



Universidad de Concepción

Facultad de Ingeniería

**ESTRATEGIAS DE CONTROL DE TEMPERATURA EN
IMPLANTES MÉDICOS MEDIANTE AJUSTE DE
TRANSFENCIA DE ENERGÍA EN ENLACES
INDUCTIVOS**

Tesis presentada a la Facultad de Ingeniería de la Universidad de
Concepción para optar al grado académico de Doctor en Ciencias de la
Ingeniería con mención en Ingeniería Eléctrica

POR: FRANCISCO JAVIER PASTENE HENRÍQUEZ
Profesor Guía: Pablo Esteban Aqueveque Navarro
Profesor Co-guía: Antoine Nonclercq

Noviembre 2024
Concepción, Chile

Ninguna parte de esta tesis puede reproducirse o transmitirse bajo ninguna forma o por ningún medio o procedimiento, sin permiso por escrito del autor.

AGRADECIMIENTOS

Al finalizar esta tesis, luego de un largo camino, me gustaría agradecer a algunas personas que estuvieron presentes brindando su ayuda y apoyo durante el proceso. Antes que todo quiero agradecer a mi beiba, mi esposa Daniela Pinto, por siempre darme su apoyo, consejos, comprensión y amor, y brindar su ayuda en todo lo que siempre necesité, en cualquier ámbito de la vida. Toda su compañía, ayuda y disposición hacia mí es invaluable. Conocerte fue sin duda lo mejor que me ha pasado en la vida.

Quiero agradecer también a mi familia, a mi padre Iván Pastene, mi madre Lucía Henríquez, mi hermana Andrea Pastene y a Danielote, por siempre darme todo su apoyo y ayuda durante toda mi vida. Gracias por siempre estar preocupados por mí.

Gracias a mis amigos. A pesar de que con algunos de ellos estuvimos más distanciados durante mi doctorado, su amistad y cariño no ha disminuido, y nuestras relaciones se sienten de la misma forma en que era antes. Gracias a

Maca, Copano y Chino, mi mejores amigos de la universidad, y los mejores que podría haber hecho.

Agradezco a mi profesor guía el Sr. Dr. Don Pablo Aqueveque quien siempre estuvo dispuesto a ayudarme con cualquier duda. Le agradezco sobre todo todas las enseñanzas que me ha entregado, las cuales traspasan los ámbitos de desarrollo de esta tesis.

Agradezco al profesor Aníbal Morales por su buena disposición para ayudar siempre, por sus comentarios que siempre tienen el objetivo de mejorar cada trabajo. También agradezco al profesor Antoine Nonclercq, quien a la distancia siempre colaboró de muy buena forma para ayudar a mejorar cada trabajo que hemos realizado. Gracias a Maxime Verstraeten por siempre colaborar de muy buena forma y tener muy buena disposición.

Finalmente agradezco a todo el equipo de IDSLab, con quien hemos terminado formando un gran grupo de amigos. Por nombrar a algunos, agradezco a Dani, Jaime, Martin, Pauli, Johannes, Yisus, Pancho, Enrique, Britam, Geek y Copano. Gracias por siempre amenizar cada jornada de trabajo.

AGRADECIMIENTOS A ANID

Esta tesis fue apoyada por:

- ANID-PCHA/Doctorado Nacional/2020 - 21202175.
- IV Concurso de Equipamiento Científico y Tecnológico Mediano Fondequip. Código EQM 150114, “Máquina de fabricación Laser para Aplicaciones biomédicas, de telecomunicaciones y Astronomía”.

TABLA DE CONTENIDO

ÍNDICE DE TABLAS	8
ÍNDICE DE FIGURAS.....	9
RESUMEN.....	15
CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN	17
1.1 Introducción General	17
1.2 Efectos de la Temperatura en los Tejidos.....	21
1.3 Fuentes de generación de calor en un dispositivo médico implantable	
22	
1.3.1 Campo Electromagnético	23
1.3.2 Corrientes de Eddy.....	27
1.3.3 Circuito Electrónico del Implante	28
1.4 Estrategias de Control de Energía en Enlaces Inductivos.....	32
Trabajos	44
1.4.1 Discusión.....	45
1.5 Estrategias de Comunicación en Enlaces Inductivos.....	47
Trabajos	57

1.5.1	Discusión.....	58
CAPÍTULO 2. FORMULACIÓN DE LA TESIS.....		59
2.1	Hipótesis.....	59
2.2	Objetivo general	59
2.3	Objetivos específicos.....	60
2.4	Alcances y limitaciones.....	61
2.4.1	Metodología.....	61
2.5	Publicaciones	65
2.5.1	Artículos WOS.....	65
2.5.2	Conferencias	66
CAPÍTULO 3. MODELACIÓN Y SIMULACIÓN DE UN ENLACE INDUCTIVO		
67		
3.1	Modelación de un enlace inductivo.....	67
3.2	Simulación de un Enlace Inductivo.....	76
CAPÍTULO 4. DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DEL ENLACE INDUCTIVO		87
4.1	Diseño General.....	87
4.2	Circuito Primario.....	88
4.2.1	Circuito Inversor	88
4.3	Circuito Secundario.....	93

CAPÍTULO 5. ESTRATEGIA DE COMUNICACIÓN PARA ENLACES INDUCTIVOS 97

5.1	Introducción.....	97
5.2	Diseño del Circuito de Comunicación	98
5.2.1	Técnica del cortocircuito	99
5.2.2	Técnica del circuito abierto	100
5.2.3	Técnica dual	101
5.2.4	Demodulación	102
5.3	Pruebas del Sistema de Comunicación	103
5.4	Resultados	105
5.5	Discusión.....	112
	Trabajos	114

CAPÍTULO 6. ESTRATEGIA DE CONTROL DEL ENERGÍA PARA ENLACES INDUCTIVOS

6.1	Introducción.....	115
6.2	Estrategia de Control de Energía.....	116
6.2.1	Calibración de estrategias de control.....	119
6.3	Metodología de pruebas	123
6.4	Resultados	125

6.4.1	Estrategia de control basada en la técnica del cortocircuito.....	125
6.4.2	Estrategia de control basada en la técnica del circuito abierto...	131
6.5	Discusión.....	137
	Trabajos	141
	CAPÍTULO 7. DISCUSIÓN GENERAL Y CONCLUSIONES	142
7.1	Conclusión.....	142
7.2	Trabajos Futuros	146
	ACRÓNIMOS	148
	CAPÍTULO 8. Referencias	150

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1.1. Restricciones para campos magnéticos variables [22].	27
Tabla 1.2. Resumen de los parámetros de las estrategias de control de los sistemas de energización basados en enlace inductivo vistas en el estado del arte.	44
Tabla 0.1. Resumen de los sistemas de comunicación basados en enlace inductivo vistos en el estado del arte.	57
Tabla 2.1 Requisitos de diseño del enlace inductivo.....	63
Tabla 3.1 Parámetros de tamaño de los tejidos biológicos usados en las simulaciones. .	80
Tabla 3.2 Parámetros del enlace inductivo obtenidos en la última iteración del algoritmo para aumentar la eficiencia.	83
Tabla 4.1 Parámetros obtenidos del análisis de impedancia a la bobina primaria fabricada.	93
Tabla 4.2 Parámetros obtenidos del análisis de impedancia a la bobina secundaria fabricada.	95
Tabla 5.1. Bit Error Rate logrado con cada técnica de comunicación.	111
Tabla 5.2. Comparación de parámetros de comunicación con el estado del arte.	114
Tabla 6.1. Comparación de parámetros de la estrategia de control de energía con el estado del arte.....	141

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1. Diagrama Esquemático típico de energización de implantes mediante enlace inductivo.....	19
Figura 1.2 Sistema de control de WPT por voltaje utilizando retroalimentación por RF [44].	35
Figura 1.3 Sistema de control de WPT midiendo corriente y voltaje en el primario [53].	39
Figura 1.4 Relación entre la parte real de la impedancia a la salida del enlace inductivo y la frecuencia con diferentes acoplamientos.	40
Figura 1.5. Resistencia real versus resistencia calculada mediante el sistema propuesto por Yin et al [59].	42
Figura 0.1 Propuesta de Donaldson de un switch en paralelo a la carga enviar datos [62].	48
Figura 0.2 Índice de modulación logrado por el sistema propuesto por Tang et al [63].	49
Figura 0.3 Sistema de energización y comunicación propuesto por Liang et al [64].	50
Figura 0.4 Sistema de energización y comunicación propuesto por Najjarzadegan et al [71].	54
Figura 2.1 Diagrama de metodología de la realización de esta tesis.	62
Figura 3.1 Modelo eléctrico de un enlace inductivo excitado por una fuente de voltaje alterna y que incluye las resistencias parásitas de cada bobina bobinas.....	69
Figura 3.2 Modelo de enlace inductivo que incluye la influencia de cada bobina en el otro circuito mediante fuentes de voltaje controladas por corriente.	69

Figura 3.3 Esquemático enlace inductivo incluyendo carga, y la modelación de la influencia de cada bobina en ambos circuitos.	71
Figura 3.4 Modelo de enlace inductivo 3D para simulación por método de elementos finitos realizado en COMSOL Multiphysics.	79
Figura 3.5 Algoritmo utilizado para aumentar la eficiencia del enlace inductivo variando la geometría de las bobinas.	81
Figura 3.6 Gráfico 3D del <i>Specific Absortion Rate</i> (SAR) sobre el tejido biológico (piel, grasa y músculo) entre las bobinas del enlace inductivo diseñado.	84
Figura 3.7. Gráfico 3D del Specific Absortion Rate (SAR) sobre la capa de piel entre las bobinas del enlace inductivo diseñado.	85
Figura 3.8. Gráfico 3D del Specific Absortion Rate (SAR) sobre la capa de grasa entre las bobinas del enlace inductivo diseñado.	85
Figura 3.9. Gráfico 3D del Specific Absortion Rate (SAR) sobre la capa de músculo entre las bobinas del enlace inductivo diseñado.	86
Figura 4.1 Diagrama general del enlace inductivo propuesto. Cx y Lx corresponden al capacitor de resonancia y la bobina primaria y secundaria y $Rload$ corresponde a la carga que representa el implante.	87
Figura 4.2 Circuito esquemático de un inversor clase D [85].	89
Figura 4.3 Circuito esquemático de un inversor clase E [13].	90
Figura 4.4 Circuito esquemático inversor clase D diseñado.	91
Figura 4.5 Bobina primaria fabricada con cable <i>Litz</i>	92
Figura 4.6 Bobina secundaria fabricada con cable <i>Litz</i>	94

Figura 4.7 Circuito esquemático del secundario diseñado. R_{load} corresponde a la carga que representa el implante.	96
Figura 5.1. Esquemático del circuito secundario que incluye dos interrupciones para implementar comunicación mediante la técnica de manipulación de cambios de impedancia reflejada. Switch CC cortocircuita el circuito resonante secundario mientras que Switch CA desconecta la carga desde el circuito resonante.	98
Figura 5.2. Esquemático del circuito secundario cuando se usa la técnica del cortocircuito para comunicar el implante con el exterior. a) Técnica de cortocircuito con switch CC abierto $Req = R_{load}$. b) Técnica de cortocircuito con SC switch cerrado $Req = 0$. .	100
Figura 5.3. Esquemático del circuito secundario cuando se usa la técnica del circuito abierto para comunicar el implante con el exterior. a) Técnica de circuito abierto con switch CA cerrado $Req = R_{load}$. b) Técnica de corto abierto con switch CA cerrado $Req = \infty$	101
Figura 5.4. Esquemático del circuito secundario cuando se usa la técnica dual para comunicar el implante con el exterior. a) Técnica dual con switch CC abierto y switch CA abierto $Req = \infty$. b) Técnica de cortocircuito con switch CC cerrado y el switch CA abierto $Req = 0$	102
Figura 5.5. Esquemático del circuito de demodulación en el circuito primario que permite recuperar los datos enviados desde el secundario (implante). V_{L1} corresponde al voltaje de la bobina primaria. Se define la salida intermedia V_{dem} que corresponde a la salida del demodulador AM y V_{out} corresponde a la salida total de la etapa de demodulación.	103

Figura 5.6. Voltajes en el circuito primario y señal de datos durante comunicación para las tres técnicas. CH1 (Amarillo): V_{L1} ; CH2 (Cyan): V_{dem} ; CH3 (Purple): V_{outt} ; CH4 (Green): Señal de datos. a) técnica del cortocircuito. b) técnica del circuito abierto. c) técnica dual.	107
Figura 5.7. Índice de modulación logrado con la técnica del cortocircuito. Resultados experimentales y simulados en LTSpice.	108
Figura 5.8. Índice de modulación logrado con la técnica del circuito abierto. Resultados experimentales y simulados en LTSpice.	108
Figura 5.9. Índice de modulación logrado con la técnica dual. Resultados experimentales y simulados en LTSpice.	109
Figura 6.1. Metodología de la estrategia de control propuesta.	117
Figura 6.2. Diagrama general del sistema propuesto en completo, lo que incluye estrategias de control de energía y comunicación desde secundario a primario. R_{load} corresponde a la carga que representa el implante.	118
Figura 6.3. Diagrama de flujo del proceso de calibración realizado para la implementación de la estrategia de control.	121
Figura 6.4. Ejemplo de curva obtenida de la regresión lineal del proceso de calibración de la técnica del cortocircuito para una distancia de 50mm.	122
Figura 6.5. Metodología de control de energía para implantes energizados mediante enlace inductivo.	123
Figura 6.6. Setup de pruebas del sistema de energización y comunicación para enlaces inductivos.	125

Figura 6.7. Error en la estimación de distancia entre bobinas usando la técnica del cortocircuito.	126
Figura 6.8. Voltaje en la carga (implante) cuando se utiliza la técnica del cortocircuito. Se incluye el caso donde se usa un regulador de voltaje en vez de una estrategia de control.	128
Figura 6.9. Potencia en la carga (a) y eficiencia del sistema completo (b) usando la estrategia del cortocircuito.....	129
Figura 6.10. Temperatura de un regulador de voltaje usando la estrategia de control del cortocircuito. Se incluye el caso sin estrategia de control. Sistema a temperatura ambiente (a) y a 36°C (b).	130
Figura 6.11. Captura de cámara termográfica del regulador de voltaje en caso con estrategia de control basada en técnica del cortocircuito (a) y sin estrategia de control (b).	131
Figura 6.12. Error en la estimación de distancia entre bobinas usando la técnica del circuito abierto.	132
Figura 6.13. Voltaje en la carga (implante) cuando se utiliza la técnica del circuito abierto. Se incluye el caso donde se usa un regulador de voltaje en vez de una estrategia de control.	133
Figura 6.14. Potencia en la carga (a) y eficiencia del sistema completo (b) usando la estrategia del circuito abierto.	135

Figura 6.15. Temperatura de un regulador de voltaje usando la estrategia de control del circuito abierto. Se incluye el caso sin estrategia de control. Sistema a temperatura ambiente (a) y a 36°C (b).136

Figura 6.16. Captura de cámara termográfica del regulador de voltaje en caso con estrategia de control basada en técnica del circuito abierto (a) y sin estrategia de control (b).137

RESUMEN

Los dispositivos médicos implantables han mejorado la calidad de vida de las personas mediante su uso para diagnóstico, terapia y rehabilitación. Más de 25 millones de estadounidenses usan implantes para funciones críticas. La energización es uno de los elementos más complejos y es un factor limitante del uso de implantes. Utilizando energización inalámbrica mediante enlaces inductivos es posible transferir energía desde fuera del cuerpo hacia adentro, evitando cables y baterías. Sin embargo, el enlace inductivo es altamente sensible a variaciones en sus parámetros de diseño (acoplamiento y carga), variaciones que son muy comunes en un implante. Esto lleva a generación de calor, la cual es producida principalmente por la disipación de la energía en el proceso de regulación de voltaje. El estándar ISO 14708-1:2014 define que el tejido que rodea un implante activo no puede incrementar su temperatura más de 2°C.

En esta tesis se desarrolló un sistema de energización y comunicación para implantes médicos que permite mantener la temperatura del circuito secundario en rangos seguros para el cuerpo. El sistema utiliza el método de cambios de impedancia reflejada para enviar datos al exterior del cuerpo, y al mismo tiempo aprovecha estos cambios para estimar el acoplamiento y la carga del secundario para controlar la energía inyectada al implante. El sistema es capaz de comunicar y controlar la energía en un implante con dos modos de consumo, uno alto de 15W y uno bajo de 100mW con hasta 85mm de separación entre las bobinas. Esto lleva a la reducción de la temperatura del regulador de voltaje desde $\sim 130^{\circ}\text{C}$ a 35°C . Sin embargo, el uso de la estrategia de control permitiría la eliminación del regulador de voltaje para evitar cualquier generación de calor extra por esa etapa. Así, se comprueba la hipótesis de que es posible controlar la energía inyectada a un implante usando la técnica de cambios de impedancia reflejada y a la vez permitir comunicación entre el implante y el exterior.

CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN

1.1 Introducción General

Los dispositivos médicos implantables han mejorado la calidad de vida de las personas mediante su uso para diagnóstico, terapia y rehabilitación [1]. Los implantes son usados para reemplazar, monitorear o recuperar una función perdida debido a alguna enfermedad o accidente, en diferentes partes del cuerpo y para variadas aplicaciones como, ortopedia, marcapasos, bombas cardiacas, prótesis neurales o sistemas de entrega de fármacos [2] [3] [4] [5]. Según estadísticas [6], más de 25 millones de estadounidenses dependen de dispositivos médicos implantables para funciones críticas.

El diseño de un dispositivo médico implantable presenta un desafío incluyendo microelectrónica, empaquetamiento, comunicación y energización. La energización es uno de los elementos más complejos y es un factor limitante del uso de implantes [7] [8] [9]. Uno de los primeros métodos utilizados fueron los cables transcutáneos [3], sin embargo, este

método tiene la desventaja de mantener una herida permanente en el paciente lo que requiere un manejo extremadamente cuidadoso para evitar infecciones [7]. La energización mediante baterías es el método más usado actualmente, no obstante, su peso, tamaño, vida útil, tiempo de carga y toxicidad limita su uso *in-vivo*. Los supercapacitores han sido una propuesta atractiva para este tipo de aplicaciones. Estos elementos permiten almacenar energía con una densidad mucho mayor a los capacitores comunes, la que está solo uno o dos órdenes de magnitud bajo las baterías, pero con mucha menos toxicidad y tiempo de carga [10] [11] [12]. Sin embargo, el mayor problema de los supercapacitores es la miniaturización. Para cumplir todos los desafíos que conlleva el diseño de un dispositivo médico implantable se comenzó a estudiar la transferencia inalámbrica de energía (WPT, del inglés *Wireless Power Transfer*). Cabe destacar que a menudo se combinan métodos de energización, por ejemplo, usando un sistema WPT con baterías o supercapacitores.

En la década de 1960 WPT fue presentado y se transformó en un método de energización prometedor para dispositivos médicos implantables [8]. Con este, es posible transferir energía inalámbricamente desde fuera del cuerpo hacia el interior, donde se ubica el implante, evitando cables y baterías. Los

sistemas de WPT mediante enlaces inductivos se componen de dos partes (Figura 1.1): una fuente de energía, un inversor de alta frecuencia y una bobina resonante de transmisión (primario), fuera del cuerpo, generan un campo magnético alterno que es transmitido dentro del cuerpo donde un voltaje alterno es inducido en una bobina resonante de recepción (secundario), cuyo voltaje es rectificado y regulado, para finalmente alimentar el implante (la carga). Comparado con las baterías, WPT tiene la ventaja de ser menos tóxico y reducir el tamaño y peso del implante. Sin embargo, una de las principales desventajas es que se vuelve responsabilidad del paciente cargar su implante. Esto puede llevar a que el paciente se olvide de cargar su implante, o que el primario se caiga y el implante deje de funcionar.

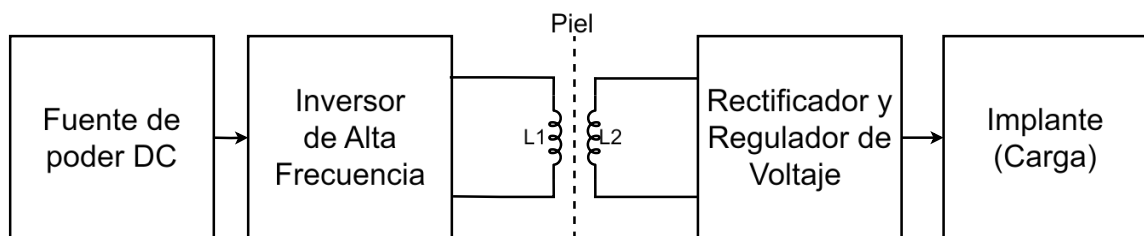


Figura 1.1. Diagrama Esquemático típico de energización de implantes mediante enlace inductivo.

Cuando se diseña un sistema de energización inalámbrica mediante enlaces inductivos es necesario tener en consideración factores como la miniaturización y asegurar que la energización sea estable para el correcto funcionamiento del dispositivo implantado. Hay implantes, como las prótesis visuales o sensores de presión intracraneal, que se ubican en zonas sensibles, lo cual limita su tamaño. Es muy común que este tipo de implantes requiera de capacidad de comunicación para enviar información sobre las señales fisiológicas del cuerpo. Por otro lado, el cuerpo humano es un sistema dinámico y por lo tanto está en constante movimiento. En este sentido la energización mediante enlaces inductivos es una tecnología muy sensible a cambios de posición y alineación entre las bobinas. Por lo tanto, el movimiento natural del cuerpo humano causa que la distancia y el ángulo relativo entre bobinas se modifique, afectando la eficiencia y la ganancia del sistema e incluso sacándolo de sintonización. Sumado a esto, cambios en el consumo energético del implante modifican la demanda de energía, cambiando también la ganancia y salida del sistema [8] [13]. Asegurar un voltaje constante que permita el correcto funcionamiento del implante se ha transformado en unos de los más grandes retos en esta área. Se debe considerar también, que la principal solución para estos problemas es

inyectar energía de sobra al implante, lo que aumenta la generación de calor en los tejidos y en el propio implante [14].

1.2 Efectos de la Temperatura en los Tejidos

Cuando los tejidos biológicos son expuestos a una temperatura alta y localizada, el cuerpo reacciona contra el implante y lo encapsula en un tejido fibroso, lo que provoca una presión adicional al empaquetamiento del implante [15] [16]. Reportes indican que las células mueren a 43°C [15], sin embargo, ya se produce daño celular a temperaturas más bajas durante una larga exposición. Por ejemplo, las células cerebrales, las cuales son más sensibles a los cambios de temperatura, sufren daños a temperaturas de 40,5°C [17]. Además, las altas temperaturas pueden afectar los procesos metabólicos celulares [15].

El estándar ISO 14708-1:2014 [18] define que el tejido que rodea un implante activo no puede incrementar su temperatura más de 2°C (considerando una temperatura base del cuerpo en el rango 36-37°C) [19].

1.3 Fuentes de generación de calor en un dispositivo médico implantable

La generación de calor en un implante es producida principalmente por la disipación de energía para disminuir el voltaje en exceso en el regulador de voltaje [14]. Sin embargo, se consideran tres las fuentes de generación de calor en un implante: la radiación del campo electromagnético, las Corrientes de Eddy y el circuito electrónico del implante. En la Figura 1.2 se muestran estas tres fuentes de generación de calor en un diagrama general de funcionamiento del circuito.

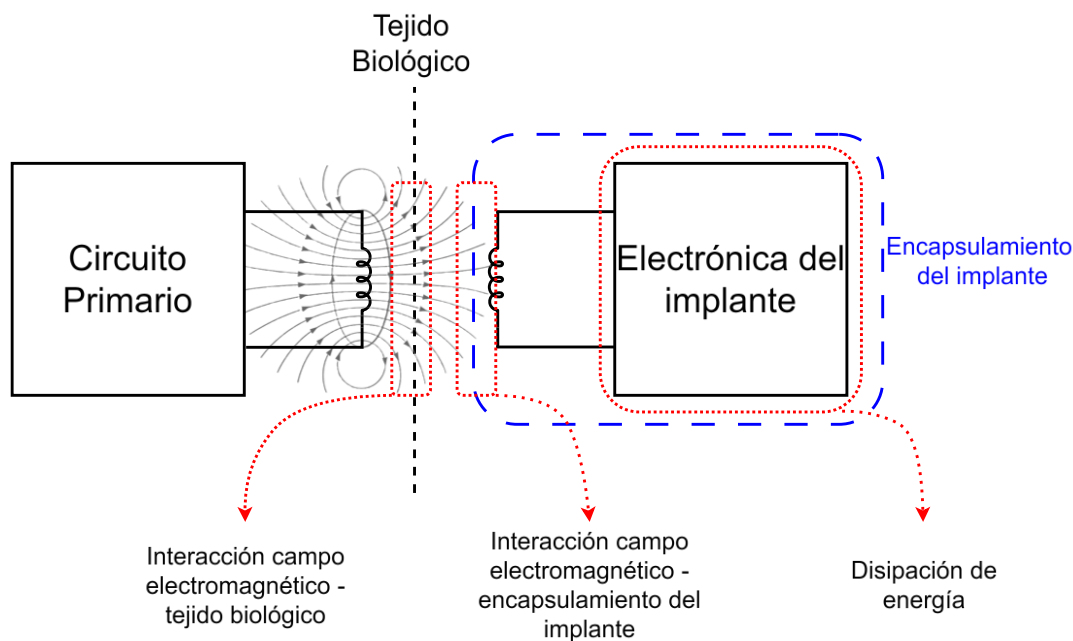


Figura 1.2. Fuentes de generación de calor de un implante energizado mediante enlace inductivo.

1.3.1 Campo Electromagnético

Antes de que el campo magnético induzca energía en la bobina implantada, debe atravesar las barreras que el cuerpo humano posee, como la piel, grasa, músculo y hueso. Cada una de estas barreras poseen diferentes características de conductividad eléctrica y permeabilidad magnética [15]. En caso del campo magnético generado por el enlace inductivo, el tejido biológico tiene una permeabilidad magnética (μ) no-nula. Se ha reportado que la permeabilidad magnética relativa (μ_r) de la piel, musculo y grasa es 0,999989 [20]. Cuando un campo magnético circula por una cierta sección de tejido biológico se produce un flujo magnético (ϕ) a través de él. Así, se define la reluctancia magnética (\mathfrak{R}) con la ecuación (1), que corresponde al símil de la resistencia eléctrica en circuitos eléctricos [21]. Por lo tanto, al circular un flujo magnético por el tejido biológico, este opone una resistencia a su paso, lo cual se traduce en pérdidas de energía disipadas en forma de calor. Este circuito magnético está gobernado por la ecuación (2), dónde i corresponde a la corriente eléctrica que circula por la bobina de N vueltas. Así, las barreras

biológicas absorben o atenúan el campo electromagnético, lo cual genera calor en los tejidos involucrados.

$$\mathfrak{R} = \frac{l}{\mu A} \quad (1)$$

$$Ni = \phi \mathfrak{R} \quad (2)$$

La generación de calor mediante campo electromagnético del enlace inductivo va relacionada con la frecuencia de operación. A mayor frecuencia, mayor absorción, menor penetración y, por lo tanto, mayor generación de calor en los tejidos [14]. Una de las formas de cuantificar el efecto y la potencia disipada en el cuerpo humano, debido a su interacción con campo magnético, es el índice de tasa de absorción específica (SAR, del inglés *Specific Absorption Rate*). El SAR entrega la potencia disipada por unidad de masa y se mide en W/kg. Matemáticamente el SAR se calcula usando la ecuación (3):

$$SAR [W/kg] = \frac{\sigma(x, y, z)E^2(x, y, z)}{2\rho(x, y, z)} \quad (3)$$

Donde σ es la conductividad del tejido en S/m, E es la amplitud del campo eléctrico en V/m y ρ es la densidad del tejido en kg/m^3 , todo en las coordenadas x, y, z . Así, debido a la interacción del campo eléctrico con el tejido también se genera calor. Esta generación de calor (Q) por el campo eléctrico se calcula con la ecuación (4).

$$Q = \frac{1}{2} \sigma(x, y, z) E^2(x, y, z) = \frac{\rho}{2} SAR \quad (4)$$

Debido a estos efectos, existen dos estándares que limitan los niveles de radiación a los que pueden estar expuesto los tejidos, dependiendo de la frecuencia de operación del campo electromagnético. Uno es el estándar Americano IEEE C95.1-2005 [22], y el otro es el estándar dado por la Comisión Internacional de protección de radiaciones no ionizantes (ICNIRP, del inglés *International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection*) [23], de origen europeo. Ambos estándares regulan la exposición a campos electromagnéticos que tengan frecuencias de operación entre los 3kHz a 300GHz. Debido a que el rango de frecuencia que utilizan los sistemas de energización mediante enlaces inductivos es desde los 10kHz a 20MHz [24], es necesario considerar estos estándares en el proceso de diseño. Estos

estándares presentan estudios donde se evidencia que los campos magnéticos pueden incrementar la temperatura basal del cuerpo, o generar un efecto de electroestimulación en el tejido muscular o nervioso. En el intervalo de 100kHz y 5MHz se puede presentar tanto el efecto de electroestimulación como el efecto térmico, por lo tanto, los estándares entregan recomendaciones para evitar ambos. Para esto, se recomienda limitar el SAR a los valores que se muestran en la Tabla 1.1.

