




Universidad de Concepción  
Dirección de Postgrado  
Facultad de Ingeniería - Programa de Doctorado en Ciencias de la Ingeniería con  
mención Ingeniería Eléctrica.



## **Estrategias de control de energización de implantes médicos mediante enlaces inductivos**

Tesis para optar al grado de Doctor en Ciencias de la Ingeniería con  
mención en Ingeniería Eléctrica

FRANCISCO ANDRÉS SAAVEDRA RODRÍGUEZ  
CONCEPCIÓN-CHILE  
2017

Profesor Guía: Pablo Esteban Aqueveque Navarro  
Dpto. de Ingeniería Eléctrica, Facultad de Ingeniería  
Universidad de Concepción



UNIVERSIDAD DE CONCEPCIÓN  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

ESTRATEGIAS DE CONTROL DE ENERGIZACIÓN DE IMPLANTES MÉDICOS  
MEDIANTE ENLACES INDUCTIVOS

POR

FRANCISCO ANDRÉS SAAVEDRA RODRÍGUEZ  
becario Conicyt

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

Profesor Guía: Pablo Esteban Aqueveque Navarro

Dpto. de Ingeniería Eléctrica, Facultad de Ingeniería

Universidad de Concepción

Agosto 2017  
Concepción, Chile  
© 2017, Francisco Andrés Saavedra Rodríguez



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 A CONICYT

Esta tesis fue apoyada por:

- CONICYT-PCHA/Doctorado Nacional/2013 - 21130524
- IV Concurso de Equipamiento Científico y Tecnológico Mediano Fondequip. Código EQM 150114.

## TABLA DE CONTENIDOS

ÍNDICE DE TABLAS.....	x
ÍNDICE DE FIGURAS.....	xi
RESUMEN.....	xix
ACRÓNIMOS.....	xx
CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 Introducción general.....	1
1.2 Efecto de la temperatura en los tejidos.....	5
1.3 Fuentes de generación de calor en un dispositivo implantado energizado mediante enlaces inductivos.....	6
1.3.1 Disipación de calor en la bobina implantada (secundaria).....	7
1.3.2 Corrientes de Eddy.....	10
1.3.3 Radiación de ondas electromagnéticas al utilizar un enlace inductivo.....	11
1.3.4 Circuito electrónico del dispositivo implantado.....	17
1.4 Hipótesis de trabajo.....	20
1.5 Objetivos.....	20
1.5.1 Objetivo General.....	20

1.5.2 Objetivos Específicos.....	20
1.6 Publicaciones.....	22
1.6.1 Journal ISI.....	22
1.6.2 Capítulo de libro.....	23
1.6.3 Patentes.....	23
1.6.4 Publicaciones en conferencias internacionales.....	24
CAPÍTULO 2. ESTADO DEL ARTE: MÉTODOS DE REGULACIÓN DEL VOLTAJE DE ENERGIZACIÓN EN ENLACES INDUCTIVOS.....	26
2.1 Estrategias de control del voltaje con realimentación.....	30
2.1.1 Control con realimentación desde el circuito secundario.....	30
2.1.1.1 Control mediante el ajuste del voltaje que energiza al circuito primario.....	31
2.1.1.2 Control mediante el ajuste de la frecuencia de operación del enlace inductivo.....	33
2.1.2 Control con realimentación desde el circuito primario.....	40
CAPÍTULO 3. ANÁLISIS Y MODELACIÓN DE UN ENLACE INDUCTIVO.....	47
3.1 Modelo eléctrico de un enlace inductivo.....	53
3.2 Análisis de un enlace inductivo en resonancia.....	57
CAPÍTULO 4. DISEÑO ENLACE INDUCTIVO SERIE - PARALELO.....	64
4.1 Circuito Primario.....	65

4.1.1 Convertidor DC-DC.....	65
4.1.1.1 Diseño del convertidor SEPIC.....	67
4.1.1.2 Simulación del convertidor SEPIC.....	69
4.1.2 Amplificador de potencia o inversor.....	71
4.1.2.1 Amplificador de potencia clase D.....	72
4.1.2.2 Amplificador de potencia clase E: .....	74
4.1.2.3 Diseño amplificador de potencia clase D.....	76
4.1.2.4 Simulación del amplificador de potencia clase D.....	77
4.2 Circuito secundario.....	79
4.2.1 Convertidor AC-DC.....	80
<b>CAPÍTULO 5. CONSTRUCCIÓN ENLACE INDUCTIVO SERIE-PARALELO..</b>	<b>83</b>
5.1 Construcción y selección de bobinas. ....	83
5.2 Construcción y resultados experimentales del convertidor SEPIC. ....	88
5.3 Construcción amplificador de potencia clase D. ....	90
5.4 Pruebas de funcionamiento del enlace inductivo.....	92
<b>CAPÍTULO 6. DISEÑO ESTRATEGIA DE CONTROL PARA UN ENLACE</b>	
<b>INDUCTIVO TOPOLOGIA SERIE – PARALELO.....</b>	<b>94</b>
6.1 Caracterización del enlace inductivo serie – paralelo. ....	95
6.1.1 Condición de operación 1. ....	97
6.1.2 Condición de operación 2. ....	98
6.1.3 Discusión. ....	99

6.2 Estrategia de control para regular el voltaje de energización de un dispositivo implantado frente a variaciones de acoplamiento y carga constante.....	105
6.2.1 Resultados experimentales. ....	107
6.3 Estrategia de control para regular voltaje de energización de un dispositivo implantado frente a variaciones de acoplamiento y carga.....	116
6.3.1 Modelo del circuito secundario en cortocircuito. ....	121
6.3.2 Modelo del circuito secundario en circuito abierto. ....	125
6.3.2.1 Análisis circuito secundario operando cerca de la frecuencia de resonancia.....	130
6.3.3 Diseño de la estrategia de control. ....	131
6.3.3.1 Proceso de identificación y calibración del enlace inductivo.....	131
6.3.3.2 Circuito para medir el desfase entre el voltaje y la corriente en el circuito primario.....	137
6.3.3.3 Interruptor para abrir el circuito secundario.....	139
6.3.3.4 Detectar apertura del interruptor.....	142
6.3.4 Algoritmo de la estrategia de control.....	146
6.3.5 Resultados experimentales. ....	150
6.3.5.1 Pruebas de impacto de carga. ....	152

6.3.5.2 Pruebas cambios de acoplamiento.....	155
6.3.5.3 Pruebas térmicas.....	156
CAPÍTULO 7. CONCLUSIONES.....	160
BIBLIOGRAFÍA.....	165
ANEXO I.....	173
ANEXO II.....	181



## ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1.1.- Exposición Máxima Permitida (MPE) para frecuencias de 3 kHz a 5 MHz. ....	14
Tabla 1.2.- Restricciones básicas (BR) para magnéticos variables en el tiempo.....	15
Tabla 5.1.- Parámetros del enlace inductivo implementado .....	86
Tabla 5.2.- Componentes del convertidor SEPIC .....	88
Tabla 5.3.- Componentes del amplificador de potencia Clase D .....	90
Tabla 6.1.- Reglas del control Fuzzy.....	110
Tabla 7.1.- Comparativa del trabajo realizado con otras estrategias de control.	162



## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1.- Dispositivos médicos implantados. A) Implante coclear, B) Sensor de presión intracraneal implantado, C) Implante de retina, D) Neuroestimulador electrónico funcional implantado para corregir el pie caído.....	2
Figura 1.2.- Esquema básico de un enlace inductivo.....	3
Figura 1.3.- Fuentes de disipación de calor en dispositivos médicos implantados.....	7
Figura 1.4.- Flujo de la corriente en un cable, A) Sin efecto Skin, corriente fluye por toda la sección del cable, B) Con Efecto Skin, corriente fluye por el borde del cable .....	9
Figura 1.5.- Sección transversal de un cable Litz.....	9
Figura 1.6.- Corrientes de Eddy en un material conductor.....	11
Figura 1.7.- Representación gráfica de los MPE para frecuencias entre 100kHz a 300GHz.....	16
Figura 2.1.- Formas en que la posición entre bobinas puede variar.....	27
Figura 2.2.- Relación entre la ganancia de salida del enlace inductivo frente a variaciones de frecuencia de operación y variaciones de acoplamiento .....	28

Figura 2.3.- Control por voltaje desde el circuito primario con realimentación desde el circuito secundario.....	32
Figura 2.4.- Fenómeno de bifurcación de la frecuencia de resonancia. ....	34
Figura 2.5.- a) Esquema del sistema de control para ajustar la capacitancia en el primario, b) Comparación de la potencia de salida del enlace obtenida por los métodos analizados. ....	36
Figura 2.6.- Esquema del sistema de ajuste de la frecuencia de resonancia.....	37
Figura 2.7. Esquema del control por frecuencia con realimentación desde el circuito secundario .....	39
Figura 2.8.- Esquema del control del enlace inductivo desde la bobina primaria propuesto .....	41
Figura 2.9.- Topología paralelo – paralelo. ....	42
Figura 2.10.- A) Relación entre la fase de la impedancia de salida del enlace y las variaciones de acoplamiento, B) Relación entre la parte real de la impedancia de salida del enlace y las variaciones de acoplamiento .....	44
Figura 2.11.- Relación entre la parte real de la impedancia de salida del enlace y la variación de carga .....	45
Figura 3.1.- Acoplamiento magnético entre dos bobinas. Interacción de los campos magnéticos. ....	49
Figura 3.2.- Esquema de dos bobinas acopladas mutuamente, donde M es la inductancia mutua entre bobinas. ....	52
Figura 3.3.- Circuito equivalente de un enlace inductivo. ....	54

Figura 3.4.- Representación en función de la impedancia del circuito equivalente de un enlace inductivo. ....	56
Figura 3.5.- Enlace inductivo con capacitores de resonancia.....	57
Figura 3.6.- Topologías de sintonización de un enlace inductivo. ....	60
Figura 3.7.- Circuito equivalente del circuito secundario en resonancia.....	60
Figura 4.1.- Esquema en bloque de las etapas que componen un enlace inductivo típico. ....	64
Figura 4.2.- Circuito esquemático de un convertidor SEPIC. ....	66
Figura 4.3.- Esquema circuito del convertidor SEPIC con los valores de los componentes obtenidos mediante el proceso de diseño.....	69
Figura 4.4.- Curvas de funcionamiento del convertidor SEPIC obtenidas mediante la simulación. a) Voltaje en el interruptor MOSFET (IRF540),b) Corriente en el inductor $L_1$ .....	70
Figura 4.5.- Curvas de funcionamiento del convertidor SEPIC a) Voltaje de salida b) Corriente en el capacitor $C_B=10 \mu\text{F}$ .....	71
Figura 4.6.- Amplificador de potencia Clase D.. ....	72
Figura 4.7.- Formas de onda amplificador Clase D con interruptores ideales.....	74
Figura 4.8.- Amplificador de potencia Clase E.....	75
Figura 4.9.- Esquema del Amplificador clase D.....	76
Figura 4.10.- Voltaje de salida del transformador de pulso cuando está conectado al medio puente y al circuito resonante.....	78

Figura 4.11.- a) Voltaje en el circuito resonante (inductor, capacitor, resistencias internas), b) Corriente en el circuito resonante (div:1V/1A).....	79
Figura 4.12.- Rectificador de media onda .....	81
Figura 4.13.- Rectificador de onda completa .....	82
Figura 5.1.- Bobina primarias de 50 mm, 60 mm y 70 mm de diámetros y secundaria de 40 mm de diámetro fabricadas .....	84
Figura 5.2.- Voltaje a la salida del circuito secundario rectificado y filtrado con distintas combinaciones de bobinas a 40 mm de separación entre bobinas .....	86
Figura 5.3.- Etapas del enlace inductivo implementado luego de la fase de diseño.....	87
Figura 5.4.- Formas de onda del convertidor SEPIC implementado a) $V_{DS}$ del MOSFET IRF540, b) Voltaje de salida del convertidor SEPIC ( $\cong 12$ V).....	89
Figura 5.5.- Formas de onda del amplificador clase D, voltaje a la salida del transformador de pulso. ....	91
Figura 5.6.- a) Voltaje en el circuito resonante (inductor, capacitor, resistencias internas), b) Corriente en el circuito resonante (div:1mV/1mA).....	91
Figura 5.7.- Formas de onda del enlace inductivo en funcionamiento .....	93
Figura 6.1.- Esquema de la estrategia de control implementada desde el circuito primario del enlace inductivo.....	94
Figura 6.2.- Plataforma de pruebas del enlace inductivo serie-paralelo .....	96

Figura 6.3.- a) Impedancia vista desde el circuito primario frente a cambios en el acoplamiento de un enlace inductivo serie – paralelo con carga constante, y b) Fase vista desde el circuito primario de un enlace inductivo serie – paralelo con carga constante.....	97
Figura 6.4.- a) Impedancia vista desde el circuito primario de un enlace inductivo serie–paralelo frente a cambios de carga y b) Fase vista desde el circuito primario frente a cambios de carga. A una distancia axial entre bobinas de 1 cm.....	98
Figura 6.5.- Relación entre el voltaje y la corriente de salida desde el convertidor SEPIC cuando se tiene una carga constante con distintos voltajes objetivos a mantener en la carga. ....	103
Figura 6.6.- Relación entre el voltaje de entrada y la corriente de entrada al circuito primario cuando se tiene una carga variable.....	103
Figura 6.7.- Esquema proceso de calibración .....	105
Figura 6.8.- Esquema del sistema de control propuesto para controlar el voltaje de salida del enlace inductivo modificando el voltaje de energización del circuito primario. ....	107
Figura 6.9.- Curva de $V_{SEPIC}/I_{SEPIC}$ para la carga de $1k\Omega$ y 5V de salida .....	108
Figura 6.10.- Funciones de pertenencia de la entrada a) Error y b) Errord. ....	111
Figura 6.11.- Funciones de pertenencia de la salida del control Fuzzy %DUTY. ....	111

Figura 6.12.- Gráficos de resultados de un control del voltaje de salida de un enlace inductivo serie-paralelo, con una carga constante de $1k\Omega$ y 5V de salida. A) Bobina secundaria se acerca a la bobina primaria, B) bobina secundaria se aleja de la bobina primaria .....	115
Figura 6.13.- Método de señalización pasiva. ....	117
Figura 6.14.- Relación de la fase de la impedancia vista desde el circuito con la distancia axial entre las bobinas cuando el circuito secundario está cortocircuitado.....	118
Figura 6.15. Relación de la impedancia vista desde el circuito primario con la distancia axial entre bobinas a distintos valores de carga.....	118
Figura 6.16.- Esquema del enlace inductivo con el interruptor en serie en el circuito secundario .....	120
Figura 6.17.- Relación de la fase de la impedancia vista desde el circuito primario con la distancia axial entre bobinas cuando el circuito secundario está en circuito abierto .....	120
Figura 6.18.- Circuito equivalente enlace inductivo cuando el secundario está en cortocircuito.....	121
Figura 6.19. Simulación del modelo del enlace inductivo cuando el secundario está en cortocircuito.....	125
Figura 6.20.- Circuito esquemático del enlace inductivo cuando el secundario está en circuito abierto.....	126

Figura 6.21. Simulación del modelo del enlace inductivo cuando el secundario está en circuito abierto.....	129
Figura 6.22.- Esquema de medición para el proceso de calibración. ....	133
Figura 6.23.- Curvas obtenidas que relacionan el ciclo de trabajo y el voltaje del capacitor primario acondicionado, para ajuste frente cambios de acoplamiento.....	134
Figura 6.24.- Curvas obtenidas en el proceso de calibración para ambas cargas, que relaciona el voltaje en el capacitor primario acondicionado $V_{C_{1DC}}$ con el valor de desfase $V_{fase}$ , para ajuste frente a cambios de carga.....	136
Figura 6.25.- Formas de onda del comparador de fase (PC3) .....	138
Figura 6.26.- Esquema del circuito comparador de fase entre la corriente y el voltaje del circuito primario.....	139
Figura 6.27.- Esquema del circuito secundario con el interruptor en serie necesario para medir la fase de la impedancia en el circuito primario.. ..	140
Figura 6.28.- Esquema del circuito para detectar la apertura del interruptor en el circuito secundario... ..	143
Figura 6.29.- Formas de onda obtenidas de los circuitos implementados, a) Señal de apertura en el circuito secundario. b) Voltaje $V_{C_{1INT}}$ en el circuito primario... ..	145
Figura 6.30.- Formas de onda obtenidas de los circuitos implementados, a) Señal de apertura en el circuito secundario. b) Señal de salida del comparador en el circuito primario, que da cuenta de la apertura del interruptor.....	145

Figura 6.31.- Diagrama de flujo de algoritmo de control .....	149
Figura 6.32.- Esquema de conexión en el microcontrolador PSoC 4. ....	150
Figura 6.33.- Esquema en bloque de la estrategia de control. ....	152
Figura 6.34.- Formas de onda, pruebas de impacto de carga .....	154
Figura 6.35.- Vista ampliada del momento en que se abre el interruptor en el circuito secundario. ....	154
Figura 6.36.- Formas de onda pruebas de cambio de acoplamiento .....	155
Figura 6.37.- Imagen termográfica del regulador sin la estrategia de control a) en el peor caso y b) mejor caso .....	158
Figura 6.38.- Imagen termográfica del regulador con la estrategia de control implementada.....	159
Figura AI.1.- Circuito equivalente del convertidor SEPIC en el primer estado ..	173
Figura AI.2.-Circuito equivalente del convertidor SEPIC en el segundo estado. ....	175
Figura AI.3.- Formas de onda del convertidor SEPIC.....	178
Figura AI.4.- Tarjeta de desarrollo PSoC 4. ....	181
Figura AI.5.- Tarjeta PCB diseñada, a) Parte superior, b) parte inferior. ....	182
Figura AI.6.- Tarjeta PCB diseñada con todos los circuitos necesarios para implementar el circuito primario, adosado a la tarjeta de desarrollo PSoC 4. ...	183
Figura AI.7.- Rectificador de media onda, interruptor en serie y regulador implementado en el circuito secundario .....	184



## RESUMEN.

Los enlaces inductivos se caracterizan por ser sensibles a cambios de acoplamiento entre bobinas y cambios de consumo energético propios del funcionamiento de un dispositivo electrónico. Eso hace que mantener el voltaje de energización estable sea un reto. Actualmente, los métodos de regulación se basan en el uso de reguladores lineales de tensión, los cuales tienen la desventaja de disipar la energía que no se está utilizando en forma de calor. El aumento de temperatura en un dispositivo electrónico común generalmente no es crítico y se pueden implementar sistemas que permitan disipar ese calor. Sin embargo, cuando hablamos de dispositivos médicos implantados un aumento de la temperatura puede causar daños permanentes en los tejidos circundantes al implante, y por lo tanto, afecta a la seguridad del paciente. En este trabajo se probó y validó una estrategia de control que permiten controlar el voltaje de energización de dispositivos médicos implantados, utilizando un enlace inductivo topología serie-paralelo frente a cambios de acoplamiento y cambios de consumo. A diferencia de las estrategias propuestas a la fecha, la que se presenta en este trabajo permite hacer un control desde el circuito primario del enlace inductivo, es decir, desde la parte externa del dispositivo implantado. Esto permite eliminar cualquier sistema de regulación en el implante, haciendo que sea más confiable, más pequeño y se disminuyan las fuentes de disipación de calor. Se probó el concepto emulando un dispositivo implantado que tiene un consumo de 83.3 mW en reposo y 166,7 mW en funcionamiento. Mediante la estrategia propuesta se logró regular el voltaje de energización de 5V a una distancia máxima de 3 cm. Se evaluó el impacto que tiene la estrategia de control en la disipación de energía cuando se utiliza un regulador de voltaje, donde se disminuyó el aumento de temperatura desde 25°C a 3°C.

## ACRÓNIMOS

**SAR** Specific Absorption Rate (Tasa de Absorción Específica)

**ICNIRP** International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection  
(Comisión Internacional de protección de radiaciones no ionizantes).

**MPE** Maximum Permissible Exposure (Exposición Máxima Permisible)

**EL** Exposición Laboral

**EG** Exposición General

**RF** Radio Frecuencia

**PLL** Phase Locked Loop (Lazo de Seguimiento de Fase)

**VCO** Voltage Controlled Oscillator (Oscilador Controlado por Voltaje)

**AC** Alternating Current (Corriente Alterna)

**DC** Direct Current (Corriente Continua)

**SEPIC** Single-Ended Primary Inductor Converter

**ESR** Equivalent Series Resistance (Resistencia Equivalente en Serie)

**PCB** Printed Circuit Board (Placa de Circuito Impreso)

**TTL** Transistor-Transistor Logic (Lógica Transistor a Transistor)

**PWM** Pulse Width Modulation (Modulación por Ancho de Pulsos)

## CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN

### 1.1 Introducción general.

Los implantes médicos son dispositivos que tienen como objetivo reemplazar, monitorear o reparar una función perdida, tejido u órgano dañado del cuerpo humano. En las últimas décadas se han realizado múltiples esfuerzos en el desarrollo de dispositivos médicos implantados y la ingeniería ha cumplido un rol importante en el desarrollo de este tipo de dispositivos. Los avances tecnológicos han permitido que cada vez los dispositivos implantados sean más pequeños y eficientes. Se estima que para el año 2019 el uso de estos dispositivos crezca en 8.54% [1]. Dentro de los dispositivos más estudiados y conocidos se encuentran: prótesis de retina, marcapasos, corazón artificial, implante coclear, estimuladores eléctricos implantados y sensores implantados [2-6][7][8], los que se muestran en la figura 1.1.

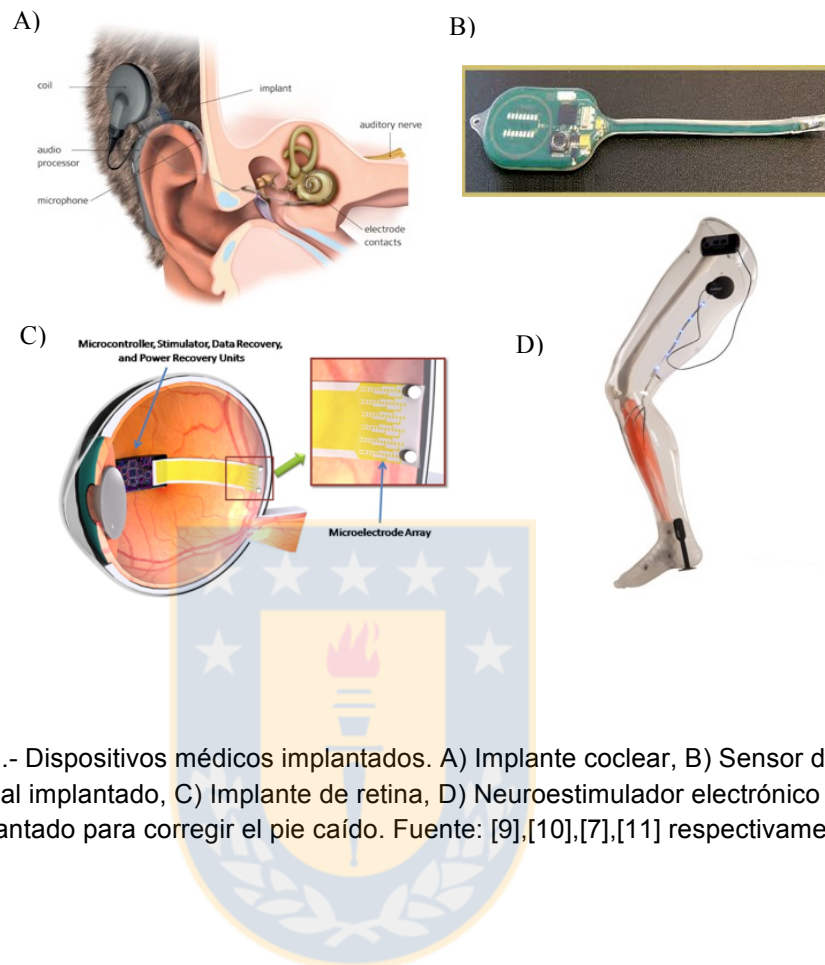


Figura 1.1.- Dispositivos médicos implantados. A) Implante coclear, B) Sensor de presión intracraneal implantado, C) Implante de retina, D) Neuroestimulador electrónico funcional implantado para corregir el pie caído. Fuente: [9],[10],[7],[11] respectivamente.

Uno de los principales desafíos para el diseño de un dispositivo médico implantado es la elección de un método de energización apropiado. Los métodos más comunes son el uso de cables y/o baterías, sin embargo, las altas probabilidades de generar infecciones mediante cables [12] y la vida útil limitada de las baterías [13], hace que sea necesario buscar otras alternativas de energización. Es así como la energización inalámbrica mediante enlaces inductivos ha tomado un papel relevante como método de energización de dispositivos implantados y ha sido motivo de estudio durante años. Un enlace

inductivo consiste en dos bobinas mutuamente acopladas las cuales, mediante un campo magnético, permiten transferir energía de forma inalámbrica. El enlace inductivo se puede dividir en dos partes, una externa y otra implantada. La figura 1.2 muestra el esquema básico de un enlace inductivo. Donde  $L_1$  es la bobina externa, a la cual llamaremos bobina primaria y  $L_2$  es la bobina implantada a la que llamaremos bobina secundaria.

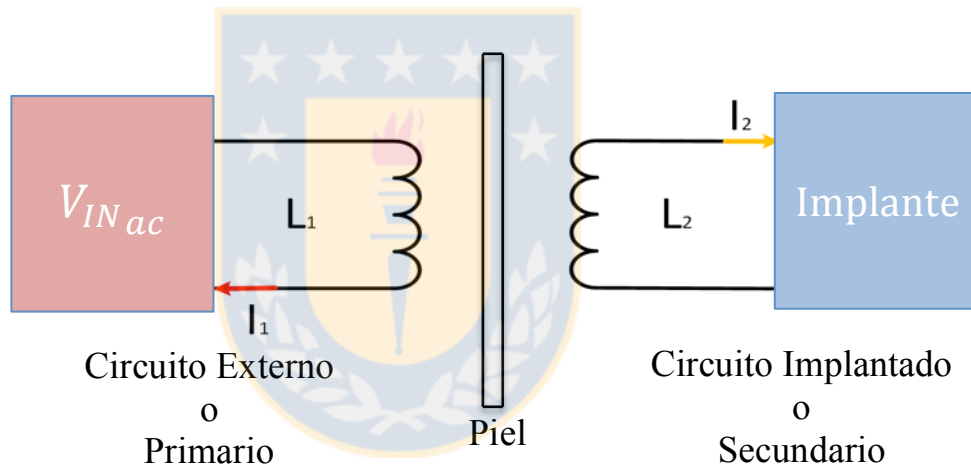


Figura 1.2.- Esquema básico de un enlace inductivo. Fuente: Elaboración propia.

Antes de diseñar 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. En relación a la miniaturización existen implantes como prótesis visuales, sensores de presión intracraneal y

neuroestimuladores que son ejemplos claros donde sus diseños están restringidos al estar ubicados en zonas sensibles y en lugares anatómicos donde la principal limitación es el espacio. Con respecto a mantener la energización estable, como ya es conocido, 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 que es muy sensible a cambios de posición y alineación entre las bobinas, por lo que el movimiento natural del cuerpo humano causa que la distancia y el ángulo relativo entre bobinas se modique, afectando la eficiencia y la ganancia del sistema. Sumado a esto, cambios en el consumo energético del implante modifican la demanda de energía y, por lo tanto, también afectan la ganancia del sistema [14][15]. De esta forma asegurar un voltaje constante que permita el correcto funcionamiento del implante se ha transformado en unos de los más grandes retos. La mayoría de los dispositivos implantados utilizan reguladores de tensión para mantener el voltaje estable frente a las condiciones mencionadas anteriormente. Sin embargo, si no existe un control de la cantidad de energía que se envía al circuito implantado existe un alto riesgo de que parte de la energía no utilizada se disipe en forma de calor. A continuación, se definen los efectos y las fuentes de disipación de calor en un dispositivo implantado energizado mediante enlaces inductivos.

## **1.2 Efecto de la temperatura en los tejidos.**

Existen algunos estudios [16][17] donde se analiza la respuesta de los tejidos ante el aumento de la temperatura. En ellos se estudian tejidos de diferentes partes del cuerpo y su respuesta en relación al tiempo de exposición a distintos niveles de temperatura. Una temperatura relativamente alta durante intervalos de tiempo considerables hace que el cuerpo humano interprete esta condición como un posible agente invasor y responde atacando al dispositivo implantado. Se han reportado casos donde el cuerpo, en busca de aislar la fuente de calor, genera una capa fibrosa alrededor del implante [17]. Con respecto a los niveles de temperatura que pueden soportar las células humanas, se ha registrado que la temperatura de quiebre en la cual las células sufren apoptosis es de 43°C expuestas durante cortos periodos de tiempo [18]. Sin embargo, se ha reportado que células expuestas a temperaturas menores durante una cantidad de tiempo considerable, también sufrieron daños y hasta muerte celular. Lo anterior depende exclusivamente del tipo de tejido celular. Un ejemplo claro son las células cerebrales las cuales son más sensibles a los cambios de temperatura, se han reportado daño de tejido cerebral a temperaturas de 40.5°C [19]. En el cerebro además existen algunos procesos metabólicos que funcionan mediante cambios de temperatura, por lo que si un

implante genera una temperatura en el rango en la cual funciona el proceso metabólico, podría afectar directamente al funcionamiento cerebral [18]. En [19] se propone la siguiente regla general que relaciona los niveles de temperatura y el tiempo de exposición a éstas: cuando la temperatura es mayor a 43°C, por cada grado de incremento, el tiempo para producir el mismo nivel de daño celular se reduce a la mitad. Por ejemplo, si un tejido celular se daña irreversiblemente después de 60 minutos expuesto a 43°C, entonces a 44°C se observará el mismo nivel de daño en 30 minutos o en 15 minutos si está expuesto a 45°C. En cambio, cuando la temperatura de exposición está debajo de 43°C, el tiempo para generar el mismo daño se reduce 4 veces por cada grado en que cae la temperatura, de esta forma a 42°C se requerirían 240 min. En busca de identificar y disminuir los riesgos de disipación energética, se definen a continuación las fuentes de generación de calor que presenta un dispositivo implantado energizado mediante enlaces inductivos.

### **1.3 Fuentes de generación de calor en un dispositivo implantado energizado mediante enlaces inductivos.**

La figura 1.3 resume las fuentes de disipación de calor que se presentan durante el funcionamiento de un dispositivo implantado energizado



mediante un enlace inductivo. A continuación se describe cada una de ellas y se definen sus aportes en la generación de calor.

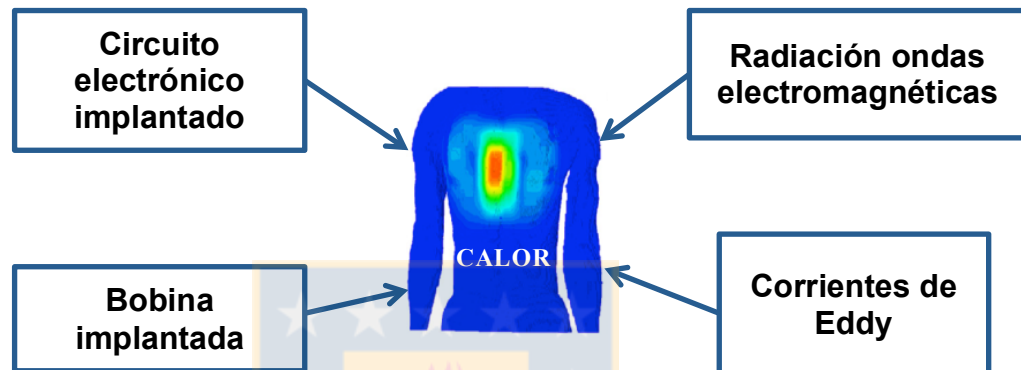
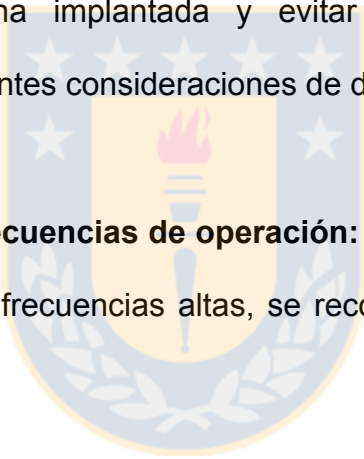


Figura 1.3.- Fuentes de disipación de calor en dispositivos médicos implantados.  
Fuente: Elaboración propia.

### 1.3.1 Disipación de calor en la bobina implantada (secundaria):

En primer lugar se estudia la disipación de energía en la bobina implantada. La bobina implantada está fabricada generalmente por cables de cobre sólidos, por lo tanto, poseen una resistencia interna asociada. El campo magnético alterno generado en la bobina externa (primaria) induce una corriente alterna en la bobina implantada la cual, dependiendo del nivel de corriente y del valor de la resistencia interna de la bobina, va a disipar energía y

generar calor. Sumado a esto, si la frecuencia de operación es muy alta puede ocurrir el fenómeno conocido como efecto Skin [20]. El efecto Skin consiste en el aumento de la resistencia del cable producto de que el flujo de corriente, a frecuencias altas, queda restringido a la superficie del conductor como se muestra en la figura 1.4. En consecuencia, la sección transversal disponible del cable conductor disminuye provocando un aumento en la resistencia interna y por lo tanto un aumento en la disipación de energía. Para minimizar las pérdidas en la bobina implantada y evitar la generación de calor se recomiendan las siguientes consideraciones de diseño:

- 
- a) **Restringir la frecuencias de operación:** debido a que el efecto se hace más evidente a frecuencias altas, se recomienda trabajar a frecuencias más bajas.
  - b) **Utilizar cables de tipo Litz:** Un cable Litz está fabricado por una gran cantidad de filamentos en paralelo como se muestra en la figura 1.5, causando que la corriente tenga mayor opciones por donde fluir, disminuyendo la resistencia interna del conductor.

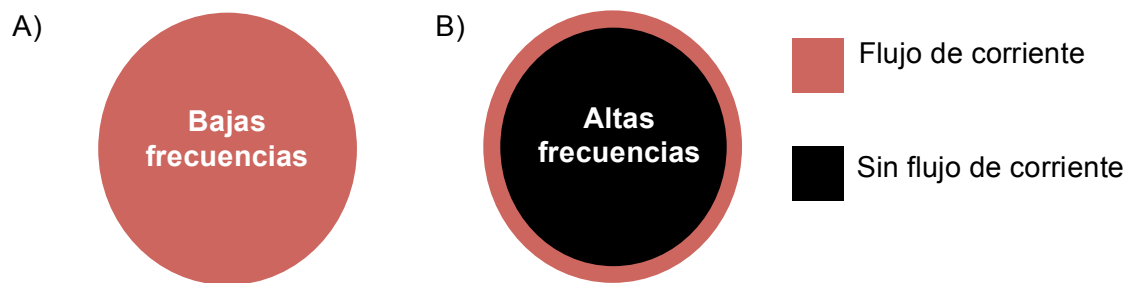


Figura 1.4.- Flujo de la corriente en un cable, A) Sin efecto Skin, corriente fluye por toda la sección del cable, B) Con Efecto Skin, corriente fluye por el borde del cable.

Fuente: Elaboración propia.

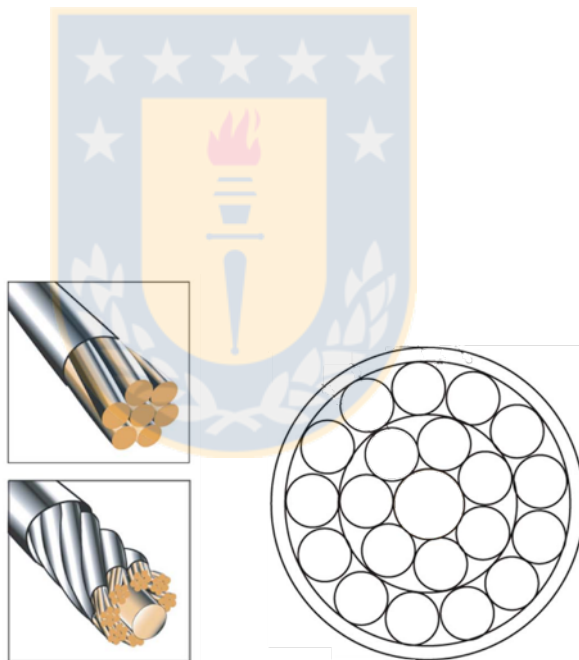


Figura 1.5.- Sección transversal de un cable Litz. Fuente: Elaboración propia

### 1.3.2 Corrientes de Eddy:

Otra fuente de disipación de energía en forma de calor es la generación de corrientes de Eddy. Las corrientes de Eddy se producen cuando un elemento conductor está en contacto con un campo magnético variable, como se muestra en el esquema de la figura 1.6. La mayoría de los dispositivos implantados utilizan una carcasa metálica, de esta forma 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 [22]. Para evitar este problema la bobina implantada o receptora se ubica más alejada de la posición de la carcasa del implante. Sin embargo, hay casos 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 ( $<10\text{MHz}$ ) y bobinas de mayor tamaño [18].

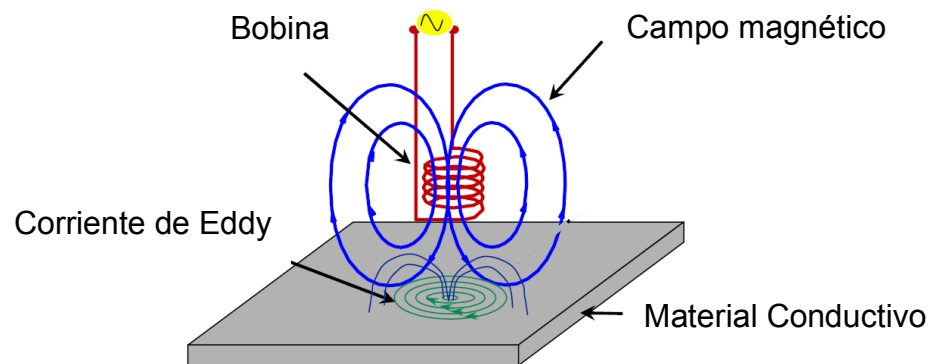


Figura 1.6.- Corrientes de Eddy en un material conductor. Fuente [69]:

### 1.3.3 Radiación de ondas electromagnéticas al utilizar un enlace inductivo:

Como se mencionó anteriormente y como se estudiará más en detalle, un enlace inductivo logra transferir energía mediante la generación de un campo magnético. Antes de que el campo magnético induzca energía en el dispositivo implantado, debe atravesar diferentes barreras que el cuerpo humano posee como piel, grasa, hueso y músculo. Cada una de estas barreras poseen diferentes características de conductividad y permisividad [18], las cuales interactúan con el campo magnético ya sea absorbiéndolo o atenuándolo, lo cual puede generar calor en los tejidos que están expuestos. Si el incremento

de temperatura es pequeño, no existe mayor problema ya que puede ser controlado mediante los mecanismos de termorregulación del cuerpo. Sin embargo, si el incremento es muy alto, puede causar daño irreversible. La mayoría de los estudios sobre radiación electromagnética están basados en la interacción que tienen los teléfonos móviles con el cuerpo humano [23]. Una de las formas de cuantificar el efecto y la potencia disipada en el cuerpo humano es mediante el índice de tasa de absorción específica (SAR). El SAR se mide en W/Kg, es decir, entrega la potencia disipada por unidad de masa. Matemáticamente el SAR frente a una señal de excitación sinusoidal se expresa como (1.1):

$$SAR(x, y, z) = \frac{\sigma(x,y,z)E^2(x,y,z)}{2\rho(x,y,z)} \quad (1.1)$$

Donde  $\sigma$  es la conductividad del tejido (S/m),  $\rho$  es la densidad del tejido ( $kg/m^3$ ) y E es la amplitud del campo eléctrico (V/m) en las coordenadas x,y,z. La generación de calor mediante el campo magnético del enlace inductivo va relacionado con la frecuencia de operación. A mayor frecuencia de operación, mayor absorción, menor penetración y mayor es la generación de calor en los tejidos [16].

Existen dos estándares que limitan los niveles de radiación a la que pueden estar expuesto los tejidos circundantes a la fuente de radiación dependiendo de la frecuencia de operación que tenga el campo. El primero es el estándar Americano IEEE C95.1-2005 [24], y el segundo es el estándar dado por la Comisión Internacional de protección de radiaciones no ionizantes (ICNIRP según sus siglas en inglés) [25], estándar de origen Europeo. Ambos estándares regulan la exposición a campos que tengan frecuencias de operación que van entre los 3 kHz a 300 GHz. Debido a que el rango de frecuencia con los cuales trabajan los sistemas de energización mediante enlaces inductivos va desde los 10 kHz a 20 MHz, es necesario considerar estos estándares en el proceso de diseño. Estos estándares presentan estudios donde muestran evidencia en las cuales los campos magnéticos pueden incrementar la temperatura basal del cuerpo y tejido, o generar un efecto de electroestimulación de tejido muscular o nervioso. Ambos estándares poseen límites y recomendaciones muy similares, considerando esto y por simplicidad se hará el análisis del estándar IEEE C95.1-2005. Según este estándar, en el rango de 3 kHz y 5 MHz, las recomendaciones se enfocan en minimizar el riesgo y/o dolor causado por el efecto de electroestimulación que puede ocurrir en este rango de frecuencias. En el intervalo de 100 kHz y 5 MHz se puede presentar tanto el efecto de electroestimulación como el efecto térmico, y el estándar entrega recomendaciones para evitar ambos. La Tabla 1.1 resume los

valores de Exposición Máxima Permitida (MPE) para frecuencias entre 3 kHz a 5 MHz del estándar IEEE C95.1-2005.

