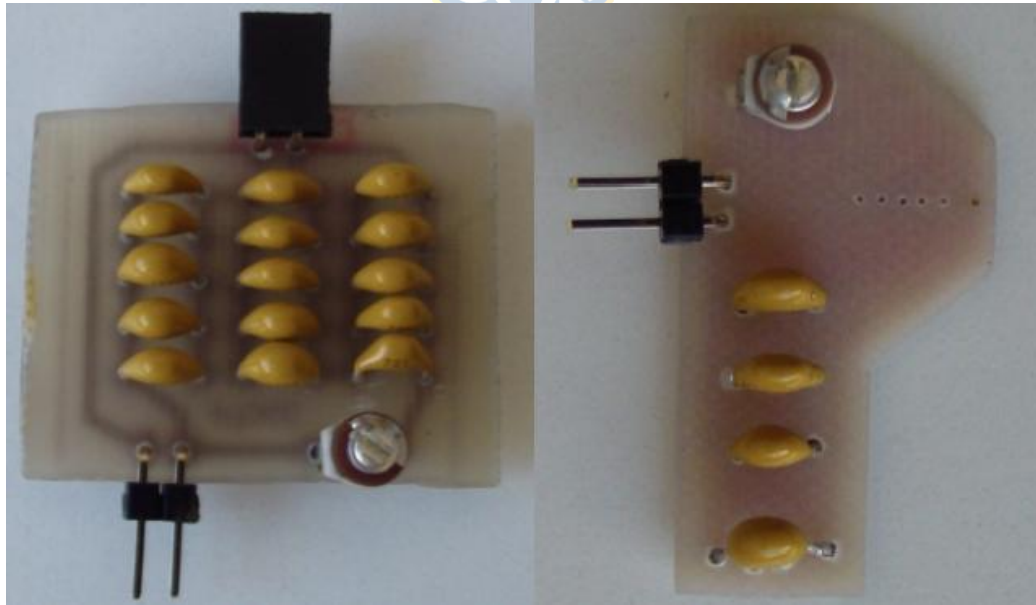
Bobina	Valor Inductivo (μH)	Valor Capacitivo Calculado (pF)
Primaria	64.831	390.71
Secundaria 1	10.544	2402.34
Secundaria 2	34.56	732.94
Secundaria 3	64.95	389.997

Una vez que se conocen los valores de capacitancias necesarios para cada bobina construida, se puede determinar los condensadores a usar en el circuito. Debido a la alta resistencia que presentan los condensadores cerámicos a altas frecuencias, se hizo un arreglo de varios condensadores en paralelo, para reducir lo más posible la resistencia equivalente, ya que los componentes no son ideales, y poseen una componente resistiva alta a altas frecuencias. Los valores escogidos de condensadores para cada circuito resonante son mostrados en la Tabla 4.4.

Una vez realizados los esquemáticos en el Software Eagle, se pudo obtener las pistas a usar en las placas de cobre. Finalmente, los circuitos construidos son mostrados en la Figura 4.5, donde se ve tanto el circuito primario (a) como el circuito secundario (b).

Tabla 4.4. Valores de condensadores a usar en los circuitos resonantes

Bobina	Condensadores usados
Primaria	15 cond. 220pF 1 cond. Variable
Secundaria 1	1 cond. 2200pF 1 cond. 100pF 2 cond. 47pF 1 cond. Variable (5pf – 12.5pF)
Secundaria 2	1 cond. 470pF 2 cond. 100pF 1 cond. 47pF 1 cond. Variable
Secundaria 3	1 cond. 220pF 1 cond. 100pF 1 cond. 47pF 1 cond. 10pF 1 cond. Variable



(a)

(b)

Figura 4.5. Placas electrónicas con arreglos de condensadores para circuito primario y secundario. (a) Arreglo de condensadores para Primario. (b) Arreglo de Condensadores para Secundario.

4.2.3 Construcción de Rectificador de Media Onda de Alta Frecuencia

Para la realización del circuito del rectificador de media onda, fue necesario utilizar los materiales y componentes mostrados en la Tabla 4.5.

Tabla 4.5. Componentes usados en el Rectificador de Media Onda de Alta Frecuencia

Cantidad	Componente	Código / Unidad
1	Diodo de Alta Frecuencia	1N4148
1	Resistencia	2.6 Ω / ¼ W
1	Condensador Tantalio	100nF

Luego, se debió realizar el esquemático del circuito en el Software Eagle, para posteriormente obtener las pistas del circuito. Finalmente, se obtuvo el circuito mostrado en la Figura 4.6, en donde se muestra la placa electrónica con los componentes estañados a la misma.



Figura 4.6. Circuito Electrónico del Rectificador de Media Onda y la Carga, implementado para el prototipo del sistema.

4.2.4 Construcción de Soporte para realizar Mediciones

Con el objetivo de evaluar la eficiencia del enlace inductivo a distintas distancias entre los bobinados, se implementó un Soporte Acrílico, que consta de de dos placas de acrílico de 10 x 15 cm, que sirven de caras laterales, y dos trozos de acrílico de 7 x 10 cm, todas de 8 mm de espesor, que sirven como soporte de las caras laterales. Además, se usó un trozo de madera, y de 30 x 40 cm,

y 15 mm de espesor, que sirve como soporte de todo el sistema. El bobinado primario se adosa a una de las dos paredes laterales, y en la otra pared se pega un tubo de PVC de 17 cm de largo y 3 mm de diámetro que es usado para deslizar el bobinado secundario a distintas distancias del primario.

El sistema de soporte de acrílico, junto a los circuitos electrónicos construidos se muestran en la Figura 4.7.

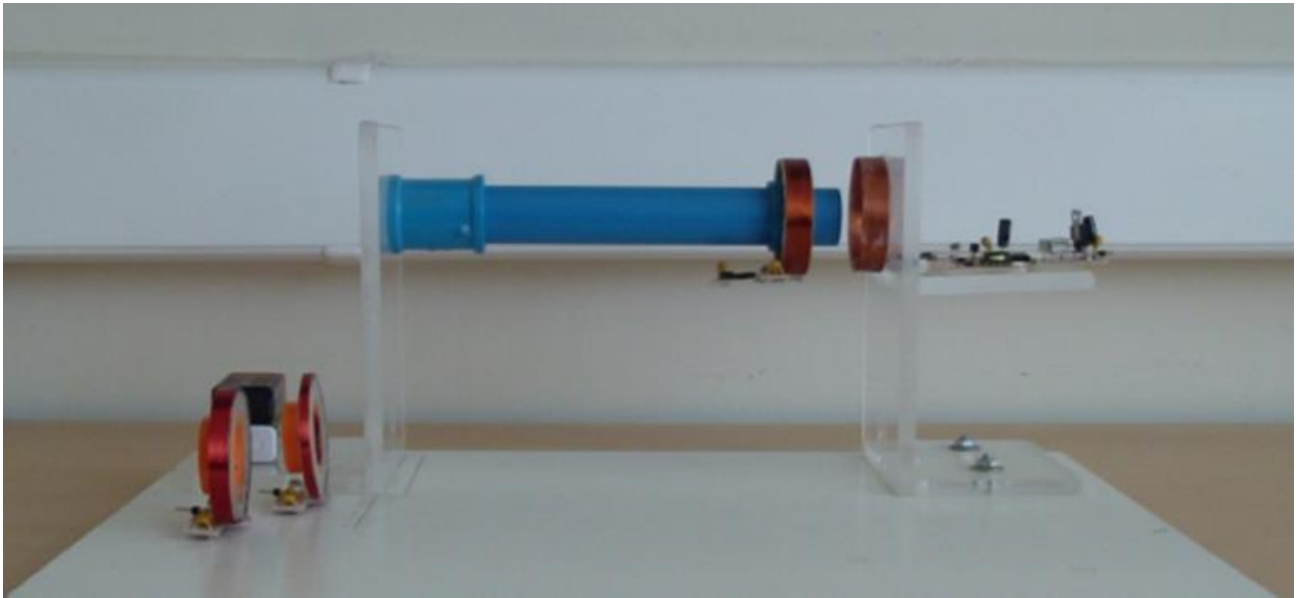


Figura 4.7. Prototipo del sistema de transferencia Inalámbrica de Potencia mediante Enlace Inductivo, con sistema de soporte acrílico, y circuitos electrónicos construidos.

4.3. Medición de Señales en los Circuitos Implementados

Con el objetivo de comparar las señales simuladas computacionalmente, con las señales medidas experimentalmente, se adquirieron las señales obtenidas tanto en el circuito primario como secundario del prototipo construido.

4.3.1 Medición de Señales en Circuito Primario

Primero se efectuaron mediciones en el oscilador del sistema, que corresponde a un oscilador FOX de tecnología TTL que entrega un tren de pulsos de 5V de amplitud y 1MHz. La medición de esta señal es mostrada en la Figura 4.8.

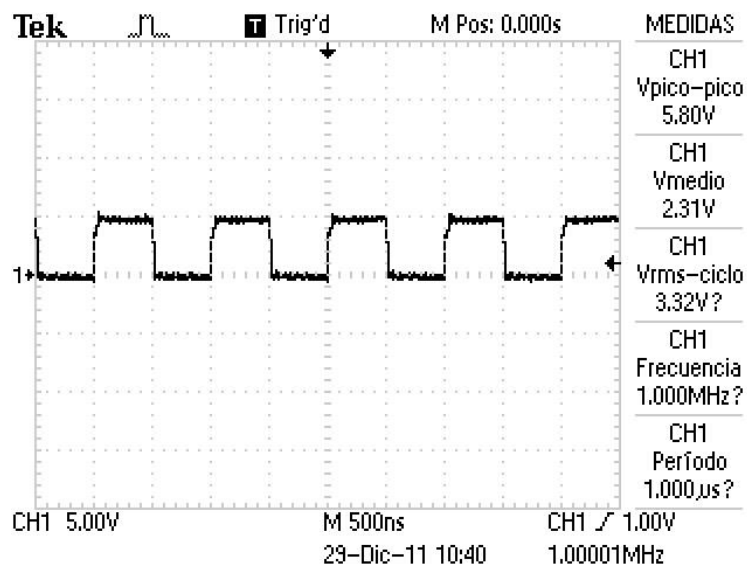


Figura 4.8. Voltaje de salida del Oscilador FOX de tecnología TTL de 5V y 1MHz.