Los valores de SAR son promediados sobre 10g de cualquier tejido, donde el tejido está definido con la forma de un cubo con un volumen aproximado de 10cm^3 . El valor del SAR localizado en extremidades no debe ser mayor que 4W/Kg , ya que sobre estos valores se ha reportado, que, en ratas y primates, la temperatura basal del cuerpo aumentó 1°C y además causó cambios de comportamiento [22].

Tabla 1.1. Restricciones para campos magnéticos variables [22].

Características de Exposición.	Rango de frecuencias.	SAR promedio en cuerpo completo [W/kg].	SAR localizado en Cabeza y Tronco [W/kg].	SAR localizado en Extremidades [W/kg].
Exposición laboral (Controlada)	100kHz – 10GHz	0,4	10	20
Exposición General (No controlada)	100kHz – 10GHz	0,08	2	4

1.3.2 Corrientes de Eddy

Las corrientes de Eddy se producen cuando un elemento conductor está en contacto con un campo magnético variable. La mayoría de los dispositivos implantados utilizan una carcasa metálica. Así, el campo magnético utilizado para energización interactúa con la carcasa y genera corrientes que fluyen a través de ésta, disipando energía en forma de calor y en consecuencia elevando la temperatura del implante [25]. Para evitar este problema, la bobina implantada se ubica más alejada de la carcasa del implante. Sin embargo, hay casos, como implantes neurales o donde se tenga muy poco

espacio, en los cuales no se pueden separar estos elementos, por lo que es necesario utilizar otros materiales o modificar la geometría del implante para reducir la generación de corrientes de Eddy. También es posible minimizar el efecto trabajando a frecuencias menores a 10MHz y bobinas de mayor tamaño [15]. Otra solución que se ha propuesto reciente mente es el uso de carcasas cerámicas y siliconas que no presentan este problema [26].

1.3.3 Circuito Electrónico del Implante

Dentro el circuito electrónico del implante, las fuentes generadoras de calor son: la bobina secundaria, el regulador de voltaje y otros posibles circuitos específicos a cada implante.

La bobina secundaria genera calor debido al efecto Joule [27]. El efecto Joule se produce por la resistencia interna de la bobina. Al conducir una corriente eléctrica, la resistencia interna de la bobina disipa energía en forma de calor. El efecto Joule se ve incrementado debido al efecto *Skin*. El efecto *Skin* se presenta en los conductores cuando conducen corriente de alta frecuencia [28]. Al ocurrir esto, los electrones no ocupan toda la sección transversal del conductor, sino que sólo circulan por la superficie. A medida que la

frecuencia aumenta, esto afecta cada vez más. Así, aumenta la resistencia efectiva de la bobina, lo que aumenta la generación de calor por energía disipada.

Para solucionar esto, se intenta disminuir la frecuencia de operación y, además, fabricar las bobinas con cable *Litz*. El cable *Litz*, es un tipo de cable que está formado por muchos conductores, aislados entre sí. Así, al trabajar en alta frecuencia se produce el efecto *Skin* en cada uno de estos pequeños conductores, lo que aumenta la superficie útil por la cual circulan los electrones, y se disminuye la resistencia efectiva de la bobina. Si bien en el circuito implantado pueden existir otras fuentes de disipación energética, la mayor cantidad ocurre en la regulación de la energía que llega desde el circuito primario. Para esta tarea generalmente son utilizados reguladores de voltajes lineales, que disipan energía para mantener el voltaje de salida estable.

La disipación de calor y su implicancia en la seguridad del paciente depende del tipo de implante. Por ejemplo, un dispositivo implantado que no sea de gran tamaño, en la que la electrónica es limitada, es poco probable que se disipe gran cantidad de energía, y por lo tanto, generar alta temperatura. Sin embargo, cuando se trabaja con dispositivos más complejos, por ejemplo, una

bomba cardiaca que opera de forma permanente, la disipación de calor comienza a tomar un papel relevante en el diseño, ya que puede afectar a la seguridad del paciente. Además, estos dispositivos requieren más potencia que la mayoría de los implantes, alrededor de 5W - 15W [29] [30] [31] [32] [33]. En [34] se relaciona la potencia requerida y el tamaño del implante, utilizando un modelo del incremento de temperatura para un implante de retina. Como resultado se encontró que cuando en el implante se disipan 12,4mW la temperatura se eleva en 0,82°C en un volumen del implante de 0,8cm³, lo que equivale a 15,5mW/cm³. Ahora bien, cuando la energía disipada fue incrementada a 62mW/cm³ la temperatura se elevó en 3°C. Considerando que la temperatura normal en el cuerpo humano es de 36°C a 37°C [35] el tejido circundante alcanzaría 40,5°C, en el peor de los casos. Esto, según lo descrito en la sección anterior, podría causar daños irreversibles en los tejidos.

Si no existe un control de la cantidad de energía que se envía al circuito implantado, existe un alto riesgo esa energía no utilizada se disipe en forma de calor en el regulador de voltaje. Considerando lo anterior, es imperativo diseñar implantes electrónicos con una disipación de energía limitada, para mantener la temperatura operacional del implante en rangos seguros. Esto

toma más relevancia cuándo aún existen implantes, como bombas cardiacas, que utilizan cables transcutáneos como forma de energización, debido a su alto consumo de energía [33]. El alto consumo de energía de este tipo de implantes, sumado a que no existen sistemas alternativos, como WPT, supercapacitores y/o baterías que soporten esta alta potencia, produce que la solución más fácil de implementar sea el uso de cables transcutáneos.

Es por esto que en esta tesis se trabajará en aplicar estrategias de control que regulan el voltaje de un dispositivo implantado frente a variaciones de acoplamiento y de consumo energético. Las estrategias propuestas tienen la particularidad de realizar el control desde el circuito de energización externo, eliminando todo sistema de regulación en el dispositivo implantado, disminuyendo la disipación de energía, aumentando la confiabilidad y permitiendo diseños de tamaño reducido. Todo esto se implementará para alimentar y comunicar implantes de alto consumo de potencia, como bombas cardiacas.

1.4 Estrategias de Control de Energía en Enlaces Inductivos

Para reducir la generación de calor implantes energizados mediante enlaces inductivos, se debe mantener la eficiencia del enlace lo más alta posible. Así, la mayor parte de la energía transmitida al implante será utilizada y no se disipará en forma de calor. La eficiencia en la transferencia de energía cuando se usa un enlace inductivo depende de la distancia entre la bobina primaria y secundaria, y la geometría [14] [15]. Al conjunto de todos estos factores se le llama factor de acoplamiento.

Uno de los primeros intentos para mejorar el factor de acoplamiento fue propuesto en 1984 [36] y consistía en diseñar la bobina primaria con un radio mayor al de la bobina secundaria. De esta forma, el campo magnético generado abarca una mayor área y con ello se asegura que la bobina secundaria reciba el campo a pesar de pequeñas variaciones en el alineamiento. Este método era efectivo contra pequeños cambios en el alineamiento, pero no frente a cambios en la distancia relativa entre las bobinas.

Otros investigadores [37], partiendo de la idea de la bobina primaria más grande, realizaron un análisis en frecuencia usando topología de enlace inductivo serie-paralelo sintonizado a 20MHz. Determinaron que las

variaciones de ganancia eran mínimas frente a cambios de factor de acoplamiento de hasta un 250%. Sin embargo, este método sigue siendo afectado frente a cambios de consumo del implante.

Para controlar el voltaje suministrado al implante, la estrategia más utilizada es un regulador de voltaje en el implante [4] [5] [37] [38] [39] [40] [41]. Cuando la distancia entre las bobinas del enlace inductivo es variante, o el consumo de energía en el implante es variante, el regulador de voltaje debe controlar y regular el voltaje para la carga, disipando la energía en forma de calor [42] [40]. Donaldson [43] comparó las eficiencias de diferentes tipos de reguladores, y llegó a la conclusión de que el sistema es siempre más eficiente sin el uso de un regulador. Sin embargo, si no se puede evitar su uso, los más eficientes son los reguladores de conmutación en comparación con los lineales. El aumento en la temperatura de un regulador, producto de la disipación de energía, puede aumentar peligrosamente la temperatura del tejido circundante, condición que afecta la seguridad del paciente. Además, los rápidos avances tecnológicos han permitido miniaturizar la electrónica lo que reduce su capacidad de disipar energía a bajas temperaturas, debido a la pequeña área de disipación [38].

Para mejorar la disipación de calor y la regulación de voltaje en un cierto rango de distancia, varios investigadores han propuesto usar información de retroalimentación desde el implante [44] [45]. Esta estrategia mide el voltaje de salida del sistema de energización y envía esta información al circuito primario. Así, se puede modular la energía que transmite la bobina primaria y controlar el voltaje de energización al implante. Hay dos enfoques principales en este ámbito: control por voltaje y control por frecuencia. En ambos métodos, la energía es modulada desde la bobina transmisora.

En el primer enfoque, se varía la amplitud de la fuente de alimentación que energiza el inversor para así variar la energía entregada al enlace inductivo (y consecuentemente a la carga) [44]. La Figura 1.3 muestra una estrategia de control de voltaje para un dispositivo implantado. Esta propuesta usa un enlace por radiofrecuencia (RF) adicional para la retroalimentación. Esto se ocupa para controlar un convertidor DC-DC que energiza el circuito primario y así controlar la energía inyectada al implante [44]. Esta opción tiene la ventaja de tener un amplio rango de operación (separación entre bobinas), lo que permite su uso en aplicaciones que requieran mayores distancias de transferencia energética. Sin embargo, el problema con esta estrategia radica en que la retroalimentación trabaja sobre un enlace RF adicional, lo que

requiere más electrónica en el implante, aumentando el tamaño y la energía consumida mientras se reduce la confiabilidad y eficiencia del sistema. Además, un campo electromagnético adicional aumentará la temperatura del tejido que rodea el implante.

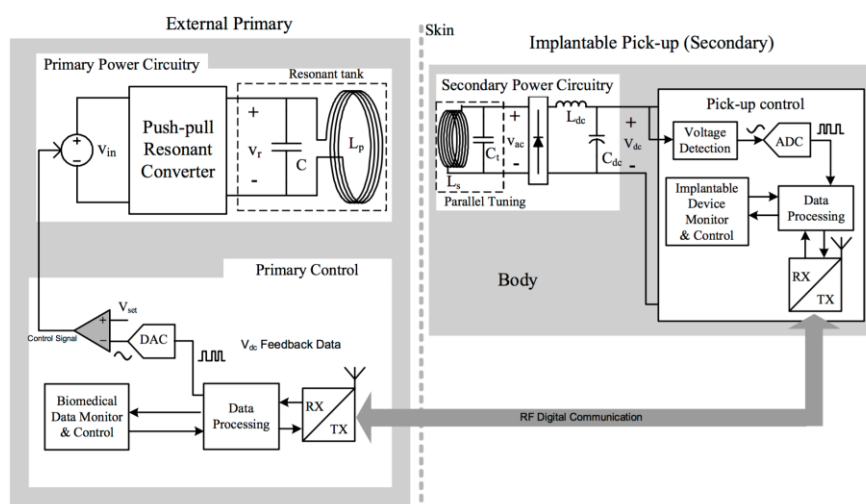


Figura 1.3 Sistema de control de WPT por voltaje utilizando retroalimentación por RF [44].

Wang [46] en año 2005, propone un sistema de control por voltaje, pero utilizando el mismo enlace inductivo para enviar información al circuito primario. Así, la principal ventaja es que no se tiene una RF adicional, lo que reduce el espacio utilizado en el implante. Sin embargo, se debe aumentar la frecuencia de operación para lograr un ancho de banda adecuado. Esto aumenta la interacción del campo magnético con los tejidos, lo que se traduce

en un aumento de temperatura en estos. Además, hay que considerar que para lograr un control robusto es necesario que se envíe el voltaje de salida de forma continua. En este trabajo, a medida que se disminuía el factor de acoplamiento, había mayores pérdidas de datos, por lo que con este método limita aún más la distancia de operación.

El segundo enfoque, ajusta la frecuencia del enlace inductivo resonante, controlándola en un rango alrededor de la frecuencia de resonancia. Se ha estudiado que, bajo ciertos factores de acoplamiento, aparecen, en el enlace inductivo, dos frecuencias de resonancia [47]. Esto debe tenerse en cuenta, ya que, si no se trabaja en la frecuencia de resonancia no se obtiene una máxima eficiencia en la transferencia de energía [48] [49] [50]. Se han propuesto varias soluciones para seguir la frecuencia de resonancia y evitar el problema descrito anteriormente. Principalmente estos métodos se basan en realizar una auto sintonización, variando el capacitor de resonancia para compensar los cambios de acoplamiento. Esto, bajo el supuesto de que cualquier distancia tiene una frecuencia de resonancia asociada [51].

Chen et al [52] propusieron un enlace inductivo de alta potencia (10W-60W) para alimentar una bomba cardiaca. El desafío era generar una salida regulada frente a variaciones de acoplamiento y de consumo de la carga. Para esto

usaron control por frecuencia, trabajando sobre la segunda frecuencia de resonancia, variando el ancho de pulso de la señal oscilante del inversor. Se medía y controlaba la diferencia de fase entre la corriente y voltaje del primario. Sin embargo, se usaba realimentación desde el circuito secundario mediante un enlace por RF adicional para ajustar los cambios de frecuencia. La desventaja de los sistemas con ajuste de frecuencia es que implican electrónica más compleja que los de voltaje, lo que disminuye la confiabilidad.

Se han estudiado las distintas alternativas de regular el voltaje de energización de un dispositivo implantado. Sin embargo, estos métodos utilizan una señal realimentación, utilizando transmisores RF o circuitos adicionales para medir y enviar señales desde el secundario. Así, aumentando los costos y la complejidad del implante, disminuyendo su confiabilidad y eficiencia y limitando su uso en aplicaciones que no tengan restricciones de espacio y distancia.

Donaldson [53] en 1985 observó el problema discutido anteriormente y propuso una estrategia de control que permitiría modular la energía del implante usando retroalimentación desde el propio circuito transmisor (Figura 1.4). En ese trabajo, se propuso un enlace inductivo con topología

serie-paralelo, caracterizada como la mejor topología para implantes debido a su buena tolerancia al a bajos acoplamientos, alta ganancia de voltaje, y eficiencia [54]. El objetivo era evitar cualquier sistema de regulación de voltaje y retroalimentación en el implante, reduciendo la cantidad de electrónica y aumentando su confiabilidad. Donaldson observó que cambios en el circuito secundario (Cambios de consumo del implante y acoplamiento entre bobinas) tenían una influencia en el circuito primario. Esta influencia que puede ser medida y usada para controlar el voltaje de alimentación. En la Figura 1.4, se mide la corriente y voltaje en el circuito primario, logrando determinar, cual es el voltaje que debe inyectarse para tener un voltaje fijo de salida en el circuito secundario. Así, este diseño requiere de un entrenamiento donde se registren algunos parámetros para diferentes factores de acoplamiento [55]. A pesar de que esta estrategia de control funcionaría teóricamente, a la fecha no ha sido implementada y no se han visto validaciones para diferentes distancias con carga variable.

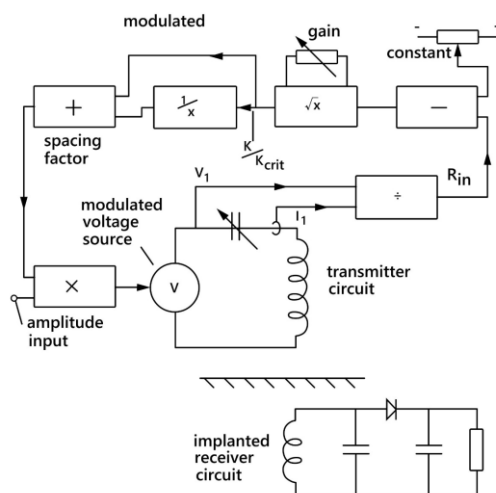


Figura 1.4 Sistema de control de WPT midiendo corriente y voltaje en el primario [53].

Usando el mismo concepto, otros autores han trabajado en identificar el consumo de potencia instantáneo del dispositivo implantado, y estimar la posición de la carga sin retroalimentación desde implante. En 2014, D Ahn et al, presentó un enlace inductivo con una topología paralelo-paralelo [56]. El método de control en este trabajo también fue el del seguimiento de la frecuencia de resonancia. Como se observa en la Figura 1.5, en las tres frecuencias de resonancia, para diferentes acoplamientos, la parte real de la impedancia es máxima y constante. Así, se puede asegurar que la potencia en la salida sea constante frente a variaciones del acoplamiento. Los resultados de este trabajo para identificación instantánea de la carga reflejada a la bobina transmisora fueron aceptables, pero solo funcionó para rangos de distancia

entre el primario y secundario pequeños (hasta 15mm). Esta es una importante restricción para implantes biomédicos, porque los movimientos de la persona, así como movimientos internos del cuerpo humano, provocarán cambios de distancia mayores.

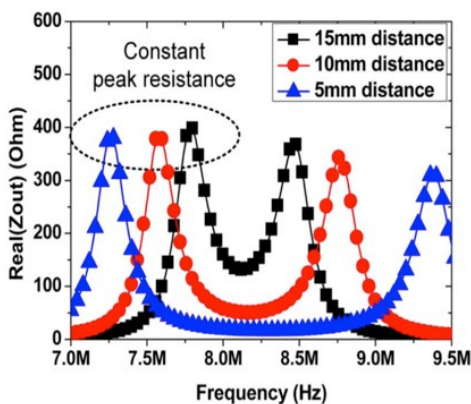


Figura 1.5 Relación entre la parte real de la impedancia a la salida del enlace inductivo y la frecuencia con diferentes acoplamientos.

En [9] se propuso una estrategia similar para modular la energía con cambios de factor de acoplamiento. Este trabajo usó una topología serie-serie, la cual es ampliamente usada en aplicaciones de recargas en baterías de autos [48] [50] [57]. Sin embargo, de acuerdo con [54] esta topología no es recomendada para dispositivos electrónicos implantables, porque en energización de implantes se trabaja con factores de acoplamiento muy bajos.

En 2015 [58] se propone un esquema de enlace inductivo con capacitancia variable en el primario, para detectar la carga en estado estacionario. Así, el sistema operaba en dos modos: en el primer modo el sistema operaba con primario y secundario en resonancia; en el segundo modo se incorporaba otro capacitor en el primario, mediante un switch, lo que provocaba que no se trabajara en resonancia. Se utilizaban estos cambios para calcular la impedancia reflejada del secundario al primario y también la inductancia mutua. El sistema fue probado con cambios de impedancia de 10Ω a 50Ω logrando un error máximo en la detección de la carga de 4,8%, y 7,1% para detección de inductancia mutua. Sin embargo, no se reportó cómo se variaba la inductancia mutua, ni las distancias máximas de operación del sistema. Tampoco se reportó la eficiencia en la transferencia de energía ni la potencia entregada a la carga.

Yin et al [59] propusieron un enfoque matemático para determinar en tiempo real la carga de un sistema de transmisión inalámbrica mediante enlace inductivo. El enfoque parte obteniendo las ecuaciones básicas del enlace formado por n bobinas, despejando el valor de la impedancia de carga. También se realiza un análisis de sensibilidad, obteniendo la conclusión de que el enfoque de cálculo tiene menor error cuándo se trabaja con voltajes

altos pero corrientes bajas. El enfoque se probó en un sistema formado por ocho bobinas y se obtuvieron muy buenos resultados de cálculo de carga (ver Figura 1.6), potencia de entrada y salida, entre otros. A pesar de lograr muy buenos resultados, este enfoque matemático asume que se pueden saber de antemano todos los parámetros del enlace, incluidas las inductancias mutuas entre todas las bobinas, lo que no puede medirse con precisión en todos los casos. Además, este enfoque no considera cambios en las inductancias mutuas entre bobinas, lo que ocurre cuándo cambia la posición relativa entre estas.

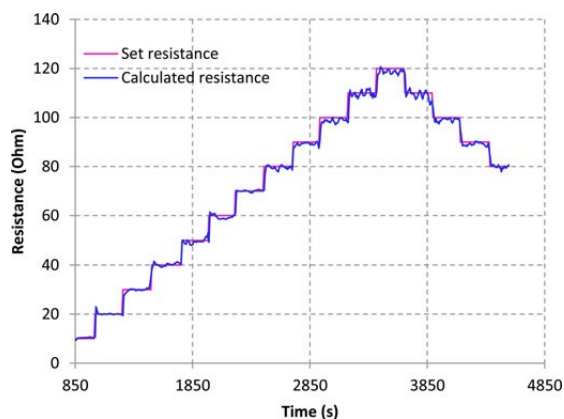


Figura 1.6. Resistencia real versus resistencia calculada mediante el sistema propuesto por Yin et al [59].

En 2016, Chow et al [60] propusieron un algoritmo matemático para estimar la inductancia mutua en un enlace inductivo, usando mediciones de corriente

y voltaje en el primario. El algoritmo se basa en ecuaciones diferenciales no homogéneas, de alto costo computacional. Con este, se logró calcular y regular la energía entregada a la carga en el secundario, frente a variaciones de alineamiento de las bobinas de un 25% del diámetro de estas. Sin embargo, en las pruebas siempre se usó una distancia fija entre bobinas de 4mm.

Bagheri et al [61] propuso en 2020 un método con reactancia ajustable, para reajustar la resonancia de un inversor Clase E frente a variaciones de distancia entre bobinas en un enlace inductivo. En este trabajo se realiza un desarrollo matemático al respecto de las variaciones eléctricas provocadas por la variación de la distancia entre las bobinas. Así, la propuesta es incluir inductores variables (controlados por corriente) en paralelo y en serie a los capacitores resonantes del inversor Clase E. El algoritmo consistía en medir el voltaje en una resistencia en serie a la bobina primaria para calcular la distancia entre las bobinas, proceso que requiere una calibración inicial. Luego, con la distancia calculada, se podía calcular la inductancia mutua e impedancia reflejada del secundario al primario para calcular las reactancias que mantuvieran la resonancia en el circuito. En una implementación experimental, se demostró el funcionamiento del sistema logrando aumentar la energía entregada a la carga en el secundario un cierto porcentaje con

variaciones de distancia de 10mm a 40mm. Una de las principales desventajas de este sistema es la cantidad de energía empleada en las inductancias variables controladas por corriente. Además, sólo se logró aumentar la energía entregada a la carga, pero no mantener constante ni en rangos acotados.

La Tabla 1.2 resume los principales parámetros de los sistemas de energización inalámbrica para implantes con estrategia de control implementada.

Tabla 1.2. Resumen de los parámetros de las estrategias de control de los sistemas de energización basados en enlace inductivo vistas en el estado del arte.

Trabajos	Frecuencia de operación [kHz]	Máxima distancia entre bobinas [mm]	Máxima Potencia Entregada a la Carga (PDL) [W]	Máxima Eficiencia en la Transmisión de Energía (PTE) [%]	Máxima temperatura del secundario [°C]
Si et al [44]	150	55	20	NR	NR
Wang et al [46]	1000	15	0,25	65,8	NR
Chen et al [52]	250-320	20	12-60	90	NR
Ahn et al [56]	7000-9500	20	0,0933	63	NR
Yin et al [59]	513-523	NR	10	70	NR
Chow et al [60]	150	4	4,65	88	NR
Bagheri et al [61]	4000	30	14	90	NR

1.4.1 Discusión

Los dispositivos médicos implantables requieren de un sistema de energización que sea confiable. El método más adecuado para esto es la WPT mediante enlace inductivo. Sin embargo, este método no carece de desventajas, siendo las principales, el cambio de factor de acoplamiento y el consumo variable del implante, que afectan al voltaje de alimentación del dispositivo médico implantable. Esto causa que se deba inyectar más energía de la requerida al implante, lo que produce un aumento en la generación de calor para regular la energía. La temperatura excesiva generada en el implante daña el tejido biológico que lo rodea.

De acuerdo con el estado del arte descrito, se han desarrollado varias propuestas para controlar la energía en un sistema de energización inalámbrica mediante enlaces inductivos. Los primeros métodos que solo intentaban mejorar el factor de acoplamiento cambiando la geometría de las bobinas, permiten asegurar que se inyecte la energía suficiente al implante, pero no mejoran en cuanto a la disipación de calor por energía sobrante en el implante. Luego, con la idea de tener información desde el implante para realimentar, se logró inyectar solo la energía necesaria para el implante. Sin

embargo, la forma de implementación más usada es una RF adicional, que hace que las ventajas de este método se vean disminuidas. Esto aumenta la temperatura de los tejidos y vuelve más compleja la electrónica en el implante, lo que disminuye su confiabilidad y aumenta su consumo de energía (aumentando la temperatura). Finalmente, el método más prometedor es el que busca medir los cambios de factor de acoplamiento y consumo instantáneo del implante en el circuito primario. Este método ayudaría a eliminar el regulador de voltaje en el implante (principal fuente de disipación de calor) lo que disminuye su consumo energético y aumenta su confiabilidad. A pesar de que este método debiera funcionar teóricamente, y varios equipos de investigación han propuesto métodos que lo implementan, esto aún no se encuentra resuelto. Es por esto, que se debe seguir investigando en este último método, desarrollando estrategias de control que permitan controlar la energía inyectada al implante, adaptándose automáticamente a cambios de factor de acoplamiento y consumo instantáneo del implante.

1.5 Estrategias de Comunicación en Enlaces Inductivos

Un implante requiere un voltaje regulado para funcionar correctamente, pero también es común que se necesite extraer datos desde él, o enviar comandos para configurarlo. Estos datos pueden ser acerca de su funcionamiento o señales fisiológicas que se quieran evaluar del paciente. Por lo tanto, es importante otorgarle comunicación al implante. Como se ha mencionado anteriormente, incluir un enlace por RF adicional al implante no es una opción viable, ya que genera aumento de temperatura y disminución de confiabilidad en el dispositivo. Por lo tanto, la mejor opción para comunicar implantes es que el sistema de energización, mediante enlace inductivo, incluya un canal de comunicación. A continuación, se presenta una revisión de estrategias para comunicar dispositivos mediante enlaces inductivos, centrándose en dispositivos médicos implantables.

En 1986 Donaldson [62] propuso la idea de un enlace inductivo que incluía un switch en paralelo a la carga (ver Figura 0.1), de forma de modular la carga del secundario. El hecho de cortocircuitar el secundario cambiará la impedancia reflejada en el primario, lo que cambiará los voltajes y corrientes del enlace. Estos cambios pueden ser detectados y usados para enviar datos

desde el implante al exterior (*Uplink*). Más adelante esta técnica sería denominada *Load Shift Keying* (LSK).

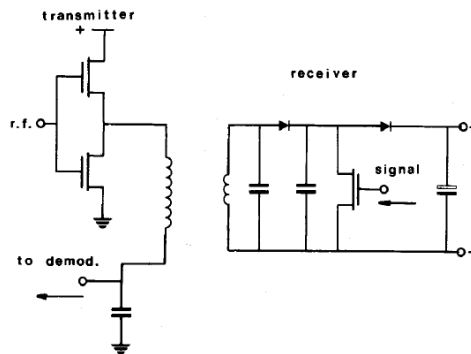


Figura 0.1 Propuesta de Donaldson de un switch en paralelo a la carga enviar datos [62].

En 1995 Tang et al [63] propusieron la utilización de la técnica LSK para transmitir datos desde un dispositivo implantable. Para aplicar este método se utilizó un switch a la salida del rectificador en el circuito secundario, y en paralelo a la carga. De esta forma, se cortocircuita la carga del enlace inductivo, lo que genera cambios de amplitud en los voltajes de los circuitos resonantes primario y secundario. Así, con un circuito demodulador AM en el primario se pueden reconocer los cambios para transformarlos a datos binarios. Para este sistema se utilizó una frecuencia de operación de 8,75MHz logrando una tasa de transferencia de datos de 36kb/s con un índice de

modulación cómo se muestra en la Figura 0.2. Este sistema fue de los primeros acercamientos para utilizar un enlace inductivo para alimentar y comunicar a la vez. En el artículo no se habla de requerimientos de potencia del implante, de con cuánta potencia se trabajó en las pruebas, ni de cómo afectó la comunicación a la potencia entregada a la carga.