Tabla 1.1.- Exposición Máxima Permitida (MPE) para frecuencias de 3 kHz a 5 MHz. Fuente: estándar IEEE C95.1-2005 [24].

Rango de Frecuencias (kHz)	$B_{RMS}$ (mT)				$H_{RMS}$ (A/m)			
	Cabeza y Torso		Extremidades (Brazos y piernas)		Cabeza y Torso		Extremidades (Brazos y piernas)	
	EG*	EL*	EG*	EL*	EG*	EL*	EG*	EL*
3 – 3,35	0,687/f	2,06	3,79/f	3,79/f	547/f	1640/f	3016/f	3016/f
3,35 – 5000	0,205	0,615	1,13	1,13	163	490	900	900

Nota : f está expresado en kHz  
 \*EG: Exposición General  
 \*EL: Exposición Laboral

Ambos estándares clasifican la exposición de las personas a ondas electromagnéticas en dos tipos: Exposición Laboral (EL) y Exposición General (EG). Cuando hablamos de exposición laboral nos referimos a las personas que están expuestas a radiaciones electromagnéticas bajo condiciones conocidas, tienen conocimiento de los riesgos y toman medidas de precaución apropiadas. En cambio la exposición general se refiere a las personas de todas las edades que no están conscientes de estar expuestas a radiación electromagnética y por



lo tanto no toman medidas de protección. Es por eso la diferencia en los límites que existe en cada grupo.

Ahora bien, a medida que aumenta la frecuencia (superiores a 100 kHz), el efecto térmico producto del campo magnético comienza a ser relevante, y para ello en ambos estándares recomiendan limitar el SAR a los valores que se muestran en la Tabla 1.2.

Tabla 1.2.- Restricciones básicas (BR) para magnéticos variables en el tiempo. Fuente: [24]

<b>Características de exposición</b>	<b>Rango de frecuencia</b>	<b>SAR promedio en cuerpo completo (W/Kg)</b>	<b>SAR localizado (Cabeza y Tronco) (W/Kg)</b>	<b>SAR localizado (Extremidades: brazo, piernas) (W/Kg)</b>
<b>Exposición Laboral (Controlada)</b>	100kHz-10 GHz	0,4	10	20
<b>Exposición General(No controlada)</b>	100 kHz-10 GHz	0,08	2	4

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  $10 \text{ cm}^3$ . Para el caso de exposición general, el límite de 0,08 W/kg es el promedio de todo el cuerpo y corresponde a los efectos generados cuando el cuerpo entero de una persona está expuesto a un campo

electromagnético. El valor del SAR localizado en extremidades no debe ser mayor que 4 W/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 [24].

La figura 1.7 muestra los MPE de intensidad de campo magnético, intensidad de campo eléctrico y densidad de potencia en el rango de 100 kHz a 300 GHz.

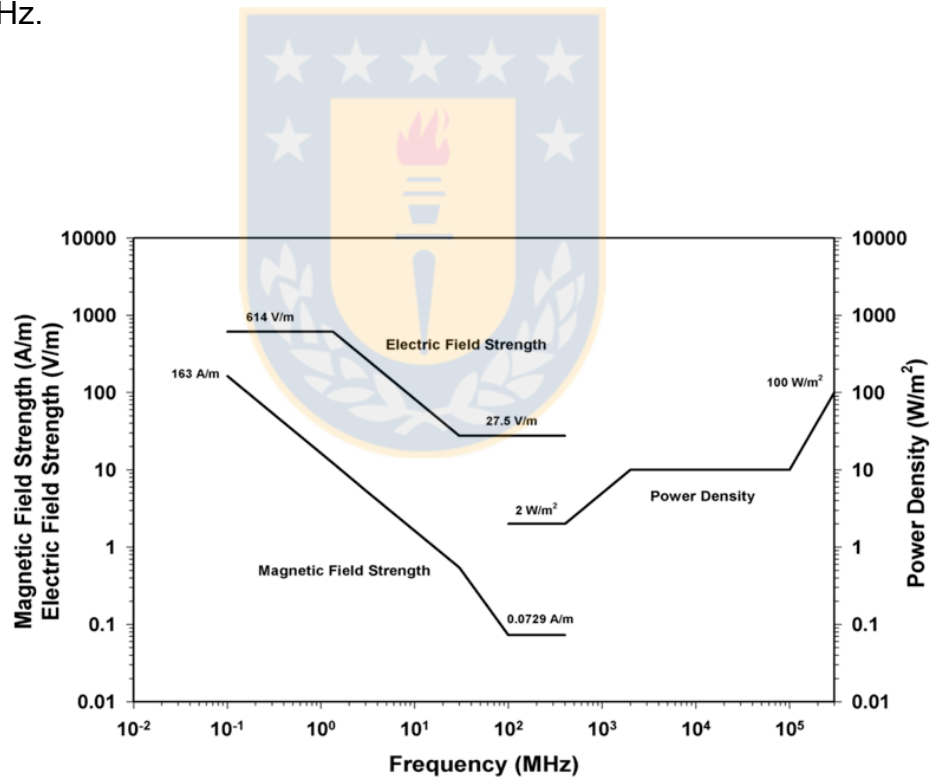


Figura 1.7.- Representación gráfica de los MPE para frecuencias entre 100kHz a 300GHz.  
Fuente: [24].

Los MPE son a menudo entendidos como los límites recomendados por ambos estándares. Sin embargo, los propios estándares afirman que los MPE son elegidos por conveniencia, ya que son intensidades de campos eléctricos y magnéticos fácilmente medibles en el espacio libre y que garantizan que las restricciones básicas se cumplan si es que las intensidades de estos campos están por debajo de estos límites. A pesar de esto, es posible que existan casos en que los límites de los MPE sean sobrepasados pero cumplan con las restricciones básicas [26].

#### **1.3.4 Circuito electrónico del dispositivo implantado:**

Finalmente, se analiza la disipación de energía que ocurre en el circuito electrónico implantado. 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 ajustan la potencia de entrada para mantener la potencia de salida estable. Sin embargo, en ese proceso los reguladores disipan la energía no utilizada en forma de calor. 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 donde su electrónica sea limitada, es poco probable que disipe gran cantidad de energía y por lo tanto calor. Lo mismo ocurre cuando son

dispositivos que están normalmente en modo reposo, ya que la disipación de energía está restringida a los tiempos de funcionamiento, generando un menor impacto en la producción de calor. Sin embargo, cuando trabajamos con dispositivos más complejos, por ejemplo un neuroestimulador electrónico que opera durante tiempos prolongados, la disipación de calor comienza a tomar un papel relevante en el diseño, ya que puede afectar a la seguridad del paciente. En [27] se relaciona la potencia disipada 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  $12,4 \text{ mW}$  la temperatura se eleva en  $0.82^\circ\text{C}$  en la superficie del dispositivo de área  $0,8 \text{ cm}^2$ , lo que equivale a  $15,5 \text{ mW/cm}^2$ . Ahora bien, cuando la potencia disipada fue incrementada a  $62 \text{ mW/cm}^2$  la temperatura se elevó en  $3^\circ\text{C}$ . Considerando que la temperatura normal en el cuerpo humano es de  $36.5^\circ\text{C}$  a  $37.5^\circ\text{C}$  [28] el tejido circundante alcanzaría  $40.5^\circ\text{C}$  en el peor de los casos, que según lo descrito en la sección anterior podría causar daños irreversibles en los tejidos.

De acuerdo a lo analizado anteriormente, para asegurar que la salud de las personas que utilizan algún dispositivo médico implantado no se vea comprometida, el estándar ISO 14708-1:2014 “Implants for surgery - Active implantable medical devices” [29] establece que ninguna superficie externa al dispositivo médico implantado debe aumentar en más de  $2^\circ\text{C}$  sobre la temperatura basal del cuerpo humano.

Es por esto que en esta tesis se presentan dos 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 menores tamaños.



## **1.4 Hipótesis de Trabajo**

Es posible controlar el voltaje de energización de un implante médico mediante un enlace inductivo frente a variaciones de carga y de acoplamiento, utilizando una estrategia de control implementada en el circuito primario del enlace inductivo.

## **1.5 Objetivos**

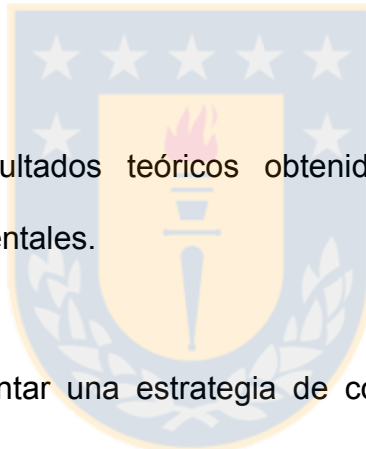
### **1.5.1 Objetivo General**

Regular el voltaje de energización de un implante médico mediante un enlace inductivo, utilizando una estrategia de control implementada en el circuito primario del enlace, para disminuir el tamaño del implante y restringir las pérdidas de energía que podrían incrementar la temperatura de éste.

### **1.5.2 Objetivos Específicos**

- Estudiar los tipos de implantes médicos, sus restricciones de tamaño, restricciones energéticas y condiciones de seguridad para el paciente.

- Diseñar e implementar un sistema de energización inalámbrico mediante enlaces inductivos.
- Estudiar y evaluar distintas topologías de enlaces inductivos y determinar cuál es la más adecuada para un implante médico.
- Modelar y simular el sistema de energización inalámbrico con enlaces inductivos.
- Contrastar los resultados teóricos obtenidos en las simulaciones con resultados experimentales.
- Diseñar e implementar una estrategia de control que regule el voltaje de energización de un implante médico.
- Reducir el aumento de temperatura de un dispositivo implantado, debido a la disipación en forma de calor de la energía no utilizada que un sistema de regulación convencional genera.
- Evaluar el funcionamiento de la estrategia de control en distintas condiciones de operación.



## 1.6 Publicaciones.

Durante el desarrollo de esta tesis se publicaron los siguientes trabajos:

### 1.6.1 Journal ISI.

- 1) Aqueveque P, Gutiérrez C, **Saavedra F**, Pino E, Morales A, Wiechmann E. “Monitoring Physiological Variables of Mining Workers at High Altitude” IEEE Transactions on Industry Applications, Volume: 53, Issue: 3, pp. 2628-2634, 2017.
- 2) Aqueveque P, Sobarzo S, **Saavedra F**, Maldonado C, Gómez B. “Android platform for realtime gait tracking using inertial measurement units”. European Journal of Translational Myology. Volume: 26. Issue(3). pp. 262-267. 2006.
- 3) Aqueveque P, Acuña V, **Saavedra F**, Debelle A, Lonys L, Julémont N, Huberland F, Godfraind C, Nonclercq A. “Power Strategy in DC/DC Converters to Increase Efficiency of Electrical Stimulators”. European Journal of Translational Myology.;Volume: 26, Issue(3). pp. 223-228. 2016.



- 4) Aqueveque P., Morales A., **Saavedra F.**, Pino E., Wiechmann E.  
“Temperature monitoring of electrolytic cells using wireless battery-free  
harsh environment sensors” IEEE Transactions on Industry Applications,  
**En revisión 2016.**

### 1.6.2 Capítulo de libro.

- 1) Pablo Aqueveque, Paulina Ortega, Esteban Pino, **Francisco Saavedra**,  
Enrique Germany and Britam Gómez “After Stroke Movement  
Impairments: A Review of Current Technologies for Rehabilitation”  
Capítulo 7, Libro: "Physical Disabilities - Therapeutic Implications",  
INTECH, pp.95-116, Junio 2017. DOI: 10.5772/67577.

### 1.6.3 Patentes.

- 1) **Francisco Saavedra Rodriguez**, Pablo Aqueveque Navarro, “Un  
sistema de estimulación eléctrica funcional para producir la dorsiflexión  
del pie”, CHILE, INAPI. COD.03416-2014, 3416, 17/12/2014. **En  
proceso de Solicitud.**

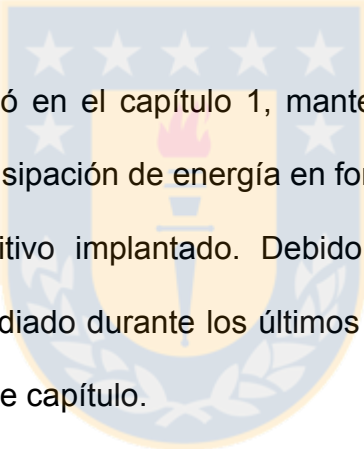
#### 1.6.4 Publicaciones en conferencias internacionales

- 1) Aqueveque P., Gutierrez C., **Saavedra F.**, Pino E. “Noninvasive health condition monitoring device for workers at high altitudes conditions”, 38th Annual International IEEE EMBS Conference” Orlando, pp. 2349 – 2352, Agosto 16-20, 2016, Florida, USA.
- 2) Aqueveque P., Morales A., **Saavedra F.**, Pino E., Wiechmann E. “Temperature monitoring of electrolytic cells using wireless battery-free harsh environment sensors” 2016 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. October 2-6, Portland, USA.
- 3) Aqueveque P., Gutierrez C., **Saavedra F.**, Morales A., Pino E., Wiechmann E. “Monitoring physiological variables of mining workers at high altitude” 2016 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. October 2-6, Portland, USA.
- 4) Aqueveque P, Acuña V, **Saavedra F**, Debelle A, Lonys L, Julémont N, Huberland F, Godfraind C and Nonclercq A. “Power Strategy in DC/DC Converters to Increase Efficiency of Electrical Stimulators” IFESS 2016 – La Grande Motte, France.

- 5) Aqueveque P., Sobarzo S., **Saavedra F.**, Maldonado C, and Gómez B. "Android Platform for Realtime Tracking of the Gait Using Inertial Measurement Units" IFESS 2016 – La Grande Motte, France.
- 6) Barboza J., Aqueveque P., **Saavedra F.**, "Supercapacitors and LiBatteries As Rechargeable Energy Storage for Implantable Biomedical Devices: A Critical Comparison", 37th Annual International Conference of the IEEE EMBS Conference" Milan, August 25-29, 2015, Italy.
- 7) Aqueveque P., **Saavedra F.**, Ortega P, Pino E. "Preliminary Clinical Evaluation of a Drop Foot Stimulator for Low Income Countries." 37th Annual International IEEE EMBS Conference" Milan, August 25-29, 2015, Italy.
- 8) Aqueveque P., **Saavedra F.**, Pino E. "A Low-Cost Drop Foot Stimulator for Low Income Countries", 36th Annual International IEEE EMBS Conference" Chicago, August 26, 2014, Illinois, USA.

## **CAPÍTULO 2:**

### **ESTADO DEL ARTE: MÉTODOS DE REGULACIÓN DEL VOLTAJE DE ENERGIZACIÓN EN ENLACES INDUCTIVOS.**



Como se discutió en el capítulo 1, mantener el voltaje de energización estable y disminuir la disipación de energía en forma de calor es crítico a la hora de diseñar un dispositivo implantado. Debido a esto, múltiples formas de regulación se han estudiado durante los últimos años, las cuales se estudiarán y discutirán durante este capítulo.

Durante aproximadamente 40 años se han realizado múltiples esfuerzos para asegurar un voltaje regulado en dispositivos implantados y hacer que el enlace inductivo sea insensible a las variaciones de acoplamiento y carga. Una de las primeras soluciones propuestas fue la llamada “aproximación geométrica” en el año 1984 [37], la cual consistía en diseñar la bobina primaria con un radio mayor al de la bobina secundaria. Al hacer más grande la bobina primaria, el campo magnético generado abarca un área mayor en el espacio y con ello se asegura que la bobina secundaria reciba el campo a pesar de

pequeñas variaciones de alineamiento. Las variaciones de alineamiento consideradas fueron las que se muestran en la figura 2.1 [31][38].

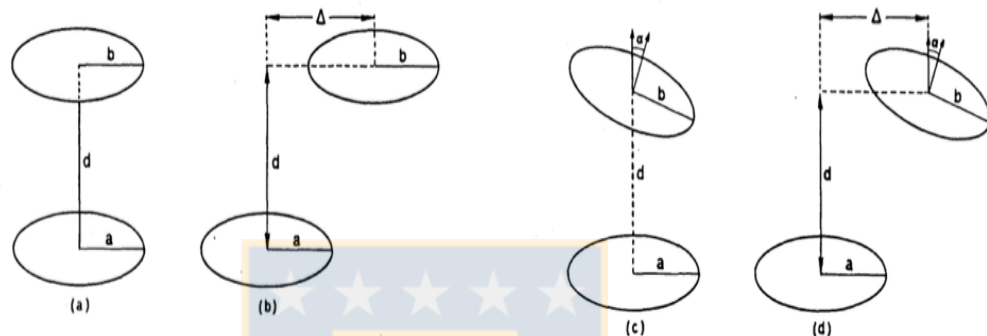


Figura 2.1.- Formas en que la posición entre bobinas puede variar. Fuente: [37].

A pesar de que se cumplía el objetivo, este método no era apropiado para compensar cambios de distancia relativa entre las bobinas. En el año 1987 Galbraith y Soma [31] observan este problema y proponen un nuevo método de desensibilización frente a cambios en el factor de acoplamiento (distancia), con el objetivo de disminuir las pérdidas en el regulador de voltaje en un neuroestimulador (STIMULISS 8B). En este trabajo hacen un análisis en frecuencia para distintos valores de acoplamiento de un enlace topología serie-paralelo y logran mostrar que en torno a la frecuencia de resonancia (20 MHz) la variación de ganancia es mínima, a pesar de que el cambio de acoplamiento

varía en 250% como se muestra en la figura 2.2. Sin embargo, en este método la ganancia no se maximiza y continua siendo sensible a las variaciones de carga.

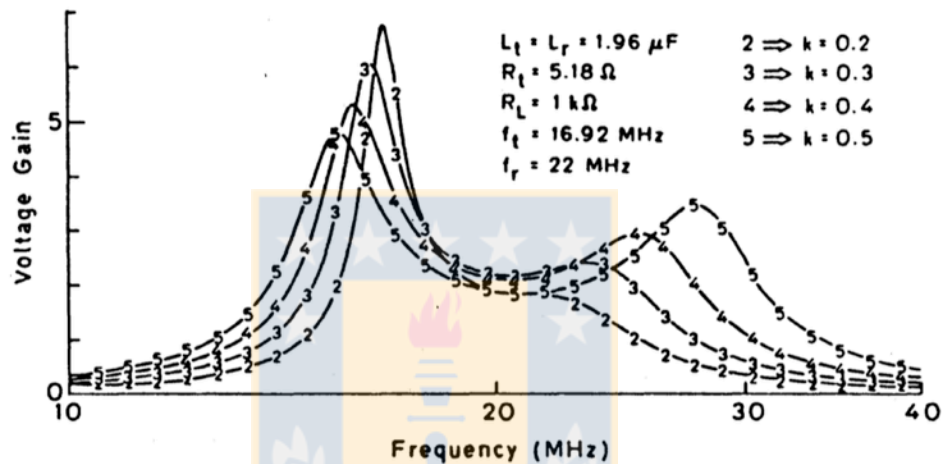


Figura 2.2.- Relación entre la ganancia de salida del enlace inductivo frente a variaciones de frecuencia de operación y variaciones de acoplamiento. Fuente: [31].

Como solución al problema de estabilizar el voltaje a un valor deseado, muchos autores han optado por utilizar un regulador de voltaje [4][5][31][39-41]. Un regulador de voltaje básicamente funciona ajustando el voltaje de salida del circuito a un nivel determinado, independiente del nivel de voltaje que llegue a su entrada ni del consumo de la carga. Existen tres tipos de reguladores de voltaje, modo switch, shunt y serie, estos dos últimos también llamados reguladores lineales [42]. En la actualidad existe una gran cantidad de circuitos

integrados comerciales con reguladores del tipo elevador y reductor disponibles en el rango de 100mW-10W (Linear Technology, Maxim, National Semiconductors, Texas instruments). Los reguladores de modo switch “teóricamente” ofrecen regulación libre de pérdidas. Sus pérdidas son de segundo orden y ocurren en las resistencias de encendido y resistencias de los circuitos auxiliares que controlan los interruptores [30]. A diferencia, los reguladores lineales tienen como principal desventaja la disipación en forma de calor del exceso de corriente o voltaje que no utilizan. En [42] Donaldson realizó una comparación de las eficiencias al utilizar diferentes tipo de reguladores, y llegó a la conclusión de que el sistema siempre es más eficiente sin el uso de un regulador. Es importante recalcar, que a pesar de la simplicidad de usar reguladores de tensión un implante necesita de un sistema de regulación que sea seguro. De esta forma, el aumento en la temperatura de un regulador producto de la disipación de energía puede causar un aumento en la temperatura del implante y como consecuencia un aumento en la temperatura del tejido circundante, condición que afecta la seguridad del paciente.

En respuesta a la problemática descrita anteriormente, los investigadores han buscado otras alternativas que permitan regular el voltaje sin causar un impacto negativo en el funcionamiento del implante y en la salud del paciente. Para ello han diseñado distintas estrategias de control las cuales se describen a continuación.

## **2.1 Estrategias de control del voltaje con realimentación.**

La forma más evidente a la hora de implementar una estrategia de control es medir la variable que se desea controlar y realimentarla al sistema encargado de ejecutar el control. La variable medida se compara con una referencia y luego se realizan las medidas de ajuste necesarias para mantener la variable en el valor deseado. Para el caso de un enlace inductivo en la literatura se han propuesto dos conceptos de realimentación. El primero es utilizando realimentación desde el circuito implantado y el segundo es utilizando el concepto de sensor virtual desde el circuito externo. A continuación se detalla cada uno de ellos.

### **2.1.1 Control con realimentación desde el circuito secundario.**

Esta estrategia de control funciona midiendo y cuantificando el voltaje de salida en la carga del circuito implantado, para luego ser enviada como información de realimentación hacia el circuito externo. Con el valor del voltaje de salida disponible, la estrategia de control puede modular la potencia generada en la bobina externa y así controlar el voltaje de energización del implante. Existen dos métodos que permiten modular la potencia generada: el primero es ajustando el voltaje que energiza al enlace inductivo y el segundo es



ajustando la frecuencia de operación de éste. A continuación se detalla cada uno:

#### **2.1.1.1 Control mediante el ajuste del voltaje que energiza al circuito primario.**

Como se ha expuesto anteriormente, el voltaje que energiza al dispositivo implantado depende del nivel de acoplamiento entre bobinas y los cambios de consumo propios del funcionamiento del implante. Una forma de hacer insensible al sistema de energización frente a estos factores es ajustar el voltaje de energización que llega al circuito primario del enlace inductivo para compensar las variaciones de potencia en el circuito implantado [14]. En [43][44] se utiliza este método para controlar el voltaje de salida del circuito implantado. En primer lugar se detecta el voltaje de salida, el cual es digitalizado y luego enviado hacia el circuito externo mediante un transmisor RF. Esta información se recibe y se utiliza para controlar un convertidor DC-DC que energiza al circuito externo o primario, aumentando o disminuyendo el voltaje de entrada ( $V_{in}$ ) para compensar la potencia de salida del circuito implantado, como se observa en la figura 2.3.

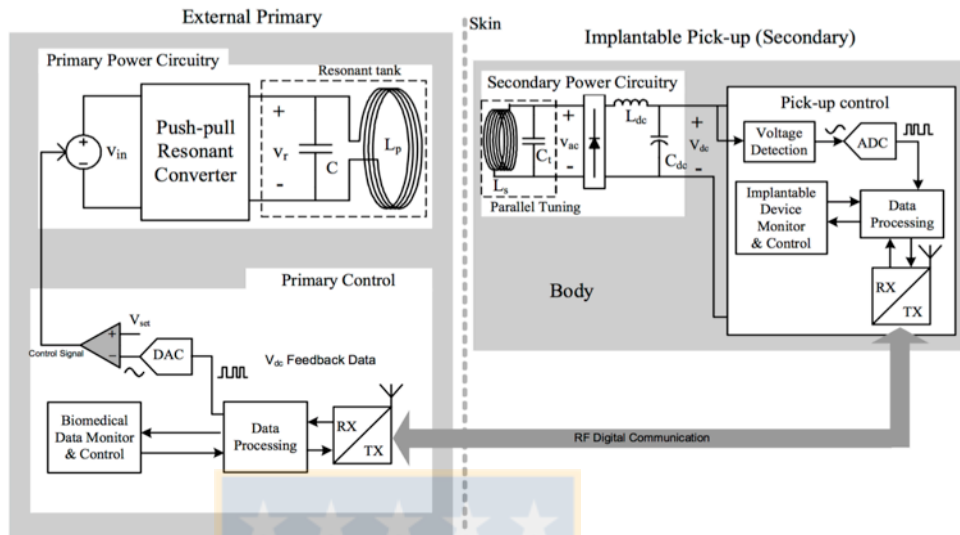


Figura 2.3.- Control por voltaje desde el circuito primario con realimentación desde el circuito secundario. Fuente: [43].

La ventaja de esta estrategia de control es que su rango de operación es amplio, lo que permite su uso en aplicaciones que necesiten de mayores distancias de transferencia. Dentro de las desventajas de este método son el consumo constante de energía del transmisor RF lo que hace perder eficiencia. Además, el uso de transmisores RF queda restringido a aplicaciones donde el espacio no es una limitante.

Wang [45] en año 2005 propone un sistema de control que se basa en el principio de funcionamiento mencionado anteriormente. Al igual que en [43] y [44] digitaliza el voltaje de salida del circuito implantado, sin embargo, utiliza el

mismo enlace inductivo para enviar la información al circuito externo. De esta manera, ajusta el voltaje de entrada al circuito externo y modula la potencia que se envía al circuito implantado. La principal ventaja de este método es que no utiliza un transmisor RF, por lo que permite utilizarlo en aplicaciones donde el espacio es limitado. A pesar de eso, al enviar información mediante el propio enlace se debe considerar que la frecuencia de operación sea lo suficientemente alta para lograr un buen ancho de banda para la transmisión de datos. Una frecuencia alta implica un aumento en el campo magnético generado y eso se traduce en un posible aumento de la temperatura de los tejidos que reciben ese campo magnético. Además, hay que considerar que para lograr un control robusto es necesario que se envíe el estado del voltaje de salida de forma continua sin pérdida de datos, sin embargo en este trabajo, a medida que se disminuyó el acoplamiento hubieron pérdidas de datos durante el envío de información, por lo que con este método se limita la distancia de operación a rangos cercanos.

#### **2.1.1.2 Control mediante el ajuste de la frecuencia de operación del enlace inductivo:**

Para entender de mejor forma en que se basa esta estrategia de control, hay que estudiar el concepto de división o bifurcación de frecuencias. En [46] se estudia la respuesta en frecuencia de un enlace inductivo y se analiza el

comportamiento a medida que se modificaba el acoplamiento entre bobinas. En este trabajo se descubrió que a un cierto factor de acoplamiento ( $k$ ) la frecuencia de resonancia deja de ser única, dividiéndose en dos.

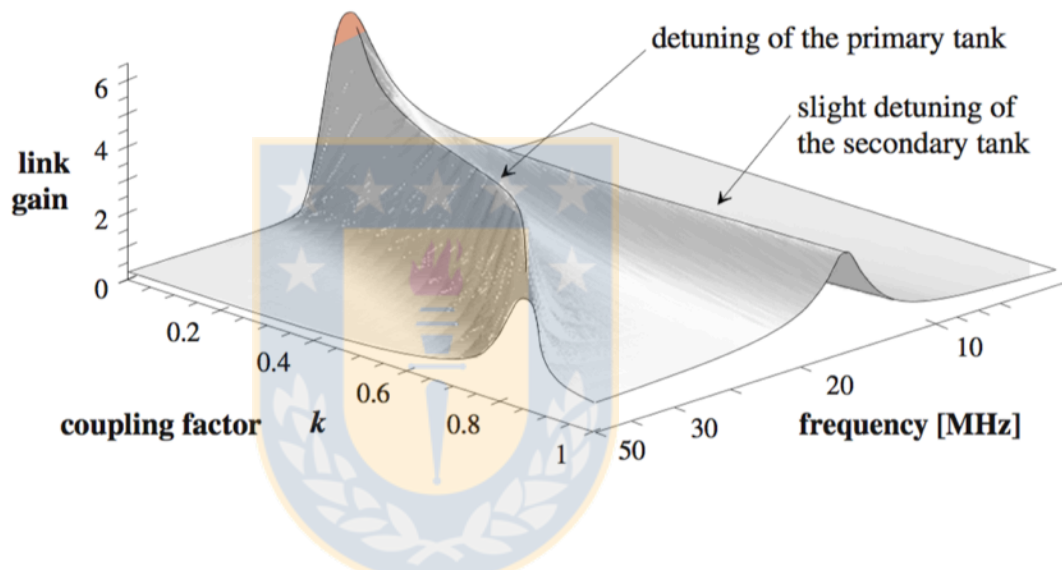


Figura 2.4.- Fenómeno de bifurcación de la frecuencia de resonancia. Fuente: [30].

La figura 2.4 muestra este fenómeno. A medida que aumenta el factor de acoplamiento aparecen dos frecuencias de resonancia las cuales generan dos nuevas ganancias máximas. Cuando aumenta el  $k$  la inductancia aparente en la bobina primaria disminuye y la frecuencia de resonancia de la bobina primaria aumenta [30][47]. Este efecto se puede ignorar a valores de  $k$  bajos, sin embargo, con  $k$  mayores a un  $k_{límite}$  se pierde la resonancia inicial. La razón de

por qué tener en cuenta este efecto, es debido a que si no se trabaja en una de las frecuencia en resonancia no se obtendrá una transferencia máxima de energía [47-49]. Además, cuando el primario no está en resonancia, ocurren pérdidas durante el encendido y apagado de los interruptores del amplificador inversor ya que no trabajan en conmutación de cero voltaje, favoreciendo la pérdida de eficiencia. En la literatura existen distintas alternativas que se basan en hacer un seguimiento de la frecuencia de resonancia para evitar este problema [35][50]. En [40] implementan un sistema que se auto-sintoniza para que el sistema siempre esté en resonancia. Para ello se controla un arreglo de condensadores que permiten compensar los desalineamientos y los cambios de acoplamiento. El control busca maximizar el voltaje en la salida. Trigui [51] hace un trabajo más completo y propone al igual que en [40] ajustar el condensador primario. Para ello utiliza un sistema de control que cuenta con un sistema mecánico con motores de alta resolución el cual modifica una capacitancia variable. Mediante un sistema de adquisición mide el voltaje máximo en el primario y modifica la capacitancia de resonancia para maximizar la potencia de transmisión (figura 2.5a). Además, se evalúan todas las combinaciones posibles de ajuste, ya sea sin ajuste, ajuste en el primario, ajuste en el secundario o ajuste en ambos lados a la vez (dual). Los resultados obtenidos se muestran en la figura 2.5b, podemos observar que se obtienen mejores resultados cuando se hace un ajuste dual, sin embargo, esta alternativa es mucho más tediosa y significa un control más complejo y costoso. Además, significa tener una

realimentación desde el secundario lo que incrementa los componentes internos y el consumo de potencia del implante. Con respecto al sistema propuesto (ajuste en el primario mediante el motor), éste se asemeja al control manual (c), sin embargo, la resolución del motor no es lo suficientemente alta y no alcanza a igualar el control manual.

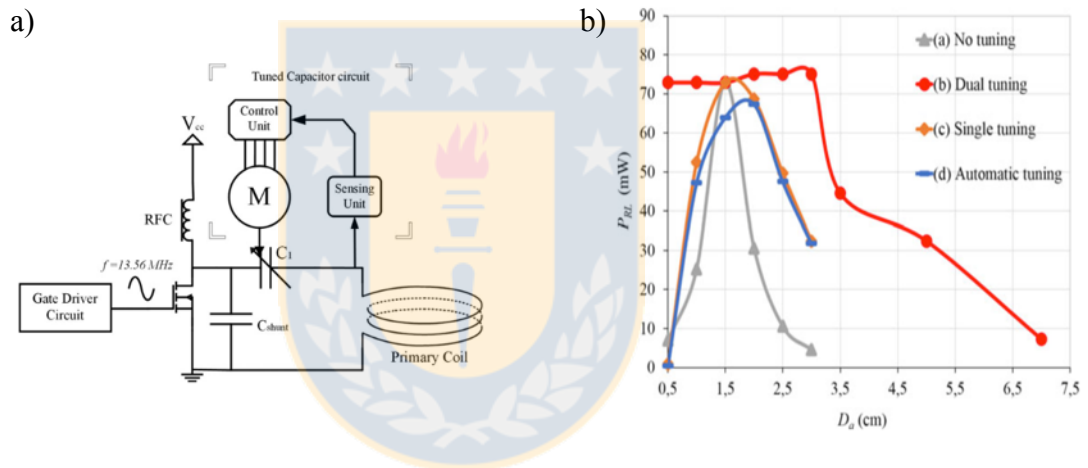


Figura 2.5.- a) Esquema del sistema de control para ajustar la capacitancia en el primario, b) Comparación de la potencia de salida del enlace obtenida por los métodos analizados.

Fuente: [51].

En [48] buscan hacer que la frecuencia de resonancia sea estable, para ello proponen un control con un lazo de seguimiento de fase (PLL siglas en inglés). El PLL bloquea el error de fase que existe entre la corriente y el voltaje asegurando que la frecuencia de resonancia sea única. El control que implementan se resume en la figura 2.6. En primer lugar miden la corriente en el

circuito primario, la cual se acondiciona para obtener un voltaje ( $V_{det}$ ), luego esta señal de voltaje se compara con la señal de salida de un oscilador controlado por voltaje (VCO) mediante un comparador de fase. La salida del comparador de fase luego se filtra para obtener una señal de voltaje estable ( $V_e$ ) proporcional al desfase. Ese voltaje se ingresa al VCO el cual ajusta la frecuencia hasta que el error de fase sea nulo. De esta forma logran mayores eficiencias.

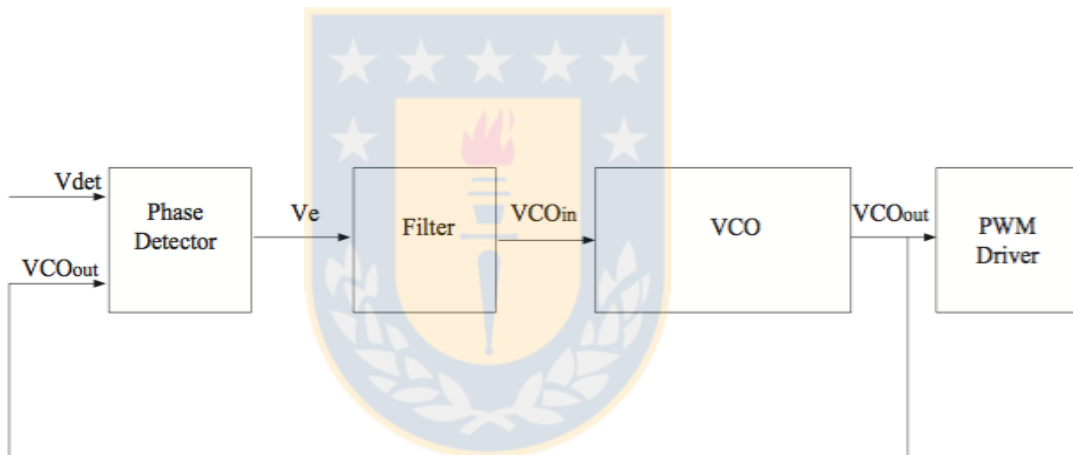


Figura 2.6.- Esquema del sistema de ajuste de la frecuencia de resonancia  
Fuente: [48].

A pesar de que las estrategias presentadas anteriormente hacen menos sensible al sistema ante variaciones de acoplamiento y maximizan la transferencia de energía, no logran cumplir el objetivo de regular el voltaje de energización de un implante ya que no utilizan una señal de realimentación que permita ajustar el voltaje de salida a un valor deseado.

Bajo un principio de funcionamiento similar y con el objetivo de controlar el voltaje de energización de un implante aparecen sistemas de control que trabajan modificando la frecuencia de operación. La regulación por frecuencia tiene el mismo objetivo que la regulación por voltaje, sin embargo, ésta funciona ajustando la frecuencia de operación del amplificador inversor. Se basa también en el concepto de división de frecuencia. Para cada distancia hay una frecuencia que maximiza la ganancia de transmisión del enlace. De la misma forma que la regulación por voltaje, mediante un transmisor RF se envía la información hacia el exterior (circuito primario) como señal de realimentación para el control. Para realizar el control, la frecuencia de operación del enlace se modifica utilizando un VCO (ver figura 2.7) [34]. La ventaja que tiene esta forma de control es que no es necesario un convertidor DC-DC que energice al amplificador inversor, por lo que se puede utilizar sólo una batería para energización, disminuyendo la complejidad del sistema. En [43] se presenta un método similar al propuesto en [34], sin embargo en este trabajo se controla la potencia transferida ajustando la frecuencia de resonancia en el circuito primario cambiando el valor del capacitor de resonancia. La señal de realimentación se obtiene de la misma forma, se mide el valor del voltaje de salida en el secundario y se envía al circuito primario mediante un transmisor RF.



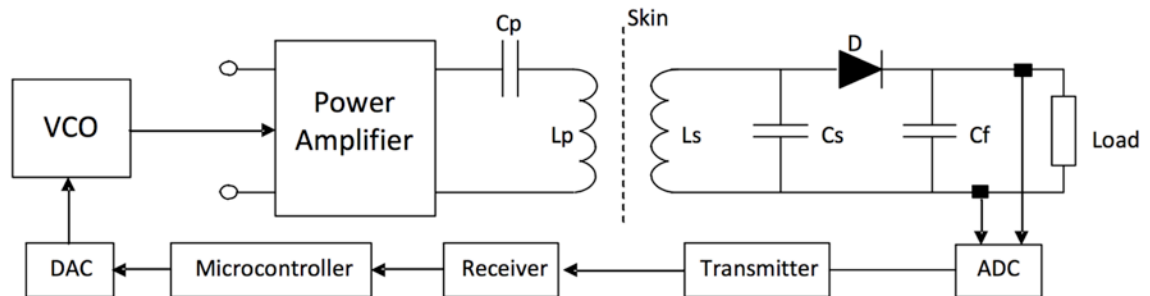


Figura 2.7. Esquema del control por frecuencia con realimentación desde el circuito secundario. Fuente: [34].

Ya se estudiaron las distintas alternativas de regular el voltaje de energización de un dispositivo implantado. Ambas formas de regulación (por frecuencia y por voltaje) funcionan de buena manera y cumplen su objetivo. Sin embargo, estos métodos utilizan una señal realimentación que proviene desde el circuito secundario, utilizando transmisores RF y circuitos que miden y digitalizan la señal en el circuito secundario, aumentando los costos, complejidad, disminución de confiabilidad, eficiencia y limitando su uso en aplicaciones que no tengan restricciones de espacio y distancia.

De esta forma, los esfuerzos se han enfocado en diseñar sistemas de control que sean implementados en su totalidad desde el circuito primario. A

continuación, se hace un análisis de las características y limitaciones de las estrategias de control que se han implementado con este concepto.

### 2.1.2 Control con realimentación desde el circuito primario.

Donaldson [52][53] en el año 1985 observó los problemas discutidos anteriormente y propuso una idea de control que permitiría regular el voltaje de energización del implante utilizando y midiendo variables sólo en el circuito primario. Su trabajo tiene por objetivo evitar cualquier sistema de regulación en el circuito secundario, eliminando la mayor cantidad de electrónica para aumentar la confiabilidad y disminuir la probabilidad de rechazo del implante dentro del organismo. Donaldson fundamenta su propuesta en el acoplamiento mutuo entre bobinas y que los cambios que ocurran en el circuito secundario tienen influencia en el circuito primario la cual puede ser medida. Para ello encuentra una relación entre el voltaje de entrada  $V_i$  y el voltaje de salida en el circuito secundario  $V_2$  dado por (2.1):

$$V_2 = \frac{V_i}{\left(\frac{k}{k_{crit}} + \frac{k_{crit}}{k}\right)} \quad (2.1)$$

Donde

$$\left(\frac{k}{k_{crit}} + \frac{k_{crit}}{k}\right) = \frac{1}{Ganancia} \quad (2.2)$$

es la inversa de la ganancia de la función de transferencia (2.1).

La figura 2.8 muestra lo que Donaldson propuso en [52] para realizar el control. Al medir  $V_1$  e  $I_1$  en el circuito primario es posible encontrar, ejecutando algunos cálculos, la relación  $k/k_{crit}$  con la cual se puede determinar la relación (2.2). Luego, al fijar  $V_2$  en un valor deseado y reemplazar estos valores en (2.1) se puede determinar el valor de  $V_i$  que satisface la ecuación y así modular la fuente de voltaje de energización y hacer el control. Esta forma de control necesita hacer un proceso de calibración previo donde se almacenaban en una tabla todos los valores de la ecuación (2.2), a diferentes distancias y cargas para un diseño de enlace inductivo determinado [53]. Sin embargo, está pensado para trabajar con una carga constante. A pesar de que esta forma de control en teoría funcionaría, a la fecha no se ha implementado y no se ha validado.