Luego, se midió el voltaje de salida del amplificador, correspondiente al voltaje producido por la conmutación de los dos transistores MOSFET, y que será el voltaje de entrada del circuito LC serie del Primario. El voltaje obtenido es mostrado en la Figura 4.9. Esta señal posee diferencias con respecto a la señal simulada debido a diversos factores prácticos, como la conmutación de los transistores MOSFET, posible interferencia por ruido ambiental, valores no exactos de los componentes, entre otros.

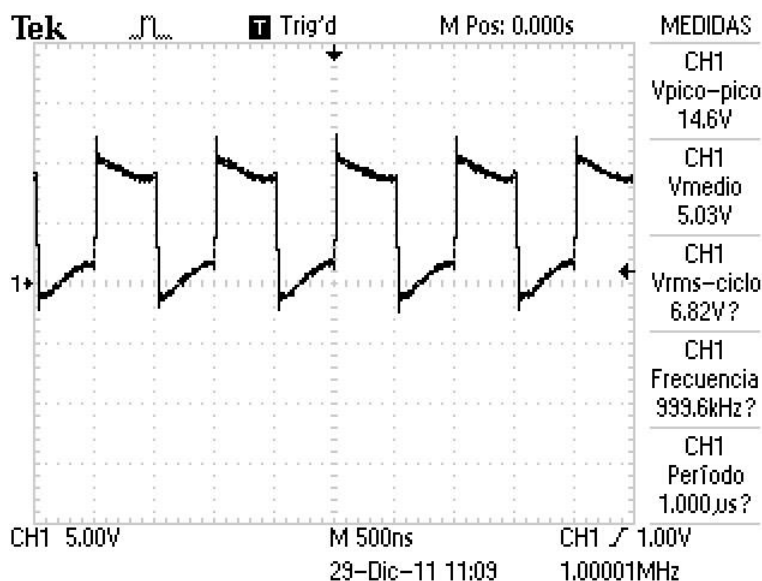


Figura 4.9. Voltaje de Salida del Amplificador Clase D, sin la presencia de una bobina secundaria en las vecindades de la bobina primaria.

Luego, se midieron los voltajes presente en la bobina primaria, y en el arreglo de condensadores. En primera instancia, se realizó esta medición cuando el sistema operaba sin la presencia del circuito secundario en proximidad del primario, por lo que no existía influencia de inductancia mutua producida al aproximar los bobinados. Esta gráfica se muestra en la Figura 4.10.

Esta medición se realizó nuevamente, pero esta vez analizando cómo influía la presencia del circuito secundario en la proximidad del circuito primario. La distancia escogida fue en la que obtiene el voltaje máximo en la carga, es decir, donde se encuentra el k crítico. Esto se realizó para una bobina secundaria de 10 vueltas, 20 vueltas y una de 30 vueltas. Las gráficas son mostradas en las Figuras 4.11, 4.12 y 4.13 respectivamente.

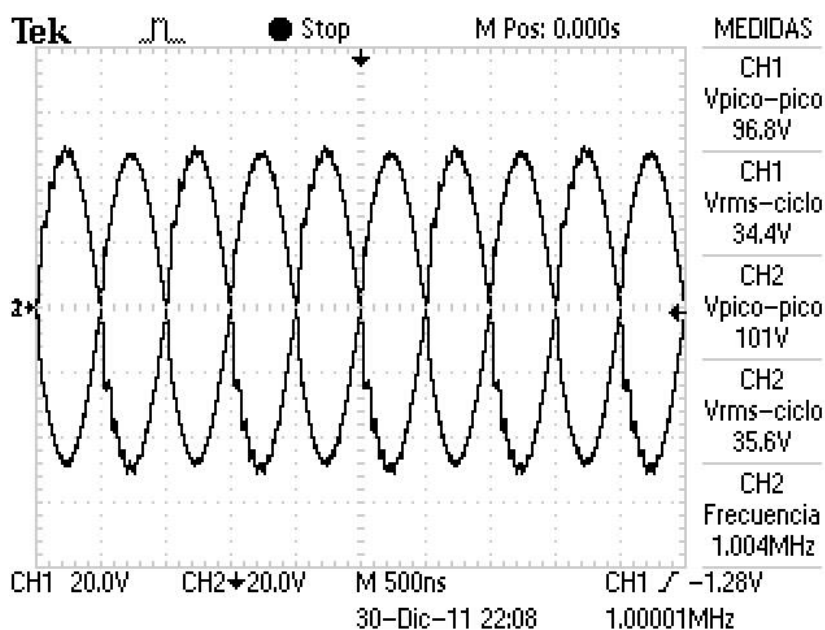


Figura 4.10. Voltajes presente en la bobina y en arreglo de condensadores del circuito primario, sin la presencia de una bobina secundaria en las vecindades del circuito primario.

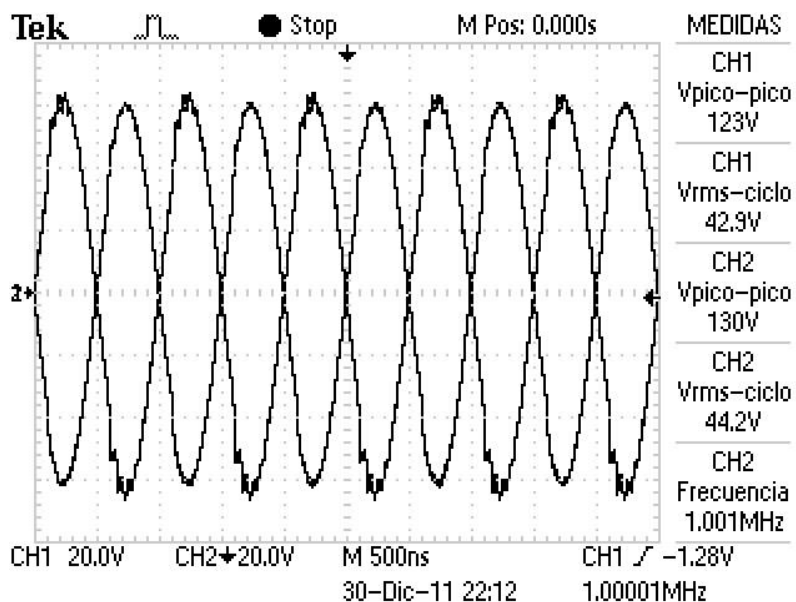


Figura 4.11. Voltajes presente en la bobina primaria y en arreglo de condensadores del circuito primario, con la presencia de una bobina secundaria de 10 vueltas y 50mm de diámetro a una distancia de 14mm de la bobina primaria.

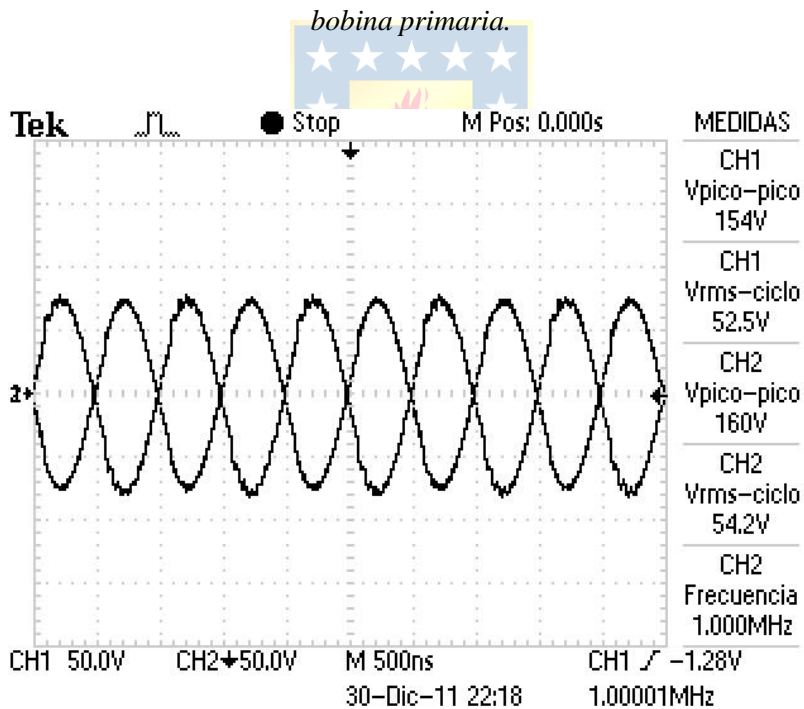


Figura 4.12. Voltajes presente en la bobina primaria y en arreglo de condensadores del circuito primario, con la presencia de una bobina secundaria de 20 vueltas y 50mm de diámetro a una distancia de 12mm de la bobina primaria.

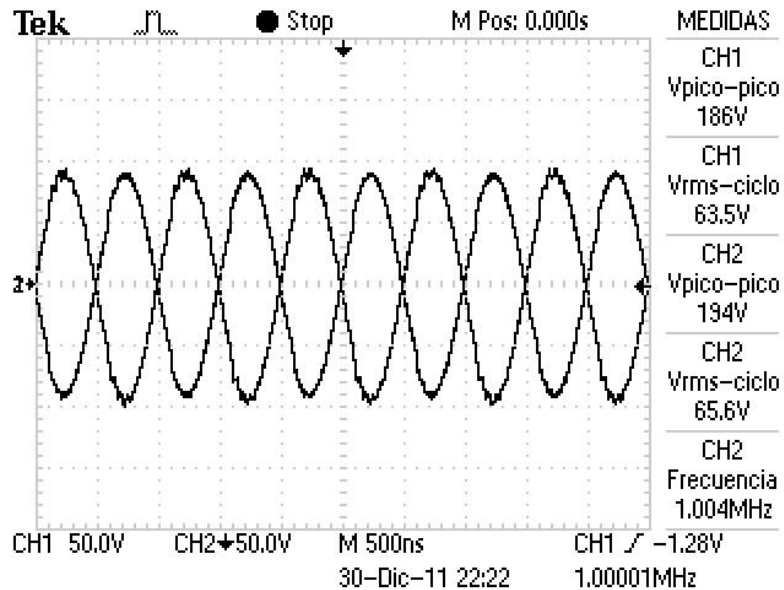


Figura 4.13. Voltajes presente en la bobina primaria y en arreglo de condensadores del circuito primario, con la presencia de una bobina secundaria de 30 vueltas y 50mm de diámetro a una distancia de 10mm de la bobina primaria.