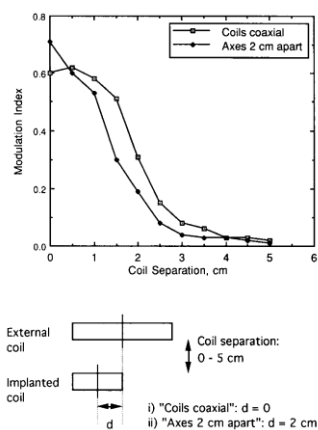


Figura 0.2 Índice de modulación logrado por el sistema propuesto por Tang et al [63].

En 2005 [64] se propuso un sistema con enlaces inductivos para alimentar y establecer comunicación bidireccional con un implante. El sistema usaba dos bobinas secundarias, una para recibir energía y comandos desde el exterior y la otra para transmitir datos al exterior del cuerpo (Ver Figura 0.3). El sistema ocupaba la técnica del *Amplitude Shift Keying* (ASK) para establecer comunicación hacia el implante (*Downlink*). Así, se variaba el voltaje de

alimentación del inversor en el primario para comunicar hacia el implante y LSK para transmitir datos hacia afuera desde implante. Se usó una frecuencia de operación de 2MHz, y se logró una tasa de envío de datos de hasta 57,6kb/s con una distancia entre bobinas de hasta 35mm y una eficiencia de transferencia de energía de 25%.

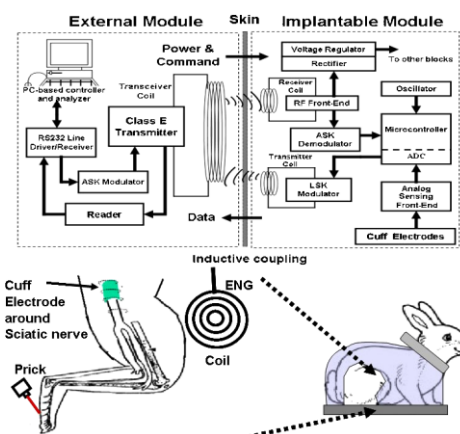


Figura 0.3 Sistema de energización y comunicación propuesto por Liang et al [64].

Chaimanonart et al [65] propusieron un sistema de comunicación de dos canales para dispositivos industriales inalámbricos MEMS (Del inglés *Micro-electromechanical systems*). El sistema logró transmitir 2,5Mb/s y recibir 50kb/s en simultáneo, mediante *Phase Shift Keying* (PSK) y *Load Shift Keying* (LSK) respectivamente. Se utilizó una frecuencia de operación de 50MHz, un switch conectaba y desconectaba condensadores adicionales

al circuito resonante secundario para realizar el PSK, mientras que un switch en paralelo a la carga se utilizó para el LSK. El sistema es innovador al utilizar dos esquemas diferentes de comunicación para enviar diferentes señales de datos, sin embargo, esto disminuyó la entrega de poder a la carga en el secundario, por lo que no podría usarse esta estrategia de comunicación y mantener el voltaje de alimentación constante.

Jung et al [66] propuso un demodulador basado en la técnica *Frequency Shift Keying* (FSK) que funciona realizando ajustes en la frecuencia de operación del enlace inductivo para enviar datos. El demodulador propuesto usa elementos que provocan retardos, usando un Carrier retardado FSK para muestrear la señal FSK recibida. El sistema fue probado experimentalmente, logrando una tasa de envío de datos de hasta 1,042 Mb/s con una frecuencia que cambiaba entre 4,16 MHz y 6,25 MHz. La distancia máxima de operación del sistema no fue reportada.

En 2016 Javan-Khoskholgh et al [67] propusieron un sistema para enviar señales de actividad eléctrica gástrica desde un implante hacia el exterior, utilizando una frecuencia de operación de 13,56MHz. Se utiliza LSK para establecer la comunicación, y para sincronizarla, se propuso la utilización de un esquema llamado Posición de Pulso Diferencial (DPP, el inglés

Differential Pulse Position). Así, se logró una tasa de transferencia de datos de 125kb/s. En el artículo no se especifican los requerimientos de potencia del implante, ni como afectó la comunicación al voltaje de energización. La utilización de DPP disminuyó considerablemente la tasa de envío de datos del sistema, a pesar de la frecuencia de operación.

Ha et al [68] propuso un sistema de envío de datos para implantes con enlaces inductivos utilizando 13,56MHz como frecuencia de operación. Este sistema utiliza LSK para enviar datos desde el implante al exterior. Para lograr una tasa de envío de datos alta, se propuso cerrar el switch durante un solo ciclo de la señal en el enlace inductivo. Se comienza cerrando el switch cuándo el voltaje en el circuito resonante es cero y luego, abre el switch al final del ciclo. Así, se aprovecha la energía almacenada como corriente en el inductor para que circule por el circuito resonante y el switch. Además, al cerrar el switch un periodo de tiempo corto se disminuye el tiempo de recuperación de voltaje de la bobina secundaria, una vez que el switch volvió a abrirse. De esta forma, y con un nuevo esquema de comunicación para enviar 4 bits por ciclo, se logró una tasa de envío de datos de hasta 6,78Mb/s. Esta estrategia de comunicación fue probada hasta varios centímetros de distancia entre bobinas y con desalineamiento lateral entre estas.

Jiang et al [69] en 2017 propuso un sistema PSK para envío de datos desde el implante. El cual usaba un switch en paralelo a la carga en el secundario, pero sólo por un periodo muy corto de tiempo, induciendo un transiente de corriente en la bobina primaria, logrando así una tasa de envío de datos de 1,35 Mb/s con una frecuencia de operación de 13,56MHz y una distancia de hasta 15mm.

En [70] se propone un enlace inductivo que utiliza doble Carrier, pero sólo una bobina secundaria, para alimentar y comunicar implantes biomédicos. Este sistema utiliza dos circuitos inversores y dos circuitos resonantes primarios, cada uno con un switch en serie, como se muestra en la Figura 0.4. Así, para transmitir datos, se cambia la frecuencia de resonancia del circuito secundario mediante una capacitancia variable en paralelo a la bobina. Estos cambios de frecuencia de resonancia son detectados en el primario, y así se selecciona un primario o el otro, los cuales están sintonizados cada uno a una de las frecuencias de resonancia del secundario. En este trabajo se considera un esquema que presenta un bajo acoplamiento entre las dos bobinas primarias pero cada una de estas un alto acoplamiento con la secundaria. El sistema logró 50kb/s y 10kb/s de comunicación *downlink* y *uplink* respectivamente, esto con frecuencias de operación de 1,53MHz y 1,1MHz.

Las tasas de envío de datos presentadas en este trabajo no son muy altas comparadas con la frecuencia de operación. Además, el sistema presenta una baja eficiencia (29 - 36%) al utilizar dos circuitos primarios que deben estar en continuo funcionamiento. Sumado a esto, la comunicación afectaba en hasta un 46% al voltaje de alimentación del implante, lo cual es inadecuado para mantener funcionando los circuitos del implante. Posteriormente, en 2019 [71] se continuó este trabajo, pero usando inversores Clase E alimentados por fuentes de corriente, con el objetivo de reducir el consumo de energía cuándo el primario estuviera desconectado. Sin embargo, la eficiencia sólo aumento al rango 38,4 – 41,3%. El voltaje en la carga pudo mantenerse en el rango 5,6V – 6,1V durante la comunicación.

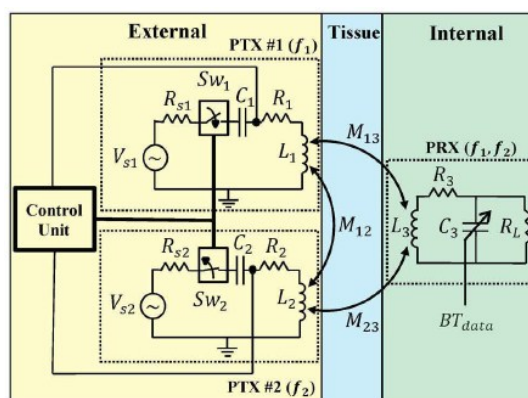


Figura 0.4 Sistema de energización y comunicación propuesto por Najjarzadegan et al [71].

En 2019, Feng et al propuso [72] un sistema de comunicación para enlaces inductivos basado en retrodispersión de acceso múltiple de división de código (CDMA, del inglés *Code-Division Multiple Access*). CDMA permite la comunicación de múltiples modos transmitiendo simultáneamente a la misma frecuencia utilizando modulación de código ortogonal. El sistema logró una tasa de envío de datos de 125kb/s a una distancia de hasta 12,5mm.

Sun et al [73] propuso un sistema de envío de datos bidireccional para enlaces inductivos usando un switch en paralelo en el secundario y un selector de eliminación armónica PWM en el primario. El sistema propuesto fue probado con cargas de hasta 30W logrando una tasa de envío de datos de 5kb/s y 10kb/s para comunicación desde el primario y desde el secundario, respectivamente.

Lee et al [74] presentó en 2022 un estudio para extender el rango operacional de la comunicación de campo cercano (NFC, del inglés *Near-Field Communication*) para aplicaciones de implantes médicos. El sistema empleó LSK para comunicación desde el implante logrando una tasa de envío de datos de 50 kb/s con una frecuencia de 16,56MHz y una distancia de hasta 5mm.

En 2023, Tang et al [75] propuso una técnica llamada manipulación de cambios de resonancia que permite a un implante comunicarse intercambiando el capacitor de resonancia en el secundario para enviar información. El sistema logró una tasa de envío de datos de hasta 700kb/s con una frecuencia de 6,78MHz a una distancia de hasta 5.9mm.

Karimi et al [76] desarrolló un sistema para energizar y comunicar múltiples implantes usando sólo un circuito primario. Para la comunicación desde el implante utilizó LSK logrando una tasa de envío de datos de hasta 678kb/s con una distancia de hasta 20mm. El trabajo se enfocó en el desarrollo del circuito CMOS (Semiconductor complementario de óxido de metal) del secundario para modular, demodular y regular la información y energía recibida.

Luo et al [77] propuso un sistema de comunicación para enlaces inductivos con aplicación en redes de sensores submarinos usando la técnica de manipulación de encendido y apagado (OOK del inglés *On Off Keying*). Esta técnica interconecta otro circuito CLC a la bobina secundaria, cambiando así su respuesta en frecuencia. El sistema fue probado para cargas de hasta 23,1W logrando una tasa de envío de datos de hasta 300kb/s con una frecuencia de operación de 10MHz.

La Tabla 0.1 muestra un resumen de los parámetros de los sistemas de comunicación basados en enlace inductivo vistos en el estado del arte revisado.

Tabla 0.1. Resumen de los sistemas de comunicación basados en enlace inductivo vistos en el estado del arte.

Trabajos	Máxima distancia entre bobinas [mm]	Máxima tasa de envío de datos [kb/s]	Frecuencia de operación [kHz]	Mínima Tasa de Bit Erróneos (BER)	Máxima Potencia Entregada a la Carga (PDL) [mW]	Máxima Eficiencia en la Transmisión de Energía (PTE) [%]
Tang et al. [63]	25	36	8750	NR	80	30
Liang et al. [64]	35	57,6	2000	NR	90	25
Chaimanonart et al. [65]	NR	2500-50	50000	NR	5,6	NR
Jung et al [66]	NR	1042	4160-6250	$6,25 \times 10^{-7}$	NR	NR
Javan-Khoskholgh et al. [67]	25	125	13560	5×10^{-8}	NR	NR
Ha et al. [68]	35	6750	13560	$9,81 \times 10^{-8}$	11,5	90
Jiang et al [69]	15	1350	13560	6×10^{-8}	100	78
Najjarzadegan et al. [71]	NR	50	1100-1560	NR	44	39
Feng et al [72]	12,5	125	433000	NR	NR	NR
Sun et [73]	NR	10	756	NR	30	82
Lee et al [74]	5	50	2000-4000	4×10^{-5}		
Tang et al [75]	5,9	700	6780	3×10^{-7}	125	43,9
Karimi et al [76]	20	678	13560-6780	10^{-6}	NR	NR
Luo et al [77]	100	300	10000	NR	23,1	NR

NR: No reportado.

1.5.1 Discusión

Si bien se han propuesto diferentes esquemas de comunicación para enlaces inductivos, el más simple de implementar corresponde los cambios de impedancia reflejada. Este tipo de esquema corresponde a uno de amplitud modulada (AM), ya que, por lo general, se cortocircuita el secundario lo que provoca cambios de amplitud de voltaje en la bobina primaria. A pesar de esto, aún es necesaria la investigación de un esquema de comunicación que sea robusto frente a cambios de distancia entre las bobinas (factor de acoplamiento) y cambios de carga, comportamientos típicos cuando se alimenta un dispositivo médico implantable. Por lo tanto, en este proyecto de investigación se propondrán nuevos esquemas de comunicación, de amplitud modulada, mediante cambios de la impedancia reflejada. Estos esquemas de comunicación deben ser compatibles con la estrategia de control de energía inyectada al implante, para mantener dentro de rangos seguros la temperatura de este, sin perder capacidad de comunicación. Estos sistemas, serán probados frente a cambios del factor de acoplamiento del enlace y frente a cambios de consumo del implante.

CAPÍTULO 2. FORMULACIÓN DE LA TESIS

2.1 Hipótesis

Al utilizar un enlace inductivo para energizar y comunicar un dispositivo médico implantable, la técnica de cambios de impedancia reflejada puede utilizarse para controlar y optimizar la energía entregada al implante desde el circuito primario. Así, se controla la temperatura en el implante, manteniéndola en rangos seguros, sin perder la capacidad de comunicación y energización.

2.2 Objetivo general

Diseñar e implementar un sistema de energización y comunicación para implantes que permita obtener un voltaje de alimentación regulado manteniendo la temperatura controlada en el implante.

2.3 Objetivos específicos

- Modelar y simular mediante métodos de elementos finitos un enlace inductivo considerando la geometría, frecuencia, factor de acoplamiento y tejido biológico.
- Diseñar e implementar un enlace inductivo de alta eficiencia considerando modelos y simulaciones.
- Diseñar e implementar una estrategia de comunicación para implantes médicos utilizando un enlace inductivo.
- Diseñar e implementar una estrategia de control de energía entregada al implante utilizando un enlace inductivo.
- Realizar pruebas experimentales del sistema de energización y comunicación para implantes mediante enlace inductivo evaluando voltaje de salida, potencia, eficiencia y temperatura, y comparar los resultados con el estado del arte.

2.4 Alcances y limitaciones

En este proyecto de investigación se construyen prototipos funcionales del sistema de energización inalámbrica. Se realizan pruebas de concepto con los prototipos en ambiente controlado a escala de laboratorio. No se realizan pruebas en humanos ni animales.

2.4.1 Metodología

En la Figura 2.1 se muestra un esquema general de la metodología de esta propuesta de tesis. Primero, se estudia, analiza y diseña enlaces inductivos para energizar implantes biomédicos, centrándose en su eficiencia. Aquí se considerará el estudio de libros y artículos científicos de esta área. Además, se considerarán los requisitos energéticos de los implantes biomédicos, centrándose en alimentar una bomba cardiaca ($\sim 15\text{W}$).

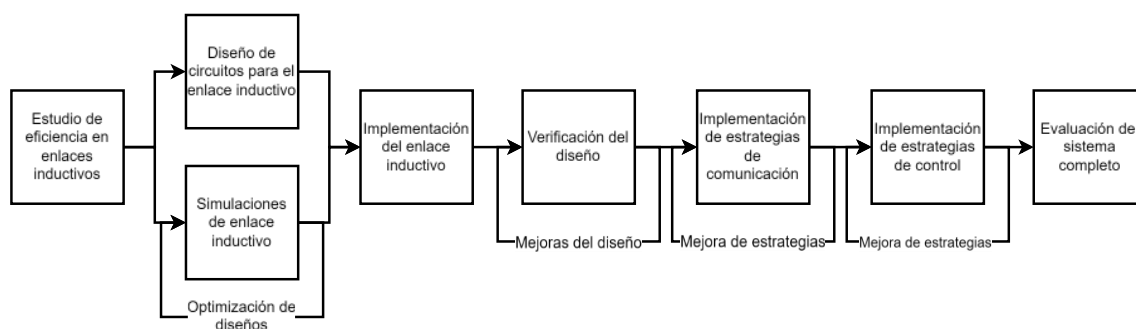


Figura 2.1 Diagrama de metodología de la realización de esta tesis.

Posteriormente, se analiza el enlace inductivo mediante herramientas de simulación por elementos finitos para determinar la distribución de campo electromagnético y factor de acoplamiento del enlace inductivo. Mediante las simulaciones se realiza un proceso iterativo para mejorar la eficiencia del enlace modificando la geometría de este e incluyendo restricciones de tamaño, separación de bobinas y potencia útil en el secundario. Además, se verifica si el diseño cumple las normas en cuanto a SAR en los tejidos biológicos. Luego se construyen bobinas receptoras y transmisoras, así como los circuitos para el funcionamiento del enlace inductivo. Las bobinas son analizadas utilizando un analizador de impedancia, lo que permitirá calcular sus parámetros y capacitores de resonancia. Los prototipos serán fabricados a escala real para realizar pruebas en un ambiente controlado. Así, se miden las condiciones reales de operación de los enlaces inductivos para

compararlas con las de la simulación. Las mediciones del enlace inductivo se realizan usando un osciloscopio de alta frecuencia, que permitirá verificar el correcto funcionamiento de cada parte del enlace inductivo. Una vez implementado el enlace inductivo, se verifica el diseño de este, evaluando si cumple o no los requisitos de transferencia de energía para alimentar una bomba cardiaca. Una bomba cardiaca consume una potencia de 10W - 30W [29] [30] [31] [32] [33], con un voltaje de alimentación de 12V - 17V [78] [79]. Por lo tanto, en la Tabla 2.1 se resumen los requisitos de diseño que serán verificados.

Tabla 2.1 Requisitos de diseño del enlace inductivo.

Variable	Valores aceptados
Potencia [W]	10 - 30
Voltaje de alimentación [V]	12 - 17

Una vez se tiene un enlace inductivo construido y optimizado, se implementan técnicas pasivas de medición de señales (cortocircuito y circuito abierto en el secundario) para establecer comunicación entre el circuito secundario (implante) y el exterior. El esquema de comunicación es

probado frente a diferentes condiciones de acoplamiento y consumo de energía del implante (cambios de carga en el secundario). Con la comunicación implementada a través del enlace inductivo, se utilizan las mismas técnicas de para implementar estrategias de control para mantener un voltaje constante de alimentación del implante, sin usar una fase de regulación de voltaje. En esta parte, se implementan varias estrategias de control, con el objetivo de determinar la mejor en cuanto a eficiencia y calidad del voltaje regulado para el implante. Como información de retroalimentación en las estrategias de control, se mide la corriente, voltaje y ángulo de fase en el circuito primario, mientras se varía la distancia y consumo de energía en el circuito secundario (implante). Así, se busca simular las condiciones de operación real de un implante dentro del cuerpo humano. Se realiza un trabajo iterativo para mejorar el diseño final. Las estrategias de control y comunicación son implementadas en circuitos digitales sincrónicos basados en FPGA (Del inglés *Field-programmable gate array*). Se realizan pruebas del sistema de energización y comunicación utilizando prototipos de los circuitos diseñados. Finalmente, se evalúa el aumento de temperatura en el circuito secundario y se comparan los casos con y sin estrategia de control. Para las mediciones de temperatura se utiliza

una cámara termográfica, que permite medir la temperatura aparente de la superficie de objetos. Los diseños finales del sistema, principales hallazgos y resultados de investigación se publicarán en revistas WOS del área.

2.5 Publicaciones

Durante el desarrollo de la tesis se generaron las siguientes publicaciones:

2.5.1 Artículos WOS

- Pastene, F., Westermeyer, M., Verstraeten, M., Debelle A., Acuña V., Nonclercq A. & Aqueveque P. *Load shift keying communication techniques in implantable devices. Physic and Engineering Sciences in Medicine (2024).*, publicado.
- Pastene, F., Verstraeten, M., Nonclercq A. & Aqueveque P. *Comparison of PDL and PTE of Class D and Class E Amplifiers for Inductive Link Powered Medical Implants.* Enviado para revisión.
- Pastene, F., Nonclercq A. & Aqueveque P. *Power Control Strategy for High Power Medical Implants Using Inductive Links with LSK Communication Techniques.* Enviado para revision en la revista *IEEE Access* el 18/11/2024.

2.5.2 Conferencias

- Aqueveque, P., Pastene, F. & Westermeyer, M. *Using Reflected Impedance in an Inductive Link for Wireless Sensing in Medical devices*. 2023 45th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC). July 24 -27, 2023, Sydney, Australia.

CAPÍTULO 3. MODELACIÓN Y SIMULACIÓN DE UN ENLACE INDUCTIVO

3.1 Modelación de un enlace inductivo.

El enlace inductivo está gobernado por las ecuaciones de Maxwell, que corresponden a las leyes fundamentales del electromagnetismo clásico. Estas poseen dos formas de ser escritas, de las cuales se utilizará la forma diferencial o tiempo-armónica, debido a que en el enlace inductivo se trabaja con señales sinusoidales de una frecuencia conocida [13]. Debido a que un enlace inductivo funciona con dos bobinas acopladas magnéticamente, es decir, el flujo magnético de la bobina primaria es enlazado en la bobina secundaria, las principales leyes que lo afectan son: la ley de Ampere y ley de Faraday. Teniendo en cuenta estas dos leyes, para que funcione un enlace inductivo se debe alimentar la bobina primaria con corriente alterna para

inducir un voltaje alterno en la bobina secundaria. Al someter una bobina a un circuito eléctrico en corriente alterna, se tiene la ecuación (5) [13]:

$$v = j\omega Li \quad (5)$$

Donde v es el voltaje que alimenta el circuito, ω es la frecuencia angular operacional e i la corriente eléctrica que circula por el circuito.

Para calcular cuanta de la energía entregada por la bobina primaria efectivamente es enlazada en la bobina se suele utilizar el factor de acoplamiento k . Este, cuantifica la cantidad de campo magnético generado por la bobina primaria que es captado por la bobina secundaria. Matemáticamente, k se define con la ecuación (6) [13], y su interpretación es que si $k = 0$ la bobina secundaria no logra captar nada del campo magnético generado por la bobina primaria, es decir no hay acoplamiento. Por otro lado, si $k = 1$, entonces hay un acoplamiento perfecto, todo el campo magnético generado por la bobina primaria es captado por la secundaria. En la realidad, sólo los transformadores de núcleo de ferrita logran acercarse a un factor de acoplamiento perfecto.

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (6)$$

En la Figura 3.1 se muestra el modelo eléctrico del enlace inductivo que incluye las resistencias parásitas (R_{L_1} y R_{L_2}) de las bobinas acopladas. En la Figura 3.2 se muestra el circuito equivalente del enlace inductivo, dónde se incluye la influencia del acoplamiento magnético dado por las bobinas que se modela como una fuente de voltaje controlada por la corriente del otro circuito.

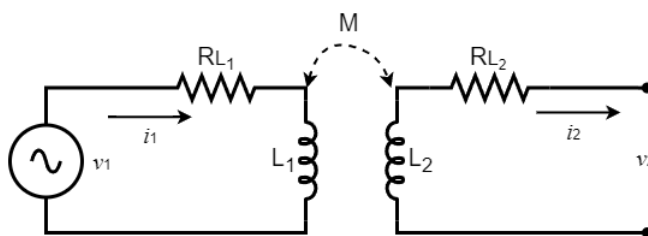


Figura 3.1 Modelo eléctrico de un enlace inductivo excitado por una fuente de voltaje alterna y que incluye las resistencias parásitas de cada bobina bobinas.

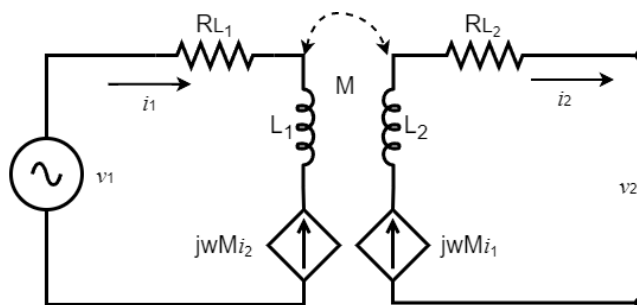


Figura 3.2 Modelo de enlace inductivo que incluye la influencia de cada bobina en el otro circuito mediante fuentes de voltaje controladas por corriente.

Considerando lo anterior, las ecuaciones que gobiernan el circuito de la Figura 3.2 se expresan en (7).

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega L_1 & j\omega M \\ j\omega M & j\omega L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \mathbf{Z}\mathbf{I} \quad (7)$$

Para aumentar la eficiencia de un enlace inductivo se debe agregar en el secundario un capacitor de resonancia, así se cancela la parte inductiva de la impedancia y se obtiene mayor energía útil. Además, para lograr la corriente deseada en el primario sin tener que aplicar voltajes demasiado altos, también se agrega un capacitor de resonancia en el primario. Así, el esquemático más utilizado de un enlace inductivo, para alimentar dispositivos médicos [54], se muestra en la Figura 3.3, donde v_1 corresponde a la amplitud del voltage generado por la fuente alterna en el primario, i_1 es la corriente que circula por el circuito primario, C_1 es el capacitor de resonancia del primario, L_1 es la bobina primaria y R_{L_1} su resistencia parásita a la frecuencia ω de operación. En el circuito secundario se sigue la misma nomenclatura, sumado a M la inductancia mutua entre las bobinas, y R_{load} la carga que representa al implante.

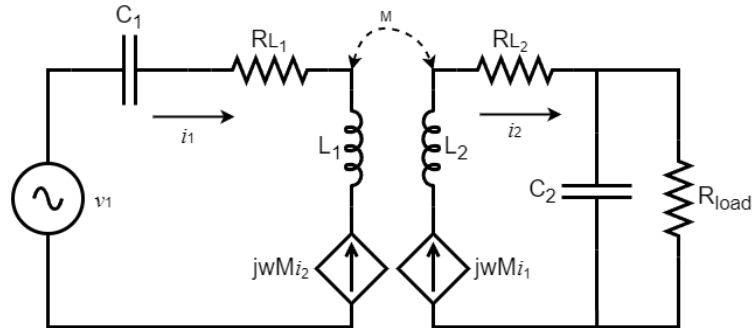


Figura 3.3 Esquemático enlace inductivo incluyendo carga, y la modelación de la influencia de cada bobina en ambos circuitos.

Así, si aplicamos la ley de voltajes de Kirchoff sobre los circuitos de la Figura 3.3 se tiene la ecuación (8) para el circuito primario y la ecuación (9) para el circuito secundario la cual se reescribe y queda la ecuación (10).

$$V_1 = I_1 \frac{1}{j\omega C_1} + I_1 R_{L_1} + I_1 j\omega L_1 + I_2 j\omega M L_1 \quad (8)$$

$$I_1 j\omega M = I_2 j\omega L_2 + I_2 R_{L_2} + I_2 \left(\frac{1}{\frac{1}{j\omega C_2}} + \frac{1}{R_{load}} \right) \quad (9)$$

$$I_1 j\omega M = I_2 j\omega L_2 + I_2 R_{L_2} + I_2 \left(j\omega C_2 + \frac{1}{R_{load}} \right) \quad (10)$$

Para el cálculo de los capacitores de resonancia de la Figura 3.3 se debe definir primero la frecuencia de trabajo $\omega = 2\pi f$, y así usando la ecuación (11) se puede calcular el capacitor de resonancia del circuito primario. Usando capacitores de resonancia se logra que las impedancias del circuito primario y secundario consistan en simples impedancias resistivas, por lo tanto, la energía que entrega la fuente que alimenta el enlace será mejor aprovechada al eliminar la potencia reactiva y consumir sólo potencia activa, mejorando la eficiencia del sistema. Además, al hacer un sistema resonar, la impedancia suele reducirse a los mínimos que el sistema permite, lo que produce que se pueda lograr cierta corriente circular utilizando como entrada un voltaje más bajo que si el sistema no resonara.

$$C_1 = \frac{1}{4\pi^2 f^2 L_1} \quad (11)$$

Una consideración que aún no ha sido discutida es la forma de conectar los capacitores de resonancia en el primario y secundario. El uso de un capacitor de resonancia en serie o paralelo a la bobina, en el circuito secundario, depende del valor de la carga. Se recomienda usar un capacitor de resonancia en serie cuándo la carga AC es mucho menor que la reactancia de la bobina

secundaria ($R_{load} \ll X_{L_2}$). Así, el secundario se comporta como una fuente de corriente. Por otro lado, un capacitor de resonancia en paralelo en el secundario se recomienda cuando la carga es mucho mayor a la reactancia inductiva de la bobina ($R_{load} \gg X_{L_2}$), comportándose como una fuente de voltaje [24]. En el caso del primario, la elección del capacitor de resonancia va de acuerdo con la fuente de energía que alimentará el enlace. El capacitor en serie con la bobina se usa en caso de una fuente de voltaje, mientras que el capacitor en serie se usa en caso de una fuente de corriente.