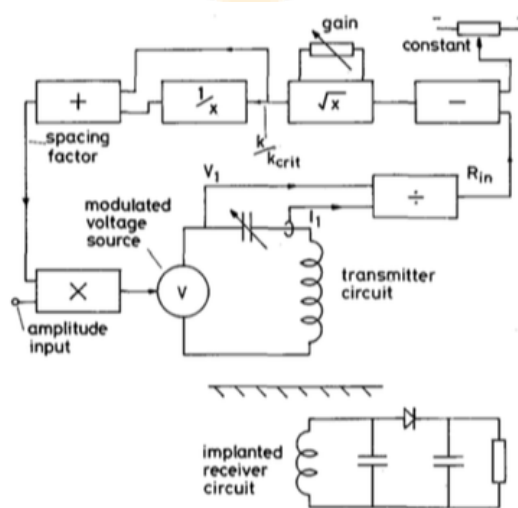


Figura 2.8.- Esquema del control del enlace inductivo desde la bobina primaria propuesto en Fuente: [52].

Como se mencionó anteriormente, a la fecha un control como el propuesto para la topología serie – paralelo no se ha implementado, a pesar de ser una de las topologías más utilizadas en aplicaciones para implantes [32][33] debido a que es más eficiente y permite obtener mayores niveles de ganancia a bajos niveles de acoplamiento [54]. A pesar de esto, se han hecho algunas investigaciones en otras topologías para el mismo objetivo. En el año 2014 [55] se propone un sistema de energización mediante enlaces inductivos con voltaje de salida autorregulado para implantes médicos, pero con topología paralelo – paralelo como se muestra en la figura 2.9. En este trabajo se aplica el concepto de que el voltaje de salida en la carga es constante si la potencia de salida es constante para un valor de carga dado.

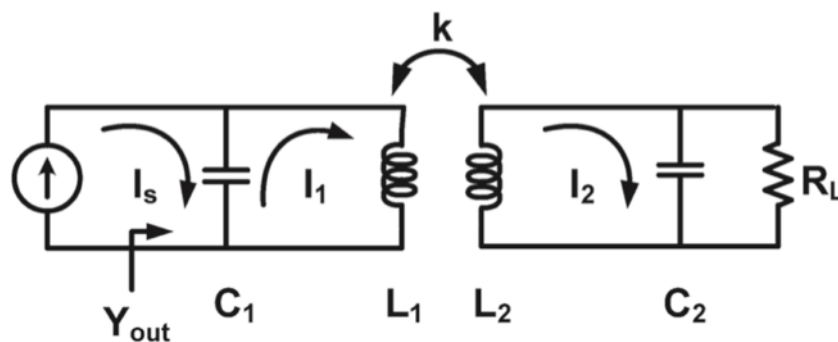


Figura 2.9.- Topología paralelo – paralelo. Fuente: [55].

A diferencia de la topología serie – paralelo, la topología propuesta tiene la ventaja de que la impedancia vista desde el primario no depende de las variaciones del factor de acoplamiento ni de la frecuencia (2.3), en cambio la topología serie – paralelo si es dependiente (2.4) [55].

$$Y_{OUT} \cong \frac{1}{R_p} \quad \text{paralelo – paralelo} \quad (2.3)$$

$$R_{OUT} \cong \omega_0 L_1 Q_{RX} (1 - k) \quad \text{serie – paralelo} \quad (2.4)$$

De esta forma el caso de la topología paralelo – paralelo el voltaje de salida es la ecuación (2.5), el cual depende del voltaje de entrada al circuito primario y de los capacitores de resonancia.

$$V_{carga} \Big|_{\omega = \frac{\omega_0}{\sqrt{1+k}}} = V_{DD} \sqrt{\frac{\pi^2 C_1}{2 C_2}} \quad (2.5)$$

Lo anterior es válido siempre y cuando se trabaje en una de las nuevas frecuencias de resonancia. De este modo el método de control propuesto se basa en el seguimiento de la frecuencia de resonancia. La figura 2.10 muestra el fundamento de la propuesta, en la figura 2.10A se observa la fase de la impedancia reflejada frente a distintos acoplamientos, y podemos encontrar que

para cada distancia la fase cruza por cero en tres ocasiones (bifurcación de la frecuencia de resonancia). En la figura 2.10B se aprecia de mejor forma el fenómeno de bifurcación de frecuencias, donde en el lado izquierdo existen valores máximos de resistencia (parte real de la impedancia reflejada). Estos valores máximos tienen la particularidad de ser prácticamente constante, por lo que se deduce que haciendo un seguimiento de las nuevas frecuencias de resonancias se podría asegurar que la potencia de salida sea constante, y por lo tanto, el voltaje de salida sea constante frente a variaciones de acoplamiento.

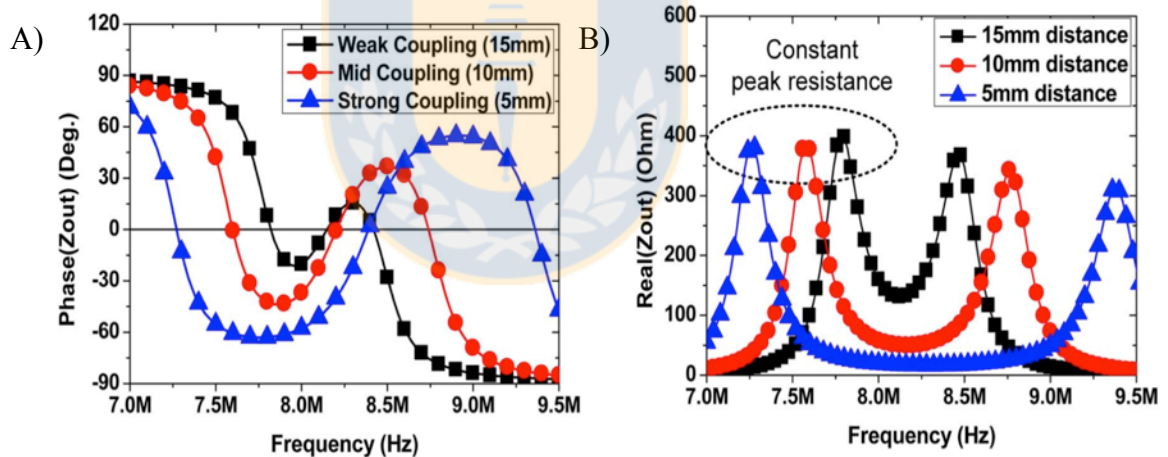


Figura 2.10.- A) Relación entre la fase de la impedancia de salida del enlace y las variaciones de acoplamiento, B) Relación entre la parte real de la impedancia de salida del enlace y las variaciones de acoplamiento. Fuente: [55].

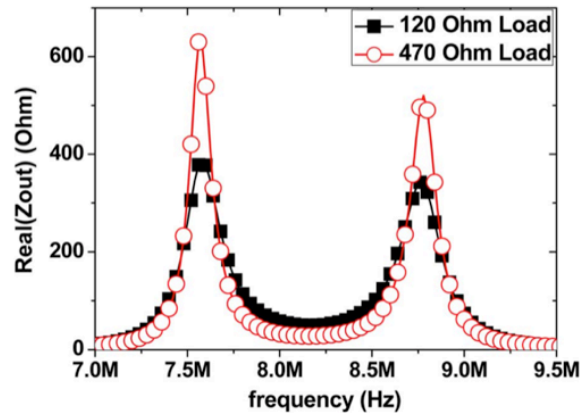


Figura 2.11.- Relación entre la parte real de la impedancia de salida del enlace y la variación de carga. Fuente:[55].

Con respecto al control del voltaje frente a variaciones de la carga, la figura 2.11 muestra que cuando se trabaja en la nueva frecuencia de resonancia (7.6 MHz) es posible notar la variación de la amplitud de la impedancia, por lo que es posible identificar y ajustar la potencia para distintas cargas. A pesar de que el sistema funciona y cumple el objetivo de ser insensible ante variaciones de acoplamiento y carga, no funciona para variaciones de distancia muy grandes (máximo 10 mm), de hecho en el mismo trabajo se diseñan bobinas repetidoras para lograr aumentar la distancia de transmisión de energía.

En [56] se propone un método similar para hacer que el sistema de energización inalámbrica sea insensible a las variaciones del acoplamiento. En este trabajo se utiliza la topología serie – serie, muy utilizada en aplicaciones de carga de baterías de automóviles eléctricos [47][49][63]. Al igual que en [55] se propone un control en base al seguimiento de la frecuencia donde la potencia de salida es constante. Al trabajar haciendo el seguimiento de la frecuencia el sistema se comporta como un transformador ideal, por lo que es capaz de entregar una potencia constante sin importar las variaciones de acoplamiento. Sin embargo, este sistema funciona cuando se trabaja con una carga definida y constante, lo que implica que no es capaz de regular el voltaje frente a variaciones de carga. Además, según [33] esta topología no es recomendable para implantes, ya que en este tipo de aplicaciones los niveles de acoplamiento usualmente son muy bajos y esta topología no funciona eficientemente en esas condiciones.



### CAPÍTULO 3. ANÁLISIS Y MODELACIÓN DE UN ENLACE INDUCTIVO.

Antes de diseñar el enlace inductivo con el cual se implementarán las estrategias de control, es necesario conocer la teoría detrás del funcionamiento de un enlace inductivo. Un enlace inductivo se compone de dos bobinas magnéticamente acopladas, una llamada primaria y la otra secundaria. Se dice que dos circuitos independientes están magnéticamente acoplados cuando el flujo magnético generado por la bobina de un circuito afecta a la otra bobina del otro circuito y viceversa. La teoría fundamental detrás de un sistema de energización inalámbrico mediante enlaces inductivos está dada por las leyes de Ampere y Faraday. De acuerdo a la ley de inducción de Faraday, un voltaje  $V$  inducido en una bobina es proporcional al número de vueltas  $N$  y a la razón de cambio de un flujo magnético  $\Phi$  a través ésta. Lo anterior se expresa de la siguiente forma (3.1):

$$V = N \frac{d\Phi}{dt} \quad (3.1)$$

De acuerdo a la ley de Ampere, un flujo magnético  $\Phi$  se produce mediante un flujo de corriente en una bobina, dado por la siguiente expresión (3.2):

$$\Phi = \frac{\mu_0 NiA}{w} \quad (3.2)$$

Donde  $\mu_0$  es la permeabilidad magnética en el vacío,  $A$  es el área de la bobina y  $w$  es el ancho de la bobina. Derivando (3.2) con respecto al tiempo podemos reescribir (3.1) de la siguiente forma:

$$V = N \frac{d\Phi}{dt} = \frac{\mu_0 NA}{w} \frac{di}{dt} = L \frac{di}{dt} \quad (3.3)$$

Donde  $L$  es la inductancia propia de la bobina y es igual a (3.4):

$$L = \frac{\mu_0 NA}{w} \quad (3.4)$$

Cuando otra bobina (llamada secundaria) se aproxima a la bobina primaria, el flujo magnético generado por ésta induce un voltaje en la bobina secundaria. Si analizamos lo que pasa con el flujo magnético, podemos observar que se divide en dos componentes como se muestra en la figura 3.1,

el flujo  $\Phi_{11}$  el cual interactúa con la bobina primaria y el flujo  $\Phi_{12}$  que interactúa con la secundaria. De esta forma tenemos que el flujo total generado en la bobina primaria es (3.5):

$$\Phi_1 = \Phi_{11} + \Phi_{12} \quad (3.5)$$



Figura 3.1.- Acoplamiento magnético entre dos bobinas. Interacción de los campos magnéticos.  
Fuente: Elaboración propia.

Por lo tanto el voltaje en la bobina primaria está dado por (3.6):

$$V_1 = N_1 \frac{d\Phi_{11}}{dt} \quad (3.6)$$

y el voltaje inducido en la bobina secundaria de  $N_2$  vueltas es (3.7):

$$V_2 = N_2 \frac{d\Phi_{12}}{dt} \quad (3.7)$$

Como ambos voltajes dependen de la corriente del circuito primario  $i_1$  podemos reescribir (3.6) y (3.7) como (3.8) y (3.9):

$$V_1 = N_1 \frac{d\Phi_{11}}{di_1} \frac{di_1}{dt} = L_1 \frac{di_1}{dt} \quad (3.8)$$

$$V_2 = N_2 \frac{d\Phi_{12}}{di_1} \frac{di_1}{dt} = M_{21} \frac{di_1}{dt} \quad (3.9)$$

Donde  $L_1$  es la inductancia propia de la bobina primaria y  $M_{21}$  es la inductancia mutua de la bobina secundaria con respecto a la bobina primaria.

De la misma forma se puede hacer el análisis para la bobina secundaria donde la corriente  $i_2$  genera un campo magnético que interactúa con la bobina primaria. El flujo magnético generado en la bobina secundaria es (3.10):

$$\Phi_2 = \Phi_{22} + \Phi_{21} \quad (3.10)$$

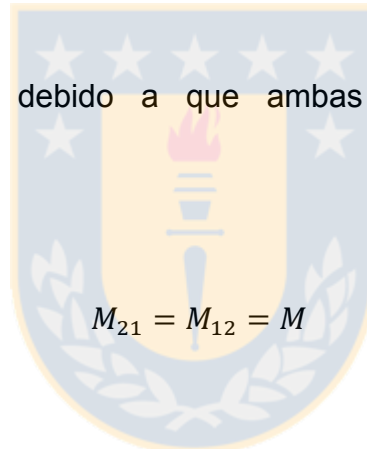
y los voltajes inducidos en la bobina primaria y secundaria son (3.11) y (3.12):

$$V_1 = N_1 \frac{d\Phi_{21}}{di_2} \frac{di_2}{dt} = M_{12} \frac{di_2}{dt} \quad (3.11)$$

$$V_2 = N_2 \frac{d\Phi_{22}}{di_2} \frac{di_2}{dt} = L_2 \frac{di_2}{dt} \quad (3.12)$$

Donde  $L_2$  es la inductancia propia de la bobina secundaria y  $M_{12}$  es la inductancia mutua de la bobina primaria con respecto a la bobina secundaria.

Generalizando, debido a que ambas bobinas están mutuamente acopladas:



$$M_{21} = M_{12} = M \quad (3.13)$$

M es la inductancia mutua e indica que tan acopladas están ambas bobinas. De esta forma las ecuaciones del circuito equivalente (figura 3.2) que relacionan el efecto de inducción mutua entre ambas bobinas son las siguientes (3.14) y (3.15):

$$V_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} - M \frac{di_2}{dt} \quad (3.14)$$

$$V_2 = M \frac{di_1}{dt} - L_2 \frac{di_2}{dt} \quad (3.15)$$

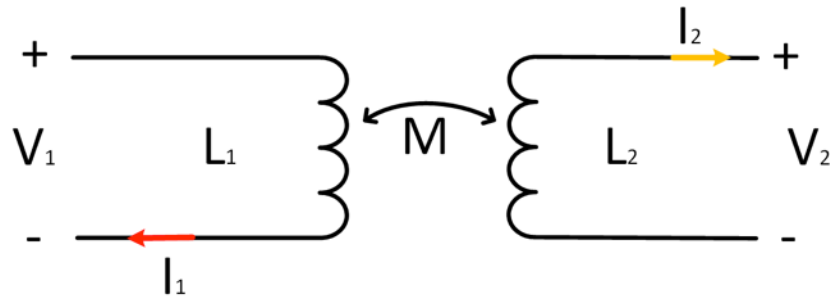


Figura 3.2.- Esquema de dos bobinas acopladas mutuamente, donde  $M$  es la inductancia mutua entre bobinas. Fuente: Elaboración propia.

Del concepto de inductancia mutua nace el de coeficiente de acoplamiento  $k$  que se define como la razón entre la inductancia mutua y las inductancias propias de las bobinas (3.16):

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (3.16)$$

En otras palabras el  $k$  permite cuantificar que cantidad de campo magnético generado por la bobina primaria es captado por la bobina secundaria y viceversa. De esta forma si  $k = 0$  se dice que no existe acoplamiento y no existe interacción ni transferencia de campos magnéticos. Ahora si  $k = 1$  se dice que el acoplamiento es máximo y todo el campo magnético generado por la bobina primaria es captado por la bobina secundaria. El coeficiente de

acoplamiento ( $k$ ) es una función dependiente de la geometría de la bobina, la orientación de las bobinas entre ellas y el número de vueltas.

Para el caso de un transformador con núcleo (fierro o ferrita) el valor del coeficiente de acoplamiento es superior a 0.9, debido a que el núcleo direcciona el campo magnético desde una bobina a otra. Sin embargo, en el caso de un enlace inductivo el núcleo es aire, por lo que es común obtener valores de  $k$  menores a 0.5 [30].

### 3.1 Modelo eléctrico de un enlace inductivo.

Conocido los principios fundamentales de un enlace inductivo, a continuación se hará un análisis de la teoría de circuito que permite modelar eléctricamente el enlace inductivo.

La figura 3.3 muestra el circuito equivalente de un enlace inductivo simple cuando se incorpora una carga  $R_L$  a la salida del circuito secundario.

Haciendo un análisis de malla en ambos circuitos acoplados se obtienen las siguientes expresiones:

a) Malla circuito primario:

$$V_1 = I_1 R_0 + I_1 R_{L_1} + jI_1 \omega L_1 - j\omega M I_2 \quad (3.17)$$

b) Malla circuito secundario:

$$j\omega M I_1 = jI_2 \omega L_2 + I_2 R_{L_2} + I_2 R_L \quad (3.18)$$

Donde  $R_0$  representa las pérdidas de la fuente de voltaje y  $R_{L_1}$ ,  $R_{L_2}$  son las resistencias internas de  $L_1$  y  $L_2$  respectivamente.

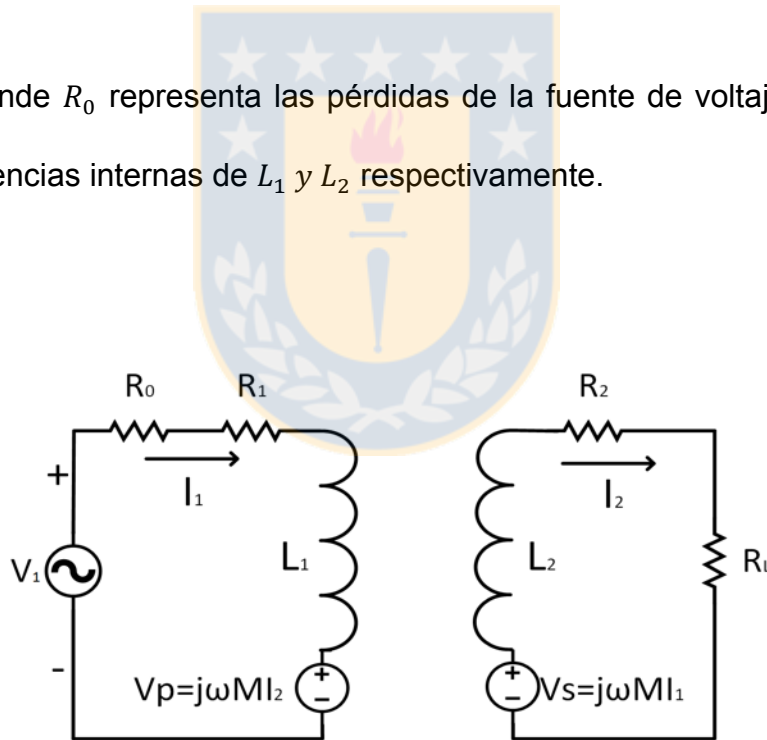


Figura 3.3.- Circuito equivalente de un enlace inductivo. Fuente: Elaboración propia.



Podemos observar que las dos fuentes de voltaje  $V_p$  y  $V_s$  modelan la interacción entre ambos circuitos acoplados. Donde  $V_s$  es el voltaje inducido en el circuito secundario generado por el campo magnético desde el circuito primario y  $V_p$  es el voltaje inducido en el circuito primario generado por el campo magnético del circuito secundario. Para comprender de mejor manera la interacción entre ambos circuitos se hará un análisis en función de sus impedancias.

a) Impedancia del circuito primario:

$$\frac{V_1}{I_1} = Z_1 = R_0 + R_{L_1} + j\omega L_1 + Z_p \quad (3.19)$$

b) Impedancia del circuito secundario:

$$Z_s = R_{L_2} + R_L + j\omega L_2 \quad (3.20)$$

Donde  $Z_1$  es la impedancia vista desde la fuente de voltaje que energiza el circuito primario y  $Z_s$  es la impedancia vista por la fuente de voltaje que se induce en el circuito secundario la cual es igual a  $Z_2$ , como se observa en la figura 3.4.

Ahora bien, para modelar el efecto en el circuito primario del circuito secundario tenemos que observar el término  $Z_p$  en la ecuación (3.19).

Aplicando la ley de ohm en  $Z_p$ ,

$$Z_p = \frac{V_p}{I_1} = \frac{j\omega M I_2}{I_1} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_2} \quad (3.21)$$

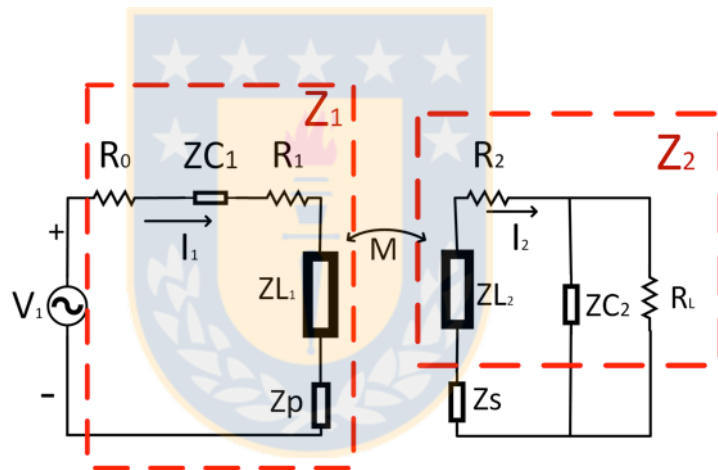


Figura 3.4.- Representación en función de la impedancia del circuito equivalente de un enlace inductivo. Fuente: Elaboración propia.

De esta forma vemos que el término  $Z_p$  consiste en la impedancia del circuito secundario reflejada. Esta impedancia reflejada permite cuantificar qué tanto de la carga en el secundario es vista por la fuente  $V_1$ . Se puede observar que está en función de la inductancia mutua entre las bobinas, por lo que la

magnitud de la impedancia es directamente proporcional a la inductancia mutua, es decir, si aumenta o disminuye la inductancia mutua la impedancia reflejada aumenta o disminuye en la misma proporción.

### 3.2 Análisis de un enlace inductivo en resonancia.

Una de las razones de que la eficiencia de un enlace inductivo sea baja es debido a la reactancia inductiva de la bobina primaria y secundaria [31]. Esta reactancia es mucho mayor que la resistencia propia de la bobina, en consecuencia se necesita de mayores voltajes para lograr mayores potencias. Mayores voltajes implica mayores corrientes en la bobina primaria lo que se traduce en mayores pérdidas. Por esta razón es común que en los enlaces inductivos se agregue un capacitor que anule la reactancia inductiva, como se observa en la figura 3.5.

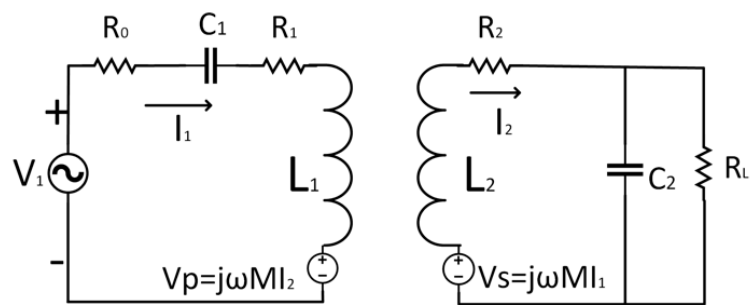


Figura 3.5.- Enlace inductivo con capacitores de resonancia. Fuente: Elaboración propia.

Para hacer resonar una bobina cualquiera se puede utilizar un capacitor en serie o paralelo. Para ello se define una frecuencia de trabajo, la cual será la frecuencia de resonancia, y luego se calcula el capacitor que anule la reactancia inductiva a esa frecuencia. La frecuencia de resonancia puede ser calculada con la ecuación (3.22).

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.22)$$

En general, esta frecuencia es limitada en el rango de 0,3 a 30 MHz [32] debido a que a mayores niveles de frecuencia existe una mayor absorción del campo magnético por los tejidos, causando un aumento de temperatura en la zona [16] como se analizó en el capítulo 1.

De esta forma, conociendo el valor de la inductancia podemos obtener el valor del capacitor que necesitamos para hacer resonar el circuito:

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f_o^2 L} \quad (3.23)$$

Al estar en resonancia el enlace inductivo se consigue que la impedancia del circuito secundario y la del circuito primario consistan sólo en las resistencias internas de cada bobina sumando al valor de la carga en el

secundario. Así, la energía que entrega la fuente en el circuito primario se disipará completamente en estas resistencias, haciendo que el enlace sea más eficiente. Sin embargo, la condición ideal de máxima eficiencia sería el caso en que la energía se disipe solo en la carga que necesitamos energizar.

La decisión de usar un capacitor en serie o en paralelo en el circuito secundario depende del valor de la carga. Un capacitor en serie es recomendado cuando la carga AC en el circuito secundario es mucho menor que la reactancia de la bobina secundaria ( $R_L \ll X_{L_s}$ ). Para este caso el circuito secundario se comporta como una fuente de corriente [30]. En cambio un capacitor en paralelo se utiliza cuando la carga AC en el circuito secundario es mucho mayor que la reactancia de la bobina secundaria ( $R_L \gg X_{L_s}$ ) causando que el circuito secundario se comporte como una fuente de voltaje [30].

Con respecto al circuito primario la decisión de utilizar un capacitor en serie o paralelo se define dependiendo de la fuente de energía que se utilizará. Si se utiliza un capacitor en serie en el circuito primario es necesario utilizar una fuente de voltaje para energizar y generar el campo magnético. En cambio, cuando se utiliza un capacitor en paralelo se debe utilizar una fuente de corriente para generar el campo magnético. Basándonos en lo mencionado anteriormente la figura 3.6 muestra las diferentes opciones que se pueden implementar para diseñar un enlace inductivo.

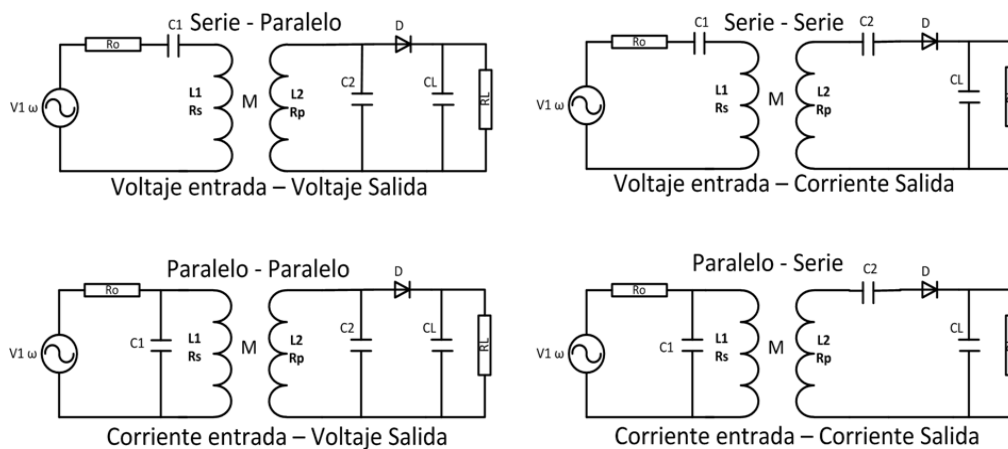


Figura 3.6.- Topologías de sintonización de un enlace inductivo. Fuente: Elaboración propia.

En general, la mayoría de los diseños de dispositivos médicos implantados utilizan la topología serie – paralelo debido a que es la topología más fácil de implementar, eficiente y permite transferencia de energía a mayores rangos de distancias [33].

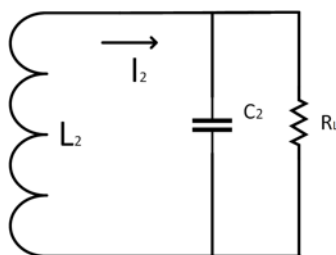


Figura 3.7.- Circuito equivalente del circuito secundario en resonancia. Fuente: Elaboración propia.

Para entender el efecto de la impedancia del circuito secundario en resonancia y cómo se refleja hacia el circuito primario, se realiza el siguiente análisis. La figura 3.7 muestra el circuito secundario topología paralelo que por simplicidad se asumen que los componentes son ideales ( $R_{L_2} = 0, R_{C_2} = 0$ ). De esta forma utilizando la ecuación (3.21) obtenemos la impedancia reflejada en el circuito primario:

$$\begin{aligned}
 Z_p &= \frac{\omega^2 M^2}{Z_2} = \frac{\omega^2 M^2}{j\omega L_2 + \left(\frac{1}{R_L} + j\omega C_2\right)^{-1}} = \\
 &= \frac{R_L}{1 + \omega^2 R_L^2 C_2^2} + j\left(\omega L_2 - \frac{\omega C_2 R_L^2}{1 + \omega^2 R_L^2 C_2^2}\right) \quad (3.24)
 \end{aligned}$$

Para que el circuito esté en resonancia la parte imaginaria debe ser cero, así:

$$\omega L_2 - \frac{\omega C_2 R_L^2}{1 + \omega^2 R_L^2 C_2^2} = 0 \quad (3.25)$$

Reordenando (3.25):

$$\frac{1}{1 + \omega^2 R_L^2 C_2^2} = \frac{L_2}{R_L^2 C_2} \quad (3.26)$$

Resolviendo y despejando  $f_0$  de (3.26) obtenemos la frecuencia de resonancia para el inductor  $L_2$  y el capacitor  $C_2$  es (3.27):

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_2 C_2} - \frac{1}{C_2^2 R_L^2}} \quad (3.27)$$

Como podemos observar, cuando el secundario tiene topología paralelo la frecuencia de resonancia depende de la carga que tenga el secundario. Para asegurar que el circuito secundario esté siempre en resonancia sería necesario hacer que el capacitor de resonancia ( $C_2$ ) sea modificado a medida de que la carga cambie, tarea que es compleja y poco factible de implementar. Por lo tanto, técnicamente se dice que el circuito secundario trabaja cerca de la resonancia. Ahora bien, al momento de diseñar el enlace inductivo es posible asumir, por simplicidad, que el circuito secundario tendrá valores de carga muy grandes, condición que permite utilizar la ecuación (3.22) para hacer resonar el circuito.

Considerando que el circuito secundario está en resonancia la impedancia del circuito secundario queda dada por (3.28):

$$Z_2 = \frac{R_L}{1 + \omega^2 R_L^2 C_2^2} \quad (3.28)$$



Reescribiendo (3.26) en la forma de (3.28), es posible simplificar la impedancia del circuito secundario a (3.29):

$$Z_2 = \frac{R_L}{1 + \omega^2 R_L^2 C_2^2} = \frac{L_2}{R_L C_2} \quad (3.29)$$

Considerando lo anterior podemos obtener la impedancia reflejada vista desde el circuito primario reemplazando (3.29) en (3.21):

$$Z_p = \frac{\omega^2 M^2}{Z_2} = \omega^2 k^2 L_1 C_2 R_L \quad (3.30)$$

De esta forma, cuando el circuito secundario está en resonancia la impedancia reflejada depende del factor de acoplamiento y de la carga, asumiendo las demás variables constantes.

## CAPITULO 4. DISEÑO ENLACE INDUCTIVO SERIE - PARALELO.

En los capítulos anteriores han sido estudiadas las bases y las distintas topologías para implementar un sistema de energización mediante enlaces inductivos. De acuerdo a esto, la topología serie – paralelo es la más utilizada debido a que su diseño es simple y ha demostrado ser la topología más eficiente en aplicaciones como dispositivos médicos implantados. Adicionalmente, no existe una estrategia de control implementada en esta topología de la forma que se propone en esta tesis. En consecuencia, un enlace inductivo serie – paralelo se implementa a continuación.

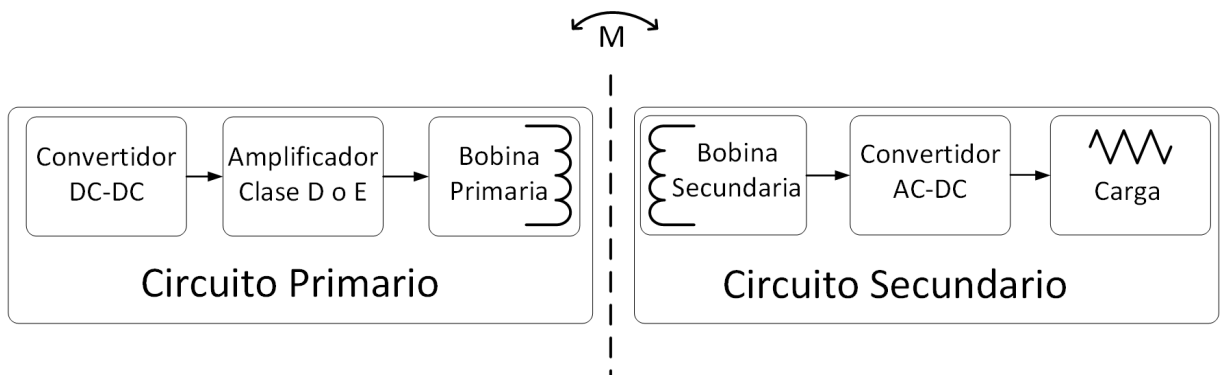


Figura 4.1.- Esquema en bloque de las etapas que componen un enlace inductivo típico.

Fuente: Elaboración propia.

La estructura de un enlace inductivo serie – paralelo ha sido estudiada y validada en múltiples trabajos [30-34]. La figura 4.1 muestra un esquema con las partes que componen un enlace inductivo.

#### **4.1 Circuito Primario.**

Como ya se definió en el capítulo anterior el circuito primario es encargado de generar el campo magnético para inducir un voltaje en el circuito secundario. A continuación, se describen las partes que lo componen:

##### **4.1.1 Convertidor DC-DC:**

En primer lugar se encuentra el convertidor DC-DC. En la mayoría de las aplicaciones el enlace se energiza mediante una batería. Este circuito se encarga de modificar el voltaje que proviene de la batería, aumentando o disminuyendo su valor. Con ello, es posible modular la potencia para asegurar que en el circuito secundario se induzca un voltaje y una corriente suficiente para que funcione el dispositivo implantado. Existe una gran cantidad de topologías, sin embargo, para efectos de nuestro diseño se utiliza un convertidor DC-DC tipo SEPIC. Un convertidor SEPIC (Single-Ended Primary Inductor Converter) tiene la particularidad de permitir obtener voltajes de salida menor, igual o mayor al voltaje de entrada. Se ha hecho popular en los últimos

años ya que son útiles en aplicaciones que son energizadas mediante baterías, donde el convertidor SEPIC es capaz de compensar la variación del voltaje de la batería (en el tiempo) con el objetivo de mantener el voltaje constante en la carga [57]. La topología básica del convertidor SEPIC es la que se muestra en la figura 4.2.

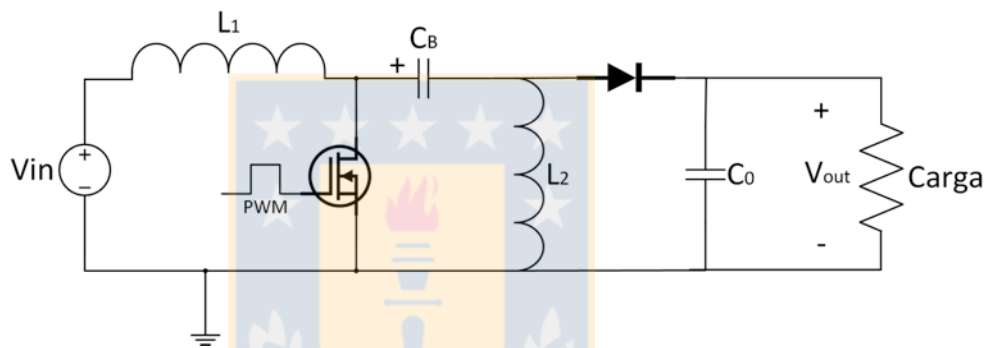


Figura 4.2.- Circuito esquemático de un convertidor SEPIC. Fuente: Elaboración propia.

Otras alternativas de convertidores son el convertidor buck – boost y el convertidor Ćuk, los cuales cumplen la misma función y utilizan menos componentes electrónicos. Con respecto al convertidor buck – boost utiliza solo un inductor y un capacitor, sin embargo, tiene la desventaja de presentar corriente de entrada pulsátil o con rizado, este rizado puede crear armónicas lo que requiere usar grandes capacitores o filtros LC [58][59]. Otra desventaja del convertidor buck – boost es que el voltaje de salida está invertido. El convertidor Ćuk resuelve este problema, sin embargo la operación en ambos convertidores

causa alto estrés en los componentes electrónicos, lo que podría causar un falla o sobrecalentamiento de éstos [57].

Los detalles de funcionamiento y de las fórmulas utilizadas para diseñar el convertidor SEPIC se encuentran en el Anexo I.

#### **4.1.1.1 Diseño del convertidor SEPIC.**

En primer lugar es necesario definir la condiciones de operación del convertidor SEPIC. Para nuestro diseño se definió un voltaje de salida de 20V como máximo, un voltaje de entrada de 5V y una corriente de entrada máxima de 1A. A continuación, y aplicando la metodología en detallada en el Anexo I se calcula el ciclo de trabajo máximo que se necesitará. De esta forma, y considerando un diodo con una caída de tensión de 0.5V obtenemos el ciclo de trabajo máximo :

$$D = \frac{20V + 0.5V}{5V + 20V + 0.5V} = 0.8039.$$

Conocido el ciclo de trabajo máximo, procedemos a calcular los valores de los inductores del convertidor. Considerando que la corriente de entrada

máxima será  $I_{in_{MAX}} = 1 A$ , y siguiendo la recomendación de que la variación de la corriente en el inductor sea de 40% [59] tenemos que:

$$\Delta I_L = 0.4 A$$

Para nuestro diseño se decidió utilizar un valor de inductancia disponible comercialmente y fácil de conseguir, por lo que se definió que  $L_1 = L_2 = 100 \mu H$ . Con la información disponible es posible calcular la frecuencia de operación. Para ello se despeja  $f_s$  de (55a, Anexo I) obteniendo lo siguiente:

$$f_s = \frac{V_{in_{MIN}} D_{MAX}}{\Delta I_L L} = 100 \text{ kHz}$$

El siguiente paso es seleccionar el valor de los capacitores. Sin embargo, antes de esto es necesario definir los valores máximos de  $\Delta V_{C_B}$  y  $\Delta V_{out}$ . Que para nuestro diseño se definió que fuese de  $\Delta V_{C_B} = 500 \text{ mV}$  y  $\Delta V_{out} = 50 \text{ mV}$ . Así, reemplazando en (56a, Anexo I) y (57a, Anexo I) obtenemos que:

$$C_B \cong 10 \mu F$$

$$C_o \geq 200 \mu F$$

#### 4.1.1.2 Simulación del convertidor SEPIC:

Para comprobar si el diseño se realizó correctamente, se simula el convertidor utilizando el software Multisim 14.0 de National Instruments. De acuerdo a los valores obtenidos anteriormente el circuito del convertidor SEPIC queda como se muestra en la figura 4.3:

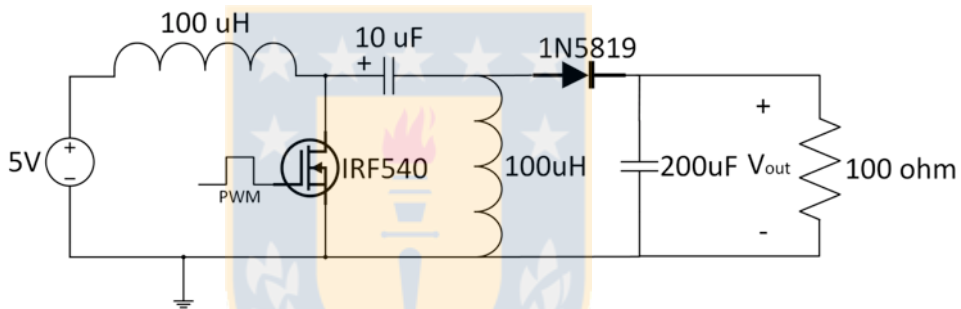


Figura 4.3.- Esquema circuito del convertidor SEPIC con los valores de los componentes obtenidos mediante el proceso de diseño. Fuente: Elaboración propia.

