



Pontificia Universidad
JAVERIANA
Cali

Facultad de Ingeniería
y Ciencias
Ingeniería Electrónica

TRABAJO DE GRADO

Integración de un Sistema de Comunicación por Campo
Cercano y Transferencia de Energía por Acoplamiento
Inductivo en PhenoAgro

Jair Andrés Narváez Chamorro
César Manuel Samboni Rojas

Director
Dr. Luis Eduardo Tobón Llano

13 de agosto de 2025

Santiago de Cali, 13 de agosto de 2025

Dr. Luis Eduardo Tobón Llano
Director
Carrera de Ingeniería Electrónica
Pontificia Universidad Javeriana – Cali
Ciudad

Cordial saludo.

Nos permitimos presentar a su consideración el trabajo de grado titulado “Integración de un Sistema de Comunicación por Campo Cercano y Transferencia de Energía por Acoplamiento Inductivo en PhenoAgro” con el fin de cumplir con los requisitos exigidos por la Universidad para llevar a cabo el proyecto de grado y posteriormente optar al título de Ingeniero Electrónico.

Al firmar aquí, damos fe que entendemos y conocemos las directrices para la presentación de trabajos de grado de la Facultad de Ingeniería y Ciencias aprobadas el 26 de Noviembre de 2009, donde se establecen los plazos y normas para el desarrollo del anteproyecto y del trabajo de grado.

Atentamente,

Jair Andrés Narváez Chamorro
Código: 8955768

César Manuel Samboni Rojas
Código: 8955651

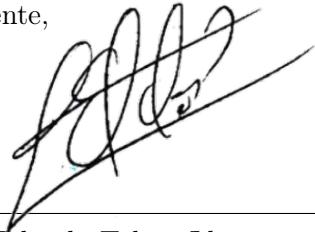
Santiago de Cali, 13 de agosto de 2025

Dr. Luis Eduardo Tobón Llano
Director
Carrera de Ingeniería Electrónica
Pontificia Universidad Javeriana – Cali
Ciudad

Cordial saludo.

Por medio de la presente me permito informarle que los estudiantes de Ingeniería Electrónica Jair Andrés Narváez Chamorro (código: 8955768) y César Manuel Samboni Rojas (código: 8955651), trabajan bajo mi dirección en el proyecto de grado titulado “Integración de un Sistema de Comunicación por Campo Cercano y Transferencia de Energía por Acoplamiento Inductivo en PhenoAgro”.

Atentamente,



Dr. Luis Eduardo Tobón Llano

Resumen

Este trabajo de grado presenta el diseño e implementación de un sistema capaz de integrar la transferencia inalámbrica de energía (WPT) y la comunicación por campo cercano (NFC) en la plataforma PhenoAgro, utilizada para la fenotipificación de cultivos en entornos agrícolas. Este trabajo de grado nace de la necesidad de sustituir el actual sistema de comunicación y potencia de la estación de PhenoAgro que funciona mediante pines metálicos, el cual presenta problemas de durabilidad y confiabilidad bajo condiciones ambientales adversas. La solución propuesta permite transmitir energía y datos de manera simultánea entre módulos mediante acoplamiento inductivo, reduciendo la vulnerabilidad mecánica y aumentando la robustez del sistema. El desarrollo incluye la implementación de inductores aptos para Transmisión de potencia inalámbrica (WPT) y Comunicación por Campo cercano (NFC), considerando factores como coeficiente de acoplamiento, factor de calidad, Skin effect y efecto proximidad, junto con un protocolo NFC para garantizar una comunicación estable. Además, se detalla el proceso de diseño e implementación de circuitos de compensación, inversores Clase E y rectificadores de alta eficiencia. Finalmente, Se realizaron simulaciones y validaciones experimentales que demuestran la viabilidad del sistema, alcanzando niveles de eficiencia superiores al 50 % en la transferencia de potencia del sistema completo con todas sus etapas. Esta propuesta contribuye a mejorar la robustez, confiabilidad y sostenibilidad de sistemas IoT aplicados en la agricultura de precisión en ambientes extremos.

Palabras Clave: Transferencia inalámbrica de energía, NFC, acoplamiento inductivo, PhenoAgro, IoT, agricultura de precisión, rectificadores de alta frecuencia, clase E, clase E low dv/dt, clase D.

Índice general

1. Descripción del Problema	1
1.1. Planteamiento del Problema	1
1.1.1. Formulación	2
1.1.2. Sistematización	2
1.2. Objetivos	2
1.2.1. Objetivo General	2
1.2.2. Objetivos Específicos	2
1.3. Justificación	3
1.4. Delimitaciones y Alcances	4
1.4.1. Entregables	4
2. Marco de referencia	5
2.1. Marco teórico	5
2.1.1. Áreas Temáticas	5
2.1.2. Marco Teórico	5
2.1.3. Agricultura de precisión	5
2.1.4. IoT en la agricultura de precisión	5
2.1.5. ÓMICAS	6
2.1.6. PhenoAgro	6
2.1.7. Comunicación serial y Estándar RS-485	7
2.1.8. Acople Inductivo [1]	7
2.1.9. Comunicación por campo cercano (NFC)	10
2.1.10. Modos de comunicación: activa y pasiva	10
2.1.11. Modos de operación	11
2.1.12. Trabajos Relacionados	12
3. Materiales y Métodos	15
3.1. Requerimientos	15
3.2. Diagrama de bloques	15
4. Conceptos y diseño de la etapa de comunicación por campo cercano	21
4.1. Inductores en aplicaciones NFC	21
4.1.1. Modelo de un inductor	21
4.1.2. Medición de los parámetros usando un VNA	22
4.1.3. Parámetros recomendados para inductores en aplicaciones NFC	24
4.2. Controlador PN532-NFC	25
4.2.1. Transceptor PN532	25

4.2.2. Filtro compatibilidad electromagnética	27
4.2.3. Resistencia Damping	28
4.2.4. Acople con red L	29
4.2.5. Efecto de cada componente en el acople	32
4.2.6. Receptor	33
4.2.7. Efecto de la tolerancia de los componentes del filtro	34
4.2.8. Resultados de las mediciones del inductor NFC	35
4.2.9. Diseño del Acople	37
4.2.10. Resultados de Acople	40
4.2.11. Protocolo de comunicación del Host	42
5. Conceptos y diseño de la etapa de transmisión de potencia	45
5.1. Fundamentos y Esquema General	45
5.1.1. Diagrama de Bloques del Sistema WPT	45
5.2. Proceso de Diseño del Sistema	46
5.3. Requerimientos y características en Wireless Power Transfer	47
5.4. Enlace inductivo	50
5.4.1. Eficiencia en Enlaces Inductivos	50
5.5. Caracterización de Inductores Acoplados	51
5.5.1. Influencia del Factor de Calidad (Q)	52
5.5.2. Resistencia Serie y Efectos Parásitos	54
5.5.3. Consideraciones del Efecto Skin en Inductores de Alta Frecuencia	54
5.5.4. Consideraciones del Efecto Proximidad en Inductores de Alta Frecuencia	56
5.5.5. Validación Experimental	56
5.5.6. Consideraciones con Cable de Litz	58
5.5.7. Redes de Compensación para Acoplamiento Inductivo	66
5.5.8. Estudio Comparativo de Configuraciones Serie-Serie y Serie-Paralelo	71
5.6. Rectificadores	73
5.6.1. Puente de diodos	73
5.6.2. Clase E corriente	74
5.6.3. Rectificador clase E resonante bajo dv/dt	77
5.7. Inversor Clase E	79
5.8. Selección de Componentes WPT	82
5.8.1. Capacitores	82
5.8.2. Selección del transistor	83
6. Resultados y Rediseños	87
6.1. Resultados	87
6.1.1. Resultados Primer diseño	87
6.1.2. Rediseño del Prototipo	91
6.1.3. Resultados Segundo Diseño	95

6.1.4.	Rediseño para el requerimiento del voltaje de entrada	102
6.1.5.	Resultados Funcionamiento simultaneo	108
7. Conclusiones		111
8. Trabajos Futuros		113
8.1.	Recomendaciones para la Mejora en la Eficiencia Global	113
8.2.	Escalabilidad e Inclusión de Múltiples Módulos	114
8.3.	Protocolo de transmisión de información	117
9. Anexos		119
9.1.	Enlaces a Videos Demostrativos	119
9.2.	Esquemáticos implementados en las placas PCB del prototipo	120
9.2.1.	Esquemáticos del primer diseño	120
9.2.2.	Esquemáticos del primer diseño	122
9.2.3.	Esquemáticos del segundo diseño	122
9.2.4.	Esquemático del tercer rediseño	123
9.3.	Códigos utilizados para los cálculos y gráficas	123
9.3.1.	Comunicación peer to peer entre dos módulos NFC	123
9.3.2.	Definición de Parámetros de entrada	129
9.3.3.	Eficiencia de Enlace	130
9.3.4.	Compensación serie serie	132
9.3.5.	Compensación Serie-Paralelo	134
9.3.6.	Diseño de rectificador	136
9.3.7.	Diseño del acople de impedancias de la etapa de NFC	139
Bibliografía		143

Índice de figuras

2.1. Fotografía y representación del dispositivo PhenoAgro para fenotipado agrícola en campo	7
2.2. Distribución del campo magnético generado entre la antena transmisora y receptoras acopladas	9
2.3. Sistema implementado por Wurth Electronik donde simultáneamente opera NFC y WPT [2]	12
2.4. Sistema de transmisión de potencia de WPT basado en convertidor Clase E DC-DC[3]	13
3.1. Arquitectura funcional del sistema propuesto: enlace inalámbrico NFC+WPT	16
3.2. Diagrama funcional del sistema completo con el módulo transmisor y el módulo receptor	19
4.1. Modelo eléctrico equivalente de un inductor real, con resistencia y capacitancia parásita	22
4.2. Simulación de la curva de la impedancia compleja en función de la frecuencia en ADS (Advanced Design System).	23
4.3. Modelo paralelo equivalente paralelo equivalente usado para la caracterización de inductores usando un VNA	24
4.4. Diagrama funcional de la interfaz de comunicación NFC basada en PN532	27
4.5. Esquema del filtro de compatibilidad electromagnética (EMC) en forma de conexión de un solo extremo y conexión diferencial	28
4.6. Circuito de resistencia damping para mejora del acoplamiento inductivo y ancho de banda	28
4.7. Ancho de banda a diferentes valores de resistencia Damping.	29
4.8. Impedancia de entrada e impedancia de salida para el diseño de la red L	31
4.9. Circuito acople completo donde se incluye el filtro EMC, la red L, la resistencia de amortiguamiento, y el inductor NFC	31
4.10. Variación del componente Ca con respecto al valor nominal	32
4.11. Variación del componente Cb con respecto al valor nominal	32
4.12. Esquema del receptor NFC	33
4.13. Análisis de tolerancias	34
4.14. Inductancia propia del inductor NFC a la distancia de operación	36
4.15. Comportamiento de la impedancia compleja en función de la frecuencia: (a) parte real y (b) parte imaginaria.	36
4.16. Esquemático de ADS usado para la simulación del circuito.	39
4.17. Simulaciones del diseño en ADS	40
4.18. Resultados de acoplamiento y análisis en frecuencia para la antena NFC	40
4.19. Formato de la trama para la comunicación entre el host y el PN532. Fuente: [4] . . .	42
4.20. Formato de la trama de confirmación ACK. Fuente: [4]	43

4.21. Protocolo de comunicación activa peer to peer entre dos Host. Fuente: [4]	43
5.1. Esquema con las etapas de conversión de energía y el flujo de potencia entre el transmisor (Tx) y el receptor (Rx)	46
5.2. Espectro para la transmisión simultánea de datos y potencia	48
5.3. Procedimiento de diseño para un sistema de transmisión inalámbrico	49
5.4. Eficiencia del sistema con sus subsistemas	50
5.5. Eficiencia máxima en función del coeficiente de acoplamiento k para diferentes valores de $Q_1 = Q_2$	52
5.6. Eficiencia máxima en función del coeficiente de acoplamiento k para diferentes valores de Q_1 y Q_2	53
5.7. Simulación de la distribución de la corriente superficial en un conductor a diferentes frecuencias	55
5.8. Simulación en Ansys Maxwell del efecto proximidad en un inductor	56
5.9. Elementos que componen de cable de Litz. Fuente: [5]	58
5.10. Simulación de las líneas de campo magnético sin ferrita	59
5.11. Distribución de intensidad de campo magnético simulada en un inductor plano con núcleo de ferrita, usando Ansys Maxwell	59
5.12. Simulación de la intensidad de campo magnético en un inductor con ferrita	60
5.13. Dimensiones físicas del inductor diseñado por Wurth Electronik [6]	62
5.14. Factor Q en función de la frecuencia de WE-WPCC WPT/NFC Combination Coil [6]	62
5.15. Medición del factor Q del inductor WPT	63
5.16. Modelo usado para la medición del factor de acoplamiento, si se cortocircuita el inductor receptor se obtiene $Z_{rec} = 0$ y, por tanto, $L_{leak} = Z_{med}$	64
5.17. Comportamiento de la impedancia compleja en función de la frecuencia: (a) parte real y (b) parte imaginaria	64
5.18. Inductancia propia es mayor debido a la presencia de ferrita del otro inductor	65
5.19. Variación de L_P , L_{leak} y el coeficiente de acoplamiento k en función de la distancia entre bobinas	66
5.20. Modelo de la resistencia equivalente R_{load} , la cual representa el efecto total del rectificador y la carga	67
5.21. Diferentes tipos de compensación básica para un enlace inductivo	68
5.22. Esquemático de una compensación Serie-Serie	68
5.23. Impedancia equivalente en el secundario	69
5.24. Esquemático de una compensación Serie-Paralelo	70
5.25. Comparación de eficiencia η_{link} para ambas compensaciones usando las ecuaciones teóricas	72
5.26. Validación de la simulación en Qucs de las gráficas de la eficiencia en función de la resistencia de carga	72
5.27. Variación de R_L y θ en función de la resistencia de carga R para diferentes frecuencias	74
5.28. Relación entre R_i y D_d con punto de intersección destacado	76

5.29. Capacitancia óptima C_{opt} en función de la resistencia de operación R_{iop} para distintas frecuencias	77
5.30. Rectificador clase E low dv/dt y sus principales formas de onda	79
5.31. Principio de funcionamiento del circuito inversor Clase E, durante la communtación el voltaje drain-source es cercano a cero	80
5.32. Circuito equivalente de un capacitor no ideal	82
5.33. C_{oss} en función de V_{DS} para distintos transistores.	85
5.34. C_{rss} en función de V_{DS} para distintos transistores.	85
6.1. Voltaje de entrada y corriente de entrada del amplificador	87
6.2. Voltaje Drain Source del amplificador	88
6.3. Relación de la forma de onda con los diferentes componentes del amplificador para sincronización	89
6.4. Resultados del proceso de sintonización del amplificador de forma experimental. (Resultado óptimo)	89
6.5. Circuito inversor Clase E	92
6.6. Eficiencia del inversor en función de la resistencia de carga	93
6.7. Voltaje y corriente de entrada del rectificador se encuentran en fase	96
6.8. Voltaje y corriente RMS de entrada del rectificador con capacitor que anula la reactivancia equivalente del rectificador	97
6.9. Voltaje de Salida del Rectificador	97
6.10. Voltaje y corriente RMS a la entrada del enlace, a la distancia de operación y con el rectificador como carga	98
6.11. Análisis de armónicos para encontrar la impedancia equivalente	99
6.12. Análisis de armónicos para encontrar la impedancia equivalente	100
6.13. Montaje final del sistema y medición de consumo en operación	101
6.14. Voltaje en el Drain Source del transistor	106
6.15. Proceso de diseño de un conversor DC-DC con acoplamiento inductivo para aplicación WPT	107
8.1. Esquemático para lograr independencia en la carga en un amplificador clase E con compensación serie-paralelo.	114
8.2. Independencia en la carga para un amplificador clase E y una compensación serie-paralelo.	115
8.3. Esquemático para lograr un voltaje constante en 3 módulos en cascada.	117
9.1. Esquemático del circuito NFC en el prototipo final	120
9.2. Primer diseño del rectificador implementado en la placa del prototipo	121
9.3. Primer diseño del inversor implementado en la placa del prototipo	121
9.4. Primer diseño del sistema de transmisión de potencia	122
9.5. Segundo diseño del sistema de transmisión de potencia	122
9.6. Tercer diseño del sistema de transmisión de potencia	123

Índice de cuadros

4.1. Parámetros recomendados para antenas NFC	25
4.2. Parámetros eléctricos medidos de un inductor NFC	35
4.3. Valores de parámetros calculados según las ecuaciones indicadas (primera iteración)	37
4.4. Valores de parámetros calculados por ADS	38
4.5. Modelo del inductor corregido NFC	39
4.6. Valores de parámetros calculados según las ecuaciones indicadas (segunda iteración)	41
4.7. Resumen de comandos seleccionados para comunicación P2P con PN532	44
5.1. Inductancia y resistencia medida de inductores a distintas frecuencias. * A esta frecuencia de operación el inductor tiene un comportamiento capacitivo	57
5.2. Parámetros eléctricos del componente	61
5.3. Parámetros eléctricos extraídos de las mediciones de los inductores usando el VNA . .	66
5.4. Comparación entre topologías Serie-Serie (SS) y Serie-Paralelo (SP)	72
5.5. Comparación de dispositivos para transistores.	84
6.1. Comparación de voltajes y corrientes de entrada usando una carga de 400Ω — Primer diseño	88
6.2. Comparación de voltajes y corrientes de entrada usando una carga de 400Ω — Rediseño .	90
6.3. Comparación de valores — Primer resultado	90
6.4. Comparación entre mediciones y simulaciones de parámetros del rectificador	91
6.5. Requerimientos de diseño del rectificador	94
6.6. Parámetros del rectificador para alcanzar 120Ω	95
6.7. Impedancia equivalente del rectificador	95
6.8. Comparación de resultados del rectificador (sin enlace) Ω	96
6.9. Comparación de resultados del enlace Ω	98
6.10. Magnitudes del primer armónico y su impedancia equivalente	100
6.11. Comparación de impedancias del enlace: teoría, simulación y práctica	100
6.12. Resultados comparativos: valores reales y simulados del inversor	101
6.13. Comparación de eficiencias	102

Introducción

PhenoAgro es una estación de fenotipado desarrollada por Ómicas para la recolección de datos de variables de interés en entornos agrícolas. La estación cuenta con módulos intercambiables que utilizan pines de oro para la transmisión de información y potencia; sin embargo, estos elementos son vulnerables frente a condiciones ambientales adversas. Para solucionar esta problemática, en el presente trabajo se expone el diseño e implementación de un dispositivo capaz de integrar, de manera simultánea, la transmisión de información y potencia de forma inalámbrica. La propuesta se basa en la combinación de dos tecnologías: la transferencia inalámbrica de potencia (WPT, por sus siglas en inglés) y la comunicación de campo cercano (NFC). Esta integración permite establecer comunicación entre módulos mientras se suministra energía de forma continua, útil en aplicaciones donde la conexión física no es deseable, como en el caso de la interconexión de los módulos de PhenoAgro.

El documento se organiza en tres capítulos, cada uno orientado al desarrollo progresivo del sistema propuesto. En el primer capítulo se detalla el procedimiento de implementación del sistema de comunicación NFC. Se describe el diseño de acoples y filtros, el análisis de tolerancias, así como los aprendizajes adquiridos durante su implementación. Cada una de las etapas cuenta con pruebas experimentales que evidencian su correcto desempeño.

En el segundo capítulo se presentan los conceptos para el diseño de un sistema de transferencia inalámbrica de potencia (WPT) a partir de los requerimientos iniciales, incluyendo la optimización de inductores y el análisis de parámetros relevantes para su diseño en aplicaciones tanto de WPT como de NFC. Se emplean modelos teóricos y simulaciones para respaldar el diseño de inductores, así como el de amplificadores y rectificadores de alta eficiencia en frecuencias elevadas.

Posteriormente, se incluye un capítulo de pruebas experimentales que validan el funcionamiento de cada sección, así como los rediseños necesarios para alcanzar los objetivos y requerimientos planteados, culminando con una evaluación del rendimiento conjunto de las funciones de transmisión de potencia e información.

Descripción del Problema

1.1. Planteamiento del Problema

La baja productividad agropecuaria en Colombia representa una limitación significativa para la competitividad del país (OECD). Frente a este panorama, se hace necesario implementar una serie de acciones estructurales que impulsen el aumento de la productividad, fortalezcan la competitividad y favorezcan el desarrollo rural. Estas acciones deben promover el establecimiento de encadenamientos productivos, la adopción de prácticas sostenibles y respetuosas con el medio ambiente, así como la inserción efectiva del sector en los mercados internacionales [7].

En este contexto surge PhenoAgro, una estación IoT para el fenotipado de cultivos, concebida en el marco del objetivo número 4 del programa OMICAS, el cual propone "desarrollar e implementar una plataforma multimodal de bajo costo, distribuida geográficamente para fenotipado de cultivos, que integre información relevante y de alta resolución sobre suelo-planta-atmósfera para la medición y cuantificación de las variables que inciden en la respuesta de cultivos al ambiente" [8]. Esta estación permite tomar decisiones oportunas en aspectos clave como la nutrición, la cosecha y el mantenimiento de las plantas, además de facilitar el desarrollo de nuevas variedades con rasgos agronómicos mejorados. Para ello, las estaciones capturan en tiempo real variables críticas como niveles de radiación, precipitación, velocidad del viento, condiciones del suelo (nutrientes, humedad, temperatura), así como el estado fisiológico de la planta. Para cumplir con estos propósitos, la estación está compuesta por diversos módulos especializados, entre los cuales se encuentran los módulos de potencia, comunicaciones, articulaciones, monitoreo de suelo y monitoreo de planta.

Uno de los atributos clave de la estación PhenoAgro es su portabilidad, lo que permite su despliegue en zonas rurales de difícil acceso. Para lograr esta característica, se adoptó un sistema de interconexión mecánica basado en pines de oro que garantizan la transmisión de datos, y resortes que permiten un montaje y desmontaje rápido entre módulos. Sin embargo, este tipo de conexión mecánica puede presentar limitaciones en términos de durabilidad, mantenimiento y confiabilidad en ambientes rústicos o de alta exigencia operativa.

Las plataformas se distribuyen en cultivos, lo que implica que están sometidas a condiciones ambientales extremas, como humedad, corrosión y presencia de barro, que afectan la durabilidad de los componentes. Esto se evidencia en el deterioro de los materiales usados en el acople entre módulos. Esta limitación es relevante, ya que una potencial interrupción del sistema de comunicación serial entre módulos dejaría inoperable la estación, lo que no permitiría la toma de decisiones oportunas. Esta situación plantea un serio problema, ya que la interconexión actual entre los módulos se basa en una comunicación serial (RS485) lo que significa que existe una dependencia en la comunicación entre cada módulo. Si la comunicación falla en alguna etapa, la distribución de energía

a los demás módulos se verá comprometida, lo que dejaría al sistema completamente inoperativo. Se concluye entonces que el sistema de comunicación usado en la estación es vulnerable ante factores ambientales.

1.1.1. Formulación

¿Cómo mejorar la comunicación y conexión entre módulos de PhenoAgro para que no sea vulnerable ante factores ambientales?

1.1.2. Sistematización

- ¿Cómo funciona la comunicación actual entre módulos en la estación de fenotipado PhenoAgro?
- ¿Cuáles son los requerimientos para que la comunicación entre módulos sea la adecuada y el sistema funcione correctamente teniendo en cuenta los factores ambientales a los que la estación se va a someter?
- ¿Qué tipos de comunicación inalámbrica cumplen con los requerimientos planteados?
- ¿Qué tecnología perteneciente al tipo de comunicación identificado se adecúa a los requerimientos?

1.2. Objetivos

1.2.1. Objetivo General

Desarrollar un sistema de comunicación inalámbrica para la conexión de módulos de la estación de fenotipado PhenoAgro para que no sea vulnerable ante factores ambientales.

1.2.2. Objetivos Específicos

- Describir el funcionamiento que posee la estación de fenotipado PhenoAgro enfocándose en el sistema de comunicación serial actual mediante encuentros con los actores involucrados en el proyecto para tener una visión amplia del sistema.
- Definir los requerimientos para que la comunicación entre módulos sea la adecuada y el sistema funcione correctamente, teniendo en cuenta los factores ambientales a los que la estación se va a someter y el funcionamiento de esta con base en las características y propiedades descritas.
- Desarrollar un prototipo utilizando la tecnología seleccionada para presentar la idea a nivel de laboratorio por medio de la construcción de un modelo que represente al nuevo sistema de comunicación.

- Diseñar e implementar un sistema de comunicación inalámbrico que se adapte a los requerimientos y necesidades de la estación.
- Evaluar la propuesta del nuevo sistema de comunicación mediante la aprobación de los diseñadores para verificar que se cumplen los requerimientos planteados.

1.3. Justificación

A nivel global, los avances tecnológicos experimentan un rápido progreso, generando un significativo impulso en la evolución de varios sectores industriales. Sin embargo, en Colombia, específicamente en la industria agrícola, no se está aprovechando al máximo, esto según el Ministerio de Agricultura y Desarrollo Rural. Según sus informes, cerca del 75 % del sector agropecuario no utiliza la tecnología de última generación [9], lo que tiene un impacto negativo en la producción óptima de variedades agrícolas. Como respuesta a esta situación, surge el proyecto PhenoAgro, una innovadora estación de fenotipado que facilita la toma de decisiones oportunas relacionadas con la nutrición, la cosecha y el mantenimiento de las plantas. Esto se logra mediante la medición de variables agrícolas. Además, se proyecta que esta plataforma contribuya a controlar las emisiones de gases de efecto invernadero, reduciendo así la huella ambiental de la agricultura.

Como se estableció en la sección anterior, la estación PhenoAgro está compuesta por varios módulos, y su principal desafío radica en la interconexión entre ellos. Se requiere mejorar esta interconexión para que la estación pueda funcionar de manera óptima incluso en condiciones ambientales extremas que podrían afectar su desempeño. Esto no solo aumentaría su durabilidad y confiabilidad, sino que también contribuiría a la construcción de un sistema más robusto, lo que, en última instancia, permitiría tomar decisiones oportunas y confiables en cuanto a la nutrición, la cosecha y el mantenimiento de las plantas, lo que a fin de cuentas, se alinea con el segundo Objetivo de Desarrollo Sostenible (ODS), que busca "poner fin al hambre, lograr la seguridad alimentaria, mejorar la nutrición y promover la agricultura sostenible-[10], debido a que el sector agrícola desempeña un papel crucial en la lucha contra el hambre y la pobreza, mejorando la seguridad alimentaria y la nutrición, así como promoviendo prácticas agrícolas sostenibles.

El trabajo de grado presentado aquí ofrece una alternativa para la comunicación de dispositivos a corta distancia que requieren niveles específicos de potencia y que deben funcionar en condiciones ambientales adversas. Así, no se tiene que cambiar regularmente la comunicación serial en caso de fallas por corrosión en el acople entre módulos de la estación, asegurando una conectividad más duradera y confiable. No solo mejorando la eficiencia operativa, sino que también reduciendo los costos asociados con el mantenimiento y la sustitución frecuente de componentes afectados por factores ambientales. Además, contribuye a la autonomía de la estación al minimizar las interrupciones en la comunicación, permitiendo así un funcionamiento más continuo y autónomo en entornos desafiantes [11].

1.4. Delimitaciones y Alcances

El propósito fundamental de este proyecto consiste en desarrollar un dispositivo o sistema de comunicación que sustituya de manera inalámbrica el actual sistema de comunicación serial RS-485 mediante la aplicación de tecnología inalámbrica. Esto implica la creación de un prototipo a nivel de laboratorio, seguido de una serie de pruebas que permitan evaluar su desempeño en un entorno simulado, reflejando condiciones realistas. Para ser más preciso, la aspiración es alcanzar un nivel de madurez tecnológica (TRL) de 4, lo cual implica la demostración efectiva de la tecnología. En este nivel, la meta es evidenciar el funcionamiento del dispositivo, se dispone de un prototipo funcional validado en condiciones ideales y de simulación sometido a diversas situaciones de controladas. [12]

1.4.1. Entregables

- Diseño e implementación de un sistema de comunicación inalámbrico con capacidad de transmisión simultánea de información y transferencia de energía entre un módulo transmisor y un módulo receptor para la plataforma PhenoAgro
- Informe detallado con la documentación del funcionamiento del nuevo sistema de comunicación donde se especificarán los resultados obtenidos durante las pruebas en entornos simulados, detallando el rendimiento del prototipo a nivel de laboratorio.

CAPÍTULO 2

Marco de referencia

2.1. Marco teórico

2.1.1. Áreas Temáticas

- Computers and information processing - Computer networks - Internet - Internet of Things.
- Communications technology -Communication systems - Local area networks.
- Systems engineering and theory - Open systems - Physical layer.
- Communications technology - Radio communication - Near field communication.
- Communications technology - Duplex communication systems.

2.1.2. Marco Teórico

2.1.3. Agricultura de precisión

La agricultura de precisión se define como la utilización de tecnologías con un propósito claro: gestionar de manera eficiente las extensiones de tierra, teniendo en cuenta la variabilidad del suelo y la ubicación geográfica. Para lograr esto, se emplean diversas técnicas de posicionamiento, análisis de suelo y sensores adicionales que recopilan información sobre estas variaciones. Esta información permite a los agricultores adaptarse adecuadamente a las condiciones variantes del suelo, lo que permite cosechas exitosas y de mejor calidad. En contraste con el enfoque de la agricultura tradicional basada en promedios, la agricultura de precisión proporciona a los agricultores una visión completa y personalizada de su cultivo, al mismo tiempo que ofrece ventajas importantes, como la reducción de costos y la mejora en la eficiencia y calidad de las cosechas gracias al uso eficiente de los insumos.

2.1.4. IoT en la agricultura de precisión

El Internet de las Cosas (IoT) constituye una red compuesta por objetos como sensores y actuadores que se encuentran conectados a Internet mediante redes tanto cableadas como inalámbricas. Estos objetos tienen la capacidad de recolectar datos de manera autónoma y ajustarse de forma inteligente en función de los eventos del mundo físico. Esto posibilita que estos sistemas se conviertan en participantes activos en una amplia gama de procesos en áreas públicas, comerciales, científicas y personales. El IoT se basa en una combinación de métodos y procesos que involucran la utilización de sensores, una infraestructura de red y dispositivos finales. Su objetivo principal

es proporcionar a los usuarios una representación visual, legible y práctica de los datos. Cuando se habla de IoT en el contexto de la agricultura, no se limita a dispositivos móviles como tabletas o drones, sino que abarca la interconexión de sistemas agrícolas colaborativos y compatibles que comparten información, incluyendo sensores, cámaras, lámparas y estaciones meteorológicas, entre otros.

2.1.5. ÓMICAS

Es un programa de investigación trans-disciplinario que busca caracterizar de manera experimental e in-silico los factores ómicos (epigenómicos, genómicos, transcriptómicos, metabolómicos y fenómicos) que afectan la expresión de rasgos Agronómicos en cultivos. Su objetivo es desarrollar nuevas variedades agrícolas que sean más productivas y sostenibles, al tiempo que se enfrentan a desafíos importantes como la alimentación de una población creciente con recursos limitados y la minimización del impacto ambiental de la agricultura. El programa de investigación ÓMICAS se centra en optimizar la producción agrícola de manera sostenible, mejorando la tolerancia de los cultivos a factores estresantes como variaciones en temperatura, radiación, toxicidad del suelo y ataques biológicos. Para lograr esto, se utiliza una combinación de técnicas experimentales y modelado computacional para comprender y manipular los factores ómicos que influyen en los rasgos agronómicos. La investigación se enfoca principalmente en cultivos como el arroz y la caña de azúcar, pero los conocimientos y resultados obtenidos pueden aplicarse a otros cultivos agrícolas.

2.1.6. PhenoAgro

PhenoAgro es una plataforma de recolección de datos desarrollada por un centro de investigación ÓMICAS que se utiliza para la fenotipificación de cultivos. PhenoAgro está compuesta por varios componentes, incluyendo un artefacto terrestre, drones y software que almacena la información recopilada en una nube a la que se puede acceder mediante dispositivos tecnológicos, como tabletas. Esta tecnología permite monitorear de manera precisa y en tiempo real varios aspectos de los cultivos, como la humedad del suelo, la dirección del viento, la radiación solar, la presión atmosférica y otros. También facilita el desarrollo de nuevas variedades de cultivos con un mejor rendimiento agrícola al cuantificar datos relacionados con la biomasa y el nitrógeno en las hojas de las plantas, tomar imágenes multiespectrales y térmicas.

PhenoAgro se compone de una estructura tubular que se ancla en el campo, y los agricultores pueden decidir dónde instalarla. Algunos de sus componentes incluyen una cámara de sensor de gas para medir el desarrollo de las plantas, paneles solares para la energía, un piranómetro para medir la radiación solar, un pluviómetro para medir la cantidad de lluvia y un sensor de dirección y velocidad del viento. Esta plataforma lleva a cabo tres acciones principales: ajustarse a la altura del crecimiento de los cultivos para un mejor seguimiento, tener una cámara al final de un brazo robótico para tomar fotos y realizar cálculos basados en ellas, y contar con sensores en el suelo para medir la temperatura, el pH y otros parámetros.

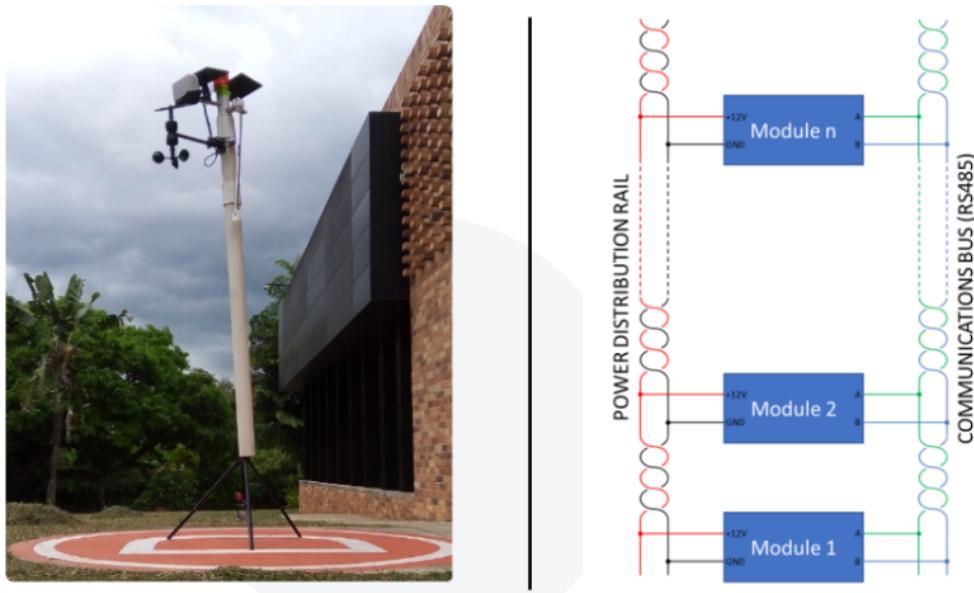


Figura 2.1: Fotografía y representación del dispositivo PhenoAgro para fenotipado agrícola en campo

2.1.7. Comunicación serial y Estándar RS-485

La comunicación serial se refiere al método de transmisión de datos entre 2 dispositivos en donde se envía un solo bit a la vez a través de un solo canal de comunicación. la velocidad de transmisión se mide en baudios (bps) y existen varias normas o protocolos de transmisión de información. Uno de ellos es el estándar RS-485.