En el caso de energización de dispositivos médicos, la topología más recurrente es la serie-paralelo, debido a que es fácil de implementar, eficiente y permite transferencia de energía a mayores rangos de distancias [54].

Para analizar el efecto de la impedancia del circuito secundario sobre el circuito primario se analizará primero con un secundario con resonancia en serie y luego se realizará la transformación a la resonancia en paralelo. Entonces la ecuación del primario considerando la carga del secundario sería (12) con Z_{eq} la impedancia reflejada del secundario al primario.

$$\begin{aligned}
v_1 &= \left(R_{L_1} + j\omega L_1 + \frac{\omega^2 M^2}{j\omega L_2 + R_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + R_{load}} \right) I_1 \\
&= (R_{L_1} + j\omega L_1 + Z_{eq}) I_1
\end{aligned} \tag{12}$$

La parte real de Z_{eq} estaría dada por la ecuación (13). Una parte real de la impedancia reflejada $Re(Z_{eq})$ más alta implicaría una mayor disipación de energía en el secundario para una misma disipación en la bobina primaria [13].

$$Re(Z_{eq}) = \frac{\omega^4 M^2 C_2^2 (R_{L_2} + R_{load})}{\omega^2 C_2^2 (R_{L_2} + R_{load})^2 + (1 - \omega^2 L_2 C_2)^2} \tag{13}$$

Así, para una frecuencia ω , una bobina y una carga dadas existe un C_2 , dado por (14), que maximiza la parte real de Z_{eq} [13].

$$C_2 = \frac{1}{\omega^2 L_2} \tag{14}$$

Además, si el secundario está sintonizado en resonancia, entonces se logra la máxima transmisión de energía, y la eficiencia del enlace se aumenta para

esa frecuencia ω , bobina y carga dadas. Por lo tanto, Z_{eq} se transforma en R_{eq} , meramente resistiva, según la ecuación (15) [13].

$$R_{eq} = \frac{\omega^2 M^2}{(R_{L_2} + R_{load})} \quad (15)$$

Ahora bien, si en vez se utilizar un capacitor en paralelo en el secundario, se desea utilizar un capacitor en serie, la frecuencia de resonancia se calcula con la ecuación (16), o se calcula C_{2par} en función de la frecuencia como (17) [13].

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{C_{2par} L_2} - \frac{1}{C_{2par}^2 R_{loadpar}^2}} \quad (16)$$

$$C_{2par} = \frac{1}{2\omega^2 L_2} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{4\omega^2 L_2^2}{R_{loadpar}^2}} \right) \quad (17)$$

En este caso, R_{eq} se calcula como (18) [13].

$$R_{eq} = \frac{\omega^2 M^2 C_{2par} R_{loadpar}}{C_{2par} R_{loadpar} R_{L_2} + L_2} \quad (18)$$

3.2 Simulación de un Enlace Inductivo.

Se utilizó el *software* COMSOL *Multiphysics* 6.2 para simular el enlace inductivo. En las simulaciones se construyen, en tres dimensiones (3D), las bobinas que forman el enlace inductivo a implementar. Para la simulación física del enlace inductivo en sí (bobinas e interacción del campo magnético) se utiliza la física *AC/DC Magnetics Fields*. Para simular la resonancia de cada bobina, y su circuito asociado (fuente de alimentación y carga) se utiliza la física *AC/DC Electric Circuits*.

La física *Magnetic Fields* de COMSOL es usado para calcular distribuciones de campos magnéticos y corrientes inducidas en bobinas. Este módulo aplica las leyes de Maxwell, las cuales son formuladas usando el vector potencial magnético y el escalar de potencial eléctrico [80]. Los nodos usados en esta física son la ley de Ampere (*Ampère's Law*), la condición de contorno de impedancia (*Impedance Boundary Condition*) y dos puertos agrupados (*Lumped Ports*). El nodo ley de Ampere agrega la ecuación de vector de potencial magnético y permite definir los parámetros eléctricos y magnéticos de los materiales utilizados [80]. En el ambiente de simulación creado, se utiliza aire como dominio principal y las bobinas se construyen utilizando

cobre como material. El nodo de condición de contorno de impedancia se utiliza en los bordes del modelo, para simular que el campo electromagnético solo penetra una corta distancia luego del borde, simulando que alrededor del enlace inductivo no habrá nada más que interactúe con el campo electromagnético. Finalmente, los nodos de puertos agrupados se utilizan para simular la excitación de las bobinas. En este caso, se utilizan para conectar las bobinas, construidas en 3D, con el módulo de circuitos eléctricos. Los puertos agrupados aplican un campo eléctrico uniforme entre dos terminales metálicos. Así es como se aplica a la bobina primaria el voltaje generado por el circuito eléctrico primario y se conecta la bobina secundaria a la carga [80].

El módulo de *Electrical Circuits* de COMSOL es usado para modelar Corrientes y voltajes en un circuito que incluye fuentes de energía, elementos pasivos y semiconductores. Este módulo permite conexiones con físicas de campo distribuido, como lo es *Magnetic Fields*. Este módulo aplica las leyes de Kirchhoff de conservación de voltajes y corrientes asociadas en los elementos del circuito [80]. Así, en este caso se utiliza una instancia de *Electrical Circuits* que incluye una fuente de energía, un capacitor en serie y luego, en serie, la conexión con la bobina primaria construida en 3D. Una

segunda instancia de *Electrical Circuits* se utiliza para conectar la bobina secundaria a un capacitor en paralelo y la carga (un resistor) también en paralelo.

Finalmente, para realizar la simulación se construye la malla con la que se simulará el ambiente construido. En este caso se utiliza la opción de COMSOL de una malla controlada por la física (*Physics-controlled mesh*) [80]. Así, la malla se crea adaptada a la física utilizada en el modelo, que en este caso sería *Magnetic Fields*.

Para la obtención de los resultados de simulación se realiza un estudio de frecuencia, que aplica todos los parámetros configurados en el modelo de forma frecuencial. Se utiliza este debido a que el enlace inductivo funciona con corriente alterna a una frecuencia controlada.

En la Figura 3.4 se muestra una captura del ambiente de simulación generado en COMSOL, donde puede observarse ambas bobinas, que forman el enlace, dentro de un paralelepípedo de aire. Cabe destacar que entre las bobinas se agregaron tres capas de tejido biológico. Estas capas son piel, tejido adiposo y músculo, con los parámetros de la Tabla 4.2 que corresponden a las propiedades electromagnéticas de estos tejidos biológicos a una frecuencia de 300kHz, que se seleccionó como frecuencia de operación del enlace

inductivo. Estos parámetros se seleccionaron pensando en ubicar las bobinas del enlace inductivo en la zona abdominal. Para determinar los parámetros de operación del enlace inductivo, como diámetro de los cables, frecuencia de operación y corriente de alimentación, se iteró variándolos con el fin de lograr 15W a la salida del secundario, con la máxima eficiencia, pero sin superar las normas de SAR en tejido biológico.

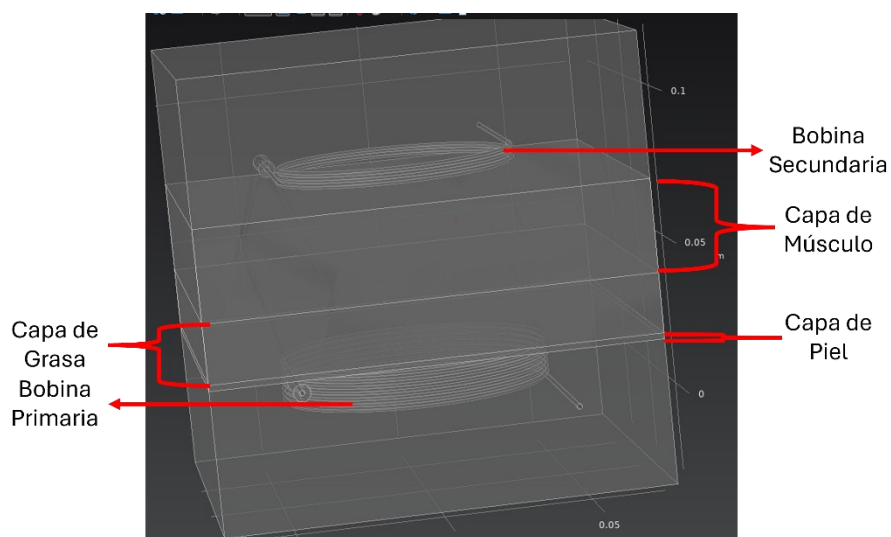


Figura 3.4 Modelo de enlace inductivo 3D para simulación por método de elementos finitos realizado en COMSOL Multiphysics.

Tabla 3.1 Parámetros de tamaño de los tejidos biológicos usados en las simulaciones.

Tejido	Piel	Tejido adiposo	Músculo
Grosor [mm]	2 [81]	20 [82]	31 [83]
Conductividad [S/m] [84]	0,0132	0,0441	0,0441
Permeabilidad relativa [20]	0,999989	0,999989	0,999989
Permitividad relativa [84]	991	5,08	5,08

Utilizando este ambiente de simulación se varió las geometrías de las bobinas con el objetivo de aumentar la eficiencia, siempre logrando recibir 15W de potencia útil en la bobina secundaria. Para variar las geometrías de las bobinas se siguió el algoritmo que se muestra en la Figura 3.5. El objetivo de este algoritmo fue aumentar la eficiencia del enlace, para esto se comenzó con dos bobinas helicoidales, el primario de 40mm de diámetro y 6 vueltas y el secundario de 25mm de diámetro y 6 vueltas. Entonces se comenzó a variar las vueltas y diámetro de cada bobina, evaluando a eficiencia en la transferencia de energía del enlace inductivo en cada caso. Luego de cada modificación se elegía la combinación que obtuviera una eficiencia mayor.

Así, se obtuvo, finalmente, un enlace inductivo formado por dos bobinas planas: la primaria de 12 vueltas y un diámetro externo de 120mm y la secundaria de 2 vueltas y 90mm de diámetro externo.

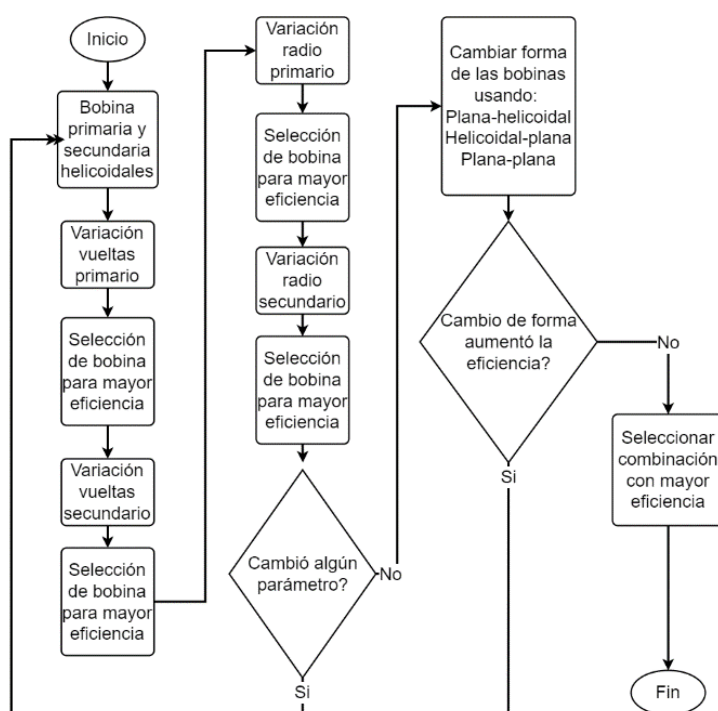


Figura 3.5 Algoritmo utilizado para aumentar la eficiencia del enlace inductivo variando la geometría de las bobinas.

Los parámetros de las bobinas y de la potencia alcanzada en un barrido de frecuencias de 250kHz a 350kHz con pasos de 25kHz se muestra en la Tabla 3.2. Así, se obtuvo una eficiencia máxima de 68%, logrando 17W a la salida

del secundario, esto con una distancia entre bobinas de 60mm, considerando tejido biológico entre ellas. La corriente necesaria en la bobina primaria para lograr esta potencia fue de 4A. Cabe destacar, que el tejido biológico no afecta mucho el enlace inductivo, ya que tiene una permeabilidad magnética relativa de 0,999989, comportándose casi como aire. Además, en la tabla puede observarse, cómo si la frecuencia de operación se aleja de la frecuencia de resonancia del enlace, la eficiencia baja y, por lo tanto, disminuye la potencia útil recibida en el primario. Así, puede observarse lo crítico que es establecer una estrategia de control para controlar la energía entregada a un dispositivo médico implantable alimentado por un enlace inductivo.

Tabla 3.2 Parámetros del enlace inductivo obtenidos en la última iteración del algoritmo para aumentar la eficiencia.

Frecuencia [kHz]	Inductancia bobina primaria [μH]	Inductancia bobina secundaria [μH]	Potencia útil en el secundario [W]	Eficiencia en la transferencia de energía. (%)
250	22,6	1,45	6,8	49
275	22,6	1,38	12	61
300	22,5	1,31	17,3	68
325	22,3	1,25	14,9	65
350	22,2	1,19	9,1	54

Considerando las restricciones asociadas a la radiación de campos electromagnéticos al cuerpo humano, en COMSOL se calculó el SAR promediado en cubos de tejido de 10g tal como indica la norma IEEE C95.1-2005 [19], y se obtuvieron los resultados graficados en la Figura 3.6. El gráfico de la Figura 3.6 corresponde al peor caso en cuanto a SAR en el tejido biológico, de las simulaciones realizadas. Así, puede observarse que en

ningún caso se superan los límites establecidos por la norma, los cuales fueron expuestos en la Tabla 1.1. Las Figura 3.7, Figura 3.8 y Figura 3.9 muestran el mismo gráfico del SAR, pero sólo para piel, grasa y músculo respectivamente.

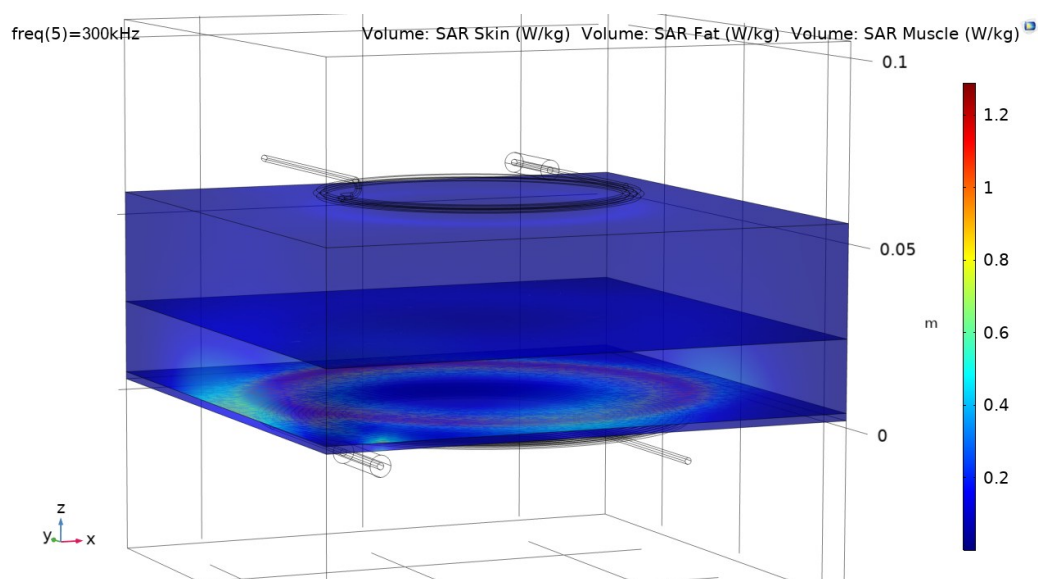


Figura 3.6 Gráfico 3D del *Specific Absortion Rate* (SAR) sobre el tejido biológico (piel, grasa y músculo) entre las bobinas del enlace inductivo diseñado.

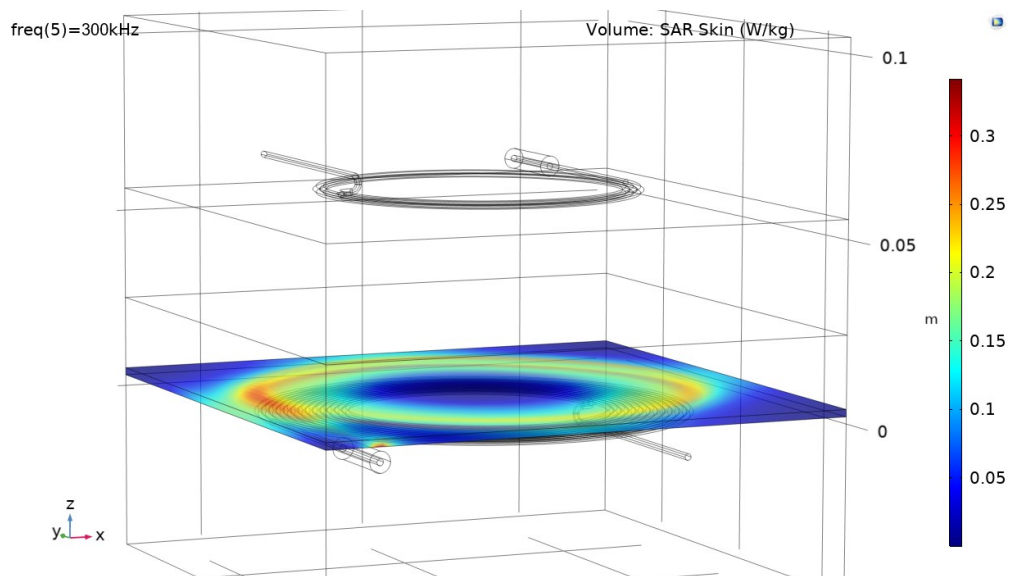


Figura 3.7. Gráfico 3D del *Specific Absortion Rate* (SAR) sobre la capa de piel entre las bobinas del enlace inductivo diseñado.

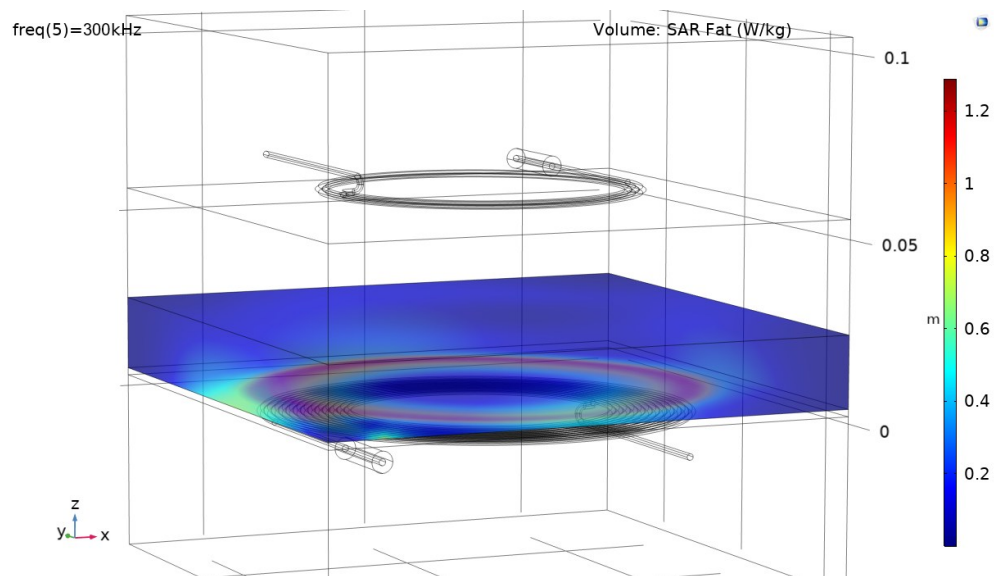


Figura 3.8. Gráfico 3D del *Specific Absortion Rate* (SAR) sobre la capa de grasa entre las bobinas del enlace inductivo diseñado.

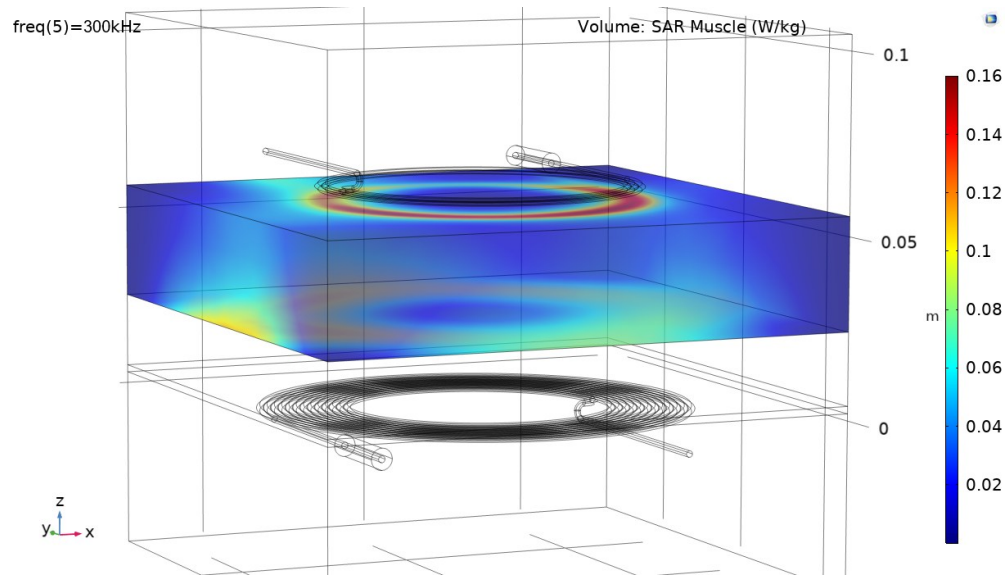


Figura 3.9. Gráfico 3D del *Specific Absortion Rate* (SAR) sobre la capa de músculo entre las bobinas del enlace inductivo diseñado.

CAPÍTULO 4. DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DEL ENLACE INDUCTIVO

4.1 Diseño General.

De acuerdo con la revisión bibliográfica realizada, la topología serie – paralelo es la más utilizada para alimentar dispositivos médicos implantables [54]. Por lo tanto, se diseñará un enlace inductivo con esta topología. El enlace inductivo propuesto sigue el diagrama general que se muestra en la Figura 4.1.

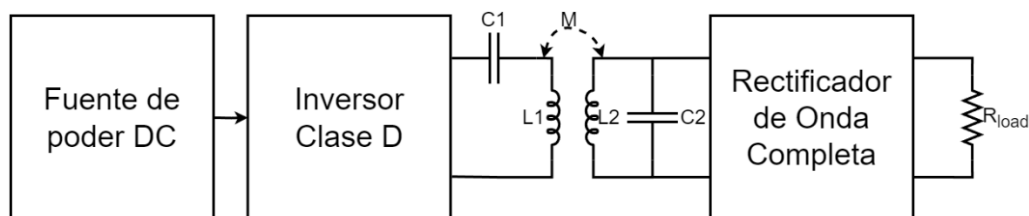


Figura 4.1 Diagrama general del enlace inductivo propuesto. C_x y L_x corresponden al capacitor de resonancia y la bobina primaria y secundaria y R_{load} corresponde a la carga que representa el implante.

4.2 Circuito Primario.

El circuito primario está formado por una fuente de poder continua que alimenta un inversor que provee al circuito resonante de una corriente alterna.

A continuación, se detallan cada una de estas partes:

4.2.1 Circuito Inversor

Este circuito se encarga de alimentar el circuito resonante con corriente alterna, para generar un campo magnético variable en la bobina primaria, que sea enlazado por la bobina secundaria. Actualmente, para enlaces inductivos, los inversores clase D y E son los más utilizados, debido a su simpleza y eficiencia en el traspaso de energía [24] [13].

El inversor clase D tiene una eficiencia entre el 80 % - 90% debido pérdidas de conducción y conmutación. Este circuito utiliza dos switches (Ver Figura 4.2) para conectar la carga, de forma complementaria, a un voltaje de alimentación y luego al nodo de referencia. Así, la carga (circuito resonante), se alimenta con un voltaje cuadrado entre la alimentación y tierra. Entonces,

el circuito resonante actúa como un filtro que elimina todas las componentes armónicas de la señal cuadrada, por lo tanto, circula una corriente sinusoidal, cuya frecuencia es igual a la frecuencia fundamental de la señal cuadrada. En los switches se observa una forma de onda de media señal sinusoidal con amplitud igual al voltaje de alimentación. De hecho, esto último es una de las ventajas de este inversor, ya que no somete los MOSFET (Den inglés *metal-oxide-semiconductor field-effect transistor*) a un voltaje alto, lo que ayuda a reducir las pérdidas por conducción al usar MOSFET de bajo voltaje. Otra de las ventajas de este inversor es que su eficiencia no se ve tan afectada cuando se trabaja fuera de resonancia, sino que es robusto a cierto rango centrado en la frecuencia de resonancia [85].

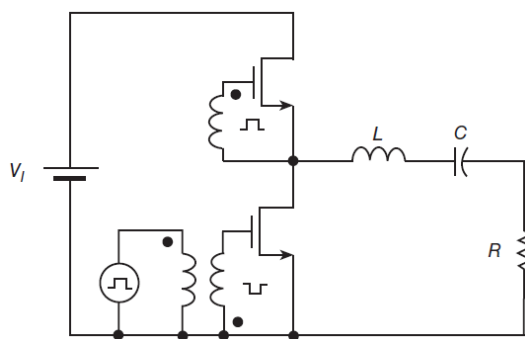


Figura 4.2 Circuito esquemático de un inversor clase D [85].

El inversor clase E se caracteriza por asegurar eficiencias sobre el 90%, siendo el más eficiente. Esto lo logra utilizando componentes que aseguran la conmutación de los switches a cero volts. Además, este inversor sólo usa un switch, en conjunto con un inductor de *choke* y un circuito resonante con un capacitor de shunt, cómo se muestra en la Figura 4.3. El capacitor shunt es utilizado para suavizar la conmutación del interruptor, de esta forma no hay un solapamiento entre la corriente y el voltaje. La utilización de inductor de *choke* logra una corriente constante desde la fuente. La principal desventaja de este inversor es que se diseña para una carga específica, siendo muy sensible a la frecuencia de resonancia. Si la carga cambia el sistema cambia de punto de operación y pierde eficiencia rápidamente [24] [85].

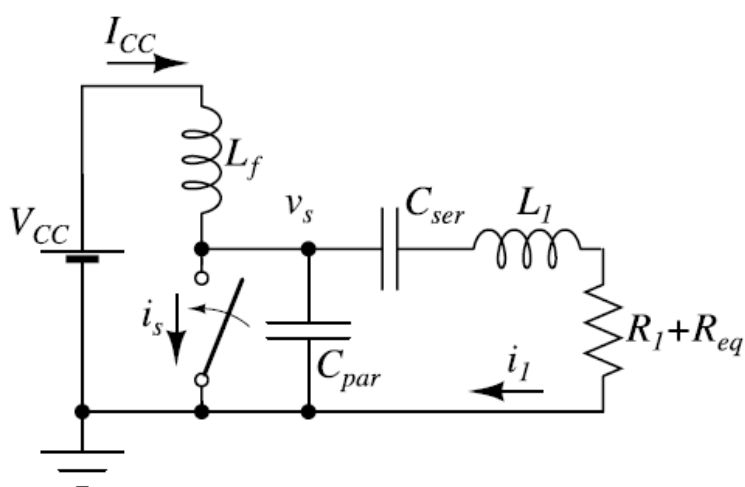


Figura 4.3 Circuito esquemático de un inversor clase E [13].