Al analizar las señales es posible notar que al colocar las bobinas secundarias a la distancia correspondiente a sus respectivos k críticos, el voltaje obtenido en la bobina primaria y en su arreglo de condensadores es mayor al obtenido cuando el circuito primario se encuentra aislado.

Esto se explica debido a que al acercar el circuito secundario, la impedancia total vista por el circuito primario, es su impedancia propia, más la impedancia acoplada del circuito secundario, y su consecuente inductancia mutua. Esto provoca una mayor demanda de corriente del circuito. Mediante Ley de Ohm, al aumentar la corriente, y la impedancia, aumenta el voltaje que recae en la bobina primaria y su arreglo de condensadores.

4.3.2 Medición de Señales en Circuito Secundario

En el caso del circuito secundario, se registró el voltaje obtenido en la bobina secundaria de 30 vueltas, mostrado en la Figura 4.14, y su arreglo de condensadores (tanque LC paralelo), y en el voltaje de la carga, que es la señal de salida del rectificador de media onda, para convertir la señal alterna presente en el tanque LC paralelo, en una señal continua, con un rizado aceptable (menor al 10%), que se muestra en la Figura 4.15.

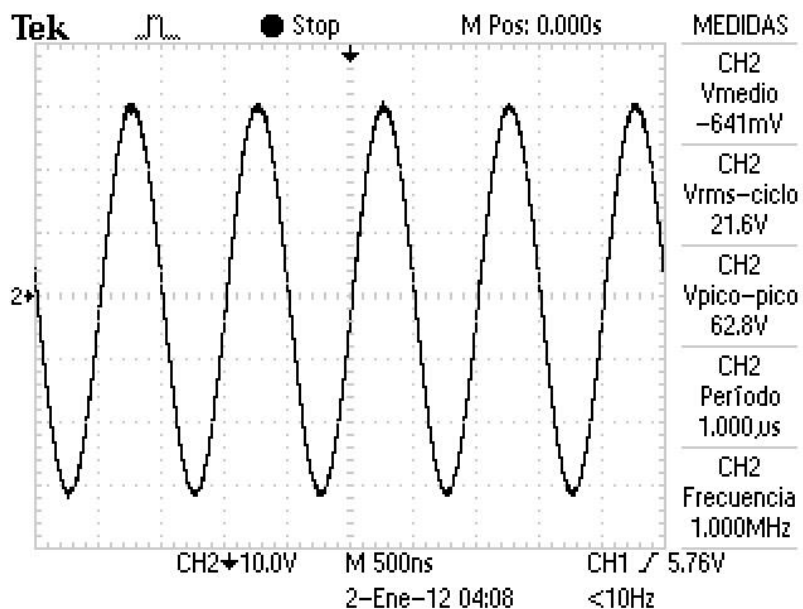


Figura 4.14. Voltaje presente en la bobina secundaria de 30 vueltas, con un voltaje de alimentación del amplificador de poder Clase D de 10 V.

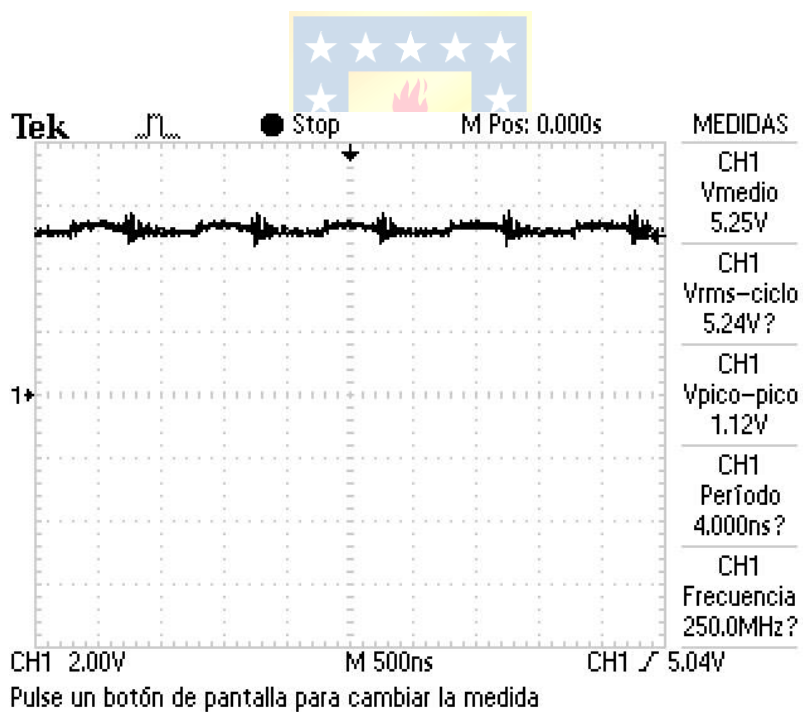


Figura 4.15. Voltaje presente en la resistencia de carga de 100 Ω , con un voltaje de alimentación del amplificador de poder Clase D de 10 V.

4.4. Medición de Voltaje en la carga a distintas distancias axiales y radiales entre bobinados

Para evaluar el funcionamiento del sistema a distintas distancias entre bobinados, se midió el voltaje obtenido en la carga, a medida que se realizaban desplazamientos axiales y radiales entre las bobinas.

Primero se efectuó la medición del voltaje en la carga para distintas distancias axiales entre los bobinados. Para esto se midió cada 2mm, desde 0mm hasta 60mm de separación. Esto se realizó con una bobina primaria de 30 vueltas, y una bobina secundaria de 10 vueltas, ambas de 50 milímetros de diámetro, y 0.28 mm de espesor del alambre. Estas mediciones se hicieron para cuatro voltajes distintos de alimentación del amplificador Clase D (7V, 8V, 9V y 10V). Las gráficas obtenidas se muestran en la Figura 4.16.

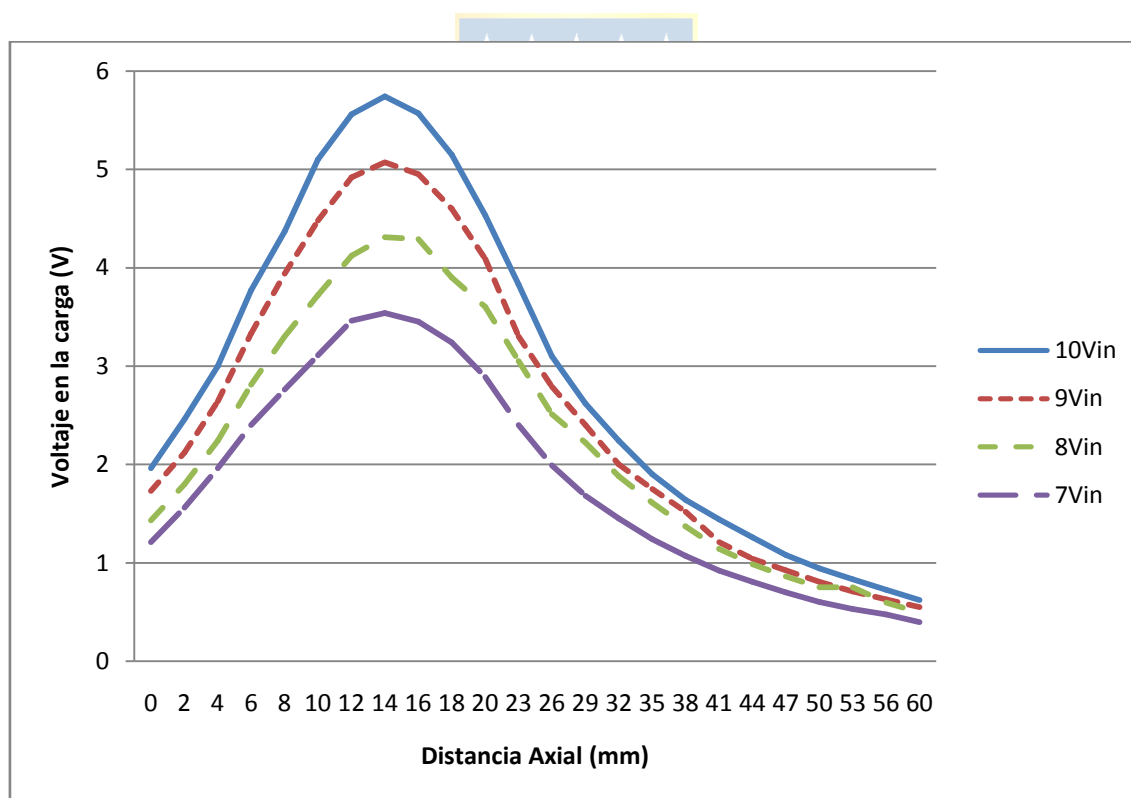


Figura 4.16. Voltaje en la carga, para distintas distancias axiales, y distintos voltajes de alimentación del Amplificador Clase D, usando una bobina secundaria de 10 vueltas.

Al analizar esta gráfica es posible notar que el voltaje máximo en la carga no se produce en la distancia más pequeña (0mm), sino que se produce a los 14 mm de separación entre los bobinados. Esto concuerda con lo expuesto en [92], en donde se menciona que existe una distancia en la que se posee el coeficiente de acoplamiento crítico, y su consecuente máximo voltaje en la carga. Esta distancia depende de los parámetros del sistema, como diámetro de los bobinados, número de vueltas, voltaje de alimentación, frecuencia usada, entre otros.

Luego, se realizó la medición del voltaje en la carga al realizar desplazamientos radiales entre los bobinados, a tres distancias axiales distintas, 10 mm, 14 mm y 20 mm, que son distancias cercanas a las que se podrían encontrar separados los bobinados en una aplicación en el cuerpo humano. La gráfica es mostrada en la Figura 4.17.