La figura 4.4 muestra las curvas de funcionamiento del convertidor SEPIC obtenidas mediante la simulación. Si la comparamos con la figura A1.3 (ver en Anexo I), podemos ver que se cumple el comportamiento descrito teóricamente. El voltaje de entrada es de 5V por lo tanto el voltaje en el MOSFET (figura 4.4a), que según la teoría debe ser  $V_{in} + V_{out}$ , es de aproximadamente de 25 V como se comprueba en la simulación. Con respecto

a la corriente  $I_{L_1}$ , se diseñó para que tuviera un rizado de  $400\text{ mA}$ , lo que concuerda con lo obtenido en la simulación (figura 4.4b).

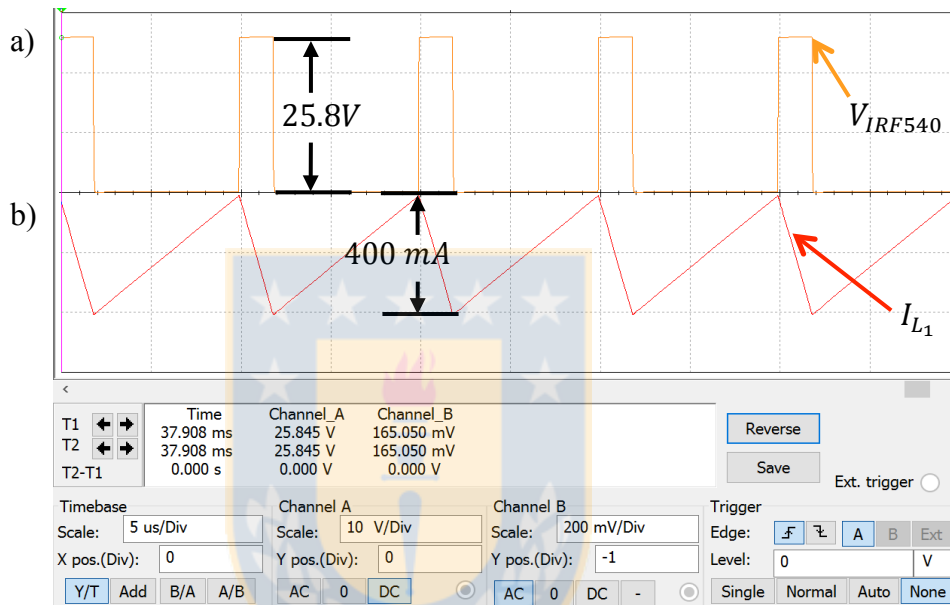


Figura 4.4.- Curvas de funcionamiento del convertidor SEPIC obtenidas mediante la simulación. a) Voltaje en el interruptor MOSFET ( $IRF540$ ), b) Corriente en el inductor  $L_1$ . Fuente: Elaboración propia.

La figura 4.5a muestra el voltaje de salida máximo para el cual se diseñó el convertidor. La figura 4.5b muestra la curva de la corriente en el capacitor  $C_B = 10\text{ }\mu\text{F}$ , la cual corresponde a lo que se analizó de forma teórica. Si vemos la curva  $I_{C_B}$  de la figura A1.3 (ver Anexo I), en esa curva es posible obtener el valor de la corriente máxima de entrada. Nuestro diseño fue hecho para que



ese valor de corriente fuese de 1A, y podemos ver que en la simulación se comprueba ese valor.

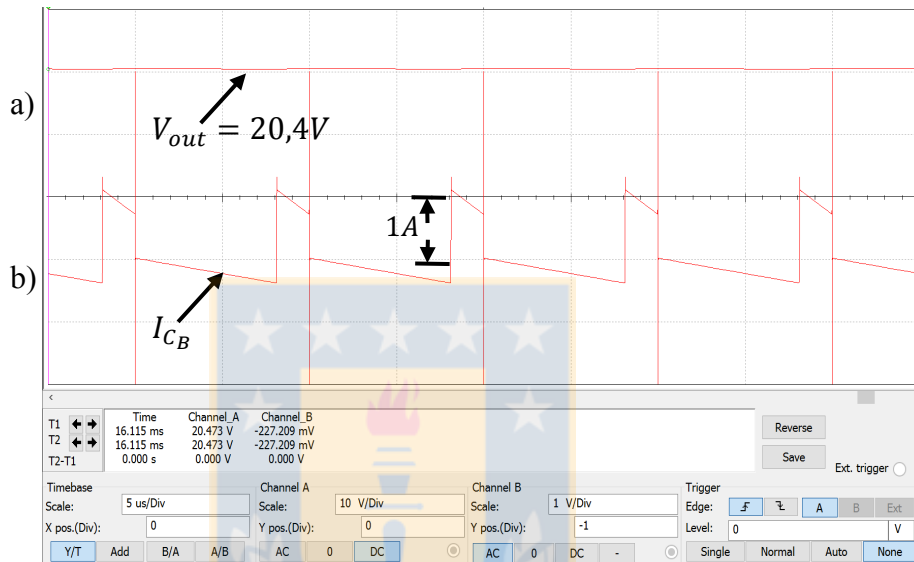


Figura 4.5.- Curvas de funcionamiento del convertidor SEPIC a) Voltaje de salida b) Corriente en el capacitor  $C_B = 10 \mu F$ . Fuente: Elaboración propia.

#### 4.1.2 Amplificador de potencia o Inversor:

Como se discutió el capítulo 3, para que se genere un campo magnético alterno en la bobina primaria se necesita de una corriente alterna circulando por ésta. Para producir una corriente alterna desde el voltaje continuo generado por el convertidor SEPIC, se necesita de un convertidor DC-AC o amplificador de

potencia. Para el caso de aplicaciones implantadas los amplificadores más utilizados son el clase D o clase E [30][35]. A continuación se analiza cada uno:

#### 4.1.2.1 Amplificador de potencia Clase D:

Es una de las alternativas más utilizada a la hora diseñar un sistema de energización mediante enlaces inductivos [35][36] debido a que es simple de implementar y puede alcanzar altos niveles de eficiencia. Teóricamente puede alcanzar 100% de eficiencia, sin embargo en la práctica la eficiencia está en el orden de 80% - 90% [31][33] debido a las pérdidas por conmutación. El amplificador clase D consiste en dos o más interruptores los cuales conmutan en forma complementaria. La figura 4.6 muestra la topología típica de un amplificador clase D.

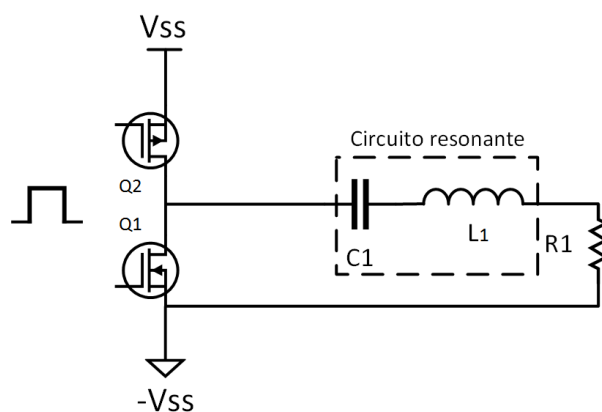


Figura 4.6.- Amplificador de potencia Clase D. Fuente: Elaboración propia.

El funcionamiento de un amplificador clase D se basa en la conmutación de los interruptores MOSFET  $Q_1$  y  $Q_2$  de forma complementaria donde, a la salida del amplificador, el voltaje pasa de  $-V_{ss}$  a  $V_{ss}$  formando una señal cuadrada. Este tipo de amplificador tiene la ventaja de trabajar con cualquier tipo de carga ya sea capacitiva, inductiva o resistiva a la salida [30]. La frecuencia de operación con la cual se hace conmutar los interruptores es la misma con la cual se hace resonar al capacitor e inductor. Al conectar el amplificador al circuito resonante formado por el capacitor y la bobina, estos últimos forman un filtro que elimina todas las armónicas de la señal cuadrada provenientes de la conmutación, dejando la componente fundamental determinada por la frecuencia de resonancia. El hecho de que el circuito LC esté en resonancia no es una condición que limite el funcionamiento del amplificador, sin embargo, maximiza la corriente que pasa por la bobina y eso aumenta la eficiencia del sistema. Para asegurar una mejor eficiencia el valor de Q (factor de calidad) de  $L_1$  debe estar sobre 10 o 20.

La figura 4.7 muestra las formas de onda típicas de un amplificador clase D con interruptores ideales. La fuente de voltaje  $V_{cc}$  y la corriente  $I_{cc}$  circulan por el circuito resonante y, dado por la apertura y cierre de los interruptores ( $v_\alpha$ ), se genera la curva de corriente alterna  $i_1$  que finalmente produce el campo magnético. Como muestra la figura, la corriente  $i_1$  depende directamente de la

corriente que entrega la fuente  $i_{cc}$  y está limitada por las resistencias internas del circuito resonante.

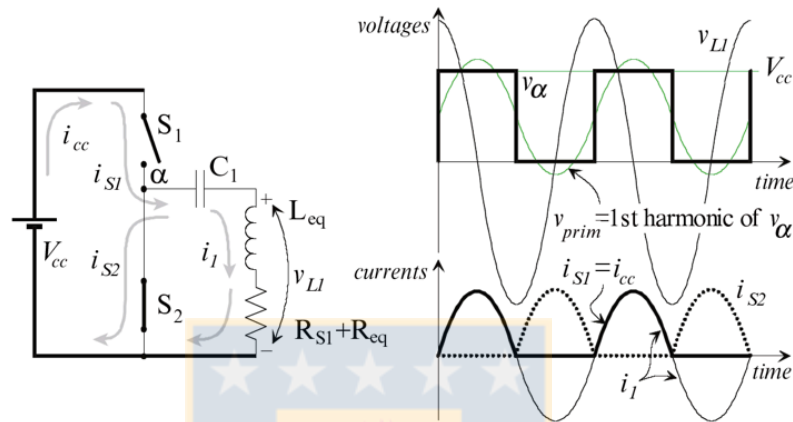


Figura 4.7.- Formas de onda amplificador Clase D con interruptores ideales. Fuente: [30].

#### 4.1.2.2 Amplificador de potencia clase E:

Otro amplificador de potencia ampliamente utilizado en el diseño de implantes es el clase E (figura 4.8). El amplificador clase E se caracteriza por asegurar eficiencias sobre 90% [35], ya que con los componentes adecuados asegura conmutación en cero voltaje. A diferencia del clase D, el clase E necesita de menos elementos ya que está compuesto básicamente por un interruptor MOSFET, un inductor choke y un capacitor shunt. El capacitor shunt se utiliza para suavizar la conmutación del interruptor, de esta forma no hay un solapamiento entre la corriente y el voltaje. El inductor choke asegura una

corriente constante a través del amplificador. El capacitor  $C_p$  conectado en paralelo ajusta la corriente de la fuente de energización y convierte la señal cuadrada en una señal sinusoidal. La máxima eficiencia se consigue a altas frecuencias y está limitada por el capacitor  $C_1$ . Al igual que en el clase D, el valor de Q de  $L_1$  debe estar sobre 10 o 20, para asegurar que la corriente y el voltaje de salida posean sólo la componente armónica fundamental [30] y así se logre maximizar la corriente en el primario. La principal desventaja de este amplificador es que se diseña para una carga  $R_L$  específica, por lo que si la carga cambia el sistema cambia de punto de operación y pierde eficiencia.

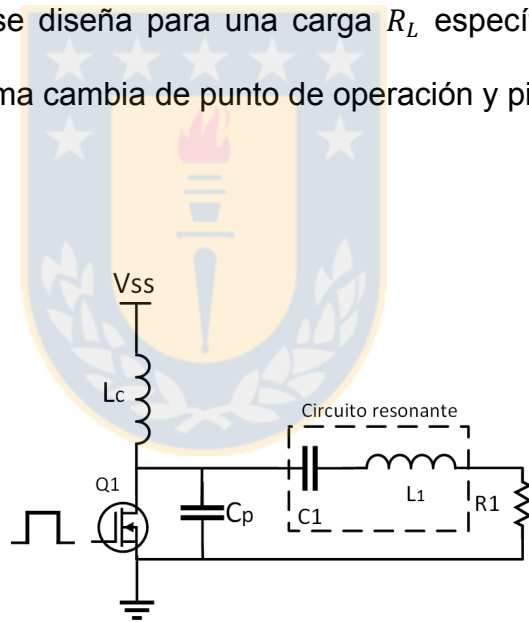


Figura 4.8.- Amplificador de potencia Clase E. Fuente: Elaboración propia.

Como se analizó el amplificador clase D permite trabajar con distintos tipos de carga y no pierde sintonía si la carga se modifica lo que simplifica el diseño del enlace inductivo. Debido a esto, para el diseño del enlace inductivo

se utiliza el amplificador clase D. A continuación, se describe el proceso de diseño.

#### 4.1.2.3 Diseño amplificador de potencia Clase D

El circuito esquemático del amplificador clase D a diseñar se muestra en la figura 4.9.

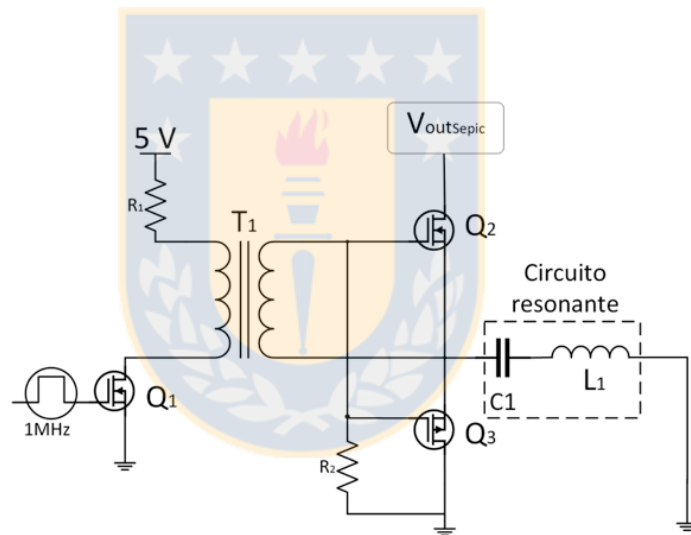


Figura 4.9.- Esquema del Amplificador clase D. Fuente: Elaboración propia.

La frecuencia de operación que se utilizará para implementar el enlace inductivo será de 1MHz. Esta será la frecuencia con la cual se hará resonar el circuito resonante. Así, una señal cuadrada de 1MHz se conecta al gate del MOSFET  $Q_1$  haciéndolo conmutar. Esto genera una señal cuadrada en el primario del transformador. Luego, el secundario del transformador se conecta a

$Q_2$  (MOSFET N) y  $Q_3$  (MOSFET P) los cuales conmutarán generando una señal cuadrada con una amplitud determinada por el voltaje de salida del convertidor SEPIC. Finalmente, esta señal cuadrada se conecta al circuito resonante sintonizado a la frecuencia de operación.

#### **4.1.2.4 Simulación del amplificador de potencia clase D.**

A continuación se muestran los resultados obtenidos mediante la simulación del amplificador clase D diseñado.

La figura 4.10 muestra el voltaje de salida del transformador de pulso cuando está conectado al medio puente formado por los MOSFET y al circuito resonante. La simulación considera las resistencias internas de cada componente. Es posible observar cómo el voltaje, referenciado a los source de ambos MOSFET, tiene una fase positiva y una fase negativa. La fase positiva hace que  $Q_2$  (MOSFET N) pase a estado de conducción y  $Q_3$  permanezca como circuito abierto. Luego, la fase negativa de la señal provoca el efecto contrario y hace que  $Q_2$  actúe como circuito abierto y  $Q_3$  pasa a estado de conducción. De esta forma, se obtiene una señal cuadrada que se conecta con el circuito resonante.

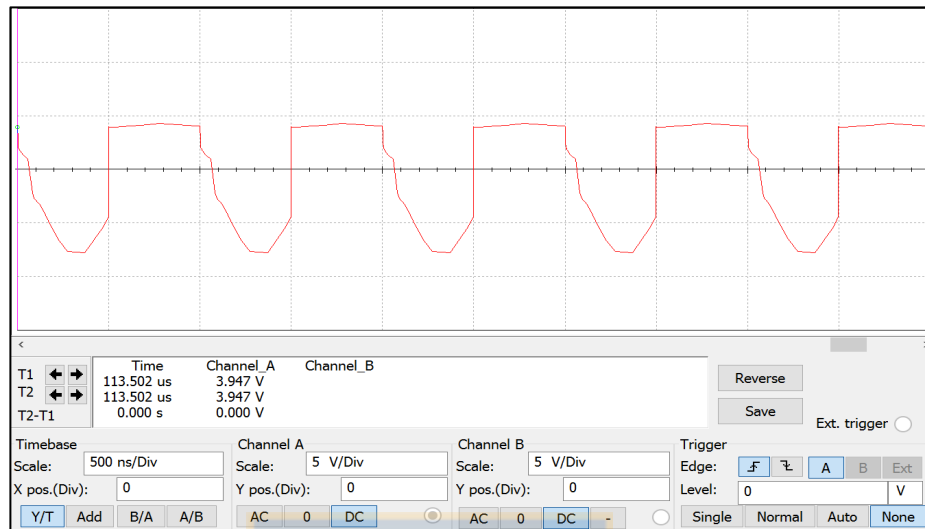


Figura 4.10.- Voltaje de salida del transformador de pulso cuando está conectado al medio puente y al circuito resonante. Fuente: Elaboración propia.

La figura 4.11 muestra las curvas en el circuito resonante. La figura 4.11a es el voltaje del circuito resonante en serie, es decir, es el voltaje que cae en el inductor, capacitor y resistencias internas en su conjunto. La figura 4.11b muestra la curva de corriente que circula por el circuito resonante. Como se esperaba, la forma de la señal de la corriente es una sinusoidal perfecta que oscila a la frecuencia de operación de 1MHz. En la simulación, es posible notar que el valor máximo de la corriente es aproximadamente de 1A.



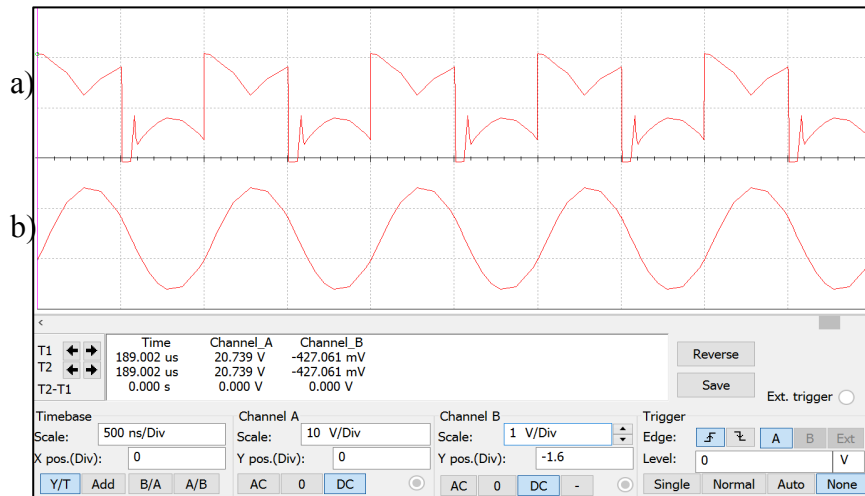


Figura 4.11.- a)Voltaje en el circuito resonante (inductor, capacitor, resistencias internas), b) Corriente en el circuito resonante (div:1V/1A). Fuente: Elaboración propia.

## 4.2 Circuito secundario.

Continuando con el diseño del enlace, a continuación se definen las etapas necesarias para implementar el circuito secundario. El circuito secundario es el que recibe la energía proveniente del circuito primario. 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. El circuito secundario se compone de los siguientes elementos: circuito resonante entre la bobina secundaria ( $L_2$ ) y el capacitor ( $C_2$ ), seguido por un convertidor AC-DC y finalmente la carga. Con respecto al diseño de la bobina y la elección del capacitor de resonancia, éstos

se describirán en el siguiente capítulo. De esta forma, lo único que hay definir para el diseño del circuito secundario es el tipo de convertidor AC-DC que se utilizará.

#### **4.2.1 Convertidor AC-DC:**

Cuando el campo magnético alterno entra en contacto con la bobina secundaria se induce un voltaje alterno el cual no se puede aplicar directamente para energizar un dispositivo electrónico. Así, para transformarlo a un voltaje continuo (DC) la solución más fácil y común es utilizar un rectificador, ya sea de media onda o de onda completa. A continuación se describe cada uno.

##### **1) Rectificador de media onda:**

Un rectificador de media onda consiste en un diodo y un capacitor, como se muestra en la figura 4.12. Es el rectificador más simple de implementar. El diodo corta la parte negativa del voltaje alterno y luego este voltaje es suavizado mediante el capacitor  $C_0$ , con lo cual se obtiene un voltaje continuo que energiza a  $R_L$ . Idealmente el valor del voltaje DC rectificado debería ser igual al máximo del voltaje alterno, sin embargo, al pasar por el diodo se produce una caída de tensión debido al voltaje necesario para polarizar al

diodo. Las pérdidas generadas en el diodo se representa matemáticamente como (4.1):

$$P_{Rec1} = V_D I_L \quad (4.1)$$

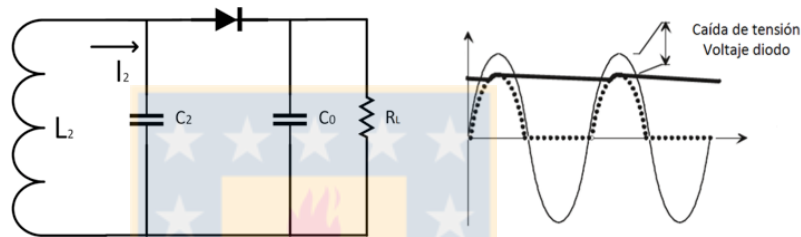


Figura 4.12.- Rectificador de media onda. Fuente: Elaboración propia.

## 2) Rectificador de onda completa:

Este rectificador se diferencia con el de media onda ya que deja pasar al semi-ciclo negativo de la señal alterna y además la transforma en una señal positiva. En consecuencia este rectificador necesita de un capacitor más pequeño para suavizar el rizado en comparación con el de media onda. La figura 4.13 muestra la topología del rectificador onda completa. La desventaja con respecto al de media onda es el uso de 4 diodos, ya que como en cada semi-ciclo de la señal alterna el voltaje y la corriente deben pasar por dos

diodos, el voltaje DC tiene una caída de tensión del doble, por lo que las pérdidas aumentan en la misma proporción como se puede muestra en la siguiente expresión (4.2):

$$P_{Rec2} = 2V_D I_L \quad (4.2)$$

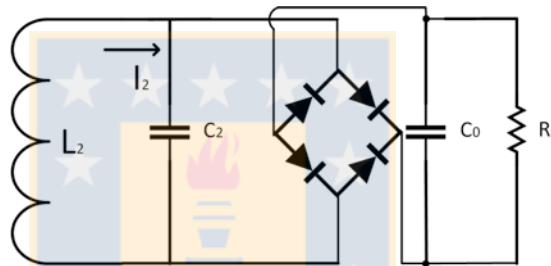


Figura 4.13.- Rectificador de onda completa. Fuente: Elaboración propia.

Para el diseño de nuestro enlace inductivo se decide utilizar un rectificador de media onda. La elección de esta alternativa se debe su simplicidad ya que sólo utiliza un diodo, generando menores pérdidas. Además, como el rectificador trabajará con una frecuencia de operación de 1 MHz, el capacitor necesario para suavizar la señal alterna del circuito secundario no necesita ser de valores elevados, permitiendo reducir el tamaño del capacitor y por lo tanto el tamaño del dispositivo implantado.

## **CAPITULO 5. CONSTRUCCIÓN DEL ENLACE INDUCTIVO SERIE - PARALELO.**

Luego de haber definido qué tipos de circuitos se utilizarán para implementar el enlace inductivo serie - paralelo, se detalla a continuación el proceso de construcción.

### **5.1 Construcción y selección de bobinas.**

Para la elección de las bobinas es necesario definir el tamaño, tipo de cable y número de vueltas que tendrá cada una. Lo anterior depende de la aplicación o el tipo de implante que se desea diseñar. Para este trabajo de tesis se fijó como objetivo energizar un dispositivo de 40 mm de diámetro, y que se logrará energizar a una distancia máxima de 40 mm. Para cumplir lo comprometido anteriormente se construyeron múltiples bobinas con el objetivo de encontrar una combinación de ellas que entregue el mejor funcionamiento. Como el diámetro de la bobina secundaria está limitado a 40mm, se fabrican 3 bobinas secundarias con distinta cantidad de vueltas. Con respecto a la bobina

primaria, se fabricaron 12 bobinas con distintas cantidades de vuelta y diámetros. Los diámetros de la bobina primaria se seleccionaron para que siempre fuesen más grandes que el diámetro de la bobina secundaria, y así aplicar el principio de aproximación geométrica para desensibilizar cambios de ganancia siempre y cuando la bobina secundaria se mueva dentro del área de la bobina primaria [37]. La figura 5.1 muestra las bobinas construidas con los distintos diámetros y vueltas (solo se muestra un grupo del total construido). Los diámetros utilizados para la bobina primaria fueron de 70 mm, 60 mm y 50 mm y la cantidad de vueltas para ambas bobinas fue de 12, 9 y 6. Cada bobinas fue construida con cable Litz (176/46) de 0,9 mm de diámetro.

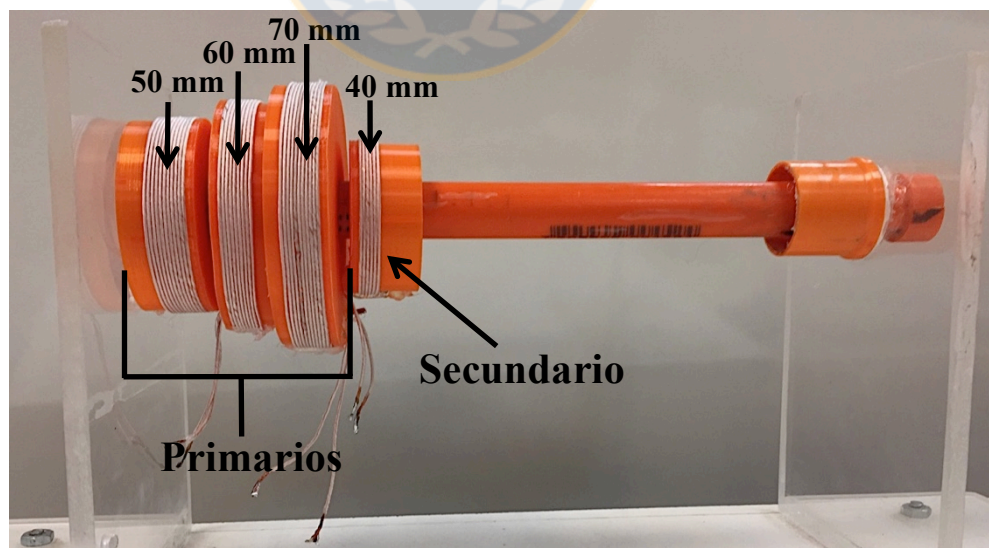


Figura 5.1.- Bobina primarias de 50 mm, 60 mm y 70 mm de diámetros y secundaria de 40 mm de diámetro fabricadas. Fuente: Elaboración propia.

Construidas las bobinas, se procede a calcular los valores de los capacitores necesarios para hacerlas resonar utilizando la expresión (3.22). Como se analizó en el capítulo 3 sección 3.2, para hacer resonar el circuito secundario en paralelo se debe utilizar la ecuación (3.27) la cual depende de la carga del circuito secundario. Sin embargo, como se menciona en el mismo capítulo, es posible utilizar la ecuación (3.22) para hacer resonar ambos circuitos. Los capacitores utilizados son capacitores de película de polipropileno caracterizados por tener baja resistencia eléctrica equivalente ( $ESR < 0.7 \text{ m}\Omega @ 1 \text{ MHz}$ ) con el objetivo de minimizar las pérdidas y mejorar la eficiencia del sistema.

La figura 5.2 muestra los voltajes rectificadas y filtrados obtenidos a la salida del circuito secundario utilizando todas las combinaciones posibles entre la bobina primaria y bobina secundaria a 40 mm de distancia. Como muestra la figura 5.2 la mejor combinación se logró cuando la bobina primaria de 12 vueltas/70 mm de diámetro y la bobina secundaria de 6 vueltas (\*). De esta forma, se definen las bobinas y capacitores que se utilizarán para implementar el enlace inductivo. Los parámetros para este par de bobinas se muestran en la tabla 5.1.

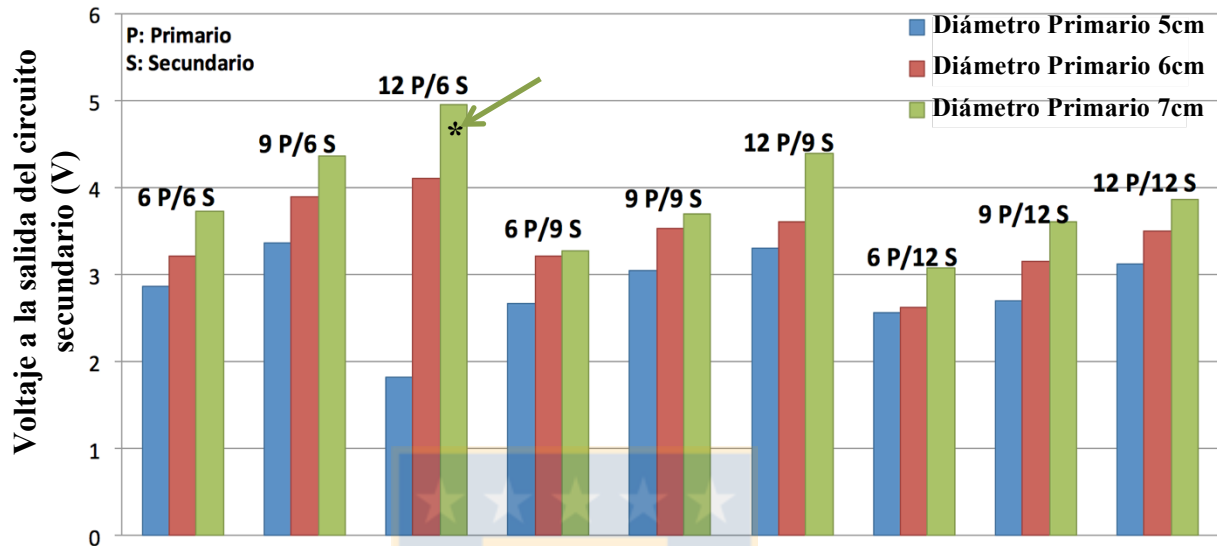


Figura 5.2.- Voltaje a la salida del circuito secundario rectificado y filtrado con distintas combinaciones de bobinas a 40 mm de separación entre bobinas. Fuente: Elaboración propia.

Tabla 5.1.- Parámetros del enlace inductivo implementado. Fuente: Elaboración propia

Primario	Secundario
$L_1 = 15.4 \mu H$	$L_2 = 3.31 \mu H$
$C_1 = 1.645 nF$	$C_2 = 7.65 nF$
$R_{L_1} = 0.92 \Omega$	$R_{L_2} = 0.897 \Omega$
$N_1 = 12$	$N_2 = 6$
$d_1 = 70 mm$	$d_2 = 40 mm$
$Q_1 = 368$	$Q_2 = 254$
$f_0 = 1 MHz$	



De esta manera, el enlace inductivo a implementar se muestra en la figura

5.3.

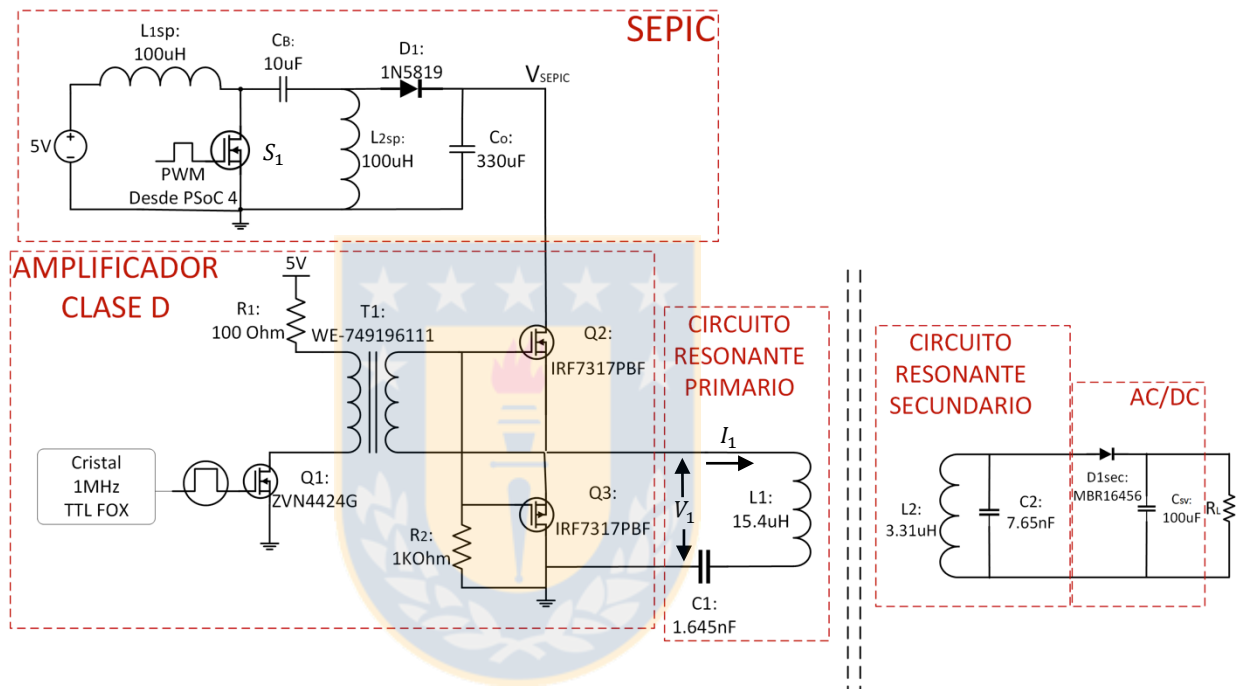


Figura 5.3.- Etapas del enlace inductivo implementado luego de la fase de diseño.  
Fuente: Elaboración propia.

A continuación se describe y muestran los resultados experimentales de cada etapa.

## 5.2 Construcción y resultados experimentales del convertidor SEPIC.

Para construir el convertidor SEPIC se utiliza el MOSFET IRF540 para implementar el interruptor  $S_1$ . Para controlar el ancho de pulso y modular la potencia de entrada al circuito primario, se utiliza la tarjeta de desarrollo PSoC 4 de la compañía Cypress [60]. Esta tarjeta posee un microcontrolador 48 MHz ARM Cortex-M0 de 32 bit que combina lógica analógica y digital completamente personalizable, lo cual será muy útil para implementar las estrategias de control que se presentarán en el próximo capítulo. En el microcontrolador, por lo tanto, se programa una señal PWM que trabaja a la frecuencia determinada en la etapa de diseño del convertidor 100 KHz. Dos inductores de 100  $\mu H$  fueron utilizados para  $L_{1sp}$  y  $L_{2sp}$  y capacitores de 10  $\mu F / 50 V$  y 330  $\mu F$  para  $C_B$  y  $C_o$ . Se utiliza el Diodo schottky 1N5819. La tabla 5.2 resume los componentes antes mencionados.

Tabla 5.2.- Componentes del convertidor SEPIC. Fuente: Elaboración propia

Componentes	
Microcontrolador	PSoC 4 (ARM Cortex – M0)
$L_{1sp}$	100 $\mu H$
$L_{2sp}$	100 $\mu H$
$C_B$	10 $\mu F / 50 V$
$C_o$	330 $\mu F$
$S_1$	IRF540
$D_1$	1N5819

La figura 5.4 muestra los resultados experimentales de la implementación y pruebas del convertidor SEPIC. Se puede correlacionar los resultados obtenidos en la simulación (sección 4.1.2.4), donde el voltaje en el MOSFET IRF540 es la señal cuadrada con amplitud igual a  $V_{in} + V_{SEPIC} \cong 18$ , donde  $V_{in} = 5.2 V$  y  $V_{SEPIC} = 12 V$ . La prueba de funcionamiento que se muestra se realizó a un voltaje de salida menor al voltaje de salida máximo para el cual fue diseñado. Sin embargo, se comprobó que el circuito puede operar con un  $V_{SEPIC}$  desde 1V a 20V. La figura All.5 (ver en Anexo II) muestra el circuito PCB del convertidor SEPIC implementado. La tarjeta del circuito primario fue diseñada para ser insertada en la tarjeta de desarrollo PSoC 4, como se muestra en la figura All.6 (ver en Anexo II). Con esto se logró un prototipo funcional y confiable.

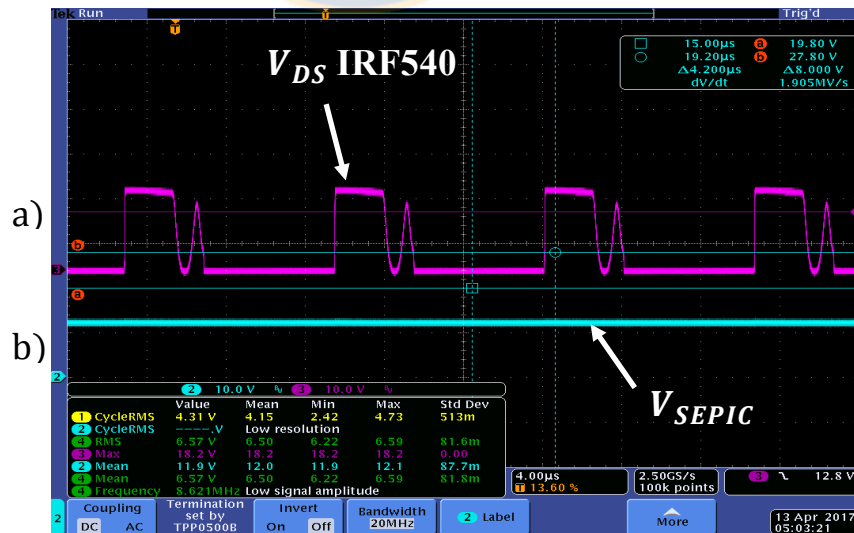


Figura 5.4.- Formas de onda del convertidor SEPIC implementado a)  $V_{DS}$  del MOSFET IRF540, b) Voltaje de salida del convertidor SEPIC ( $\cong 12 V$ ). Fuente: Elaboración propia.

### 5.3 Construcción amplificador de potencia clase D.

Para implementar el amplificador clase D (figura 4.9) se utilizan los siguientes componentes que se muestran en la tabla 5.3:

Tabla 5.3.- Componentes del amplificador de potencia clase D. Fuente: Elaboración propia

Componentes	
T1	WE-749196111
Señal 1MHz	Oscilador TTL FOX F1100E
$Q_1$	ZVN4424G
$Q_2$ y $Q_3$	IRF7317PBF
$R_1$	100 $\Omega$
$R_2$	1 k $\Omega$

El transformador de pulso WE-749196111 está diseñado para ser utilizado en convertidores DC-DC. Para generar la señal cuadrada a 1MHz se utiliza un oscilador TTL de marca FOX, el cual se energiza con 5V y entrega una señal cuadrada de la misma amplitud. Los MOSFET Q2 y Q3 implementados con el integrado IRF7317PBF, el cual tiene dos MOSFET (un P y un N) se caracterizan por tener muy baja resistencia de encendido  $R_{DS(ON)} = 0.029\Omega$  para el MOSFET N y  $R_{DS(ON)} = 0.058\Omega$  para el MOSFET P, de esta forma se minimizan las pérdidas y hacen más eficiente al amplificador clase D. En la figura All.5 (ver en Anexo II) se muestra el circuito amplificador clase D implementado.

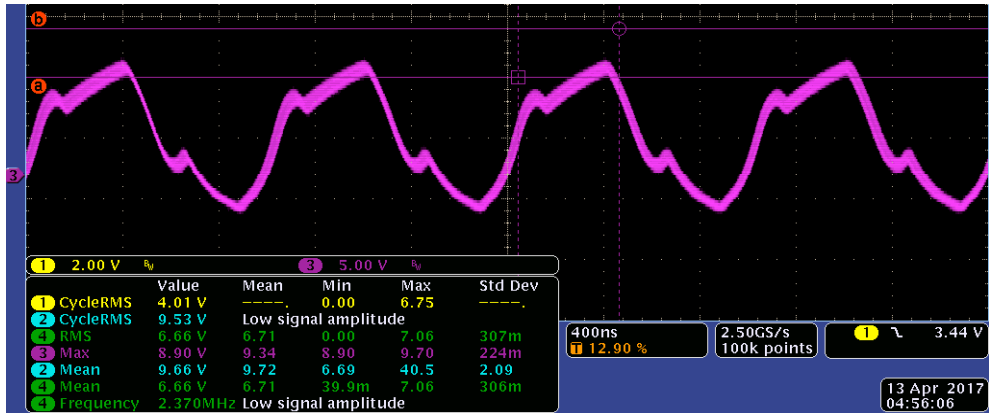


Figura 5.5.- Formas de onda del amplificador clase D, voltaje a la salida del transformador de pulso. Fuente: Elaboración propia.