En un inicio, la norma establece 22 señales divididas en señales de datos y señal de control distribuidas en un conector DB de 25 pines, pero, como en varias aplicaciones de control existen señales que son prescindibles también es posible encontrar conectores únicamente de 9 pines que contienen lo necesario para una buena conexión y transmisión de datos: 4 pines de datos, un pin de GND, uno de TxD, otro de RxD, otro de RTS y finalmente uno para DSR. Para establecer los estados lógicos se tiene que desde -15v hasta -3v se tiene un "1" lógico, mientras que desde los +3v hasta lo +15v se tiene un "0" lógico. Este tipo de comunicación está diseñada para distancias cortas de hasta 15 metros y para velocidades máximas de 20 kbps o 20.000 baudios.

También es importante mencionar que este protocolo es asíncrono, es decir, no es necesario tener un único reloj para realizar la comunicación, lo que implica que al momento de transmitir datos, cada trama de bits tenga su bit de inicio y fin.

2.1.8. Acople Inductivo [1]

Las comunicaciones inalámbricas por acople inductivo se basan en la ley de Faraday. Una corriente eléctrica i implica un campo magnético \vec{H} en el volumen circundante. La correlación entre la densidad de corriente \vec{J} y la densidad de flujo magnético $\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H}$ puede expresarse mediante la

ley de Biot-Savart, dada en la ecuación 2.1. Donde \vec{r}_0 es un punto infinitesimalmente pequeño en el volumen V_0 y \vec{r}_1 es el punto donde se observa la densidad de flujo magnético. μ_0 es la permeabilidad del vacío y μ_r es una constante que depende del material.

$$\vec{B}(\vec{r}_1) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_V \vec{J}(\vec{r}_0) \times \frac{\vec{r}_1 - \vec{r}_0}{|\vec{r}_1 - \vec{r}_0|^3} dV_0 \quad (2.1)$$

A partir de la densidad de flujo magnético, el flujo magnético se define como:

$$\Phi = \int_A \vec{B} \cdot d\vec{A} \quad (2.2)$$

Según la ley de inducción de Faraday, un cambio en el flujo magnético que atraviesa un lazo conductor induce una tensión en ese mismo lazo.

$$U = -\frac{d\Phi}{dt} \quad (2.3)$$

Estas tres ecuaciones describen la parte principal de cómo la información y la energía pueden transmitirse mediante campos magnéticos. Sin embargo, hay algunas definiciones adicionales. Si consideramos antenas de lazo reales, usualmente consisten en más de un lazo. Si asumimos que todos estos lazos tienen la misma área, entonces el flujo magnético es igual en cada lazo y en cada uno se induce una tensión de $U = -\frac{d\Phi}{dt}$. Y como los lazos están conectados en serie, el voltaje total es la suma de los voltajes inducidos individualmente:

$$U = -N \cdot \frac{d\Phi}{dt} \quad (2.4)$$

Supongamos ahora que la densidad de corriente en el lazo es la misma en cada ubicación, es decir, $\vec{J}(\vec{r}_0) = \frac{i(t)}{A_c} \vec{n}(\vec{r}_0)$, donde A_c es el área de la sección transversal del conductor del lazo y $\vec{n}(\vec{r}_0)$ es la dirección en la cual fluye la corriente en el punto \vec{r}_0 . La ley de Biot-Savart puede escribirse entonces como:

$$\vec{B}(\vec{r}_1) = \frac{\mu_0}{4\pi A_c} i(t) \int_V \vec{n}(\vec{r}_0) \times \frac{\vec{r}_1 - \vec{r}_0}{|\vec{r}_1 - \vec{r}_0|^3} dV_0 \quad (2.5)$$

Dado que $i(t)$ está fuera de la integral, podemos definir una fórmula mucho más simple para el voltaje inducido en una antena en forma de lazo:

$$U = L \cdot \frac{di(t)}{dt} \quad (2.5)$$

Aquí, L se llama autoinductancia y puede calcularse a partir de las ecuaciones 2.2, 2.4 y 2.5. Ahora añadimos una segunda antena en forma de lazo a una distancia cercana de la primera, formando una antena de acoplamiento. Esto se ilustra en la Figura 2.2. Similar a consideraciones anteriores, el flujo magnético que atraviesa la segunda bobina causará una tensión inducida sobre ella. El único aspecto que cambia es el vector espacial \vec{r}_1 y el área del lazo. Así que solo necesitamos recalcular el factor L . Por definición, llamamos a este nuevo factor Inductancia mutua, M_{21} (inductancia del lazo 2 en relación con el lazo 1).

$$U_2 = -M_{21} \cdot \frac{di_1}{dt} \quad (2.6)$$

Este voltaje inducido dependerá de la variación de la corriente eléctrica y de la auto inductancia que puede depender de la variación del flujo del campo magnético o del número de vueltas que pueda tener la bobina. Al agregar una bobina secundaria o receptora a cierta distancia de la antena primaria o transmisora, el campo magnético fluye a través de la antena secundaria generando un voltaje inducido. Este fenómeno se ilustra en la figura 2.2

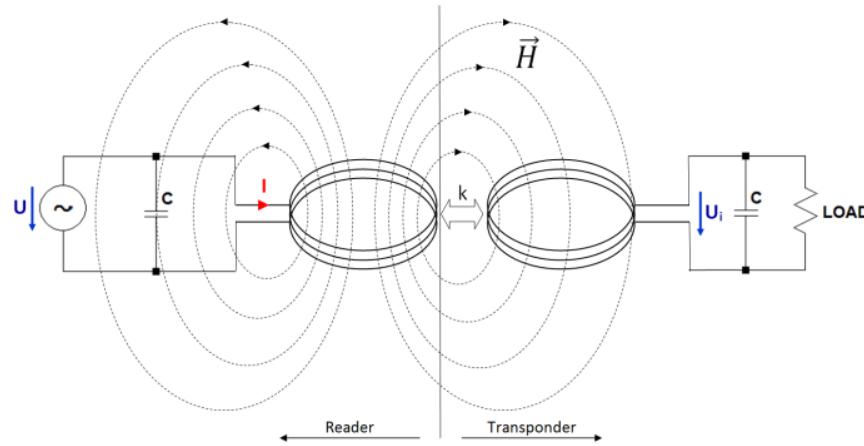


Figura 2.2: Distribución del campo magnético generado entre la antena transmisora y receptoras acopladas

Un cambio en la corriente del lazo 2, por otro lado, también induce una tensión en el lazo 1, la cual puede calcularse con M_{12} (inductancia del lazo 1 en relación con el lazo 2). Se puede demostrar que $M_{12} = M_{21} = M$. Con base en estas ecuaciones, se puede definir un coeficiente de acoplamiento que sirve como una métrica de qué proporción del flujo magnético de la bobina transmisora penetra la bobina del receptor:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (2.7)$$

Este factor depende principalmente de la geometría de las dos antenas, su entorno y la distancia entre ellas. Los coeficientes de acoplamiento típicos en distancias cortas (< 5 mm) están en el rango de 0.2 a 0.7, dependiendo principalmente de qué tan buena sea la coincidencia geométrica de ambas antenas. Para poder maximizar u optimizar la transferencia de energía entre 2 bobinas es ideal que ambas estén en resonancia, esto se logra por medio de compensaciones que eliminan la componente reactiva del acople y permite que toda la potencia o energía pueda ser usada por la bobina o antena. El factor de calidad Q también influye mucho en la eficiencia al transmitir energía, entre más alto sea el factor Q más alta será la eficiencia, pero el ancho de banda y por ende la velocidad de transmisión de datos se verá reducida, por lo que encontrar un buen balance entre estos 2 aspectos será algo importante a considerar.

2.1.9. Comunicación por campo cercano (NFC)

La tecnología NFC fue creada por varias multinacionales como Nokia, Philips y Sony en el año 2002 y aprobada en el año 2003. Esta tecnología se basa en identificación por radiofrecuencia (RFID) teniendo como principal característica el uso del campo magnético de las ondas electromagnéticas para realizar una transmisión o recepción de datos, en una distancia máxima de 20 centímetros [13]. En general, la Comunicación NFC se realiza entre 2 dispositivos, uno siendo el iniciador que posee una fuente de energía que genera la señal electromagnética y otro siendo un dispositivo pasivo quien no posee una fuente de energía y debe tomar la energía inducida transmitida por el iniciador para actuar, cabe aclarar que esta energía inducida debe ser lo suficientemente alta como para alimentar todo el circuito y generar la corriente necesaria para los procesos u objetivos que tenga el dispositivo. La tecnología NFC cuenta con distintas características:

- Se basa en el uso de energía electromagnética, que se transmite en una banda de frecuencia de 13.56Mhz y no requiere licencia. [13]
- El ancho de banda es de 7 kHz. La comunicación NFC puede establecer 3 velocidades de transmisión que depende del iniciador: 106, 212 o 424 kbps. [13]
- Las comunicaciones NFC pueden ser Full duplex o Half-duplex. [13]
- Se aplica modulación ASK y codificación Manchester. [13]
- El mínimo y máximo valor de campo magnético que permite a los dispositivos operar es de $1,5 \text{ A/m} \leq H \leq 7,5 \text{ A/m}$ [14]

2.1.10. Modos de comunicación: activa y pasiva

Una de las características fundamentales de la tecnología de comunicación por campo cercano es su capacidad para operar en dos modos distintos, definidos por la forma en que se genera y utiliza el campo electromagnético durante el intercambio de información. Estos modos son conocidos como comunicación activa y comunicación pasiva.

Comunicación activa. En este esquema, tanto el transmisor como el receptor poseen su propia fuente de alimentación, lo que les permite generar y alternar sus propios campos electromagnéticos. Durante la transmisión de datos, uno de los dispositivos desactiva temporalmente su campo mientras espera la respuesta del otro, evitando interferencias. Este tipo de comunicación es especialmente adecuado para sistemas donde se requiere el intercambio de información en ambos sentidos. [15]

Comunicación pasiva. A diferencia del modo activo, en la comunicación pasiva solo uno de los dispositivos genera el campo electromagnético necesario para establecer el enlace. El otro dispositivo, sin fuente de alimentación propia, utiliza este campo para energizarse y recibir la información. En consecuencia, la comunicación es unidireccional: el dispositivo pasivo puede recibir datos, pero no enviarlos. Este modo es común en aplicaciones como etiquetas o tarjetas inteligentes, donde se busca simplicidad y bajo consumo energético en el dispositivo receptor. [15]

2.1.11. Modos de operación

Modo punto a punto. El modo clásico de operación de la comunicación por campo cercano establece una interfaz bidireccional para el intercambio de datos entre dos dispositivos compatibles, con una velocidad de transferencia aproximada de 424 kbit/s. Este esquema de comunicación se fundamenta en principios de acoplamiento electromagnético y en el protocolo UDA, cuya especificación técnica ha sido normalizada en los estándares ISO/IEC 18092 (denominado NFCIP-1) y ECMA-320/340. Un dispositivo con capacidad de comunicación por campo cercano, operando en modo punto a punto, se estructura en múltiples niveles de protocolos que permiten una comunicación estandarizada. En la capa física y de enlace, se implementan protocolos analógicos y digitales definidos por la especificación NFCIP-1. Sobre estos, se encuentra el protocolo LLCP (Logical Link Control Protocol), que facilita la transferencia de datos entre capas superiores mediante la definición de un enlace lógico conforme al modelo OSI, siendo fundamental para establecer comunicación bidireccional. [15]

Modo lectura/escritura. Una característica adicional de los dispositivos con tecnología de comunicación por campo cercano es su capacidad para leer y escribir sobre etiquetas y tarjetas inteligentes compatibles con dicha tecnología. Tal como se describe en el modo de comunicación pasiva, el dispositivo activo asume el rol de iniciador al generar el campo electromagnético necesario para establecer el enlace inalámbrico, mientras que la etiqueta NFC actúa como receptor pasivo, respondiendo a las solicitudes de lectura o escritura. En este modo de funcionamiento, la tasa de transferencia de datos se aproxima a los 106 kbit/s. El mecanismo de operación de lectura/escritura se fundamenta en los estándares ISO/IEC 14443 Tipo A y Tipo B, así como en el protocolo FeliCa, ampliamente utilizado en sistemas de tarjetas inteligentes. [15]

Modo emulación de tarjetas. En el modo de emulación de tarjeta, los dispositivos con capacidad NFC pueden replicar tanto el comportamiento como las características funcionales de una tarjeta inteligente convencional, conforme a los estándares ISO/IEC 14443 Tipo A, Tipo B y FeliCa. Desde la perspectiva del lector, no existe distinción entre un dispositivo operando en este modo y una tarjeta inteligente tradicional, lo que representa una ventaja significativa. Gracias a esta compatibilidad, es posible aprovechar la infraestructura ya existente para la lectura de tarjetas inteligentes, sin necesidad de modificar o reemplazar los sistemas actuales. En este esquema de funcionamiento, el dispositivo NFC no genera su propio campo de radiofrecuencia, sino que depende del lector para la activación del enlace, actuando así como un elemento pasivo, de forma análoga a una etiqueta o tarjeta estándar. [15]

2.1.12. Trabajos Relacionados

2.1.12.1. Circuit and Antenna Design of a Simultaneous Wireless Power Transfer and Near Field Communication System

En el proceso de investigación de aplicaciones similares, se destaca un sistema realizada por Würth Elektronik, una empresa especializada en la producción y venta de componentes electrónicos donde implementaron un sistema que utiliza ambas tecnologías, WPT y NFC, empleando dos inductores, uno para cada tecnología. El sistema implementado se puede apreciar en la figura. 2.3. Para la parte de WPT usaron 200W-kit, NFC la tarjeta de desarrollo desarrollada por Adafruit, simularon el envío de datos de un sensor con el uso de Arduino. Lo que destaca de este trabajo es que la empresa desarrolló inductores específicos para esta tarea simultánea. El trabajo de ellos se puede consultar en [2].

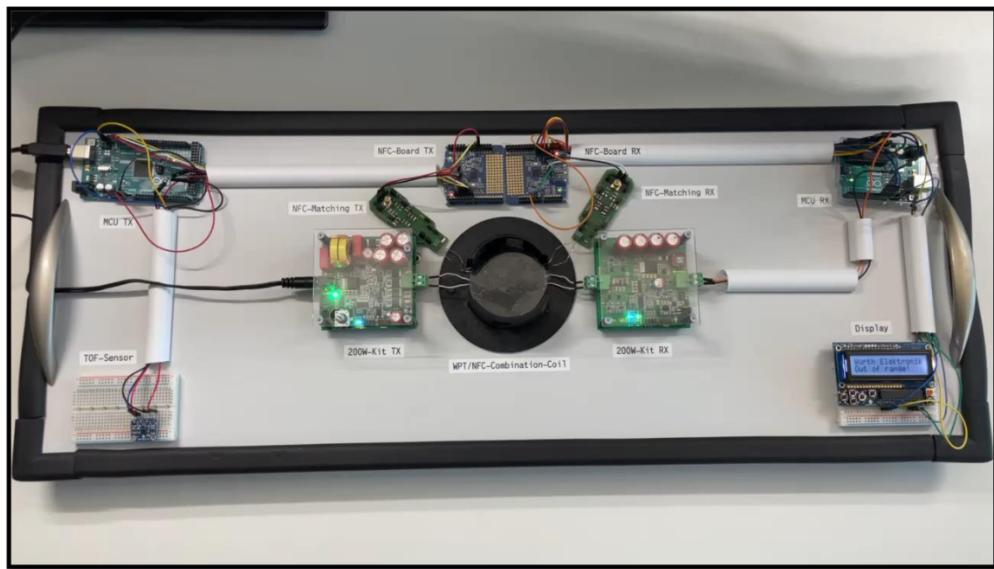


Figura 2.3: Sistema implementado por Würth Electronik donde simultaneamente opera NFC y WPT [2]

2.1.12.2. Analysis and Design of Loosely Inductive Coupled Wireless Power Transfer System Based on Class DC-DC Converter for Efficiency Enhancement

En este trabajo [3] se realiza un proceso de diseño de un sistema de transmisión de potencia WPT basado en un convertidor DC-DC Clase E en donde el objetivo es mejorar la eficiencia global o del sistema entero a un bajo coeficiente de acoplamiento. Está estructurado en 3 secciones: Inversor DC/AC, Acople magnético y finalmente Rectificador Clase E ZVS (Zero Voltage Switch).

Parten desde el inversor explicando ecuaciones y consideraciones importantes para realizar el diseño, posteriormente pasan a explicar sobre compensaciones para reducir potencias mediante

capacitores de resonancia y acople de impedancias, para finalmente terminar con el diseño del rectificador clase E. En este trabajo, se valida el diseño mediante varias comparativas entre valores simulados y teóricos, concluyendo que efectivamente se puede alcanzar eficiencias altas en comparación con otras técnicas de transmisión de potencia. El sistema total se puede apreciar en la figura 2.4

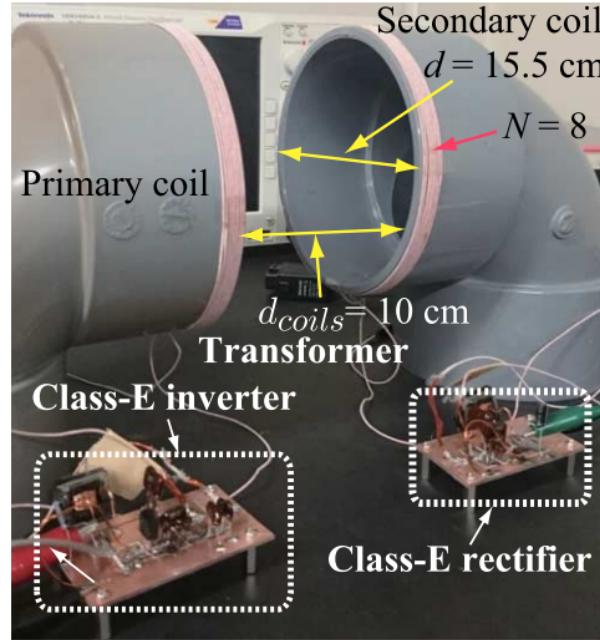


Figura 2.4: Sistema de transmisión de potencia de WPT basado en convertidor Clase E DC-DC[3]

Es un trabajo bastante completo que resume de manera adecuada el proceso de diseño. Las principales diferencias entre la referencia y el presente trabajo radican en los requerimientos de la aplicación: mientras que en su caso se busca transmitir alta potencia, en nuestra aplicación únicamente se requiere una potencia de salida de aproximadamente 90 mW. Por esta razón, tanto la frecuencia de operación como el factor de acoplamiento presentan valores distintos. No obstante, el trabajo de la referencia deja en claro que la metodología puede extenderse a otros escenarios donde se busque lograr una alta eficiencia en la transmisión de potencia. Este trabajo se puede apreciar en [3]

CAPÍTULO 3

Materiales y Métodos

3.1. Requerimientos

- La solución propuesta deberá sustituir los buses que actualmente emplean pines de oro.
- El nuevo sistema debe ser capaz de distribuir energía desde el módulo de potencia hacia los demás componentes, y también permitir la comunicación entre los distintos módulos, en donde el objetivo es proporcionar a la estación una mayor robustez frente a variables ambientales externas que afectan el buen funcionamiento del sistema.
- El sistema debe ser compatible y fácilmente adaptable al sistema de comunicaciones previamente establecido, lo que implica que debe ser diseñado de manera que se integre sin problemas con la infraestructura del dispositivo existente.
- El sistema debe ser alimentado con el voltaje suministrado por el bus de potencia existente, es decir 3.7v. En donde el consumo de corriente sea de 15 mA y la potencia de transmisión es de 90 mW.
- La comunicación deberá ser half duplex para garantizar una transmisión de datos bidireccional entre módulos. Teniendo en cuenta los tiempos de trabajo de cada sensor.
- Es necesario evitar la interferencia con otros elementos presentes en la estación para mantener la integridad de las señales y el funcionamiento adecuado del sistema.
- Se requiere que la transmisión de energía sea eficiente minimizando las pérdidas de energía durante el proceso de transferencia.

3.2. Diagrama de bloques

La presente propuesta plantea la sustitución del bus físico de comunicaciones y del sistema de distribución de potencia de la estación PhenoAgo por una solución completamente inalámbrica, que permita conectar sus módulos de forma más robusta. Para ello, se propone el diseño de un sistema compuesto por dos subsistemas independientes: uno encargado de la transmisión de datos mediante comunicación de campo cercano (NFC), y otro responsable de la transferencia inalámbrica de potencia (WPT). Este concepto se visualiza en el diagrama de bloques de la figura 3.1. Ambos sistemas comparten principios de operación basados en el acoplamiento inductivo a corto alcance, lo que permite transmitir información y energía a través de materiales dieléctricos, sin necesidad

de contacto directo. De esta manera al optar por un sistema inalámbrico, se incrementa la robustez de la estación al eliminar la vulnerabilidad mecánica de los pines de oro expuestos a las condiciones ambientales, como la oxidación. Esto se logra al recubrirlos con materiales resistentes que proporcionan una barrera contra la oxidación y otros agentes ambientales. Las soluciones capaces de cumplir con estas exigencias son los sistemas NFC (Near Field Communication) y WPT (Wireless Power Transmission). Su funcionamiento se basa en la comunicación por inducción magnética de campo cercano. De esta manera, se garantiza una mayor durabilidad y fiabilidad en el sistema de conexión, reduciendo la necesidad de mantenimiento y aumentando la vida útil de la estación. Dado que se desea implementar dos sistemas en un mismo dispositivo, se identifican tres opciones para la implementación: multiplexación por división de tiempo, multiplexación por división de frecuencia y multiplexación espacial.

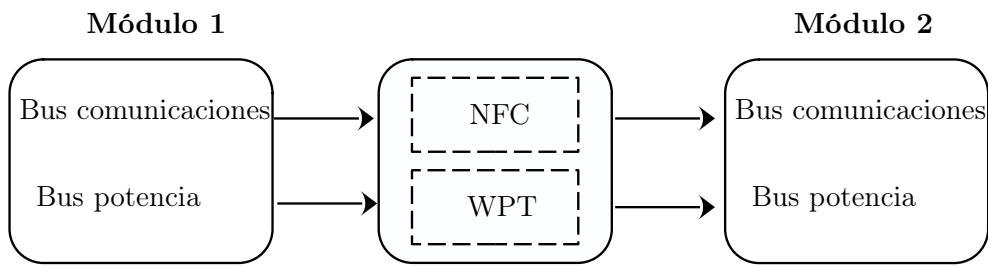


Figura 3.1: Arquitectura funcional del sistema propuesto: enlace inalámbrico NFC+WPT

En la multiplexación espacial se utilizan dos inductores para el transmisor y dos para el receptor. En cambio, tanto la multiplexación por división de tiempo como la de frecuencia usan un solo inductor para ambas tecnologías. La diferencia entre ambas radica en que, en la multiplexación por división de frecuencia, la transmisión de datos se realiza en una banda de frecuencia mientras que la transmisión de potencia se realiza en otra. Por otro lado, en la multiplexación por división de tiempo, los datos de cada fuente se dividen en ranuras temporales, asignando franjas de tiempo separadas para la transmisión de potencia y datos.

Al consultar y analizar trabajos y documentos relacionados, se encontró la respuesta sobre qué tipo de técnica utilizar para la implementación de ambos sistemas en uno solo, ya que se explora un sistema similar [16]. La compensación se puede resumir de la siguiente manera:

- Para comunicaciones inalámbricas de proximidad son necesarios un bajo coeficiente de acoplamiento (k_{low}) y el factor de baja calidad (Q_{low}).
- Por el contrario, para WPT, mayor coeficiente de acoplamiento (k_{high}) y mayor calidad factor (Q_{high}) son adecuados. En consecuencia, no existe una óptima solución compatible con ambos requisitos.

A partir de lo anterior, se concluye que la selección óptima de inductores para las etapas de potencia y comunicación en sistemas NFC y WPT depende de criterios contrapuestos. En la etapa

de potencia, se prioriza el empleo de inductores con un factor Q alto, lo que minimiza las pérdidas y optimiza la eficiencia energética. Por el contrario, en la etapa de comunicación, se requiere un factor Q bajo para aumentar el ancho de banda. Además de que para cada subsistema se asignará una banda de frecuencia a fin de minimizar la interferencia entre ambos subsistemas. En capítulos posteriores se profundizará en la determinación de las bandas de frecuencia adecuadas para cada aplicación, tomando en cuenta las características de los inductores y los requerimientos específicos de los sistemas NFC y WPT. Con todo esto, se concluyó y decidió implementar 2 inductores, uno pensado para la comunicación NFC y otro designado únicamente para la transmisión de energía WPT. Con base en lo anterior, se puede plantear el diagrama de bloques, que se aprecia en la figura 3.2. En este trabajo de grado se propondrán e implementarán varios prototipos, y en cada iteración de diseño se introducirán mejoras que permitan adaptar el sistema a los requerimientos establecidos. El objetivo final es alcanzar la implementación del sistema ilustrado en la figura 3.2, el cual está compuesto por los siguientes elementos:

- Potencia: La estación opera inicialmente con corriente continua (DC). Sin embargo, para que ocurra el fenómeno de inducción electromagnética, fundamento del sistema de transferencia inalámbrica de potencia (WPT, por sus siglas en inglés), es necesario generar un campo magnético variable en el tiempo, lo cual solo se logra utilizando corriente alterna (AC). Por lo tanto, esta etapa del sistema se encarga de convertir la corriente continua en corriente alterna, mediante el uso de un inversor, permitiendo así la transferencia eficiente de energía a través del acoplamiento inductivo.
- Acople WPT: El sistema de acoplamiento dentro de una arquitectura WPT cumple una doble funcionalidad. En primer lugar, actúa como una red de transformación de impedancias, ajustando la impedancia reflejada desde el lado de la carga hacia el inversor, de modo que esta coincida con la impedancia óptima para maximizar la transferencia de potencia. En segundo lugar, el acoplamiento también desempeña un papel clave en la compensación de potencia reactiva, tanto en el circuito primario como en el secundario. Esta compensación contribuye a mejorar la eficiencia global del sistema, al reducir pérdidas asociadas a desfasajes entre voltaje y corriente.
- Interfaz NFC: Está compuesto de un contacto analógico/digital de entrada (NFC Contactless Front-end NFC CLF) el circuito integrado controlador de NFC. El controlador NFC permite la conexión, funcionando como modulador-demodulador entre la señal análoga de radio frecuencia y la antena NFC. El controlador NFC soporta tanto comunicación activa como pasiva, de igual forma los modos de operación punto a punto, lectura/escritura y emulación de etiquetas, incluso suele ser compatible con el estándar RFID ISO/IEC 15693.
- Acople NFC: Los controladores NFC incluyen internamente la circuitería necesaria para modular y demodular las señales de comunicación, y están diseñados para ser implementados en una amplia variedad de aplicaciones. Esto implica que deben ser compatibles con un amplio rango de antenas externas, una tarea que no puede resolverse completamente dentro del propio chip. Por esta razón, la adaptación de impedancias y el diseño del circuito de acoplamiento

quedan a cargo del diseñador, quien debe implementar externamente la red adecuada para cada caso particular.

- Host: Es el encargado de controlar la comunicación mediante el envío de comandos al controlador NFC. Por lo tanto, su función principal es gestionar el protocolo de comunicaciones, asegurando que los datos se transmitan y reciban de manera correcta. En el caso del sistema desarrollado para *PhenoAgro*, el *host* corresponde al microcontrolador ATtiny.

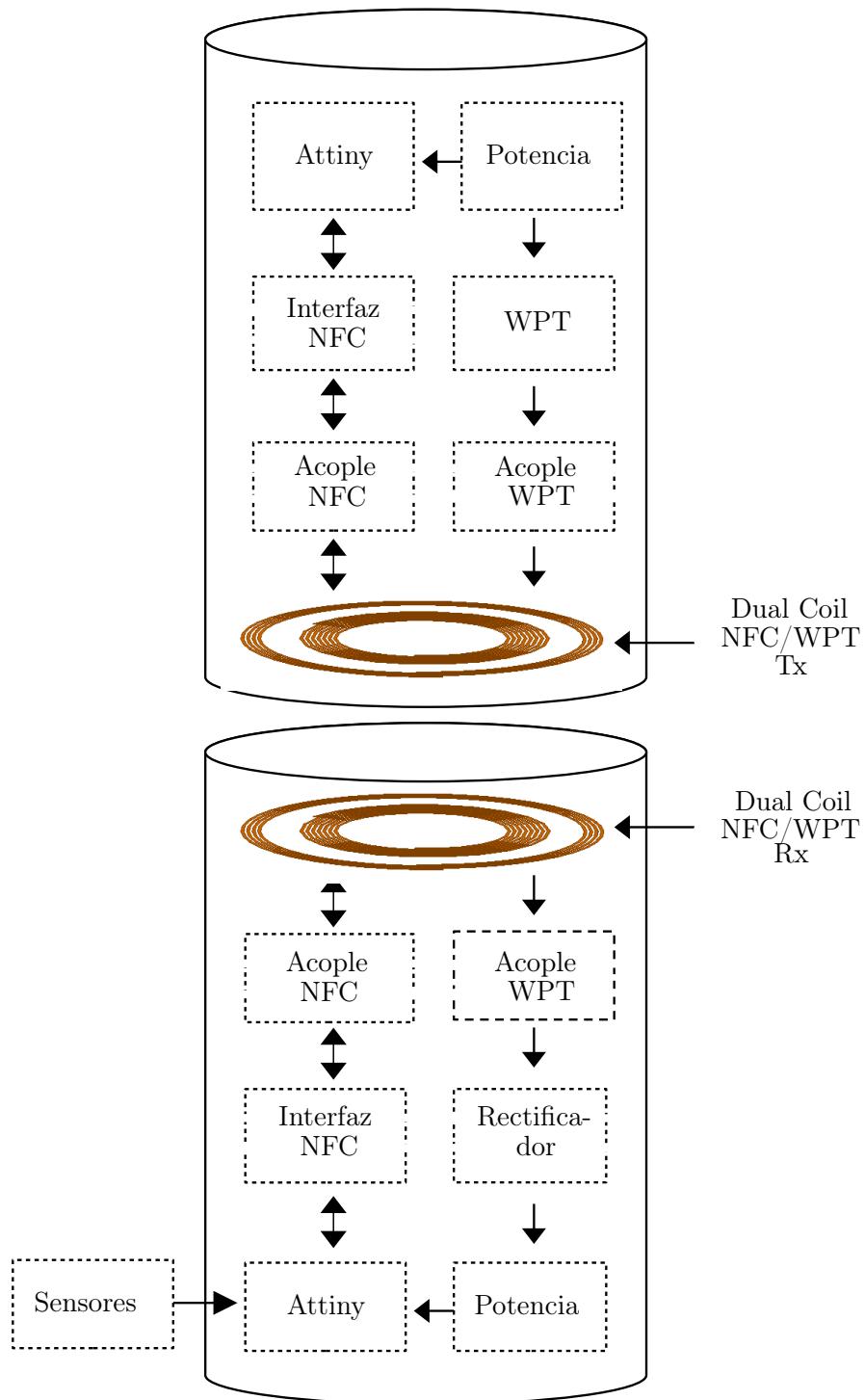


Figura 3.2: Diagrama funcional del sistema completo con el módulo transmisor y el módulo receptor

Conceptos y diseño de la etapa de comunicación por campo cercano

La comunicación de campo cercano, conocida como NFC (Near Field Communication), es una tecnología de transmisión inalámbrica de corto alcance que permite el intercambio de información entre dispositivos cuando se encuentran a pocos centímetros de distancia. Esta tecnología opera generalmente a una frecuencia de 13.56 MHz y se basa en el acoplamiento inductivo, lo que la hace ideal para aplicaciones donde se requiere una comunicación segura, de bajo consumo energético y sin contacto físico [17]. Este capítulo se enfoca en el diseño e implementación de un sistema de comunicaciones inalámbrico utilizando tecnología NFC, con el objetivo de integrarlo en una arquitectura modular como la de la estación PhenoAgo. A lo largo de la sección se describen los principios de funcionamiento, los criterios de selección de componentes, el diseño de inductores, acoples, filtros y circuitos de adaptación, así como las herramientas utilizadas para su simulación, prototipado y validación. Se busca garantizar la compatibilidad con el sistema de transferencia inalámbrica de potencia (WPT), logrando así una solución dual que optimice tanto la transmisión de datos como el suministro de energía.

4.1. Inductores en aplicaciones NFC

Para implementar inductores en aplicaciones de Comunicación de Campo Cercano (NFC), existen múltiples tipos que pueden ser adecuados según las necesidades específicas del diseño. Sin embargo, antes de tomar cualquier decisión respecto al tipo de inductor a utilizar, es fundamental analizar en profundidad los parámetros eléctricos involucrados, ya que estos condicionan directamente el desempeño del sistema.

4.1.1. Modelo de un inductor

Un inductor ideal no debería experimentar pérdidas de energía, independientemente de la cantidad de corriente eléctrica que circule a través de su bobinado y se espera que la reactancia en función de la frecuencia tenga un comportamiento lineal como lo muestra en la ecuación (4.1).

$$Z = j\omega L \quad (4.1)$$

Sin embargo, debido a su construcción física, un inductor real no puede considerarse ideal, y se modela como se muestra en la figura 4.1. Se observa que un inductor práctico se modela por

tres elementos: una inductancia, una resistencia en serie y un capacitor en paralelo. El capacitor en paralelo representa la capacitancia parásita del inductor, la cual se vuelve más relevante a medida que la frecuencia de operación aumenta. Esta capacitancia depende principalmente de la proximidad entre los conductores y del número de vueltas de la bobina. Por otro lado, la resistencia en serie está compuesta por dos contribuciones: la resistencia en corriente continua (*DC*) y la resistencia en corriente alterna (*AC*). La primera depende del tipo y longitud del conductor, mientras que la segunda está influenciada por fenómenos como el efecto piel y el efecto de proximidad, los cuales se intensifican con la frecuencia.