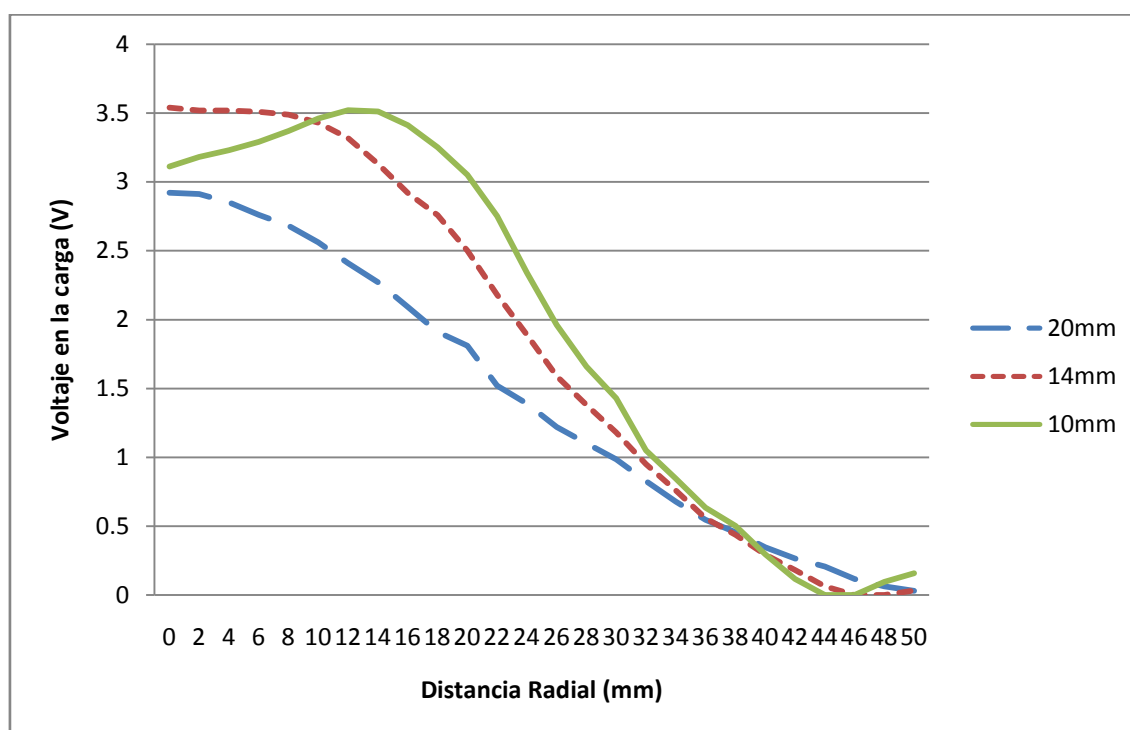


Figura 4.17. Voltaje en la carga al medir a distintas distancias radiales entre los bobinados, usando una bobina secundaria de 10 vueltas, y un voltaje de alimentación del amplificador de 7V.

En esta gráfica es posible ver que para distancias axiales de 14 mm y 20 mm, el voltaje de la carga disminuye a medida que se aumenta la distancia radial entre los bobinados. Sin embargo, a una distancia de 10 mm, el valor máximo en la carga no se obtiene a una distancia radial de 0mm, sino de 16 mm. Esto se puede explicar debido a la forma de los campos magnéticos producidos en el

bobinado primario, en donde bajo cierta distancia axial entre los bobinados, el valor máximo de voltaje no se logra en una alineación radial perfecta, sino que a un cierto desplazamiento.

Para ver la posible influencia del voltaje de alimentación del amplificador Clase D en esta distancia radial óptima, se repitió esta experiencia para un voltaje de alimentación de 8V, 9V y 10V, mostrados en las figuras 4.18, 4.19 y 4.20 respectivamente.

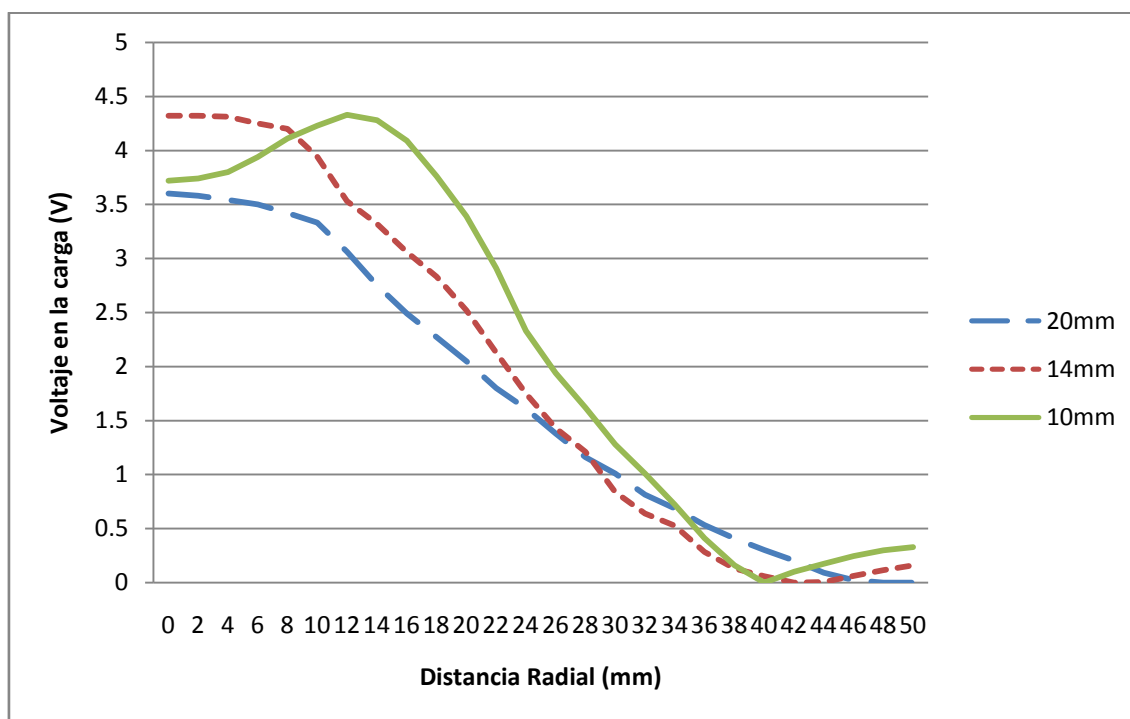


Figura 4.18. Voltaje en la carga al medir a distintas distancias radiales entre los bobinados, usando una bobina secundaria de 10 vueltas, y un voltaje de alimentación del amplificador de 8V.

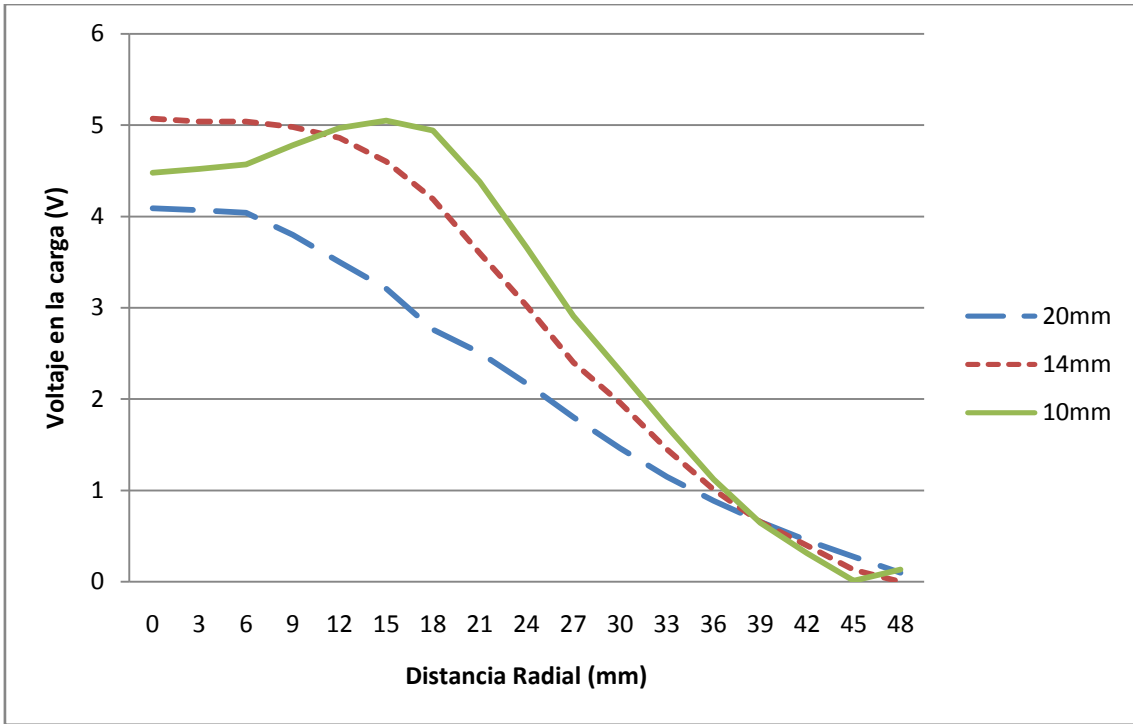


Figura 4.19. Voltaje en la carga al medir a distintas distancias radiales entre los bobinados, usando una bobina secundaria de 10 vueltas, y un voltaje de alimentación del amplificador de 9V.