Debido a su simplicidad de diseño y sintonización con alta eficiencia se seleccionó el inversor clase D para convertir el voltaje continuo en alterno y alimentar el enlace inductivo. El circuito esquemático se muestra en la Figura 4.4

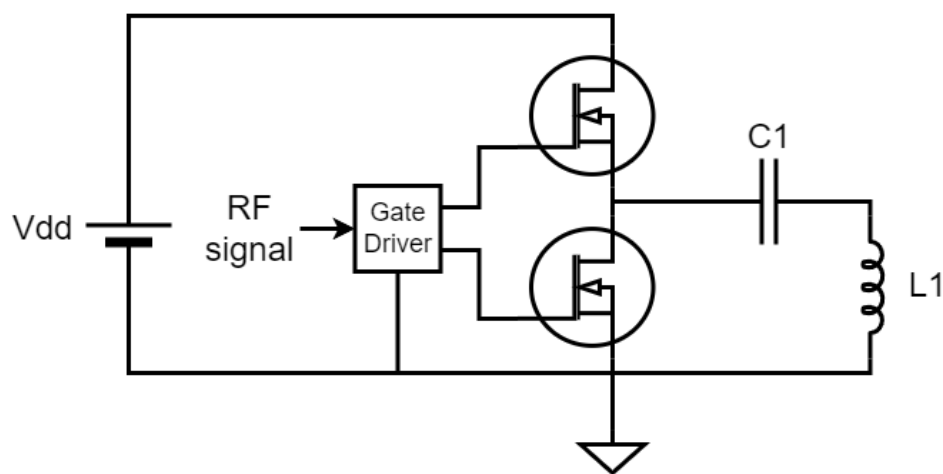


Figura 4.4 Circuito esquemático inversor clase D diseñado.

La frecuencia de operación de este circuito será de 300kHz ya que está en una de las bandas recomendadas por la *European Telecommunications Standards Institute* (ETSI) para alimentar y comunicar dispositivos médicos hasta 31,5W de potencia [86].

Se implementó la bobina resultada de las simulaciones por elementos finitos. Esta se fabricó con cable *Litz* de 1,3mm de diámetro. Esta medida

corresponde a 16 AWG (Del inglés, American Wire Gauge) aproximadamente, que permite una corriente máxima de 10A, teniendo un margen suficiente frente a los 4A de corriente necesaria en el primario, de acuerdo con las simulaciones. La bobina fabricada se muestra en la Figura 4.5, esta se analizó con el analizador de impedancias HIOKI IM3536 y se calculó su respectivo capacitor de resonancia en serie. En la Tabla 4.1 se muestran los parámetros obtenidos del análisis de impedancia de la bobina primaria. En caso de haber construido la bobina primaria con cable normal (No *Litz*) la bobina tendría una resistencia interna de $5011\text{m}\Omega$ lo que significa una reducción del 90% de la resistencia interna de la bobina., ya que con cable *Litz* tiene una resistencia de $486\text{m}\Omega$.

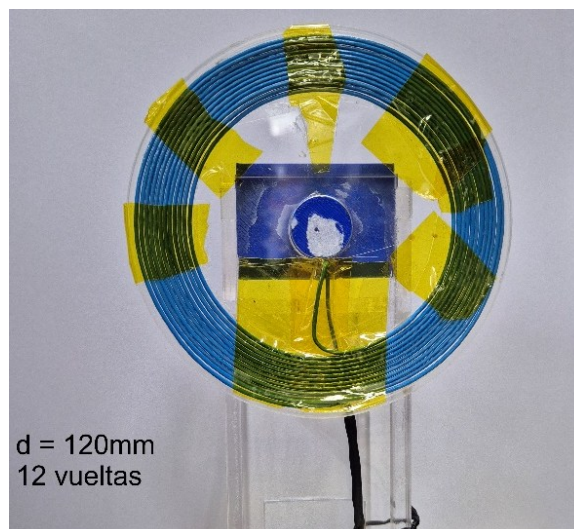


Figura 4.5 Bobina primaria fabricada con cable *Litz*.

Tabla 4.1 Parámetros obtenidos del análisis de impedancia a la bobina primaria fabricada.

Bobina Primaria	
Número de vueltas	12
Largo conductor [mm]	3985
Diámetro externo [mm]	120
Diámetro conductor [mm]	1.3
Inductancia propia [μH]	24,41
Resistencia interna [$\text{m}\Omega$]	486
Factor de calidad Q	94
Capacitor de resonancia calculado [nF]	11,53

4.3 Circuito Secundario.

En esta sección se definen las etapas necesarias para implementar el circuito secundario. El circuito secundario es el que recibe la energía proveniente del circuito primario mediante campo magnético. Se trata de un circuito que estará implantado, por lo que es necesario que sea simple, confiable y seguro. Para ello, la disminución de elementos y etapas en su diseño es una consideración importante. Con respecto al diseño de la bobina, se fabricó con cable *Litz* una bobina de geometría igual que la obtenida en el paso final de las simulaciones por elementos finitos. El cable *Litz* utilizado para la

fabricación de esta bobina es el mismo que se utilizó para la bobina primaria. La bobina secundaria fabricada se muestra en la Figura 4.6, la cual se analizó con el analizador de impedancias HIOKI IM3536 para luego calcular su respectivo capacitor de resonancia en paralelo. En la Tabla 4.2 se muestran los parámetros obtenidos del análisis de impedancia de la bobina secundaria. En caso de haber construido la bobina secundaria con cable normal (No *Litz*) la bobina tendría una resistencia interna de $700\text{m}\Omega$ lo que significa una reducción del 93% de la resistencia interna de la bobina, ya que con cable *Litz* tiene $52\text{m}\Omega$.

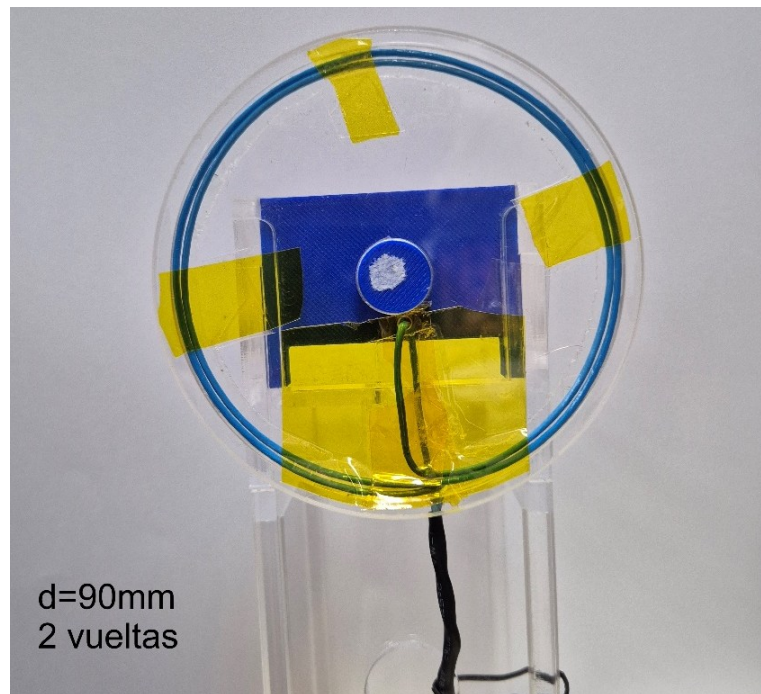


Figura 4.6 Bobina secundaria fabricada con cable *Litz*.

Tabla 4.2 Parámetros obtenidos del análisis de impedancia a la bobina secundaria fabricada.

Bobina Secundaria	
Número de vueltas	2
Largo conductor [mm]	557
Diámetro externo [mm]	90
Diámetro conductor [mm]	1,3
Inductancia propia [μH]	1,25
Resistencia interna [$\text{m}\Omega$]	52
Factor de calidad Q	94
Capacitor de resonancia calculado [nF]	33,2

Posteriormente, se diseñó el circuito esquemático del secundario, el cual se muestra en la Figura 4.7. Para la etapa de rectificación se utilizó un puente rectificador de onda completa. Este circuito fue utilizado a pesar de que en este la corriente circula siempre por dos diodos, lo que aumenta la caída de voltaje de alimentación para la carga. Sin embargo, en la literatura se recomienda la utilización de un rectificador de onda completa para aprovechar al máximo la energía recibida del primario, en aplicaciones de alta potencia. Esto ocurre, debido a que se aprovechan ambos semiciclos de

la señal alterna, lo que produce que la carga pueda consumir corriente desde la fuente en todo el periodo de la señal. Así, el factor de potencia del rectificador de onda completa es mayor que el rectificador de media onda, lo que produce que el sistema completo sea más eficiente. Además, debido a que se aprovechan ambos semiciclos de la señal alterna en el secundario, es más eficiente en entregar potencia a la carga. Al disminuir estos, se reducen las pérdidas de energía, por efecto Joule, en la bobina secundaria.

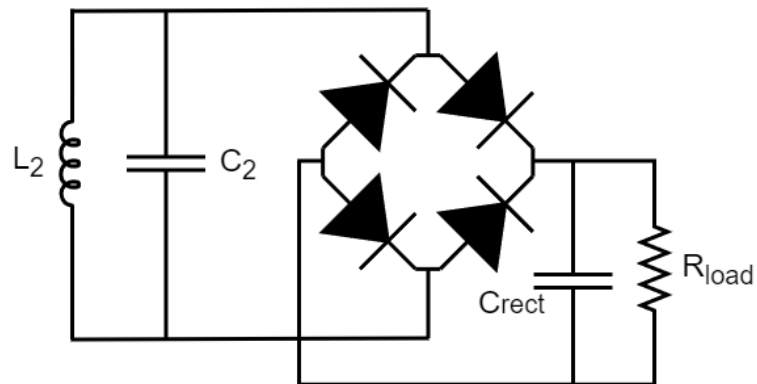


Figura 4.7 Circuito esquemático del secundario diseñado. R_{load} corresponde a la carga que representa el implante.

CAPÍTULO 5. ESTRATEGIA DE COMUNICACIÓN PARA ENLACES INDUCTIVOS

5.1 Introducción

Teniendo en cuenta el estado del arte de sistemas de comunicación mediante enlaces inductivos y el hecho que incluir más electrónica en el implante reduce su confiabilidad, aumenta su consumo de energía y con ello la generación de calor, se optó por intentar implementar de la forma más simple la comunicación. Para ellos se seleccionó la técnica de manipulación de cambios de impedancia reflejada (LSK, del inglés *Load Shift Keying*). Esta técnica consiste en cambiar la impedancia del circuito secundario. Estos cambios de impedancia se verán reflejados en el circuito primario, por lo tanto, mediante la detección de estos cambios se pueden enviar datos desde el implante (secundario) hacia afuera del cuerpo (primario).

5.2 Diseño del Circuito de Comunicación

Para la implementación de las técnicas de comunicación LSK se incluyen dos interruptores en el circuito secundario. En la Figura 5.1 se muestra el esquemático del circuito secundario donde se incluyen “*switch CC*” y “*switch CA*” que corresponden a los interruptores que se ubican en paralelo y en serie a la carga en el secundario.

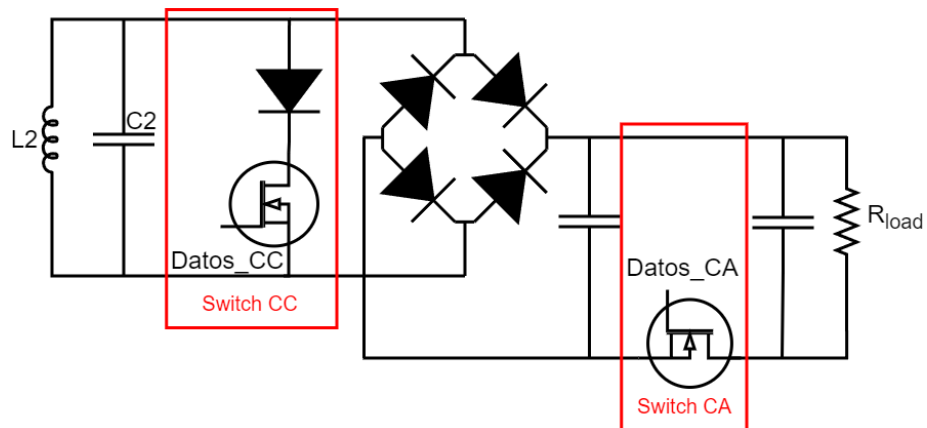


Figura 5.1. Esquemático del circuito secundario que incluye dos interrupciones para implementar comunicación mediante la técnica de manipulación de cambios de impedancia reflejada. Switch CC cortocircuita el circuito resonante secundario mientras que Switch CA desconecta la carga desde el circuito resonante.

El objetivo del interruptor *switch CC* es cortocircuitar la carga para cambiar la impedancia reflejada, mientras que el interruptor *switch CA* desconecta la carga del circuito resonante para cambiar la impedancia reflejada.

Con estos dos interruptores en el circuito secundario se proponen tres técnicas de comunicación LSK. La técnica del cortocircuito que usa el *switch* CC, la técnica del circuito abierto que usa el *switch* CA y la técnica dual, que usa ambos interruptores.

Para analizar cada técnica de comunicación LSK implementada se realizará el análisis de impedancia reflejada. Utilizando (15) y (18) y considerando que se deja fijo el enlace inductivo, es decir, se fijan, la frecuencia de operación (ω), las bobinas (L_1 y L_2), los capacitores (C_1 y C_2), y la distancia entre las bobinas (M), pero se cambia la carga en el secundario (R_{load}), la impedancia reflejada al primario (R_{eq}) tiene como único componente de variación R_{load} .

5.2.1 Técnica del cortocircuito

En la Figura 5.2 muestra cómo cambia el esquemático del circuito secundario cuando se usa la técnica del cortocircuito. Esta técnica utiliza el *switch* CC para cortocircuitar el secundario y enviar datos. En esta técnica la impedancia reflejada tiene como principal componente R_{eq} que cambia de R_{load} , es decir el valor de carga del implante, a 0 debido al cortocircuito. Cabe destacar que esta técnica no usa el *OC switch*, por lo tanto, lo mantiene siempre cerrado.

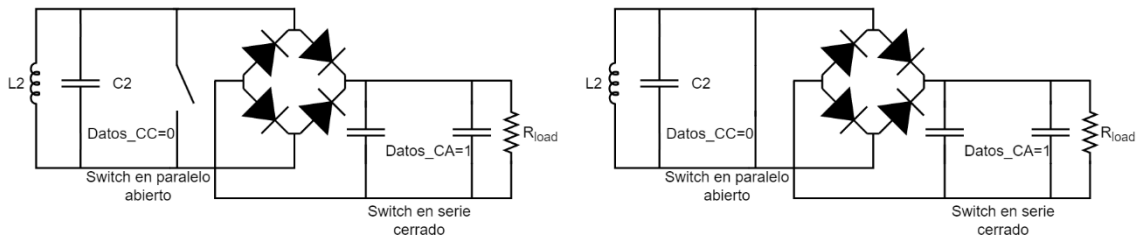


Figura 5.2. Esquemático del circuito secundario cuando se usa la técnica del cortocircuito para comunicar el implante con el exterior. a) Técnica de cortocircuito con switch CC abierto $R_{eq} = R_{load}$. b) Técnica de cortocircuito con SC switch cerrado $R_{eq} = 0$.

5.2.2 Técnica del circuito abierto

En la Figura 5.3 muestra cómo cambia el esquemático del circuito secundario cuando se usa la técnica del cortocircuito. Esta técnica utiliza el *switch* CA para desconectar la carga (el implante) desde el circuito resonante secundario. En esta técnica la impedancia reflejada tiene como principal componente R_{eq} que cambia de R_{load} , es decir el valor de carga del implante, a ∞ debido al circuito abierto. Cabe destacar que esta técnica no usa el *switch* CC, por lo tanto, lo mantiene siempre abierto.

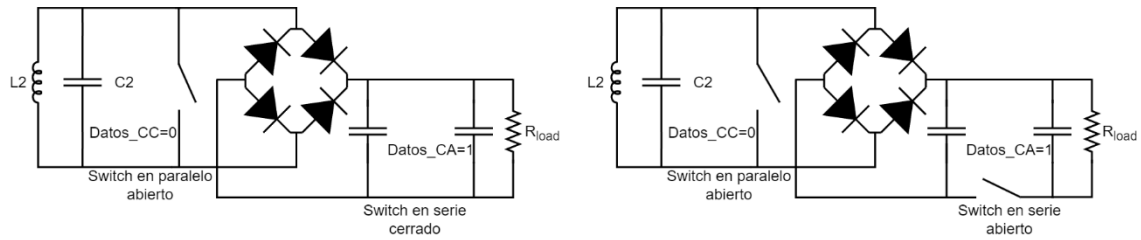


Figura 5.3. Esquemático del circuito secundario cuando se usa la técnica del circuito abierto para comunicar el implante con el exterior. a) Técnica de circuito abierto con switch CA cerrado $R_{eq} = R_{load}$. b) Técnica de corto abierto con switch CA cerrado $R_{eq} = \infty$.

5.2.3 Técnica dual

En la Figura 5.4 muestra cómo cambia el esquemático del circuito secundario cuando se usa la técnica dual. Esta técnica utiliza los dos interruptores (*switch* CC y *switch* CA) para manipular la carga desde el circuito secundario. En esta técnica se mantiene el *switch* CA siempre abierto y se controla el *switch* CC para enviar datos. Por lo tanto, la impedancia reflejada tiene como principal componente R_{eq} que cambia de ∞ , debido al circuito abierto, a 0 debido al cortocircuito. Así se maximiza el cambio en la impedancia reflejada y se facilita la detección de estos cambios en el primario, mejorando la comunicación.

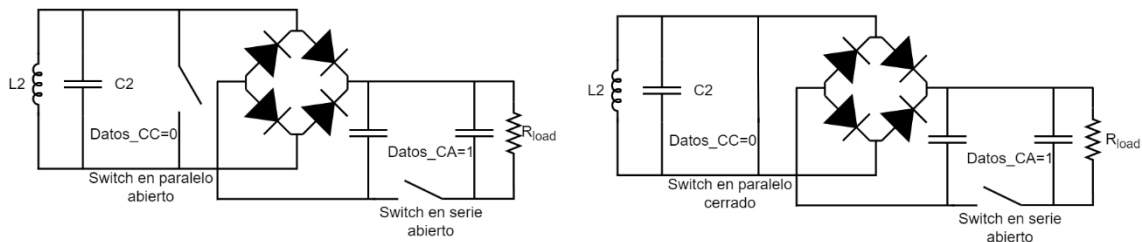


Figura 5.4. Esquemático del circuito secundario cuando se usa la técnica dual para comunicar el implante con el exterior. a) Técnica dual con switch CC abierto y switch CA abierto $R_{eq} = \infty$. b) Técnica de cortocircuito con switch CC cerrado y el switch CA abierto $R_{eq} = 0$.

5.2.4 Demodulación

Con el objetivo de detectar y recuperar los datos enviados desde el circuito secundario al circuito primario, se diseñó una etapa de demodulación en el primario. Esta etapa consta de un demodulador AM (amplitud modulada), un detector de cantos y un *Schmitt Trigger*. El esquemático de esta etapa se muestra en la Figura 5.5. La entrada de esta etapa corresponde al voltaje de la bobina primaria (v_{L_1}). Al voltaje de salida del demodulador AM se le llama V_{dem} y a la salida de toda la etapa de demodulación se le llama V_{out} .

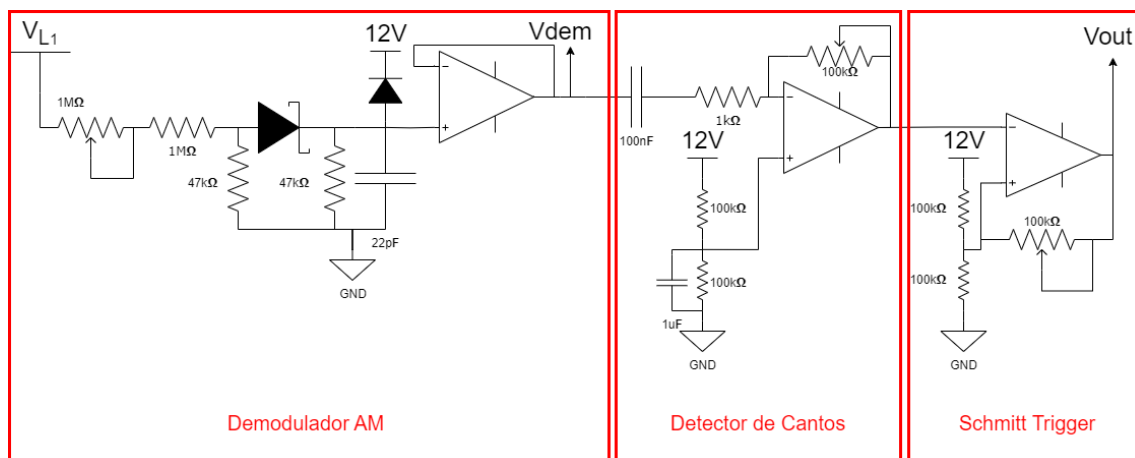


Figura 5.5. Esquemático del circuito de demodulación en el circuito primario que permite recuperar los datos enviados desde el secundario (implante). V_{L1} corresponde al voltaje de la bobina primaria. Se define la salida intermedia V_{dem} que corresponde a la salida del demodulador AM y V_{out} corresponde a la salida total de la etapa de demodulación.

5.3 Pruebas del Sistema de Comunicación

Para probar el sistema de comunicación se varían dos parámetros: la distancia entre bobinas y la carga en el secundario. Como se vio en los capítulos anteriores, específicamente en (15) y (18), la impedancia reflejada depende del factor de acoplamiento (distancia y alineación entre las bobinas) y de la carga en el secundario. Las técnicas de comunicación propuestas se probaron en el rango de distancia entre bobinas de 20mm a 95mm con pasos de 5mm. Además, se probó la comunicación con las cargas equivalentes que

representan los dos estados de consumo de energía del modelo de implante que se utiliza, un estado de alto consumo y otro de bajo consumo.

Para medir la calidad y efectividad de la comunicación se calculan dos parámetros durante las pruebas de comunicación: el índice de modulación (MI, de las siglas en inglés) y el BER (Tasa de bit erróneos, de las siglas en inglés). El MI corresponde a la relación entre la variación de la amplitud de la señal modulada con respecto a su valor no modulada. El MI se calcula como (19), donde v_{L1} es la amplitud sin modulación y v'_{L1} es la amplitud de la señal cuando está modulada. En este caso se usa el voltaje en el nodo V_{dem} . El BER corresponde a la tasa de bit erróneos con respecto al total de bits enviados, es decir, (20), donde Bit_{err} corresponde a la cantidad de bit erróneos y Bit_{tot} corresponde a la cantidad total de bits enviados. Para calcular el BER se utiliza la salida completa de la etapa de modulación V_{out} con respecto a los datos enviados.

$$MI = \frac{|v_{L1} - v'_{L1}|}{|v_{L1} + v'_{L1}|} \quad (19)$$

$$BER = \frac{Bit_{err}}{Bit_{tot}} \quad (20)$$

Durante las pruebas se controlan los interruptores *switch* CC y *switch* CA a 10kHz, por lo tanto, se logra una tasa de envío de datos de 10kbit/s. Se realizan pruebas de 1000 segundos de duración para cada una de las condiciones anteriormente descritas, por lo que en cada condición de envían 10Mbit.

5.4 Resultados

Todas las pruebas descritas se realizaron correctamente. La Figura 5.6 muestra las señales en el primario de las tres técnicas de comunicación. La Figura 5.6 a) muestra la operación de la técnica del cortocircuito donde el voltaje en la bobina primaria (V_{L_1}) aumenta drásticamente debido al cortocircuito en el secundario, lo que aumenta el voltaje demodulado (V_{dem}) y gatilla el cambio del *Schmitt Trigger*, lo que se observa en V_{out} . Esta secuencia ocurre varias veces en la Figura 5.6 a), ya que se estaba enviando datos constantemente. La Figura 5.6 b) muestra la operación de la técnica del circuito abierto donde el voltaje en la bobina primaria (V_{L_1}) disminuye debido al circuito abierto en el secundario. Esto produce que disminuya el voltaje demodulado (V_{dem}) y gatilla el cambio del *Schmitt Trigger*, lo que se observa

en V_{out} . Esta secuencia de eventos ocurre varias veces en la Figura 5.6 b), ya que se estaba enviando datos constantemente. Finalmente, la Figura 5.6 c) muestra la operación de la técnica dual en la cual el voltaje en la bobina primaria (V_{L_1}) aumenta drásticamente debido al cortocircuito en el secundario, lo que aumenta el voltaje demodulado (V_{dem}) y gatilla el cambio del *Schmitt Trigger*, lo que se observa en V_{out} . La diferencia entre la técnica dual y la del cortocircuito es que en la técnica dual el voltaje en la bobina primaria (V_{L_1}) es de base más bajo debido a que el circuito secundario está constantemente en circuito abierto, por lo tanto, se maximiza el cambio de voltaje en la bobina primaria. Esta secuencia ocurre varias veces en la Figura 5.6 c), ya que se estaba enviando datos constantemente.

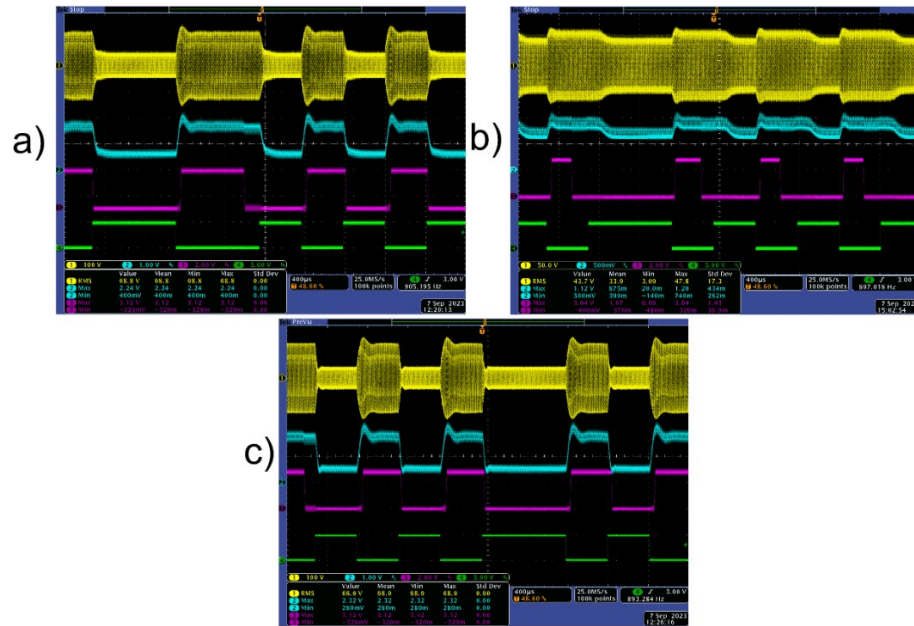


Figura 5.6. Voltajes en el circuito primario y señal de datos durante comunicación para las tres técnicas. CH1 (Amarillo): V_{L_1} ; CH2 (Cyan): V_{dem} ; CH3 (Purple): V_{out} ; CH4 (Green): Señal de datos. a) técnica del cortocircuito. b) técnica del circuito abierto. c) técnica dual.

El índice de modulación y el BER fueron evaluados en todas las pruebas descritas, y como se esperaba, la técnica dual fue siempre la mejor en comunicación. Las Figura 5.7, Figura 5.8 y Figura 5.9 muestran el MI medido y simulado para las técnicas del cortocircuito, circuito abierto y dual respectivamente. La técnica dual surge como la técnica con mejor desempeño logrando un máximo de MI de 0.797 ± 0.005 a 20mm de separación entre bobinas. Con esta técnica de comunicación y también con la técnica de cortocircuito mantiene un MI detectable en todo el rango de distancia

medido, es decir, se logra una comunicación detectable hasta los 95mm de separación entre bobinas.