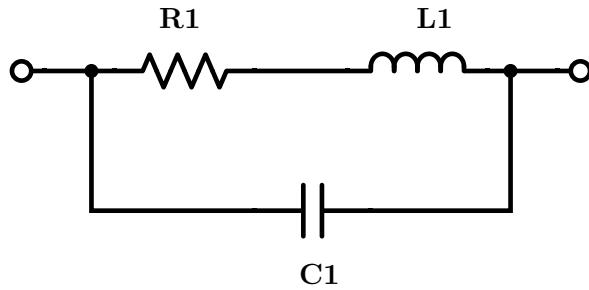


Figura 4.1: Modelo eléctrico equivalente de un inductor real, con resistencia y capacitancia parásita

La impedancia se puede calcular con la expresión 4.9. Por lo tanto, el comportamiento de la impedancia del inductor deja de ser lineal y se transforma en algo similar a lo mostrado en la figura 4.2. Inicialmente, se observa un comportamiento inductivo, pero a medida que se incrementa la frecuencia, el efecto de la capacitancia parásita se vuelve predominante. Esto hace que la reactancia aumente hasta alcanzar un máximo y luego caiga repentinamente a cero en la llamada frecuencia de auto-resonancia que se puede calcular con la ecuación 4.2 , momento en el cual el inductor presenta un comportamiento capacitivo. Este comportamiento se aprecia en la figura 4.2.

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.2)$$

4.1.2. Medición de los parámetros usando un VNA

Para obtener los parámetros del circuito equivalente en serie de un inductor NFC, se emplea el método propuesto en [18], en el cual se plantea inicialmente un circuito paralelo equivalente del que se extraen cuatro parámetros, como se muestra en la figura 4.3. En este modelo, R_P representa la resistencia interna en paralelo de la bobina, mientras que R_S es la resistencia interna en serie. L_a corresponde a la inductancia de la bobina y C_a es la capacitancia equivalente en paralelo. A partir de estos parámetros, se puede calcular la resistencia equivalente en serie R_a . Los valores de R_P , R_S y L_a deben ser medidos directamente a la frecuencia de operación del sistema NFC, que es $f_{\text{op}} = 13,56$ MHz. En cambio, los valores de C_a y R_a deben ser obtenidos mediante cálculos a partir de los parámetros medidos.

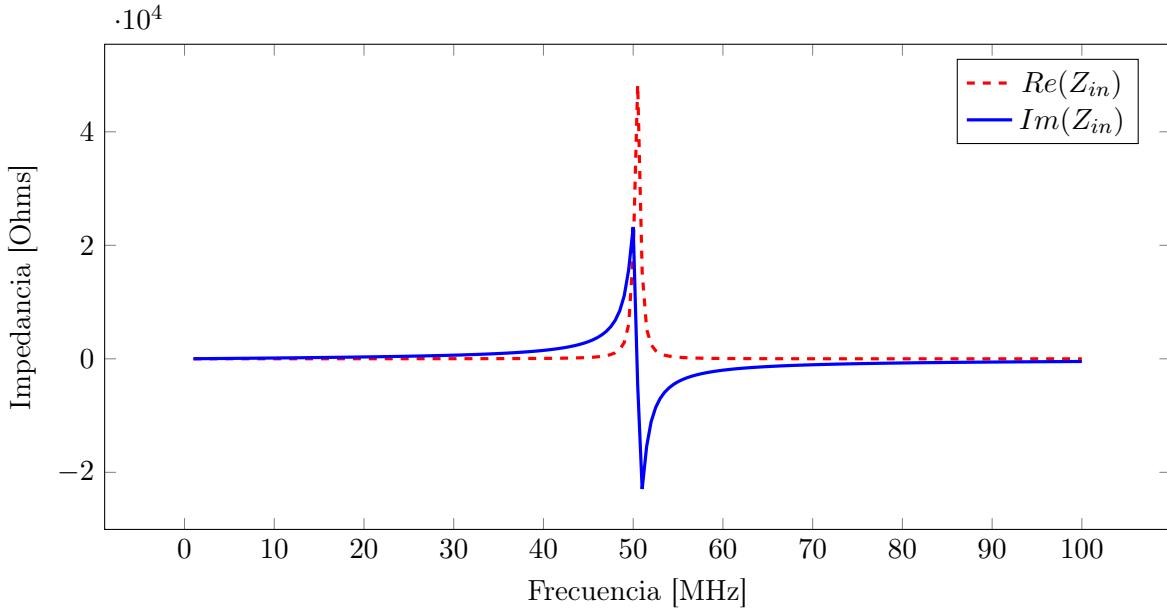


Figura 4.2: Simulación de la curva de la impedancia compleja en función de la frecuencia en ADS (Advanced Design System).

El procedimiento es el siguiente: con el analizador vectorial de redes (VNA, por sus siglas en inglés) se realiza un barrido de frecuencia desde 1 MHz hasta 100 MHz. A partir de los datos obtenidos, se toma R_S como la resistencia equivalente medida a 1 MHz, y L_a como la inductancia equivalente también a 1 MHz. El VNA se configura para obtener una gráfica que muestre la componente real e imaginaria de la impedancia en función de la frecuencia. La frecuencia de auto-resonancia f_S se identifica como el punto en el cual la parte real de la impedancia alcanza su valor máximo, y la parte imaginaria se anula, es decir, cuando la reactancia es cero. En este punto, la magnitud de la impedancia también alcanza su máximo valor. El valor máximo de la componente real de la impedancia en esta frecuencia corresponde a $R_p(f_S)$, que es la resistencia equivalente en paralelo de la bobina en la frecuencia de auto-resonancia. Ahora se obtiene $R_p(f_{op})$ en la frecuencia de operación que en NFC es 13.56 MHz con la ecuación (4.3).

$$R_p(f_{op}) = \frac{R_p(f_s)}{\sqrt{\frac{f_{op}}{f_s}}} \quad (4.3)$$

Donde donde f_{op} es la frecuencia de operación que para el caso de NFC es 13.56 MHz. Para calcular la resistencia en serie equivalente R_s se usa la ecuación (4.4),

$$R_a = R_s + \frac{(2\pi f_{op} L_a)^2}{R_p(f_{op})} \quad (4.4)$$

La capacitancia se puede obtener con la expresión (4.5).

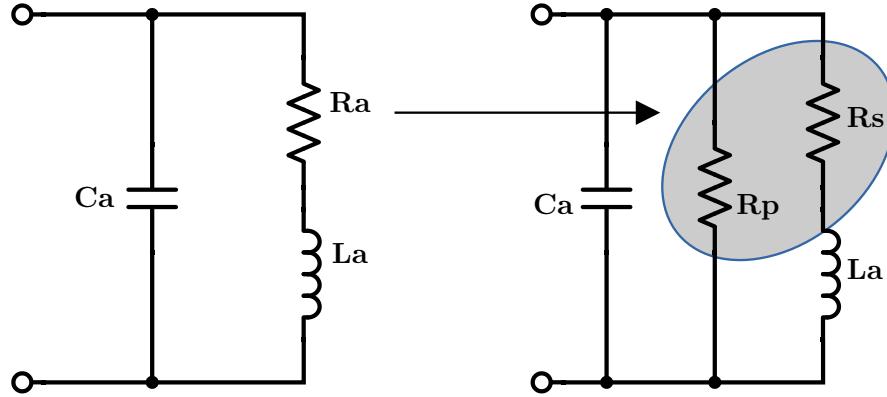


Figura 4.3: Modelo paralelo equivalente paralelo equivalente usado para la caracterización de inductores usando un VNA

$$C_a = \frac{1}{(2\pi f_s)^2 L_a} \quad (4.5)$$

4.1.3. Parámetros recomendados para inductores en aplicaciones NFC

Para el diseño de inductores para aplicaciones de NFC, varias notas de aplicación [18], [19], [20] recomiendan que la resistencia en serie debe estar entre 1Ω y 3Ω . Asimismo, la capacitancia parásita debe ser lo suficientemente baja para que la frecuencia de auto-resonancia sea mucho mayor que la banda de operación de NFC, es decir, mayor a 20 MHz. La inductancia debe ajustarse de acuerdo con estos parámetros para garantizar un comportamiento adecuado del sistema. Además, se recomienda que el factor de calidad Q se mantenga en el rango de 6 a 30. Esta especificación pone en evidencia, una vez más, la incompatibilidad señalada en [16], ya que para aplicaciones de transferencia inalámbrica de potencia (WPT), el inductor requiere un Q significativamente mayor, típicamente superior a 50.

Cuadro 4.1: Parámetros recomendados para antenas NFC

Parámetro	Notación	Valor Recomendado
Factor de calidad	Q	6 – 30
Resistencia serie	R_S	1 – 8 Ω
Frecuencia de auto-resonancia	f_s	> 20 MHz
Capacitancia parásita	C_a	Valor que cumpla $f_s >$ 20 MHz
Inductancia	L_a	0.3 - 4 uH

4.2. Controlador PN532-NFC

Hasta este punto se han abordado conceptos relacionados con los inductores empleados en sistemas NFC. El siguiente componente a considerar es el controlador NFC, el cual actúa como intermediario entre las comunicaciones del host y el dispositivo receptor. Este controlador es responsable de la modulación y demodulación entre la señal analógica de radiofrecuencia y el inductor NFC. Existen distintos modos de operación dentro de la sistema de Comunicación de Campo Cercano (NFC), por lo que se deben identificar las especificaciones que debe cumplir el sistema, según los requerimientos particulares de la aplicación. En este caso, se busca implementar una comunicación entre módulos, es decir, una comunicación peer-to-peer. Tras una revisión, se identificó que la comunicación punto a punto entre dos dispositivos NFC es posible gracias a los mecanismos establecidos en la especificación [21]. Esta especificación, además, está normalizada bajo los estándares ISO/IEC 18092 y ECMA-340, lo cual orienta la búsqueda de dispositivos compatibles hacia aquellos que cumplen con dichas normativas.

4.2.1. Transceptor PN532

Investigando en el mercado dispositivos que tengan la especificación NFCIP-1, se encontró el PN532, un transceptor popular en este tipo de aplicaciones. Este controlador de comunicación NFC es un componente electrónico que permite a los dispositivos interactuar entre sí mediante la tecnología NFC. Este módulo está diseñado para integrar fácilmente funciones de comunicación y transferencia de datos en sistemas embebidos y proyectos electrónicos. Revisando la hoja de datos [22], el transceptor para esta aplicación se destaca por las siguientes características:

- Demodulador y decodificador integrados.
- Controladores de salida para conectar una antena con el mínimo número de componentes externos.
- Cumple con el estándar ECMA 340 e ISO/IEC 18092 NFCIP-1, tiene modos de comunicación pasivos y activos, el PN532 ofrece la posibilidad de comunicarse con otro dispositivo compatible con NFCIP-1, a velocidades de transferencia de hasta 424 kbit/s

- Interfaz RF integrada para NFCIP-1 hasta 424 kbit/s
- Interfaces de host soportadas:
 - Interfaz SPI
 - Interfaz I2C
 - UART de alta velocidad
- Modos de baja potencia.
- Rango de operación de la fuente de alimentación de 2.7 a 5.5 V

El objetivo principal del sistema es permitir la transmisión bidireccional de datos entre módulos, específicamente los datos capturados por los sensores integrados en cada uno de ellos. Esto implica la necesidad de implementar una comunicación half duplex, es decir, una comunicación en ambos sentidos. Esta funcionalidad es un requerimiento en esta aplicación donde los módulos deben intercambiar información de manera dinámica y en tiempo real. Para cumplir con esta exigencia, se emplea el transceptor PN532, el cual ha demostrado ser una opción adecuada gracias a sus características. Este dispositivo soporta múltiples modos de operación definidos en la especificación ISO/IEC 18092 (también conocida como NFCIP-1), incluyendo el modo peer-to-peer, que permite establecer una comunicación simétrica entre dos dispositivos NFC. Además, el PN532 incorpora internamente los bloques de modulación, demodulación, codificación y decodificación de datos, facilitando su integración y reduciendo la complejidad del diseño a nivel de hardware.

A partir del análisis anterior, se puede llegar al diagrama de bloques de la solución, el cual se presenta en la figura 4.4. Este esquema general de la interfaz NFC está compuesto por cinco elementos. En primer lugar, se encuentra el transceptor NFC, encargado de las funciones de modulación, demodulación, codificación y decodificación de las señales. En segundo lugar, el host, el cual gestiona el protocolo de comunicación y controla la operación del transceptor. También se incluye un filtro EMC (Electromagnetic Compatibility), cuya función es evitar la emisión de señales no deseadas al entorno, cumpliendo con los requisitos normativos de compatibilidad electromagnética. Otro componente esencial es el inductor NFC, que se encarga de la transmisión y recepción de señales en el campo cercano. Finalmente, se incluye un circuito de acoplamiento de impedancias, cuya finalidad es maximizar la transferencia de potencia desde el transceptor hacia la antena. La interacción entre estos componentes puede observarse en la figura 4.4. Para llevar a cabo un acoplamiento que permita una transferencia de potencia, se sigue el procedimiento descrito en [23].

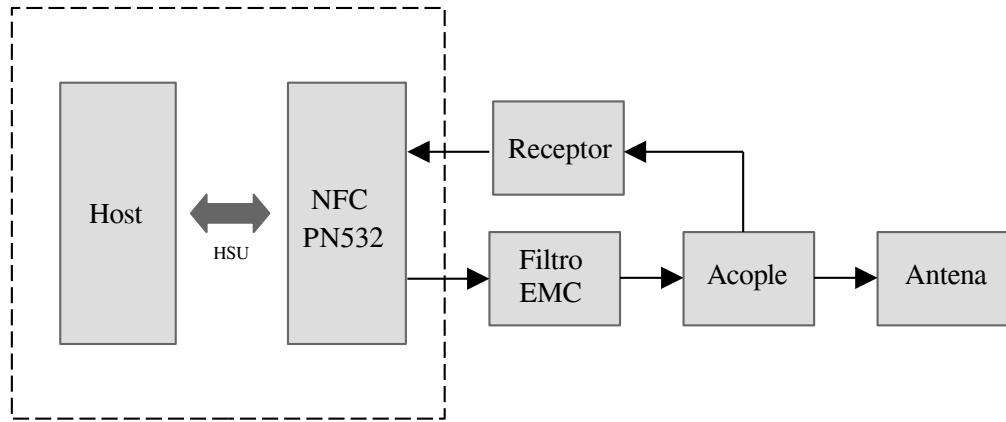


Figura 4.4: Diagrama funcional de la interfaz de comunicación NFC basada en PN532

4.2.2. Filtro compatibilidad electromagnética

Se incorpora un filtro EMC a la salida del transceptor NFC con el objetivo de suprimir los armónicos de alta frecuencia generados por la señal de salida rectangular del controlador [23]. Este filtro tiene doble funcionalidad, se implementa como un filtro pasa-bajo de una sola etapa, compuesto por un inductor en serie y un condensador en derivación (paralelo). Su función principal es reducir las emisiones electromagnéticas no deseadas y asegurar el cumplimiento de los requisitos de compatibilidad electromagnética (EMC). Además, contribuye a la transformación de impedancias necesaria para el diseño del acople en la etapa siguiente. En la parte izquierda de la figura 4.5, se muestra el filtro EMC en su forma tradicional: un inductor en serie y un capacitor conectado a tierra. Además, se incluye una resistencia interna R_d de 25Ω , correspondiente al valor de salida del circuito integrado NFC. En la parte derecha de la figura, se presenta el circuito equivalente en modo diferencial, que resulta relevante porque los controladores NFC, como el PN532, disponen de dos pines de salida (Tx1 y Tx2). Estos generan señales desfasadas entre sí para mejorar la inmunidad al ruido y minimizar interferencias electromagnéticas [23]. Dado que la señal de salida del transceptor incluye una portadora principal de 13,56 MHz, modulada por una frecuencia auxiliar de 828 kHz, se establece que la frecuencia de corte del filtro EMC debe ser mayor a 14,4 MHz ($13.56 \text{ MHz} + 828 \text{ kHz}$). La frecuencia de corte se determina a partir de la ecuación 4.6:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}} \quad (4.6)$$

Donde L_0 y C_0 corresponden al valor del inductor y el capacitor empleados en el filtro, respectivamente. Con respecto a la impedancia del filtro, esta puede ser calculada con la ecuación 4.7

$$Z_S = \frac{2R_D}{(1 - w^2 L_0 C_0)^2 + (w R_D C_0)^2} - j \frac{2w^3 L_0^2 C_0 + 2w R_D^2 C_0 - 2w L_0}{(1 - w^2 L_0 C_0)^2 + (w R_D C_0)^2} \quad (4.7)$$

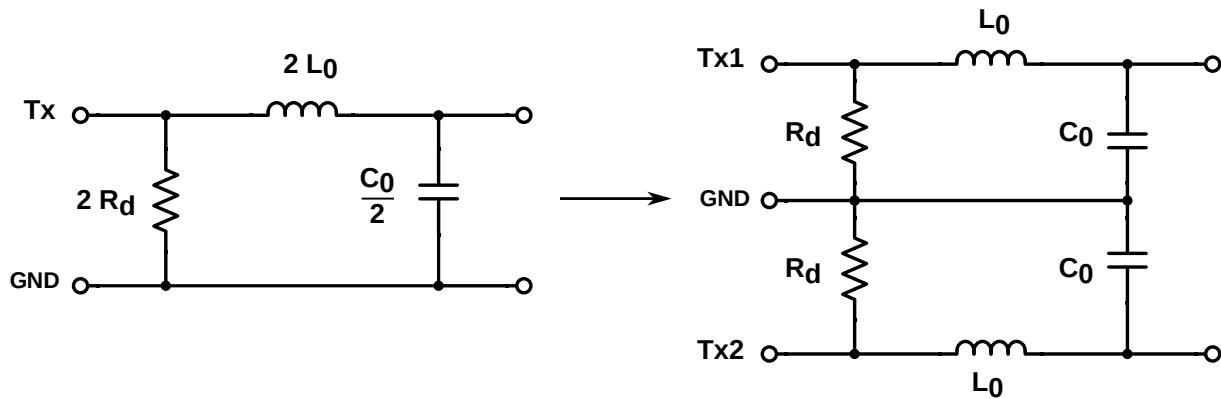


Figura 4.5: Esquema del filtro de compatibilidad electromagnética (EMC) en forma de conexión de un solo extremo y conexión diferencial

4.2.3. Resistencia Damping

La resistencia de amortiguamiento R_d es un componente opcional que se emplea con el propósito de reducir el factor de calidad (Q) de la antena. Esta resistencia se coloca antes del inductor NFC, tal como se ilustra en la figura 4.6. Su inclusión es útil cuando se desea limitar el ancho de banda de resonancia en la antena. La selección del valor de R_d depende del diseño específico y del nivel de amortiguamiento requerido para cumplir con las especificaciones de la aplicación NFC.

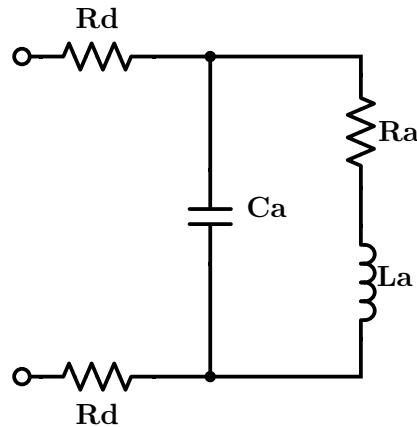


Figura 4.6: Circuito de resistencia damping para mejora del acoplamiento inductivo y ancho de banda

Un aspecto relevante a considerar de la resistencia de amortiguamiento es que un valor pequeño aumentará la eficiencia de la antena en la transmisión de energía sin contacto; sin embargo, un valor alto proporcionará un mayor ancho de banda para la modulación y disminuirá el factor de calidad (Q) de la antena. De la sección anterior 4.1, el rango de valores recomendado para el factor Q en

aplicaciones de comunicación por campo cercano (NFC) se encuentra entre 6 y 30. Si el factor Q excede el valor recomendado, se puede realizar un reajuste utilizando esta resistencia, de acuerdo con la ecuación (4.8).

$$R_D = 0,5 \left(\frac{L_a}{Q} - R_s \right) \quad (4.8)$$

Para analizar el efecto que tiene esta resistencia en el ancho de banda, se realiza una simulación de los parámetros S ante diferentes valores de resistencia usando el software Advanced Design System (ADS). Tal como se observa en la figura 4.7, el efecto principal es que, a mayor valor de resistencia, el ancho de banda aumenta, y por tanto, el sistema se vuelve menos selectivo.

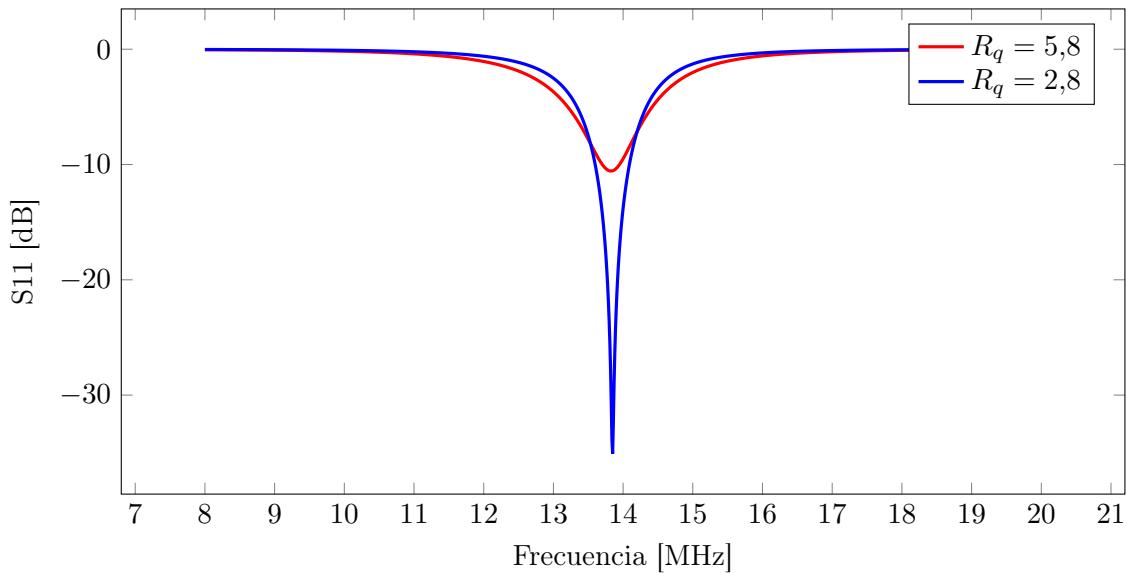


Figura 4.7: Ancho de banda a diferentes valores de resistencia Damping.

Finalmente, la impedancia del inductor se puede calcular con la ecuación (4.9).

$$Z_L = \frac{R_a}{(1 - \omega^2 L_a C_a)^2 + (\omega R_a C_a)^2} + j \frac{\omega L_a - \omega^3 L_a^2 C_a - \omega R_a^2 C_a}{(1 - \omega^2 L_a C_a)^2 + (\omega R_a C_a)^2} \quad (4.9)$$

4.2.4. Acople con red L

Hasta el momento se tiene las ecuaciones para el filtro EMC y el circuito equivalente de la antena NFC, como se muestra en la figura 4.8. En este punto se requiere hacer una transformación de impedancias mediante una red L para asegurar la máxima transferencia de potencia. La condición para que se haya máxima transferencia de potencia es que $Z_s = Z_{in}$ usando la ecuación (4.10)

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in} = Z_S^* = R_S - jX_S \quad (4.10)$$

Luego Z_l se puede calcular con (4.11)

$$Z_L = jX_A + \frac{jR_L^2 X_B + R_L X_B^2 + jX_L^2 X_B + jX_L X_B^2}{R_L^2 + (X_L + X_B)^2} \quad (4.11)$$

En la ecuación (4.11), la parte real y la parte imaginaria de la impedancia de entrada Z_{in} son (4.12) y 4.13 respectivamente:

$$\operatorname{Re}(Z_{in}) = R_S = \frac{R_L x_B^2}{R_L^2 + (X_L + x_B)^2} \quad (4.12)$$

$$\operatorname{Im}(Z_{in}) = -X_S = X_A + \frac{R_L^2 X_B + X_L^2 X_B + X_L X_B^2}{R_L^2 + (X_L + X_B)^2} \quad (4.13)$$

Si la ecuación (4.12) se resuelve para la reactancia X_B , se obtienen dos valores x_{B1} y x_{B2} tal como se ve en (4.14) debido a que es una ecuación cuadrática.

$$x_{B1,2} = \frac{R_S}{R_L - R_S} \cdot \left(X_L \pm R_L \sqrt{\frac{R_L}{R_S} + \frac{X_L^2}{R_S R_L} - 1} \right) \quad (4.14)$$

La reactancia X_A tiene dos soluciones debido a 4.13 y se pueden calcular con la ecuación 4.15.

$$x_{A1,2} = -X_S - X_{B1,2} \cdot \left(\frac{R_L^2 + X_L^2 + X_L X_{B1,2}}{R_L^2 + (X_L + X_{B1,2})^2} \right) \quad (4.15)$$

Los resultados obtenidos de las ecuaciones 4.15 y 4.14 se reemplazan en la ecuación 4.16 para obtener el valor de la capacitancia.

$$C_{A,B} = -\frac{2}{\omega \cdot X_{A,B}} \quad (4.16)$$

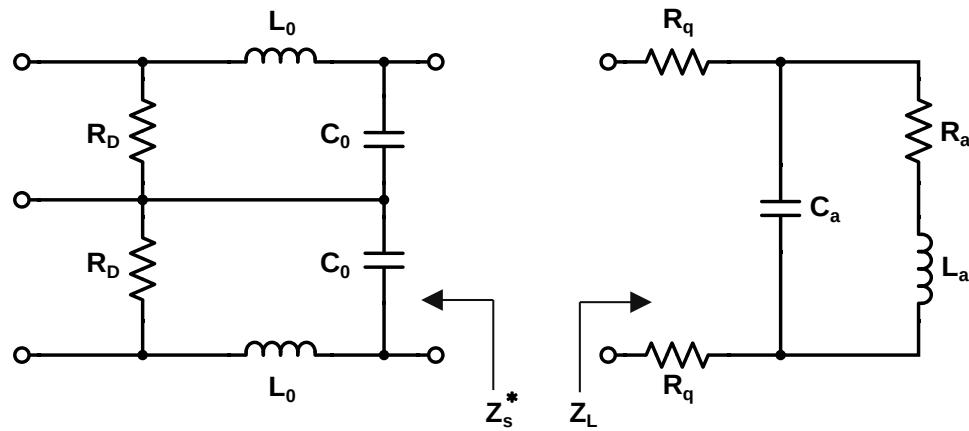


Figura 4.8: Impedancia de entrada e impedancia de salida para el diseño de la red *L*.

Finalmente, el diagrama obtenido es el que se puede ver en la figura 4.9

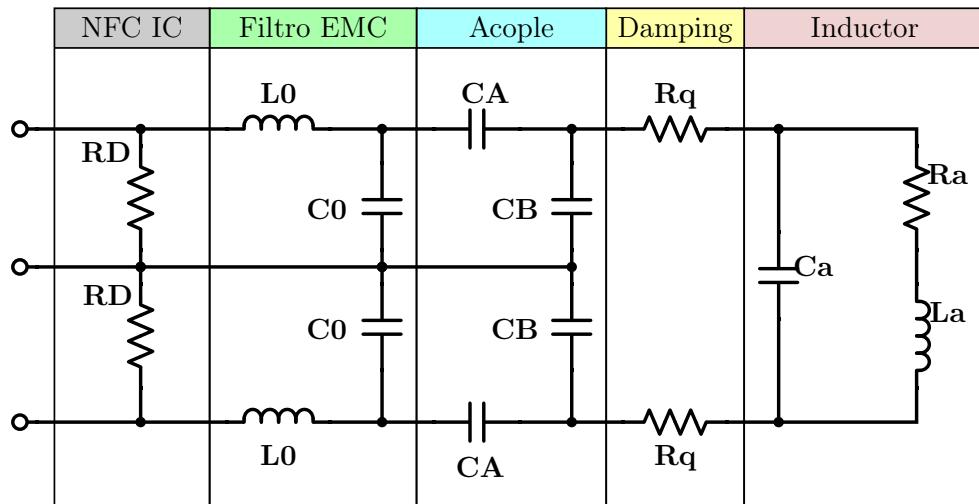


Figura 4.9: Circuito acople completo donde se incluye el filtro EMC, la red *L*, la resistencia de amortiguamiento, y el inductor NFC

4.2.5. Efecto de cada componente en el acople

Dado que el modelo del inductor no puede obtenerse con total certeza y, además, debido al uso de componentes no ideales en la implementación sobre la PCB, el comportamiento del filtro diseñado difiere del obtenido en simulación. Por esta razón, el proceso de diseño se vuelve iterativo y, en la práctica, requiere realizar ajustes manuales y empíricos sobre el circuito. El propósito de esta sección es analizar el efecto individual de cada componente dentro del sistema, con el fin de entender su influencia sobre la respuesta del filtro y así facilitar su sintonización en etapas posteriores.

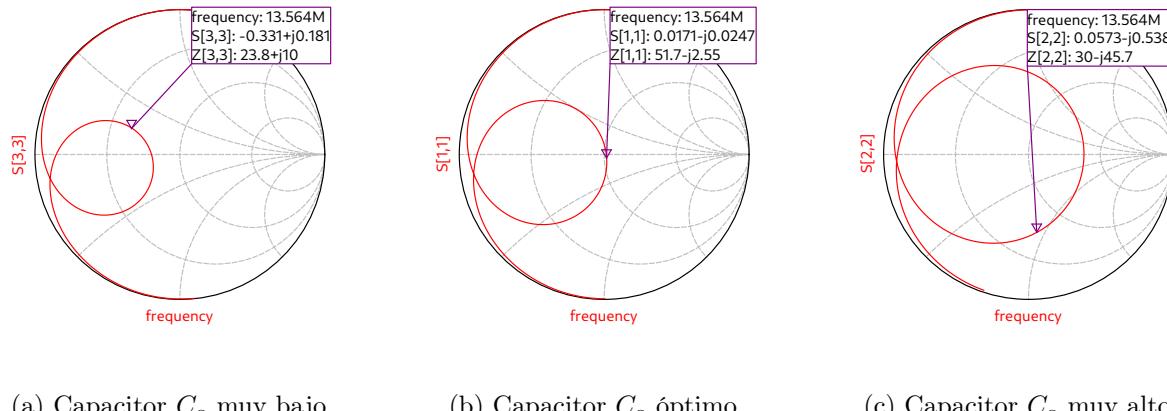


Figura 4.10: Variación del componente C_a con respecto al valor nominal

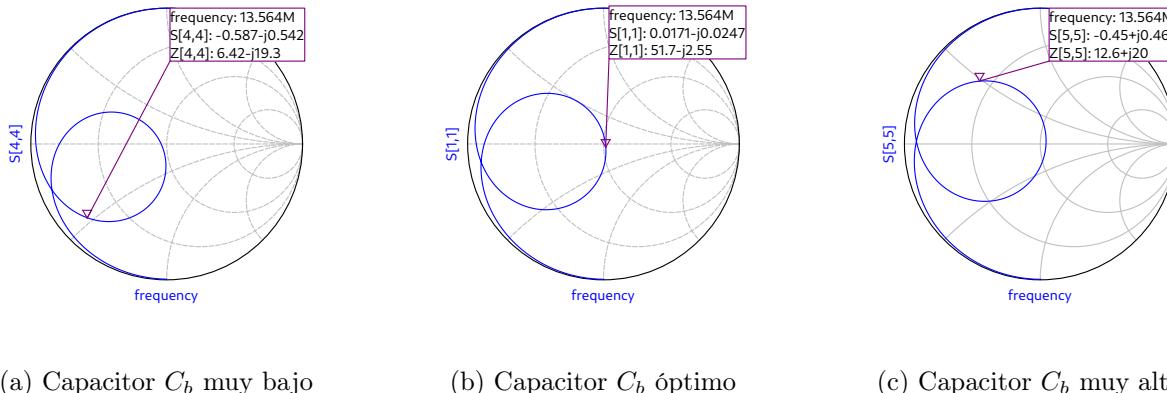


Figura 4.11: Variación del componente C_b con respecto al valor nominal

En la Figura 4.10 se observa el efecto que produce la desviación del valor del capacitor C_a respecto a su valor óptimo. Se aprecia que al aumentar dicha capacitancia, el anillo en el diagrama de Smith se expande, y al mismo tiempo, el marcador correspondiente a la frecuencia de operación experimenta un desplazamiento en el sentido de las manecillas del reloj. En la Figura 4.11 se puede

apreciar que aumentar la capacitancia implica solamente un desplazamiento del marcador sobre el anillo en sentido contrario a las manecillas del reloj.

4.2.6. Receptor

El procedimiento para el diseño del receptor es sacado de la nota de aplicación proporcionada por el fabricante, se asumen los siguientes valores de componentes $C_{vmid} = 100nF$, $C_{rx} = 1nF$ y $R_2 = 1kOmh$. Se establece en el dispositivo con portadora continua, se mide el voltaje en la resistencia R_x con una punta de baja capacitancia, el valor recomendado es $< 2pF$. Si $U_{rx} > 1,7Vpp$ se incrementa R_x y si $U_{rx} < 1V_{pp}$ se baja el valor de R_x . El diagrama del circuito receptor se puede ver en la figura 4.12 .

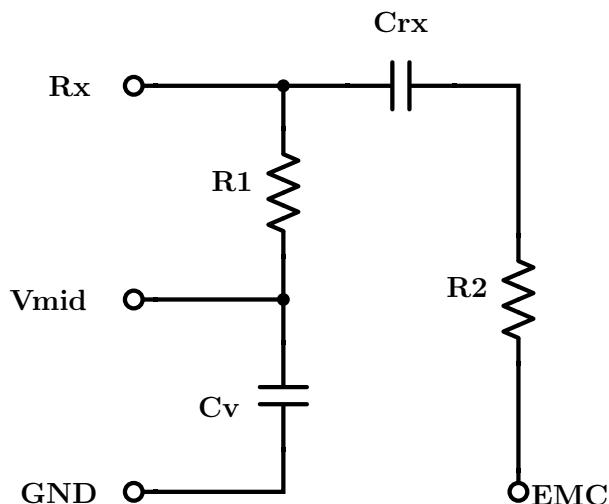


Figura 4.12: Esquema del receptor NFC

4.2.7. Efecto de la tolerancia de los componentes del filtro

Para la selección adecuada de los componentes a adquirir, es importante analizar el grado en que los valores reales pueden desviarse respecto al valor nominal especificado en el diseño. Esta variación, conocida como tolerancia, afecta significativamente el rendimiento del sistema. Con el fin de evaluar el impacto de dichas desviaciones, se emplea la herramienta Parameter Sweep del software Advanced Design System (ADS). El objetivo principal de este análisis es determinar el valor máximo de tolerancia admisible que garantice un funcionamiento correcto del diseño, minimizando los efectos negativos sobre parámetros críticos como la frecuencia de operación o el coeficiente de reflexión S_{11} .