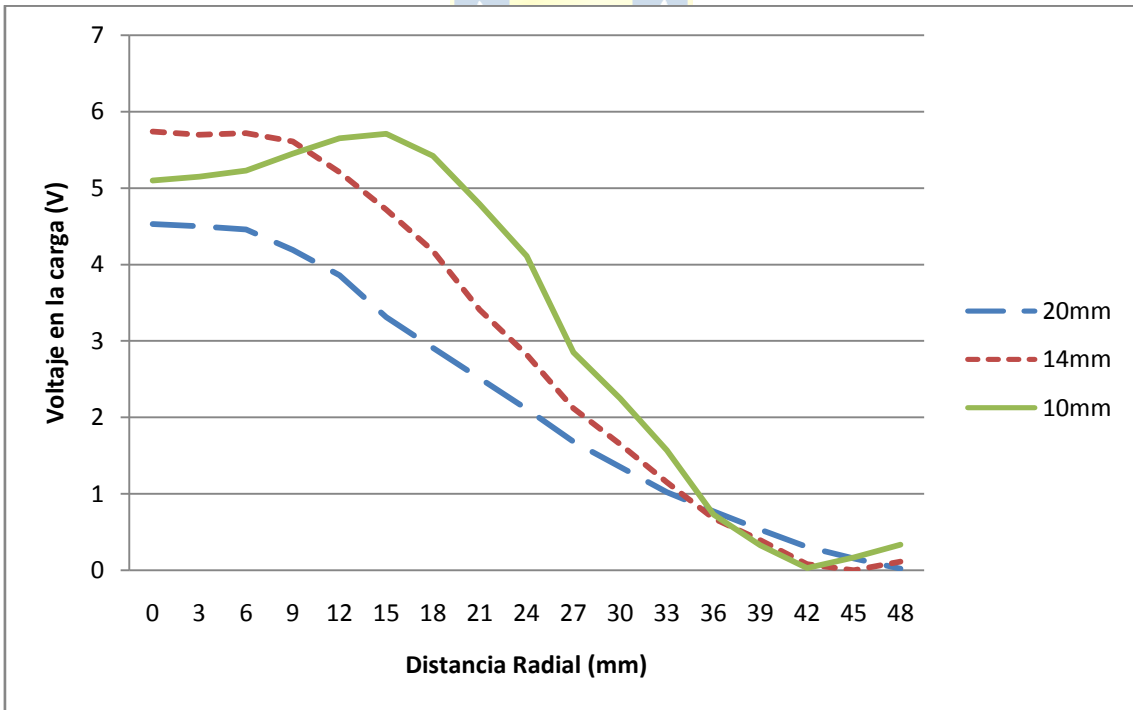


Figura 4.20. Voltaje en la carga al medir a distintas distancias radiales entre los bobinados, usando una bobina secundaria de 10 vueltas, y un voltaje de alimentación del amplificador de 10V.

En estas gráficas es posible ver que la tendencia es la misma, para distancias axiales de 14mm y 20mm el voltaje en la carga es decreciente a medida que aumenta la distancia radial entre los bobinados, pero para una distancia axial de 10mm entre los bobinados, el voltaje máximo en la carga se obtiene para una distancia radial de 16 mm. Esto muestra que el voltaje de alimentación del amplificador Clase D no influye en el lugar donde se obtiene este máximo, por lo que se puede pensar que puede depender de los factores constructivos de los bobinados.

Es por esto que se repite las mediciones hechas previamente, pero ahora para una bobina secundaria de 20 vueltas, y luego para una bobina secundaria de 30 vueltas, para analizar el efecto que tiene en la ubicación donde se alcanza el voltaje máximo en la carga.

Primero se hace las mediciones de los desplazamientos axiales y radiales para una bobina secundaria de 20 vueltas, mostradas en las figuras 4.21 y 4.22 respectivamente. Después, se realizan las mediciones de desplazamientos axiales y radiales para una bobina secundaria de 30 vueltas, mostradas en las figuras 4.23 y 4.24 respectivamente.

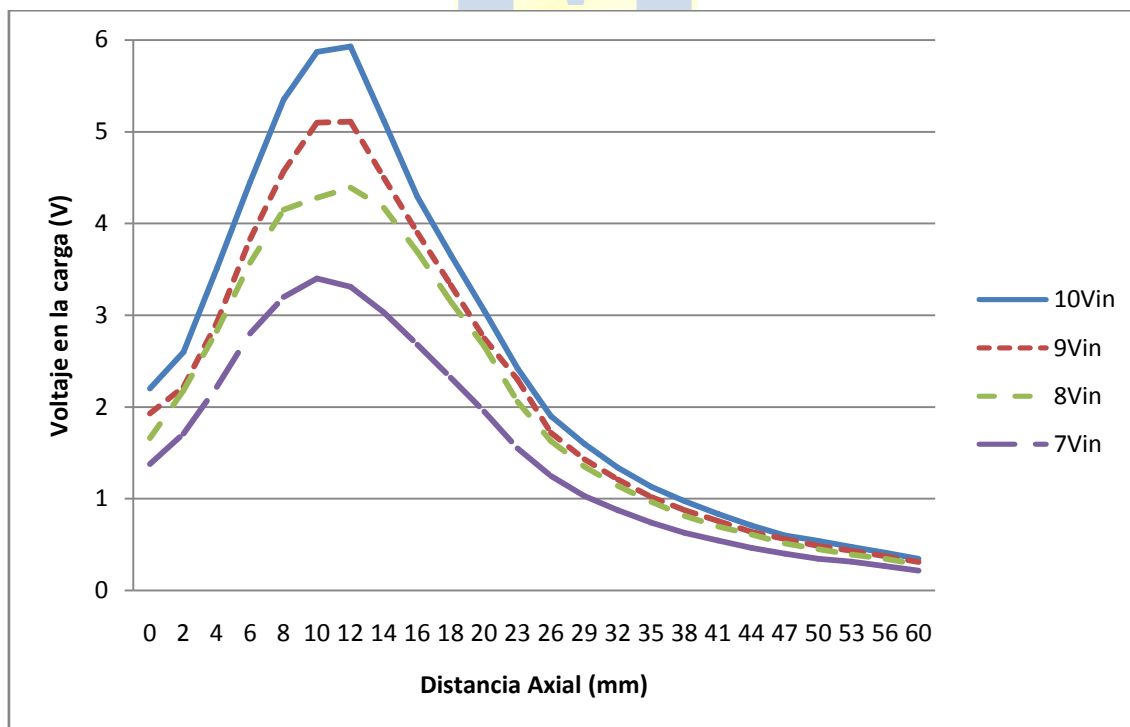


Figura 4.21. Voltaje en la carga, para distintas distancias axiales, y distintos voltajes de alimentación del Amplificador Clase D, usando una bobina secundaria de 20 vueltas.

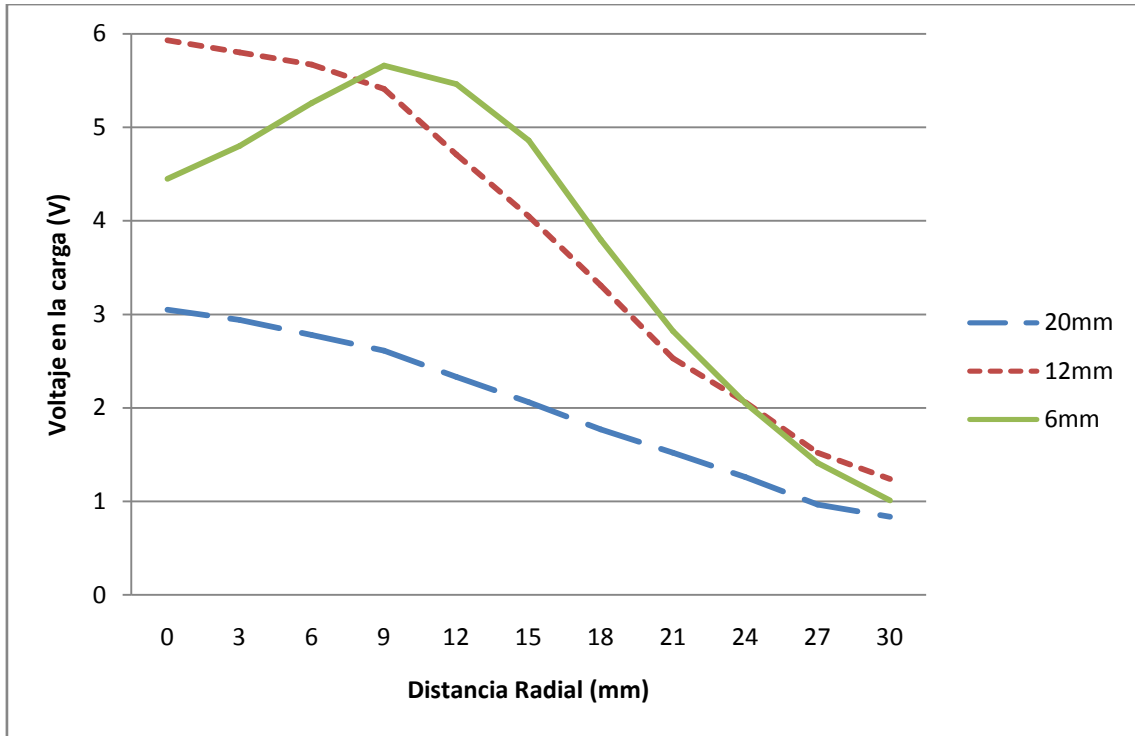


Figura 4.22. Voltaje en la carga al medir a distintas distancias radiales entre los bobinados, usando una bobina secundaria de 20 vueltas, y un voltaje de alimentación del amplificador de 10V.