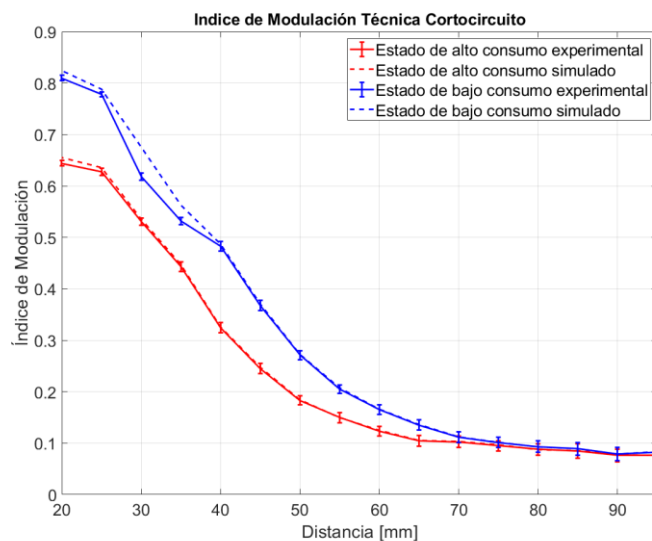


Figura 5.7. Índice de modulación logrado con la técnica del cortocircuito. Resultados experimentales y simulados en LTSpice.

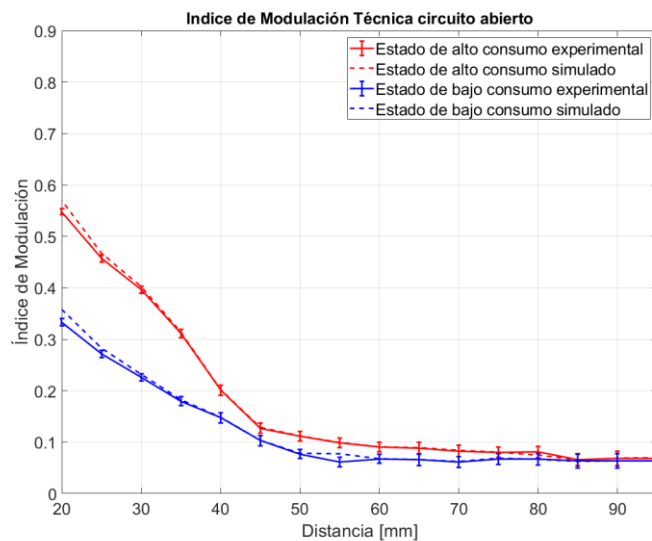


Figura 5.8. Índice de modulación logrado con la técnica del circuito abierto. Resultados experimentales y simulados en LTSpice.

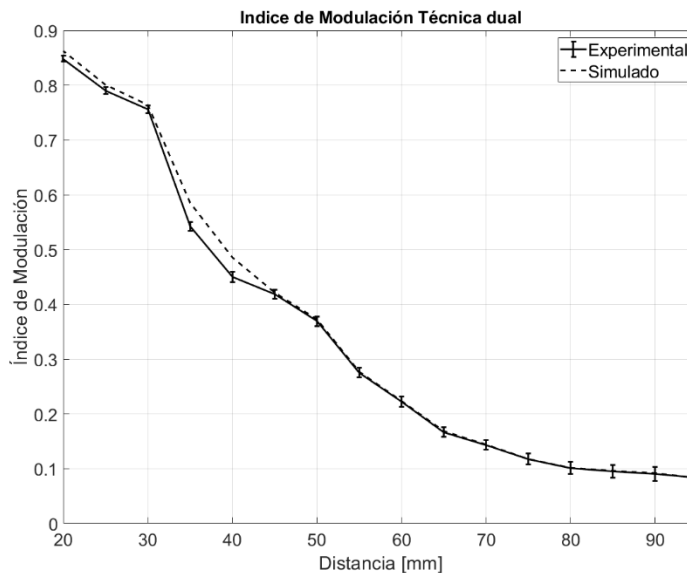


Figura 5.9. Índice de modulación logrado con la técnica dual. Resultados experimentales y simulados en LTSpice.

La técnica dual se mantiene como la técnica de mejor rendimiento en todo el rango de medición, en términos de MI. La técnica del cortocircuito en general rindió mejor que la técnica del circuito abierto, lo que se atribuye a los valores de impedancia del modelo de implante utilizado. La técnica de circuito abierto mejora su rendimiento con cargas resistivas más bajas, mientras que la técnica del cortocircuito se beneficia de cargas resistivas más grandes.

En términos de BER, los resultados se muestran en la Tabla 5.1. Esta métrica tiene un rol crucial para evaluar la confiabilidad de la comunicación, ya que

indica cuando se puede esperar una falla en esta. Con las pruebas realizadas se demuestra que utilizando las técnicas de comunicación propuestas se puede mantener una correcta comunicación ($BER < 10^{-7}$) con una separación entre bobinas de hasta 95mm. Nuevamente, la técnica dual se muestra como la técnica de mejor desempeño, pero en este caso la técnica de cortocircuito la iguala. La técnica del circuito abierto no fue capaz de lograr una comunicación correcta en todo el rango de distancia medida.

Tabla 5.1. Bit Error Rate logrado con cada técnica de comunicación.

Estado de consumo del implante	Alto consumo		Bajo consumo		
	CC	CA	CC	CA	DL
Distancia [mm]					
20	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}
25	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}
30	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}
35	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}
40	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}
45	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}
50	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}
55	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}
60	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}
65	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}
70	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}
75	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}
80	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}
85	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}	0,1318	10^{-7}
90	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}	0,5	10^{-7}
95	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}	0,5	10^{-7}

CC: Técnica del cortocircuito; CA: Técnica de circuito abierto; DL: Técnica dual.

5.5 Discusión

Así, se compararon tres técnicas de comunicación LSK para comunicar un implante con un dispositivo fuera del cuerpo usando el mismo enlace inductivo para energizar y comunicar. Estas tres técnicas usan hasta dos interruptores en el secundario para cortocircuitar (CC), desconectar (CA) o mantener desconectado y cortocircuitar (DL) la carga del secundario. La técnica dual surge como la mejor técnica de comunicación, logrando el más alto MI y más bajo BER en todo el rango de distancia medida (20 – 95 mm). Esto es atribuible a que la técnica dual es independiente de la carga del secundario, maximizando la variación de impedancia reflejada, pasando desde una carga virtualmente infinita a una carga virtualmente de 0. La técnica del cortocircuito se posiciona como la segunda mejor técnica de comunicación, su rendimiento es comparable con la técnica dual. La técnica del cortocircuito se beneficia de valores de carga resistiva más altos, logrando una correcta comunicación ($BER < 10^{-7}$) hasta 95 mm de distancia entre bobinas. La técnica del circuito abierto, que se beneficia de valores de carga resistiva más bajos, fue la técnica de peor desempeño en las pruebas realizadas.

Así, las técnicas de comunicación LSK probadas, considerando que la técnica dual es una nueva técnica de comunicación propuesta en este trabajo, mejoran el estado del arte de comunicaciones para implantes médicos basados en enlaces inductivos extendiendo el rango de operación de este en términos de distancia. En este trabajo se logra una correcta comunicación hasta 95 mm de separación entre bobinas. La Tabla 5.2 muestra la comparación con el estado del arte de los parámetros utilizados para evaluar la comunicación basada en enlaces inductivos. A pesar de la baja frecuencia de operación para asegurar el cumplimiento de las normas relativas al SAR, se logra una tasa de envío de datos de 10 kb/s lo que es suficiente para transmitir la mayoría de las señales fisiológicas.

Tabla 5.2. Comparación de parámetros de comunicación con el estado del arte.

Trabajos	Máxima distancia entre bobinas [mm]	Máxima tasa de envío de datos [kb/s]	Frecuencia de operación [kHz]	Mínima Tasa de Bit Erróneos (BER)	Máxima Potencia Entregada a la Carga (PDL) [mW]	Máxima Eficiencia en la Transmisión de Energía (PTE) [%]
Este trabajo	95	10	1000	10^{-7}	15000	68
Tang et al. [63]	25	36	8750	NR	80	30
Liang et al. [64]	35	57,6	2000	NR	90	25
Chaimanonart et al. [65]	NR	2500-50	50000	NR	5,6	NR
Jung et al [66]	NR	1042	4160-6250	$6,25 \times 10^{-7}$	NR	NR
Javan-Khoskholgh et al. [67]	25	125	13560	5×10^{-8}	NR	NR
Ha et al. [68]	35	6750	13560	$9,81 \times 10^{-8}$	11,5	90
Jiang et al [69]	15	1350	13560	6×10^{-8}	100	78
Najjarzadegan et al. [71]	NR	50	1100-1560	NR	44	39
Feng et al [72]	12.5	125	433000	NR	NR	NR
Sun et [73]	NR	10	756	NR	30	82
Lee et al [74]	5	50	2000-4000	4×10^{-5}	NR	NR
Tang et al [75]	5,9	700	6780	3×10^{-7}	125	43,9
Karimi et al [76]	20	678	13560-6780	10^{-6}	NR	NR
Luo et al [77]	100	300	10000	NR	23,1	NR

N.R: No reportado.

CAPÍTULO 6. ESTRATEGIA DE CONTROL DEL ENERGÍA PARA ENLACES INDUCTIVOS

6.1 Introducción

La temperatura de operación de los implantes médicos, como se ha visto anteriormente, es un parámetro crucial para la seguridad del paciente y para cumplir la normativa vigente en implantes. En este capítulo se desarrolla una estrategia de control de energía que inyecta sólo la energía necesaria al implante, evitando la generación de temperatura en exceso y manteniendo la temperatura del implante en rangos seguros. Esta estrategia de comunicación utiliza los mismos cambios de impedancia reflejada utilizados para comunicar el implante, aprovechando la “desconexión” del valor real de carga que estos producen.

6.2 Estrategia de Control de Energía

Considerando los esquemáticos propuestos para energizar y comunicar un implante con enlaces inductivos, el circuito es capaz de ajustar la carga del secundario, manteniéndola cierto tiempo en un valor conocido. Así, se propone una metodología para controlar la energía que se inyecta al implante, ajustándola en tiempo real, y basándose en cálculos de distancia y valor de carga midiendo el voltaje en la bobina primaria. En la Figura 6.1 se muestra el diagrama de la estrategia de control de energía propuesta. El sistema mide continuamente el voltaje en la bobina primaria, lo que habilita la detección de cambios de la impedancia del secundario. Cuando la impedancia coincide con un valor predefinido se vuelve posible determinar la distancia que hay entre las bobinas, calculando así el acoplamiento entre estas. Una vez la impedancia del secundario vuelve a su valor original, con la distancia ya calculada, se puede calcular el valor de impedancia del secundario. Así, sabiendo la distancia (acoplamiento) entre las bobinas y el valor de la carga del secundario (estado de consumo de este) se puede inyectar solo la energía que el implante necesita, lo que asegura minimizar la disipación de energía en el circuito secundario y mantiene la temperatura del implante en rangos

seguros. Estos cambios de la energía inyectada se realizan mediante ajustes del voltaje de alimentación del enlace inductivo, así como la frecuencia de operación de este.

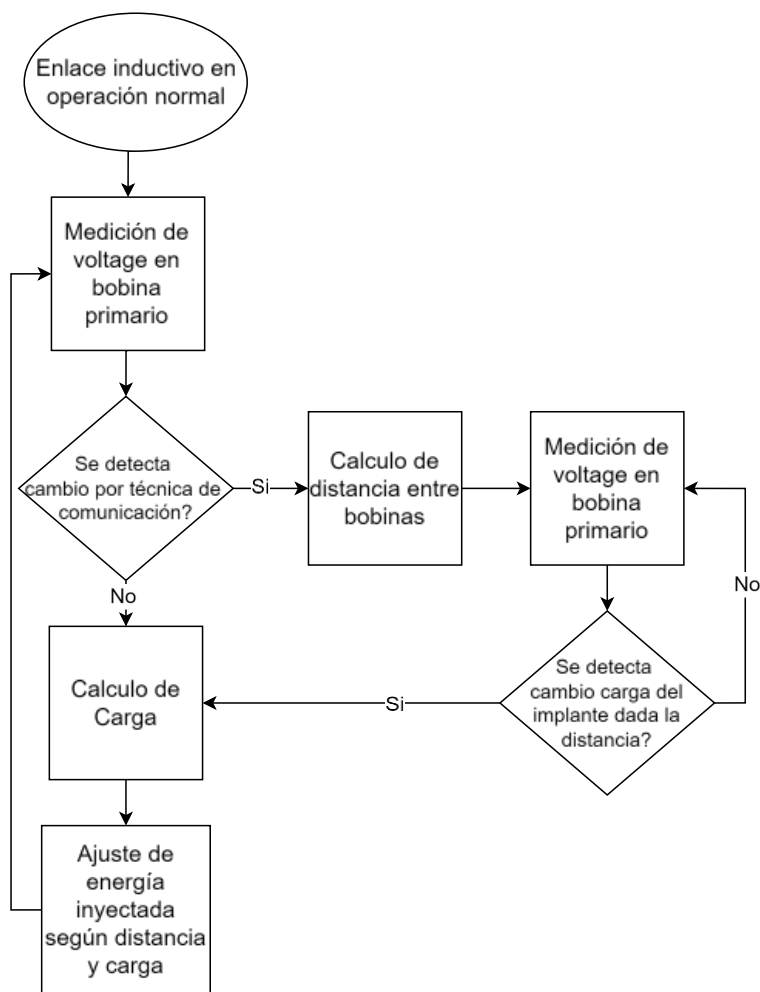


Figura 6.1. Metodología de la estrategia de control propuesta.

Para controlar la energía que inyecta el primario el sistema hará pequeños cambios en el voltaje que alimenta el primario. Para esto último se diseñó un convertidor DC-DC del tipo *boost*, ya que se considera una alimentación fija de 9V y se debe subir ese voltaje para lograr la potencia necesaria en la salida del secundario (15W en el implante). En la Figura 6.2 se muestra el diagrama general del sistema en el que se encuentran todas las partes, desde la fuente DC que alimenta todo, la ejecución de la estrategia de control de energía y la comunicación desde el circuito secundario al primario.

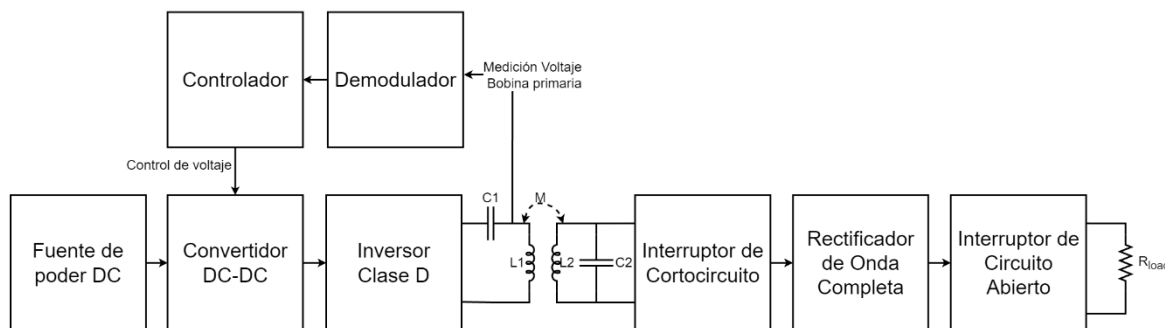


Figura 6.2. Diagrama general del sistema propuesto en completo, lo que incluye estrategias de control de energía y comunicación desde secundario a primario. R_{load} corresponde a la carga que representa el implante.

Considerando todo lo anterior se implementarán dos estrategias de control, una basada en la técnica del cortocircuito, que utiliza el interruptor de cortocircuito y la otra basada en la técnica del circuito abierto, que utilizará el interruptor de circuito abierto.

Así, con las estrategias de control de energía diseñadas se procede a realizar un proceso de calibración para cada una.

6.2.1 Calibración de estrategias de control

Para el proceso de calibración de cada estrategia de control se realiza un proceso iterativo de mediciones para el rango completo de distancias entre bobinas a las cuales se planea utilizar la estrategia de control. Este rango de distancias es de 0mm a 100mm, por lo que se realizan mediciones en este rango con pasos de 5mm.

Para esta calibración primero se debe encontrar el voltaje de alimentación del enlace inductivo para cada distancia que logra un voltaje de salida en el implante de 12V, que corresponde al voltaje al que normalmente se alimentan las bombas cardíacas [78] [79]. Sin embargo, ya que se considerarán dos estados de consumo en el implante, los 12V de salida en el secundario implican una potencia de 15W en el caso de alto consumo de la carga (potencia requerida por una bomba cardíaca [29] [30] [31] [32] [33]) pero representan una potencia mucho menor (100mW) en el caso del estado de bajo consumo de la carga.

Una vez encontrado el voltaje de alimentación del enlace inductivo (Salida del convertidor DC-DC) para cada distancia y estado de consumo del implante que logra 12V de salida en el secundario se realizan mediciones del voltaje demodulado (Salida del demodulador, V_{dem} en Figura 5.5) para la distancia correspondiente y para sus dos pasos contiguos. Por ejemplo, se necesita un voltaje de alimentación del enlace inductivo de 25,5V para lograr 12V a la salida a los 55mm de separación entre bobinas y un estado de alto consumo del implante, por lo tanto, se realizan mediciones del voltaje demodulado para las distancias 50mm, 55mm y 60mm en los dos casos de consumo del implante. Así, se tendrán estos datos de voltaje demodulado para luego reconocer a qué distancia están las bobinas y en qué estado de consumo está el implante en tiempo real. Cabe destacar que este proceso de calibración se realiza para las dos estrategias de control propuestas (basadas en la técnica del cortocircuito y del circuito abierto). La Figura 6.3 muestra un diagrama de flujo del proceso de calibración.

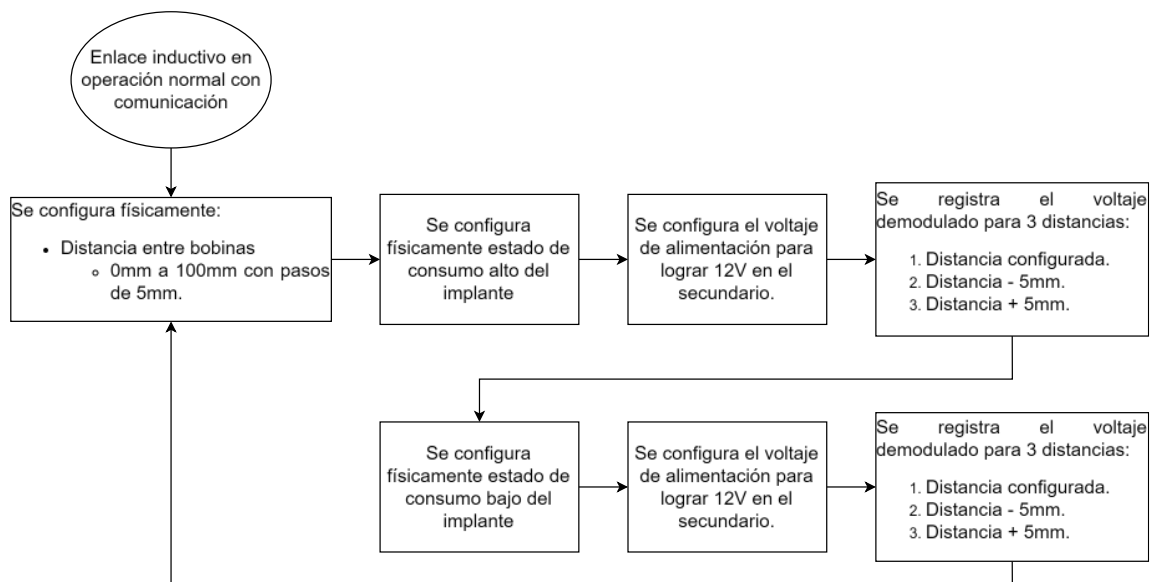


Figura 6.3. Diagrama de flujo del proceso de calibración realizado para la implementación de la estrategia de control.

Una vez terminado el proceso de calibración para cada distancia se realizó una regresión lineal del tipo polinómica de grado 2 que permitiera estimar la distancia entre bobinas a partir del voltaje demodulado y el voltaje de alimentación del enlace inductivo configurado. En la Figura 6.4 se muestra un ejemplo de curva obtenida luego de la regresión lineal con los datos de la calibración para la técnica del cortocircuito y una distancia entre bobinas de 50mm. Luego de todo el proceso de calibración se obtuvieron 21 curvas para cada estrategia de control basada en cada una de las técnicas de cambio de impedancia (cortocircuito y circuito abierto).

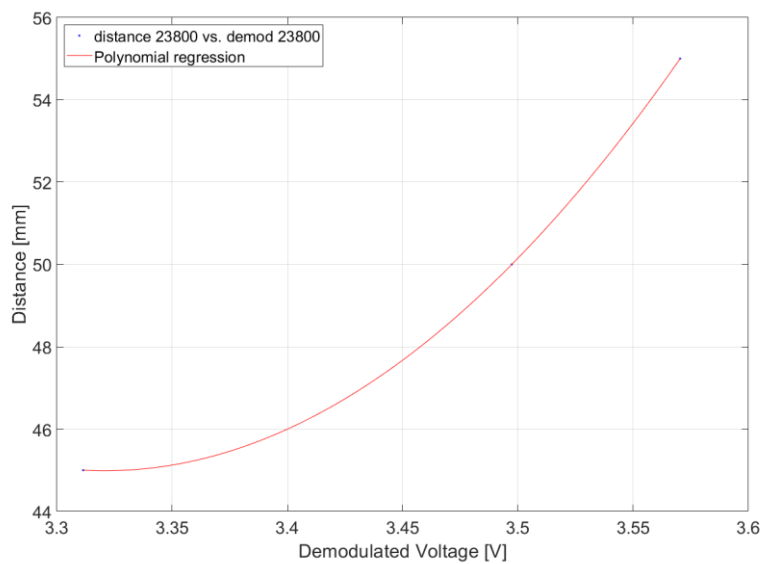


Figura 6.4. Ejemplo de curva obtenida de la regresión lineal del proceso de calibración de la técnica del cortocircuito para una distancia de 50mm.

Así, el diagrama de flujo completo aplicado para cada una de las estrategias de control de energía es el que se muestra en la Figura 6.5.

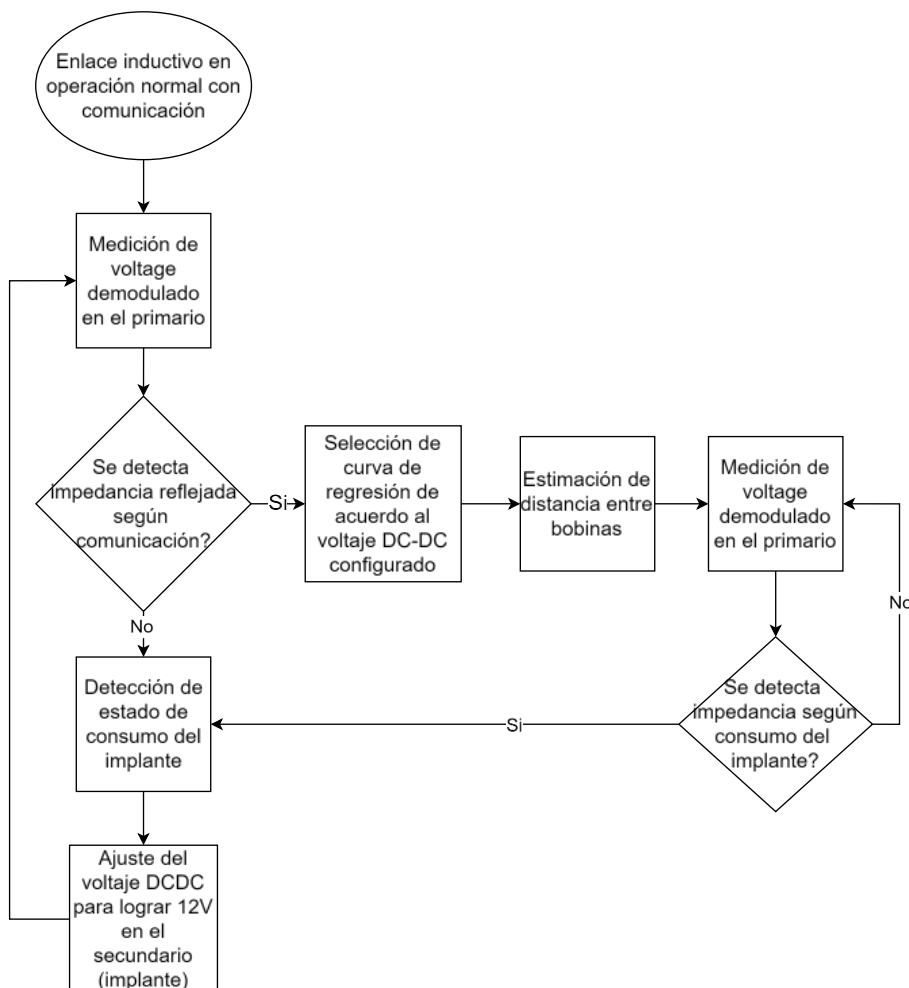


Figura 6.5. Metodología de control de energía para implantes energizados mediante enlace inductivo.

6.3 Metodología de pruebas

Para probar la estrategia de control implementada sobre las técnicas de comunicación se llevarán a cabo pruebas donde se varíe la distancia entre las bobinas del enlace inductivo y la carga de secundario que representa dos estados de consumo del implante. Durante estas pruebas se medirán los

voltajes y corrientes de entrada y salida, para evaluar la estabilidad del voltaje de salida y la eficiencia del sistema. Para esto se utilizará un osciloscopio Tektronix MDO4014B y multímetros Fluke 87. Además, se medirá la distancia estimada por la estrategia para compararla con la distancia real a la cual están ambas bobinas del enlace inductivo. Finalmente, también se medirá la temperatura de un regulador de voltaje para compararla con el caso en que no se aplica ninguna estrategia de control. Para esto se utilizará una cámara termográfica Fluke Ti20.

Así, las pruebas se realizarán cambiando la distancia entre las bobinas entre 0mm y 100mm con pasos de 5mm. Para cada distancia se cambiará la carga para representar dos estados de consumo del implante: consumo alto (15W) y consumo bajo (100mW).

Todas las pruebas serán realizadas a temperatura ambiente ($\sim 20^{\circ}\text{C}$) y luego se ubicará el circuito secundario dentro de una caja donde se llevará la temperatura a 36°C para simular la temperatura dentro del cuerpo humano.

En la Figura 6.6 se muestra una captura del *setup* de medición donde puede observarse cada parte: Instrumentos de medición, convertidor DC-DC, controlador, inversor, demodulador, enlace inductivo y circuito secundario.

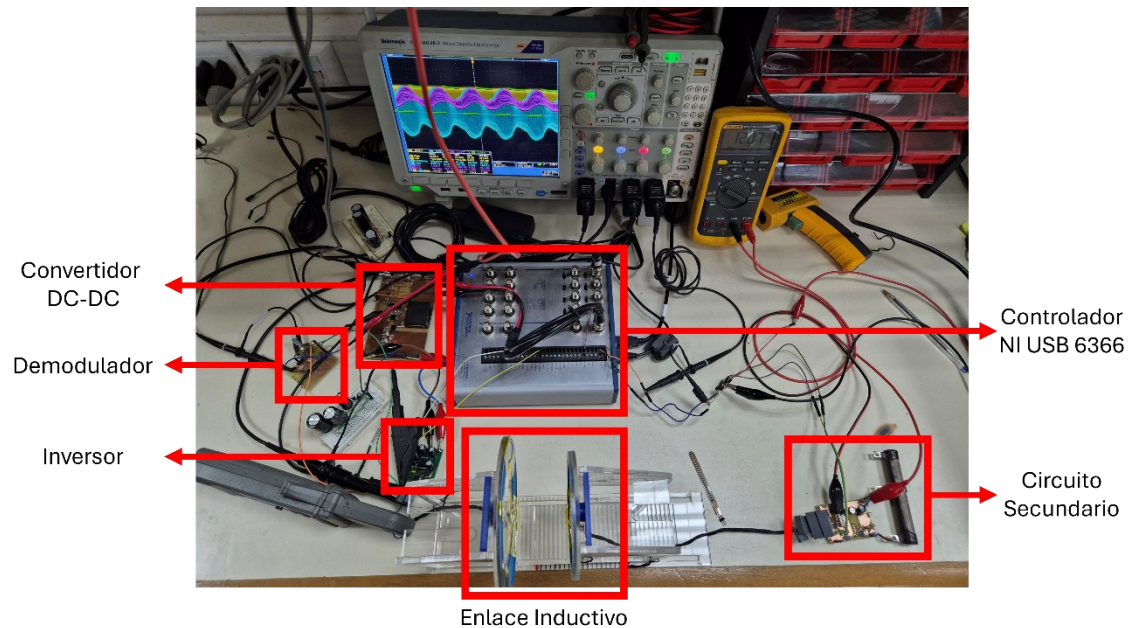


Figura 6.6. *Setup* de pruebas del sistema de energización y comunicación para enlaces inductivos.