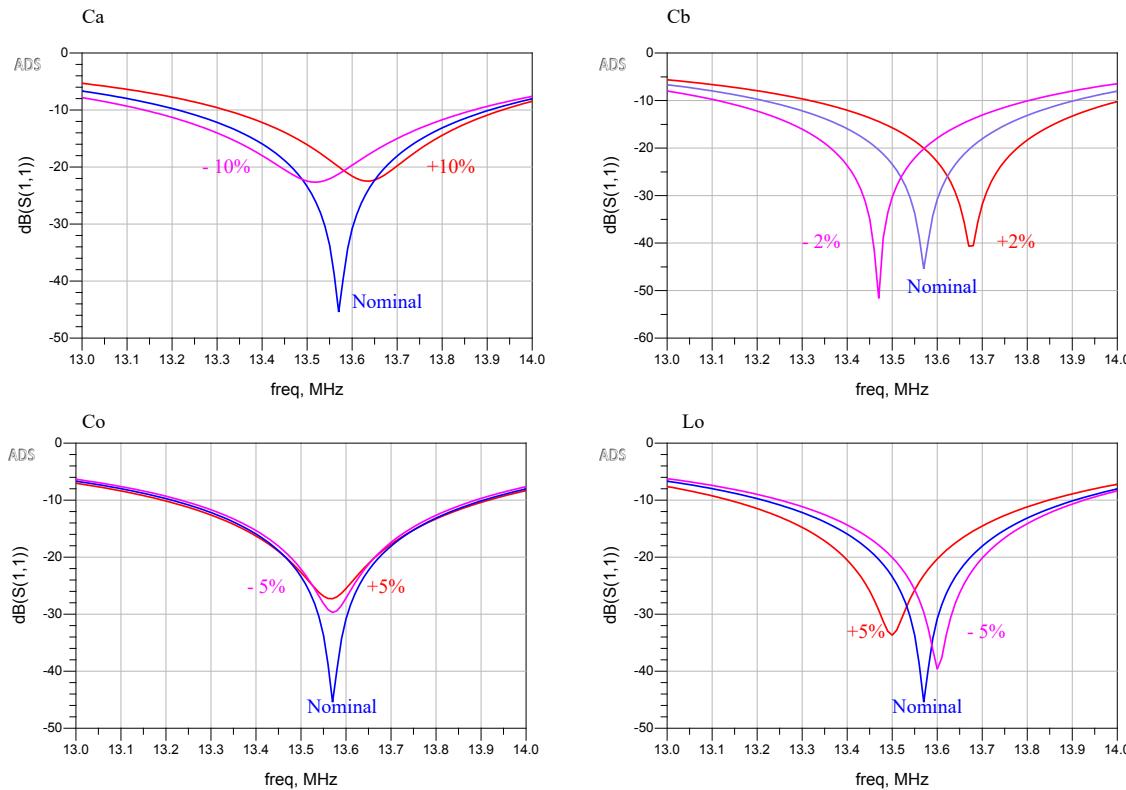


Figura 4.13: Análisis de tolerancias

En la Figura 4.13 se presenta el comportamiento del coeficiente de reflexión S_{11} al desviar los valores nominales de los componentes pasivos del diseño. Se observa que el componente más crítico es el capacitor C_b , ya que una variación de tan solo un 2 % en su valor puede provocar un desplazamiento de hasta 20 dB en la magnitud del S_{11} en la frecuencia de operación. En el caso del capacitor C_a , una tolerancia del 10 % ya compromete el desempeño del sistema, situándose en el límite aceptable; por esta razón, se recomienda el uso de componentes con una tolerancia no mayor al 5 % para garantizar un comportamiento adecuado. Respecto a los componentes del filtro EMC, el análisis muestra que una tolerancia del 5 % resulta aceptable, ya que no se observan desviaciones significativas en los parámetros de interés.

4.2.8. Resultados de las mediciones del inductor NFC

La referencia del inductor NFC que se utilizará para el prototipo es [6]. Este dispositivo fue elegido debido a que integra dos inductores: uno diseñado específicamente para la transmisión de potencia inalámbrica, en donde sus características e importancia se abordará en detalle en el próximo capítulo, y otro destinado al sistema NFC. El primer paso consiste en extraer el modelo eléctrico del inductor representado en la Figura 4.1, para ello se utiliza el analizador de redes vectorial (VNA) disponible en el laboratorio de radiofrecuencia de la universidad. El procedimiento inicia con la medición de la inductancia propia del inductor transmisor. Es importante destacar que esta medición debe realizarse a la distancia de operación establecida, ya que, aunque en menor medida que en sistemas de transferencia inalámbrica de potencia (WPT), la presencia de una hoja de ferrita en el inductor receptor influye significativamente en los parámetros eléctricos del sistema debido al acoplamiento magnético. Del mismo modo, cualquier variación en la distancia de operación altera el modelo eléctrico del inductor. Como se evidenció en la sección de análisis de tolerancias, incluso pequeñas desviaciones en los valores nominales de los componentes pueden llevar a un comportamiento no óptimo del dispositivo, afectando el comportamiento del sistema.

Cuadro 4.2: Parámetros eléctricos medidos de un inductor NFC

Parámetro	Notación	Valor
Resistencia en serie	R_s	$5,6 \Omega$
Inductancia en serie	L_a	731 nH
Capacitancia en paralelo	C_a	12 pF
Resistencia en paralelo	R_p	$2226 \text{ k}\Omega$
Frecuencia de operación	f_{op}	$13,56 \text{ MHz}$
Frecuencia de autorresonancia	f_{res}	$55,7 \text{ MHz}$

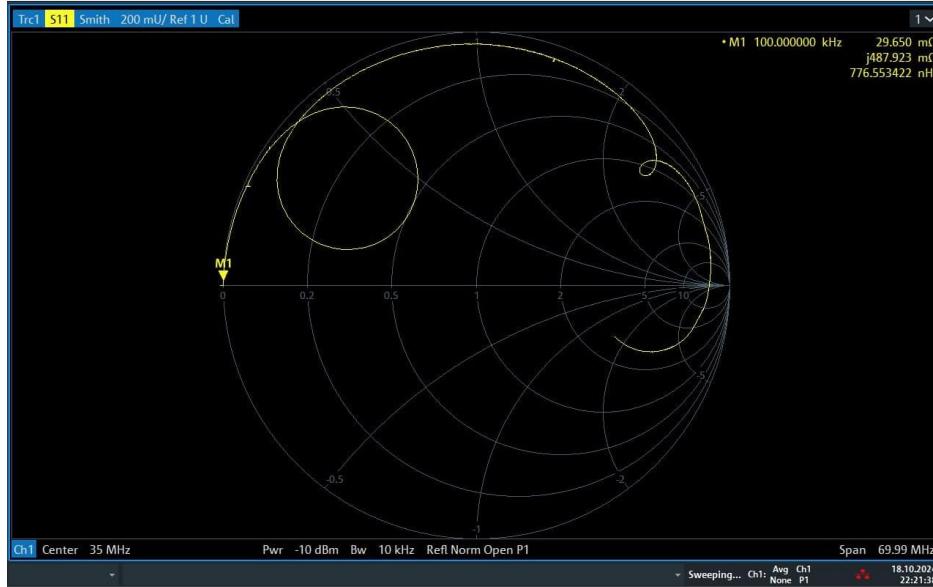


Figura 4.14: Inductancia propia del inductor NFC a la distancia de operación

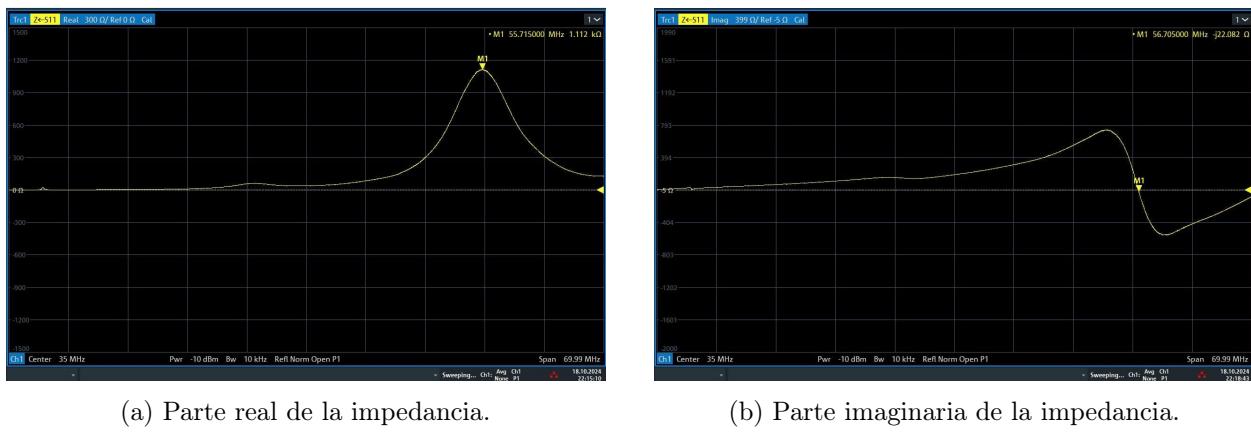


Figura 4.15: Comportamiento de la impedancia compleja en función de la frecuencia: (a) parte real y (b) parte imaginaria.

Es importante destacar que los resultados presentados en la Tabla 4.2 deben interpretarse solo como un punto de partida en el proceso de diseño. Esto se debe a que el método propuesto por los diseñadores es de naturaleza iterativa, lo cual implica que en las primeras etapas no es posible determinar con absoluta certeza los valores exactos del modelo equivalente del inductor. A medida que el diseño avanza y se incorporan mediciones adicionales y simulaciones, dichos parámetros pueden ser ajustados para reflejar con mayor fidelidad el comportamiento real del componente en las condiciones de operación del sistema. El siguiente paso en el proceso de diseño consiste en determinar si es necesario incorporar una resistencia de amortiguamiento (damping) con el fin de aumentar el ancho de banda del sistema. Como se mencionó anteriormente, debido a la proximidad entre ambos inductores, el material de ferrita genera una interacción mutua que afecta la resistencia AC efectiva de cada uno, provocando un aumento de esta. Si se usa la ecuación , se puede ver que el factor Q se encuentra en el rango recomendado por lo que no es necesario usar una resistencia de amortiguamiento.

4.2.9. Diseño del Acople

Para el diseño del acoplamiento inductivo, se desarrolló un código en MATLAB basado en las ecuaciones presentadas en la sección anterior. Este código recibe como parámetros de entrada las características eléctricas de los inductores, detalladas en la Tabla 4.2, y como salida entrega los valores óptimos de los condensadores requeridos para lograr la máxima transferencia de potencia. En caso de ser necesario, también calcula el valor de la resistencia de amortiguamiento (damping) que debe incluirse en el diseño para asegurar el ancho de banda requerido para un dispositivo PN532.

Cuadro 4.3: Valores de parámetros calculados según las ecuaciones indicadas (primera iteración)

Parámetro	Valor	Unidad	Ecuación
X_{B1}	-81.18	Ω	4.14
X_{A1}	-247.25	Ω	4.15
X_{B2}	-57.17	Ω	4.14
X_{A2}	344.55	Ω	4.15
C_{B1}	289.16	pF	4.16
C_{A1}	94.93	pF	4.16
C_{B2}	410.6	pF	4.16
C_{A2}	-68.13	pF	4.16

Otro método para obtener los valores de la Tabla 4.3 es utilizar herramientas computacionales como Advanced Design System (ADS). Esta plataforma permite realizar simulaciones y optimizaciones de circuitos de alta frecuencia mediante algoritmos numéricos. En particular, mediante la herramienta de optimización de ADS, es posible ingresar los parámetros eléctricos del inductor NFC y los componentes del filtro EMC. Luego, se define una función objetivo, por ejemplo, maximizar la transferencia de potencia o minimizar la impedancia reflejada en una determinada banda de frecuencia. ADS utiliza algoritmos de optimización iterativa (como el algoritmo genético, gra-

diente descendente o Quasi-Newton, entre otros) para ajustar automáticamente los valores de los componentes pasivos (capacitores y resistencias) hasta que se cumplan las condiciones deseadas. Los resultados obtenidos mediante este proceso se pueden apreciar en la Tabla 4.4, donde se destaca que coinciden con los valores obtenidos por medio del análisis teórico, lo cual valida tanto el modelo analítico como la herramienta de simulación empleada.

Cuadro 4.4: Valores de parámetros calculados por ADS

Parámetro	Valor	Unidad
C_{A1}	94.93	pF
C_{B1}	289.16	pF

Una vez obtenidos los valores teóricos de los componentes y validados mediante simulación, el siguiente paso consiste en la etapa de implementación. Para ello, se fabrica una placa de circuito impreso (PCB), la cual se muestra en el anexo correspondiente. Dado que las tolerancias de los componentes son estrictas, se requiere alcanzar los valores nominales definidos en el diseño. Para facilitar este ajuste, en el diseño de la PCB se incorporaron pads adicionales tanto para el capacitor C_a como para C_b , permitiendo realizar configuraciones en paralelo que posibiliten alcanzar el valor deseado con mayor precisión. Con este fin, se adquirió un rango amplio de capacitores cerámicos, con valores que varían desde 1 pF hasta 120 pF. En esta etapa es importante mencionar que la procedencia de los componentes provengan de distribuidores oficiales, como Digikey o Mouser, para garantizar la calidad y confiabilidad. Durante el prototipado inicial se cometió el error de adquirir componentes a través de plataformas como AliExpress, lo que resultó en un desempeño deficiente debido a la baja calidad de los elementos utilizados y solo fue hasta la adquisición de componentes de calidad que se obtuvieron los resultados deseados. Como última recomendación, antes de soldar los capacitores a la placa, es conveniente medir su valor real empleando un analizador vectorial de redes (VNA), con el fin de determinar su capacitancia real a la frecuencia de operación del sistema, y así asegurar que la única fuente de incertidumbre durante la etapa de sintonización provenga del modelo equivalente del inductor.

Al utilizar los valores de los componentes calculados en la anterior sección, el inductor NFC no queda acoplado a 50 Ohms. Esto es muy común que ocurra, por esta razón, se utilizaron técnicas de corrección, basadas en la modificación del valor de los capacitores de manera iterativa hasta encontrar los valores correspondientes que acoplen correctamente al inductor NFC a la frecuencia de operación deseada 4.2.5. Aunque el registro fotográfico del proceso de sintonización del filtro realizado de forma experimental se perdió, se cuenta con evidencia de las simulaciones que guiaron dicho procedimiento. Ahora bien, el método que se empleó en este trabajo de grado fue la sintonización experimental, mediante el procedimiento de soldar y desoldar capacitores hasta alcanzar la respuesta deseada, como se explicó en la sección 4.2.5.

Con el proceso anterior se puede modificar el modelo del inductor, y se nota que difiere del obtenido con las ecuaciones teóricas pero estas permitieron una aproximación para el diseño del filtro final del filtro

Cuadro 4.5: Modelo del inductor corregido NFC

Parámetro	Notación	Valor
Resistencia en serie	R_a	$3,7 \Omega$
Inductancia en serie	L_a	630 nH
Capacitancia en paralelo	C_a	15 pF

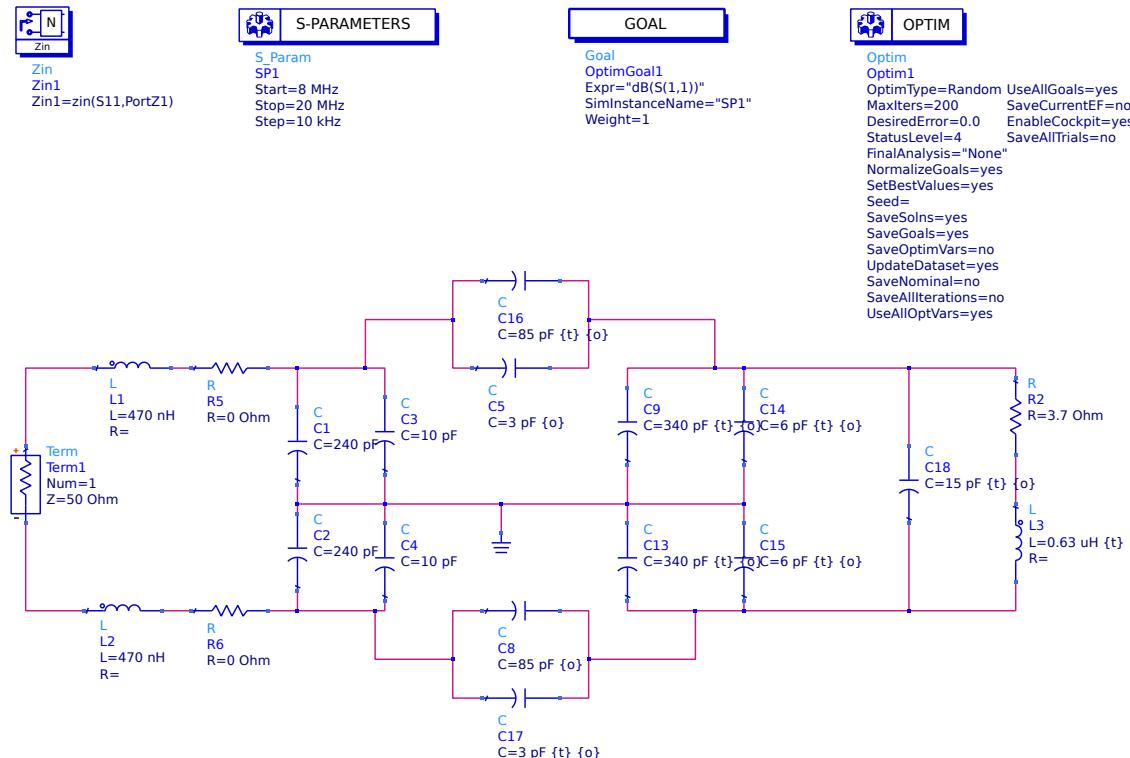


Figura 4.16: Esquemático de ADS usado para la simulación del circuito.

4.2.10. Resultados de Acople

Los resultados obtenidos en el diagrama de Smith y en los parámetros S se presentan en las figuras 4.18a y 4.18b, respectivamente. Estos resultados experimentales validan la metodología de diseño implementada, permitiendo concluir que el acoplamiento entre el inductor NFC y el controlador ha sido exitosamente alcanzado. Los componentes finalmente usados son los presentados en la tabla 4.6.

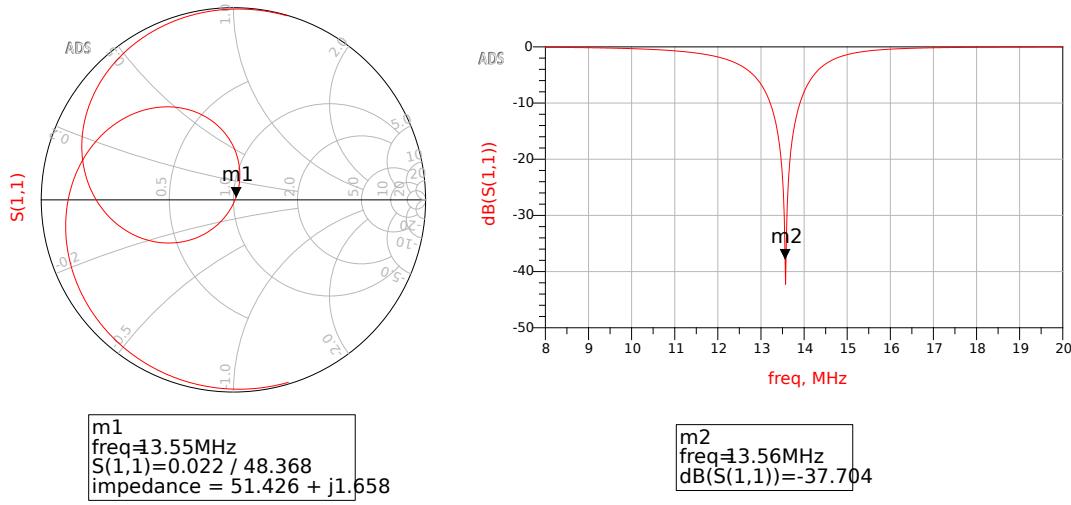


Figura 4.17: Simulaciones del diseño en ADS

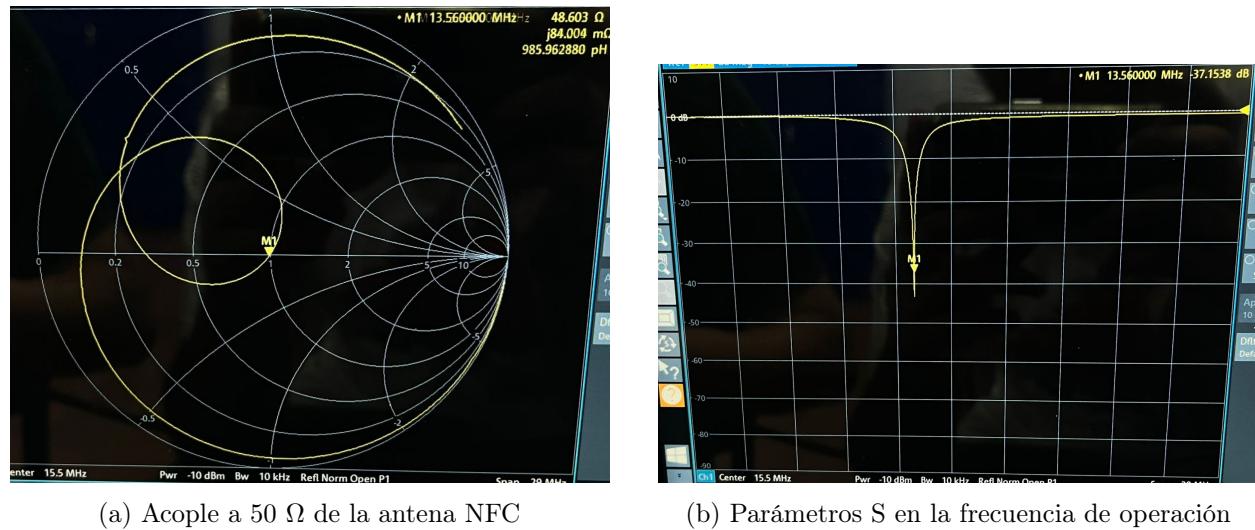


Figura 4.18: Resultados de acoplamiento y análisis en frecuencia para la antena NFC

Inicialmente, se planteó como objetivo integrar el circuito integrado NFC directamente en la

placa diseñada. Sin embargo, debido a la falta de experiencia en la manipulación de encapsulados tipo QFN (Quad Flat No-lead), los primeros dispositivos se dañaron por exceso de calor durante el proceso de soldadura. Posteriormente, se realizó una nueva adquisición de dispositivos a través de Digi-Key; no obstante, durante el receso académico del laboratorio, los componentes se extraviaron.

Con el fin de evitar retrasos en el avance del proyecto, se optó por utilizar una placa de desarrollo NFC/RFID que incorporaba el mismo circuito integrado PN532. La solución consistió en desoldar el filtro original de la placa de desarrollo desde los pines Tx1 y Tx2, y realizar una conexión directa al filtro implementado en la placa diseñada para este trabajo de grado. Asimismo, se conectó la salida del circuito receptor de la placa desarrollada al correspondiente punto de la placa de desarrollo, permitiendo así completar el sistema de prueba. Los detalles específicos del procedimiento de prueba de comunicación entre dispositivos NFC pueden consultarse en los anexos.

Cuadro 4.6: Valores de parámetros calculados según las ecuaciones indicadas (segunda iteración)

Parámetro	Valor	Unidad	Ecuación
X_{B1}	-67.65	Ω	4.14
X_{A1}	-269.7	Ω	4.15
X_{B2}	-50.64	Ω	4.14
X_{A2}	366.98	Ω	4.15
C_{B1}	346.96	pF	4.16
C_{A1}	87.04	pF	4.16
C_{B2}	463.56	pF	4.16
C_{A2}	-63.96	pF	4.16

4.2.11. Protocolo de comunicación del Host

Hasta este punto se han presentado los conceptos relacionados con el diseño de la capa física del sistema de comunicaciones NFC. En la presente sección se desarrolla y analiza el protocolo de comunicación empleado para establecer una conexión peer-to-peer entre dos módulos PN532, que corresponde a la capa de enlace de datos. El propósito principal es permitir la comunicación directa entre dos host a través de un enlace NFC (Near Field Communication). Como parte de la validación experimental en laboratorio, se empleará el protocolo HSU (High Speed UART), utilizando un convertidor USB-TTL como interfaz de comunicación. El manual de usuario del dispositivo [4] muestra que la estructura de tramas utilizada en la comunicación entre el host y el PN532 se compone de varios campos que permiten el intercambio de datos entre dispositivos 4.19. Esta trama inicia con un Preamble de 1 byte con valor 0x00, seguido por un Start Code de 2 bytes, cuyos valores son 0x00 y 0xFF. A continuación, se incluye el campo LEN, que indica en 1 byte la cantidad de datos contenidos en el campo de información (incluyendo TFI y desde PD0 hasta PDn), seguido del byte LCS (Longitud Checksum), el cual cumple la relación: byte menos significativo de $[LEN + LCS] = 0x00$. Luego se encuentra el campo TFI (identificador de trama) de 1 byte, que indica el origen de la trama: 0xD4 si proviene del host hacia el PN532, o 0xD5 si va en sentido contrario. El campo DATA contiene $(LEN - 1)$ bytes de datos, donde el primer byte (PD0) corresponde al código de comando. Posteriormente, se incluye el byte DCS (Checksum de datos), el cual debe satisfacer la relación: byte menos significativo de $[TFI + PD0 + PD1 + \dots + PDn + DCS] = 0x00$. Finalmente, la trama se cierra con el Postamble, de 1 byte con valor 0x00. Cabe destacar que la cantidad máxima de datos que pueden ser transmitidos mediante esta estructura es de 255 bytes, incluyendo el byte TFI.

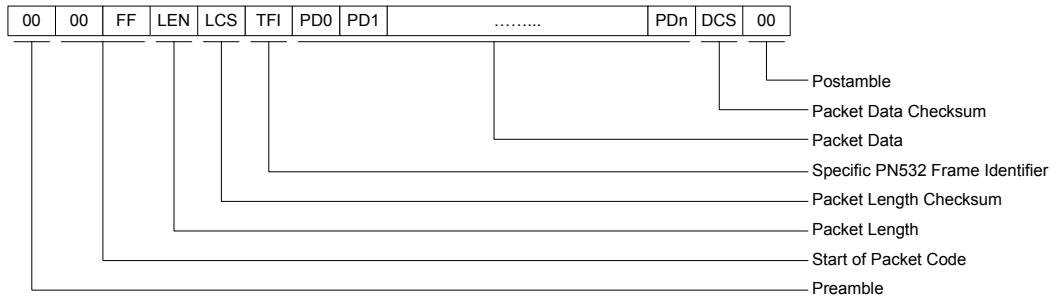


Figura 4.19: Formato de la trama para la comunicación entre el host y el PN532. Fuente: [4]

El manual indica un mensaje denominado ACK (Acknowledgment) que es una trama de reconocimiento utilizado en la comunicación entre el host y el módulo PN532 para confirmar la recepción correcta de una trama. Esta respuesta no contiene datos, sino que simplemente indica que el mensaje anterior fue recibido sin errores de forma o checksum. La trama ACK tiene un formato fijo de 6 bytes. Si el dispositivo no responde con esta secuencia, se considera que ocurrió un error en la transmisión o que el dispositivo no ha recibido correctamente la trama enviada. El formato de la trama se puede apreciar en la figura 4.20

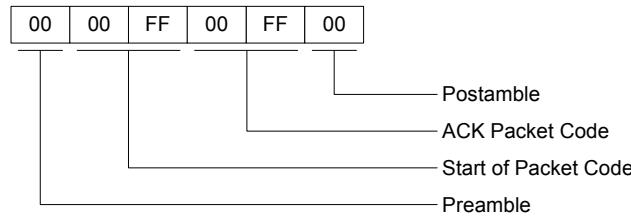


Figura 4.20: Formato de la trama de confirmación ACK. Fuente: [4]

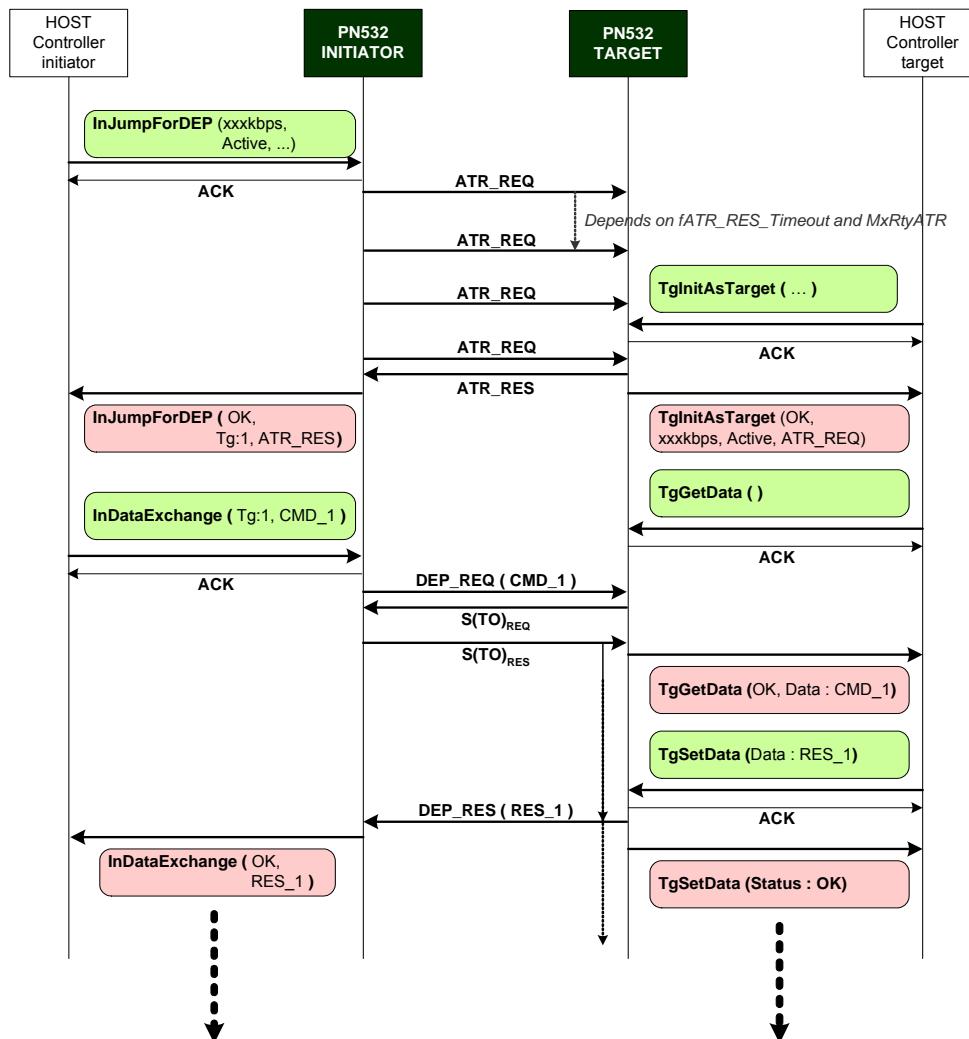


Figura 4.21: Protocolo de comunicación activa peer to peer entre dos Hosts. Fuente: [4]

Los comandos utilizados para la comunicación peer-to-peer se resumen en la tabla 4.7. Para obtener información detallada sobre el funcionamiento y la estructura de cada uno, se puede consultar el manual de usuario proporcionado por el fabricante. Con base en esta información, se desarrolló un script en Python (ver Anexos) que permite generar automáticamente las tramas correspondientes a los comandos tanto del host iniciador como del host receptor. Este script facilita la implementación práctica del protocolo de comunicación, cuya estructura general se muestra en la Figura 4.21. De esta manera, se asegura una comunicación entre ambos dispositivos, acorde con los estándares definidos por el sistema.

Cuadro 4.7: Resumen de comandos seleccionados para comunicación P2P con PN532

Comando	PN532 como Iniciador	PN532 como Tarjeta	Código del Comando
InJumpForDEP	X		0x56
TgInitAsTarget		X	0x8C
InDataExchange	X		0x40
TgGetData		X	0x86
TgSetData		X	0x8E

Conceptos y diseño de la etapa de transmisión de potencia

5.1. Fundamentos y Esquema General

El elemento central en un sistema de transferencia de energía inductiva (IPT) son los inductores acoplados. Cuando la corriente fluye a través de un inductor, se genera un campo magnético. Una corriente constante inducirá un campo magnético constante, mientras que una corriente que varía en el tiempo inducirá un campo magnético variable [24]. Los inductores cercanos generarán una corriente a medida que el flujo magnético variable permea el inductor, tal como lo establece la ley de Faraday. Cuando una corriente alterna circula por una bobina, esta crea un campo magnético que se acopla a la bobina secundaria e induce un voltaje en ella. De esta manera, la energía se transfiere de una bobina a otra [25]. En esta sección se explorará el proceso de diseño de un sistema de transferencia inalámbrica de energía (WPT) mediante acoplamiento inductivo. Para comprender el diseño de sistemas, primero debemos estudiar el acoplamiento inductivo. Se cubrirán conceptos básicos como la forma del inductor, el factor de calidad y el factor de acoplamiento, que son factores para maximizar la eficiencia de la transferencia de energía. Luego, se analizarán dos topologías de compensación básicas para ajustar la resonancia del sistema y mejorar la eficiencia de la transferencia de energía. Además, se introducirán convertidores de alta frecuencia, encargados de generar la señal de potencia requerida, y rectificadores de alta frecuencia y alta eficiencia que convierten la energía generada en una forma adecuada para alimentar los módulos. Todos estos elementos se pueden observar en la Figura 5.1, donde se destacan los componentes básicos de la construcción típica de un sistema de transmisión inalámbrica de energía (WPT, por sus siglas en inglés).