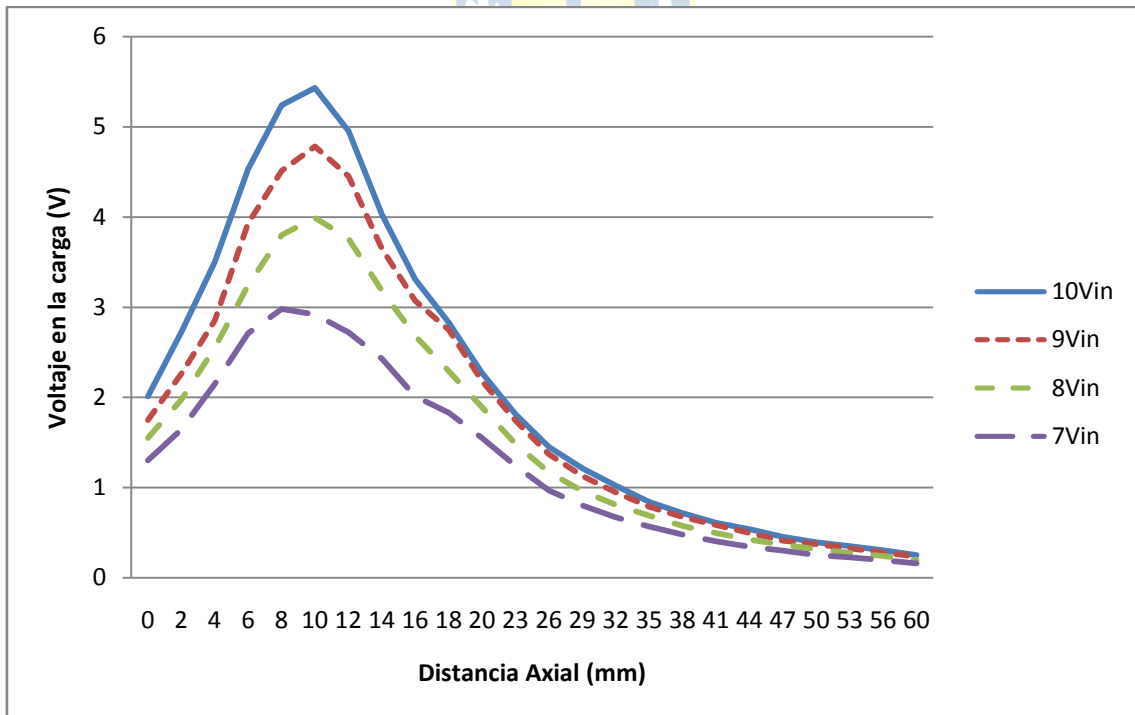


Figura 4.23. Voltaje en la carga, para distintas distancias axiales, y distintos voltajes de alimentación del Amplificador Clase D, usando una bobina secundaria de 30 vueltas.

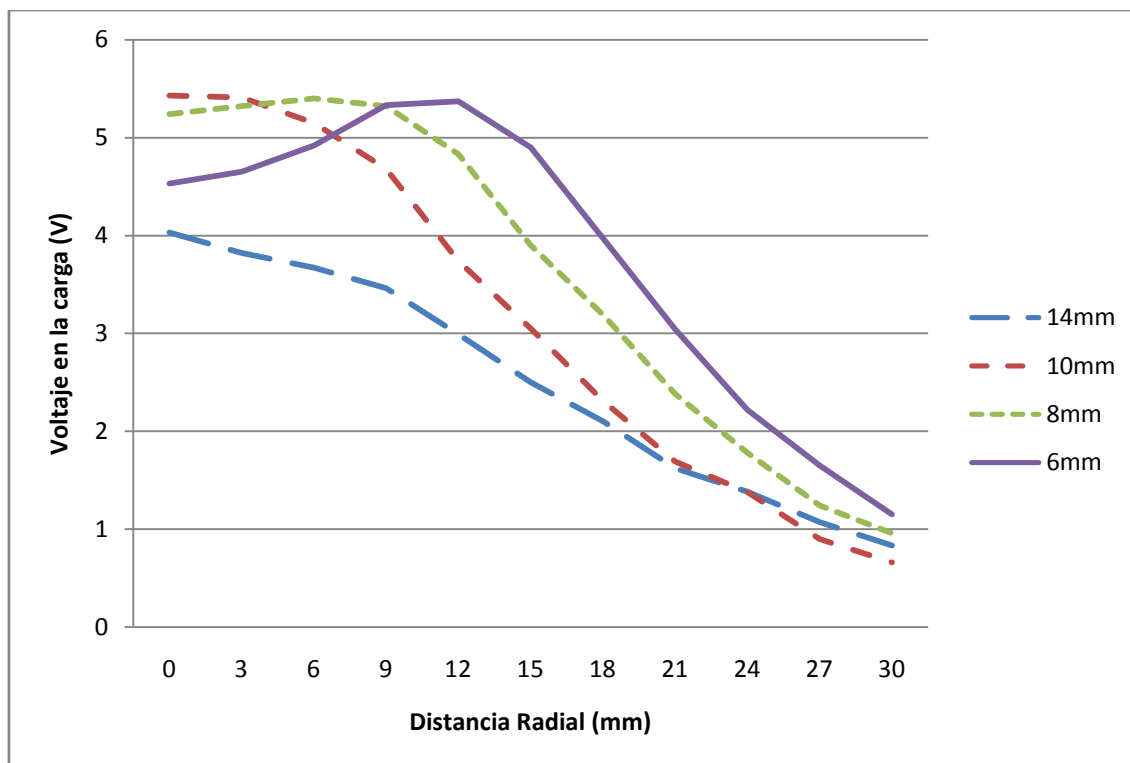


Figura 4.24. Voltaje en la carga al medir a distintas distancias radiales entre los bobinados, usando una bobina secundaria de 30 vueltas, y un voltaje de alimentación del amplificador de 10V.

Al analizar las gráficas de desplazamientos axiales para distintas bobinas secundarias (Figuras 4.16, 4.21 y 4.23), es posible notar que la distancia axial a la que se obtiene el voltaje máximo en la carga es distinta para cada caso, siendo de 14 mm para la bobina secundaria de 10 vueltas, 12mm para la bobina secundaria de 20 vueltas, y 10mm para la bobina secundaria, demostrando que el número de vueltas de las bobinas altera la posición en que se logra el acoplamiento crítico, por lo que es un factor que se debe considerar al momento de querer obtener una distancia específica en la que ocurra el máximo acoplamiento.

Además, es posible ver que el voltaje máximo en la carga se logra con una bobina secundaria de 20 vueltas, por lo que el número de vueltas no tiene una relación directa con el voltaje máximo que se alcanzará en la carga. Esto se debe al compromiso existente entre la inductancia de una bobina, y su resistencia asociada debido al material del que está construida. A un mayor número de vueltas, la inductancia propia de una bobina es mayor, pero también, aumenta su valor resistivo, al aumentar la distancia total de conductor usado para construir la bobina. Es por esto que se debe

llegar a un equilibrio entre una inductancia lo suficientemente alta, y una resistencia lo suficientemente baja. Este equilibrio dependerá del caso particular de aplicación.

Con respecto a las gráficas de desplazamientos radiales para distintas bobinas secundarias (Figuras 4.20, 4.22 y 4.24), es posible ver que en las tres ocurre el fenómeno de aumento del voltaje en la carga para una cierta distancia radial distinta de cero. La diferencia, es que esto ocurre a distintas distancias axiales entre los bobinados. Para el caso de la bobina secundaria de 10 vueltas, ocurre a una distancia axial de 10 mm, para la bobina de 20 vueltas ocurre a una distancia axial 6mm, y en el caso de la bobina de 30 vueltas, ocurre a una distancia de 8mm. Esto puede explicarse debido a la variación en el número de vueltas de la bobina y además, la forma de los campos magnéticos producidos por la bobina primaria, como fue mencionado anteriormente.

Al efectuar estas mediciones experimentales, es posible ver que se asemejan a los obtenidos en las simulaciones computacionales, demostrando que el diseño utilizado para construir el prototipo posee las características necesarias para un correcto funcionamiento. Las diferencias pueden deberse a un gran número de factores, como son las diferencias en los valores reales y los ideales necesarios para bobinados, condensadores y resistencias, capacitancias parásitas producto de la alta frecuencia a la que se opera el sistema, ruido que puede ingresar a las mediciones, y posibles imperfecciones constructivas en el prototipo, debido a los implementos usados para su confección.

Capítulo 5. Conclusiones

5.1. Conclusiones

La transferencia inalámbrica de energía presenta un gran número de ventajas al momento de aplicarse en dispositivos electrónicos implantables, como son la comodidad, seguridad al evitar infecciones producto de cables a través de la piel, y reducir la frecuencia de operaciones para cambiar baterías implantadas. Dentro de sus debilidades se encuentra el deficiente rendimiento debido al bajo acoplamiento entre los bobinados, ya que los bobinados se encuentran separados una cierta distancia, dictada por el espesor de los tejidos entre la bobina externa y la implantada. Dentro de los puntos principales concluidos después de este trabajo se encuentran:

- Al realizar las simulaciones computacionales fue posible comprobar que el diseño utilizado para el sistema de transferencia de energía mediante enlace inductivo cumple los límites establecidos por la normativa existente, al obtener 30.24 V/m de campo Eléctrico como valor máximo de simulaciones computacionales, comparado con los 614 V/m de límite expuestos en la normativa, o los 107 μT de intensidad de campo magnético como resultado máximo de simulación, frente a los 1130 μT que dicta la normativa.
- Al momento de escoger las bobinas primaria y secundaria, se debe considerar tanto su valor inductivo como resistivo, ya que a medida que se aumenta su valor inductivo, que es un factor positivo en el enlace inductivo, su valor resistivo también se incrementa, ya sea por un aumento en el número de vueltas, o del diámetro del bobinado, que se traduce en un aumento del largo del conductor, y por ende, un mayor valor resistivo. Es por este motivo, que se debe encontrar un compromiso entre estos dos factores, el cual estará dictado por la aplicación específica.
- Al efectuar mediciones del voltaje en la carga, a distintas distancias axiales y radiales entre los bobinados, fue posible ver que la distancia óptima para la transferencia de energía no corresponde a la distancia mínima de los bobinados, sino que depende de una serie de factores, como el voltaje de alimentación del Amplificador Clase D, del número de vueltas

de las bobinas, o del diámetro de los bobinados, por lo que la distancia óptima dependerá de la selección apropiada de estos factores.

- Según el diseño utilizado para la construcción del prototipo, fue posible obtener una potencia en el circuito secundario de hasta 300 mW, permitiendo energizar dispositivos electrónicos de baja potencia.

5.2. Trabajo Futuro

Al término de este estudio fue posible ver una serie de actividades que presentan una opción para trabajo posterior.