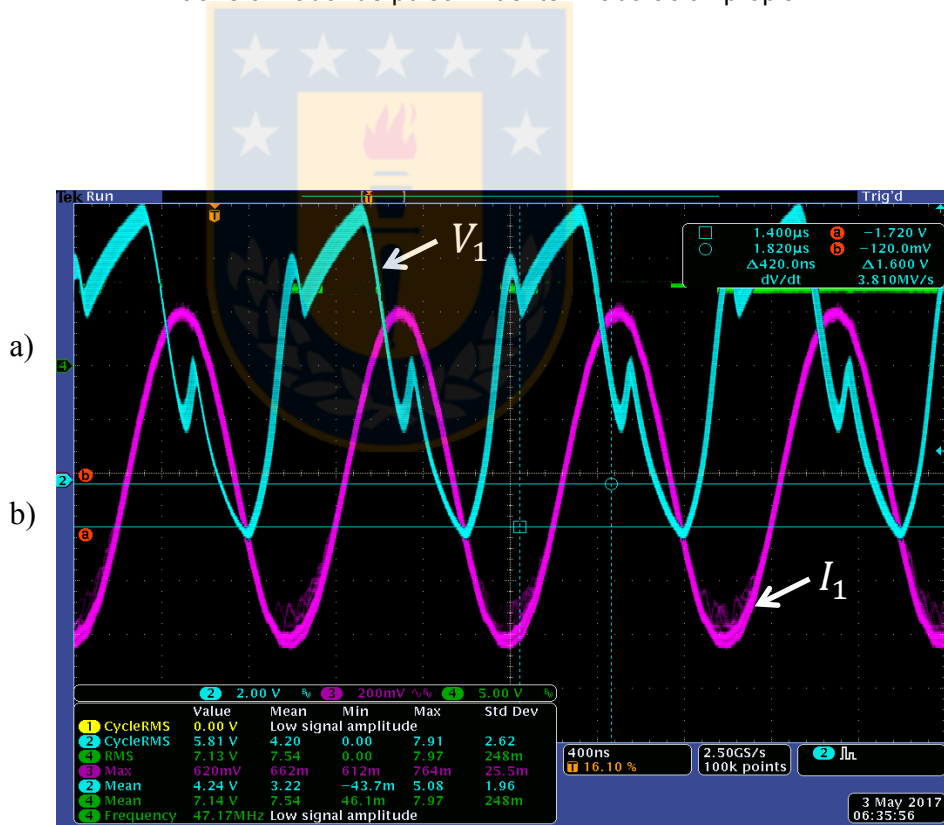


Figura 5.6.-a) Voltaje en el circuito resonante (inductor, capacitor, resistencias internas),  
 b) Corriente en el circuito resonante (div:1mV/1mA). Fuente: Elaboración propia.

La figura 5.5 muestra el voltaje de salida del transformador de pulso, el cual se conecta al medio puente formado por el MOSFET IRF7317PBF. Podemos notar que los resultados experimentales concuerdan con los resultados obtenidos en las simulaciones. Esto se demuestra con la figura 5.6, la cual muestra el voltaje del circuito resonante en serie, es decir, es el voltaje que cae en el inductor, capacitor y resistencias internas en su conjunto y la corriente sinusoidal (producto de la resonancia) que circula por el circuito.

#### **5.4 Pruebas de funcionamiento del enlace inductivo**

Finalmente, se integran todas las etapas que componen al enlace inductivo y se prueban. Con respecto al convertidor AC-DC en el circuito secundario, se implementa un rectificador de media onda para obtener un voltaje continuo a la salida. Para ello, se utiliza un diodo schotsky MBR16456 que trabaja a altas frecuencias y que tiene un voltaje de polarización bajo (0.5V). A la salida del circuito, para suavizar el voltaje, se utiliza un capacitor de 100  $\mu F$ .

La figura 5.7 muestra las formas de onda obtenidas durante el funcionamiento del enlace inductivo utilizando una carga de 300  $\Omega$  a una distancia de 4 cm entre bobinas. Con esto se demuestra el funcionamiento del enlace inductivo diseñado .

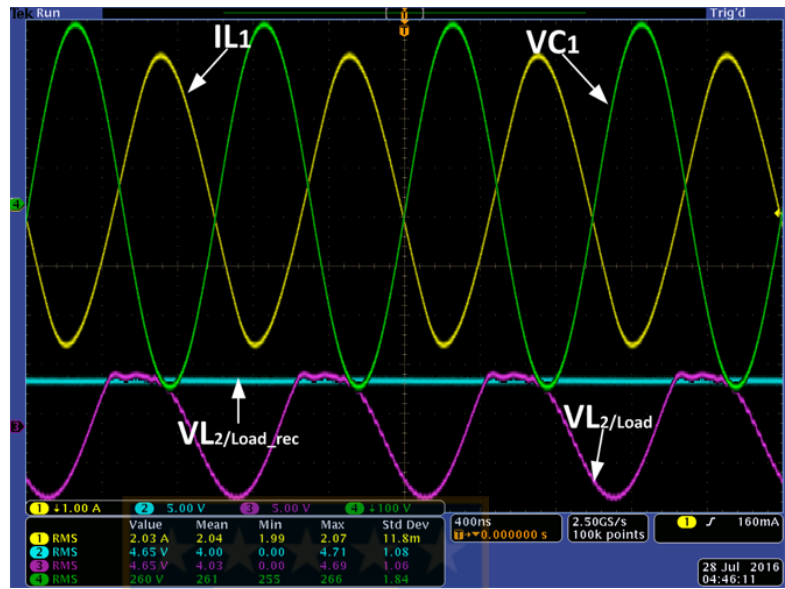


Figura 5.7.- Formas de onda del enlace inductivo en funcionamiento.  
Fuente: Elaboración propia.

## CAPÍTULO 6. DISEÑO ESTRATEGIA DE CONTROL PARA UN ENLACE INDUCTIVO TOPOLOGÍA SERIE – PARALELO.

Con el enlace inductivo ya implementado y las bobinas fabricadas, podemos comenzar a estudiar si es posible aplicar una estrategia de control que permita regular el voltaje de energización de un dispositivo implantado, implementada desde el circuito primario en un enlace serie-paralelo como se muestra en la figura 6.1.

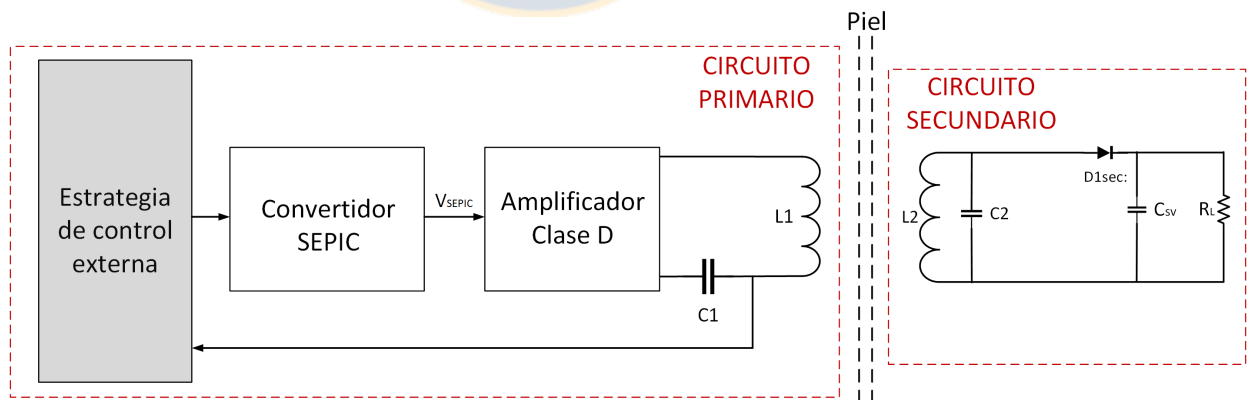


Figura 6.1.- Esquema de la estrategia de control implementada desde el circuito primario del enlace inductivo. Fuente: Elaboración propia.



A la fecha, las estrategias para controlar el voltaje de energización utilizando esta topología, no logran hacerlo sin utilizar una realimentación directa desde el circuito secundario. Según el trabajo de Donaldson [52], y como se analizó en el capítulo 2, al medir el voltaje y la corriente en el circuito primario podríamos cuantificar las variaciones en el circuito secundario y, de esta forma, realizar acciones para compensarlas. Como estudiamos en el capítulo 3, lo que Donaldson está cuantificando son las variaciones en la impedancia reflejada en el circuito primario. De acuerdo a esto, y con el objetivo de verificar lo anterior, es necesario caracterizar el funcionamiento y comportamiento del enlace inductivo.

### **6.1 Caracterización del enlace inductivo serie – paralelo.**

Para realizar la caracterización del enlace inductivo se hace un análisis en frecuencia y se mide la impedancia vista desde el circuito primario en las siguientes condiciones de operación, las cuales simulan las condiciones de operación de un enlace inductivo utilizado para energizar un implante:

- 1) Variaciones de acoplamiento entre bobinas cuando la carga del circuito secundario es constante.

- 2) Variación de la carga en el circuito secundario cuando el acoplamiento es constante.

Para realizar las pruebas se implementó una plataforma donde la bobina primaria y secundaria están posicionadas en paralelo y en la cual es posible modificar la distancia relativa entre ellas como se observa en la figura 6.2.

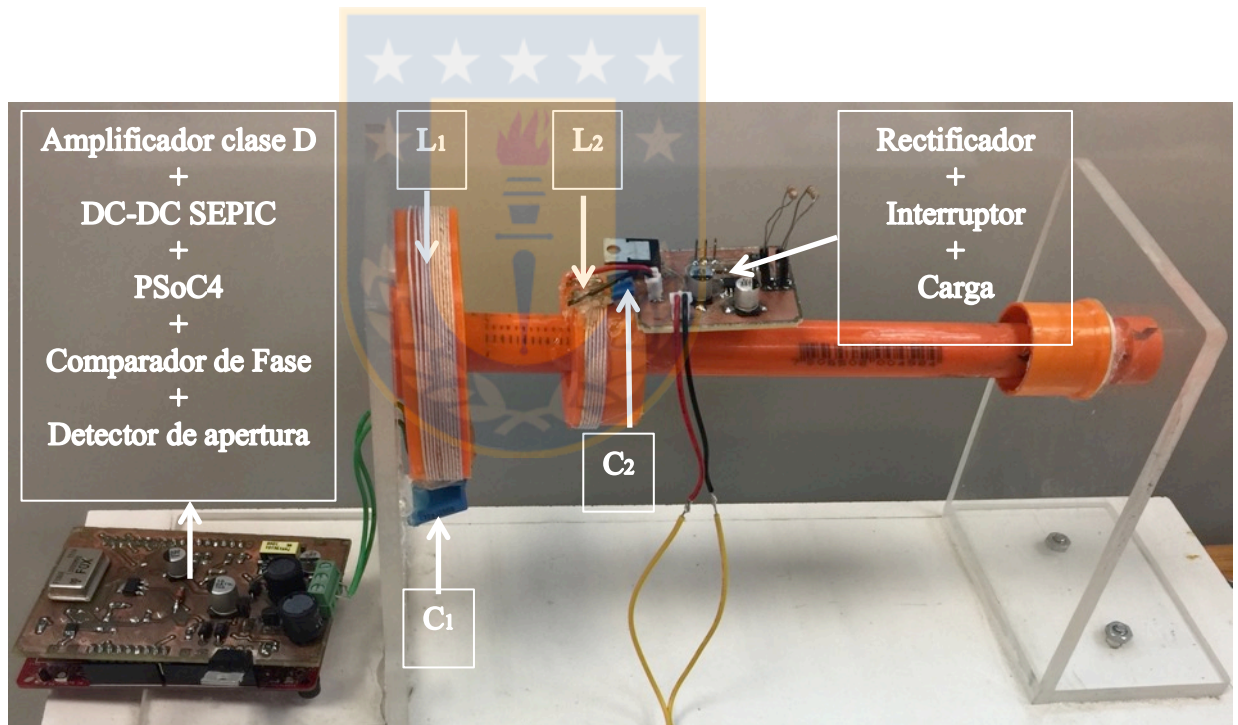


Figura 6.2.- Plataforma de pruebas del enlace inductivo serie-paralelo. Fuente: Elaboración propia.

Con respecto a las mediciones de impedancia se realizan mediante el analizador de impedancia HYOKI modelo IM3536. Este instrumento permite

realizar un barrido en frecuencia y registra parámetros como impedancia, resistencia y fase.

### 6.1.1 Condición de operación 1.

Para evaluar esta condición se utilizó una carga constante de  $380 \Omega$  a la salida del circuito secundario. Luego, para emular los cambios de acoplamientos de un dispositivo implantado se modificó la distancia relativa entre ambas bobinas cada 1 cm hasta una distancia de separación máxima de 4 cm. En cada distancia, utilizando el analizador de impedancia, se hizo un barrido en frecuencia desde 800 kHz a 1.2 MHz y se midió la impedancia y fase vista desde la bobina primaria. La figura 6.3 muestra las curvas de impedancia y fase vistas desde el circuito primario obtenidas luego de las mediciones.

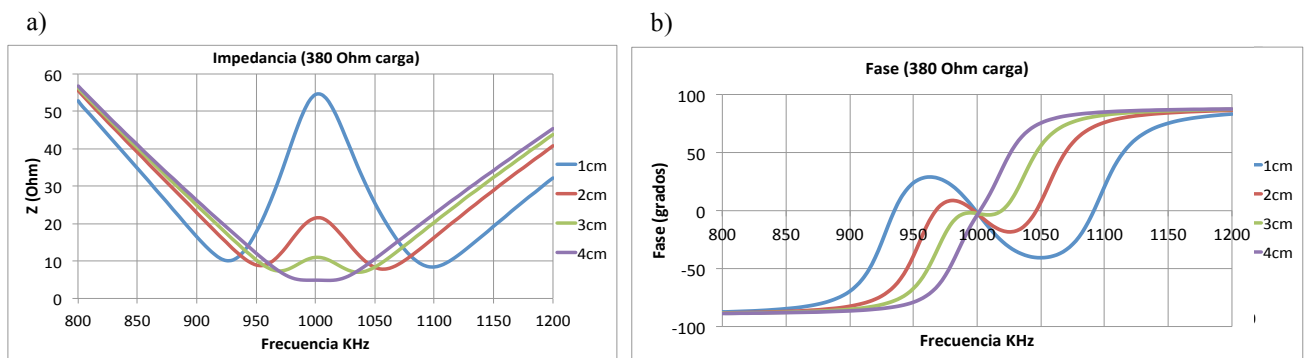


Figura 6.3.- a) Impedancia vista desde el circuito primario frente a cambios en el acoplamiento de un enlace inductivo serie – paralelo con carga constante, y b) Fase vista desde el circuito primario de un enlace inductivo serie – paralelo con carga constante.

Fuente: Elaboración propia.

### 6.1.2 Condición de operación 2.

Para evaluar esta condición se utilizaron tres cargas de diferente valores: 170  $\Omega$ , 260  $\Omega$  y 380  $\Omega$ . Luego, la bobina secundaria se posicionó a 1 cm de la bobina primaria, distancia elegida debido al buen acoplamiento que se genera. Por cada carga se realizó un barrido en frecuencia considerando el mismo rango de frecuencias que en la condición 1 y se midió la impedancia y fase vista desde la bobina primaria. La figura 6.4 muestra la impedancia y fase vista desde el circuito primario.

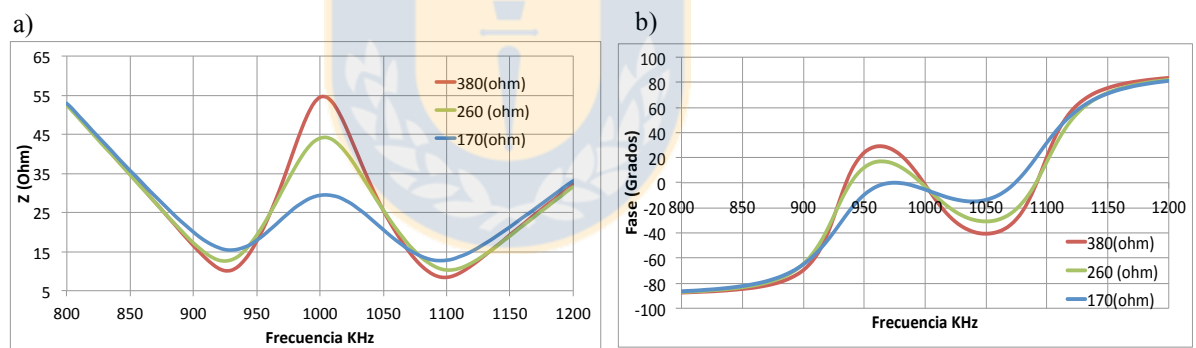


Figura 6.4.- a) Impedancia vista desde el circuito primario de un enlace inductivo serie – paralelo frente a cambios de carga y b) Fase vista desde el circuito primario frente a cambios de carga. A una distancia axial entre bobinas de 1 cm.

Fuente: Elaboración propia.

A continuación, se hace un análisis de las curvas obtenidas en las figuras 6.3 y 6.4 para determinar si es factible implementar una estrategia de control

que permita regular el voltaje de salida frente a variaciones de acoplamiento y carga en el circuito secundario del enlace inductivo serie-paralelo.

### 6.1.3 Discusión.

En relación a la condición 1, al observar los valores de impedancia a la frecuencia de resonancia (1MHz) en la figura 6.3a notamos que su valor aumenta a medida que la distancia axial relativa entre ambas bobinas disminuye. Como se analizó en el capítulo 3, la impedancia reflejada vista desde el circuito primario está dada por la ecuación (3.30)  $Z_p = \omega^2 k^2 L_1 C_2 R_L$  cuando el enlace inductivo está en resonancia. De esta forma la impedancia reflejada vista desde el circuito primario aumenta si es que el coeficiente de acoplamiento aumenta (considerando la carga constante). Así, cuando acercamos la bobina secundaria a la bobina primaria el coeficiente de acoplamiento aumenta y consecuentemente aumenta la impedancia vista desde el circuito primario. El mismo fenómeno ocurre cuando aumentamos la carga en el circuito secundario (condición 2), como se muestra en la figura 6.4a. Según la ecuación (3.30), si la carga aumenta y todo lo demás es constante, la impedancia reflejada en el circuito primario aumenta, lo que concuerda con lo observado empíricamente. De acuerdo a lo anterior, cuando estamos operando sobre la frecuencia de resonancia y ocurre un cambio de acoplamiento o un cambio de carga en el circuito secundario, la impedancia vista desde el circuito

primario tiene el mismo comportamiento en ambos casos. En otras palabras, si el acoplamiento aumenta o disminuye, y/o si la carga aumenta o disminuye la impedancia reflejada lo hace de la misma forma, por lo que diferenciar qué es lo que provocó el cambio de impedancia no es posible. De esta forma, una posible estrategia de control se podría implementar siempre y cuando se cumpla la condición de operación 1 o la condición de operación 2 de forma independiente.

Por definición, la frecuencia de resonancia se encuentra cuando la fase de la impedancia es cero. La figura 6.3b muestra la fase de la impedancia vista desde el circuito primario en la condición 1, es posible notar que cuando las bobinas tienen un nivel de acoplamiento bajo (bobina secundaria a 4 cm de la bobina primaria) existe solo una frecuencia donde la fase es cero. Sin embargo, a medida que el acoplamiento aumenta, la fase cruza por cero en más puntos y se produce el fenómeno de bifurcación de la frecuencia de resonancia, discutido en el capítulo 2. En el mismo capítulo 2 se estudiaron las estrategias de control presentadas en [33] y [34] las cuales realizan un seguimiento de estas nuevas frecuencias de resonancia para controlar la potencia de salida del enlace, pero no la implementan con la topología serie-paralelo. Si consideramos utilizar este concepto para implementar una estrategia de control en la topología serie - paralelo, podemos notar que en la figura 6.3a la impedancia reflejada en el circuito primario se mantiene constante a las nuevas frecuencias de resonancia, por lo que sería factible implementar una estrategia de control. Sin embargo, la

impedancia se mantiene constante a factores de acoplamiento grandes, lo que limitaría el rango de operación de la estrategia de control. Sumado a esto, se debe tener presente que la impedancia reflejada en las nuevas frecuencias de resonancias es baja y, según el análisis realizado en el capítulo 3, cuando la impedancia reflejada vista desde el circuito primario es baja, es equivalente al efecto de disminuir el acoplamiento entre las bobinas. Lo anterior provocaría que la potencia en el circuito primario se deba aumentar para mantener constante la potencia de salida en el circuito secundario, haciendo que el sistema sea menos eficiente. Del mismo modo, si se plantea implementar una estrategia de control mediante el seguimiento de las nuevas frecuencias de resonancia cuando la carga en el circuito secundario sea variable, podemos observar en la figura 6.4a que la impedancia en las frecuencias de bifurcación para la carga de  $170 \Omega$  es mayor que para la carga  $260 \Omega$  y a su vez ésta es mayor que para la de  $380 \Omega$ . De esta forma, cuando la carga aumente causará que la impedancia reflejada en el circuito primario sea menor y como consecuencia, el circuito primario tenga que aumentar la potencia para mantener la potencia de salida en el circuito secundario, lo que es la respuesta inversa a la que debería ocurrir.

Para comprender de mejor forma lo discutido anteriormente, utilizando el enlace inductivo serie-paralelo implementado se realizan pruebas experimentales de las condiciones de operación definidas. Para la condición 1

se utilizó una carga constante de  $380 \Omega$ . Para esta prueba se fijaron cuatro voltajes objetivos que se deben mantener estables en la carga (3.3V, 5V, 6V y 9V). Para realizar la prueba se modificó la distancia entre bobinas cada 0.4 cm hasta una distancia máxima de 4 cm. A medida que se realizaba este proceso se ajustó la potencia generada por el convertidor SEPIC con el fin de compensar los cambios de acomplamientos y así mantener el voltaje estable en la carga para cada voltaje objetivo. Luego, en cada distancia se registró el voltaje y corriente a la salida del convertidor SEPIC necesarios para mantener el voltaje objetivo estable en la carga. Gracias a este proceso se obtuvieron cuatro curvas que relacionan la potencia generada por el convertidor SEPIC y la distancia entre ambas bobinas para los cuatro niveles de voltaje objetivo, las cuales se muestran en la figura 6.5. De la figura 6.5 podemos notar que a medida que la distancia entre bobinas aumenta el convertidor SEPIC, y en consecuencia el circuito primario, necesita generar más potencia para compensar y mantener el voltaje de salida deseado. Esto concuerda con lo observado en las curvas de impedancia reflejada en el circuito primario (figura 6.3) y en el análisis en el capítulo 3.

De acuerdo a lo anterior, se comprueba que para una carga constante en el circuito secundario es posible obtener un modelo que relaciona la potencia de entrada al circuito primario con la potencia de salida en el circuito secundario.



Por lo tanto, es posible implementar una estrategia de control para la condición de operación 1.

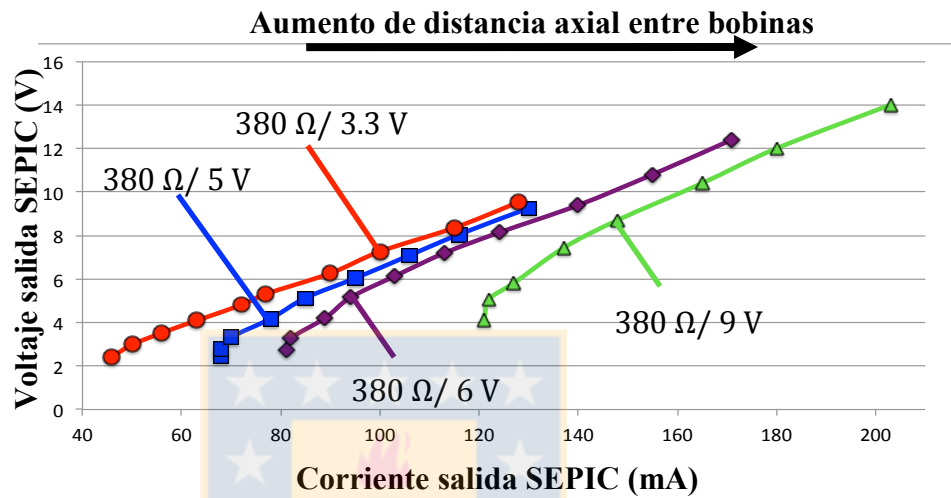


Figura 6.5.- Relación entre el voltaje y la corriente de salida desde el convertidor SEPIC cuando se tiene una carga constante con distintos voltajes objetivos a mantener en la carga.  
Fuente: Elaboración propia.

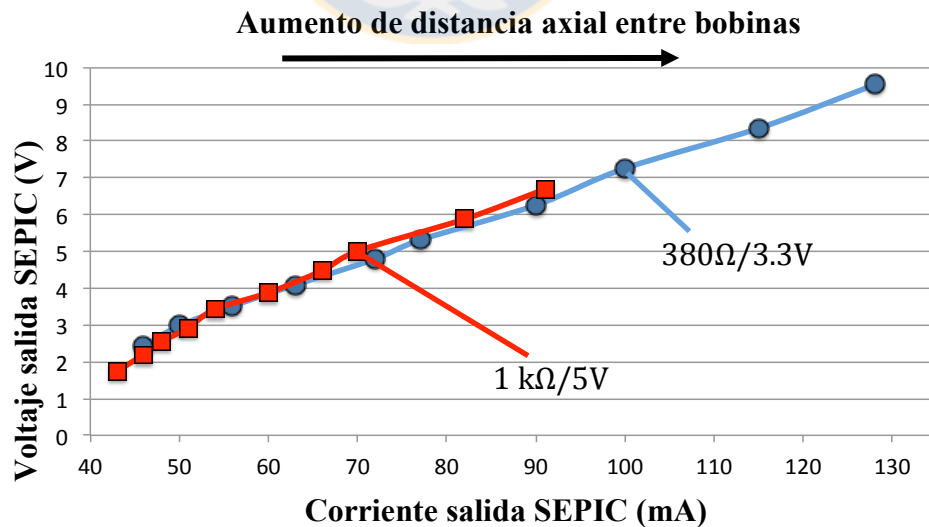


Figura 6.6.- Relación entre el voltaje de entrada y la corriente de entrada al circuito primario cuando se tiene una carga variable.  
Fuente: Elaboración propia.

En relación a la condición de operación 2, se realizó el mismo procedimiento que para la condición 1. Luego de múltiples pruebas se encontró que el caso que se muestra en la figura 6.6. Podemos notar que los niveles de potencia que genera el convertidor SEPIC para mantener el voltaje de salida en 5V para una carga de  $1\text{ k}\Omega$  son prácticamente los mismos que para mantener un voltaje de salida en 3.3V para una carga de  $380\ \Omega$ . De esta forma la estrategia de control propuesta para la condición 1 no podría identificar los cambios de carga. Para ejemplificar y demostrar lo que ocurre en este caso, supongamos que necesitamos controlar que el voltaje de salida del enlace sea de 3.3V independiente de la carga, supongamos también que las cargas que representan al dispositivo implantado son equivalentes a  $380\ \Omega$  y  $1\text{ k}\Omega$ . A continuación, se hacen las mediciones y se determinan las curvas de potencia de entrada al circuito primario resonante para ambas cargas manteniendo el voltaje de salida en 3.3V. Al finalizar se obtendrán 2 curvas distintas, y en teoría es posible mantener el voltaje constante en caso de que cambie la carga. Sin embargo, como la potencia que debe generar el convertidor SEPIC para  $1\text{ k}\Omega/5\text{V}$  es la misma que  $380\ \Omega/3.3\text{V}$  cuando ocurra algún cambio de carga, el sistema de control no detectará cambios de potencia en el circuito primario, por lo que asumirá que no hubo cambio de carga y no realizará ninguna acción de ajuste. De esta forma, se demuestra que con la información obtenida desde el circuito primario sólo es posible hacer un control del voltaje de salida del enlace inductivo cuando se tiene una carga constante en el circuito secundario.

A continuación, se presenta la implementación y pruebas de la estrategia de control propuesta.

## 6.2 Estrategia de control para regular el voltaje de energización de un dispositivo implantado frente a variaciones de acoplamiento y carga constante.

Ya se analizó y se demostró la factibilidad de realizar una estrategia de control que compense las variaciones de acoplamiento cuando se tiene una carga constante. A continuación se muestra la implementación del sistema y sus correspondientes resultados.

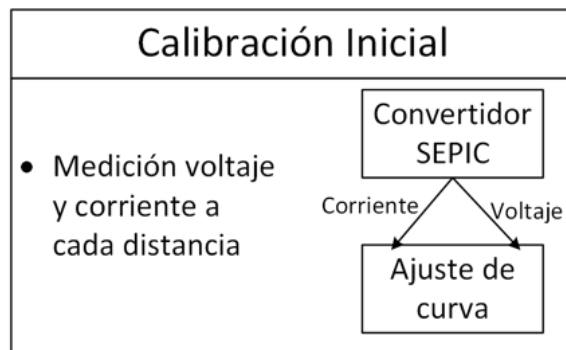


Figura 6.7.- Esquema proceso de calibración. Fuente: Elaboración propia.

Como se mencionó en la sección anterior, es posible obtener una curva que relacione la potencia de entrada al circuito primario con la potencia de salida del circuito secundario para una carga constante y un voltaje de salida determinado. Esta curva debe ser obtenida de forma previa como parte del proceso de diseño del enlace inductivo. La figura 6.7 muestra un esquema del proceso de calibración, donde se mide la corriente y el voltaje en el circuito primario en cada distancia de operación. Luego, utilizando el método de ajuste de curva es posible encontrar un polinomio que modela la curva obtenida, la que se programará en el microcontrolador para implementar la estrategia de control.

El esquema de la estrategia de control propuesta se muestra en la figura 6.8. En el microcontrolador se implementa un control de lógica difusa (Fuzzy) el cual recibe como entradas los valores en tiempo real de la corriente y el voltaje del circuito primario, medidos a la salida del convertidor SEPIC, y los compara con el modelo de la curva obtenida previamente en el proceso de calibración. De esta forma, cuando existe un error entre el modelo y los valores de las variables medidas en tiempo real, el control modifica el ciclo de trabajo del convertidor SEPIC para aumentar, mantener o disminuir la potencia generada por el circuito primario hacia el circuito secundario hasta que el error sea mínimo.

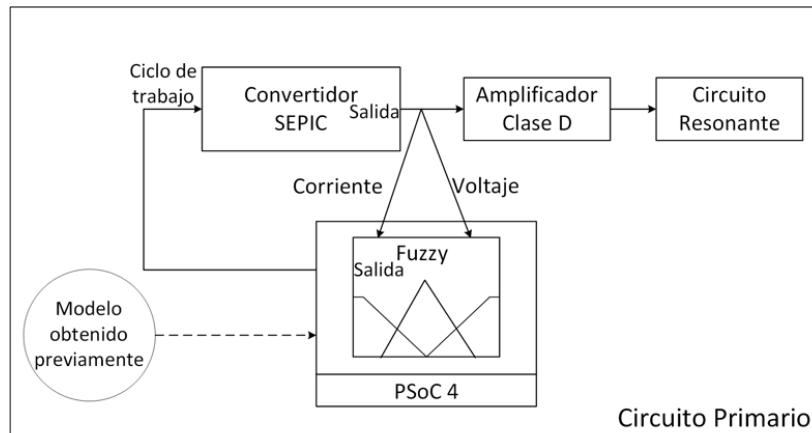


Figura 6.8.- Esquema del sistema de control propuesto para controlar el voltaje de salida del enlace inductivo modificando el voltaje de energización del circuito primario.  
Fuente: Elaboración propia.

### 6.2.1 Resultados experimentales.

Para probar el funcionamiento de la estrategia de control se definió como objetivo mantener el voltaje de energización en 5 V para una carga constante de 1kΩ. Se realizó el proceso de calibración inicial obteniendo la curva que se muestra en la figura 6.9. Luego, realizando el método de ajuste de curva se obtiene un modelo cuadrático que relaciona el voltaje ( $V_{SEPIC}$ ) y la corriente ( $I_{SEPIC}$ ) de entrada al circuito primario en la carga de 1 kΩ para un voltaje de 5V de salida:

$$V_{SEPIC} = -0,0008 \cdot I_{SEPIC}^2 + 0,2016 \cdot I_{SEPIC} - 5,4173 \quad (6.1)$$

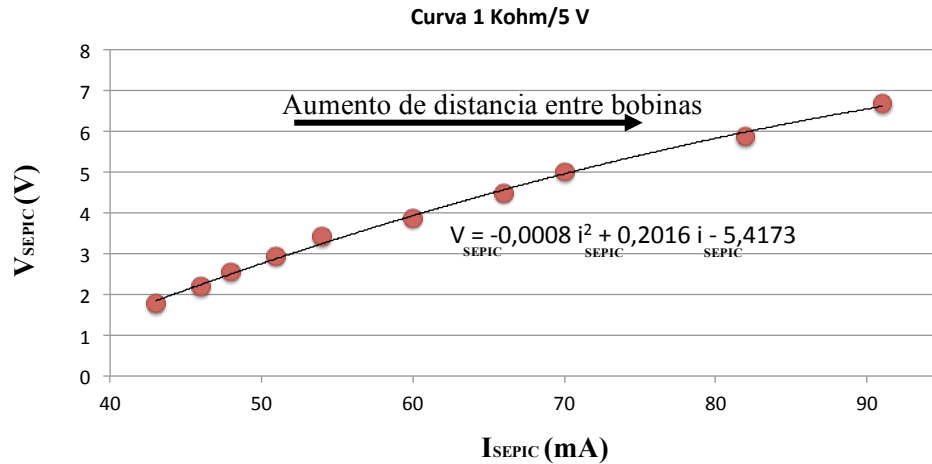


Figura 6.9.- Curva de  $V_{SEPIC}/I_{SEPIC}$  para la carga de  $1k\Omega$  y 5V de salida.  
Fuente: Elaboración propia.

Para implementar el control Fuzzy es necesario calcular un Error entre el voltaje de salida  $V_{carga}$  y el voltaje deseado  $V_{ds}$  que se quiere controlar. Para nuestro caso, como no tenemos acceso de forma directa al valor de  $V_{carga}$ , el Error es calculado utilizando el modelo obtenido previamente en el proceso de calibración como referencia, el cual está relacionado con las variables  $V_{SEPIC}$  y  $I_{SEPIC}$  que se miden en tiempo real en el circuito primario. De esta forma el Error será cero si es que las variables  $V_{SEPIC}$  y  $I_{SEPIC}$  medidas hacen que se cumpla la igualdad de la ecuación (6.1) o que hagan que la ecuación (6.2) sea cero.

$$Error = V_{SEPIC} + 0,0008 \cdot I_{SEPIC}^2 - 0,2016 \cdot I_{SEPIC} - 5,4173 \quad (6.2)$$

Además del cálculo del Error, el control Fuzzy necesita de una tasa de cambio del Error (Error<sub>d</sub>), que simplemente es la diferencia del Error con respecto al tiempo:

$$Error_d = Error_{actual} - Error_{anterior} \quad (6.3)$$

Con ello ya se definen las variables difusas que tendrá el control Fuzzy. Considerando lo anterior, a continuación se define una simbología que representan el estado de las variables difusas:

- N: Error o Error<sub>d</sub> Negativo
- C: Error o Error<sub>d</sub> Cero
- P: Error o Error<sub>d</sub> Positivo

Los estados anteriores actuarán como entradas para el control Fuzzy. Con respecto a las salidas, las cuales serán las acciones que debe realizar el control se definen a continuación:

- I: Incremento  $V_{SEPIC}$
- M: Mantener  $V_{SEPIC}$
- D: Decremento  $V_{SEPIC}$

De esta forma, tendremos que la entrada 1 asociada al Error puede tener las siguientes condiciones:

- Positivo (P):  $V_{carga}$  inferior al deseado
- Cero (C):  $V_{carga}$  deseado
- Negativo (N):  $V_{carga}$  superior al deseado

Para el caso de *Error*d que actúa como la entrada 2, puede tener las siguientes condiciones:

- Positivo (P): *Error* incrementándose
- Cero (C): *Error* sin cambios
- Negativo (N): *Error* disminuyendo

Con lo anterior ya es posible generar una matriz de acción que define las reglas del control Fuzzy, como se observa en la tabla 6.1:

Tabla 6.1.- Reglas del control Fuzzy. Fuente: Elaboración propia

		Error		
		Negativo	Cero	Positivo
Error	Negativo	R1:Decrementar	R4:Incrementar	R7:Incrementar
	Cero	R2:Decrementar	R5:Mantener	R8:Incrementar
	Positivo	R3:Decrementar	R6:Decrementar	R9:Incrementar



Teniendo claro las reglas del control, a continuación se definen las funciones de pertenencia de cada variable difusa. Las funciones de pertenencia son una representación gráfica de la magnitud de la participación de cada entrada en la acción final del control, para nuestro caso se utilizan funciones de pertenencia de tipo trapezoidal y triangular. La figura 6.10 muestra las funciones de pertenencia de las variables de entrada (Error, Error<sub>d</sub>) y la figura 6.11 muestra las funciones de pertenencia de la variable de salida %DUTY.

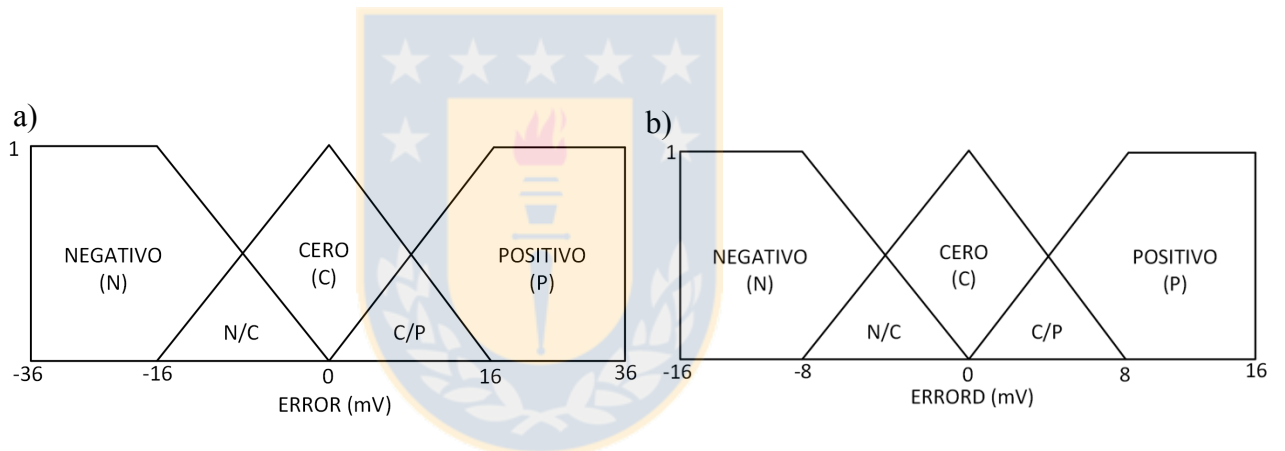


Figura 6.10.- Funciones de pertenencia de la entrada a) Error y b) Error<sub>d</sub>.  
Fuente: Elaboración propia.

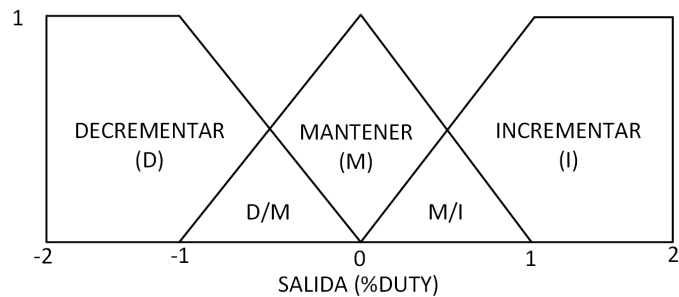


Figura 6.11.- Funciones de pertenencia de la salida del control Fuzzy %DUTY. Fuente: Elaboración propia.

Los límites de cada una de las funciones de pertenencias fueron obtenidos durante pruebas experimentales hasta encontrar los valores que lograran el mejor ajuste para nuestro control.