5.1.1. Diagrama de Bloques del Sistema WPT

Una construcción típica de sistemas WPT de acoplamiento de campo magnético se compone de cuatro etapas principales, ilustradas en la figura 5.1 . Primero, un convertidor DC-AC convierte la energía de corriente directa en señales de corriente alterna de alta frecuencia necesarias para establecer el campo magnético oscilante que permite la transferencia de energía entre las bobinas de transmisión y recepción en el sistema de enlace inductivo. Luego, se implementa una etapa de compensación primaria que permite ajustar la resonancia del sistema y mejorar el acoplamiento magnético entre las bobinas de transmisión y recepción. Esta compensación permite maximizar la transferencia de energía y reducir las pérdidas en el sistema. La siguiente etapa consiste en dos bobinas, que funcionan como un transformador al lograr el acoplamiento del campo magnético entre

ellas. Este acoplamiento permite la transferencia de energía a través del enlace inductivo. A esto le sigue un segundo nivel de compensación, llamado compensación secundaria, que ajusta la resonancia del circuito de recepción para mejorar la transferencia de energía desde la bobina receptora hacia la última etapa del sistema. Finalmente, el convertidor AC-DC rectifica la señal de corriente alterna recibida y la convierte nuevamente a corriente para que la utilice el dispositivo de destino.

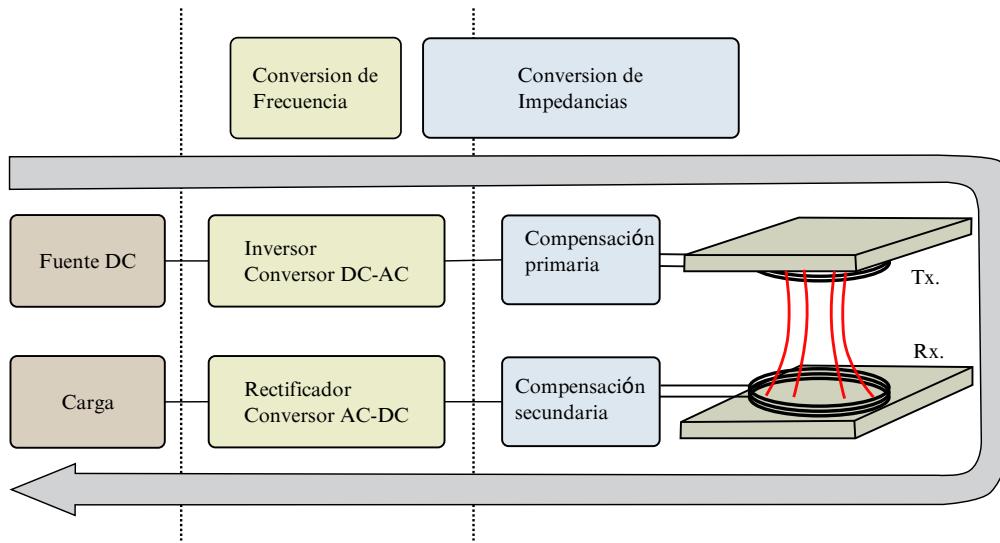


Figura 5.1: Esquema con las etapas de conversión de energía y el flujo de potencia entre el transmisor (Tx) y el receptor (Rx)

5.2. Proceso de Diseño del Sistema

El procedimiento para diseñar un sistema de transmisión de energía inalámbrica se ilustra en la figura 5.3. Se sigue el proceso de diseño propuesto por [24], el cual puede estructurarse esencialmente en tres etapas: definición de requerimientos, análisis magnético y análisis eléctrico. El proceso comienza estableciendo las restricciones del problema, las cuales dependen del contexto en el que se desplegará o funcionará el sistema. Primero, se determina la potencia máxima a transmitir, lo que define la resistencia de carga, la fuente de alimentación de la estación y la eficiencia requerida. Una vez establecidos estos parámetros, se analizan otros factores característicos de un sistema WPT, como la distancia de transmisión, posibles desalineamientos entre inductores, su separación y otros aspectos relevantes.

Una vez definidas estas restricciones, la segunda etapa comprende un análisis magnético. Esto incluye la determinación de los elementos de un inductor, como el uso de materiales ferromagnéticos, como la ferrita, que mejoran la eficiencia y evitan interferencias en otras etapas del sistema. Además, se realiza un análisis magnético de los cables del inductor para evaluar su resistencia a altas frecuencias y considerar efectos como el skin effect y la proximidad. También se analizan factores como la geometría del inductor y el factor de acoplamiento, entre otros. El objetivo de esta etapa

es identificar los factores más relevantes para cumplir con los requerimientos definidos previamente y decidir entre la fabricación o compra de los inductores según las especificaciones establecidas. A partir de este análisis magnético, se extraen los parámetros eléctricos del sistema y se evalúan el factor de acoplamiento y la frecuencia de auto-resonancia. Con estos valores, es posible predecir el rendimiento eléctrico del enlace inductivo.

La siguiente etapa consiste en un análisis eléctrico, que puede subdividirse en tres partes: compensaciones, rectificador e inversor. Como primer paso, se realiza un análisis de impedancias de las distintas configuraciones de compensación, lo que permite evaluar aspectos como la amplificación, la potencia de entrada y salida, y la eficiencia del sistema. El objetivo principal es determinar, a partir de los valores de inductancia, factor de acoplamiento, frecuencia y factor Q de la etapa anterior, la combinación óptima de resistencia de carga que maximice la eficiencia del sistema. Con la resistencia óptima definida, se procede al diseño de un rectificador de alta eficiencia a la frecuencia de transmisión. En esta etapa, se evalúan diferentes tipos de rectificadores para garantizar que la impedancia equivalente del rectificador coincida con el punto de máxima eficiencia o, al menos, se mantenga dentro del rango de eficiencia establecido en los requerimientos. Una vez diseñado el rectificador, se realiza la simulación de la compensación junto con el rectificador. Si el rendimiento obtenido no cumple con los requerimientos establecidos, se ajusta el tipo de compensación hasta alcanzar el desempeño deseado. Cuando se logra el rendimiento óptimo, se procede con el diseño de la última etapa del sistema: el inversor. Esta etapa se encarga de transformar la señal de corriente continua en una señal alterna, lo que permite generar un campo magnético alterno en la bobina del lado primario para la transmisión de potencia. Se evalúan los diferentes tipos de inversores utilizados en sistemas WPT y se selecciona el más adecuado para la aplicación. Por último, se realiza la simulación del sistema completo y se evalúa si el rendimiento obtenido es el adecuado y listo para la implementación.

5.3. Requerimientos y características en Wireless Power Transfer

Tal como se mencionó en las secciones iniciales de este documento, el objetivo principal es desarrollar una solución que sea aplicable en la estación PhenoAgro. Este proceso implica tener en cuenta una serie de restricciones que deben ser consideradas y que, a su vez, se transforman en requerimientos específicos para el diseño de la solución, así como en parámetros técnicos que guiarán su implementación. Los requerimientos que guían el diseño de la solución se dividen principalmente en tres áreas: mecánicos, eléctricos y de comunicación.

- El tamaño máximo de los inductores está limitado al tubo de la estación que resguarda los circuitos, cuenta con un espacio circular de 6 cm de diámetro, lo que quiere decir que no se puede sobrepasar dicha medida.
- Existe una separación entre la conexión de los diferentes módulos de la estación. Dicha separación, aunque de algunos milímetros, será importante a tener en cuenta para parámetros como el factor de acoplamiento.

- Debido a que se va a transmitir potencia y datos de forma simultánea, las frecuencias deben estar lo suficientemente alejadas entre sí para evitar interferencias en la comunicación entre módulos. La frecuencia de operación para la comunicación por campo cercano es de 13.56 MHz. Tal como se puede apreciar en la ilustración 5.2.
- Para suplir las necesidades de potencia de la estación, se debe transmitir a la salida del sistema una potencia de 90 mW, con un voltaje de salida de 6 V.

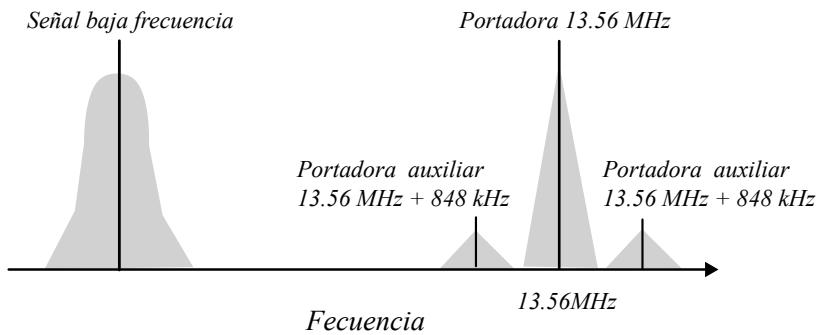


Figura 5.2: Espectro para la transmisión simultánea de datos y potencia

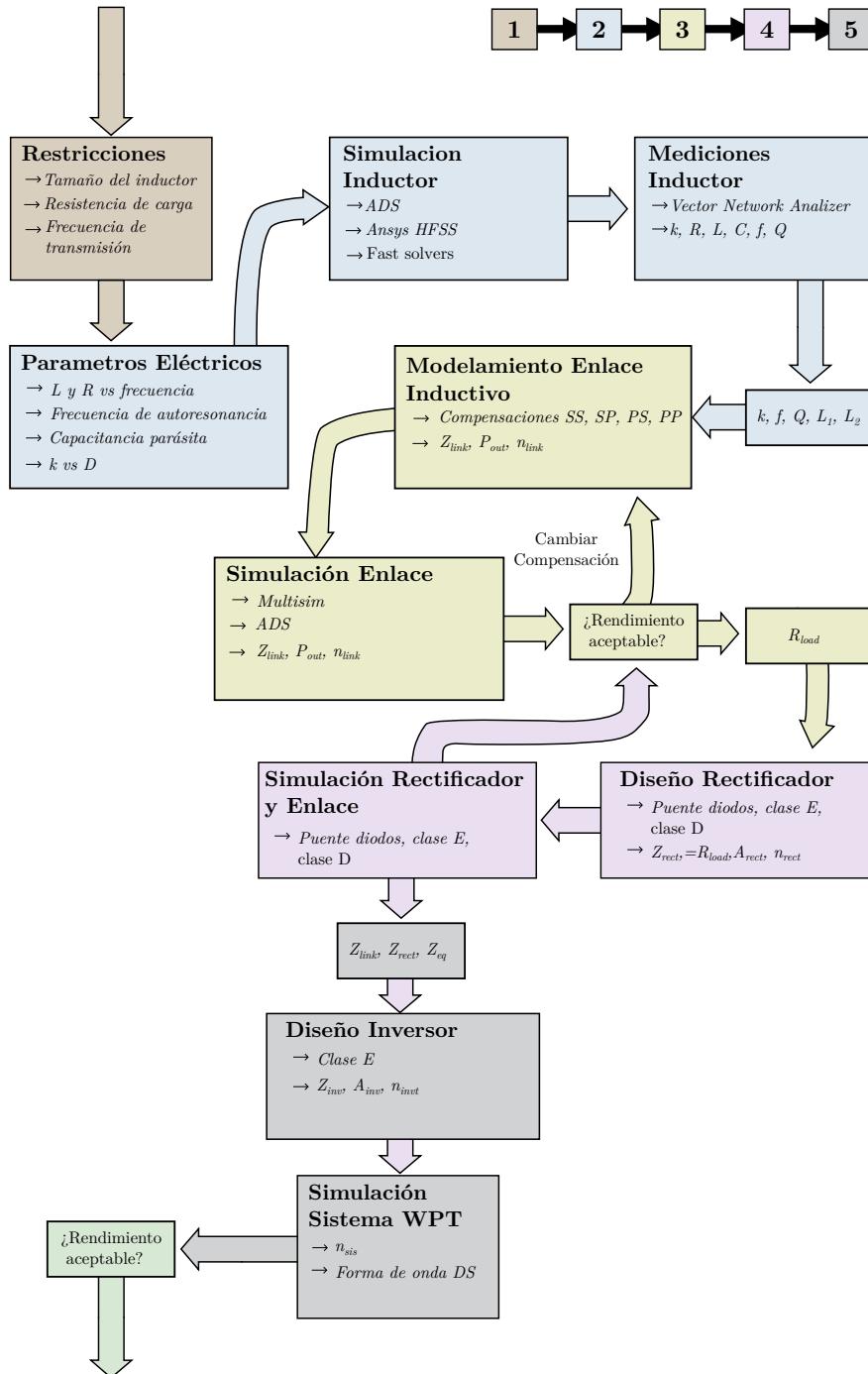


Figura 5.3: Procedimiento de diseño para un sistema de transmisión inalámbrico

5.4. Enlace inductivo

5.4.1. Eficiencia en Enlaces Inductivos

La eficiencia de un enlace inductivo es la medida que indica qué tan eficazmente se transfiere la energía desde una bobina emisora (primaria) a una bobina receptora (secundaria) a través de un campo magnético. Se calcula como el cociente entre la potencia recibida por la bobina receptora y la potencia entregada a la bobina emisora. Una eficiencia del 100 % indicaría que no hay pérdidas durante la transferencia, aunque en la práctica siempre existen pérdidas debido a factores como la resistencia de las bobinas, pérdidas por corrientes parásitas y dispersión del campo magnético.

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} \times 100 \quad (5.1)$$

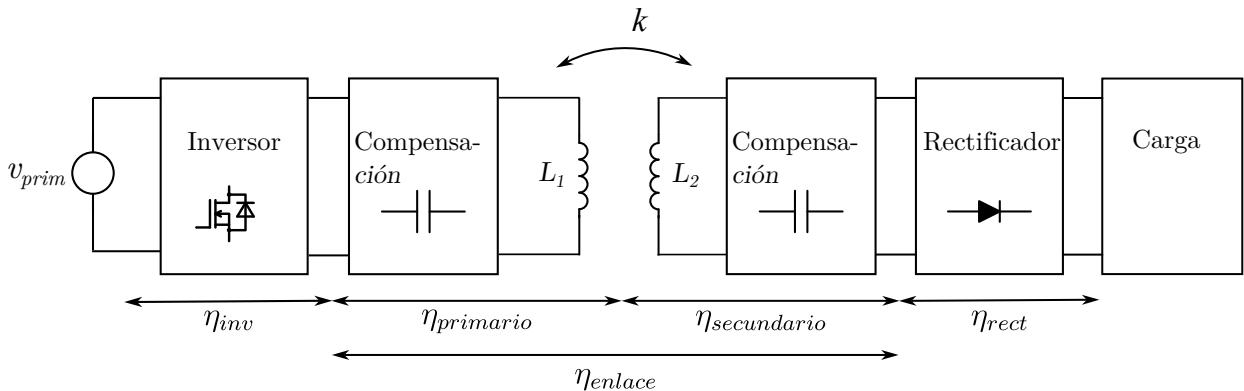


Figura 5.4: Eficiencia del sistema con sus subsistemas

Como se ilustra en la figura 5.1, un sistema de transmisión de energía inalámbrico se compone de diferentes etapas. Estas etapas incluyen el circuito transmisor, el acoplamiento inductivo y el circuito receptor y cada una de las cuales tiene una eficiencia asociada; esto se ve representado en la figura 5.4. La eficiencia total del sistema puede expresarse en función de las eficiencias individuales de los subsistemas involucrados, como se muestra en la ecuación (2):

$$\eta_{\text{total}} = \eta_{\text{inversor}} \cdot \eta_{\text{inductores}} \cdot \eta_{\text{rectificador}} \quad (5.2)$$

El objetivo principal es maximizar la eficiencia del sistema minimizando las pérdidas en cada uno de los subsistemas. Es importante aclarar que la eficiencia de conversión de potencia en cada sección debe optimizarse considerando su interacción con las otras, pues no son independientes entre sí. Es decir, el diseño de un rectificador impactará de alguna manera en el diseño del inversor, es por esto que es esencial diseñar simultáneamente un inversor, las bobinas de acoplamiento y un rectificador óptimos, ya que el sistema WPT debe concebirse como una unidad integrada de tres componentes. Para maximizar la eficiencia del sistema, es fundamental elegir inversores y rectificadores que sean altamente eficientes a altas frecuencias, ya que la eficiencia de estos componentes afecta directamente

la eficiencia total del sistema y, además, asegurar que los tres elementos se integren adecuadamente en términos de impedancia y potencia para optimizar la transferencia de energía y minimizar las pérdidas.

5.5. Caracterización de Inductores Acoplados

El proceso comienza con la caracterización y análisis de un par de inductores acoplados, lo que constituye la base para desarrollar el sistema WPT. El objetivo de esta sección es identificar los parámetros clave que permitan modelar el sistema y optimizar su rendimiento. El capítulo se estructura de la siguiente manera: en primer lugar, se analizan los parámetros relevantes de los inductores según el criterio de alcanzar la eficiencia objetivo planteado como requerimiento al inicio del documento. A continuación, se realiza un análisis magnético de los inductores, lo que permitirá tomar decisiones sobre cuáles serán los parámetros con más peso para la implementación de los inductores, con el fin de lograr la eficiencia deseada y evitar interferencias con los demás circuitos de la estación PhenoAgro. Al finalizar la caracterización de los inductores, se obtendrán los valores necesarios para proceder con la siguiente etapa: el modelado del enlace.

Para caracterizar un par de inductores acoplados, es necesario considerar esencialmente tres parámetros: las inductancias propias, L_1 y L_2 , y la inductancia mutua, $M = k\sqrt{L_1 L_2}$, donde k es el coeficiente de acoplamiento. Para determinar qué parámetros de la bobina deben optimizarse, se realiza el análisis descrito en la referencia [25]. Como se mencionó en secciones anteriores, las bobinas ideales difieren de las reales en que estas últimas presentan una capacitancia parasitaria y una resistencia interna como se muestra en la figura 4.1. A diferencia de una aplicación en NFC en una aplicación de WPT el efecto de la capacitancia parasitaria puede considerarse despreciable, ya que se utilizan configuraciones resonantes (compensaciones) para optimizar la transferencia de energía. Así, el diseño del sistema está orientado a que las inductancias y capacidades externas controlen la resonancia, mientras que la capacitancia parasitaria tiene un efecto pequeño que no altera significativamente el comportamiento general del sistema. El factor más importante en un sistema WPT, cuando se trata de inductores reales, es la resistencia asociada. Esto se debe a que, al circular una corriente a través del inductor, esta resistencia disipa potencia en los cables del inductor, lo que se traduce en pérdidas y reduce la eficiencia del sistema. El diseño óptimo de un sistema de transferencia de energía inalámbrica (WPT) comienza con el diseño de las bobinas. Para analizar las pérdidas en el enlace inductivo, este modelo considera únicamente las pérdidas asociadas a los inductores. A partir de esto, se deriva la ecuación 5.3 que describe la máxima eficiencia que se puede alcanzar en un enlace inductivo [26], en función del factor de acoplamiento k y los factores de calidad de las bobinas, Q_1 y Q_2 :

$$\eta_{max} = \frac{k^2 Q_1 Q_2}{(1 + \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2})^2} \quad (5.3)$$

Donde Q_1 y Q_2 son los factores de calidad de las bobinas que son una medida de la eficiencia con la que una bobina almacena y transfiere energía en forma de campos magnéticos. Un factor Q

alto indica que el inductor tiene bajas pérdidas resistivas y es capaz de resonar de manera eficiente, lo que mejora la transferencia de energía. Estos se definen como lo indica la ecuación 5.4

$$Q_1 = \frac{\omega L_1}{R_1} \quad \text{y} \quad Q_2 = \frac{\omega L_2}{R_2} \quad (5.4)$$

Donde L_1 y L_2 son las inductancias propias y R_1 y R_2 las resistencias de la bobina. De aquí se puede obtener una figura de mérito $FOM = k^2 Q_1 Q_2$, la eficiencia se maximiza cuando $k Q_1 Q_2$ es maximizada. La figura 5.5 describe la máxima eficiencia en función del factor de acoplamiento y variando el factor de calidad de las bobinas.

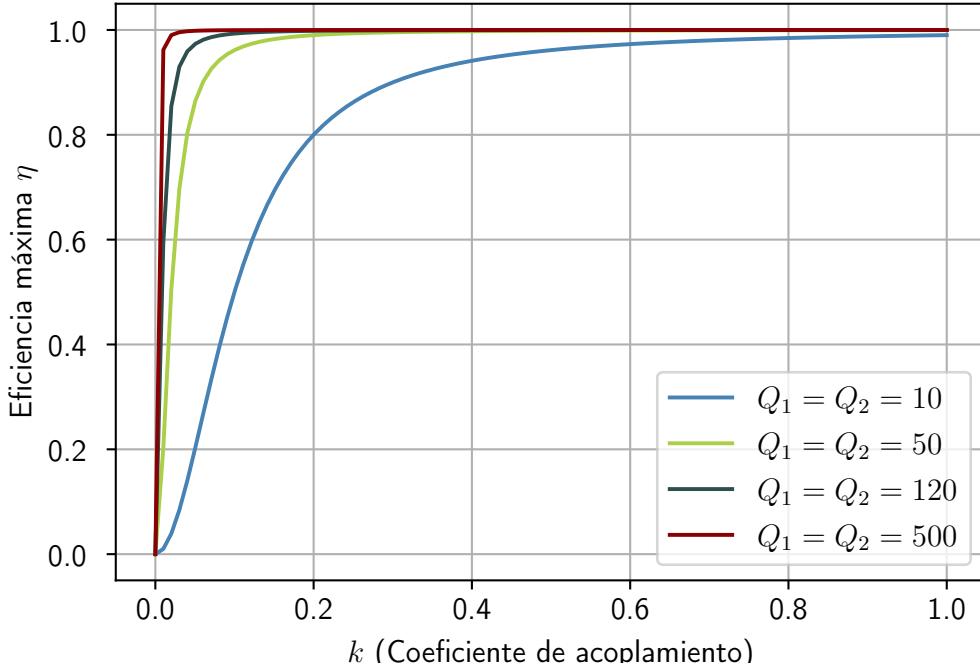


Figura 5.5: Eficiencia máxima en función del coeficiente de acoplamiento k para diferentes valores de $Q_1 = Q_2$.

5.5.1. Influencia del Factor de Calidad (Q)

El factor de calidad (Q) de una bobina representa la relación entre la potencia que puede transmitir (energía almacenada reactiva) y las pérdidas que presenta (energía disipada), y por tanto es una medida de eficiencia para el enlace inductivo. Esta depende de la geometría, tamaño y características eléctricas. Tal como indica la ecuación 5.3, a mayor factor de calidad se obtiene una mayor eficiencia máxima. En la figura 5.6, se puede ver un gráfico en 3D que muestra la variación del factor de calidad y el factor de acoplamiento. Como es de esperarse, se observa que la eficiencia

aumenta a medida que el factor de acoplamiento y el factor de calidad incrementan. Al analizarla, la conclusión es clara: para operar en una región de bajo factor de acoplamiento, es decir, en la región subacoplada, se requieren bobinas con un factor de calidad elevado. Lo importante a notar es que el peso del factor de calidad (Q) es mayor en la eficiencia del enlace; por lo tanto, es necesario asegurar que el factor de calidad de las bobinas sea lo más alto posible para maximizar la eficiencia del sistema. Por tanto, uno de los criterios para la selección de los inductores es que su factor de calidad sea lo suficientemente alto.

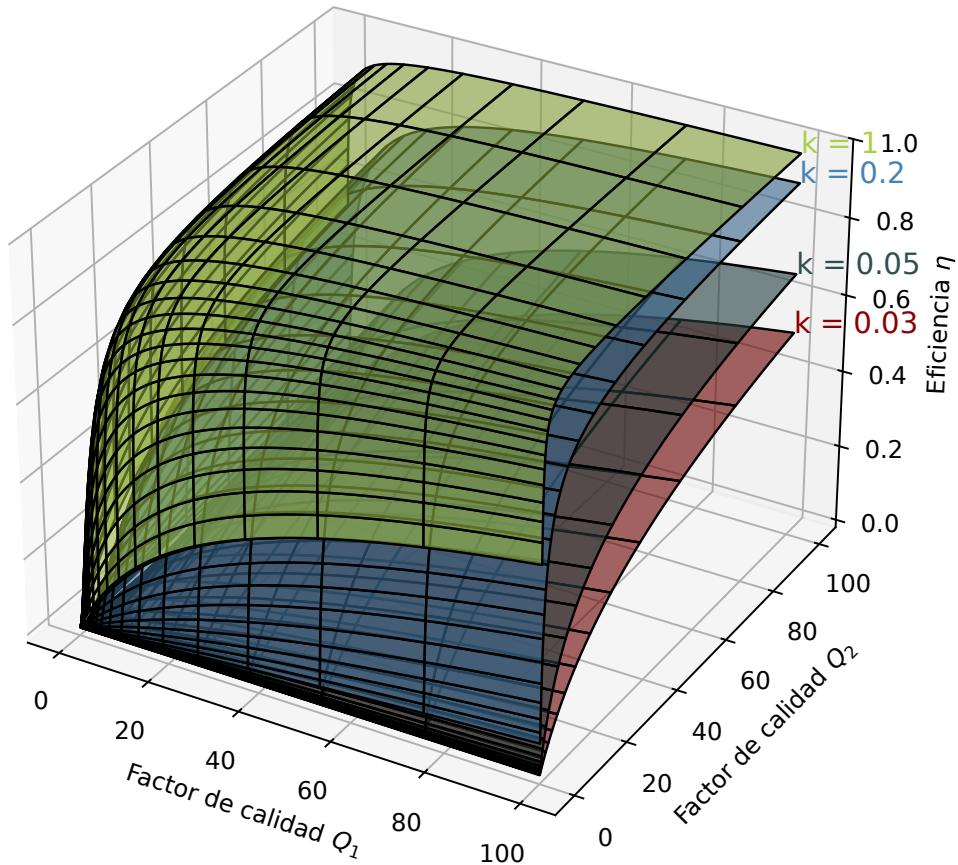


Figura 5.6: Eficiencia máxima en función del coeficiente de acoplamiento k para diferentes valores de Q_1 y Q_2

Es importante señalar que la predicción analítica de la eficiencia proporcionada por la ecuación 5.3 se refiere únicamente al componente principal de la eficiencia del enlace inductivo, sin considerar elementos como el inversor o el rectificador, y este valor representa la eficiencia máxima que se puede alcanzar. En consecuencia, la eficiencia total estimada del sistema DC-DC es menor a la proporcionada por la ecuación 5.3.

Incrementar el factor de calidad (Q) implica incrementar la inductancia. Sin embargo, para aumentar la inductancia, según la ecuación 5.3, se requiere aumentar el número de vueltas de la bobina. No obstante, al incrementar el número de vueltas, también se aumenta la resistencia. Por lo tanto, existe una relación de compromiso entre la inductancia y la resistencia del inductor, ya que mejorar uno de estos parámetros puede afectar negativamente al otro. Para seleccionar el tipo de inductor adecuado para nuestra aplicación, se requiere profundizar en los elementos que conforman el modelo de un inductor real. A partir de la ecuación, se observa que el factor de calidad (Q) está relacionado con la resistencia inherente de los inductores. Por lo tanto, la investigación inicia con el análisis de la denominada resistencia en serie de un inductor, la cual representa las pérdidas asociadas.

5.5.2. Resistencia Serie y Efectos Parásitos

Los inductores reales presentan cierta resistencia inherente al material con el que están construidos. Como resultado, cuando la corriente eléctrica pasa a través del inductor, una parte se transforma en calor debido al efecto Joule, lo que ocasiona una disminución en la eficiencia del enlace inductivo. Este fenómeno se modela como una resistencia DC que puede ser directamente calculada con la expresión 5.5 y únicamente depende de la longitud total del cable del inductor, el área transversal y el tipo de material de las pistas [27].

$$R_{DC} = \frac{L}{\sigma A} \quad (5.5)$$

Cuando se trabaja con señales de alta frecuencia, además de la resistencia DC, es importante tener en cuenta otros fenómenos que surgen debido a la corriente alterna. Entre estos, se encuentran el efecto skin, en el que la corriente tiende a concentrarse en la superficie del conductor, y el efecto de proximidad, que ocurre cuando los conductores cercanos afectan la distribución de la corriente. Ambos fenómenos aumentan la resistencia total, lo que reduce la eficiencia del sistema. Por eso, es clave considerar estos efectos al diseñar circuitos que operan a altas frecuencias. Finalmente, la resistencia total es la que se describe en la ecuación 5.6

$$R_{total} = R_{DC} + R_{skin} + R_{proximidad} \quad (5.6)$$

5.5.3. Consideraciones del Efecto Skin en Inductores de Alta Frecuencia

El efecto skin es un fenómeno físico que ocurre cuando una corriente alterna pasa a través de un conductor, haciendo que la mayor parte de la corriente fluya cerca de la superficie del conductor, mientras que en su interior la corriente es mucho menor. Este efecto se vuelve más pronunciado a medida que aumenta la frecuencia de la corriente alterna. En los conductores de mayor frecuencia, como los que se utilizan en sistemas WPT o en aplicaciones de alta frecuencia, el efecto skin aumenta la resistencia efectiva del conductor, lo que resulta en mayores pérdidas de energía. Esto se debe a que la corriente tiende a concentrarse en una capa superficial más delgada, reduciendo la cantidad de material conductor disponible para el flujo de corriente. La figura ??.

La profundidad pelicular δ pese a ser comparable a la altura de la pista, la zona conductora de la anchura se reducirá, limitando el área efectiva del conductor, existiendo una concentración muy superior de corriente en la superficie del conductor respecto al interior. La distancia dentro de un conductor a la que la densidad de corriente disminuye aproximadamente a $1/e$, alrededor del 37%, de su valor en la superficie debido al efecto skin o efecto pelicular se la conoce como profundidad de penetración o skin depth y se calcula con la ecuación 5.7.

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}} \quad (5.7)$$

Este fenómeno ocurre en corrientes alternas (AC) de alta frecuencia, donde la corriente tiende a concentrarse en las capas más externas del conductor, reduciendo la corriente en su interior. La ecuación 5.8 permite calcular el valor de la resistencia debido a este fenómeno es:

$$R_{skin} = R_{DC} \frac{t_0}{\delta \left(1 - e^{-\frac{t_0}{\delta}}\right)} \frac{1}{1 + \frac{t_0}{w}} \quad (5.8)$$

Donde t_0 es el grosor de la pista del PCB, generalmente $35\mu M$ para PCBs estándar con recubrimiento. Para observar cómo es el comportamiento de la corriente debido a este efecto y siguiendo el procedimiento propuesto en [28], se realizó la simulación en Ansys. En la figura 5.7 se puede apreciar como la densidad de carga tiende a acumularse en la superficie reduciendo el área conductora y por tanto, aumentando la resistencia del inductor.

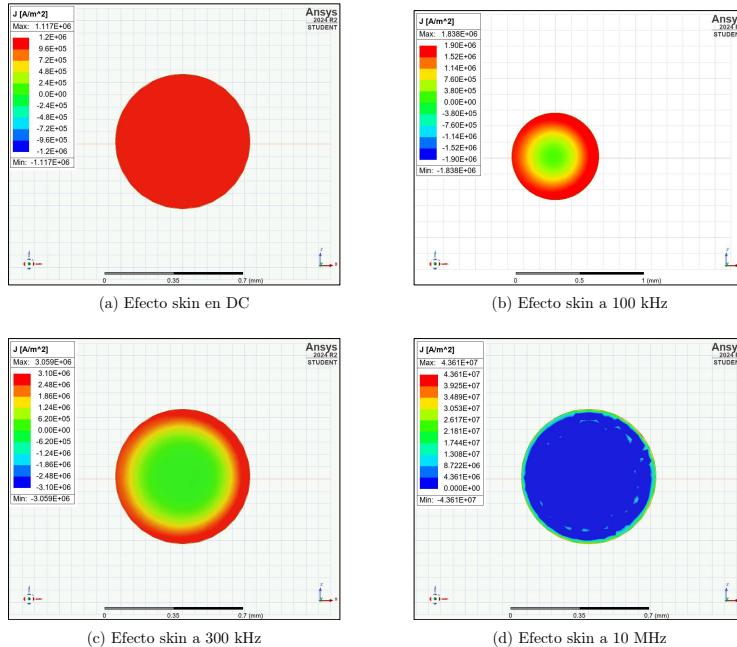


Figura 5.7: Simulación de la distribución de la corriente superficial en un conductor a diferentes frecuencias.

5.5.4. Consideraciones del Efecto Proximidad en Inductores de Alta Frecuencia

El efecto de proximidad se refiere a la influencia que un conductor cercano puede tener sobre la distribución de corriente en otro conductor, cuando ambos conductores están sujetos a campos magnéticos mutuos. Este fenómeno se observa principalmente cuando se utilizan corrientes alternas y se presenta cuando un conductor cercano altera el flujo de corriente en el otro, afectando su distribución. Al igual que el efecto skin, el efecto proximidad provoca un aumento en la resistencia total del sistema [29], ya que la corriente en un conductor no se distribuye uniformemente debido a la presencia de un conductor cercano. Este fenómeno tiende a concentrar la corriente en las regiones más alejadas de los conductores cercanos, lo que puede provocar pérdidas adicionales y afectar la eficiencia del sistema. Este efecto se puede apreciar en la figura 5.8

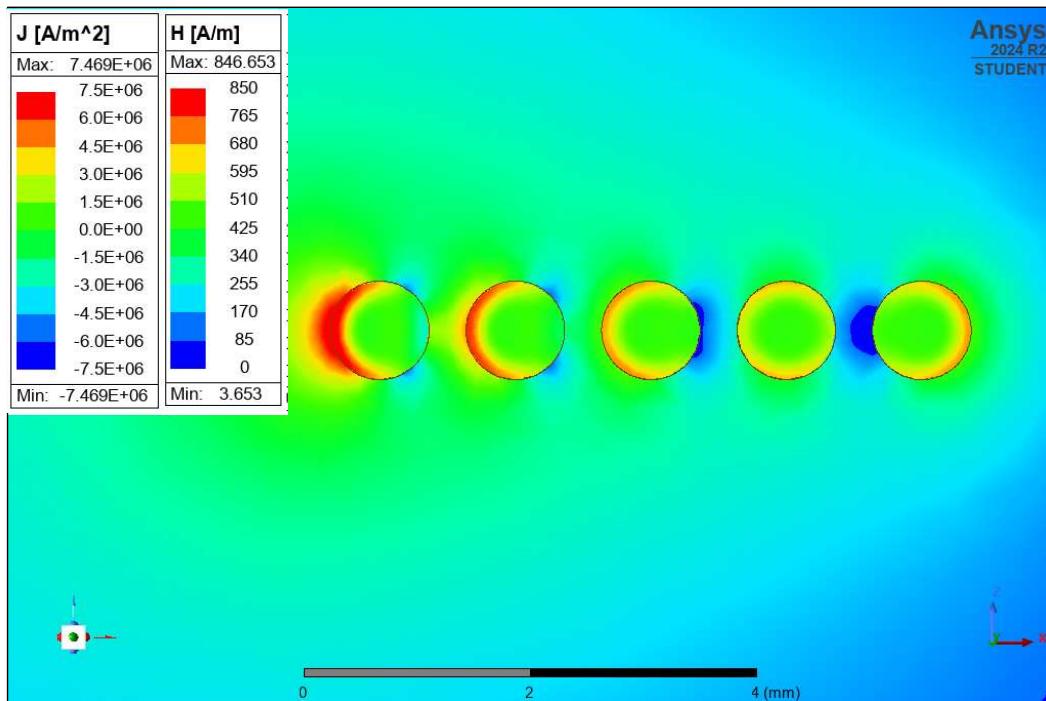


Figura 5.8: Simulación en Ansys Maxwell del efecto proximidad en un inductor

5.5.5. Validación Experimental

Inicialmente, se había planteado realizar simulaciones numéricas en ANSYS para estudiar el comportamiento de diferentes inductores a distintas frecuencias, con el fin de evidenciar los efectos de proximidad y de piel. Sin embargo, dado que la universidad dispone del equipamiento adecuado y de los componentes necesarios para efectuar estas mediciones de manera experimental, se optó por llevar a cabo una caracterización práctica. Para el estudio se utilizó un conjunto amplio de inductores disponibles en el laboratorio, abarcando un rango amplio de valores inductivos. Las mediciones se

realizaron empleando un analizador vectorial de redes (VNA), mediante el cual, a partir del análisis de los parámetros de dispersión (S -parámetros), fue posible obtener la impedancia compleja de cada inductor en función de la frecuencia.