- Reducir el tamaño de los circuitos electrónicos que forman parte del sistema, para obtener un resultado más compacto y pequeño.
- Analizar la eficiencia de cada una de las etapas del sistema, para optimizar el resultado, mejorando la transferencia de energía, y reduciendo las pérdidas de potencia, que son críticas al usar aplicaciones dentro del cuerpo, debido al daño que puede causar la generación de calor.
- Implementar un sistema de control que permita mantener constante el voltaje en la carga del sistema, para distintas distancias entre los bobinados, dentro de un cierto rango de operación. Esto permitirá asegurar un voltaje necesario para el correcto funcionamiento del dispositivo electrónico, ante posibles desalineamientos entre la bobina primaria y la secundaria.

Bibliografía

- [1] A. M. Ampere, “Mémoire sur la théorie mathématique des phénomènes électrodynamiques uniquement déduite de l’expérience” (Memoir on the Mathematical Theory of Electrodynamical Phenomena, Uniquely Deduced from Experience), 1827.
- [2] R. A. Serway, "Physics for Scientists and Engineers", 2004.
- [3] J. C. Maxwell, "On Physical Lines of Force", Philosophical Magazine, Volume 21 & 23 Series 4, Part I & II; Part III & IV, 1861.
- [4] J. C. Maxwell, “A Treatise on Electricity and Magnetism”, 1873.
- [5] N. Tesla, “System of Electric Lighting”, U.S. Patent no. 454622, June 23, 1891.
- [6] David Hatcher Childress, "The Tesla Papers: Nikola Tesla on Free Energy & Wireless Transmission of Power", Adventures Unlimited Press. pp. 316. ISBN 0932813860. Retrieved 24 November 2010.
- [7] N. Tesla, “System of Transmission of Electrical Energy”, U.S. Patent no. 645576, March 20, 1900.
- [8] C. B. Aiken, “Two-Mesh Tuned Coupled Circuit Filters”, Proceedings of the Institute of Radio Engineers, 25, pp. 230-272, Feb. 1937.
- [9] F. E. Terman, “Radio Engineers Handbook” , McGraw-Hill Book Co., New York and London, 1943.
- [10] H. Wallman G. E. JR. Valley, “Vacuum tube amplifiers”, McGraw-Hill Book Co., New York, Chap. 5, 1948.
- [11] H. E. Stephenson, and J. F. Townsend J. C. Schuder, “High level electromagnetic energy transfer through a closed chest wall”, Inst. Radio. Engrs. Int. Conf. Record, 9, 119-126, 1961.

- [12] E. D. James, and D. M. Schlapp F. C. Flack, "Mutual inductance of air-cored coils: effect on design of radio frequency coupled implants", *Med. & Biol. Eng.*, 9, 79-85, 1971.
- [13] S. P. Liang, and C. D. F. Fung W. H. Ko, "Design of radio-frequency powered coils for implant instruments", *Med. Biol. Eng. Comput.*, vol. 15, pp. 634-640, 1977..
- [14] N. N. Donaldson, "Morphognostic coils: a technique for transmitting several nearfield radio signals through the same space", *Med. & Biol. Eng. & Comput.*, 17, pp. 271-274, 1979.
- [15] I. C. Forster, "Theoretical design and implantation of a transcutaneous multichannel stimulator for neural prosthesis applications" , *J. Biomed. Eng.*, 3, 107-120..
- [16] and T. A. Perkins N. N. Donaldson, "Analysis of resonant coupled coils in the design of radio frequency transcutaneous links", *Med. & Biol. Eng. & Comput.*, 21, 612-627, Sept. 1983.
- [17] N. N. Donaldson, "Voltage regulators for implants powered by coupled coils", *Med. & Biol. Eng. & Comput.*, 21, 756-761.
- [18] A. S. Berson, "Magnetic control and powering of surgically implanted instrumentation", *IEEE Trans. Magn.*, vol. MAG-19, no. 5, pp. 2157-2161, Sep. 1983.
- [19] E. S. Hochmair, "System optimization for improved accuracy in transcutaneous signal and power transmission", *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 31, 177-186, Feb. 1984.
- [20] N. N. Donaldson, "Use of feedback with voltaje regulators for implants powered by coupled coils", *Med. & Biol. Eng. & Comput.*, 23, 291..
- [21] M. Soma, and R. L. White D. C. Galbraith, "Radio-Frequency Coils in Implantable Devices: Misalignment Analysis and Design Procedure", *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. BME-34, No. 4, pp. 276-282, April 1987..
- [22] H. Matsuki and M. Shiki, "Investigation of coil geometry for transcutaneous energy transmission for artificial heart", *IEEE Trans. Magn.*, vol. 28, no. 5, pp. 2406-2408, Sep. 1992.

- [23] Z. Tang et al., "Data transmission from an implantable biotelemetry by load-shift keying using circuit configuration modulator", *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 42, pp. 524-528, May 1995.
- [24] M. C. Duffy W. E. Hurley, "Calculation of Self and Mutual Impedances in Planar Magnetic Structures", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 31, no. 4, pp. 2416-2422, July 1995.
- [25] E. S. Hochmair C. M. Zierhofer, "Geometric Approach for Coupling Enhancement of Magnetically Coupled Coils", *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 43, No. 7, pp. 708-714, July 1996..
- [26] G. B. Joung and B. H. Cho, "An Energy transmission system for an artificial heart using leakage inductance compensation of transcutaneous transformer", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, no. 6, pp. 1013-1022, Nov. 1998.
- [27] U. Schnakenberg W. Mokwa, "Micro-transponder systems for medical applications Instrumentation and Measurement", *IEEE Trans.*, 50, pp. 1551-1555, 2001.
- [28] K. Finkenzeller, "RFID-Handbook", 2nd Ed., Wiley, Hoboken, NJ, 2003.
- [29] S. Zachary Zumsteg, "Power Feasibility of Implantable Digital Spike-Sorting Circuits for Neural Prosthetic Systems", *Proceedings of the 26th Annual International Conference of the IEEE EMBS*, pp. 4237-4240, 2004..
- [30] A. P. Hu, J. W. Hsu, M. Chiang, Y. Wang, S. Malpas, and D. Budgett P. Si, "Wireless Power Supply for Implantable Biomedical Device Base on Primary Input Voltage Regulation", 2nd *IEEE Conf. Industrial Electronics and Applications, ICIEA*, pp. 235-239, 2007.
- [31] J. Vaisanen, S. Heinisuo, H. Harjunpaa, S. Arra, K. Kokko, M. Mantyla, J. Kaihilahti, P. Heino, M. Kellomaki, O. Vainio, J. Vanhala, J. Lekkala, and J. Hyttinen J. Riistama, "Wireless and inductively powered implant for measuring electrocardiogram", *Med. & Bio. Eng. & Comput.*, 45, 1163-1174, Oct. 2007.

- [32] S. Atluri M. Ghovanloo, "A Wide-Band Power-Efficient Inductive Wireless Link for Implantable Microelectronic Devices Using Multiple Carriers", *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Regular Papers*, vol. 54, NO. 10, October 2007..
- [33] A. D. Rush P. R. Troyk, "Inductive Link Design for Miniature Implants", 31st Annual International Conference of the IEEE EMBS. Minneapolis, Minnesota, USA, September 2-6, 2009.
- [34] T. J. Ahmad, S. A. Khan H. Ali, "Mathematical Modeling of an Inductive Link for Optimizing Efficiency", *IEEE Symposium on Industrial Electronics an Applications (ISIEA)*, pp. 831-835, October 2009.
- [35] R. Puers, W. Sansen, M. De Cooman, J. Duyck, I. Naert W. Claes, *A low power miniaturized autonomous data logger for dental implants.*, 2002.
- [36] S. B. Tseng, Y. J. Hsieh, C. C. Wang C. H. Hsu, "One-Time-Implantable Spinal Cord Stimulation System Prototype," *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, June 2011.
- [37] L. Mont, A. Sionis, E. Garcia, J. Brugada L. Boersma, "Value of the implantable loop recorder for the management of patients with unexplained syncope," *Europace* 6, pp. 70-76, 2004.
- [38] N. C. Klapsinos, E. N. Simantirakis, M. E. Marketou, D. C. Kambouraki, P. E. Vardas S. I. Chrysostomakis, "Sensing issues related to the clinical use of implantable loop recorders," *Europace* 5, pp. 143-148, 2003.
- [39] N. Freemantle, A. N. Sulke D. J. Farwell, "Use of implantable loop recorders in the diagnosis and management of syncope," *Eur Heart J* , pp. 174-179, 2004.
- [40] et. al. J. Wessberg, "Real-Time Prediction of Hand Trajectory by Ensembles of Cortical Neurons in Primates," *Nature*, vol. 408, pp. 361-365, 2000.

- [41] P. T. Watkins, R. J. Kier, R. O. Lovejoy, D. J. Black, B. Greger, F. Solzbacher R. R. Harrison, "A low-power integrated circuit for a wireless 100-electrode neural recording system," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 1, pp. 123-133, 2007.
- [42] S. Hossain, A. Ta, J. Edvinsson, D. H. Rivas, H. Naas L. S. Y. Wong, "A very low-power CMOS mixed signal IC for implantable pacemaker applications," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 39, no. 12, pp. 2446-2456, Dec. 2004.
- [43] M. Haschmann M. Schwarz, "Area saving stimulator cells for multielectrode arrays featuring adaptive waveform generation and monitoring," *IEEE Eng. Med. Bio. Conf.*, vol. 2, pp. 4314-4317, 2004.
- [44] A. Demosthenous, N. Donaldson X. Liu, "A fully integrated fail-safe stimulator output stage dedicated to FES stimulation," *IEEE Int. Symp. Circuits and Systems*, pp. 2076 - 2079, 2006.
- [45] M. Ghovanloo, "Switched-capacitor based implantable low-power wireless microstimulating systems," *IEEE Int. Symp. on Circuits and Systems*, pp. 2197 - 2200, May 2006.
- [46] W. Liu, M. S. Humayun, J. D. Weiland M. Sivaprakasam, "A variable range bi-phasic current stimulus driver circuitry for an implantable retinal prosthetic device," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 40, no. 3, pp. 763 - 771, March 2005.
- [47] P. R. Troyk, S. F. Cogan Z. Hu, "A 96-channel neural stimulation system for driving AIROF microelectrodes," *26th IEEE Conf. EMBS*, pp. 4244 - 4247, Sept. 2004.
- [48] D. J. Warren, N. M. Ledbetter, G. A. Clark, R. R. Harrison B. K. Thurgood, "A Wireless Integrated Circuit for 100-Channel Charge-Balanced Neural Stimulation," *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 3, no. 6, Dec. 2009.
- [49] L. Hymen, "Epidemiology of eye diseases in the elderly," *Eye*, vol. 1, pp. 1330 - 1341, 1987.
- [50] E. Zrenner et. al., "Cam Subretinal microphotodiodes successfully replace degenerated photoreceptors?," *Vis. Res.*, pp. 2555 - 2567, 1999.