A continuación, los resultados obtenidos para cada una de las reglas previamente definidas deben ser combinados antes de ejecutar el proceso de defusificación para la generación de una salida única. El método de inferencia usado es el método del promedio, el cual suma las reglas y las divide por el número de reglas consideradas, para luego, calcular el centroide “difuso” del área formada. Este método es escogido debido a que entrega una buena influencia de los pesos a todas las reglas establecidas. De esta forma, se calcula el promedio aritmético para obtener los pesos de las tres posibles salidas (Decremento, Mantener, Incremento), que serán luego utilizadas en el proceso de defusificación. La ecuación (6.4) muestra el cálculo involucrando todas las reglas que tienen como respuesta el decremento de  $V_{SEPIC}$ .

$$Peso_D = \frac{R_1+R_2+R_3+R_6}{4} \quad (6.4)$$

La ecuación (6.5) muestra el cálculo involucrando todas las reglas que tienen como respuesta mantener  $V_{SEPIC}$ .

$$Peso_M = R_5 \quad (6.5)$$

La ecuación (6.6) muestra el cálculo involucrando todas las reglas que tienen como respuesta incrementar  $V_{SEPIC}$ .

$$Peso_I = \frac{R_4 + R_7 + R_8 + R_9}{4} \quad (6.6)$$

De esta forma, se pondera la influencia que tiene cada una de las nueve reglas en la salida del control Fuzzy. Finalmente, se realiza el proceso de defusificación, mediante el uso del algoritmo de centroide difuso. Para ello los factores de peso para cada función de pertenencia de salida obtenidos anteriormente, son multiplicados por los valores límites de la función de pertenencia de salida para luego ser sumados. Luego, esta área es dividida por la suma de los pesos de las funciones de pertenencia, y el resultado es tomado como la salida única del sistema, como se muestra en la ecuación (6.7).

$$Salida (\%D) = \frac{Extremo_D \cdot Peso_D + Centro_M \cdot Peso_M + Extremo_I \cdot Peso_I}{Peso_D + Peso_M + Peso_I} \quad (6.7)$$

En nuestro caso, el aumento y decremento de  $V_{SEPIC}$  está dado por el porcentaje del ciclo de trabajo de la señal PWM que entrega el microcontrolador PSoC 4. De esta forma, la salida del control fuzzy es el incremento, decremento o mantención del ciclo de trabajo de la señal PWM.

Como parte de la estrategia de control, se definió que el error de variación máximo del voltaje de salida en la carga no supere un  $\pm 10\%$ . La figura 6.12 muestra los resultados obtenidos. La curva superior corresponde al voltaje de salida del convertidor SEPIC del circuito primario, y la curva inferior corresponde al voltaje de salida en la carga. Se realizaron mediciones de prueba en dos condiciones, la primera cuando la bobina secundaria se acerca 1 cm a la bobina primaria (figura 6.12A) y la segunda condición es cuando la bobina secundaria se aleja 1 cm de la bobina primaria (figura 6.12B). Se puede observar que la estrategia de control logra mantener el voltaje estable en la carga de  $1k\Omega$  frente a variaciones de acoplamiento. Además, cuando ocurrieron estos cambios el control mantiene el voltaje dentro de los límites de error permitidos. Sumado a esto podemos notar como, mediante el control, el voltaje de salida del convertidor SEPIC se ajusta en función de la necesidad de mantener el voltaje constante en la carga. Así, cuando la bobina secundaria se acerca 1 cm a la bobina primaria, el control detecta que hubo un aumento en la impedancia reflejada en el circuito primario y modula la potencia transmitida lo que se traduce en la disminución del voltaje de salida del convertidor SEPIC. En el caso donde la bobina secundaria se aleja 1 cm de la bobina primaria ocurre el fenómeno inverso, la impedancia reflejada en el circuito primario disminuye por lo que la estrategia de control determina el aumento de la potencia transmitida y por lo tanto aumenta el voltaje del convertidor SEPIC.

De esta forma, se logra implementar una estrategia de control que permite regular el voltaje de un dispositivo implantado con carga constante cuando ocurren cambios de acoplamiento. Sin embargo, esta estrategia no es aplicable en la mayoría de los dispositivos implantados los cuales cambian sus consumos de energía durante su operación. Es por esto que en la siguiente sección se estudiará la posibilidad de diseñar una estrategia de control que permita regular el voltaje frente a variaciones de acoplamiento y de carga.

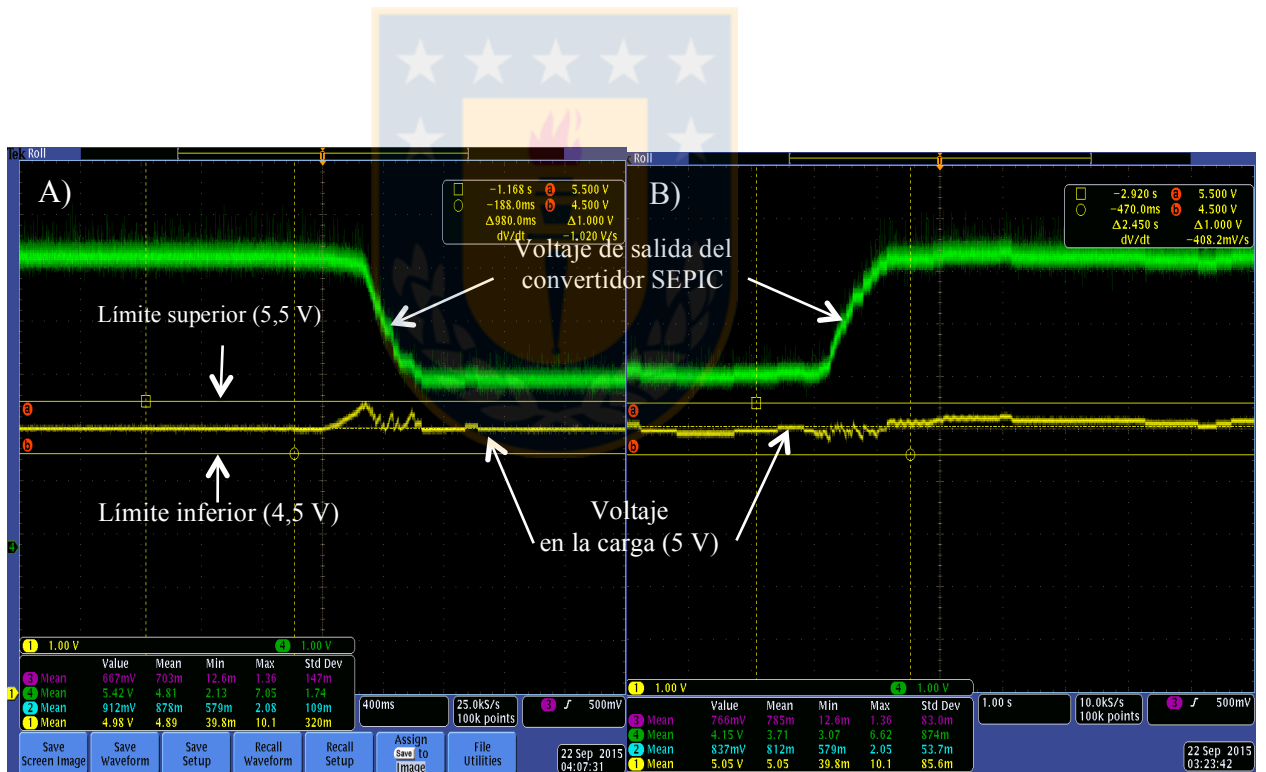


Figura 6.12.- Gráficos de resultados de un control del voltaje de salida de un enlace inductivo serie-paralelo, con una carga constante de  $1k\Omega$  y 5V de salida. A) Bobina secundaria se acerca a la bobina primaria, B) bobina secundaria se aleja de la bobina primaria.

Fuente: Elaboración propia.

### **6.3 Estrategia de control para regular voltaje de energización de un dispositivo implantado frente a variaciones de acoplamiento y carga.**

Como se analizó anteriormente, no es posible diseñar una estrategia de control que regule el voltaje de energización del implante cuando ocurren cambios de carga en el circuito secundario utilizando las mismas variable que en la estrategia anterior. Por esta razón, en esta sección se realiza un nuevo análisis al circuito primario para encontrar alguna variable que permita identificar este tipo de cambios. En teoría sería posible identificar la carga en el secundario si fuese posible conocer la distancia entre ambas bobinas. De esta forma nace la siguiente interrogante: **¿Qué variable, que se pueda medir desde el circuito primario, está relacionada directamente con la distancia entre bobinas y que sea independiente de otras variables?**

Para responder a esta pregunta, se realizan múltiples análisis y mediciones en el circuito primario. Como resultado, se prueba midiendo la fase de la impedancia en el circuito primario cuando el circuito secundario está en cortocircuito. Cuando se cortocircuita el circuito secundario ocurre un cambio en la impedancia reflejada vista en el circuito primario que no depende de la carga del circuito secundario. Donaldson en el año 1986 [61] utilizó esta técnica para

enviar información desde el implante hacia el exterior mediante el método que denominó como señalización pasiva. Este método funciona mediante un interruptor en paralelo, como se muestra en la figura 6.13, el cual cortocircuita por pequeños instantes (ms) al circuito secundario causando que la impedancia reflejada en el circuito primario cambie, y por lo tanto, cambie la corriente que circula por éste. Luego, este cambio en la corriente en el circuito primario se demodula y se interpreta como datos.

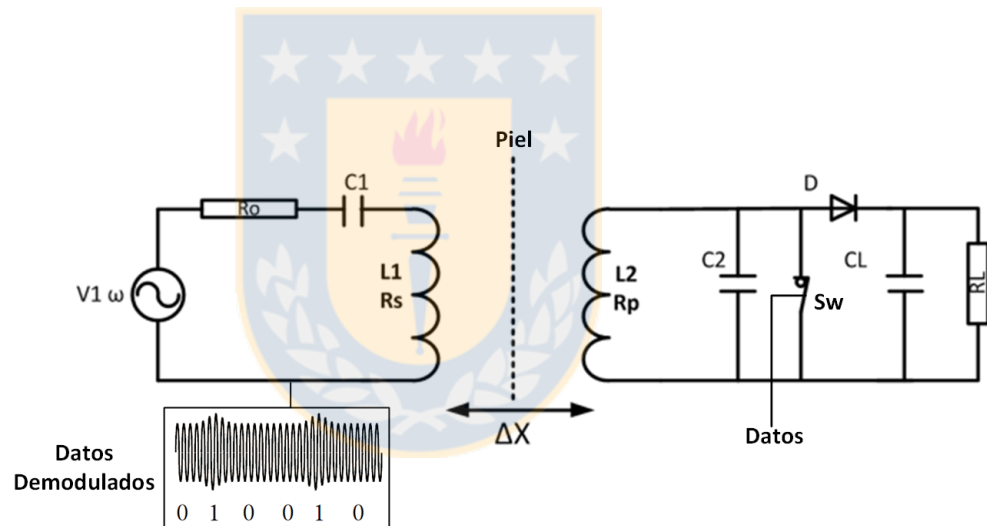


Figura 6.13.- Método de señalización pasiva. Fuente: Elaboración propia.

Utilizando el concepto de cortocircuitar el circuito secundario, se midió la fase de la impedancia en el circuito primario a medida que se modifica el acoplamiento entre ambas bobinas. El resultado se muestra en la figura 6.14. Podemos notar que es posible obtener una relación directa entre la fase de la impedancia y la distancia entre bobinas. En otras palabras, para una

combinación de bobinas establecidas podemos hacer un modelo que determina a qué distancia se encuentra la bobina secundaria con respecto a la primaria.

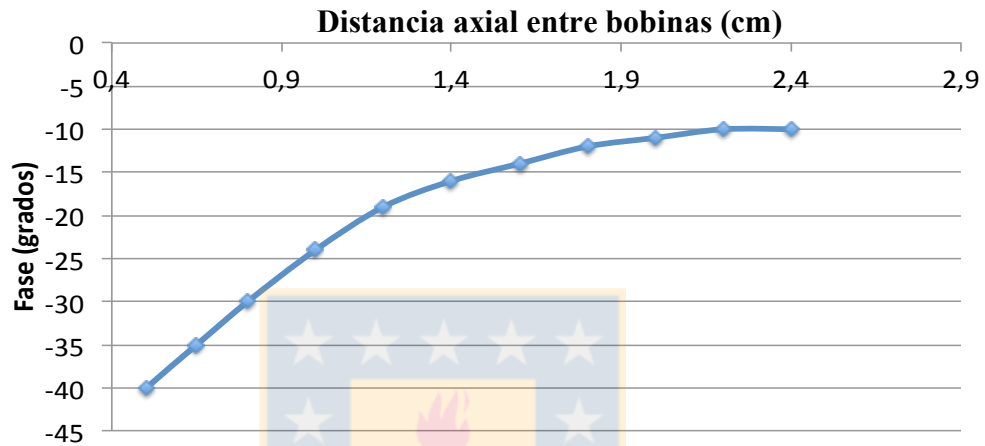


Figura 6.14.- Relación de la fase de la impedancia vista desde el circuito con la distancia axial entre las bobinas cuando el circuito secundario está cortocircuitado. Fuente: Elaboración propia.

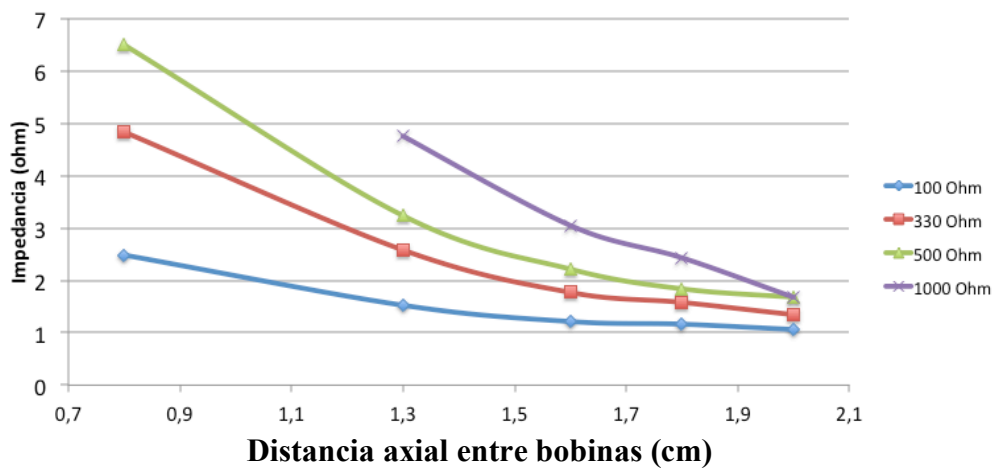
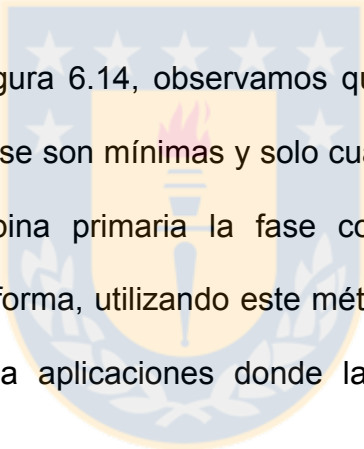


Figura 6.15. Relación de la impedancia vista desde el circuito primario con la distancia axial entre bobinas a distintos valores de carga. Fuente: Elaboración propia.



Con la distancia conocida es necesario verificar si es posible diferenciar los cambios de carga en el circuito secundario. Para ello se midió la impedancia en el circuito primario a distintas distancias y cargas obteniendo las curvas que se muestran en la figura 6.15. Podemos observar que para cada valor de carga existe una curva característica, por lo que conociendo la distancia entre las bobinas es posible diferenciar un valor de impedancia asociada a una carga particular.



Analizando la figura 6.14, observamos que a niveles de acoplamientos bajos la variación de fase son mínimas y solo cuando la bobina secundaria está muy cerca de la bobina primaria la fase comienza a cambiar de forma considerable. De esta forma, utilizando este método limitaría la operación de la estrategia de control a aplicaciones donde la distancia entre bobinas sea reducida.

En busca de encontrar una estrategia de control que permita regular el voltaje de energización del dispositivo implantado en rangos de operación mayores, se evalúa la fase de la impedancia cuando el circuito secundario está en circuito abierto, como se muestra en la figura 6.16. Lo cual, al igual que cuando se cortocircuitó el circuito secundario, continúa cumpliendo el concepto de aislar el efecto de la carga en la impedancia reflejada.

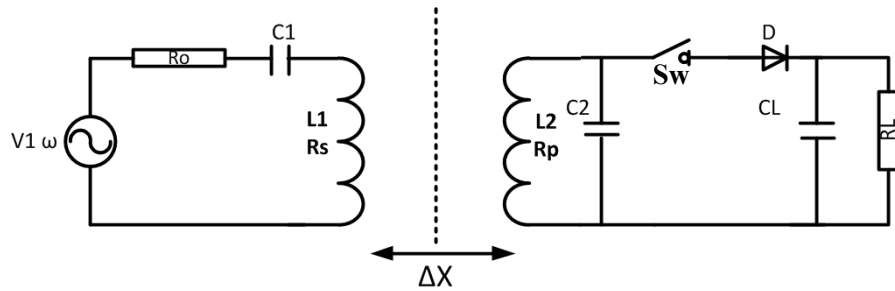


Figura 6.16.- Esquema del enlace inductivo con el interruptor en serie en el circuito secundario.  
Fuente: Elaboración propia.

Las mediciones se realizaron utilizando la misma metodología que en el caso anterior. La figura 6.17 muestra la curva obtenida para este caso. Podemos observar que en esta configuración la variación de la fase de la impedancia ocurre en un mayor rango de distancia que al cortocircuitar el circuito secundario, por lo que en teoría con esta configuración sería posible un control a mayores distancias.

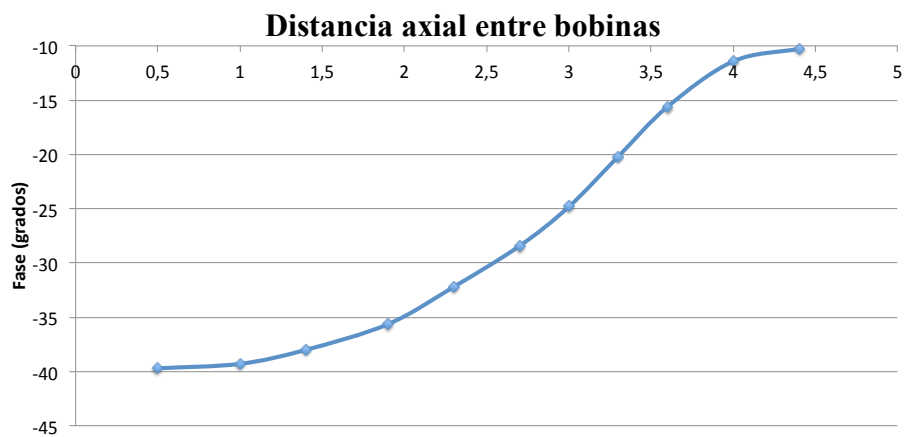


Figura 6.17.- Relación de la fase de la impedancia vista desde el circuito primario con la distancia axial entre bobinas cuando el circuito secundario está en circuito abierto. Fuente: Elaboración propia.

Para comprender y formalizar el fenómeno de cambio de la fase que ocurre en las dos condiciones observadas anteriormente, se realiza un análisis del enlace inductivo donde se modela eléctrica y matemáticamente en ambas condiciones.

### 6.3.1 Modelo del circuito secundario en cortocircuito.

Para modelar la primera condición se representa el enlace inductivo de forma esquemática como se muestra en la figura 6.18, tomando en cuenta las siguientes consideraciones:

- Se incluyen las resistencias internas de los componentes.
- El interruptor en el circuito secundario se considera ideal
- El circuito primario está en resonancia.

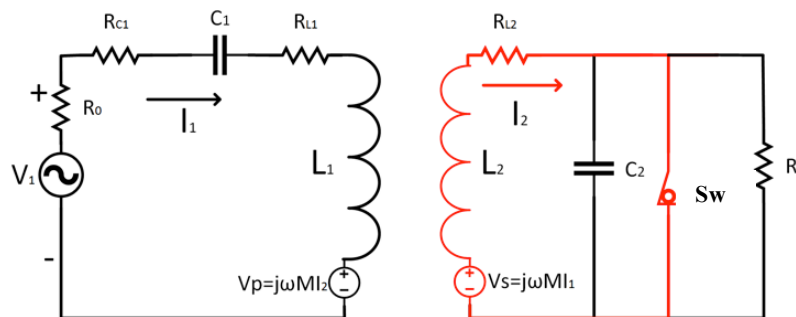


Figura 6.18.- Circuito equivalente enlace inductivo cuando el secundario está en cortocircuito.  
Fuente: Elaboración propia.

En primer lugar se analizará el circuito secundario. Cuando el circuito secundario está en cortocircuito su impedancia queda determinada por la reactancia del inductor y la resistencia interna del inductor, de esta forma:

$$Z_2 = R_{L_2} + j\omega L_2 \quad (6.8)$$

Donde  $R_{L_2}$  es la resistencia interna de la bobina secundaria y  $j\omega L_2$  es su reactancia. Reemplazando la impedancia del circuito secundario en (3.21) la impedancia que se refleja al circuito primario queda dada por (6.9):

$$Z_P = \frac{\omega^2 M^2}{R_{L_2} + j\omega L_2} \quad (6.9)$$

Multiplicando el denominador y numerador por el conjugado del denominador:

$$Z_P = \frac{\omega^2 M^2 (R_{L_2} - j\omega L_2)}{(R_{L_2})^2 + (\omega L_2)^2} \quad (6.10)$$

Luego, separando la parte real y la imaginaria se tiene que la impedancia reflejada está dada por la ecuación (6.11):

$$Z_P = R_{eq} - jX_{eq} \quad (6.11)$$

$$\text{Donde, } R_{eq} = \frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2 R_{L_2}}{(R_{L_2})^2 + (\omega L_2)^2} \text{ y } X_{eq} = \frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2^2}{(R_{L_2})^2 + (\omega L_2)^2}$$

Finalmente, la impedancia en el circuito primario queda dada por (6.12):

$$Z_1 = R_0 + R_{L_1} + R_{C_1} + R_{eq} - jX_{eq} \quad (6.12)$$

Así, la fase de la impedancia en el circuito primario es:

$$\Phi = \tan^{-1} \left( \frac{X_{eq}}{R_0 + R_{L_1} + R_{C_1} + R_{eq}} \right) \quad (6.13)$$

Como se analizó en el capítulo 3, cuando ambos circuitos del enlace están en resonancia la fase de la impedancia es cero. Sin embargo, al cortocircuitar el circuito secundario se anula el efecto del capacitor de resonancia, por lo que el circuito secundario deja de estar en resonancia y la parte reactiva de la impedancia asociada al inductor se refleja al circuito primario. Como consecuencia, el circuito primario también deja de estar en resonancia por lo tanto se modifica la fase de su impedancia. Como se observa en la ecuación (6.11) la reactancia  $X_{eq}$  depende directamente del factor de

acoplamiento ( $k$ ) y por lo tanto la fase también. Lo anterior explica y demuestra que el comportamiento obtenido de forma empírica depende exclusivamente de  $k$ , y sería posible conocer la distancia entre ambas bobinas.

Para verificar si el modelo obtenido logra representar lo obtenido de forma experimental, se simula utilizando el software MATLAB R2014. La figura 6.19 muestra el resultado de la simulación. Si comparamos ambas curvas, podemos notar que las dos poseen el mismo comportamiento, sin embargo en la curva obtenida experimentalmente la fase inicia aproximadamente en  $-10^\circ$  a diferencia de la curva obtenida mediante el modelo. Esto se debe básicamente a que el circuito primario del enlace no está sintonizado perfectamente, por lo que cuando el acoplamiento es casi nulo la fase llega hasta este valor basal. A pesar de eso, la diferencia entre el ángulo de fase menor y el mayor son aproximadamente iguales en ambas curvas ( $30^\circ$ ) por lo que comprobamos que el modelo representa lo obtenido de forma experimental. Al igual que en la curva de la figura 6.14 la variación de la fase en la curva del modelo varía lentamente a bajos niveles de acoplamientos y a medida que aumenta el acoplamiento la variación es más pronunciada.

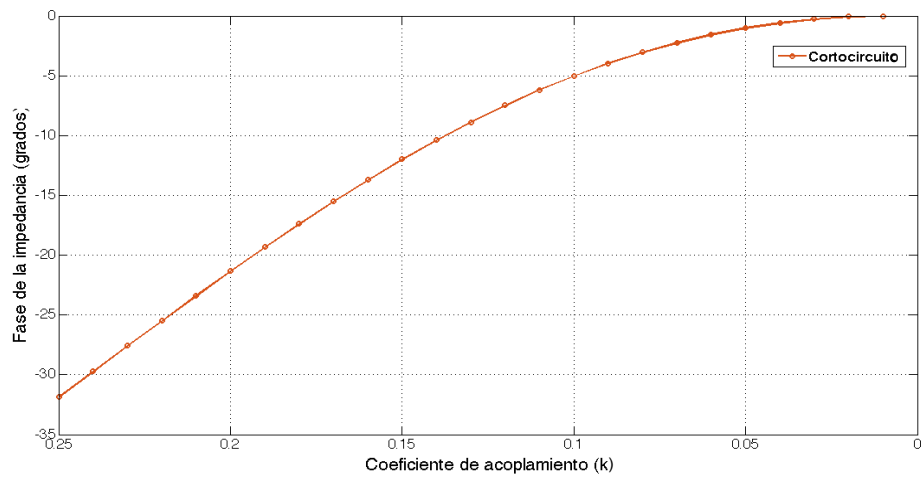


Figura 6.19. Simulación del modelo del enlace inductivo cuando el secundario está en cortocircuito. Fuente: Elaboración propia.

### 6.3.2 Modelo del circuito secundario en circuito abierto.

Al igual que en el caso anterior se define el circuito equivalente del enlace cuando el circuito secundario está en circuito abierto, el cual se muestra en la figura 6.20. Consideraciones para realizar el modelo:

- Se incluyen las resistencias internas de los componentes.
- El interruptor en el circuito secundario se considera ideal.
- El circuito primario está en resonancia.
- El circuito secundario trabaja en un punto de operación cercano a la resonancia.

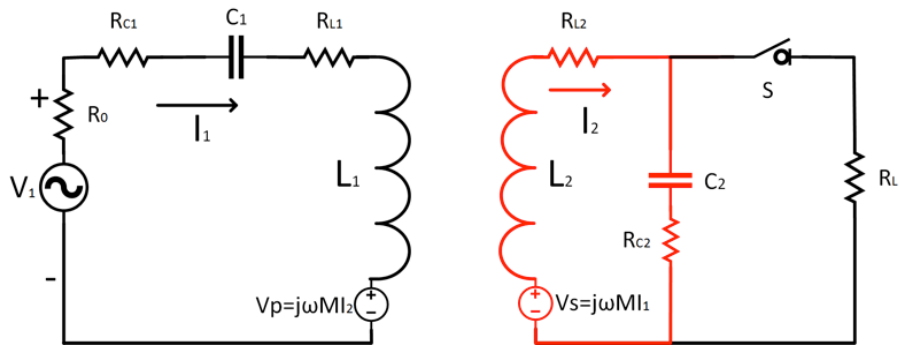


Figura 6.20.- Circuito esquemático del enlace inductivo cuando el secundario está en circuito abierto. Fuente: Elaboración propia.

Antes de continuar, es necesario explicar la última consideración. En el capítulo 3 (análisis de resonancia), se discutió que para hacer resonar un circuito secundario topología paralelo se tiene que cumplir que la frecuencia de resonancia se igual a:  $f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_2 C_2} - \frac{1}{C_2^2 R_L^2}}$ . Sin embargo, como la resonancia de un circuito secundario topología paralelo depende de la carga se dice que el circuito trabaja cerca de la resonancia. Teniendo clara esa consideración se procede a modelar el circuito.

De la figura 6.20 podemos determinar que la impedancia en el circuito secundario está dada por (6.14):

$$Z_2 = R_{L_2} + R_{C_2} + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \quad (6.14)$$



Con  $R_{L_2}$  y  $R_{C_2}$  como la resistencias internas del inductor y el capacitor respectivamente. Al estar en circuito abierto la impedancia del inductor y la del capacitor se modelan en serie con respecto a la fuente de voltaje  $V_s$ , la cual se genera mediante el campo magnético inducido por el circuito primario. De esta forma la impedancia que se refleja al circuito primario queda como (6.15):

$$Z_P = \frac{\omega^2 M^2}{(R_{L_2} + R_{C_2}) - j \frac{(\omega C_2 - \omega^3 C_2^2 L_2)}{\omega^2 C_2^2}} \quad (6.15)$$

Multiplicando el denominador y numerador por el conjugado del denominador:

$$Z_P = \frac{\omega^2 M^2 \left( R_{L_2} + R_{C_2} + j \frac{(\omega C_2 - \omega^3 C_2^2 L_2)}{\omega^2 C_2^2} \right)}{(R_{L_2} + R_{C_2})^2 + \left( \frac{(\omega C_2 - \omega^3 C_2^2 L_2)}{\omega^2 C_2^2} \right)^2} \quad (6.16)$$

Separando la parte real y la imaginaria se tiene que la impedancia reflejada está dada por (6.17):

$$Z_P = R_{eq} + jX_{eq} \quad (6.17)$$

$$\text{Donde } R_{eq} = \frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2 (R_{L_2} + R_{C_2})}{(R_{L_2} + R_{C_2})^2 + \left( \frac{\omega C_2 - \omega^3 C_2^2 L_2}{\omega^2 C_2^2} \right)^2} \text{ y } X_{eq} = \frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2 \left( \frac{\omega C_2 - \omega^3 C_2^2 L_2}{\omega^2 C_2^2} \right)}{(R_{L_2} + R_{C_2})^2 + \left( \frac{\omega C_2 - \omega^3 C_2^2 L_2}{\omega^2 C_2^2} \right)^2}$$

Finalmente, la impedancia en el circuito primario queda como (6.18):

$$Z_1 = R_0 + R_{L_1} + R_{C_1} + R_{eq} + jX_{eq} \quad (6.18)$$

Y su fase:

$$\Phi = \tan^{-1} \left( \frac{X_{eq}}{R_0 + R_{L_1} + R_{C_1} + R_{eq}} \right) \quad (6.19)$$

Al igual que para la primera condición, ocurre un cambio de fase en el circuito primario influenciado por el circuito secundario. siempre y cuando se cumpla con que el circuito secundario trabaje cerca de la resonancia. Además, como se muestra en la ecuación (6.19) la fase esta relacionada directamente con el factor de acoplamiento, por lo que se cumple con la condición de que el acoplamiento no dependa de otras variables que estén en el enlace. A continuación se muestra en la figura 6.21 el resultado obtenido al simular nuestro modelo. La simulación del modelo es concordante con lo obtenido de forma experimental. A diferencia de cuando el circuito secundario está en cortocircuito, cuando está en circuito abierto se puede observar que la variación

de la fase en el circuito primario es más sensible a niveles de acoplamiento bajos, lo que explica que es posible detectar y asociar un cambio de fase con distancias más lejanas entre la bobina secundaria y la primaria. Es así como abriendo el circuito secundario podríamos implementar una estrategia que permita controlar el voltaje de salida a mayores distancias y con mayor rango de operación.

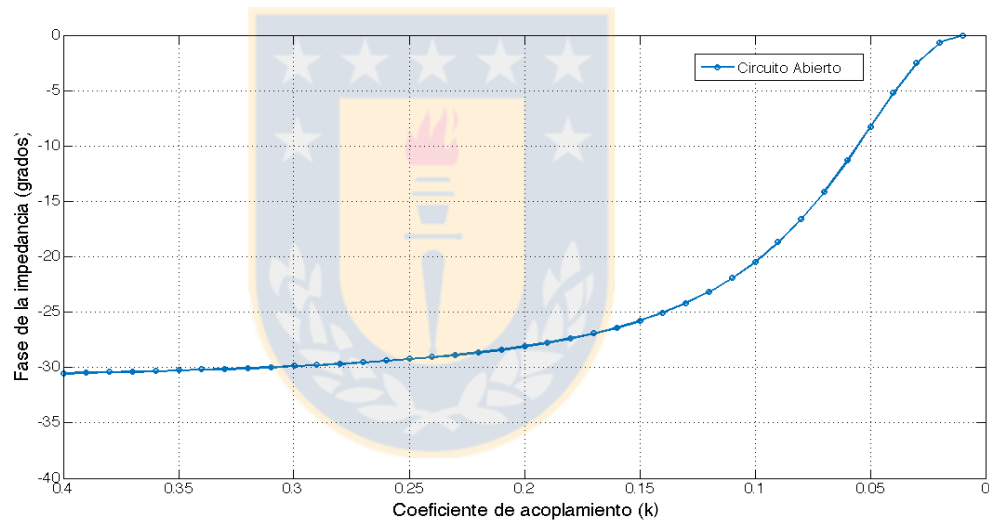


Figura 6.21. Simulación del modelo del enlace inductivo cuando el secundario está en circuito abierto. Fuente: Elaboración propia.

### 6.3.2.1 Análisis circuito secundario operando cerca de la frecuencia de resonancia.

Como se analizó en el capítulo 3, muchos autores recomiendan por simplicidad, que para hacer resonar el circuito secundario se cumpla la ecuación (6.20). La cual es la misma condición que se utiliza para hacer resonar el circuito primario con topología serie:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}} \quad (6.20)$$

Lo anterior tiene sentido, ya que como se mencionó anteriormente, cuando el circuito secundario está en circuito abierto el inductor con el capacitor se modelan en serie con respecto a la fuente de voltaje  $V_s$  que se genera cuando está acoplado al circuito primario. De forma equivalente, dejar en circuito abierto al circuito secundario es lo mismo que considerar que la carga en el circuito secundario es infinita, con eso la ecuación (3.27) es la misma que la ecuación (3.22). De esta forma, si en el proceso de diseño se logra que la bobina secundaria esté sintonizada perfectamente, cuando se abra el circuito secundario la fase en el circuito primario no se modificará y por lo tanto no podríamos utilizar esta condición.

### **6.3.3 Diseño de la estrategia de control.**

Considerando el análisis realizado anteriormente, a continuación se propone una estrategia de control que permite regular el voltaje de energización de un dispositivo implantado frente a variaciones de carga y acoplamiento.

Para implementar el control se medirá la fase cuando el circuito secundario esté en circuito abierto ya que permite identificar un mayor rango de distancias. Al igual que para la estrategia de control implementada anteriormente es necesario hacer una calibración previa. El objetivo de esta calibración es tener un conocimiento detallado del funcionamiento del enlace inductivo frente a los distintos modos de operación que tendrá el dispositivo implantado.

#### **6.3.3.1 Proceso de identificación y calibración del enlace inductivo.**

Para comprender de mejor forma el proceso vamos a suponer que se necesita controlar el voltaje de un dispositivo implantado que tiene el siguiente perfil de consumo: 166.7 mW cuando está en funcionamiento y 83.3 mW cuando está en modo reposo, lo cual se representará con resistencias de 150  $\Omega$  y 300  $\Omega$  respectivamente con 5 V de salida. De esta forma la estrategia de

control debe asegurar que el implante sea energizado con 5V en todo momento, sin ser afectado por los cambios de consumo ni de acoplamiento entre las bobinas. Además se fija un rango de operación de 0.5 cm a 3 cm, el cual ya es mucho mayor que el conseguido en otros trabajos con otras estrategias de control [55][56]. El primer proceso que se debe identificar para controlar es la variación de acoplamiento.

### **1) Variación de acoplamiento:**

Para diseñar la estrategia para que ajuste el voltaje frente a las variaciones de acoplamiento se realizó un proceso de calibración para ambas cargas. Para ello, y a diferencia de la estrategia anterior, se mide el voltaje del capacitor de resonancia en el circuito primario ( $V_{C_1}$ ), el cual es acondicionado y rectificado para tener una señal continua ( $V_{C_1,DC}$ ) y con un voltaje que no supere 5V, voltaje máximo que soporta el convertidor análogo digital del microcontrolador. De esta forma, para cada carga se realiza el siguiente procedimiento, como se muestra en el esquema de la figura 6.22 y que se detalla a continuación.

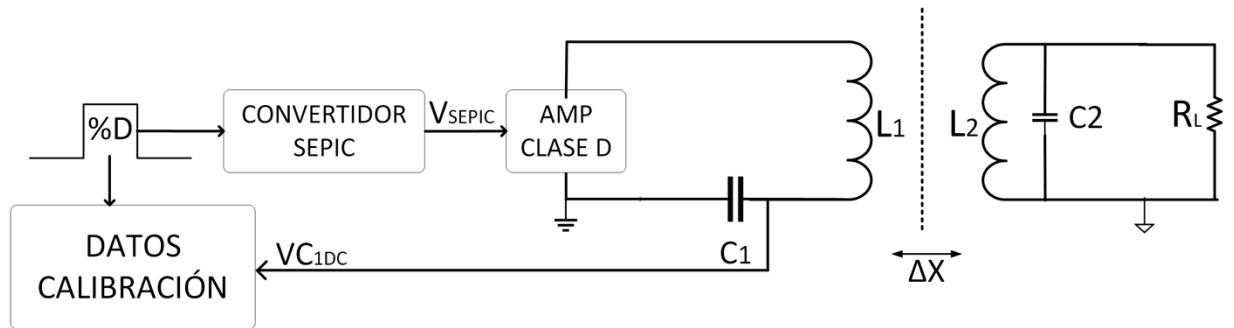


Figura 6.22.- Esquema de medición para el proceso de calibración. Fuente: Elaboración propia.

### 1.1) Metodología de calibración:

- i) Desde la mayor distancia de operación (3 cm) se ajusta el ciclo de trabajo del convertidor SEPIC hasta obtener 5 V en la carga.
- ii) Cuando se logra obtener un voltaje de 5V en la carga, se mide  $V_{C_{1DC}}$  y se registra junto al valor del ciclo de trabajo que se utilizó. El ciclo de trabajo puede variar desde 0%, con el cual se obtiene el voltaje más alto, hasta 100% con el cual se obtiene el voltaje más bajo.
- iii) Luego, se modifica la distancia cada 0.5 cm y se repite el procedimiento (ii) hasta llegar a la distancia mínima fijada inicialmente.

Con este procedimiento se obtiene una curva que relaciona  $V_{C_{1DC}}$  y el ciclo de trabajo (D) para mantener 5V en cada carga frente a cambios de acoplamiento, como se muestra en la figura 6.23.

En este caso, al realizar el proceso de ajuste de curva se obtienen dos relaciones lineales donde la curva para la carga de  $300\Omega$  es:

$$\%D = -0,1008 \cdot VC_{1DC} + 209,6$$

Y para la de  $150\Omega$  es:

$$\%D = -0,0598 \cdot VC_{1DC} + 163,4$$

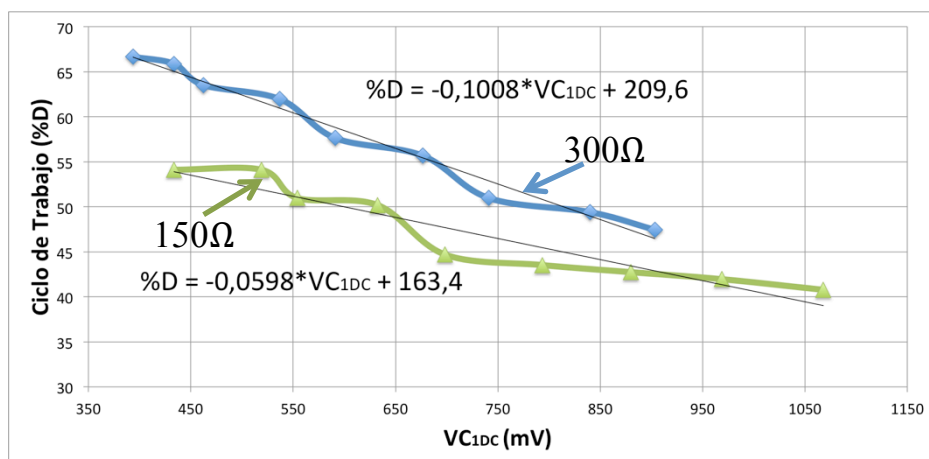


Figura 6.23.- Curvas obtenidas que relacionan el ciclo de trabajo y el voltaje del capacitor primario acondicionado, para ajuste frente cambios de acoplamiento.

Fuente: Elaboración propia.



## 2) Identificación de cargas:

Para identificar qué carga está en el secundario, se ajusta una curva que relaciona la distancia ( $V_{fase}$ ) y la carga. La distancia está relacionada con la fase de la impedancia, como lo analizamos anteriormente, por lo tanto es posible cuantificarla midiendo el desfase entre el voltaje ( $V_1$ ) y la corriente ( $I_1$ ) que circula en el circuito primario. Como se ya se definió en la sección anterior la medición del desfase se debe hacer cuando el circuito secundario esté en circuito abierto.

### 2.1) Metodología de calibración:

- i) En primer lugar se abre el interruptor que deja en circuito abierto el circuito secundario y se mide el desfase entre  $V_1$  e  $I_1$ .
- ii) Luego, se cierra el circuito en el secundario y se fija un voltaje de entrada en el primario  $V_{SEPIC}$  que limite a un voltaje no mayor a 5V en la carga en ninguna de las distancias de operación. Así, se evita que el voltaje llegue a valores que puedan hacer fallar al dispositivo electrónico. Para lo anterior, se fija un ciclo de trabajo conocido y determinado. A continuación, medimos  $V_{C_{1DC}}$  y el valor del desfase en cada distancia de operación y para cada carga. La razón de tener un voltaje de entrada fijo y conocido cada vez que

se mida  $V_{C_{1DC}}$  es porque durante las pruebas realizadas se observó que a distintos valores de voltaje de entrada las mediciones pueden variar haciendo que el ajuste mediante el control tenga errores. Así, podemos asegurarnos que en cada medición se obtenga un valor único de  $V_{C_{1DC}}$  en cada distancia para las cargas.