Cuadro 5.1: Inductancia y resistencia medida de inductores a distintas frecuencias. * A esta frecuencia de operación el inductor tiene un comportamiento capacitivo

Inductor (μH)	100 kHz L_{med} / R_{med}	700 kHz L_{med} / R_{med}	1 MHz L_{med} / R_{med}	6.75 MHz L_{med} / R_{med}
1	0.7 / 30 m Ω	0.7 / 130 m Ω	0.7 / 150 m Ω	0.7 / 820 m Ω
2.2	2 / 80 m Ω	2 / 220 m Ω	2 / 300 m Ω	1.95 / 2 Ω
3.3	2.57 / 60 m Ω	2.5 / 250 m Ω	2.48 / 350 m Ω	2.5 / 2.6 Ω
4.3	4.38 / 100 m Ω	4.24 / 460 m Ω	4.2 / 600 m Ω	4.3 / 5.6 Ω
6.8	6.7 / 120 m Ω	6.56 / 500 m Ω	6.5 / 680 m Ω	6.72 / 7.5 Ω
10	9.5 / 180 m Ω	9.3 / 950 m Ω	9.2 / 1.2 Ω	9.9 / 13 Ω
15	13.86 / 220 m Ω	13.6 / 1.5 Ω	13.5 / 2 Ω	15.8 / 26 Ω
22	21.5 / 316 m Ω	21.2 / 2.3 Ω	21.2 / 2.66 Ω	26 / 54 Ω
33	30.6 / 407 m Ω	30 / 2.6 Ω	29.6 / 4.8 Ω	26 / 1.54 Ω
47	44.8 / 720 m Ω	44.1 / 4.3 Ω	42.7 / 5.1 Ω	49.2 / 110 Ω
68	64.5 / 950 m Ω	65.4 / 6 Ω	66 / 9.8 Ω	110 / 500 Ω
100	99.8 / 1.4 Ω	100 / 8.3 Ω	102 / 14.5 Ω	680 / 20 k Ω
150	143 / 2.1 Ω	145 / 12 Ω	149 / 22 Ω	6.8 pF * / 230 Ω
220	203 / 2.7 Ω	210 / 19 Ω	219 / 34 Ω	7 pF* / 150 Ω

La Tabla 5.1 presenta los resultados de la caracterización experimental de una serie de inductores de distintos valores nominales, midiendo su inductancia efectiva y resistencia en corriente alterna a frecuencias de 100 kHz, 700 kHz, 1 MHz y 6.75 MHz. Se observa que, a medida que aumenta la frecuencia, la resistencia equivalente en AC crece considerablemente. Este fenómeno está relacionado con efectos electromagnéticos que se intensifican a frecuencias elevadas y que provocan una redistribución de la corriente en los conductores. En inductores de valores elevados, donde se requieren más vueltas de hilo, la resistencia aumenta de forma significativa, debido al efecto proximidad. Por ejemplo, el inductor de 47 μH presenta una resistencia de 720 m Ω a 100 kHz y alcanza 5,1 Ω a 1 MHz, aumentando hasta 49,2 Ω a 6.75 MHz. En contraste, los inductores de menor valor nominal presentan resistencias mucho menores incluso a altas frecuencias. Esto se debe a que requieren menos espiras, y por tanto utilizan menos conductor. El inductor de 1 μH , por ejemplo, solo alcanza 820 m Ω a 6.75 MHz, lo que indica que su comportamiento sigue siendo razonablemente eficiente en ese rango.

Otro comportamiento relevante ocurre en frecuencias cercanas a la resonancia del componente, donde los efectos capacitivos dominan. En estas condiciones, la inductancia medida disminuye y es reemplazada por una capacitancia efectiva en el orden de los picofaradios. En la tabla se observa que los inductores de 150 μH y 220 μH ya no presentan un valor inductivo medible a 6.75 MHz, sino una capacitancia de 6,8 pF y 7 pF, respectivamente. Además es importante recalcar que en las cercanías

de la frecuencia de resonancia, se evidencian resistencias aparentes muy elevadas. Por ejemplo, el inductor de $100\ \mu\text{H}$ alcanza una resistencia equivalente de $20\ \text{k}\Omega$ a $6.75\ \text{MHz}$. Este fenómeno no se asocia a una resistencia física, sino al comportamiento resonante del circuito equivalente del inductor, donde la impedancia total crece drásticamente.

Por lo tanto, la conclusión es clara: el objetivo se centra en reducir al máximo la resistencia en corriente alterna (R_{AC}), especialmente en las trayectorias por donde circula la mayor parte de la corriente del circuito, es decir, en las bobinas WPT. La presencia de pérdidas resistivas a altas frecuencias afecta significativamente la eficiencia 5.4, 5.3 y, por tanto, el rendimiento del sistema. En la búsqueda de técnicas para minimizar este efecto, se identificó el uso de conductores especiales como una alternativa viable. En particular, se destaca el empleo de cables diseñados específicamente para operar a altas frecuencias, cuya estructura permite mitigar los efectos de proximidad y piel, reduciendo así la resistencia efectiva del inductor, como lo es el cable de Litz.

5.5.6. Consideraciones con Cable de Litz

El cable de litz es un conductor formado por varias finas hebras entrelazadas llamadas strands. Gracias a este entrelazado, la corriente se distribuye de manera uniforme en todo el conductor. Las ventajas que tiene este tipo de conductor con respecto a uno de un único cable de cobre son que reduce significativamente las pérdidas por proximidad y el skin effect [30], lo que aporta positivamente al momento de buscar una eficiencia alta en la transmisión de potencia. Un aspecto importante a considerar es que este tipo de conductor presenta factores negativos en altas frecuencias; sin embargo, la potencia se transmite a bajas frecuencias, por lo que utilizar bobinas que tengan este tipo de entrelazado resulta adecuado. En la figura 5.9 se puede apreciar las partes que compone un cable de litz.

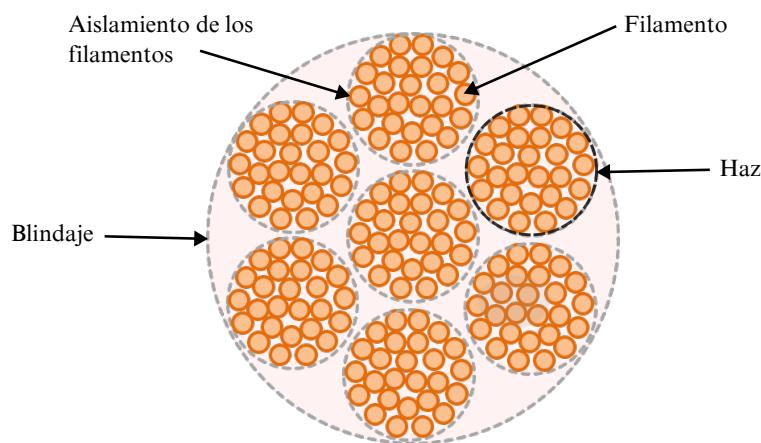


Figura 5.9: Elementos que componen de cable de Litz. Fuente: [5]

El tamaño y geometría del conductor tienen un importante efecto sobre la resistencia interna y, por tanto, el factor de calidad y el rendimiento de las bobinas a través de los efectos de proximidad y pelicular ya estudiados en apartados anteriores. La conclusión es que para la fabricación de los

inductores es fundamental que este hecho de alambre de Litz y no, por ejemplo, en pistas PCB que tienen una resistencia DC y AC superior y, por tanto, reduciría la eficiencia del enlace.

5.5.6.1. Ferritas como elementos de protección EMI

Continuando con el análisis del acoplamiento magnético, que corresponde a la siguiente etapa metodológica propuesta en [24], se llevaron a cabo simulaciones electromagnéticas en el software Ansys Maxwell 3D. Estas simulaciones permiten estudiar el comportamiento del campo magnético generado por los inductores, así como los posibles efectos que podrían surgir al desplegar el sistema en el entorno generar contaminación electromagnética (EMI) a otros dispositivos. Como se observa en las figuras 5.10 y 5.11, las líneas de campo magnético en un inductor plano presentan el siguiente comportamiento: el campo magnético emerge perpendicularmente hacia arriba desde el centro de la espiral y regresa hacia abajo en los bordes exteriores. Dado que la corriente es alterna, el campo magnético también varía de manera alterna. En el interior de la espiral, las líneas de campo son aproximadamente paralelas entre sí y perpendiculares al plano de la bobina, generando un campo relativamente uniforme en el centro. Sin embargo, en los bordes de la espiral, las líneas de campo comienzan a curvarse y dispersarse, lo que provoca una disminución de la intensidad del campo a medida que se aleja de la bobina. Fuera del inductor, el campo se debilita y las líneas de campo se cierran alrededor de la bobina, formando un patrón similar al de un dipolo magnético. En este punto se debe destacar que, debido a que parte del flujo magnético se extiende hacia el entorno, se pueden inducir voltajes en conductores cercanos por inducción mutua, lo que altera el comportamiento de otros circuitos dentro de la estación. En otras palabras, se produce un acoplamiento inductivo con otros circuitos. Los componentes electrónicos pueden ser sensibles al entorno electromagnético generado por la antena WPT o NFC. Por esta razón, se requiere controlar los campos electromagnéticos para evitar interacciones no deseadas con los circuitos cercanos.

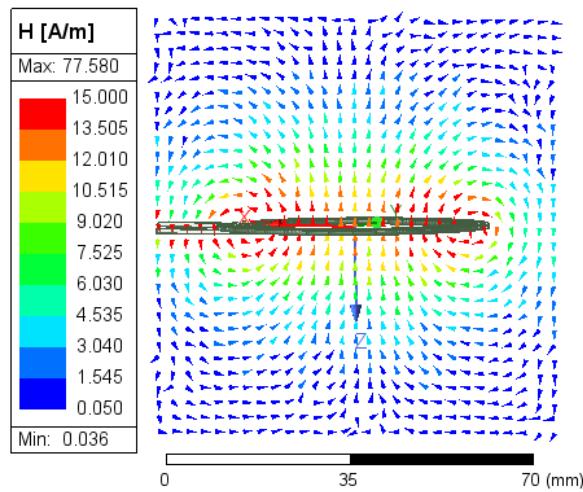


Figura 5.10: Simulación de las líneas de campo magnético sin ferrita

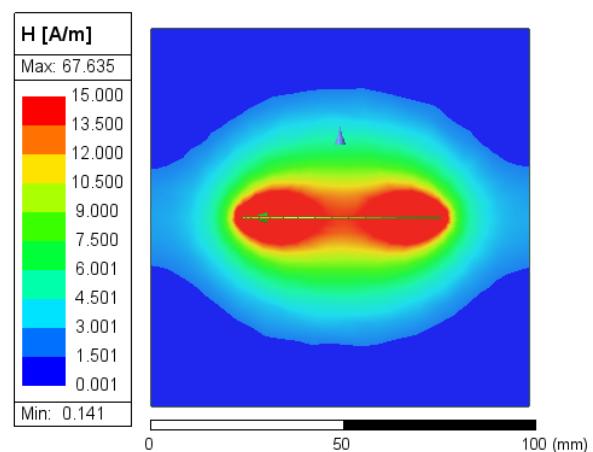


Figura 5.11: Distribución de intensidad de campo magnético simulada en un inductor plano con núcleo de ferrita, usando Ansys Maxwell

En la búsqueda de soluciones para blindar y proteger los módulos de la interferencia, se identificó un material llamado ferrita. La ferrita es un material cerámico compuesto principalmente de óxidos de hierro y otros metales, como níquel, zinc o manganeso, que tiene propiedades magnéticas que se usan para concentrar y dirigir el campo magnético. Para evaluar el efecto de la ferrita en las líneas de campo magnético, se realizaron simulaciones en Ansys. La ferrita es un material con alta permeabilidad magnética, lo que significa que el campo magnético tiende a propagarse a través de ella en lugar del aire. Como resultado, muchas de las líneas de campo que normalmente se dispersarían hacia abajo son absorbidas y guiadas dentro de la ferrita. Los resultados muestran que, al colocar una hoja de ferrita debajo del inductor, la mayoría de las líneas de campo que se dirigirían hacia abajo son redirigidas dentro del material. Esto reduce significativamente la emisión de interferencias electromagnéticas (EMI) hacia otros circuitos cercanos, mejorando el aislamiento y el rendimiento del sistema. Además de reducir la EMI se mejora el acoplamiento entre el transmisor y el receptor de energía, ayudando a reducir pérdidas y aumentar la eficiencia del sistema al minimizar la dispersión del campo magnético tal como se puede observar en la figura 5.12

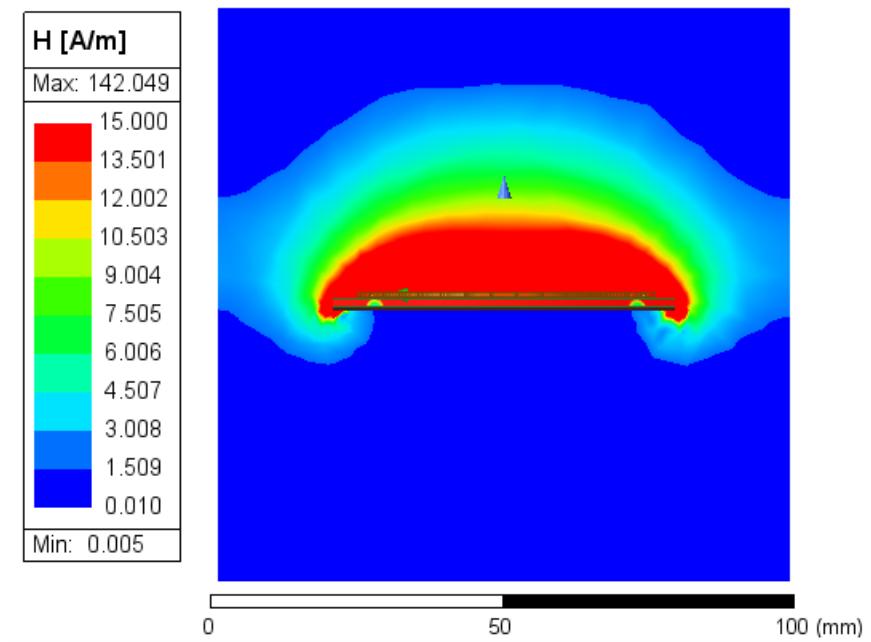


Figura 5.12: Simulación de la intensidad de campo magnético en un inductor con ferrita

5.5.6.2. Criterio de Selección de Inductores para el Sistema WPT

De la investigación anterior se puede resumir lo siguiente: para la aplicación WPT, la frecuencia de operación no debe ser demasiado alta con el fin de minimizar la resistencia AC, por lo que se propone trabajar en el rango de kHz. La sección transversal del conductor debe ser lo más grande posible, por lo que se propone que el inductor no se implemente en pistas de PCB. Para reducir

la resistencia, se propone el uso de un hilo de Litz, el cual está compuesto por múltiples alambres delgados recubiertos con una película aislante, trenzados y conectados en paralelo en sus extremos, de esta manera se incrementa el área de la superficie conductora efectiva y reduce la influencia del efecto pelicular y la resistencia AC [30]. El inductor debe incorporar una hoja de ferrita con el fin de concentrar el flujo magnético en su interior, mejorar la eficiencia del acoplamiento inductivo y reducir la dispersión del campo magnético hacia el entorno, así permite minimizar las pérdidas por radiación y disminuir la interferencia electromagnética (EMI) en circuitos cercanos, mejorando así el rendimiento del sistema WPT.

Tomando en cuenta los requerimientos previamente establecidos, en un inicio se contempló la posibilidad de fabricar los inductores. Sin embargo, debido a la complejidad de los métodos de optimización necesarios para su diseño eficiente [31, 32, 33, 34], así como a los resultados poco satisfactorios obtenidos en las pruebas de laboratorio, esta alternativa fue descartada temporalmente por no ser viable en esta etapa del proyecto. En su lugar, se optó por la adquisición de dos inductores comerciales de tipo circular: uno orientado específicamente a la transmisión de potencia y otro optimizado para operar en aplicaciones de comunicación a altas frecuencias. Durante la búsqueda de opciones, se identificaron los inductores WPT/NFC de Wurth Elektronik, los cuales no solo cumplían con los requerimientos de tamaño, forma y rango de frecuencias previamente descritos, sino que también incorporaban en su diseño tanto el inductor para transmisión de potencia como el destinado a comunicaciones, además de que usan cable de Litz y una hoja de ferrita debajo del inductor, lo que los hace ideales para esta aplicación. Debido a estas características y a la integración optimizada de ambos inductores en un solo componente, se tomó la decisión de utilizar este inductor para el diseño del circuito [6]. Las dimensiones de este inductor se pueden apreciar en la figura 5.13 donde se observa que se tiene un diámetro de 54 mm, por lo que también cumple con el requerimiento de espacio disponible en la estación. Otro de los parámetros que proporciona el fabricante y que se puede apreciar en la figura 5.14 en la hoja de datos es el factor Q; se observa que tiene un factor muy alto en el rango de 50Khz a 1Mhz, siendo su valor superior a 80. Y en la tabla 5.2 se obtienen más detalles del inductor.

Cuadro 5.2: Parámetros eléctricos del componente

Propiedad	Condición de prueba	Valor 1	Valor 2	Unidad
Inductancia (L)	125 kHz / 10 mA, 13.56 MHz	24	0.7	μH
Factor de calidad (Q)	125 kHz / 10 mA, 13.56 MHz	125	30	–
Corriente nominal (I_{R_DC})	$\Delta T = 40 \text{ K}$	6	13	A
Potencia máxima (P)	$V_{DC} = 20 \text{ V}$		100	W
Corriente de saturación (I_{SAT})	–	12	26	A
Resistencia DC (R_{DC})	@ 20°C	75 / 90	19 / 30	$\text{m}\Omega$
Frecuencia de autorresonancia (f_{res})	–	7	63	MHz

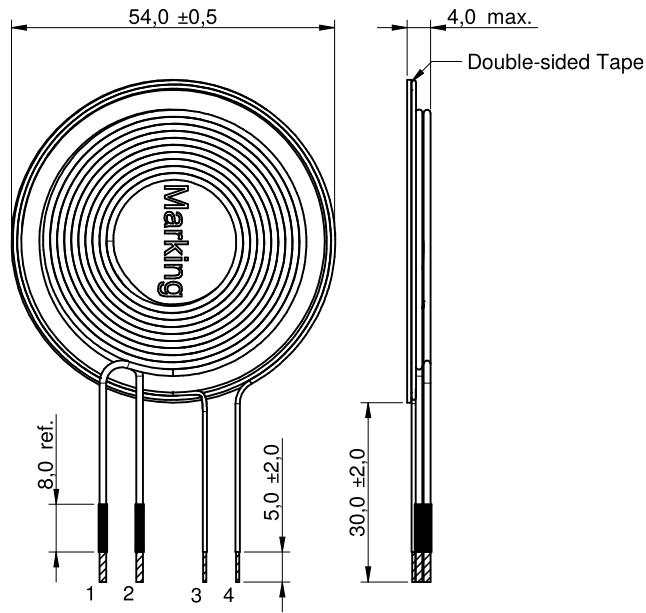


Figura 5.13: Dimensiones físicas del inductor diseñado por Wurth Electronik [6]

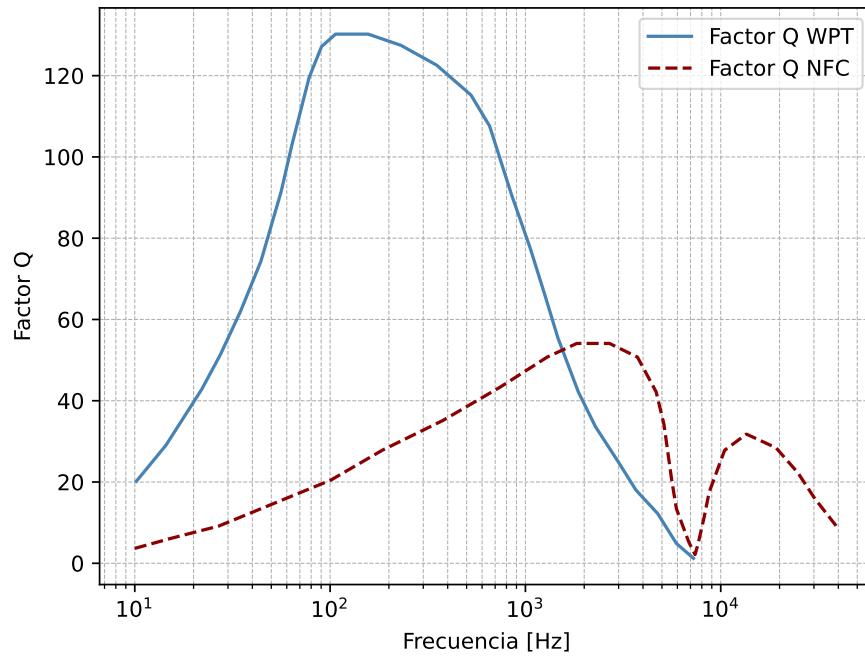


Figura 5.14: Factor Q en función de la frecuencia de WE-WPCC WPT/NFC Combination Coil [6]

5.5.6.3. Mediciones y Análisis de los Inductores Usando un VNA

Finalmente, se llevan a cabo las mediciones utilizando un analizador de redes vectorial (VNA, por sus siglas en inglés). El objetivo de esta sección es obtener los parámetros que serán empleados en el análisis eléctrico del enlace en la siguiente etapa [24]. La primera medición corresponde al factor de calidad Q en función de la frecuencia. Los resultados, mostrados en la figura 5.15, evidencian un comportamiento similar al esperado según la hoja de datos proporcionada por el fabricante, alcanzando un pico en el rango de 100-120 kHz. Dado que se busca operar en el punto de máxima eficiencia, se propone trabajar dentro de este intervalo de frecuencias.

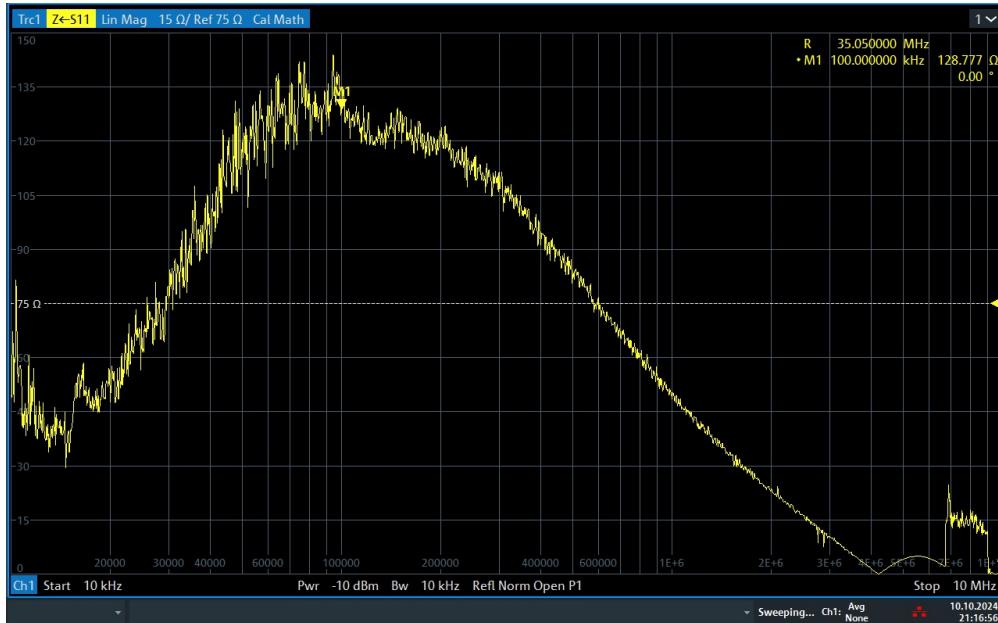


Figura 5.15: Medición del factor Q del inductor WPT

Para medir el factor de acoplamiento, se sigue el siguiente procedimiento: si se utiliza el modelo del transformador [35] y se cortocircuitan los terminales del inductor receptor, la impedancia del receptor, Z_{rec} , se anula ($Z_{rec} = 0$). En este caso, el inductor en paralelo queda en corto, y la impedancia total se reduce al término $(1 - k^2)L_1$. A partir de esta relación, es posible despejar k y obtener una expresión que permite calcular el coeficiente de acoplamiento simplemente uniendo los terminales del inductor receptor, la cual es la ecuación 5.9. Este procedimiento se ilustra en la figura 5.16.

$$k = \sqrt{1 - \frac{L_{\text{leak}}}{L}} \quad (5.9)$$

En las Figuras 5.17a y 5.17b se observa el comportamiento de un inductor en la práctica. La capacitancia parasitaria, originada por los cables del inductor, es despreciable a bajas frecuencias. Sin embargo, a medida que la frecuencia aumenta, su efecto se vuelve cada vez más significativo. Esto

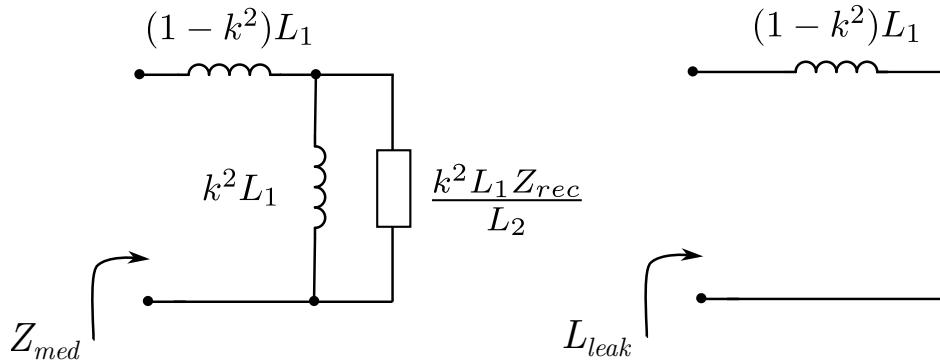


Figura 5.16: Modelo usado para la medición del factor de acoplamiento, si se cortocircuita el inductor receptor se obtiene $Z_{rec} = 0$ y, por tanto, $L_{leak} = Z_{med}$

ocurre hasta que, en la frecuencia de resonancia, donde la inductancia y la capacitancia parasitaria entran en resonancia, la reactancia se anula y la impedancia del inductor alcanza su valor máximo. Esta frecuencia es $3,86 MHz$

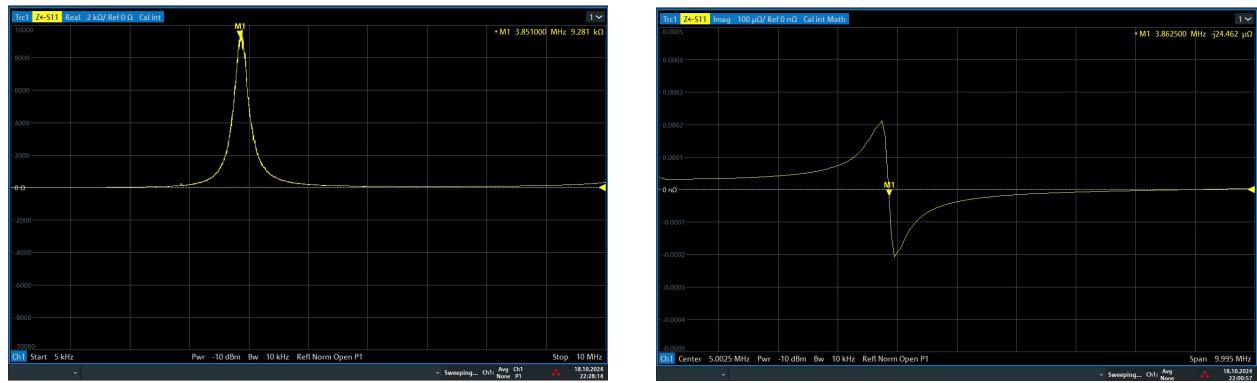


Figura 5.17: Comportamiento de la impedancia compleja en función de la frecuencia: (a) parte real y (b) parte imaginaria.

Otro parámetro importante es la inductancia propia. Se realizaron mediciones del inductor aislado, obteniendo valores que coinciden de manera similar con los proporcionados en la hoja de datos del fabricante. Sin embargo, al intentar medir el factor de acoplamiento, en donde el inductor primario se coloca frente al secundario, se descubrió que la inductancia propia tanto del inductor primario como del secundario aumentó significativamente. Esto se debe a la presencia de ferrita en ambos inductores, ya que la ferrita del otro inductor influye en la inductancia del inductor en medición. Por lo tanto, la inductancia propia que se utilizará en los cálculos de la siguiente sección será la inductancia propia de los inductores a la distancia de operación. Este efecto se puede evidenciar en el diagrama de Smith de la figura 5.18

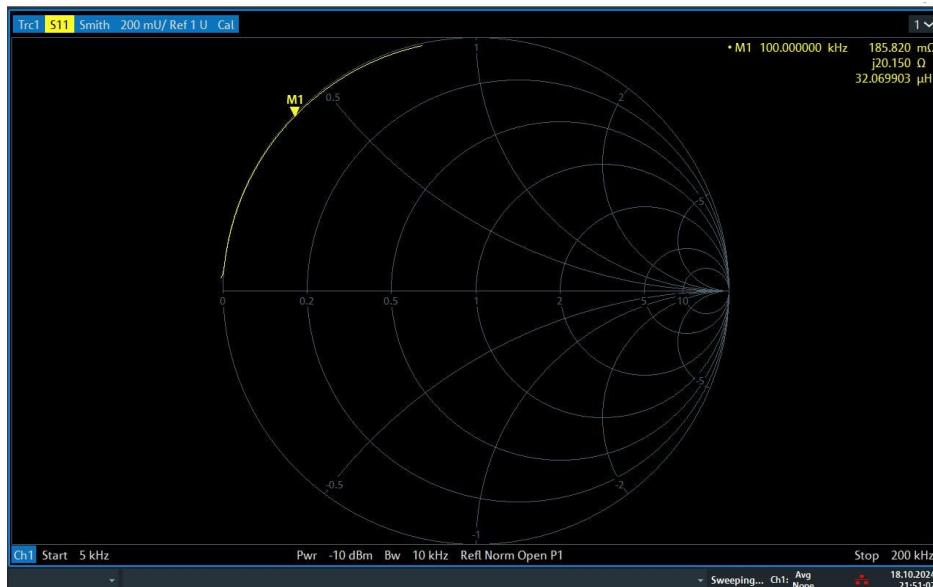


Figura 5.18: Inductancia propia es mayor debido a la presencia de ferrita del otro inductor

Otro parámetro a analizar es el factor de acoplamiento. Siguiendo el procedimiento previamente descrito, se posicionaron los inductores uno frente al otro, asegurando que no exista desalineación. A partir de esta configuración, se procedió a variar la distancia de separación entre ellos en incrementos de un milímetro. En cada caso, se registraron tanto la inductancia propia como la inductancia de fuga, las cuales fueron utilizadas posteriormente para calcular el factor de acoplamiento mediante la ecuación 5.9. Los resultados obtenidos se presentan en la Figura 5.19, donde se observa que el factor de acoplamiento entre los dos inductores disminuye rápidamente conforme se incrementa la distancia de separación. Además del factor de acoplamiento, en la misma figura se incluye la gráfica de la inductancia propia del inductor primario, medida con el inductor secundario en circuito abierto. Se puede apreciar que, a distancias cortas, del orden de unos pocos milímetros, la inductancia presenta un valor elevado, atribuido a la influencia del núcleo de ferrita del inductor secundario. La tercera curva corresponde a la inductancia de fuga (L_{leak}), la cual muestra un incremento progresivo conforme aumenta la distancia entre ambos inductores, evidenciando una menor interacción magnética entre ellos.

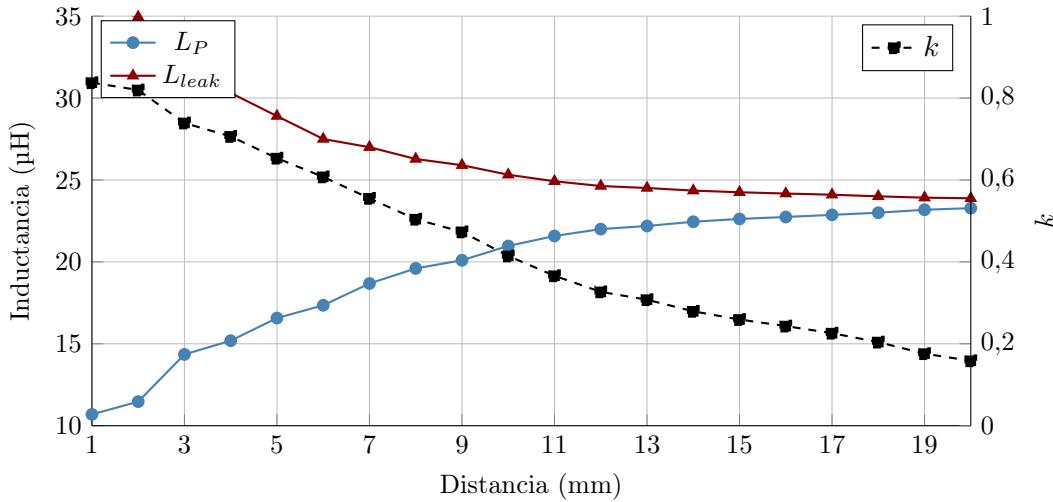


Figura 5.19: Variación de L_P , L_{leak} y el coeficiente de acoplamiento k en función de la distancia entre bobinas.