- [51] J. Wyatt, M. Humayun, E. De Juan Jr., W. Liu, A. Chow, R. Eckmiller, E. Zrenner, T. Yagi, G. Abrams J. F. Rizzo III, "Retinal prosthesis: An encouraging first decade with major challenges ahead," *Ophthalmology*, vol. 108, pp. 13 - 14, Jan. 2001.
- [52] W. Liu, M. S. Humayun, J. D. Weiland M. Sivaprakasam, "A Variable Range Bi-Phasic Current Stimulus Driver Circuitry for an Implantable Retinal Prosthetic Device," *IEEE Journal of Solid-State Cricuits*, vol. 40, no. 3, Mar. 2005.
- [53] Diabetes Control and Complications Trial Research Group, "The effect of intensive treatment of diabetes on the development and progression of long-term complications in insulin-dependent diabetes mellitus," *New Engl. J. Med.*, vol. 329, no. 14, pp. 977 - 986, 1993.
- [54] UK Prospective Diabetes Study (UKPDS) Group, "Intensive blood-glucose control with sulphonylureas or insulin compared with conventional treatment and risk of complications in patients with type 2 diabetes (UKPDS 33)," *The Lancet*, vol. 352, no. 9131, pp. 837 - 853, Sep. 1998.
- [55] H. K. Hoff, H. P. Chase S. K. Garg, "The role of continuous glucose sensors in diabetes care," *Endocrinol. Metab. Clin. N. Am.*, vol. 33, pp. 163 - 173, 2004.
- [56] D. C. Klonoff, "Continuous glucose monitoring: Roadmap for 21st century diabetes therapy," *Diabetes Care*, vol. 28, no. 5, pp. 1231 - 1239, 2005.
- [57] J. A. Tamada, G. Reach, R. O. Potts, M. J. Lesho E. Kulcu, "Physiological differences between interstitial glucose and blood glucose measured in human subjects," *Diabetes Care*, vol. 26, no. 8, pp. 2405 - 2409, 2003.
- [58] M. C. Shults, R. K. Rhodes, P. G. Jacobs, J. H. Brauker, T. J. Pintar, S. J. Updike B. J. Gilligan, "Feasibility of continuous long-term glucose monitoring from a subcutaneous glucose sensor in humans," *Diabetes Technol Ther.*, vol. 6, no. 3, pp. 378 - 386, 2004.
- [59] G. A. Jullien M. M. Ahmadi, "A Wireless-Implantable Microsystem for Continuous Blood Glucose Monitoring," *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 3, no. 3, pp. 169 - 180, June 2009.

- [60] C. C. Finley, D. T. Lawson, R. D. Wolford, D. K. Eddington, W. M. Rabinowitz B. S. Wilson, "Better speech recognition with cochlear implants," *Nature*, vol. 352, pp. 236 - 238, July 1991.
- [61] G. E. Loeb, M. J. Barker D. K. Kessler, "Distribution of speech recognition results with the Clarion cochlear prosthesis," *Ann. Otol. Rhinol. Laryngol.*, vol. 104, no. 166, pp. 283 - 285, Sept. 1995.
- [62] S. Park, S. B. Jun, C. J. Lee, K. M. Byun, J. H. Sung, B. S. Wilson, S. J. Rebscher, S. H. Oh, S. J. Kim S. K. An, "Design for a Simplified Cochlear Implant System," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 54, no. 6, pp. 973 - 982, June 2007.
- [63] O. Foerster, "Beiträge zur pathophysiologie der sehban und der sehphäre," *J. Psychol. Neruo.*, vol. 39, pp. 463 - 485, 1929.
- [64] M. G. Mladejovsky W. H. Dobbelle, "Artificial vision for the blind: electrical stimulation of the visual cortex offers hope for a functional prosthesis," *Science*, vol. 183, pp. 440 - 443, Feb. 1974.
- [65] F. T. Hambrecht et. al., "Feasibility of a visual prosthesis for the blind utilizing intracortical microstimulation," *4th Vienna Int. Workshop on Functional Electrostimulation*, pp. 1 - 8, 1992.
- [66] M. Sawan J. F. Harvey, "Image acquisition and processing dedicated to a visual implant," *IEEE/EMBS*, Oct. 1996.
- [67] A. Djemouai, J. F. Harvey, M. Sawan P. Vaillancourt, "EM Radiation Behavior upon Biological Tissues in a Radio-Frequency Power Transfer Link for a Cortical Visual Implant," *P. Vaillancourt, A. Djemouai, J. F. Har19th International Conference – IEEE/EMBS*, vol. 6, pp. 2499 - 2502, Oct. 30 - Nov. 2 1997.
- [68] G. Rosenberg, A. J. Snyder. W. J. Weiss, "Permanent circulatory support systems at the Pennsylvania State University," *IEEE Trans. Biomedical Engineering*, vol. 37, no. 2, pp. 138 - 145, Feb. 1990.

- [69] Q. Yang, H. Chen J. Ma, "Transcutaneous Energy and Information Transmission System with Optimized Transformer Parameters for the Artificial Heart," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 20, no. 3, pp. 798 - 801, June 2010.
- [70] S. A. P. Haddad, "The evolution of pacemakers," *IEEE Eng. Med. Biol. Mag.*, vol. 25, pp. 38 - 48, June 2006.
- [71] J. G. Webster, "Design of Cardiac Pacemakers," *Piscataway, NJ: IEEE Press*, 1995.
- [72] R. Bashirullah P. Li, "A wireless power interface for rechargeable battery operated medical implants," *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, vol. 54, no. 10, pp. 912 - 916, Oct. 2007.
- [73] Y. Su, C. Cheng S. Lee, "Near-Field Telemetry Device with Close-Loop Endocardial Stimulation for a Pacemaker," *International Symposium on Next-Generation Electronics (ISNE)*, pp. 1 - 4, Nov. 2010.
- [74] J. G. Webster, *Medical Instrumentation, Application and Design*, 4th ed. New York: Wiley, 2010.
- [75] R. D. Dreher, R. V. Jaworski, J. Putzke, R. J. Russie J. A. Warren, "Implantable cardioverter defibrillators," *Proc. IEEE*, vol. 84, no. 3, pp. 468 - 479, Mar. 1996.
- [76] R. D. Dreher, R. V. Jaworski, J. Putzke, R. J. Russie J. A. Warren, "Implantable cardioverter defibrillators," *Proc. IEEE*, vol. 84, no. 3, pp. 468 - 479, Mar. 1996.
- [77] R. Bashirullah, "Wireless Implants," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 11, pp. S14 - S23, Dec. 2010.
- [78] D. J. Goldstein, E. A. Rose, A. D. Weinberg, H. R. Levin, M. C. Oz R. C. Ashton, "Duration of left ventricular assist device support affects transplant survival," *J Heart Lung Transplant* 15, pp. 1151 - 1156, 1996.
- [79] M. C. Oz D. J. Goldstein, "Cardiac Assist Devices," *Futura Publishing Company, Inc.*, 2000.

- [80] A. L. Throckmorton, A. Untaroiu, S. Patel, P. E. Allaire, H. G. Wood, D. B. Olsen X. Song, "Axial Flow Blood Pumps," *ASAIO Journal*, 2003.
- [81] Douglas A. Christensen, Carl H. Durney Cynthia Furse, *Basic Introduction to Bioelectromagnetics*. FL, USA: CRC Press, 2009, ch. 1.
- [82] (2011, Oct.) RF Safety Solutions LLC. [Online]. <http://www.rfsafetysolutions.com/index.html>
- [83] R. Puerts B. Lenaerts, *Omnidirectional Inductive Powering for Biomedical Implants*, ISBN 0-201-36179-5, Ed. New Jersey, USA: Prentice Hall, 2010, ch. 1, pp. 2 - 6.
- [84] A. D. Rush P. R. Troyk, "Inductive Link Design for Miniature Implants," *31st Annual International Conference of the IEEE EMBS (EMBC)*, pp. 204 – 209, Sept. 2009.
- [85] J. R. Whinnery, T. Van Duzer S. Ramo, "Fields and Waves in Communication Electronics," 1965.
- [86] R. Puers B. Lenaerts, *Omnidirectional Inductive Powering for Biomedical Implants*.: Springer, 2010.
- [87] N. O. Sokal, "RF power amplifiers, classes A through S," *Electronics Industries Forum of New England, Professional Program Proceedings*, pp. 179 – 252, May 1997.
- [88] O. M. Santa Cruz, *Apunte de Electrónica Aplicada III*.: Universidad Tecnológica Nacional, Facultad Regional Córdoba, Departamento Electrónica, 2008, ch. 10.
- [89] A. Pastor, J. Ortega V. Parra, *Teoría de Circuitos*, 7th ed.: ISBN 84-362-1949-X, 1991.
- [90] T. J. Ahmad, S. A. Khan H. Ali, "Mathematical Modeling of and Inductive Link for Optimizing Efficiency," *IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications (ISIEA)*, vol. 2, pp. 831 – 835, Oct. 2009.
- [91] M. S. Roden, L. Gordon C. J. Savant, *Diseño Electrónico*, ISBN 9684443668, Ed.: Prentice-Hall, 2000, pp. 24 – 30.

- [92] T. A. Perkins N. N. Donaldson, "Analysis of resonant coupled coils in the design of radio frequency transcutaneous links," *Med. & Biol. Eng. & Comput.*, vol. 21, pp. 612 – 627, Sept. 1983.