Finalmente, mediante el método de ajuste de curva se obtiene una curva que relaciona  $V_{C_{1DC}}$ , para cada carga, con un voltaje proporcional al desfase  $V_{fase}$  el cual está relacionado con la distancia. La figura 6.24 muestra las curvas obtenidas, podemos ver que se obtienen dos curvas totalmente diferenciables para cada carga.

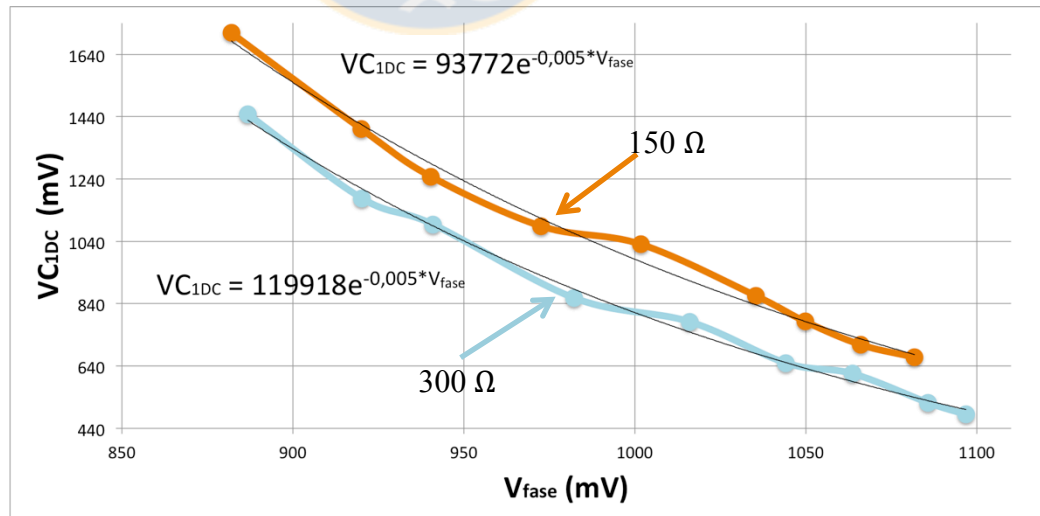


Figura 6.24.- Curvas obtenidas en el proceso de calibración para ambas cargas, que relaciona el voltaje en el capacitor primario acondicionado  $V_{C_{1DC}}$  con el valor de desfase  $V_{fase}$ , para ajuste frente a cambios de carga. Fuente: Elaboración propia.

Para 150Ω:

$$V_{C_{1DC}} = 93772e^{-0,005 \cdot V_{fase}}$$

Para 300Ω:

$$V_{C_{1DC}} = 119918e^{-0,005 \cdot V_{fase}}$$

Ya se describieron las metodologías para obtener modelos que permitan identificar cambios de carga y variaciones de acoplamiento. En estos procesos es necesario obtener el desfase como un valor que pueda ser procesado por el microcontrolador. Es por esto, que antes de explicar el algoritmo de control se muestra el diseño e implementación de los circuitos necesarios para hacer el control.

### **6.3.3.2 Circuito para medir el desfase entre el voltaje y la corriente en el circuito primario:**

Para medir el desfase se utiliza un comparador de fase que se puede obtener comercialmente, CD74HC4046AE de Texas Instruments. Este componente integrado se caracteriza por tener 3 comparadores de fase que permiten comparar señales pulsátiles de hasta 14 MHz [62]. Cada comparador recibe dos señales pulsátiles ( $Señal_1, Señal_2$ ), compara los cantos de subida de cada señal y entrega una señal de salida cuadrada donde su ciclo de trabajo es proporcional al desfase entre las señales, como se muestra en la figura 6.25.

Esta señal cuadrada se acondiciona y se filtra mediante un filtro RC pasabajo obteniendo la señal  $Salida_{filtrada}$  continua. De esta forma, la amplitud de la señal de salida continua será proporcional al desfase de las señales de entrada.

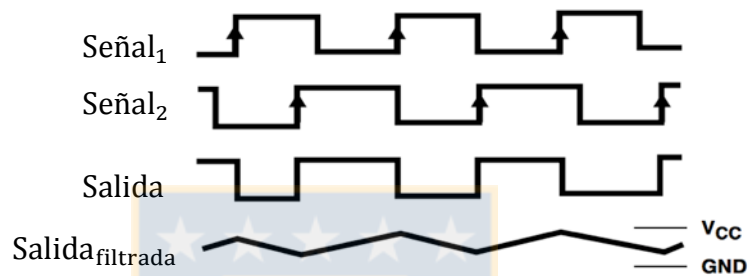


Figura 6.25.- Formas de onda del comparador de fase (PC3). Fuente: [62].

Como se mencionó anteriormente, para medir la fase de la impedancia es necesario comparar las señales de voltaje y corriente en el circuito primario. Para medir la señal de corriente se utiliza una pinza de corriente de marca PINTEK modelo PA-699. Como se analizó en la sección 5.2, la corriente que pasa por el circuito primario es una señal alterna. Así, para poder utilizarla como señal de entrada al comparador de fase es necesario acondicionarla. Para ello, la señal alterna pasa por un detector de cruce por cero, el cual se implementa utilizando uno de los comparadores disponible en el microcontrolador PSoC 4. De esta forma, la señal alterna es transformada en una señal cuadrada la cual es posible comparar. Con respecto al voltaje del circuito primario  $V_1$ , es posible

utilizar la señal cuadrada de entrada al circuito resonante primario, sin embargo, esta señal presenta distorsiones, como se muestra en la figura 5.6a. Por este motivo se decide utilizar la señal cuadrada (1 MHz) de entrada al amplificador de potencia Clase D. Con esto no perdemos generalidad ya que la fase de esta señal no se modifica cuando ingresa al circuito resonante y es la que técnicamente es la precursora de la señal que entra al circuito primario resonante. Considerando lo anterior, la figura 6.26 muestra un esquemático del circuito implementado.

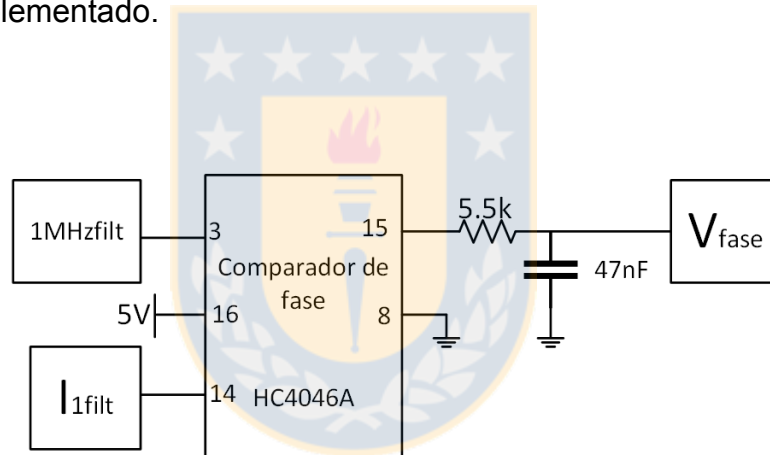


Figura 6.26.- Esquema del circuito comparador de fase entre la corriente y el voltaje del circuito primario. Fuente: Elaboración propia.

### 6.3.3.3 Interruptor para abrir el circuito secundario:

Para medir el desfase entre el voltaje y la corriente en el circuito primario ya determinamos que se necesita abrir el circuito secundario. Para ello, un interruptor en serie es implementado en el circuito secundario, ver figura 6.27.

Para implementar el interruptor en serie se utilizará un circuito implementado con MOSFETs que trabajarán como interruptores.

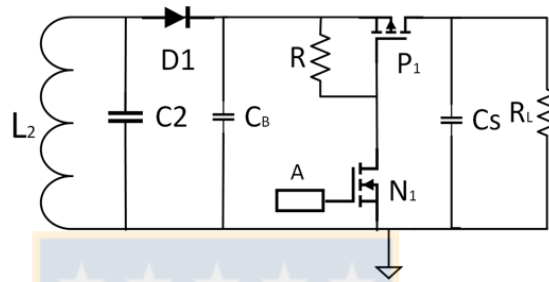


Figura 6.27.- Esquema del circuito secundario con el interruptor en serie necesario para medir la fase de la impedancia en el circuito primario. Fuente: Elaboración propia.

Como se muestra en la figura 6.27, el interruptor se posiciona a la salida del rectificador de media onda. Se utilizan dos MOSFET para hacer funcionar este interruptor en serie. Se utiliza un MOSFET tipo P ( $P_1$ ) y otro tipo N ( $N_1$ ) el cual activará y desactivará al interruptor  $P_1$ . Mediante una señal de control A, la cual en la práctica será activada mediante un microcontrolador o algún circuito digital en el dispositivo implantado, se controla la apertura del interruptor. Cuando A está en estado bajo,  $N_1$  está apagado y el voltaje del gate de  $P_1$  se iguala con el source de  $P_1$ , por lo que  $P_1$  queda apagado y se abre el circuito secundario. Cuando A está en alto,  $N_1$  se activa y conecta el gate de  $P_1$  a tierra por lo que  $P_1$  se enciende y el circuito se vuelve a conectar. El interruptor se posiciona a la salida del rectificador de media onda con el objetivo de tener una

señal continua en el source de  $P_1$ . La resistencia R se elige de tal forma que solo algunos miliamperes fluyan a través de R cuando  $P_1$  esté encendido. Un rango típico es entre  $1\text{ k}\Omega$  a  $10\text{ k}\Omega$ , para nuestro sistema se utiliza una resistencia de  $10\text{ k}\Omega$ . Con respecto a los MOSFET se utiliza el integrado IRF7317PBF, el cual contiene en dos MOSFET complementarios un tipo P y un tipo N, se caracteriza por tener bajas resistencias de encendido (N:  $R_{DS(ON)} = 29\text{ m}\Omega$ , P:  $R_{DS(ON)} = 58\text{ m}\Omega$ ). Se utiliza el capacitor  $C_S$ , el cual permite mantener el voltaje estable cuando el circuito es abierto. Para nuestro caso se utiliza  $C_S = 200\mu\text{F}$ .

Luego del proceso de diseño, se implementa el circuito rectificador y el interruptor en serie para dejar en circuito abierto al circuito secundario. La figura All.7 (ver en Anexo II) muestra la placa PCB implementada. Es importante tener en cuenta algunas consideraciones de eficiencia para el diseño de este interruptor. Es sabido que el MOSFET tipo P tiene una mayor resistencia de encendido que el de tipo N, entonces por qué no hacer un interruptor solo con tipo N. Esto se debe a que la conmutación del interruptor en serie tipo N necesita un voltaje positivo en el gate, esto implica que se necesite una fuente extra de voltaje continua y estable, lo que hace más complejo el sistema. Ahora bien, la diferencia en la resistencia de cada tipo de MOSFET comienza a perder importancia cuando trabajamos a bajas potencias. Si analizamos los MOSFET utilizados, donde el MOSFET tipo N tiene  $R_{DS(ON)} = 29\text{ m}\Omega$  y el MOSFET tipo P

tiene  $R_{DS(ON)} = 58 \text{ m}\Omega$  en una aplicación que consume 300 mA como máximo, la potencia disipada en el MOSFET tipo P será de 5.22 mW en cambio el tipo N será de 2.61 mW. De esta forma y pensando en aplicaciones médicas de baja potencia la elección del tipo de interruptor se fundamenta en la simplicidad de su implementación.

#### 6.3.3.4 Detectar apertura del interruptor:

Ya se mostró el diseño del interruptor en serie para abrir el circuito secundario y así poder medir el desfase de la corriente y voltaje en el circuito primario. Sin embargo, nace un nuevo desafío, detectar en el circuito primario la apertura del interruptor. Cuando el circuito secundario es abierto, como se analizó anteriormente, cambia la impedancia reflejada en el circuito primario lo que se traduce en un cambio de amplitud en el voltaje y la corriente que circula por éste. Para detectar estos cambios de amplitud se utiliza el voltaje del capacitor primario  $V_{C_1}$  y se implementa mediante el circuito que se muestra en la figura 6.28:



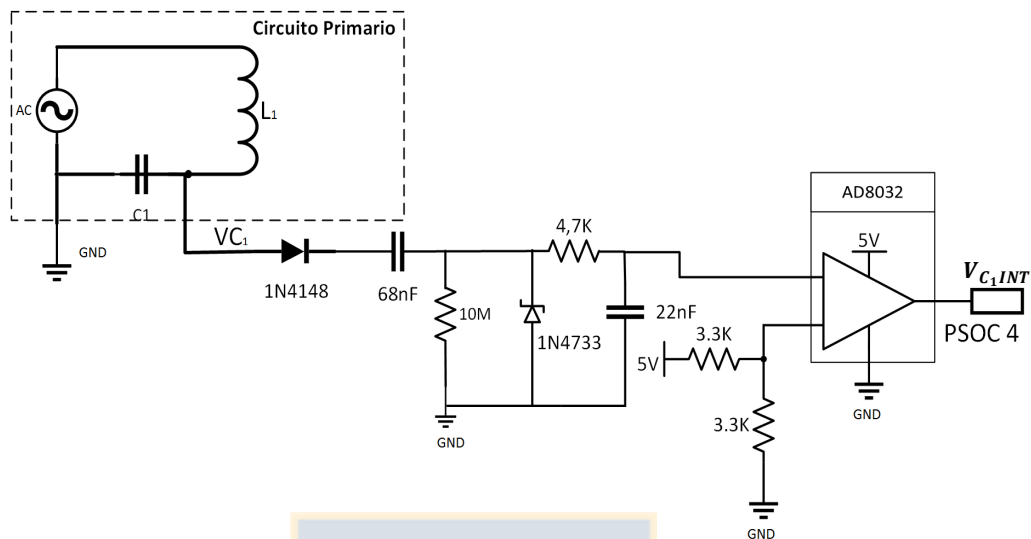


Figura 6.28.- Esquema del circuito para detectar la apertura del interruptor en el circuito secundario. Fuente: Elaboración propia.

Como el voltaje  $V_{C_1}$  es alterno, en primer lugar pasa por un diodo rectificador (1N4148), el cual elimina el ciclo negativo de la señal y luego pasa por un capacitor de acoplamiento  $C_D$  (68 nF) para eliminar la componente continua. Como los voltajes obtenidos en  $V_{C_1}$  son altos se utiliza un diodo zener  $D_Z$  (1N4733) para limitar que el voltaje máximo no supere 5 V, luego esta señal se suaviza mediante el capacitor  $C_F$  (22 nF). De esta forma, lo que se obtiene con este circuito es una señal de voltaje continua  $V_{C_1INT}$  que cambia su amplitud cuando ocurre un cambio de amplitud en  $V_{C_1}$ . En otras palabras, el circuito permite identificar cambios rápidos de voltaje producto de la apertura y cierre del interruptor en el circuito secundario. La señal obtenida entra al amplificador operacional AD8032 y se compara con una referencia establecida (2.5 V) y con

ello se obtiene una salida 0 si está el circuito abierto y 1 si el circuito está cerrado, que finalmente será procesada e interpretada por el microcontrolador PSoC 4. La referencia fue seleccionada luego de realizar pruebas iterativas hasta encontrar la mejor respuesta para identificar la apertura del interruptor a mayores distancias.

A continuación se muestran las curvas obtenidas luego de implementar los circuitos. La figura 6.29, muestra la señal de apertura del interruptor (figura 6.29a) y la señal de entrada al comparador (figura 6.29b,  $V_{C_{1INT}}$ ). Se muestra además el nivel de la referencia que se utiliza para la comparación en 2.5V. Se puede observar que cuando el interruptor en circuito secundario es abierto ocurre un cambio de amplitud de la señal  $V_{C_{1INT}}$ . La amplitud de esta señal va a variar dependiendo del nivel de acoplamiento que exista entre ambas bobinas, es decir que, a mayor acoplamiento mayor será la amplitud (producto de que existe una mayor variación de  $V_{C_1}$ ) y a menores acoplamientos la amplitud disminuye. Por lo tanto, la distancia de operación de la estrategia de control estará limitada a una distancia donde el cambio de amplitud de  $V_{C_{1INT}}$  genere una amplitud suficiente con la cual el circuito sea capaz de detectarla. Para el caso de nuestro diseño se logra a una distancia de operación máxima de 3 cm.



Figura 6.29.- Formas de onda obtenidas de los circuitos implementados, a) Señal de apertura en el circuito secundario. b) Voltaje  $V_{C1INT}$  en el circuito primario. Fuente: Elaboración propia.

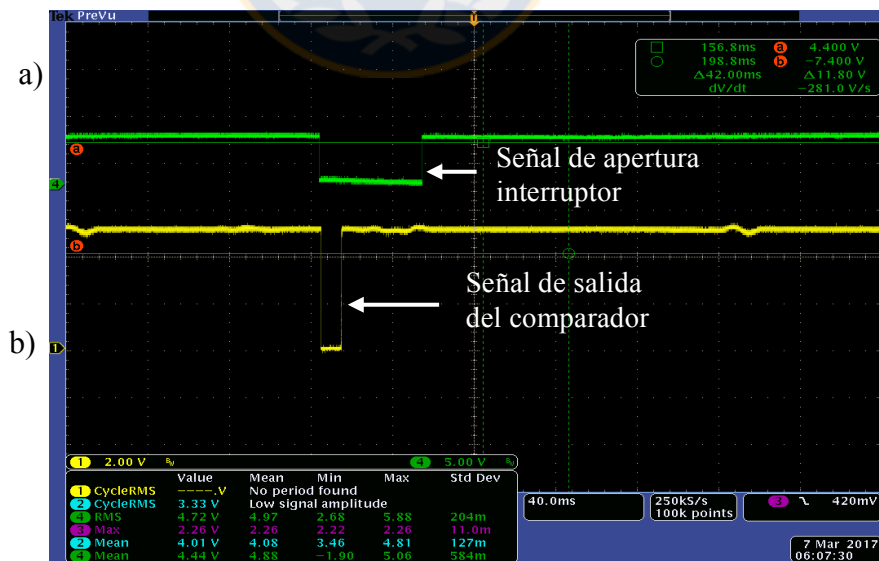


Figura 6.30.- Formas de onda obtenidas de los circuitos implementados, a) Señal de apertura en el circuito secundario. b) Señal de salida del comparador en el circuito primario, que da cuenta de la apertura del interruptor. Fuente: Elaboración propia.

La figura 6.30 muestra la salida del circuito detector de apertura del interruptor implementado en el circuito primario. En la figura 6.30a se muestra la señal de apertura del interruptor en el circuito primario y en la figura 6.30b se muestra la señal de salida del comparador, donde es 0 cuando el interruptor está abierto y es 1 cuando está cerrado. De esta forma, es posible detectar la apertura del interruptor, la cual ingresamos al microcontrolador PSoC 4 y nos permite implementar la estrategia de control.

#### **6.3.4 Algoritmo de la estrategia de control**

Ya realizada la etapa de calibración y definido los circuitos necesarios para lograr implementar la estrategia se define el algoritmo de control propuesto. En primer lugar hay que definir cada cuánto y por cuánto tiempo se abrirá el interruptor en el circuito secundario. Esto se define dependiendo de la frecuencia con la cual se necesita determinar la carga. Se recomienda que el proceso de identificación y calibración se haga con los mismo tiempos que se utilizarán en el algoritmo para tener mejores resultados. La estrategia de control considerará las siguientes condiciones de funcionamiento, las que dependen exclusivamente del tipo de aplicación se desee diseñar:

- 1) Aplicaciones donde los cambios de consumo son más rápidos que los cambios de acoplamiento.
- 2) Aplicaciones donde los cambios de acoplamiento son más rápidos que los cambios de consumo energético.
- 3) Aplicaciones con cambios de acoplamiento rápidos y cambios de consumo energético rápidos.

El algoritmo implementado se resume en la figura 6.31, y a continuación se describe en detalle.



#### **A) Ajuste voltaje de salida frente a variaciones de carga.**

El algoritmo comienza con la detección de la apertura del interruptor en el circuito secundario (1). Cuando se detecta, el microcontrolador ajusta el ciclo de trabajo al valor con el cual se hizo la calibración previa (2) y mide el valor del voltaje a la salida del circuito medidor del desfase  $V_{fase}$  (3). Luego, cuando el tiempo de apertura del interruptor finaliza, se modifica el ciclo de trabajo al mismo valor con el cual se hizo la calibración (4) para medir  $V_{C_{1DC}}$  asociado a una carga (5). A continuación, los valores de  $V_{C_{1DC}}$  y  $V_{fase}$  se ingresan a los

modelos (curvas) de cada carga obtenidos durante la calibración previa y se identifica la carga que está en el circuito secundario (6). Con la carga identificada, el algoritmo reconoce la curva de operación asociada a esa carga (7), y luego ajusta el ciclo de trabajo correspondiente a la carga y distancia actual entre las bobinas para mantener el voltaje de salida estable (8).

### **B) Ajuste voltaje de salida frente a variaciones de acoplamiento.**

En los momentos donde el algoritmo no detecta el evento de apertura del interruptor en el circuito secundario, el microcontrolador recibe cada 1 ms los valores de  $V_{C_{1DC}}$  (9) y los compara con el modelo de la carga, si detecta un error entre el ciclo de trabajo actual y el valor  $V_{C_{1DC}}$  que debería tener a ese valor de ciclo de trabajo (10), ajusta el ciclo de trabajo en tiempo real (11).

Ahora bien si ocurre un cambio en la carga el algoritmo lo identificará siempre y cuando se detecte la apertura del interruptor en circuito secundario. En el caso de que no lo detecte puede ocurrir un error, sin embargo, el error puede ser corregido en el instante en que se abra nuevamente el interruptor y el algoritmo lo detecte correctamente.

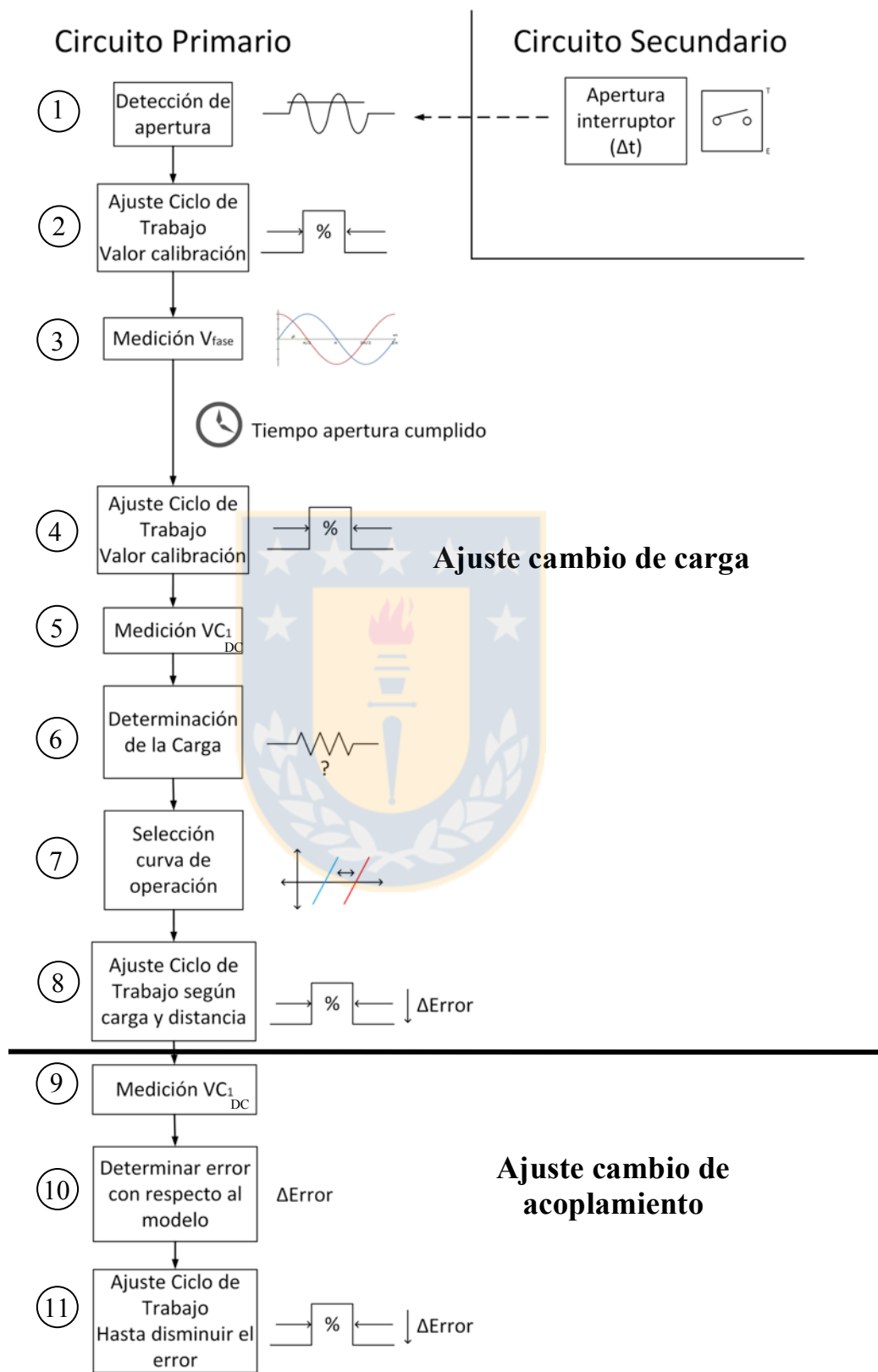


Figura 6.31.- Diagrama de flujo de algoritmo de control. Fuente: Elaboración propia.

### 6.3.5 Resultados experimentales.

En el proceso de calibración se definió como ejemplo un dispositivo con dos niveles de consumo energético, 166.7 mW cuando está en funcionamiento y 83.3 mW cuando está en modo reposo, lo cual se representa con resistencias de 150  $\Omega$  y 300  $\Omega$  respectivamente considerando 5V a la salida.

Para realizar las pruebas de funcionamiento de la estrategia se define que la apertura del interruptor en el circuito secundario se hará cada 2 segundos y el tiempo en el que estará abierto será durante 50 ms. Estos tiempos pueden ser ajustados dependiendo de la aplicación a controlar. Para procesar los datos y ejecutar el algoritmo se utiliza el microcontrolador PSoC 4 al igual que en la estrategia implementada anteriormente. El esquema de conexión de las señales en el microcontrolador se muestra en la figura 6.32.

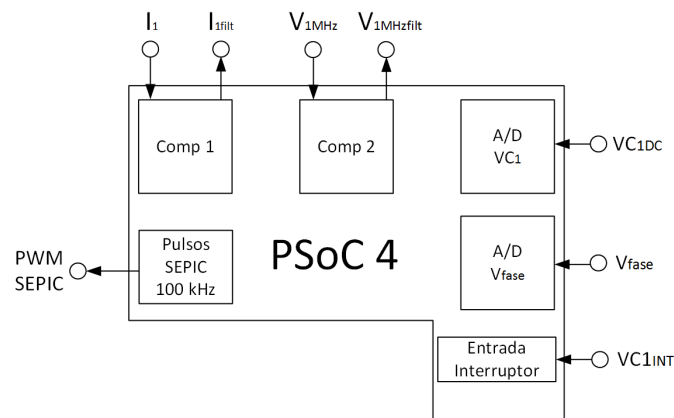


Figura 6.32.- Esquema de conexión en el microcontrolador PSoC 4. Fuente: Elaboración propia.



Como ya se explicó en las secciones anteriores se utilizan los dos comparadores disponibles en el microcontrolador, un comparador (Comp 1) para hacer que la señal de corriente  $I_1$  (alterna) se transforme en una señal cuadrada  $I_{1_{filt}}$  y el otro comparador (Comp 2) para filtrar la señal  $V_{1MHz}$  de 1 MHz la cual presenta distorsiones producto de la conmutación del amplificador inversor. Además, se utilizan dos entradas del convertidor análogo digital el cual digitaliza la señal  $V_{C_{1DC}}$  y  $V_{fase}$ , donde esta última proviene del circuito comparador de fase (figura 6.26). Una entrada digital (Entrada Interruptor) es utilizada para recibir la señal  $V_{C_{1INT}}$  que permite identificar si el interruptor en el circuito secundario fue abierto. Finalmente, tenemos la salida de los pulsos PWM a la frecuencia de 100 KHz que controlarán al convertidor DC-DC SEPIC, el que a su vez se utilizará para ajustar la potencia de entrada al circuito primario y así controlar el voltaje de salida en el circuito secundario. La figura 6.33 muestra un esquema del circuito de la estrategia de control implementada en el circuito primario del enlace inductivo.

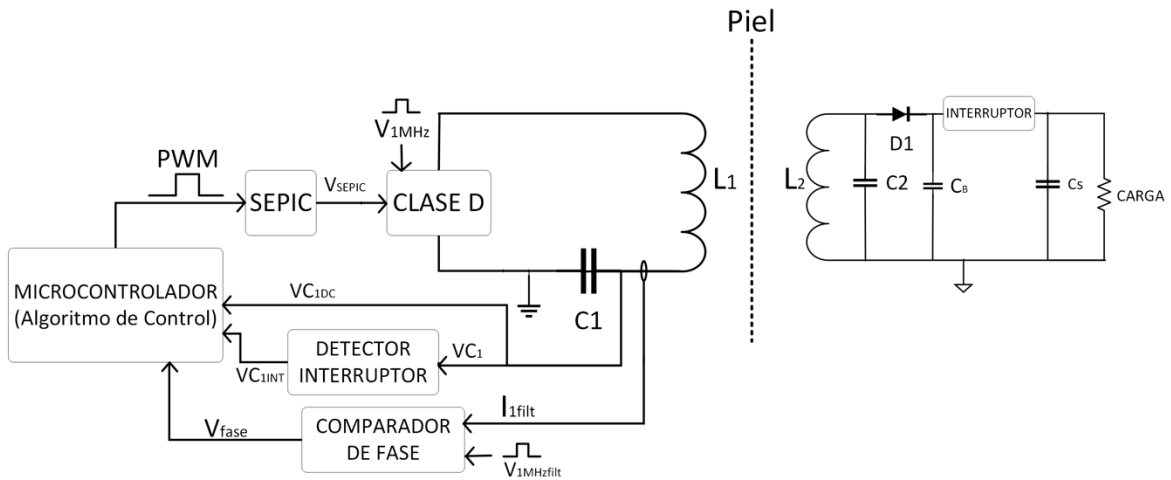


Figura 6.33.- Esquema en bloque de la estrategia de control. Fuente: Elaboración propia.

### 6.3.5.1 Pruebas de impacto de carga.

Para realizar la prueba de impacto de carga se implementó un sistema para modificar la carga en el circuito secundario de forma aleatoria. De esta forma, la estrategia de control debe reconocer la carga y ajustar el voltaje de entrada al circuito primario para mantener el voltaje de salida estable. La figura 6.34 muestra las curvas obtenidas al realizar las pruebas a una distancia fija de 2 cm entre bobinas. Como se puede observar, cada 2 segundos se producen unos pulsos en las señales producto de la apertura del interruptor en el circuito secundario. Inicialmente la carga es la de 150  $\Omega$  y como se puede observar el algoritmo logra mantener el voltaje en 5V. Se definió como error máximo de un  $\pm 10\%$  del voltaje objetivo. Continuando con la prueba se cambia la carga por la de 300  $\Omega$ , como se puede observar el voltaje en la carga comienza a aumentar

hasta que el algoritmo detecta que hubo un cambio de carga y ajusta el voltaje logrando mantener el voltaje cambio de carga. Además, vemos como el voltaje de entrada disminuye cuando detecta la carga de  $300\ \Omega$ , lo que es el comportamiento correcto debido a que necesita menos potencia para mantener el voltaje en una resistencia más grande. Luego, la carga vuelve a cambiar a  $150\ \Omega$  y, al igual que en el caso anterior, el cambio ocurre justo antes de la detección sin embargo el algoritmo logra ajustar el voltaje en la carga. Para mantener el voltaje estable cuando el circuito secundario está abierto, se utiliza un capacitor de  $200\ \mu F$  en paralelo con la salida. Como era de esperar la carga de  $150\ \Omega$  presenta una mayor caída de tensión cuando el interruptor se abre, sin embargo, no supera el límite definido inicialmente.

Para visualizar de mejor forma como trabaja el algoritmo, la figura 6.35 muestra una vista ampliada del momento en que el interruptor se abre. Como se definió en el diseño, el interruptor se abre durante 50 ms como se ve en la figura 6.35. Vemos que el voltaje en la carga cae, sin embargo, el capacitor a la salida logra mantener el voltaje estable. Si observamos el voltaje de entrada  $V_{in}$  vemos que baja significativamente debido a que es el voltaje con el cual se hizo la calibración para medir el desfase entre el voltaje y la corriente en el circuito primario. Terminado los 50 ms el interruptor se cierra y el algoritmo cambia el ciclo de trabajo al valor con el cual se calibró para medir  $V_{C_{1DC}}$  y así determinar la carga.

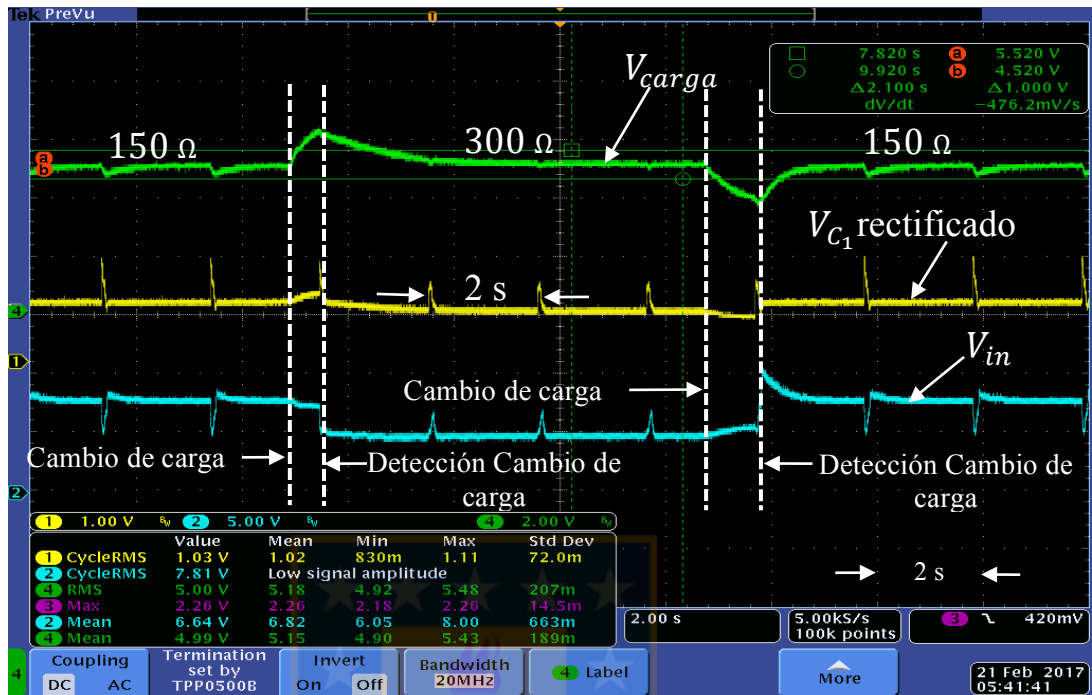


Figura 6.34.- Formas de onda, pruebas de impacto de carga. Fuente: Elaboración propia.

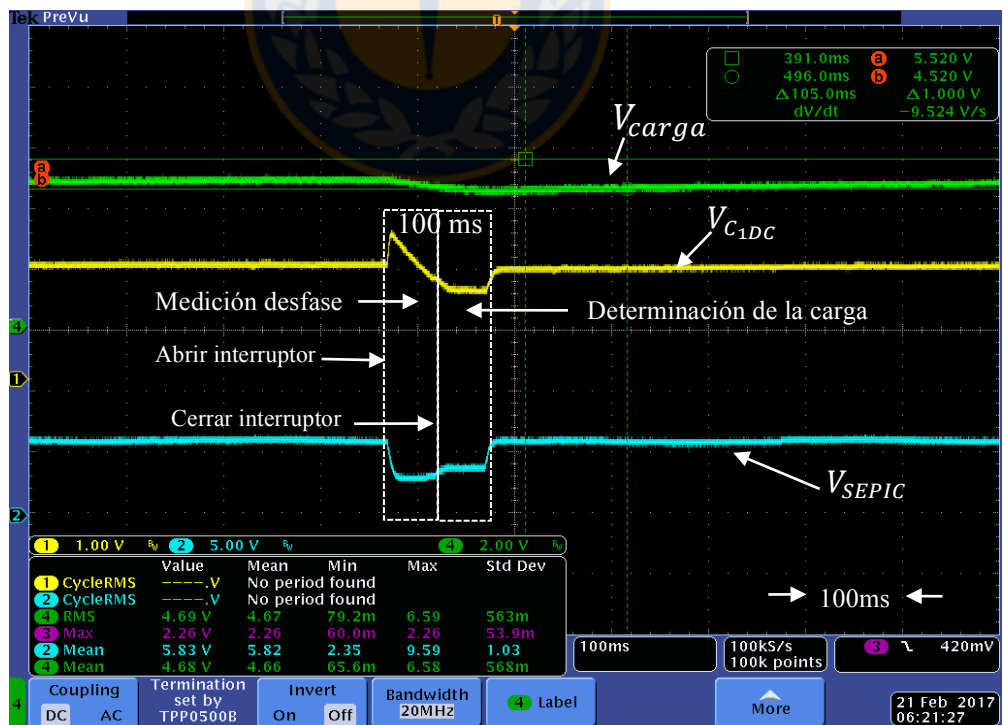


Figura 6.35.- Vista ampliada del momento en que se abre el interruptor en el circuito secundario.

Fuente: Elaboración propia.

### 6.3.5.2 Pruebas cambios de acoplamiento:

A continuación se realiza la prueba de cambio de acoplamiento entre ambas bobinas. Para ello se mide la respuesta del algoritmo cuando la bobina secundaria se aleja 2 cm y cuando se acerca 2 cm a la bobina primaria. La figura 6.36 muestra la respuesta de la estrategia de control frente a los cambios de acoplamiento. Como se puede observar, el voltaje en la carga se mantiene dentro de los límites fijados anteriormente. Además, se observa como el voltaje en la entrada aumenta cuando la bobina secundaria se aleja con el objetivo de aumentar la potencia y así mantener el voltaje estable en la carga. En cambio cuando la bobina secundaria se acerca el voltaje de entrada disminuye ya que necesita menos potencia para mantener el voltaje en la carga.

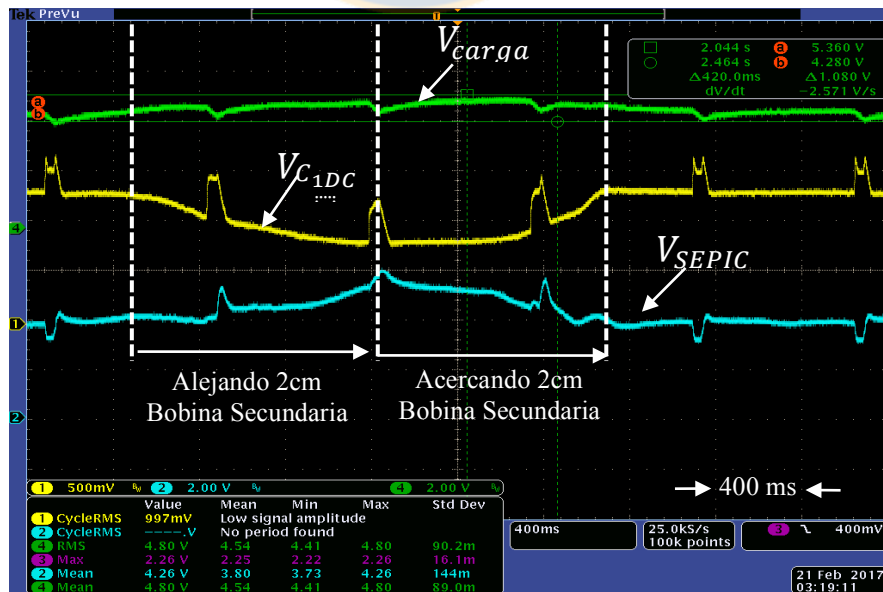


Figura 6.36.- Formas de onda pruebas de cambio de acoplamiento. Fuente: Elaboración propia.

### 6.3.5.3 Pruebas térmicas.

Como se analizó al comienzo de esta tesis, la principal razón de realizar una estrategia de control de este tipo es eliminar todo sistema de regulación en el implante, de esta forma se disminuye la disipación de energía en forma de calor evitando un rechazo por parte del cuerpo humano hacia el implante. Si bien, ya se demostró que la estrategia de control propuesta funciona correctamente, se evaluará el uso de un regulador a la salida del circuito secundario. Como se ha mencionado durante la tesis, el uso de un regulador siempre hace perder eficiencia, sin embargo, por aspectos de confiabilidad y seguridad el uso de un regulador puede ser útil siempre y cuando se minimicen las pérdidas en éste. Para demostrar el impacto de la estrategia de control en el caso de utilizar un regulador se realizaron las siguientes pruebas:

- 1) **Prueba n°1:** Regulación del voltaje en la carga utilizando un regulador de voltaje, peor y mejor caso.
  