6.4 Resultados

Todas las pruebas descritas se realizaron correctamente para las dos estrategias de control propuestas. A continuación, se presentan los resultados específicos para cada estrategia.

6.4.1 Estrategia de control basada en la técnica del cortocircuito

En la Figura 6.7 se muestra el error en la estimación de distancia entre bobinas cuando se usa la técnica del cortocircuito. Se puede observar que el

error es menor a 2.5mm para casi todo el rango de distancias (5mm-100mm) lo que garantiza la utilización correcta de las curvas de regresión según la calibración realizada con pasos de distancia de 5mm.

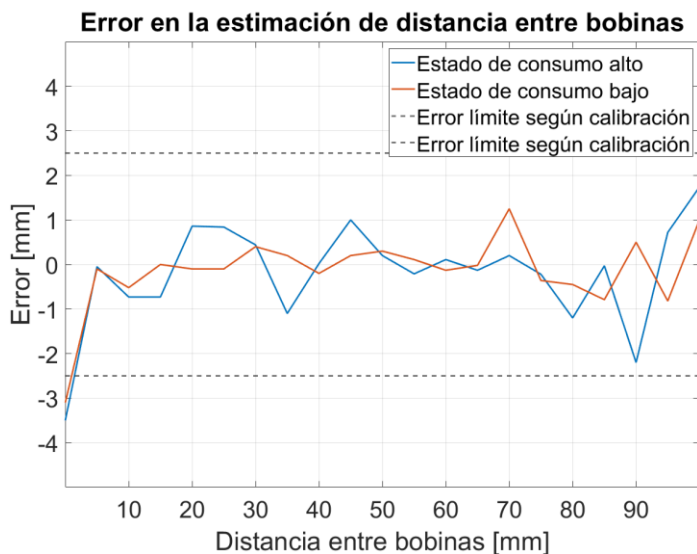


Figura 6.7. Error en la estimación de distancia entre bobinas usando la técnica del cortocircuito.

En la Figura 6.8 se muestra el voltaje en la carga (implante) cuando se utiliza la estrategia de control basada en la técnica del cortocircuito. Se incluye en la Figura 6.8 el caso donde no se utiliza una estrategia de control, sino que un regulador de voltaje en el circuito secundario. Se puede observar que cuando las dos bobinas están juntas (distancia igual a 0mm) la estrategia de control ni el regulador de voltaje son capaces de mantener un voltaje de 12V en la carga debido a que como el enlace inductivo está optimizado a 60mm

de distancia entre bobinas, no llega la energía suficiente a esta distancia. También se puede observar que en el caso del consumo alto del implante la estrategia de control es capaz de mantener el voltaje en 12V hasta los 95mm de distancia entre bobinas, luego a los 100mm falla ya que tampoco llega la energía suficiente. Por otro lado, en el caso de bajo consumo del implante la estrategia de control falla en mantener el voltaje a 12V a partir de los 85mm, debido a que falla en detectar correctamente la carga e inyecta la energía necesaria para el estado de consumo alto, lo que se traduce en un aumento de voltaje en la carga. Cabe destacar que estos sobrevoltajes podrían dañar el implante, por lo que si se quisiera exceder estos rangos de distancia de todas formas habría que usar un regulador de voltaje. En el caso del regulador de voltaje también se logra un voltaje de 12V hasta los 85mm debido a que luego no le llega la suficiente energía.

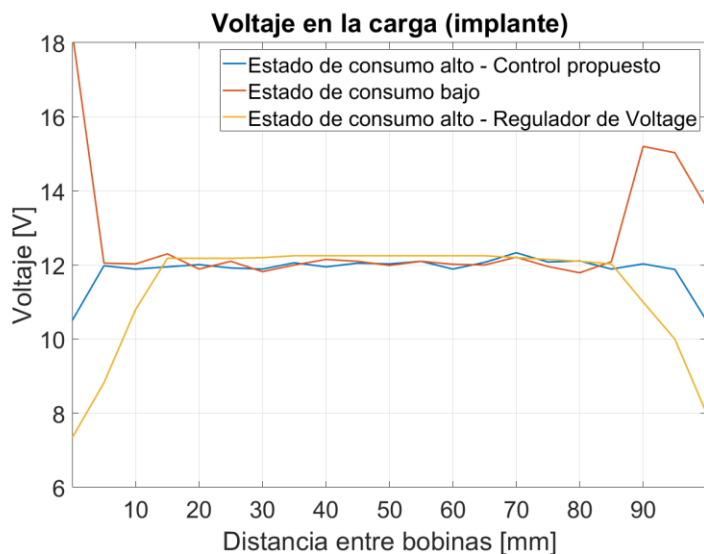


Figura 6.8. Voltaje en la carga (implante) cuando se utiliza la técnica del cortocircuito. Se incluye el caso donde se usa un regulador de voltaje en vez de una estrategia de control.

En la Figura 6.9 se muestra la potencia en la carga (implante) y la eficiencia del sistema completo cuando se utiliza la estrategia de control basada en la técnica del cortocircuito. Se puede notar que el gráfico de potencia es muy similar al de voltaje en todos los casos, debido a que la carga (en cada estado de consumo del implante), no varía. Considerando la eficiencia del sistema se puede ver que el sistema es más eficiente en el rango de distancias 20mm-100mm cuando se utiliza la estrategia de control en vez del regulador de voltaje que sólo es más eficiente entre 0mm y 15mm. El regulador de voltaje sólo tiene más eficiencia en el rango 0mm-15mm cuando no es capaz de mantener el voltaje en 12V. Es destacable que en el estado de bajo consumo

del implante la eficiencia se va a mínimos, debido a que el implante no está consumiendo mucha potencia, pero todas formas el enlace debe ser alimentado con una potencia bastante superior.

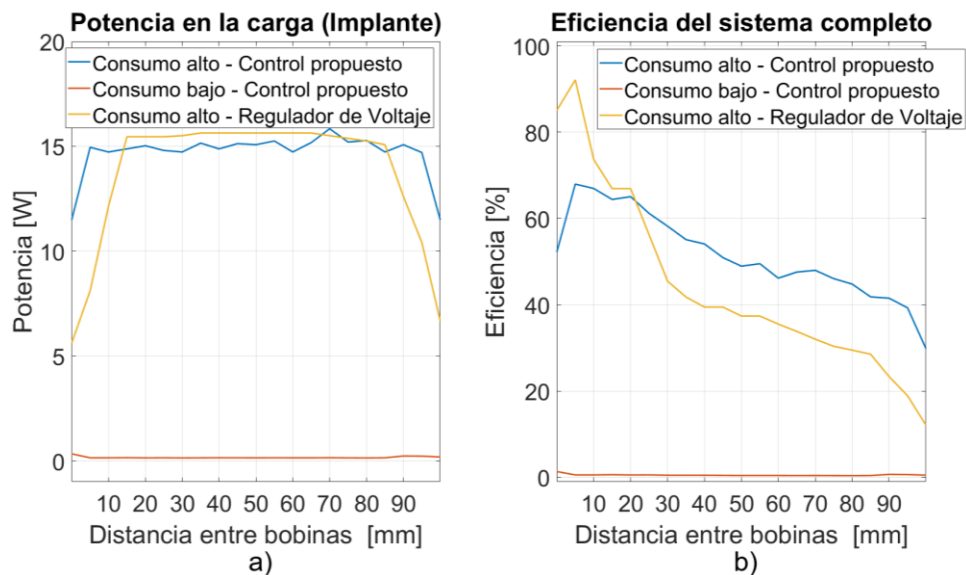


Figura 6.9. Potencia en la carga (a) y eficiencia del sistema completo (b) usando la estrategia del cortocircuito.

En la Figura 6.10 se muestra la temperatura del regulador de voltaje cuando se usa la estrategia de control del cortocircuito y se incluye el caso cuando no se usa estrategia de control. Además, se incluyen las mediciones tomadas cuando el sistema estaba en un ambiente con temperatura a 36°C . Se puede notar que el uso de la estrategia de control de energía disminuye drásticamente la temperatura del regulador de voltaje desde $\sim 120^{\circ}\text{C}$ a $\sim 35^{\circ}\text{C}$.

Es destacable notar que las mediciones tomadas a una temperatura que simula la temperatura dentro del cuerpo humano ($\sim 36^{\circ}\text{C}$) muestran que la temperatura en el caso de la estrategia de control se mantiene aún en rangos seguros ($<40^{\circ}\text{C}$).

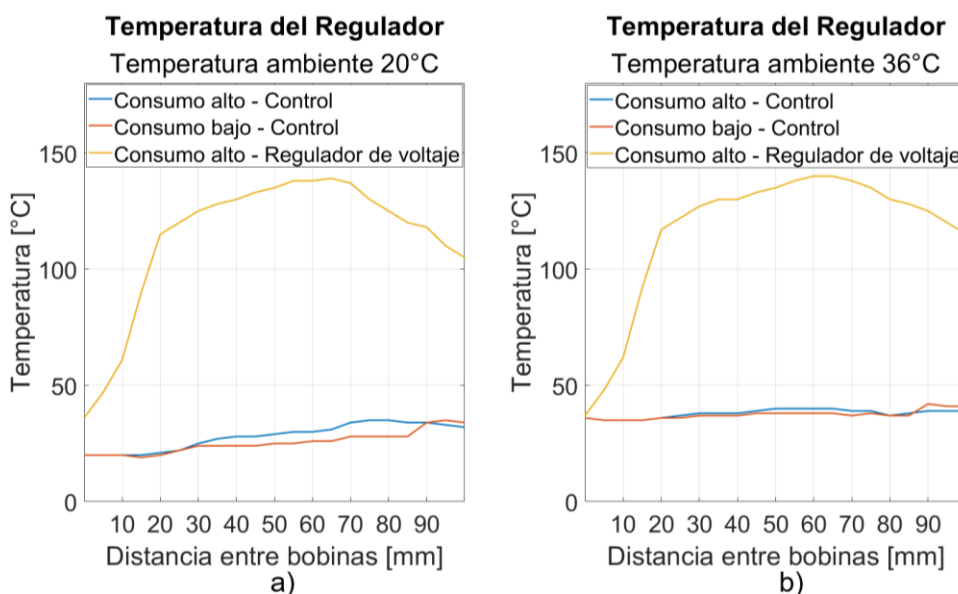


Figura 6.10. Temperatura de un regulador de voltaje usando la estrategia de control del cortocircuito. Se incluye el caso sin estrategia de control. Sistema a temperatura ambiente (a) y a 36°C (b).

En la Figura 6.11 se muestra una captura realizada con la cámara termográfica del regulador de voltaje en el caso con estrategia de control y sin estrategia de control donde se puede observar la significativa reducción de temperatura al usa la estrategia de control por cortocircuito.

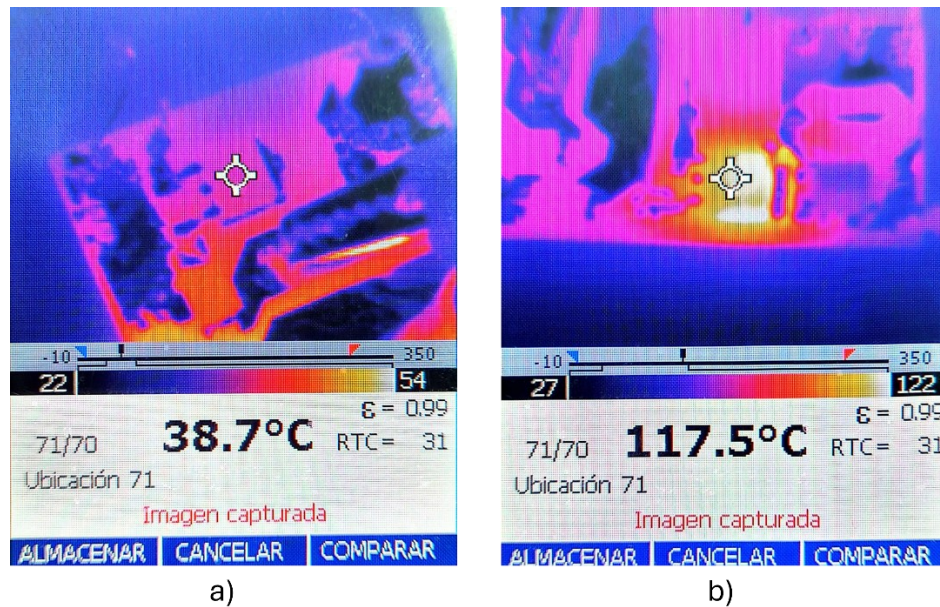


Figura 6.11. Captura de cámara termográfica del regulador de voltaje en caso con estrategia de control basada en técnica del cortocircuito (a) y sin estrategia de control (b).

6.4.2 Estrategia de control basada en la técnica del circuito abierto

En la Figura 6.12 se muestra el error en la estimación de distancia entre bobinas cuando se usa la técnica del circuito abierto. Se puede observar que el error es menor a 2,5mm para casi todo el rango de distancias (5mm-100mm) lo que garantiza la utilización correcta de las curvas de regresión según la calibración realizada con pasos de distancia de 5mm.

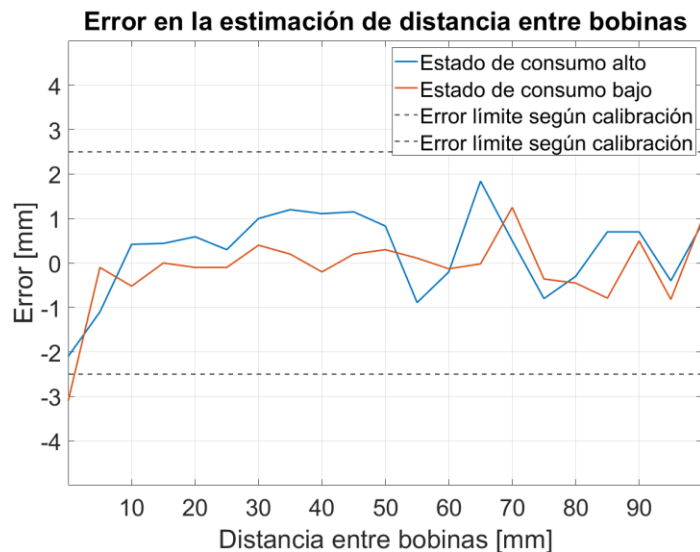


Figura 6.12. Error en la estimación de distancia entre bobinas usando la técnica del circuito abierto.

En la Figura 6.13 se muestra el voltaje en la carga (implante) cuando se utiliza la estrategia de control basada en la técnica del circuito abierto. Se incluye en la Figura 6.13 el caso donde no se utiliza una estrategia de control, sino que un regulador de voltaje en el circuito secundario. Se puede observar que cuando las dos bobinas están juntas (distancia igual a 0mm) la estrategia de control ni el regulador de voltaje son capaces de mantener un voltaje de 12V en la carga debido a que como el enlace inductivo está optimizado a 60mm de distancia entre bobinas, no llega la energía suficiente a esta distancia. También se puede observar que en el caso del consumo alto del implante la estrategia de control es capaz de mantener el voltaje en 12V hasta los 95mm

de distancia entre bobinas, luego a los 100mm falla ya que tampoco llega la energía suficiente. Por otro lado, en el caso de bajo consumo del implante la estrategia de control falla en mantener el voltaje a 12V a partir de los 75mm, debido a que falla en detectar correctamente la carga e inyecta la energía necesaria para el estado de consumo alto, lo que se traduce en un aumento de voltaje en la carga. Cabe destacar que estos sobrevoltajes podrían dañar el implante, por lo que si se quisiera exceder estos rangos de distancia de todas formas habría que usar un regulador de voltaje. En el caso del regulador de voltaje también se logra un voltaje de 12V hasta los 85mm debido a que luego no le llega la suficiente energía.

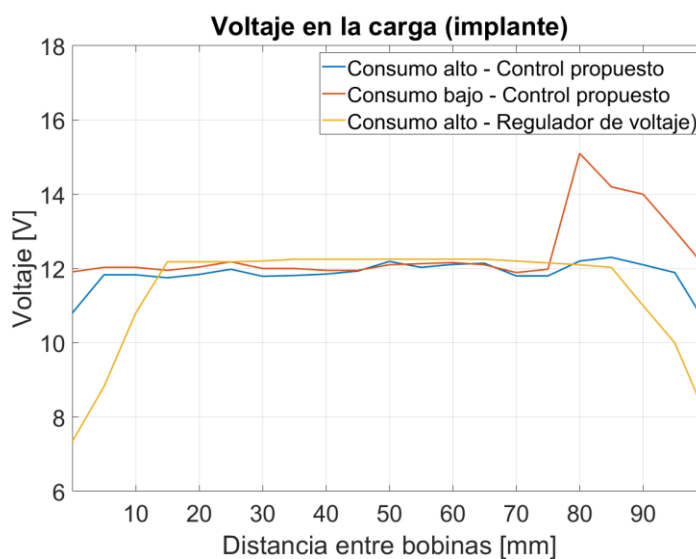


Figura 6.13. Voltaje en la carga (implante) cuando se utiliza la técnica del circuito abierto. Se incluye el caso donde se usa un regulador de voltaje en vez de una estrategia de control.

En la Figura 6.14 se muestra la potencia en la carga (implante) y la eficiencia del sistema completo cuando se utiliza la estrategia de control basada en la técnica del cortocircuito. Considerando la eficiencia del sistema se puede ver que el sistema es más eficiente en el rango de distancias 10mm-100mm cuando se utiliza la estrategia de control en vez del regulador de voltaje que sólo es más eficiente en 0mm y 5mm. El regulador de voltaje sólo tiene más eficiencia en el rango 0mm-5mm cuando no es capaz de mantener el voltaje en 12V. Es destacable que en el estado de bajo consumo del implante la eficiencia se va a mínimos, debido a que el implante no está consumiendo mucha potencia, pero todas formas el enlace debe ser alimentado con una potencia bastante superior.

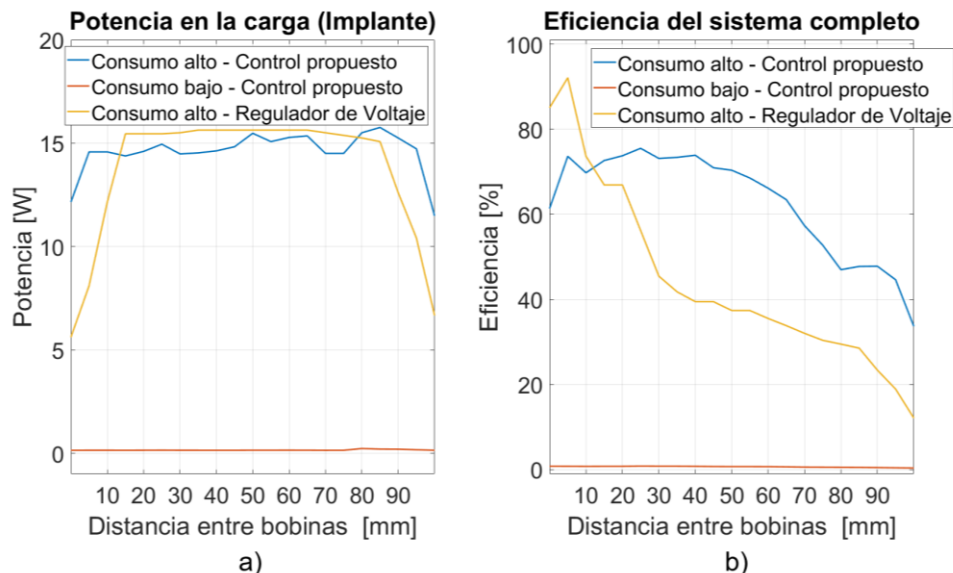


Figura 6.14. Potencia en la carga (a) y eficiencia del sistema completo (b) usando la estrategia del circuito abierto.

En la Figura 6.15 se la temperatura del regulador de voltaje cuando se usa la estrategia de control del circuito abierto y se incluye el caso cuando no se usa estrategia de control. Además, se incluyen las mediciones tomadas cuando el sistema estaba en un ambiente con temperatura a 36°C . Se puede notar que el uso de la estrategia de control de energía disminuye drásticamente la temperatura del regulador de voltaje desde $\sim 120^{\circ}\text{C}$ a $\sim 35^{\circ}\text{C}$. Es destacable notar que las mediciones tomadas a una temperatura que simula la temperatura dentro del cuerpo humano ($\sim 36^{\circ}\text{C}$) muestran que la temperatura en el caso de la estrategia de control se mantiene aún en rangos seguros ($< 40^{\circ}\text{C}$).

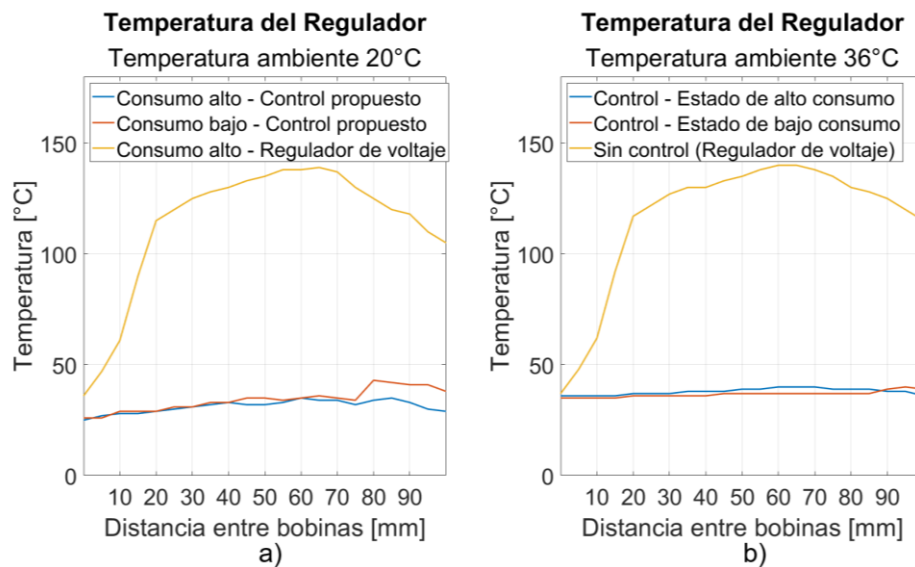


Figura 6.15. Temperatura de un regulador de voltaje usando la estrategia de control del circuito abierto. Se incluye el caso sin estrategia de control. Sistema a temperatura ambiente (a) y a 36°C (b).

En la Figura 6.16 se muestra una captura realizada con la cámara termográfica del regulador de voltaje en el caso con estrategia de control y sin estrategia de control

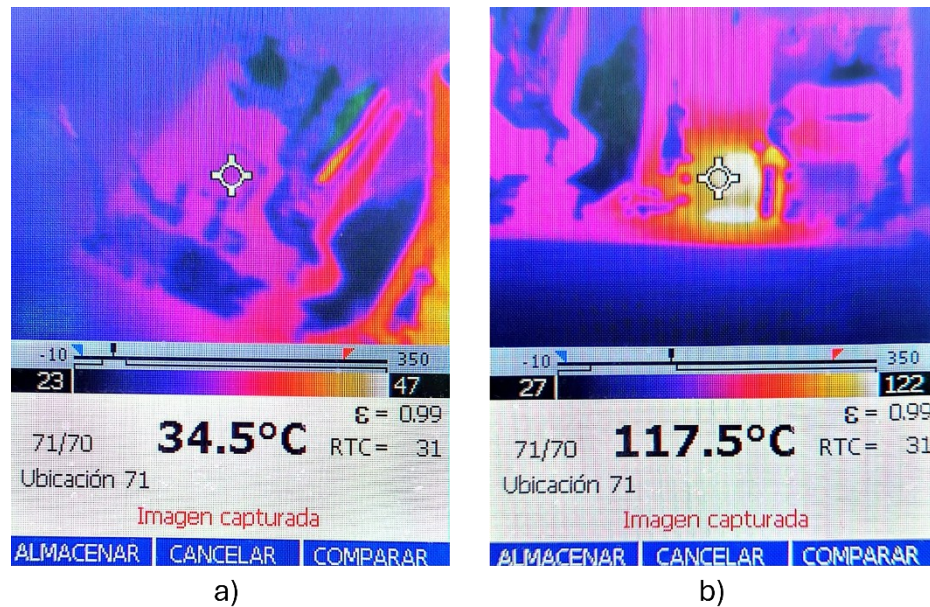


Figura 6.16. Captura de cámara termográfica del regulador de voltaje en caso con estrategia de control basada en técnica del circuito abierto (a) y sin estrategia de control (b).

6.5 Discusión

Se implementaron dos estrategias de control de energía para implantes energizados por enlaces inductivos basadas en dos diferentes técnicas de comunicación LSK: la técnica del cortocircuito y la técnica del circuito abierto. Una consideración muy importante, frente a las cuales las estrategias son robustas, es que se consideran cambios en el acoplamiento entre las bobinas (distancia) y cambios de carga del implante, considerando un estado de alto consumo donde este consume 15W de potencia, lo que se considera

un implante de alta potencia como una bomba cardiaca. El funcionamiento general de cada estrategia de control se basa en el cambio de impedancia reflejada causada por las técnicas de comunicación. Este cambio se utiliza para estimar la distancia entre las bobinas y una vez que la impedancia reflejada vuelve al valor de carga del implante, se detecta esta carga conociendo ya la distancia. Así, conociendo la distancia entre las bobinas y la carga del implante se ajusta el voltaje de alimentación del enlace inductivo con el objetivo de mantener el voltaje constante en la salida del circuito secundario (implante). Las estrategias implementadas logran mantener el voltaje bajo en un rango de distancias de 5mm a 85mm en el caso de la estrategia de control basada en la técnica del cortocircuito, y entre 5mm a 75mm en el caso de la estrategia de control basada en la técnica del circuito abierto. La razón de que este rango de distancias no pueda extenderse es que el acoplamiento entre las bobinas ya es tan bajo que el cambio de impedancia reflejada no es significativo y no se puede detectar correctamente la carga del secundario.

Con respecto a la eficiencia del sistema, este es más eficiente en el rango 20mm a 100mm con respecto al caso en que no se usa una estrategia de control, sino que un regulador de voltaje que sólo es más eficiente en el rango

0mm – 15mm. El regulador de voltaje sólo es más eficiente en distancias menores a 15mm cuando no es capaz de entregar la potencia requerida por el implante (15W).

Una de las mayores ventajas de utilizar una de estas estrategias de control es la disminución en la temperatura de un regulador de voltaje incluido en el secundario. La disminución de temperatura es del orden de los 100°C comparando los casos sin estrategia de control y con estrategia de control. De esta forma, usando las estrategias de control propuestas, la temperatura del circuito secundario (implante) se mantienen en rangos seguros para el cuerpo humano (<40°C), garantizando la aplicabilidad del sistema para la energización de implantes de alta potencia (15W).

Comparando ambas estrategias de control desarrolladas, la estrategia basada en la técnica del cortocircuito logra mantener el voltaje fijo en la carga (implante) en un rango mayor de distancias (5mm-85mm) comparado con la estrategia basada en la técnica del circuito abierto (5mm-75mm). Esto está directamente correlacionado con los resultados obtenidos de las técnicas de comunicación. Por otro lado, la estrategia basada en la técnica del circuito abierto logra una eficiencia mayor que la estrategia basada en la técnica del cortocircuito debido a que esta guarda algo de energía en los capacitores que

se ubican luego del rectificador en el secundario, mientras que en la técnica del cortocircuito la potencia se disipa en el interruptor en paralelo y en el circuito resonante.

En este trabajo se logra un significativo aumento de la distancia de control de energía, pudiendo mantener la energía controlada y constante en la carga (implante) hasta los 85mm de separación entre bobinas. Todo esto se logra con una potencia entregada a la carga de hasta 15W, con una eficiencia de hasta 75% y a una frecuencia de operación 300kHz. En la Tabla 6.1 se muestra una comparación de los principales parámetros de la estrategia de control con el estado del arte, donde puede observarse la mejora significativa de la distancia máxima a la cual el control es efectivo.

Tabla 6.1. Comparación de parámetros de la estrategia de control de energía con el estado del arte.

Trabajos	Frecuencia de operación [kHz]	Máxima distancia entre bobinas [mm]	Máxima Potencia Entregada a la Carga (PDL) [W]	Máxima Eficiencia en la Transmisión de Energía (PTE) [%]	Máxima temperatura del secundario [°C]
Este trabajo	300	85	15	75	39
Si et al [44]	150	55	20	NR	NR
Wang et al [46]	1000	15	0,25	65,8	NR
Chen et al [52]	250-320	20	12-60	90	NR
Ahn et al [56]	7000-9500	20	0,0933	63	NR
Yin et al [59]	513-523	NR	10	70	NR
Chow et al [60]	150	4	4,65	88	NR
Bagheri et al [61]	4000	30	14	90	NR

N.R: No reportado.