Los parámetros eléctricos que modelan el enlace inductivo se pueden resumir en la figura 5.3. Los resultados de esta sección son los que se usarán en etapas posteriores del prototipo.

Cuadro 5.3: Parámetros eléctricos extraídos de las mediciones de los inductores usando el VNA

Propiedades	Condición	Valor	Unidad
Inductancia primario (L_1)	100 kHz / 3 mm	32	μH
Inductancia secundario (L_2)	100 kHz / 3 mm	32	μH
Factor de calidad primario (Q_1)	100 kHz / 3 mm	96	–
Factor de calidad secundario (Q_2)	100 kHz / 3 mm	96	–
Factor de acoplamiento (κ)	3 mm	0.76	–
Resistencia inductor primario (R_1)	100 kHz	0.2	Ω
Resistencia inductor secundario (R_2)	100 kHz	0.2	Ω
Frecuencia de autoresonancia (f_{res})	–	3.85	MHz

5.5.7. Redes de Compensación para Acoplamiento Inductivo

Los sistemas con solo acoplamiento inductivo tienen una eficiencia mucho menor que los sistemas IPT con resonancia. La distancia de aire en el transformador aumenta la fuga del flujo magnético, lo que genera una inductancia de fuga más alta en comparación con los transformadores convencionales. La eficiencia de un sistema IPT sin compensación, por lo general, no supera el 50% [36]. Para compensar la inductancia de fuga y la potencia reactiva en los lados primario y secundario, se requieren capacitores de compensación adicionales. Existen diversas topologías de compensación,

que se dividen principalmente en dos grupos: las topologías básicas y las topologías híbridas.

Existen diversos modelos que permiten analizar circuitos con un par de inductores acoplados. Utilizar un modelo de red equivalente facilita este análisis, ya que reemplaza las bobinas acopladas por una representación más simple del sistema. Los modelos más comunes de circuito equivalente son: el modelo de fuentes de voltaje controladas por corriente (modelo M-equivalente), el modelo T-equivalente y el modelo de transformador ideal. Cualquiera de estos tres modelos se puede utilizar para el análisis de enlaces inductivos. En este trabajo de grado se usará el modelo T-equivalente que puede verse en la figura 5.20

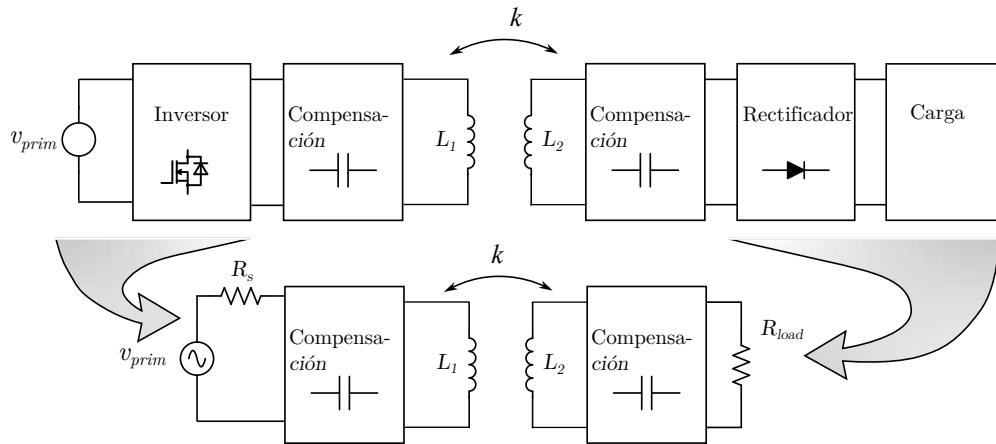


Figura 5.20: Modelo de la resistencia equivalente R_{load} , la cual representa el efecto total del rectificador y la carga.

5.5.7.1. Compensaciones básicas

Hasta el momento, se tienen dos inductores acoplados con un coeficiente de acoplamiento k , y en el sistema solo se ha considerado el factor de calidad de las bobinas y la inductancia propia. Sin embargo, para mejorar la eficiencia y el rendimiento del sistema, es necesario incorporar otros aspectos que afectan la transferencia de energía. Para compensar la inductancia de fuga y la potencia reactiva en los lados primario y secundario, se requieren capacitores compensadores adicionales. El uso de topologías de compensación también aumenta la potencia de transferencia, reduce la clasificación en Volt-Amperios (VA) de la fuente de energía y ayuda a lograr una conmutación suave de los semiconductores. Las topologías IPT existentes se pueden clasificar ampliamente según compensaciones básicas en serie y paralelo, o combinaciones de estas. Al agregar un capacitor (en paralelo o en serie) a cada lado de las bobinas, se forman cuatro tipos básicos de redes de compensación, como se muestra en la Figura 5.21. L_1 y L_2 representan la auto inductancia de la bobina primaria y secundaria, respectivamente, y sus resistencias de corriente alterna son R_1 y R_2 . Las capacitancias de compensación en los lados primario y secundario son C_1 y C_2 . R_0 es la carga equivalente puramente resistiva en corriente alterna bajo la aproximación del primer armónico.

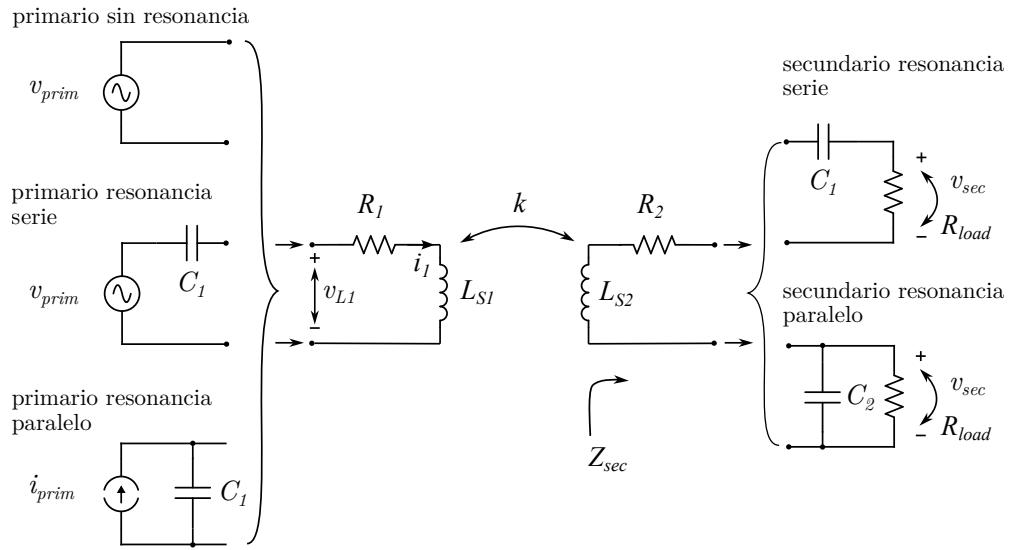


Figura 5.21: Diferentes tipos de compensación básica para un enlace inductivo

5.5.7.2. Análisis de impedancias Serie-Serie

En esta sección se analizará una de las topologías más comúnmente utilizadas debido a su simplicidad y a la posibilidad de realizar una compensación independiente del valor del factor de acoplamiento. En la figura 5.22 se presenta el esquema del circuito, el cual está compuesto por una fuente de voltaje de alta frecuencia v_{in} , los capacitores primario y secundario C_1 y C_2 , las resistencias R_1 y R_2 que modelan las pérdidas en los inductores, y los inductores L_1 y L_2 , que están acoplados magnéticamente con un factor de acoplamiento k . En esta configuración los capacitores están conectados en serie a los inductores.

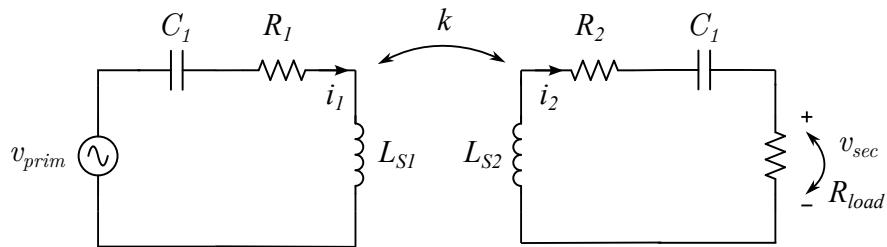


Figura 5.22: Esquemático de una compensación Serie-Serie

Para el análisis circuital se usará el modelo propuesto en donde se derivaran las ecuaciones que modelan el sistema. Se empieza con el análisis de la impedancia del secundario. Si el inductor del secundario se encuentra en resonancia con el capacitor de compensación la impedancia del secundario sera puramente real como se puede ver en la figura 5.23.

La impedancia equivalente se puede calcular con (5.10):

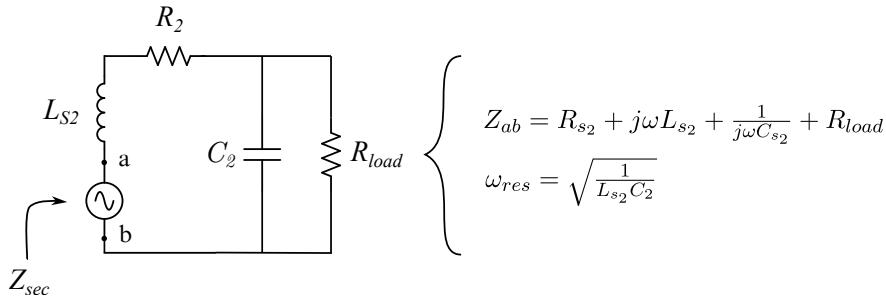


Figura 5.23: Impedancia equivalente en el secundario

$$Z_{eq} = \frac{1}{\frac{1}{j\omega k^2 L_{s1}} + \frac{1}{(\frac{k}{n})^2 Z_{sec}}} - j\omega k^2 L_{s1} \quad (5.10)$$

Donde Z_{sec} es (5.11):

$$Z_{sec} = R_{s2} + \frac{1}{j\omega C_2} + R_{load}, \quad (5.11)$$

Reemplazando Z_{sec} en la ecuación (5.10) se obtiene (5.12):

$$Z_{eq} = \frac{\omega^3 k^2 L_{s1} L_{s2} C_2 [\omega C_2 (R_{load2} + R_{s2}) + j(1 - \omega^2 L_{s2} C_2)]}{\omega^2 C_2^2 (R_{load2} + R_{s2})^2 + (1 - \omega^2 L_{s2} C_2)^2}. \quad (5.12)$$

Cuando se da la condición de resonancia la impedancia equivalente es puramente real y su valor se puede calcular con la ecuación (5.13)

$$R_{eq} = \frac{k^2 L_{s1}}{C_2 (R_{load2} + R_{s2})} \quad (5.13)$$

Con respecto a las ecuaciones que describen la eficiencia del lado primario del enlace y secundario se tiene que según (5.14):

$$\alpha \equiv \omega_{res} C_2 R_{load2} \quad (5.14)$$

La eficiencia del lado primario es (5.15):

$$\eta_{primary} = \frac{k^2 Q_{L_{s1}}}{\alpha + k^2 Q_{L_{s1}} + \frac{1}{Q_{L_{s2}}}} \quad (5.15)$$

La eficiencia del lado secundario es (5.16):

$$\eta_{secondary} = \frac{\alpha}{\alpha + \frac{1}{Q_{L_{s2}}}} \quad (5.16)$$

Finalmente, la eficiencia del enlace completo se puede calcular con (5.17):

$$\eta_{link} = \frac{k^2 Q_{L_{s1}} \alpha}{\left(\alpha + k^2 Q_{L_{s1}} + \frac{1}{Q_{L_{s2}}}\right) \left(\alpha + \frac{1}{Q_{L_{s2}}}\right)} \quad (5.17)$$

5.5.7.3. Análisis de impedancias Serie-Paralelo

Esta es otra de las topologías más comunes. Al igual que en la sección pasada, se realizará un análisis circuital en donde se derivarán ecuaciones que modelen el comportamiento del sistema. La topología de esta configuración se muestra en la siguiente figura 5.24

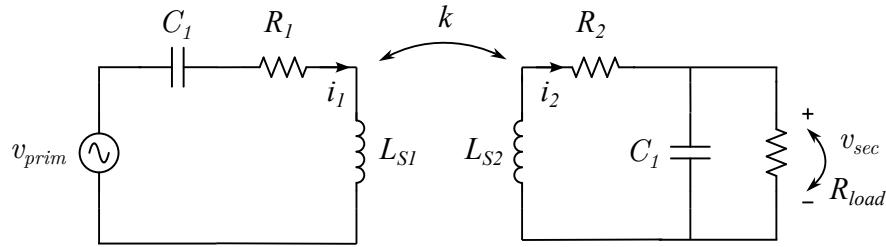


Figura 5.24: Esquemático de una compensación Serie-Paralelo

Nuevamente se empieza por el análisis del lado secundario:

La impedancia equivalente se puede calcular con (5.18):

$$j\omega L_{s1} (1 - k^2) + \frac{1}{j\omega k^2 L_{s1} + \frac{1}{(\frac{k}{n})^2 Z_{sec}}} = j\omega L_{s1} + Z_{eq} \quad (5.18)$$

Donde Z_{sec} es (5.19):

$$Z_{sec} = R_{s2} + \frac{1}{j\omega C_2 + \frac{1}{R_{load2}}} \quad (5.19)$$

Reemplazando (5.19) en (5.18) se obtiene (5.20):

$$Z_{eq} = \omega^2 k^2 L_{s1} L_{s2} * \frac{R_{load2} + R_{s2} + \omega^2 C_2^2 R_{load2}^2 R_{s2} - j\omega (L_{s2} - C_2 R_{load2}^2 + \omega^2 C_2^2 L_{s2} R_{load2}^2)}{(R_{load2} + R_{s2})^2 + \omega^2 [L_{s2}^2 + R_{load2}^2 C_2 (R_{s2}^2 C_2 - 2L_{s2})] + \omega^4 L_{s2}^2 C_2^2 R_{load2}^2} \quad (5.20)$$

A diferencia que en la configuración serie-serie la impedancia es puramente real en la llamada "phase-resonance frequency" que se calcula con (5.21). La resistencia equivalente en esta frecuencia es:

$$R_{eq} = \frac{k^2 L_{s1} (C_2 R_{load2}^2 - L_{s2})}{R_{load2} C_2 (R_{load2} C_2 R_{s2} + L_{s2})} \quad (5.21)$$

Con respecto a las ecuaciones que describen las eficiencias para esta configuración se tiene que en (5.22):

$$\eta_{primary} = \frac{k^2 Q_{L_{s_1}} Q_{L_{s_2}}}{1 + \frac{Q_{L_{s_2}}}{\alpha} + k^2 Q_{L_{s_1}} Q_{L_{s_2}}} \quad (5.22)$$

Donde Alpha es (5.23):

$$\alpha \equiv \omega_{resP} C_2 R_{load_2} \quad (5.23)$$

La eficiencia en el lado secundario es (5.24):

$$\eta_{secondaryP} = \frac{Q_{L_{s_2}}}{\alpha + Q_{L_{s_2}}} \quad (5.24)$$

para el caso de este trabajo, se utilizará una configuración serie paralelo, es decir, en el lado primario se utilizará una compensación seria y en el lado secundario una computacional paralela. Esto debido a que sería más conveniente utilizar esta configuración para el rectificador que se decidió usar más adelante. La eficiencia Máxima se puede calcular multiplicando las eficiencias del lado primario en serie y eficiencias del lado secundario en paralelo, tal como se muestra en la ecuación (5.25)

$$\eta_{Link} = \frac{Q_{L_{s_2}}}{\alpha + Q_{L_{s_2}}} * \frac{k^2 Q_{L_{s_1}}}{\alpha + k^2 Q_{L_{s_1}} + \frac{1}{Q_{L_{s_2}}}} \quad (5.25)$$

5.5.8. Estudio Comparativo de Configuraciones Serie-Serie y Serie-Paralelo

Con el fin de comprender de manera detallada las diferencias entre ambas topologías de compensación y evaluar sus respectivas ventajas, en esta sección se presenta una comparativa entre ellas. Este análisis permitirá determinar cuál de las dos se ajusta mejor a los requerimientos del proyecto, considerando no solo el comportamiento eléctrico, sino también su viabilidad práctica. Todas las ecuaciones anteriormente descritas fueron implementadas en Python y las gráficas de las ecuaciones se realizarán teniendo en cuenta los resultados expuestos en la tabla 5.3.

La principal diferencia con respecto a la compensación serie-serie en términos de la eficiencia en función de la resistencia de carga es que tiene un rango más amplio de resistencias donde se alcanza una eficiencia alta. Para validar la teoría también se realizan simulaciones con herramientas del tipo barrido del parámetro, con el objetivo de demostrar que existe una concordancia.

Con las ecuaciones antes descritas se pueden llegar a las siguientes conclusiones

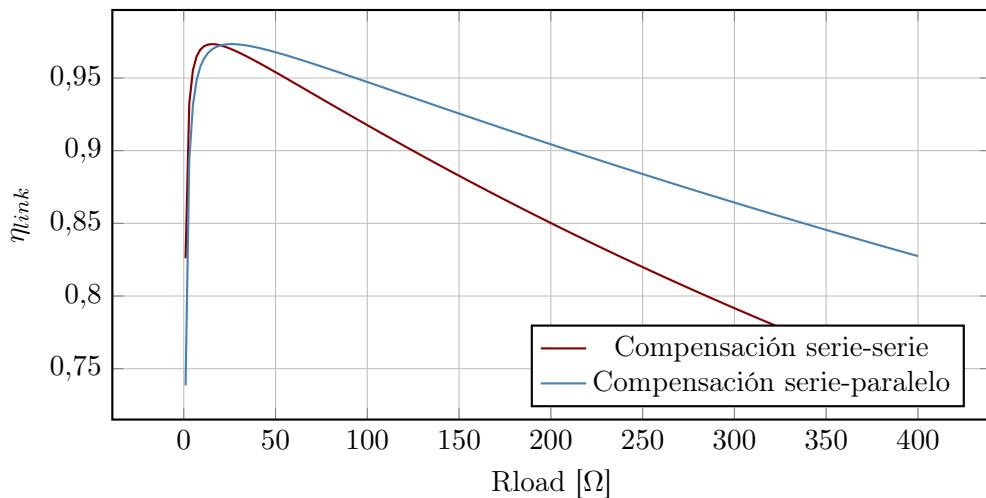


Figura 5.25: Comparación de eficiencia η_{link} para ambas compensaciones usando las ecuaciones teóricas.

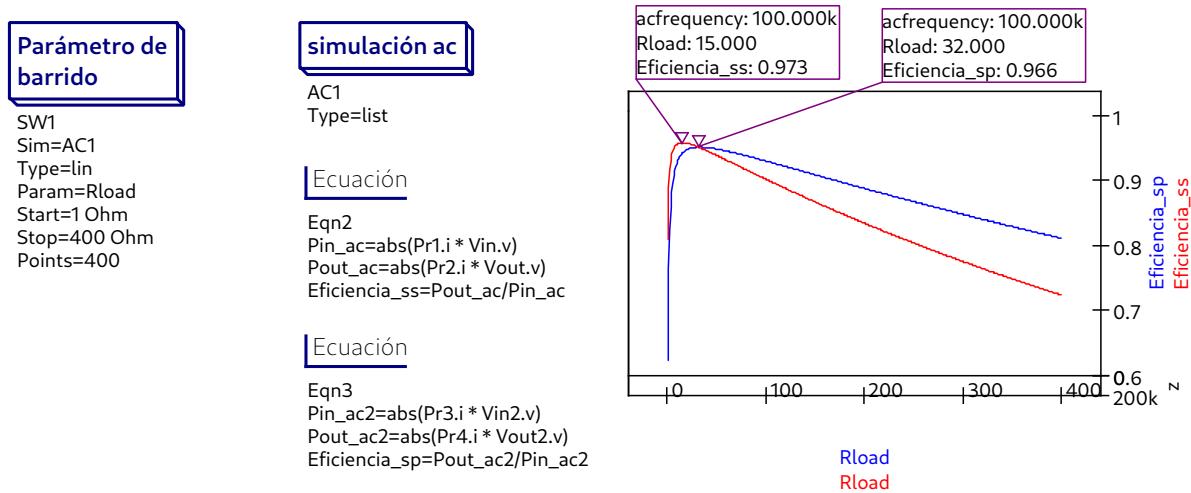


Figura 5.26: Validación de la simulación en Qucs de las gráficas de la eficiencia en función de la resistencia de carga.

Cuadro 5.4: Comparación entre topologías Serie-Serie (SS) y Serie-Paralelo (SP)

Criterio	Serie-Serie (SS)	Serie-Paralelo (SP)
Impedancia vista por la fuente	Más constante, menos dependiente de la carga, inversamente proporcional a cargas pequeñas	Dependiente de la carga, directamente proporcional
Aptitud para carga variable (eficiencia)	Menor tolerancia a cambios en la carga	Mayor tolerancia a variaciones de carga
Requiere sintonización precisa	Sí, en ambos lados	Sí, pero más crítica en el lado paralelo ya que depende de k
Complejidad del diseño	Simple	Ligeramente más compleja por el capacitor primario

5.6. Rectificadores

En la anterior sección, se analizó el modelo de un enlace inductivo utilizando diferentes compensaciones. Ahora, se profundizará en la resistencia de carga considerada en dicho modelo, la cual corresponde al rectificador. Debido a que al secundario del sistema WPT llega una corriente alterna (AC) y los dispositivos electrónicos de los módulos requieren corriente continua (DC) para su funcionamiento, es necesaria una etapa de rectificación, encargada de convertir la señal AC en DC. En el receptor, el rectificador y la carga se modelan conjuntamente como una resistencia equivalente R_{load} , la cual representa el efecto total de la conversión AC-DC y el consumo de energía por parte del dispositivo conectado. El modelo de la resistencia equivalente se puede apreciar en 5.20 En esta sección, se analizarán las diferentes configuraciones de rectificadores utilizados en WPT, su impacto en la eficiencia del sistema y los desafíos asociados a su implementación en aplicaciones de alta frecuencia.

5.6.1. Puente de diodos

Uno de los rectificadores más conocidos es el puente de diodos. Este rectificador está compuesto por cuatro diodos y una etapa de filtrado que reduce el rizado para obtener una señal de corriente continua (DC). Su funcionamiento se divide en dos fases: en una, dos diodos conducen durante el semiciclo positivo de la señal alterna, mientras que en la otra, los dos diodos restantes conducen durante el semiciclo negativo. El filtro de salida del rectificador en sistemas WPT depende del tipo de compensación utilizada. En el caso de una compensación secundaria en serie, que actúa como una fuente de corriente de entrada, se emplea un capacitor en paralelo con la resistencia de carga. Por otro lado, si se usa una compensación en paralelo, se tiene una fuente de voltaje de entrada, lo que requiere un filtro LC de segundo orden. Para acoplar un rectificador tipo puente de diodos a un sistema de transferencia inalámbrica de energía (WPT), se requiere conocer su impedancia de entrada a la frecuencia de operación. Sin embargo, durante el proceso de investigación se evidenció que no existe un modelo analítico confiable para este propósito a altas frecuencias, debido a la capacitancia parásita presente en los diodos reales. En particular, al tratarse de un puente rectificador que emplea cuatro diodos, se introducen cuatro capacitancias en paralelo, lo que complica significativamente el desarrollo de un modelo analítico que describa la impedancia de entrada del rectificador. El artículo [37], propone el uso de ADS para analizar este circuito, específicamente mediante un análisis de señal grande, debido a la presencia de elementos no lineales. Se decidió replicar el procedimiento utilizando ADS; sin embargo, al comparar los resultados obtenidos mediante simulación con los descritos en el artículo de referencia, se encontraron discrepancias significativas.

El principal inconveniente radica en que dicha reactancia depende directamente de la potencia de entrada. Por lo tanto, cualquier variación en la potencia provoca un cambio en la reactancia, lo que interrumpe la condición de resonancia y conlleva una pérdida significativa de eficiencia. Para validar este comportamiento, se implementó un puente de diodos con compensación serie-serie, y como era de esperarse, los resultados fueron desfavorables, obteniéndose una eficiencia máxima de apenas un 16 % (para ver detalles sobre el diseño, ver anexos).

Por esta razón, con el fin de evitar trabajar en un régimen de incertidumbre, se optó por buscar

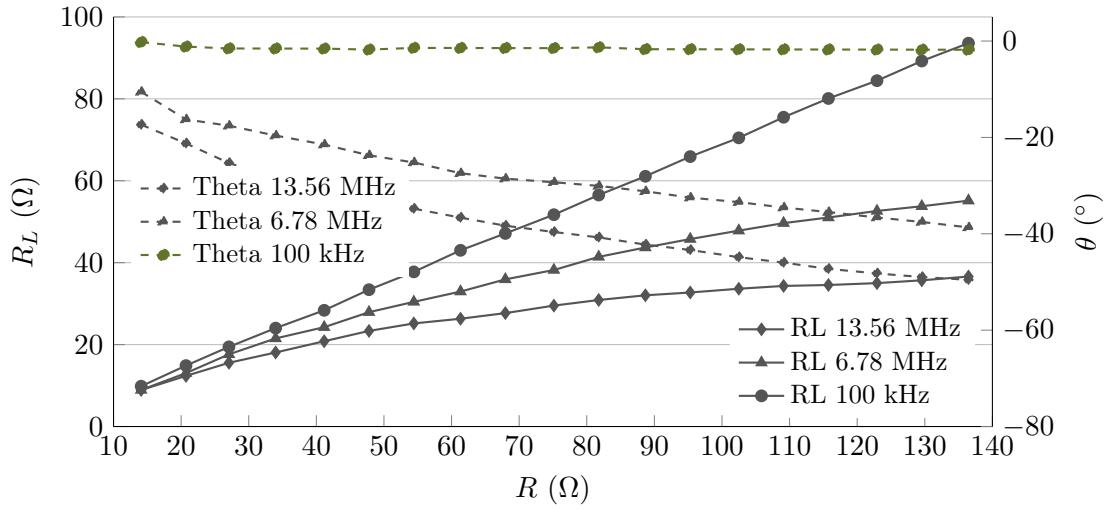


Figura 5.27: Variación de R_L y θ en función de la resistencia de carga R para diferentes frecuencias.

una alternativa verificable que permitiera obtener un modelo del comportamiento del sistema.

5.6.2. Clase E corriente

En la búsqueda de un rectificador con un modelo verificable, se identificó la familia de rectificadores clase E. Estos dispositivos son ampliamente utilizados en convertidores DC-DC debido a su alta eficiencia, bajo ruido en alta frecuencia y el uso de un número reducido de componentes. La topología class-E de rectificadores se basa en los mismos principios que los inversores class-E, con el objetivo de alcanzar una alta eficiencia en la conversión de potencia a frecuencias elevadas, típicamente superiores a 1 MHz. A diferencia de los rectificadores convencionales, cuyo análisis parte del supuesto de un comportamiento ideal del diodo, los rectificadores class-E consideran los efectos no ideales que se vuelven significativos a frecuencias altas, como las pérdidas por conmutación y las oscilaciones parásitas. Estas pérdidas se originan principalmente por la disipación de energía almacenada en las capacitancias de unión de los diodos y en inductancias parásitas. La filosofía de diseño class-E busca minimizar la disipación de potencia en los componentes activos mediante condiciones de conmutación optimizadas, como asegurar que los cambios de estado ocurran cuando la tensión o la corriente del componente sean nulas, y reducir la pendiente de la corriente en el apagado del diodo para mitigar las pérdidas asociadas al fenómeno de recuperación inversa [24]. El rectificador clase E está compuesto por un diodo, un capacitor en paralelo al diodo y un filtro pasabajos de segundo orden LC en la salida [38]. Su característica distintiva es que la entrada es una fuente de corriente senoidal, lo que en un sistema de transferencia inalámbrica de energía (WPT) requiere el uso de una compensación en serie. La principal ventaja de este tipo de rectificador respecto a otros diseños es que el capacitor en paralelo absorbe la capacitancia interna del diodo, lo que permite el desarrollo de modelos analíticos capaces de predecir con precisión el comportamiento del dispositivo. En el artículo [38] se presenta un análisis detallado del funcionamiento de este rectificador. Un aspecto

clave en este diseño es que la resistencia equivalente del rectificador debe coincidir con la resistencia óptima determinada en la sección donde se analizó una compensación serie-serie. La ecuación (5.26) establece la relación entre la resistencia equivalente del rectificador y la fase entre la corriente y el voltaje del diodo:

$$\frac{R_i}{R_L} = 2 \sin^2 \phi. \quad (5.26)$$

Este cálculo proporciona un ángulo de fase, y para alcanzarlo, se requiere un ciclo de trabajo D, el cual está relacionado con la ecuación (5.27):

$$\tan \phi = \frac{1 - \cos 2\pi D}{2\pi(1 - D) + \sin 2\pi D}. \quad (5.27)$$

Para lograr el ciclo de trabajo deseado, se determina el valor del capacitor en paralelo al diodo utilizando la ecuación (5.28):

$$\omega C R_L = \frac{1}{2\pi} \left\{ 1 - 2\pi^2(1 - D)^2 - \cos 2\pi D + \frac{[2\pi(1 - D) + \sin 2\pi D]^2}{1 - \cos 2\pi D} \right\}. \quad (5.28)$$

Como se mencionó anteriormente, la impedancia equivalente del rectificador está compuesta por una resistencia y una componente capacitiva. La parte capacitiva está relacionada con la capacitancia en paralelo, como se expresa en la ecuación (5.29):

$$\begin{aligned} \frac{C_i}{C} &= \pi \left[\pi(1 - D) + \sin 2\pi D \right. \\ &\quad - \frac{1}{4} \cos 2\phi \sin 4\pi D - \frac{1}{2} \sin 2\phi \sin^2 2\pi D \\ &\quad \left. - 2\pi(1 - D) \sin \phi \sin(2\pi D - \phi) \right]^{-1} \end{aligned} \quad (5.29)$$

Dado que el rectificador se implementa en una compensación serie-serie, el capacitor equivalente del rectificador queda en serie con el capacitor de compensación. El valor final del capacitor a implementar se puede determinar mediante la ecuación (5.30):

$$C_2 = \frac{C_i}{\omega^2 L_2 C_i - 1}, \quad (5.30)$$

Para el diseño de un rectificador clase E, se implementaron las ecuaciones en Python (ver anexo del documento). La idea es que R_i debe coincidir con $R_{i_{op}}$ o estar dentro del rango de resistencia óptimo. De esta manera, es posible calcular el ángulo de fase que permite que la resistencia equivalente coincida con la óptima. Para alcanzar este ángulo, se requiere un ciclo de trabajo específico. Por lo tanto, el método consiste en encontrar el punto de intersección entre $\tan \phi$ y ϕ y determinar el valor de D que satisface esta condición. Esto se puede visualizar en la figura 5.28.

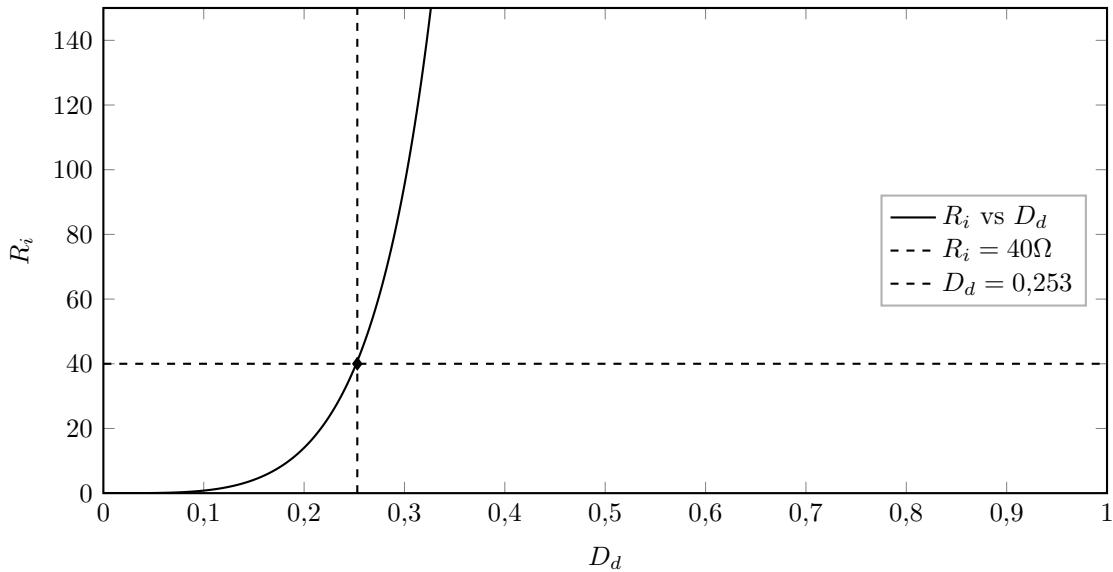


Figura 5.28: Relación entre R_i y D_d con punto de intersección destacado

Una vez calculado el capacitor en paralelo al diodo, es posible determinar la capacitancia equivalente. Sin embargo, aquí surge la primera dificultad: este capacitor queda en serie con el capacitor de compensación, lo que reduce la capacitancia total. Si se aplica la ecuación de capacitores en serie y se despeja la expresión correspondiente, se puede ajustar la capacitancia mediante un capacitor en serie para alcanzar la resonancia. No obstante, a bajas frecuencias, no es posible encontrar un capacitor que cumpla simultáneamente con la condición de resonancia y con la resistencia óptima. Este fenómeno se ilustra en la figura 5.29. Una posible solución sería aumentar la frecuencia, pero, como se mencionó en la sección anterior, un incremento en la frecuencia reduce el factor de calidad Q, lo que disminuye la eficiencia del enlace inductivo.

Como se muestra en la figura 5.29, a la frecuencia de operación no es posible que un capacitor en serie con el capacitor equivalente del rectificador entre en resonancia con el inductor secundario. Por ello, ahora se evalúa si el capacitor equivalente, por sí solo, puede emplearse como compensación, tal como se realizó en [39]. Para analizar si el rendimiento es óptimo para nuestra aplicación, se lleva a cabo una simulación en Qucs-S. Los resultados indican que, debido a que el capacitor no se encuentra cercano a la resonancia, el rendimiento obtenido es considerablemente bajo; por tanto, se descarta este rectificador.