- 2) **Prueba n°2:** Regulación del voltaje en la carga utilizando un regulador de voltaje, pero controlando el voltaje de entrada con la estrategia de control.

El regulador utilizado para realizar las pruebas es el LT1763-5 que regula a 5V la salida. Este regulador se caracteriza por tener baja caída de tensión (300 mV) y entrega 500 mA de corriente de salida, corriente suficiente para aplicaciones como implantes médicos. Para medir la temperatura del circuito se utilizó la cámara térmica FLUKE modelo Ti20.

A continuación se muestran los resultados de las pruebas realizadas. Es necesario considerar que las pruebas se realizaron a una temperatura ambiente de 25°C y se trabajó con la carga de 150  $\Omega$  (más potencia).

### 1) Prueba nº1

#### - Peor caso sin control.

La condición asociada al peor caso sin control se define cuando el convertidor DC-DC SEPIC en el circuito primario se encuentra generando la mayor potencia, y cuando ambas bobinas están a 1 cm de distancia. En esta condición el voltaje inducido en el circuito secundario alcanza valores de 13V con carga, y como muestra la figura 6.37a el regulador puede alcanzar 108,8°C. Es decir, si la temperatura ambiente es de 25°C el regulador genera 83.8°C que se disiparían en el aire.

- **Mejor caso sin control:**

La condición definida como mejor caso consiste en asegurar que a la mayor distancia entre bobinas (3 cm) se tengan 5V, de esta forma se ajusta el convertidor SEPIC para generar la potencia suficiente para obtener 5V en la carga. Con lo anterior nos aseguramos que nunca exista un voltaje menor al que el regulador pueda ajustar. A medida de que la bobina secundaria se acerca a la bobina primaria el voltaje que recibe el circuito secundario comienza a aumentar y, por lo tanto, el regulador debe disipar el exceso de energía. La figura 6.37b muestra la temperatura que alcanza el regulador cuando la bobina secundaria está a 1 cm de la bobina primaria es de 53.5°C.

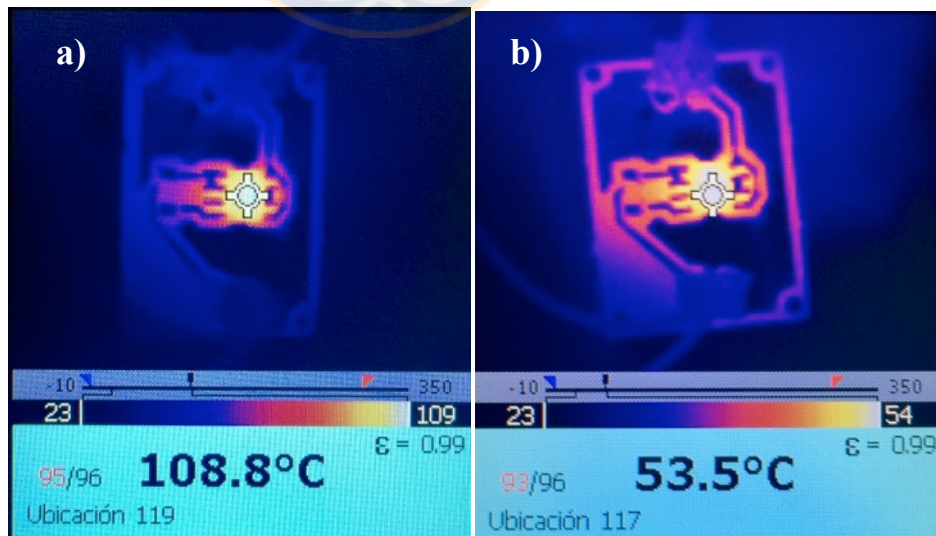


Figura 6.37.- Imagen termográfica del regulador sin la estrategia de control a) en el peor caso y b) mejor caso. Fuente: Elaboración propia.



## 2) Prueba nº2 - Con la estrategia de control.

La figura 6.38 muestra la imagen termográfica del regulador cuando la estrategia de control está trabajando. Como se muestra en la figura, la temperatura máxima que alcanza es de 28.7°C. Considerando que la temperatura ambiente es de 25°C, hubo un aumento de temperatura de 3.7°C, lo cual puede ser fácilmente disipado por la placa o por la carcasa del implante.

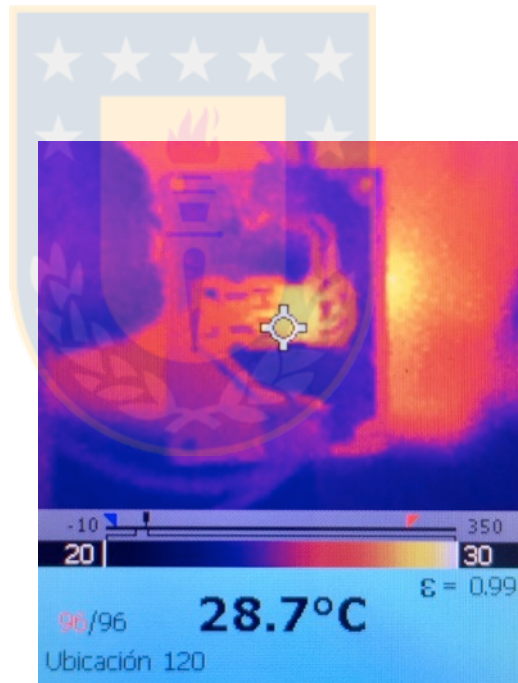


Figura 6.38.- Imagen termográfica del regulador con la estrategia de control implementada.  
Fuente: Elaboración propia.

## CAPÍTULO 7. CONCLUSIONES

De acuerdo a la investigación realizada en este trabajo de tesis, se demuestra la hipótesis de que es posible controlar el voltaje de energización de un implante médico mediante un enlace inductivo frente a variaciones de carga y de acoplamiento, utilizando una estrategia de control implementada en el circuito primario del enlace inductivo.

Se diseñaron dos estrategias de control para controlar el voltaje de salida en un enlace inductivo serie – paralelo. La primera estrategia permite controlar el voltaje frente a variaciones de acoplamiento cuando la carga en el circuito secundario es constante, y la segunda estrategia permite controlar el voltaje cuando ocurren cambios de carga y de acoplamiento. En la actualidad no existía ningún método de control que permitiera regular el voltaje de salida de un enlace inductivo serie paralelo que fuese implementado desde el circuito primario. Por lo que el desarrollo y trabajo en esta tesis genera un aporte al diseño de nuevas soluciones.

Con respecto al funcionamiento de la estrategia de control para cambios de carga y acoplamiento, los tiempos para abrir el circuito secundario son configurables y pueden ser disminuidos para obtener respuestas más rápidas frente a cambios de carga. Lo anterior depende exclusivamente del diseño del dispositivo implantado y su aplicación.

A pesar de que fue necesario implementar un interruptor para abrir el circuito secundario y así determinar la distancia entre ambas bobinas, se trata de una solución simple y no afecta el funcionamiento del dispositivo implantado. En [68] utilizan un método que cortocircuita al implante para comunicar información desde el implante hacia el exterior, en el cual se implementa una estrategia de control que mide el voltaje en la carga y envía la información a través del propio enlace inductivo. Esta estrategia cumple con el objetivo, sin embargo, es complejo de implementar ya que se necesita de sistemas de medición y digitalización del voltaje en el implante. Además, es necesario implementar un protocolo de datos y diseñar un sistema de interpretación de los datos. Por lo demás, si el dispositivo se aleja demasiado pueden existir pérdida de los datos.

Con nuestra estrategia de control se logró controlar el voltaje en un rango de distancia de 0.5 cm a 3 cm, lo que es una distancia de operación mayor que los implementados en otros trabajos, como se muestra en la tabla 7.1. Dentro

de los trabajos que se muestran, sólo el trabajo de Ahn [50] implementa una estrategia desde el circuito primario, sin embargo, utiliza la topología paralelo-paralelo y logra potencias menores.

Tabla 7.1.- Comparativa del trabajo realizado con otras estrategias de control. Fuente: Elaboración propia.

Trabajo	$V_{out}$	Bobina primaria	Bobina secundaria	Distancia Max.	Topología	Control	$P_{out}$ (mW)
[45]Wang et al.	5	40 mm	22 mm	15 mm	S-P	V	40
[35] Aqueveque et al	3.3	50 mm	50 mm	20 mm	S-P	F	250
[55] Ahn et al.	3.5	30 mm	20 mm	20 mm	P-P	F	93.3
<b>Este trabajo*</b>	<b>5</b>	<b>70 mm</b>	<b>40 mm</b>	<b>30 mm</b>	<b>S-P</b>	<b>V</b>	<b>166</b>

\*150 $\Omega$  de carga

\*S-P: Serie – Paralelo / P-P: Paralelo – Paralelo.

\*V: Voltaje / F: Frecuencia.

Si bien las estrategias fueron diseñadas para evitar usar reguladores de voltaje en el implante, al controlar el voltaje que recibe el regulador se redujo la disipación de calor de 108.8°C para el peor caso a 28.7°C al utilizar la estrategia de control, considerando que la temperatura ambiente fue de 25°C al momento de realizar la prueba. De esta forma, al utilizar la estrategia el regulador disipa 3.7°C lo que puede ser disipado por la placa de cobre o por la carcasa del implante sin impactar al tejido circundante.

En relación a la disipación de calor producto de los efectos skin, corrientes de eddy y radiación electromagnética, estos pueden ser ignorados debido a que la frecuencia con la cual se está trabajando es baja (1 MHz). En [67] se muestra un análisis en el rango de frecuencias de 3kHz – 30 MHz, y se comprueba que a ese nivel de frecuencias no existe posibilidad de que los tejidos circundantes aumenten su temperatura.

Al utilizar el concepto de aproximación geométrica y diseñar la bobina primaria más grande que la bobina secundaria no ocurrieron cambios considerables en la ganancia de salida del enlace inductivo frente a movimientos laterales y hacia arriba o hacia abajo, siempre y cuando los movimientos ocurran dentro de la superficie que cubre la bobina primaria.

Cabe mencionar que las estrategias que se probaron e implementaron en este trabajo se definieron para dispositivos médicos implantados, pero su aplicación puede ser extendida a otro tipo de industrias, por ejemplo sensores de temperaturas en minería como el que se muestra en [66].

## Trabajo Futuro.

Ya se demostró que es posible implementar un control desde el circuito primario para un enlace inductivo serie-paralelo. A continuación, se entregan algunas propuestas de trabajo futuros:

- Evaluar la posibilidad de implementar algún tipo de control que permita automatizar el proceso de calibración, utilizando un control predictivo.
- Disminuir el tamaño de los circuitos electrónicos implementados.
- Implementar la estrategia de control en un dispositivo implantado real.
- Aumentar la distancia de operación de la estrategia de control, de tal forma que se puedan aplicar en otros tipos de dispositivos electrónicos.
- Probar la estrategia de control en otras topologías y formas de bobinas de un enlace inductivo, como un enlace inductivo onmidireccional.

## BIBLIOGRAFÍA

- [1] TechNavio, “Global Implantable Medical Devices Market 2015-2019”. August 2015, ID: 3386655.
- [2] I. Clausen, T. Glott, “Review: Development of Clinically Relevant Implantable Pressure Sensors: Perspectives and Challenges” *Sensors* 2014, pp. 17686-17702, 2014.
- [3] R. Kasthur, 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 and A. Menciassi, “Inductive-Based Wireless Power Recharging System for an Innovative Endoscopic Capsule”, *Energies* 2015, pp. 10315-10334, 2015.
- [5] H. Chiu, M. Lin, C. Lin, I. Ho, W. Lin, P. Fang, Y. Lee, Y. Wen, and 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, pp. 350-359, 2010.
- [6] K. Bazaka, M. Jacob “Review: Implantable Devices: Issues and Challenges” *Electronics* 2013, pp. 1-34, 2012.
- [7] Zabihian A, Maghami M.H, Asgarian F, Sodagar A.M. “Implantable Biomedical Devices” *Biomedical Engineering – Technical Applications in Medicine*, Chapter 7, pp: 157-190, 2012.

- [8] J. Wu, M. Mintchev, "Modeling of transcutaneous energy transfer system for an implantable gastrointestinal stimulation device" International Journal "Information Theories and Applications", Vol. 17, No. 1, pp. 69 – 87. 2010.
- [9] London Cochlear Clinic, <http://cochlear-implant.co.uk/cochlearimplants.html>, Acceso: 13/06/2017.
- [10] Hodgins D, Bertsch A, Post N, Frischholz M, Volckaerts B, Spensley J, Wasikiewicz J.M, Higgins H, Von Stetten F, Kenney L. "Healthy Aims: Developing New Medical Implants and Diagnostic Equipment" IEEE Pervasive Computing, Vol 7(1), pp. 14-21, 2008.
- [11] Actigait, <http://www.ottobock.com.hk/en/neurorehabilitation/solutions/solutions-with-functional-electrical-stimulation/actigait/>, Acceso: 13/06/2017.
- [12] V. Mooney, S. Schwartz, A. Roth, and M. Gorniewsky, "Percutaneous implant devices," Annals of Biomedical Engineering, vol. 5, no. 1, pp. 34–46, 1977.
- [13] J. Olivo, S. Carrara, G. De Micheli, "Energy Harvesting and Remote Powering for Implantable Biosensors", IEEE Sensors Journal, Vol. 11, No. 7, pp. 1573 – 1586, 2011.
- [14] T. Sun, X. Xie and Z. Wang, "Wireless Power Transfer for Medical Microsystems", New York, Springer, 2013.
- [15] B. Lenaerts, R. Puers, "Omnidirectional Inductive Powering for Biomedical Implants", Springer, 2009.
- [16] Lazzi G. "Thermal effects of bioimplants". IEEE Eng. Med. Biol. Mag, Vol. 24(5), pp. 75–81, 2005.



- [17] Seese TM, Harasaki H, Saidel GM, Davies CR, “Characterization of tissue morphology, angiogenesis, and temperature in the adaptive response of muscle tissue to chronic heating”, *Lab. Invest*, Vol. 78(12) pp.1553–62, 1998.
- [18] Reichert M.W “Indwelling Neural Implants: Strategies for Contending with the In Vivo Environment”, CRC Press/Taylor & Francis, 2008.
- [19] Goldstein LS, Dewhirst MW, Repacholi M, Kheifets L. “Summary, conclusions and recommendations: adverse temperature levels in the human body”. *Int. J. Hyperthermia*, Vol. 19(3), pp. 373–84, 2003.
- [20] Ravazzani P, Ruohonen J, Tognola G, Anfosso F, Ollikainen M, Ilmoniemi R.J, Grandori F. “Frequency-Related Effects in the Optimization of Coils for the Magnetic Stimulation of the Nervous System” *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vol. 49 (5), pp: 463 - 471, 2002.
- [21] J. Albesa and M. Gasulla “Voltage Regulation on Inductive Power Links for Autonomous Sensors”, *Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC)*, pp. 2678 – 2682, 2012.
- [22] Geselowitz DB, Hoang QT, Gaumond RP, “The effects of metals on a transcutaneous energy transmission system”. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, Vol. 39(9), pp.928–34, 1992.
- [23] Samaras T, Christ A, Kuster N. “Worst case temperature rise in a one-dimensional tissue model exposed to radiofrequency radiation”. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, Vol. 54(3), pp. 492–496, 2007
- [24] IEEE Standard for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 kHz to 300 GHz; 2006; p. 98. Disponible en línea: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1626482/> (Acceso: 5 de Marzo 2017).
- [25] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection, “ICNIRP guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic and

electromagnetic fields (up to 300 ghz),” Health Physics, Vol.74 (4): pp. 494-522; 1998.

[26] Morris Kesler. “Highly Resonant Wireless Power Transfer: Safe, Efficient, and over Distance”. ©WiTricity Corporation, 2013.

[27] Gosalia K, Weiland J, Humayun M, Lazzi G. “Thermal elevation in the human eye and head due to the operation of a retinal prosthesis”. IEEE Trans. Biomed. Eng, Vol. 51(8), pp. 1469–77, 2004.

[28] Karakitsos D, Karabinis A et al, "Hypothermia therapy after traumatic brain injury in children". N. Engl. J. Med. Vol. 359(11): pp.1179–80, 2008.

[29] ISO 14708-1:2014, Implants for surgery -- Active implantable medical devices -- Part 1: General requirements for safety, marking and for information to be provided by the manufacturer.

[30] Van Schuylenbergh K, Puers R. “Inductive Powering: Basic Theory and Application to Biomedical Systems” Springer, 2009.

[31] D. Galbraith, M. Soma and R. White, “A Wide-Band Efficient Inductive Transdennal Power and Data Link with Coupling Insensitive Gain” IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Vol. BME-34, pp. 265-275, 1987.

[32] S. Mutashar, M. A. Hannan, S. A. Samad, A. Hussain, “Analysis of Transcutaneous inductive powering links.” Intelligent and Advanced Systems (ICIAS), pp. 64 – 67, 2012.

[33] G. Vandevoorde, R. Puers, “Wireless energy transfer for stand-alone systems: a comparison between low and high power applicability”, Sensors and Actuators A Physical, Elsevier, pp.305-311, 2001.

[34] P. Aqueveque, M. Sáez, J. E. Rodríguez and E. Pino. “An Inductive-Link with a Regulated Secondary Voltage based on Frequency Adjustment.” 34th Annual International Conference of the IEEE EMBS, pp. 1671 – 1674, 2012.

- [35] Hannan M.A, Hussein H.A, Mutashar S, Samad S.A, Hussain A. "Automatic Frequency Controller for Power Amplifiers Used in Bio-Implanted Applications: Issues and Challenges" *Sensors*, Vol:14, pp.23843-23870, 2014.
- [36] Aldhafer S. "Design and Optimization of Switched-Mode Circuits for Inductive Links" PhD Thesis, Cranfield University, 2014.
- [37] Hochmair E.S, "System Optimization for Improved Accuracy in Transcutaneous Signal and Power Transmission", *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vol. BME-31, No. 2, pp. 177 – 186, 1984.
- [38] M. Soma, D. C. Galbraith, R. L. White, "Radio-Frequency Coils in Implantable Devices: Misalignment Analysis and Design Procedure" *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vol. BME-34, No. 4, pp. 276 – 282, 1987.
- [39] S. Luan, A. Eftekhar, O. Murphy and T. G. Constandinou, "Towards an Inductively Coupled Power/Data Link for Bondpad-less Silicon Chips" *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, pp. 2597 – 2600, 2011.
- [40] R. Carta, J. Thoné, G. Gosset, G. Cogels, D. Flandre and R. Pueras, "Self-Tuning Inductive Powering System for Biomedical Implants", *Proc. EuroSensors XXV*, pp. 1585 – 1588, 2011.
- [41] F. Mounaïm and M. Sawan, "Toward A Fully Integrated Neurostimulator With Inductive Power Recovery Front-End", *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, Vol. 6, No. 4, pp. 309-318, 2012.
- [42] N. de N. Donaldson, "Voltage regulators for implants powered by coupled coils" *Medical & Biological Engineering & Computing*, Vol 21, pp. 756-761, 1983.
- [43] P. Si, A. P. Hu, J. W. Hsu, M. Chiang, Y. Wang, S. Malpas, D. Budgett "Wireless power supply for implantable biomedical device based on primary

input voltage regulation.” 2nd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, pp. 235 – 239, 2007.

[44] W. Liu, M. Sivaprakasam, P. R. Singh, R. Bashirullah and G. Wang, “Electronic Visual Prosthesis”, Artificial Organs, International Society for Artificial Organs, pp. 986-995, 2003.

[45] Wang G, Wentai L, Sivaprakasam M, Kendir G.A. “Design and Analysis of an Adaptive Transcutaneous Power Telemetry for Biomedical Implants.” IEEE Transactions on Circuits and Systems. I Regular Paper. Vol: 52(10), 2109–2117, 2005.

[46] Donaldson P.E.K., “Frequency-hopping in r.f. energy-transfer links”, Electron. Wireless World, pp. 24–26, 1986.

[47] C. Wang, O. H. Stielau and G. A. Covic, “Design Considerations for a Contactless Electric Vehicle Battery Charger” Transactions on Industrial Electronics, Vol. 52, No. 5, pp. 1308 – 1314, 2005.

[48] N. Jamal, S. Saat, Y. Yusop, T. Zaid, H. Husin, “Simulation Study on Self-Frequency Tracking Control Strategy for Inductive Power Transfer System” Journal of Telecommunication, Electronic and Computer Engineering, Vol. 7, No. 1, pp. 97 – 102, 2015.

[49] S. Chopra, P. Bauer, “Analysis and Design considerations for a contactless power transfer system”, IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), pp. 1 – 6, 2011.

[50] J. Kim, C. Sun, I. Suh, “A Proposal on Wireless Power Transfer for Medical Implantable Applications Based on Reviews” IEEE Wireless Power Transfer Conference, pp.166-169, 2014.

[51] A. Trigui, S. Hached, F. Mounaim, A. C. Ammari and M. Sawan “Inductive Power Transfer System With Self-Calibrated Primary Resonant Frequency” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 30, No. 11, pp. 6078 – 6087, 2015.

- [52] N. de N. Donaldson, "Letter: Use of feedback with voltage regulators for implants powered by coupled coils" *Medical & Biological Engineering & Computing*, pp. 291, 1985.
- [53] N. de N. Donaldson, "Ph.D. Thesis: The electrical design of an implantable stimulator to restore motor control to the paralysed". London University.
- [54] H. Ali, T. J. Ahmad, S. A. Khan, "Mathematical Modeling of an Inductive Link for Optimizing Efficiency", *IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications*, pp. 831 – 835, 2009.
- [55] D. Ahn and S. Hong, "Wireless Power Transmission With Self-Regulated Output Voltage for Biomedical Implant", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 61, No. 5, pp. 2225 - 2235, 2014.
- [56] F. Mastri, A. Costanzo, M. Mongiardo, "Coupling – independent wireless power transfer" *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 26, No. 3, pp. 222 – 224, 2016.
- [57] Agrawal A, Jana K.C, Shrivastava A, "A review of different DC/DC converters for power quality improvement in LED lighting load" *International Conference on Energy Economics and Environment (ICEEE)*, India, 27-28 March 2015.
- [58] Ray Ridley, "Analyzing the Semic Converter" *Power System design Europe*, pp, 14-18, 2008.
- [59] Wei Gu, "Designing A SEPIC Converter" *National Semiconductor*, Application Note 1484, 2007.
- [60] Cypress Semiconductor, "PSoC® 4 Pioneer Kit Guide". Disponible en: [www.cypress.com](http://www.cypress.com).
- [61] N. Donaldson, "Passive Signalling via Inductive Coupling", *Med. & Biol. Eng. & Comput.* 24, pp. 223-224, 1986.

- [62] Texas Instruments, "Datasheet:High-Speed CMOS Logic Phase-Locked Loop with VCO (CD74HC4046AE)". Revised December 2003
- [63] J. Tritschler, B. Goeldi, S. Reichert, G. Griepentrog, "Comparison of different control strategies for serie-serie compensated inductive power transmission systems." Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe), pp. 1 – 6, 2015.
- [64] Baker M. W, Sarpeshkar R. "Feedback Analysis and Design of RF Power Links for Low-Power Bionic Systems", IEEE Transactions on biomedical circuits and systems, Vol. 1, No. 1, pp.28-28, 2007.
- [65]Kiani M, Ghovanloo M, "An RFID-Based Closed-Loop Wireless Power Transmission System for Biomedical Applications" IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, Volume: 57(4), pp.260-264, 2010.
- [66]Aqueveque P., Morales A., Saavedra F., Pino E., Wiechmann E. "Temperature monitoring of electrolytic cells using wireless battery-free harsh environment sensors" 2016 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. October 2-6, Portland, USA.
- [67] Mutashar, S.; Hannan, M.; Salina, A.S.; Hussain, A. "Analysis and Optimization of Spiral Circular Inductive Coupling Link for Bio-Implanted Applications on Air and within Human Tissue". Sensors, Vol. 14, pp.11522–11541, 2014
- [68] Guoxing Wang: Wentai Liu: Mohanasankar Sivaprakasam; Gurhan Alper Kendir. "Design and Analysis of an Adaptive Transcutaneous Power Telemetry for Biomedical Implant" IEEE Transactions On Circuits And Systems—I: Regular Papers,Vol. 52(10), 2005.
- [69]Patrick Mannion, "The difference between inductive proximity, displacement, and eddy-current sensors". [En linea] [www.edn.com/electronics-blogs/sensor-ee-perception/4441711/The-difference-between-inductive-proximity--displacement--and-eddy-current-sensors](http://www.edn.com/electronics-blogs/sensor-ee-perception/4441711/The-difference-between-inductive-proximity--displacement--and-eddy-current-sensors). [18-Mayo-17]

## ANEXO I.

### 1. Funcionamiento del convertidor SEPIC:

Para analizar este circuito, se estudiará entre los dos estados de conducción del interruptor MOSFET.

#### A) Estado 1:

La figura Al.1 muestra el circuito equivalente cuando el interruptor está cerrado. En esta etapa el inductor  $L_1$  es cargado por la fuente  $V_{in}$ , mientras que el inductor  $L_2$  es cargado con la energía almacenada de  $C_B$ . Con respecto a la carga, ésta se encuentra aislada de la tensión de entrada y es energizada con la energía almacenada en el condensador de salida  $C_0$ :

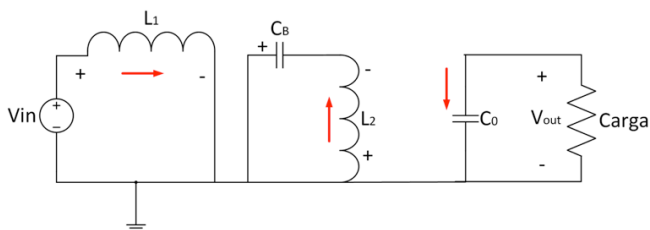


Figura Al.1.- Circuito equivalente del convertidor SEPIC en el primer estado. Fuente:

Elaboración propia.

De esta forma, la tensión en el inductor  $L_1$  está determinada por la siguiente ecuación (40a):

$$V_{L_1} = V_1 = L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = L_1 \frac{\Delta i_{L_1}}{DT_s} \quad (40a)$$

Donde  $D$  es ciclo de trabajo y  $T_s$  es el periodo de la señal de la señal PWM que enciende y apaga al interruptor MOSFET. Con respecto a la tensión a través del inductor  $L_2$  es igual a (41a)

$$V_{L_2} = V_{C_B} = L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} = L_2 \frac{\Delta i_{L_2}}{DT_s} \quad (41a)$$

Finalmente, la corriente que circula sobre el condensador de salida esta dado por (42a):

$$i_{C_0} = -\frac{V_{out}}{R} \quad (42a)$$

El diodo se encuentra polarizado en sentido inverso, por lo que la corriente a través del mismo es  $I_D = 0$ , y la tensión entre sus terminales es  $V_D = -(V_{out} + V_{C_B})$ .



## B) Estado 2:

La siguiente fase es cuando el interruptor está abierto, la figura A1.2 muestra el circuito equivalente. Durante esta etapa, el inductor  $L_1$  carga al capacitor  $C_B$  y también entrega corriente a la carga.  $L_2$  también está conectada a la carga en esta etapa.

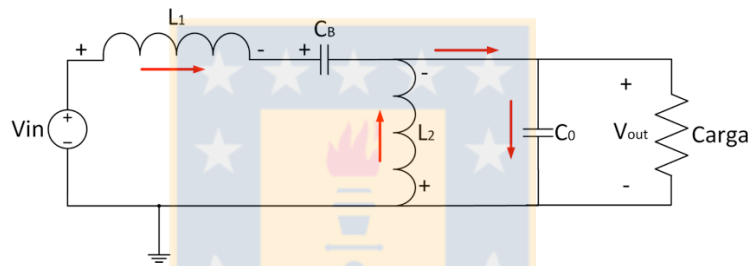


Figura A1.2.- Circuito equivalente del convertidor SEPIC en el segundo estado. Fuente:  
Elaboración propia.

De esta forma el voltaje en el inductor  $L_2$  es (43a):

$$V_{L_2} = -V_{out} = L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} = L_2 \frac{\Delta i_{L_2}}{(1-D)T_s} \quad (43a)$$

Sabemos que el voltaje medio de un inductor es igual a cero en régimen permanente, por lo tanto y analizando cuando el interruptor está abierto:

$$V_{L_{2p}} = 0 = \frac{1}{T_s} \left( \int_0^{DT_s} V_{C_B} dt - \int_{DT_s}^{(1-D)T_s} V_{out} dt \right) \quad (44a)$$

Resolviendo (44a) se obtiene la expresión (45a):

$$= DV_{C_B} - (1 - D)V_{out} = 0 \quad (45a)$$

Despejando  $V_{C_B}$  de (45a) se obtiene la expresión (46a):

$$\rightarrow V_{C_B} = \frac{(1 - D)V_{out}}{D} \quad (46a)$$

Ahora, si aplicamos la ley de conservación de energía en la primera malla del circuito de la figura A1.2, la ecuación resultante es (47a):

$$-V_{in} + V_{L_1} + \frac{V_{out}(1 - D)}{D} + V_{out} = 0 \quad (47a)$$

Despejando el voltaje en el inductor  $V_{L_1}$  se obtiene (48a):

$$\rightarrow V_{L_1} = V_{in} - \frac{V_{out}}{D} \quad (48a)$$

Y recordando que el voltaje medio en un inductor es cero, llegamos a la expresión (49a):

$$V_{L_{1p}} = 0 = \frac{1}{T_s} \left( \int_0^{DT_s} V_{in} dt - \int_{DT_s}^{(1-D)T_s} V_{in} - \frac{V_{out}}{D} dt \right) \quad (49a)$$

Resolviendo (49a) obtenemos la expresión (50a):

$$= DV_{in} - (1 - D)V_{in} - \frac{V_{out}}{D} = 0 \quad (50a)$$

Resolviendo (50a) podemos despejar la función de transferencia:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D}{1 - D} \quad (51a)$$

De (51a) podemos obtener el valor del ciclo de trabajo el cual determina el voltaje de salida máximo que necesitamos en nuestro diseño.

La figura A1.3 muestra las formas de onda de los componentes del convertidor cuando trabaja en modo continuo y cómo responden a medida que interruptor MOSFET se abre o cierra.

Un punto a notar es que la ecuación (51a) representa el caso ideal y no considera la caída de tensión en el diodo, por lo que la nueva ecuación queda dada por (52a):

$$V_{out} + V_{Diodo} = \frac{DV_{in}}{1 - D} \quad (52a)$$

De la expresión (52a), es posible despejar el valor del ciclo de trabajo necesario para obtener el voltaje de salida que necesitamos (53a).

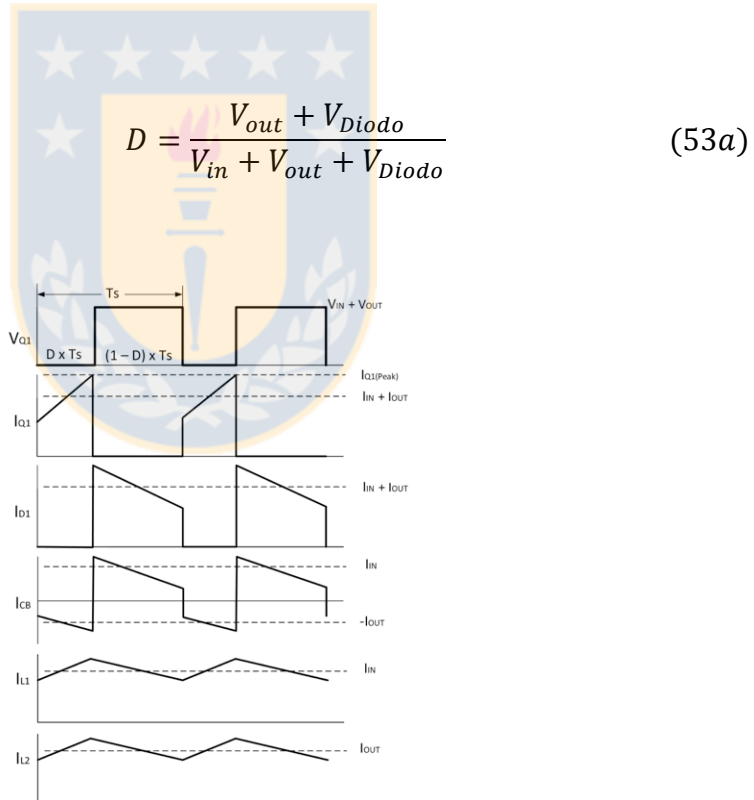


Figura A1.3.- Formas de onda del convertidor SEPIC. Fuente: Elaboración propia.

- **Cálculo de inductores:**

En teoría un inductor grande es mejor ya que reduce la corriente de rizado. Sin embargo, un inductor grande significa mayor resistencia interna por lo que el circuito se vuelve menos eficiente.

Una buena aproximación para determinar el valor del inductor es asumir un rizado de corriente de aproximadamente el 40% de la corriente máxima de entrada [59]. Así,

$$\Delta I_L = I_{inMAX} \cdot 40\% = \frac{I_{out} V_{out} 40\%}{V_{inMIN}} \quad (54a)$$

Conocido el valor máximo de rizado de la corriente y el ciclo de trabajo máximo podemos obtener el valor de los inductores a partir de (55a):

$$L_1 = L_2 = L = \frac{V_{inMIN} D_{MAX}}{\Delta I_L f_s} \quad (55a)$$

- **Selección de los capacitores:**

A continuación tenemos que calcular el valor del capacitor de acoplamiento  $C_B$  y el de salida  $C_0$ . Para ello se utilizan las siguientes expresiones:

$$C_B = \frac{I_{out} D_{MAX}}{\Delta V_{C_B} f_s} \quad (56a)$$

$$C_o \geq \frac{I_{out} D_{MAX}}{0.5 \Delta V_{out} f_s} \quad (57a)$$



## ANEXO II

### 2. Tarjetas PCB fabricadas para el desarrollo de la tesis.

#### 2.1 Tarjeta de desarrollo PSoC 4.

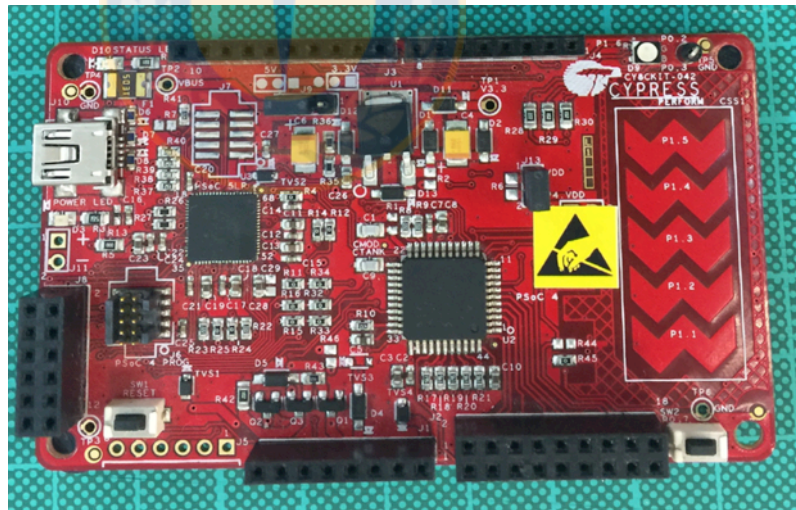


Figura AII.4.- Tarjeta de desarrollo PSoC 4. Fuente: Elaboración propia.

## 2.2 Tarjeta PCB circuito primario

La figura AII.5 muestra la tarjeta PCB diseñada con los siguientes circuitos:

- Convertidor SEPIC.
- Amplificador Inversor Clase D a 1MHz.
- Circuito detector de apertura del circuito secundario.
- Circuito comparador de fase

Este PCB se diseñó para ser adosado a la plataforma de desarrollo PSoC 4 como se muestra en la figura AII.6.

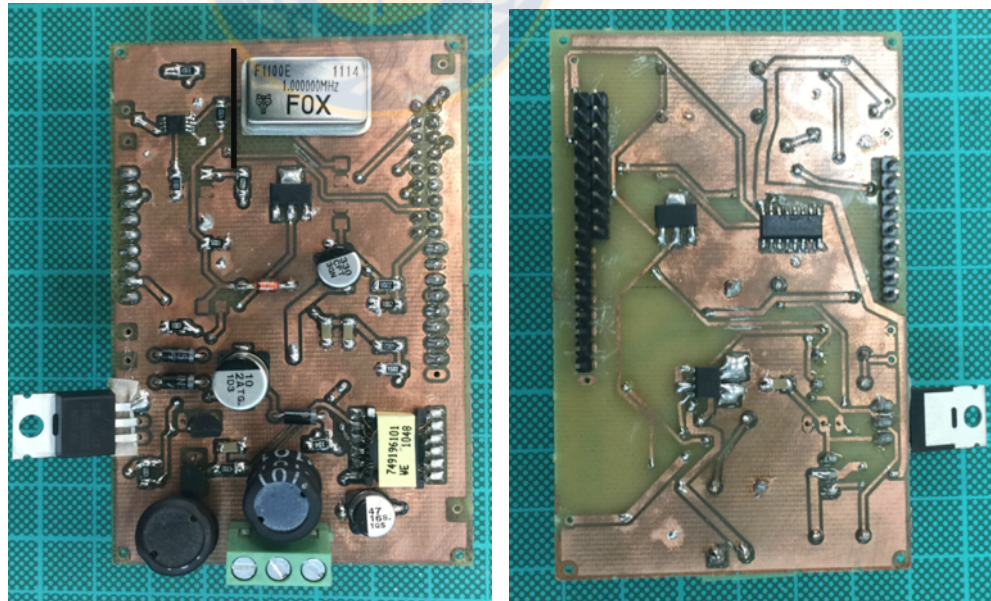


Figura AII.5.- Tarjeta PCB diseñada, a) Parte superior, b) parte inferior. Fuente: Elaboración propia.



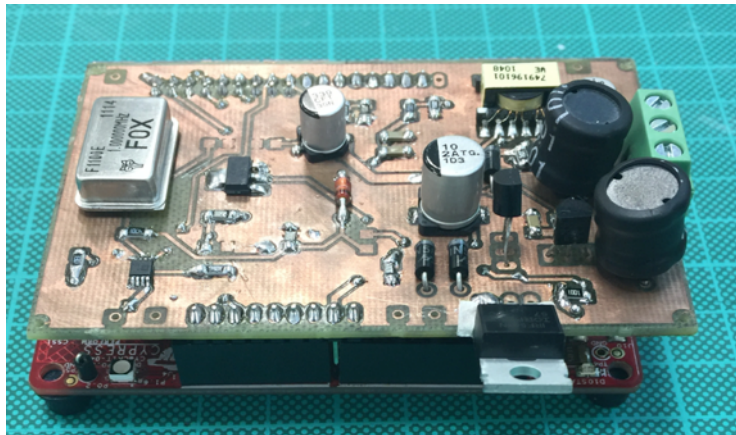


Figura AII.6.- Tarjeta PCB diseñada con todos los circuitos necesarios para implementar el circuito primario, adosado a la tarjeta de desarrollo PSoC 4. Fuente: Elaboración propia.

### 2.3 Circuito secundario.

A continuación la figura AII.7 muestra el circuito PCB implementado en el circuito secundario. Este circuito se compone de lo siguiente:

- Rectificador de media onda
- Interruptor para la apertura del circuito secundario
- Capacitores para mantener el voltaje cuando el circuito secundario sea abierto.

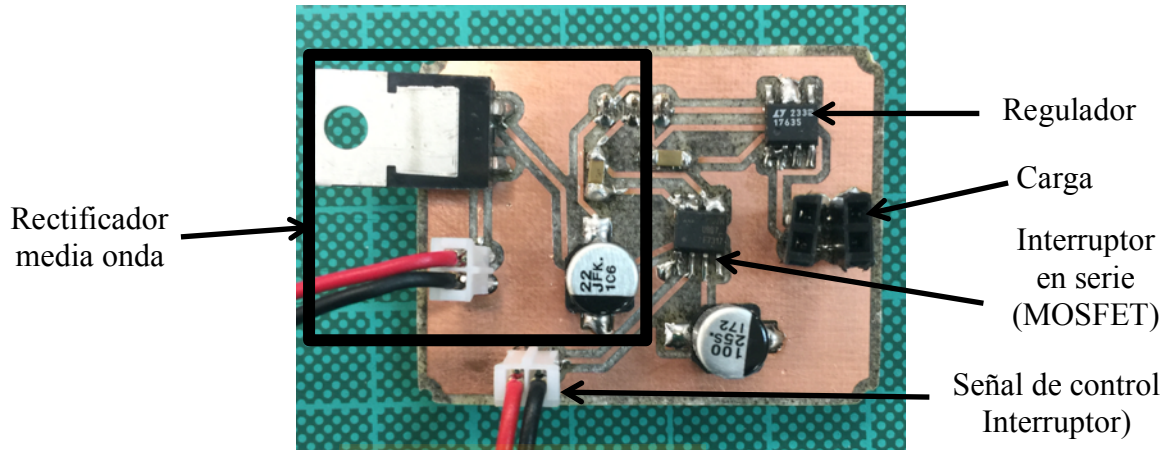


Figura All.7.- Rectificador de media onda, interruptor en serie y regulador implementado en el circuito secundario. Fuente: Elaboración propia.