CAPÍTULO 7. DISCUSIÓN GENERAL Y CONCLUSIONES

7.1 Conclusión

En esta tesis se desarrolló un sistema de energización y comunicación inalámbrica para implantes médicos de alto consumo de potencia. El sistema está pensado en alimentar una bobina cardíaca que consume alrededor de 15W. El trabajo comenzó con la modelación y simulación de un enlace inductivo que permitiera cumplir los requisitos de potencia a una distancia nominal de 60mm, ya que se piensa ubicar el sistema en la zona abdominal de la persona, para lo cual la suma de grosores promedio de piel, grasa y músculo da aproximadamente 60mm. Mediante la simulación por métodos de elementos finitos en el *software COMSOL Multiphysics 6.2* se ejecutó un algoritmo iterativo en el cual se variaba la geometría del enlace inductivo (número de vueltas y diámetros de las bobinas primaria y secundaria) con el objetivo de aumentar la eficiencia de este. Así, se llegó a un enlace inductivo formado por una primaria plana de 120mm de diámetro externo y de 12 vueltas, y por

una bobina secundaria plana de 90mm de diámetro externo y 2 vueltas. Con esta configuración se logró una eficiencia en la transferencia de potencia de 68% con una potencia útil en el secundario de 17W. En las simulaciones también se comprobó que el enlace inductivo diseñado no sobrepasara las normas sobre radiación electromagnético a los tejidos biológicos. El estándar IEEE C95.1-2005 indica un máximo de radiación sobre el tejido biológico, utilizando la cantidad del SAR, de 10W/kg para el tronco y extremidades y con el sistema diseñado se llega a un máximo de 1,22W/kg.

Luego, con los resultados de las simulaciones se implementó el enlace inductivo y se comprobaron los resultados. Se procedió a desarrollar estrategias de comunicación basadas en LSK, donde se utilizó un interruptor en paralelo y otro en serie a la carga. De esta forma se propusieron 3 técnicas de comunicación LSK, la técnica del cortocircuito, la técnica del circuito abierto y la técnica dual, que vuelve a la comunicación insensible a la carga en el secundario. Con estas se logró establecer comunicación entre el implante y el exterior a una distancia máxima de 95mm con un BER menor a 10^{-7} , lo que representa una mejora significativa con respecto al estado del arte.

Utilizando estas técnicas de comunicación se desarrollaron dos estrategias de control de energía, una basada en la técnica del cortocircuito y otra basada en la técnica del circuito abierto. Con estas técnicas se logra mantener el voltaje de alimentación de la carga (implante) constante frente a variaciones de la distancia entre las bobinas y variaciones en la carga del implante. Se logró un rango de operación que va desde los 5mm a los 85mm, para dos cargas que representan dos estados de consumo del implante, consumo alto de 15W y consumo bajo de 100mW. Estas estrategias de control permiten reducir la temperatura de un regulador de voltaje ubicado en el secundario desde $\sim 120^{\circ}\text{C}$ (caso sin estrategia de control) a $\sim 35^{\circ}\text{C}$ (caso con estrategia de control). El sistema fue probado a temperatura ambiente ($\sim 20^{\circ}\text{C}$) y a una temperatura controlada de 36°C simulando la temperatura corporal. La mejora se mantiene casi igual en el caso del sistema a 36°C y permite mantener el regulador de voltaje en rangos de temperatura seguros para el cuerpo humano. De todas formas, generación de calor por parte del regulador de voltaje podría eliminarse completamente, ya que al utilizar la estrategia de control no es necesario un regulador para mantener el voltaje de alimentación de la carga (implante) fijo en el rango 5mm a 85mm de distancia entre bobinas. Los resultados de las estrategias de control también representan una

mejora significativa con respecto al estado del arte, permitiendo obtener un voltaje fijo en el secundario en un rango de distancia entre bobinas mucho mayor.

De esta forma, la hipótesis planteada en la formulación de esta tesis que dice: “Al utilizar un enlace inductivo para energizar y comunicar un dispositivo médico implantable, la técnica de cambios de impedancia reflejada puede utilizarse para comunicar y a la vez controlar y optimizar la energía entregada al secundario, desde el primario. Así, se controla la temperatura en el implante, manteniéndola en rangos seguros, sin perder la capacidad de comunicación y energización.” Se aprueba. Además, se cumplen todos los objetivos específicos de la tesis ya que se modeló un enlace inductivo y además, se simuló usando el método de los elementos finitos, todo esto con el objetivo de diseñar un enlace inductivo de alta eficiencia. Este enlace inductivo fue diseñado y fabricado y luego sobre él se implementaron técnicas de comunicación LSK, con las cuales se aumentó el rango de comunicación hasta 95mm de distancia. También se implementaron estrategias de control de energía para alimentar un implante con dos modos de consumo de potencia, uno de ellos de 15W, que permite mantener el voltaje constante en el secundario (implante) frente a cambios de carga

(modos de consumo del implante) y cambios de acoplamiento (distancia entre las bobinas).

7.2 Trabajos Futuros

Debido a que la hipótesis de esta tesis fue comprobada como trabajo futuro se existen varios caminos que se podrían seguir:

1. Partiendo por el modelo y simulaciones, se podría implementar una aplicación en el *software COMSOL Multiphysics* que permita automáticamente diseñar un enlace inductivo maximizando algún parámetro, como por ejemplo potencia de salida, eficiencia, entre otras, considerando algunas restricciones como la potencia de entrada máxima, tamaño, entre otras.
2. Se podrían considerar otras condiciones al diseñar el enlace inductivo. Se podría considerar el implementar el sistema considerando un enlace inductivo omnidireccional que permita energizar un implante o dispositivo médico cuyos movimientos dentro del cuerpo sean mucho más significativos, por ejemplo, una cápsula de endoscopia.

3. Con respecto a las estrategias de comunicación se podría variar la frecuencia de los MOSFET que controlan la comunicación y también la frecuencia del Carrier para aumentar la cantidad de datos que se puede enviar. Siempre hay que tener en consideración para esto la normativa de radiación electromagnética sobre los tejidos biológicos, por lo tanto, al aumentar la frecuencia muy probablemente se deba limitar la potencia transmitida.
4. Con respecto a las estrategias de control desarrolladas, se podría automatizar el proceso de calibración mediante algún método de control automático o eliminarlo definitivamente utilizando reconocimiento de patrones e inteligencia artificial.
5. También, se podría diseñar e implementar nuevas estrategias de control que permitan aumentar el rango de operación, considerando por ejemplo una estrategia que varíe la frecuencia del enlace inductivo, o que considere una variación de frecuencia y voltaje al mismo tiempo.
6. Finalmente, se podrían realizar pruebas *in-vivo* del sistema desarrollado con el objetivo de validarlo para que pueda ser usado en humanos.

ACRÓNIMOS

- A.C. : Corriente alterna (Del inglés, *Alternating Current*).
- A.W.G. : Calibre de Alambre Americano (Del inglés *American Wire Gauge*).
- B.E.R. : Tasa de Bits Erróneos (Del inglés, *Bit Error Rate*).
- C.D.M.A. : Acceso Múltiple de División de Código (Del inglés *Code-Division Multiple Access*).
- C.M.O.S. : Semiconductor Complementario de Óxido de Metal (Del inglés *Complementary metal-oxide-semiconductor*).
- D.C. : Corriente Continua (Del inglés *Direct Current*).
- D.P.P. : Posición de Pulso Diferencial (Del inglés *Differential Pulse Position*).
- F.P.G.A. : Matriz de puertas programables en campo. (Del inglés *Field-programmable gate array*).
- F.S.K : Manipulación de Cambios de Frecuencia (Del inglés, *Frequency Shift Keying*).
- I.C.N.R.P. : Comisión Internacional de Protección de Radiaciones no Ionizantes (Del inglés *International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection*).
- L.S.K. : Manipulación de Cambios de Impedancia Reflejada (Del inglés, *Load Shift Keying*).
- M.E.M.S. : Dispositivos Microelectromecánicos (Del inglés *Micro-electromechanical*).
- M.I. : Índice de Modulación (Del inglés *Modulation Index*).
- M.O.S.F.E.T. : Transistor de efecto de campo semiconductor oxido de metal (Del inglés *metal-oxide-semiconductor field-effect transistor*).
- N.F.C : Comunicación de campo cercano (Del inglés *Near-Field Communicaciton*).
- O.O.K. : Manipulación de Encendido y Apagado (Del inglés *On Off Keying*).
- P.D.L : Potencia Entregada a la Carga (Del inglés *Power Delivered to the Load*).
- P.S.K. : Manipulación de Cambios de Fase (Del inglés *Phase Shift Keying*).

P.T.E. : Eficiencia en la Transferencia de Energía (Del inglés *Power Transfer Efficiency*).

S.A.R. : Tasa de Absorción Específica (Del inglés *Specific Absorption Rate*).

W.P.T. : Transmisión Inalámbrica de Energía (Del inglés, *Wireless Power Transmission*).

CAPÍTULO 8. Referencias

- [1] TechNavio, «Global Implantable Medical Devices Market 2015-2019,» Infiniti Research Limited, 2015.
- [2] I. Clausen y T. Glott, «Review: Development of Clinically Relevant Implantable Pressure Sensors: Perspectives and Challenges,» *Sensors*, vol. 14, nº 9, pp. 177686-177702, 2014.
- [3] R. Kasthur y N. Lekshmanan, «Design and Control of a Transcutaneous Power Regulator for Artificial Heart,» *International Journal of Engineering Trends and Technology (IJETT)*, vol. 8, pp. 149-153, 2014.
- [4] G. Tortora, F. Mulana, G. Ciuti, P. Dario y A. Menciassi, «Inductive-Based Wireless Power Recharging System for an Innovative Endoscopic Capsule,» *Energies*, vol. 8, nº 9, pp. 10315-10334, 2015.
- [5] H. Chiu, M. Lin, C. Lin, I. Ho, W. Lin, P. Fang, Y. Lee, Y. Wen y S. Lu, «Pain Control on Demand Based on Pulsed Radio-Frequency Stimulation of the Dorsal Root Ganglion Using a Batteryless Implantable CMOS SoC,» *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 4, nº 6, pp. 350-359, 2010.
- [6] D. Zhou y E. Greenbaum, *Implantable Neural Prostheses 2: Techniques and Engineering Approaches*, New York: Springer-Verlag, 2010.
- [7] K. Bazaka y M. Jacob, «Review: Implantable Devices: Issues and Challenges,» *Electronics*, vol. 2, nº 1, pp. 1-34, 2013.
- [8] T. Sun, X. Xie y Z. Wang, *Wireless Power Transfer for Medical Microsystems*, New York: Springer-Verlag, 2013.
- [9] F. Mastri, A. Costanzo y M. Mongiardo, «Coupling – independent wireless power transfer,» *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 26, nº 3, pp. 222-224, 2016.
- [10] M. Hannan, S. Mutashar, S. Samadi y A. Hussain, «Review: Energy harvesting for the implantable biomedical devices: issues and challenges,» *BioMedical Engineering OnLine*, p. 79, 2014.
- [11] P. Niu, P. Chapman, R. Riemer y X. Zhang, «Evaluation of Motions and Actuation Methods for Biomechanical Energy Harvesting,» de *35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Aachen, 2004.
- [12] P. D. Mitcheson, E. M. Yeatman, G. Kondala Rao, A. S. Holmes y T. C. Green, «Energy Harvesting From Human and Machine Motion for Wireless Electronic Devices,» de *Proceedings of the IEEE*, Volume: 96 , Issue: 9, 2008.
- [13] B. Lenaerts y R. Puers, *Omnidirectional Inductive Powering for Biomedical Implants*, Leuven, Belgium: Springer, 2009.

- [14] G. Lazzi, «Thermal effects of bioimplants,» *IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine*, vol. 24, n° 5, pp. 75-81, 2005.
- [15] M. W. Reichert , «Indwelling Neural Implants: Strategies for Contending with the In Vivo Environment,» *Frontiers in Neuroengineering*, 2008.
- [16] C. R. Davies, F. Fumio, F. Kiyotaka, K. Muramoto, S. C. Himley, A. Massiello, J.-F. Chen y H. Harasaki, «Adaptation of tissue to a chronic heat load,» *ASAIO Journal*, vol. 40, n° 3, pp. M514-M517, 1994.
- [17] L. S. Goldstein, M. W. Dewhirst, M. Repacholi y L. Kheifets , «Summary, conclusions and recommendations: adverse temperature levels in the human body,» *International Journal of Hyperthermia*, vol. 19, n° 3, pp. 373-384, 2003.
- [18] «ISO 14708-1:2000 Implants for surgery - Active implantable medical devices - Part 1: General requirements for safety, marking and for information to be provided by the manufacturer,» ISO/TC 150/SC 6 Active implants, 2000.
- [19] «C95.1-2005-IEEE Standard for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 kHz to 300 GHz,» IEEE, 2006.
- [20] B. Greenebaum y F. Barnes, *Bioengineering and Biophysical Aspects of Electromagnetic Fields*, CRC Press, 2019.
- [21] N. Ida, *Engineering Electromagnetics*, Akron, OH, USA: Springer, 2015.
- [22] IEEE, «C95.1-2005 - IEEE Standard for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 kHz to 300 GHz,» de *IEEE Std C95.1-2005*, IEEE, 2006, pp. 1-238.
- [23] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection, «ICNIRP guidelines for limiting exposure to time-varyin electric, magnetic and electromagnetic fields (up to 300 ghz),» *Health Physiscs*, vol. 74, n° 4, pp. 494-522, 1998.
- [24] K. Van Schuylenbergh y R. Puers, *Inductive Powering: Basic Theory and Application to Biomedical Systems*, Leuven, Belgium: Springer, 2009.
- [25] D. B. Geselowitz, Q. T. Hoang y R. Gaumond, «The effects of metals on a transcutaneous energy transmission system,» *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 39, n° 9, pp. 928-934, 1992.
- [26] W. Khan, E. Muntimadugu, M. Jaffe y A. J. Domb, «Implantable Medical Devices,» de *Focal Controlled Drug Delivery*, Boston, MA, Springer, 2013, pp. 33-59.
- [27] P. Ravazzani, J. Ruohonen, G. Tognola , F. Anfosso, M. Ollikainen, R. J. Ilmoniemi y F. Grandori, «Frequency-Related Effects in the Optimization of Coils for the Magnetic Stimulation of the Nervous System,» *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 49, n° 5, pp. 463-471, 2002.
- [28] F. T. Ulaby y U. Ravaioli, *Fundamentals of Applied Electromagnetics*, New Jersey: Pearson Education, Inc, 2015.

- [29] A. Thumin, G. Reed, F. Lupo, G. Myers y L. Cortes, «A power transformer for mechanical heart,» de *Artificial Heart Program Conf Proc.*, 1966.
- [30] W. E. Richenbacher, W. E. Pae Jr, J. A. Magovern, G. Rosenberg, A. J. Snyder y W. S. Pierce, «Roller screw electric motor ventricular assist device,» *ASAIO Transactions*, vol. 32, n° 1, pp. 46-48, 1986.
- [31] K. X. Qian, P. Zeng, W. M. Ru y H. Y. Yuan, «Technical note: A durable impeller pump with rolling bearing and purge system,» *Journal of Medical Engineering & Technology*, vol. 25, n° 6, pp. 273-275, 2001.
- [32] G.-R. LI, W.-G. MA y X.-D. ZHU, «Development of a New Left Ventricular Assist Device: The Dynamic Aortic Valve,» *ASAIO Journal*, vol. 47, n° 3, pp. 257-260, 2001.
- [33] S. D. Gregory, M. C. Stevens y J. F. Fraser, *Mechanical Circulatory and Respiratory Support*, Cambridge, MA: Elsevier, 2018.
- [34] K. Gosalia, J. Weiland, M. Humayun y G. Lazzi, «Thermal elevation in the human eye and head due to the operation of a retinal prosthesis,» *IEEE Transactions Biomedical Engineering*, vol. 51, n° 8, pp. 1496-1477, 2004.
- [35] D. Karakitsos y A. Karabinis, «Hypothermia therapy after traumatic brain injury in children,» *The New England Journal of Medicine*, vol. 359, n° 11, pp. 1179-1180, 2008.
- [36] E. S. Hochmair, «System Optimization for Improved Accuracy in Transcutaneous Signal and Power Transmission,» *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vols. %1 de %2BME-31, n° 2, pp. 177 - 186, 1984.
- [37] D. C. Galbraith, M. Soma y R. L. White, «A Wide-Band Efficient Inductive Transdennal Power and Data Link with Coupling Insensitive Gain,» *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vols. %1 de %2BME-34, n° 4, pp. 265 - 275, 1987.
- [38] S. Luan, A. Eftekhar, O. H. Murphy y T. G. Constandinou, «Towards an inductively coupled power/data link for bondpad-less silicon chips,» de *2011 IEEE International Symposium of Circuits and Systems (ISCAS)*, Rio de Janeiro, Brazil, 2011.
- [39] F. Mounaim y M. Sawan, «Toward A Fully Integrated Neurostimulator With Inductive Power Recovery Front-End,» *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 6, n° 4, pp. 309 - 318, 2012.
- [40] J. Albesa y M. Gasulla, «Voltage regulation on inductive power links for autonomous sensors,» de *2012 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings*, Graz, Austria, 2012.
- [41] J.-D. Kim, C. Sun y I.-S. Suh, «A proposal on wireless power transfer for medical implantable applications based on reviews,» de *2014 IEEE Wireless Power Transfer Conference*, Jeju, South Korea, 2014.

- [42] K. van Schuylenbergh y R. Puers, *Inductive Powering Basic Theory and Application to Biomedical Systems*, Springer Netherlands, 2009.
- [43] N. d. N. Donaldson , «Voltage regulators for implants powered by coupled coils,» *Medical and Biological Engineering and Computing*, vol. 21, p. 756–761, 1983.
- [44] P. Si, A. P. Hu, J. W. Hsu, M. Chiang, Y. Wang, S. Malpas y D. Budgett, «Wireless Power Supply for Implantable Biomedical Device Based on Primary Input Voltage Regulation,» de *2nd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, Harbin, China, 2007.
- [45] P. Aqueveque, M. Sáez, J. E. Rodríguez y E. Pino, «An inductive-link with a regulated secondary voltage based on frequency adjustment,» de *2012 Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, San Diego, CA, USA, 2012.
- [46] G. Wang, W. Liu, M. Sivaprakasam y G. A. Kendir, «Design and analysis of an adaptive transcutaneous power telemetry for biomedical implants,» *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 52, n° 10, pp. 2109 - 2117, 2005.
- [47] P. Donaldson , «Frequency-hopping in r.f. energy-transfer links,» *Electronics & Wireless World*, pp. 24-26, 1986.
- [48] C.-S. Wang, O. H. Stielau y G. A. Covic, «Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, n° 5, pp. 1308 - 1314, 2005.
- [49] N. Jamal, S. Saat, Y. Yusop, T. Zaid y H. Husin, «Simulation Study on Self-frequency Tracking Control Strategy for Inductive Power Transfer System,» *Journal of Telecommunication, Electronic and Computer Engineering*, vol. 7, n° 1, pp. 97-102, 2015.
- [50] S. Chopra y P. Bauer, «Analysis and design considerations for a contactless power transfer system,» de *2011 IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, Amsterdam, Netherlands, 2011.
- [51] A. Trigui, S. Hached, F. Mounaim, A. C. Ammari y M. Sawan, «Inductive Power Transfer System With Self-Calibrated Primary Resonant Frequency,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, n° 11, pp. 6078 - 6087, 2015.
- [52] Q. Chen, S. C. Wong, C. K. Tse y X. Ruan, «Analysis, Design, and Control of a Transcutaneous Power Regulator for Artificial Hearts,» *IEEE TRANSACTIONS ON BIOMEDICAL CIRCUITS AND SYSTEMS*, vol. 3, n° 1, pp. 23-31, 2009.
- [53] N. d. N. Donaldson , «Use of feedback with voltage regulators for implants powered by coupled coils,» *Medical and Biological Engineering and Computing*, vol. 23, n° 3, p. 291, 1985.
- [54] G. Vandevoorde y R. Puers, «Wireless energy transfer for stand-alone systems: a comparison between low and high power applicability,» *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 92, n° 1-3, pp. 305-311, 2001.

- [55] N. d. N. Donaldson, «Ph.D. Thesis: The electrical design of an implantable,» University of London, 1990.
- [56] D. Ahn y S. Hong, «Wireless Power Transmission With Self-Regulated Output Voltage for Biomedical Implant,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, n° 5, pp. 2225 - 2235, 2014.
- [57] J. Tritschler, B. Goeldi, S. Reichert y G. Griep, «Comparison of different control strategies for series-series compensated inductive power transmission systems,» de *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, Geneva, Switzerland, 2015.
- [58] Y.-G. Su, H.-Y. Zhang, W. Zhi-Hui, A. P. Hu, L. Chen y Y. Sun, «Steady-State Load Identification Method of Inductive Power Transfer System Based on Switching Capacitors,» *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 30, n° 11, pp. 6349-6355, 2015.
- [59] J. Yin, D. Lin, C.-K. Lee y S. Y. R. Hui, «A Systematic Approach for Load Monitoring and Power Control in Wireless Power Transfer Systems Without Any Direct Output Measurement,» *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 30, n° 3, pp. 1657-1667, 2015.
- [60] J. P.-W. Chow, H. S.-H. Chung y C.-S. Cheng, «Use of Transmitter-Side Electrical Information to Estimate Mutual Inductance and Regulate Receiver-Side Power in Wireless Inductive Link,» *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 31, n° 9, pp. 6079-6091, 2016.
- [61] A. Bagheri, A. Erfanian y A. Abrishamifar, «Automatic tuning of the Class E power amplifier applied in inductive links during coil separation variations,» *International Journal of Electronics and Communications (AEÜ)*, vol. 124, n° September 2020, pp. 153337-153348, 2020.
- [62] N. d. N. Donaldson, «Passive signalling via inductive coupling,» *Medical & Biological Engineering & Computing*, vol. 24, n° 2, pp. 223-224, 1986.
- [63] Z. Tang, B. Smith, J. H. Schild y P. H. Peckham, «Data Transmission from an Implantable Biotelemeter by Load-Shift Keying Using Circuit Configuration Modulator,» *IEEE TRANSACTIONS ON BIOMEDICAL ENGINEERING*, vol. 42, n° 5, pp. 524-528, 1995.
- [64] C.-K. Liang, J.-J. J. Chen, C.-L. Chung, C.-L. Cheng y C.-C. Wang, «An implantable bi-directional wireless transmission system for transcutaneous biological signal recording,» *Physiological Measurement*, vol. 26, n° 1, pp. 83-97, 2005.
- [65] N. Chaimanonart, M. A. Suster, W. H. Ko y D. J. Young, «Two-Channel Data Telemetry with Remote RF Powering for High-Performance Wireless MEMS Strain Sensing Applications,» de *SENSORS, 2005 IEEE*, Irvine, CA, USA, 2005.
- [66] L. H. Jung, P. Preston, G. J. Suaning y N. H. Lovell, «A wideband frequency-shift keying demodulation technique for inductively powered biomedical implants,»

Australasian Physical & Engineering Sciences in Medicine, vol. 30, n° 2, pp. 141-146, 2007.

- [67] A. Javan-Khoskholgh, Z. Abukhalaf, J. Li, L. S. Miller, M. Kiani y A. Farajidavar, «An Inductive Narrow-Pulse RFID Telemetry System for Gastric Slow Waves Monitoring,» de *2016 38th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC)*, Orlando, FL, USA, 2016.
- [68] S. Ha, C. Kim, J. Park, S. Joshi y G. Cauwenberghs, «Energy Recycling Telemetry IC With Simultaneous 11.5 mW Power and 6.78 Mb/s Backward Data Delivery Over a Single 13.56 MHz Inductive Link,» *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS*, vol. 51, n° 11, pp. 2664 - 2678, 2016.
- [69] «An Integrated Passive Phase-Shift Keying Modulator for Biomedical Implants With Power Telemetry Over a Single Inductive Link,» *IEEE TRANSACTIONS ON BIOMEDICAL CIRCUITS AND SYSTEMS*, vol. 11, n° 1, pp. 64-77, 2017.
- [70] M. Najjarzadegan, I. Ghotbi, S. J. Ashtiani y O. Shoaerr, «A Double-Carrier Wireless Power and Data Telemetry for Implantable Biomedical Systems,» de *2016 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, Montreal, QC, Canada, 2016.
- [71] M. Najjarzadegan, E. H. Hafshejan y S. Mirabbasi, «An Open-Loop Double-Carrier Simultaneous Wireless Power and Data Transfer System,» *IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS—II: EXPRESS BRIEFS*, vol. 66, n° 5, pp. 823-827, 2019.
- [72] P. Feng, M. Maslik y T. G. Constandinou, «EM-Lens Enhanced Power Transfer and Multi-Node Data Transmission for Implantable Medical Devices,» de *2019 IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS)*, Nara, Japan., 2019.
- [73] Y. SUN, L. YUEGONG, J. WU, P. GAO, N. JIN, K. FENG y H. ZHANG, «Bidirectional Simultaneous Wireless Information and Power Transfer via Sharing Inductive Link and Single Switch in the Secondary Side,» *IEEE Access*, vol. 8, pp. 184187-184198, 2020.
- [74] J. Lee, B. Bae, B. Kim y B. Lee, «Full-duplex enabled wireless power transfer system via textile for miniaturized IMD,» *Biomedical Engineering Letters*, vol. 2022, n° 12, pp. 295-302, 2022.
- [75] L. Tang, R. Yang, H. Zhang y J. Zhang, «A Wireless Power and Bidirectional Data Telemetry Prototype Using a Single Inductive Link for Biomedical Implants,» de *2023 IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS)*, Toronto, Canada, 2023.
- [76] M. J. Karimi, M. Jin, Y. Zhou, C. Dehollain y A. Schmid, «Wirelessly Powered and Bi-directional Data Communication System with Adaptive Conversion Chain for Multisite Biomedical Implants Over Single Inductive Link,» *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, pp. 1-11, 2024.

- [77] Y. Luo, Y. Yang, H. Hong y Z. Dai, «A Simultaneous Wireless Power and Data Transfer System With Full-Duplex Mode for Underwater Wireless Sensor Networks,» *IEEE SENSORS JOURNAL*, vol. 24, n° 8, pp. 12570-12583, 2024.
- [78] T. Campi, S. Cruciani, F. Maradei, A. Montalto, F. Musumeci y M. Feliziani, «Uninterruptable Transcutaneous Wireless Power Supply for an LVAD: Experimental Validation and EMF Safety Analysis,» *IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY*, vol. 63, n° 5, pp. 1717-1725, 2021.
- [79] T. Campi, S. Cruciani, F. Maradei y M. Feliziani, «Wireless Power Supply System for Left Ventricular Assist Device and Implanted Cardiac Defibrillator,» de *2021 IEEE MTT-S Wireless Power Transfer Conference*, San Diego, CA, USA, 2021.
- [80] COMSOL AB, *AC/DC Module User's Guide*.
- [81] J. Reiriz, «Tejidos, membranas, piel y derivados de la piel,» Colegio oficial de Enfermeras y Enfermeros, Universidad de Barcelona., Barcelona, España, 2015.
- [82] H. Kanehisa, M. Miyatani y K. Azuma, «Influences of age and sex on abdominal muscle and subcutaneous fat thickness,» *European Journal of Physiology*, n° 91, pp. 534-537, 2004.
- [83] G. RANKIN, M. STOKES y D. J. NEWHAM, «ABDOMINAL MUSCLE SIZE AND SYMMETRY IN NORMAL SUBJECTS,» *Muscle Nerve*, vol. 34, pp. 320-326, 2006.
- [84] P. Hasgall, F. Di Gennaro, C. Baumgartner, E. Neufeld, B. Lloyd, M. Gosselin, D. Payne, A. Klingenböck y N. Kuster, «IT'IS Database for thermal and electromagnetic parameters of biological tissues,» DOI: 10.13099/VIP21000-04-0, 2018.
- [85] M. K. Kazimierczuk, *RF Power Amplifiers*, Dayton, Ohio, USA: John Wiley & Sons Ltd., 2015.
- [86] European Telecommunication Standard Institute, «System Reference document (SRdoc); Wireless Power Transmission (WPT) systems operating below 30 MHz,» ETSI, Sophia Antipolis Cedex, 2019.