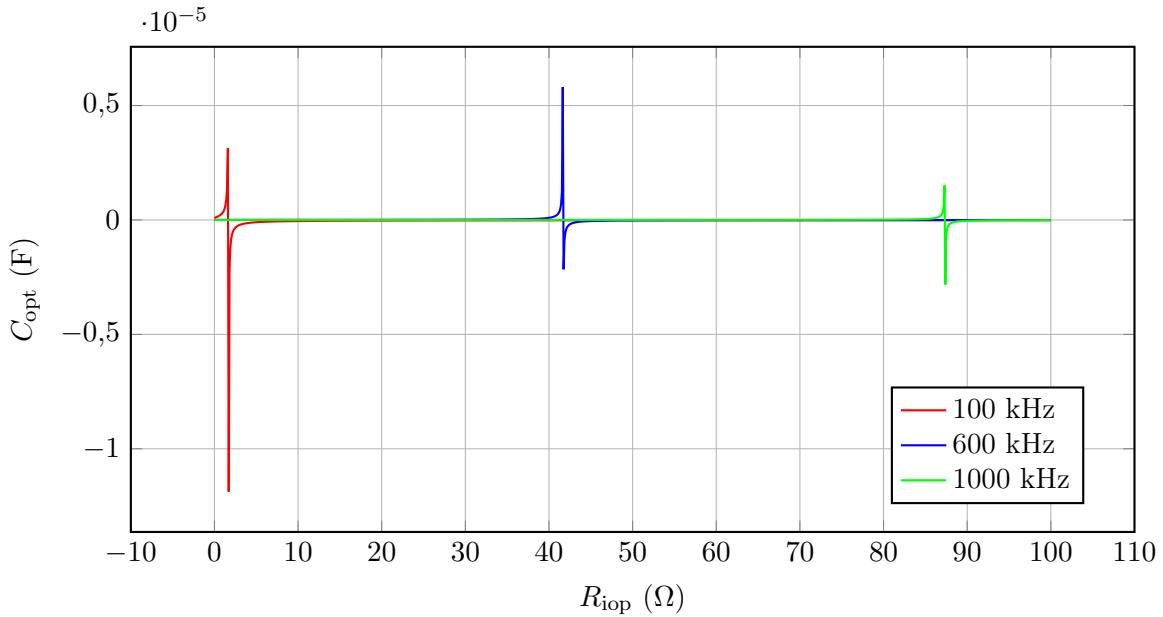


Figura 5.29: Capacitancia óptima C_{opt} en función de la resistencia de operación R_{iop} para distintas frecuencias.

5.6.3. Rectificador clase E resonante bajo dv/dt

El rectificador mostrado en la Figura 5.30 está compuesto por un inductor (L_r) conectado en serie con un circuito paralelo conformado por un capacitor (C_r) y un diodo rectificador (D_r). A la frecuencia de operación (ω), el inductor y el capacitor entran en resonancia, lo que permite que la conexión $L_r - C_r - D_r$ realice una rectificación de media onda. Finalmente, un filtro pasa-bajos de primer orden, formado por un capacitor de estabilización (C_f) y una resistencia de carga (R_L), se encarga de generar una salida de corriente continua. El rectificador es alimentado por una fuente de voltaje sinusoidal, por lo que, para una aplicación de WPT, implicaría usar una compensación en el secundario en paralelo. Una de las ventajas de este rectificador es que la capacitancia de la juntura del diodo es absorbida por el capacitor C_r , y la inductancia de fuga del transformador es absorbida por L_r . El principio de funcionamiento del rectificador se puede apreciar en la figura 5.30. En el artículo [40] se presenta un análisis detallado del funcionamiento de este rectificador. Un aspecto clave en este diseño al igual que el anterior rectificador es que la resistencia equivalente del rectificador se puede modificar variando el ciclo de trabajo del diodo, por lo que para un diseño óptimo en un sistema WPT esta resistencia debe coincidir con la resistencia óptima determinada en una compensación serie-paralelo. La ecuación (5.31) establece la relación entre la resistencia equivalente del rectificador y la fase entre la corriente y el voltaje del diodo:

$$\frac{R_i}{R_L} = \frac{1}{2M^2}, \quad (5.31)$$

Donde M es la función de transferencia ac-dc $M = \frac{V_0}{V_m}$ y se expresa en términos del ciclo de trabajo tal como se ve en (5.32).

$$M = \frac{\pi(1-D) \sin 2\pi D \sin \phi + [\frac{1}{2} \sin 2\pi D + \pi(1-D) \cos 2\pi D] \cos \phi}{\cos 2\pi D - 1}. \quad (5.32)$$

La ecuación (5.33) relaciona el ciclo de trabajo y el ángulo ϕ .

$$\tan \phi = \frac{[4 + 4\pi^2 D(1-D)] \cos 2\pi D + (2\pi(2D-1) \sin 2\pi D + \sin^2 2\pi D - 4)}{2\pi(1-D) - [1 + 4\pi^2 D(1-D)] \sin 2\pi D - [2\pi(1-D) - \sin 2\pi D] \cos 2\pi D}. \quad (5.33)$$

Como se observa en la figura 5.30 , el modelo del rectificador está compuesto por la resistencia equivalente que se calcula con la ecuación (5.31) y un inductor en paralelo que se calcula con la ecuación (5.34) . Los valores de los coeficientes a, b, c, d, e se encuentran en el anexo del documento.

$$\frac{L_i}{L} = \frac{\pi}{\frac{\pi(5D-1)}{4} - a \sin^2 \phi - b \cos^2 \phi + c \sin \phi \cos \phi + M(d \sin \phi + e \cos \phi)}. \quad (5.34)$$

El proceso de diseño, al igual que el anterior rectificador, comienza estableciendo cuál es la resistencia equivalente que permita obtener el rendimiento requerido para una compensación serie-paralelo. Las ecuaciones fueron programadas en Python (consultar el anexo). Para lograrlo, se determina el ciclo de trabajo específico. Así, el procedimiento consiste en localizar la intersección entre $\tan \phi$ y ϕ , identificando el valor de D que cumple dicha condición. La figura 5.30 ilustra esta relación.

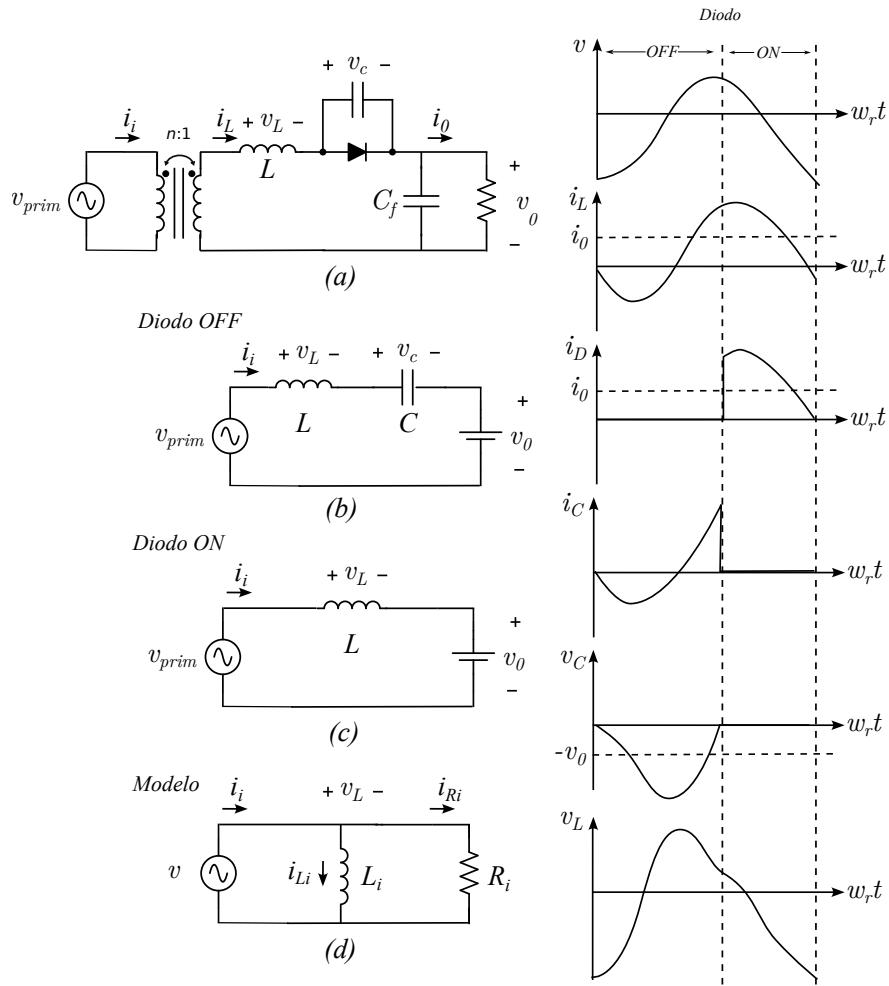


Figura 5.30: Rectificador clase E low dv/dt y sus principales formas de onda

5.7. Inversor Clase E

En el libro [41] se presenta un análisis detallado sobre este amplificador. El circuito fundamental del inversor resonante ZVS de Clase-E se presenta en la figura 6.5 , y consta de un voltaje de entrada en corriente continua $V_i n$, un MOSFET S que funciona como interruptor, una inductancia de alimentación o inductor de choque Lf, un circuito resonante en serie L C Ri, y una capacitancia en paralelo C1 que da forma al voltaje. La commutación del MOSFET (interruptor) está controlada por la frecuencia de operación del controlador, que se expresa como freq=w/2pi. La capacitancia en paralelo absorbe todas las capacitancias presentes en el circuito, como la capacitancia de salida del transistor, la capacitancia parasitaria del inductor de choque y la capacitancia parásita. El resistor de carga Ri en el circuito resonante en serie representa una carga en corriente alterna. Para minimizar las fluctuaciones de corriente en la fuente de corriente continua , se considera que la

inductancia de choque es alta. Cuando el interruptor está cerrado, la capacitancia en paralelo C_1 se pone en cortocircuito, permitiendo que solo el circuito resonante en serie $L C R_i$ opere, lo que provoca que el voltaje a través del interruptor se reduzca a casi cero y una corriente no nula fluya a través del MOSFET. Cuando el interruptor está apagado, el circuito resonante en serie incluye la capacitancia en paralelo, es decir, $C_1 L C R_i$, y la diferencia de corriente entre el inductor de choque y el filtro resonante en serie circula a través de la capacitancia en paralelo C_1 , generando un voltaje con forma de pulso. La condición de conmutación del MOSFET define la red de carga del inversor resonante ZVS de Clase-E, que se caracteriza por dos frecuencias resonantes, una cuando el Mosfet conduce y otra cuando no.

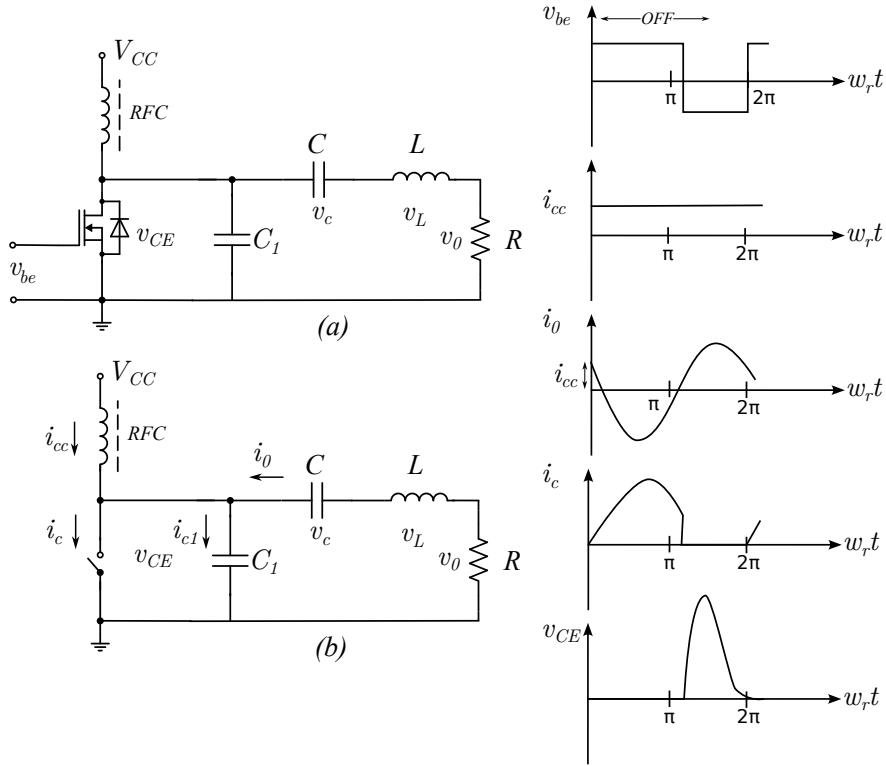


Figura 5.31: Principio de funcionamiento del circuito inversor Clase E, durante la conmutación el voltaje drain-source es cercano a cero

5.7.0.1. Diseño y ecuaciones teóricas

El proceso de diseño del Inversor clase E comienza con la definición del Ciclo de trabajo D y posteriormente calculando el angulo de fase, que servirá más adelante para calcular las condiciones de operación y valores de componentes. La fase esta determinada por la ecuación (5.35)

$$\phi = \tan^{-1} \left[\frac{\cos(2\pi D) - 1}{2\pi(1-D) + \sin(2\pi D)} \right] + n\pi \quad (5.35)$$

La resistencia de entrada RDC esta determinada por la ecuación (5.36)

$$R_{DC} = \frac{(1-D)\pi(1-D)\cos(\pi D) + \sin(\pi D)}{\omega C_1 \tan(\pi D + \phi) \sin(\pi D)} \quad (5.36)$$

La resistencia de carga para una operación nominal esta descrita en (5.37)

$$R = 2 \frac{V_I^2 \sin^2(\pi D) \sin^2(\pi D + \phi)}{\pi^2(1-D)^2 P_R} \quad (5.37)$$

El Capacitor C1 esta descrito en (5.38)

$$C_1 = \frac{P_R(1-D)\cos(\pi D + \phi)[\pi(1-D)\cos(\pi D) + \sin(\pi D)]}{\omega V_I^2 \sin(\pi D + \phi) \sin(\pi D)} \quad (5.38)$$

El valor de L Para que este en resonancia se determina con (5.39)

$$L = \frac{Q_L R}{\omega} \quad (5.39)$$

Donde es el factor de calidad de la carga de la red externa al transistor. El inductor L se divide en 2 inductancias, La y Lb, en donde la primera garantiza la resonancia Con C2 y la segunda asegura que las señales de corriente y voltaje estén en fase. Es así como Lb esta determinada por (5.40)

$$L_b = \frac{R \cdot 2(1-D)^2 \pi^2 - 1 + 2\cos(\phi)\cos(2\pi D + \phi) - \cos(2\pi D + 2\phi)[\cos(2\pi D) - \pi(1-D)\sin(2\pi D)]}{4\sin(\pi D)\cos(\pi D + \phi)\sin(\pi D + \phi)[(1-D)\pi\cos(\pi D) + \sin(\pi D)]} \quad (5.40)$$

Luego C2 esta determinado por (5.41)

$$C = \frac{1}{\omega^2(L - L_b)} \quad (5.41)$$

Finalmente Lf esta determinado por (5.42)

$$L_f = 2 \left(\frac{\pi^2}{4} + 1 \right) \frac{Rl}{f} \quad (5.42)$$

5.8. Selección de Componentes WPT

5.8.1. Capacitores

Para alcanzar un rendimiento óptimo en el diseño final del sistema, no basta con realizar correctamente los cálculos ni seleccionar valores adecuados para los componentes; también es fundamental tener en cuenta el tipo de capacitor utilizado y los materiales con los que está fabricado. Estos aspectos influyen de manera significativa en el desempeño general del circuito, especialmente en aplicaciones de alta frecuencia o alta eficiencia. Es importante reconocer que los capacitores reales difieren considerablemente de los modelos ideales comúnmente utilizados en los análisis teóricos. Un modelo eléctrico equivalente de un capacitor real puede observarse en la Figura 5.32, el cual incluye una resistencia de fuga ($R_{leakage}$) en paralelo con la capacitancia principal, así como una resistencia (ESR, por sus siglas en inglés: Equivalent Series Resistance) y una inductancia (ESL, Equivalent Series Inductance) conectadas en serie.

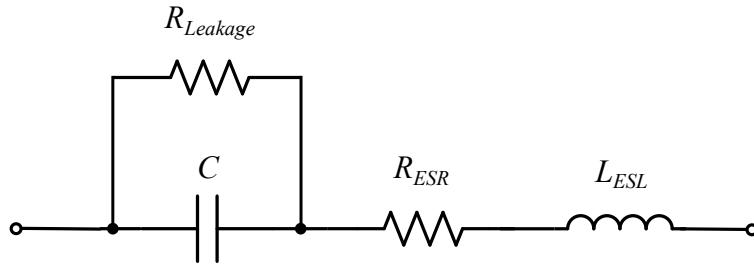


Figura 5.32: Circuito equivalente de un capacitor no ideal

En el contexto de nuestra aplicación, y dadas las condiciones de frecuencia de operación, la inductancia en serie (ESL) puede considerarse despreciable debido a su baja magnitud relativa. Sin embargo, la resistencia en serie equivalente (ESR) adquiere una gran relevancia, ya que representa una vía de disipación de potencia dentro del capacitor. Una ESR elevada no solo reduce la eficiencia del sistema al generar pérdidas térmicas, sino que también puede afectar negativamente la respuesta en frecuencia y la estabilidad térmica del circuito. Por lo tanto, en la etapa de selección de componentes, se debe optar por capacitores que no solo cumplan con el valor nominal requerido, sino que además presenten una ESR baja y estén fabricados con materiales adecuados para soportar las condiciones de operación. Este análisis es especialmente crítico en aplicaciones como convertidores resonantes, rectificadores de alta frecuencia o sistemas de transferencia inalámbrica de potencia, donde las pérdidas en los capacitores pueden comprometer el desempeño global del sistema.

Entre los distintos tipos de capacitores, hay dos que destacan por su eficacia en altas frecuencias y otras características que se detallarán a continuación. Estos dos tipos de capacitores son:

- **Cerámicos.** Estos capacitores se caracterizan por su baja capacitancia parásita, baja resistencia en serie y una estabilidad en su capacitancia, incluso en aplicaciones de alta frecuencia. Dentro de los capacitores cerámicos, destacan los de class 1, específicamente aquellos de la familia C0G.

- **Película.** Los capacitores de película presentan características similares a los cerámicos, con una pequeña diferencia en ciertos aspectos, como su capacidad para soportar voltajes más altos, lo que los hace ideales para aplicaciones de alta potencia. Sin embargo, suelen tener un tamaño mayor en comparación con los capacitores cerámicos, lo que en esta aplicación específica los hace menos preferidos.

Para su selección se hizo énfasis en las bajas resistencias a la frecuencia de operación. Fabricantes como KEMET ofrecen herramientas online [42] que permiten simular la impedancia con el modelo no ideal de los componentes con el objetivo de evaluar su rendimiento antes de realizar la compra. El objetivo es seleccionar, entre todas las referencias disponibles y según el valor de capacitancia requerido, aquella que presente la menor resistencia en serie.

5.8.2. Selección del transistor

En aplicaciones donde no se emplean técnicas de commutación suave, los transistores se encienden y apagan rápidamente mientras existen simultáneamente voltaje y corriente entre el drenador y la fuente del dispositivo. Esta superposición genera pérdidas significativas durante los periodos de commutación [43]. Por esta razón, se implementan técnicas como ZVS (Zero Voltage Switching) o ZCS (Zero Current Switching), cuyo objetivo es minimizar dichas pérdidas, mejorando así la eficiencia global del sistema. Dado que las pérdidas de commutación están directamente relacionadas con el comportamiento del dispositivo durante los transitorios de encendido y apagado, se hace necesario analizar las características eléctricas de los transistores para entender cómo éstas influyen en el rendimiento de la aplicación. Este análisis permite establecer criterios claros de selección de componentes que respondan mejor a los requerimientos específicos del sistema.

Existen numerosas técnicas de commutación suave y topologías resonantes, por lo que no resulta práctico condensar todas en una única figura de mérito (FOM) que las represente adecuadamente. Para facilitar la comparación entre distintos dispositivos y poder identificar cuál tecnología ofrece un mejor rendimiento relativo dentro del circuito, en [43] se propone una figura de mérito específica para commutación suave que resulte útil y práctica en estos casos. Con la reducción de las pérdidas por commutación que se logra mediante el uso de técnicas de commutación suave, los parámetros Q_{GD} y Q_{GS2} , que solían dominar las pérdidas en aplicaciones con commutación dura, dejan de ser los factores determinantes en el rendimiento del dispositivo dentro del circuito. En su lugar, los dos parámetros más relevantes para lograr un alto desempeño en aplicaciones resonantes y de commutación suave son la carga de salida del dispositivo y la carga total de compuerta.

$$\text{FOM}_{\text{SS}} = (Q_{\text{OSS}} + Q_G) \cdot R_{\text{DS(on)}} \quad (5.43)$$

Aunque en diversos artículos [43],[44], [45] se sugiere trabajar con transistores GAN (Nitruro de galio) dado a su superior rendimiento. En este proyecto no fue posible incorporar tecnologías avanzadas como los transistores de nitruro de galio (GaN) debido a limitaciones prácticas relacionadas con el tamaño del encapsulado y la dificultad para soldarlos adecuadamente en la placa de circuito impreso. Por esta razón, se optó por utilizar transistores MOSFET convencionales. Para la selección

del dispositivo más adecuado se empleó la figura de mérito presentada en la ecuación 5.43, la cual permitió realizar una comparación objetiva entre diferentes opciones disponibles en el mercado.

Para el cálculo de 5.43 se requieren algunos valores. En el caso de $R_{DS(on)}$, este se obtiene directamente de la hoja de datos del fabricante. Mientras que para Q_{OSS} (Output Charge) que representa la carga almacenada en la capacitancia parásita de drenaje-salida del MOSFET, se emplea la expresión 5.44

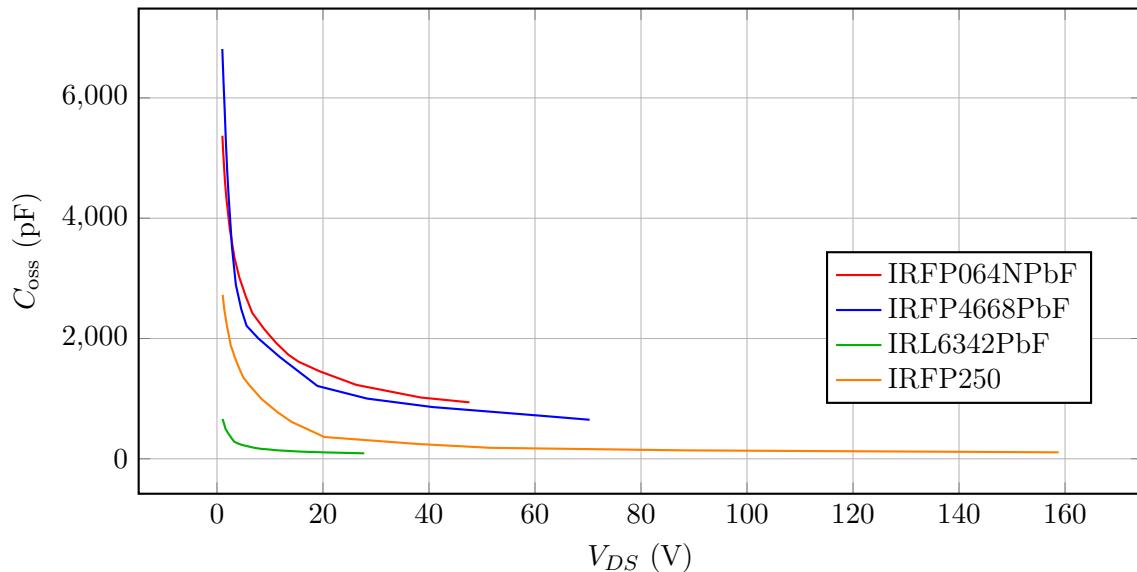
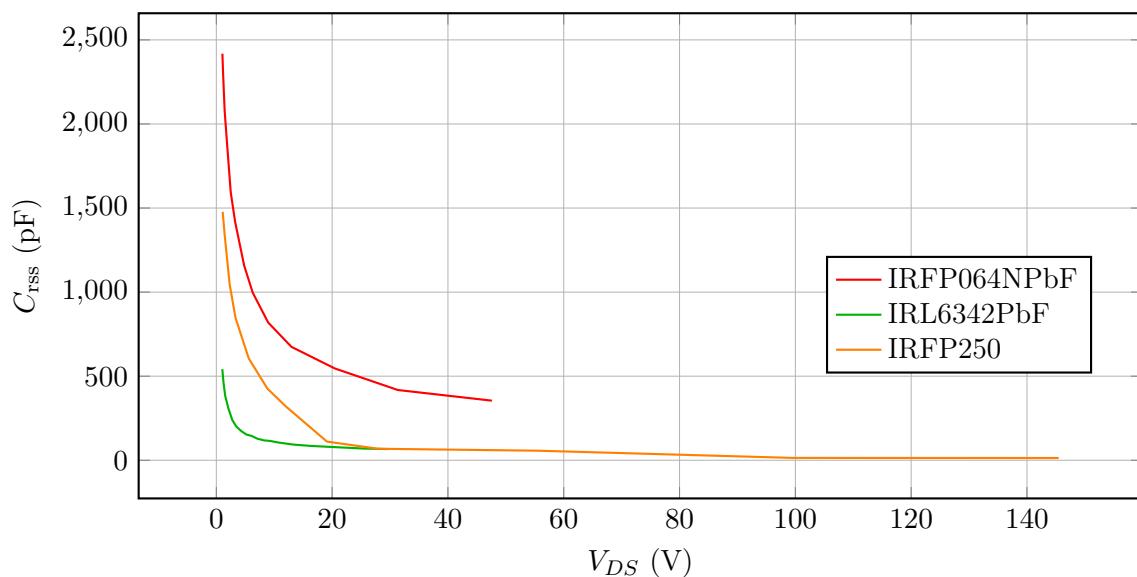
$$Q_{OSS}(V_{DS}) = \int_0^{V_{DS}} C_{OSS}(V_{DS}) dV_{DS} \quad (5.44)$$

En base a lo anterior, se seleccionaron cuatro transistores, de los cuales se extrajeron los datos relevantes a partir de sus respectivas hojas de datos. Posteriormente, se desarrolló un código en Python que, a partir de las gráficas de capacitancia proporcionadas por el fabricante (5.33 y 5.34), resuelve la expresión 5.44 y calcula 5.43. El valor de Q_G se obtiene directamente de la gráfica "Total Gate Charge" proporcionada por la hoja de datos. Los resultados obtenidos se presentan en la Tabla 5.5.

Cuadro 5.5: Comparación de dispositivos para transistores.

Parámetro	IRFP064NPbF	IRFP4668PbF	IRL6342PbF	IRFP250
$R_{DS(on)}$	$8m\Omega$	$8 m\Omega$	$14 m\Omega$	$85m\Omega$
Q_G	$96nC$	$114nC$	$18nC$	$62nC$
Q_{GD}	$25nC$	$12nC$	$4nC$	$11nC$
Q_{oss}	$64nC$	$60nC$	$5nC$	$25nC$
$Q_G \times R_{DS(on)}$	$768pC \cdot \Omega$	$912pC \cdot \Omega$	$252pC \cdot \Omega$	$5270pC \cdot \Omega$
$Q_{oss} \times R_{DS(on)}$	$512pC \cdot \Omega$	$480pC \cdot \Omega$	$70pC \cdot \Omega$	$2125pC \cdot \Omega$
FOM _{SS} ($Q_{oss} + Q_G$) $\times R_{DS(on)}$	$1280pC \cdot \Omega$	$1392pC \cdot \Omega$	$322pC \cdot \Omega$	$7395pC \cdot \Omega$

En 5.5 se presentan los parámetros para la selección del transistor, es de notar que usando la figura de merito se llega a que el transistor IRL6342PbF es el más adecuado para nuestra aplicación.

Figura 5.33: C_{oss} en función de V_{DS} para distintos transistores.Figura 5.34: C_{rss} en función de V_{DS} para distintos transistores.

CAPÍTULO 6

Resultados y Rediseños

6.1. Resultados

6.1.1. Resultados Primer diseño

Una vez fabricado el circuito impreso, se ordenaron los componentes en la plataforma Digikey. Posteriormente, se realizó el proceso de soldadura y el ensamblaje final de las placas, las cuales se muestran a continuación. La primera prueba de laboratorio consistió en evaluar el funcionamiento del sistema completo, con el fin de verificar su congruencia con los modelos teóricos previamente planteados. El circuito fue energizado y los resultados obtenidos se presentan a continuación.

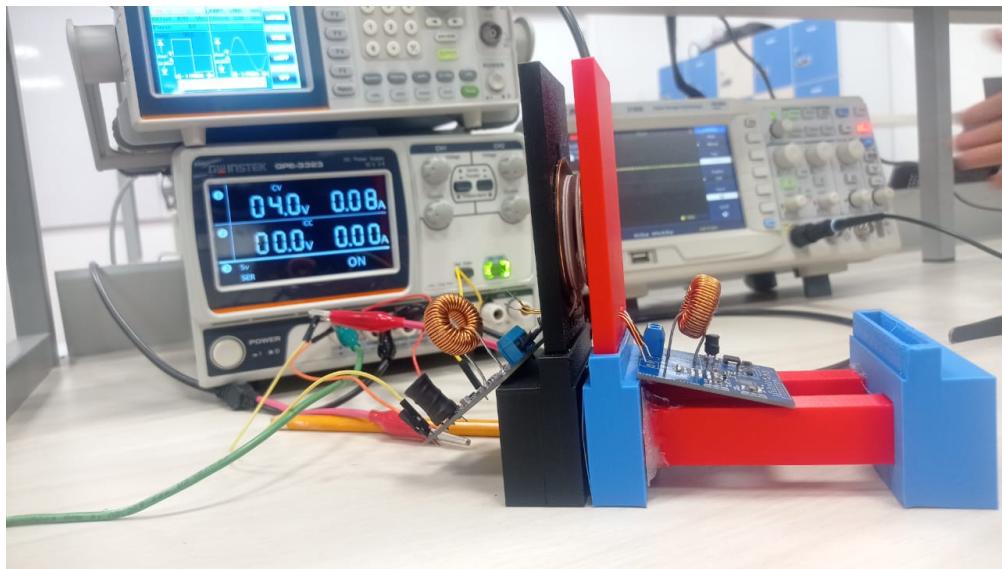


Figura 6.1: Voltaje de entrada y corriente de entrada del amplificador

Como se puede observar en la figura 6.1, para alcanzar un voltaje de 6 V en la salida se requiere una tensión de entrada de 4.3 V, con una corriente de entrada de 80 mA, evidenciando una discrepancia significativa entre los resultados esperados y los obtenidos experimentalmente. Estos resultados se resumen en la tabla 6.1. Como es bien sabido, el inversor presenta una fuerte dependencia con la resistencia de carga, por lo que un primer parámetro a considerar para identificar la causa de los resultados observados es el voltaje *Drain-Source* del amplificador. Este parámetro permite obtener indicios del comportamiento del sistema para diagnosticar posibles desviaciones

respecto al funcionamiento esperado. Idealmente, este voltaje debería ser cercano a cero durante los instantes de commutación minimizando las pérdidas asociadas. Sin embargo, como se muestra en la figura 6.2, el MOSFET deja de conducir antes de lo esperado, es decir, se apaga mientras el voltaje Drain-Source aún se encuentra cerca de su valor máximo. Este hecho sugiere que la primera hipótesis sobre la diferencia de eficiencia es la presencia de pérdidas de commutación significativas en el MOSFET.

Cuadro 6.1: Comparación de voltajes y corrientes de entrada usando una carga de 400Ω — Primer diseño

Magnitud	Simulado	Experimental
Voltaje de entrada (V)	2.6	4
Corriente de entrada (A)	0.039	0.08
Eficiencia (%)	88.75	28

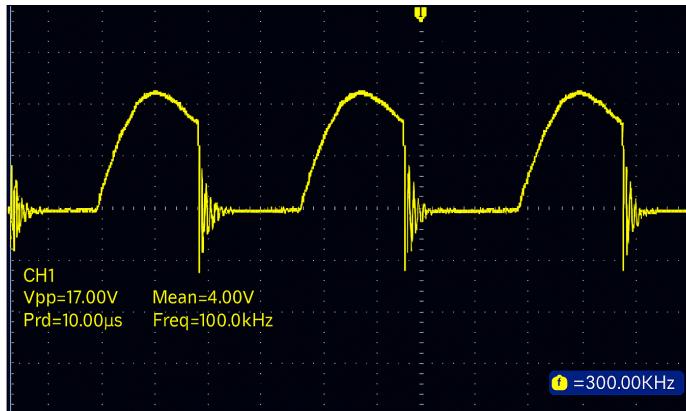


Figura 6.2: Voltaje Drain Source del amplificador

En esta etapa, el objetivo es corregir el diseño del amplificador de forma experimental. Existen diversos métodos para lograrlo; en este trabajo de grado se empleará el procedimiento propuesto en el artículo de referencia [46]. Dicho método se basa en el análisis de la forma de onda del voltaje Drain-Source, a partir del cual es posible ajustar los valores de los capacitores con el fin de lograr commutación a voltaje cero (ZVS) y así eliminar las pérdidas por commutación. Al comparar la forma de onda obtenida en la primera prueba, se observa que se cae en el caso *Negativo* descrito en el artículo 6.4a, en el cual se recomienda disminuir los valores de las capacitancias C1 y C2. Inicialmente, C1 tenía un valor de 26.82 nF y se redujo a 16 nF, mientras que C2 pasó de 17 nF a 2 nF. El objetivo de esta primera prueba fue aplicar un cambio significativo para evaluar la sensibilidad del amplificador respecto a estos componentes y validar de forma experimental lo que se propone en el artículo. El resultado se muestra en la figura 6.3. Como se anticipaba, la forma de onda se altera considerablemente y se extiende casi por dos periodos. Siguiendo la lógica del procedimiento de sincronización, se concluye que los valores de capacitancia deben incrementarse.

En este caso, se ajustan ambos capacitores a 5 nF y se procede a comparar nuevamente la forma de onda resultante.

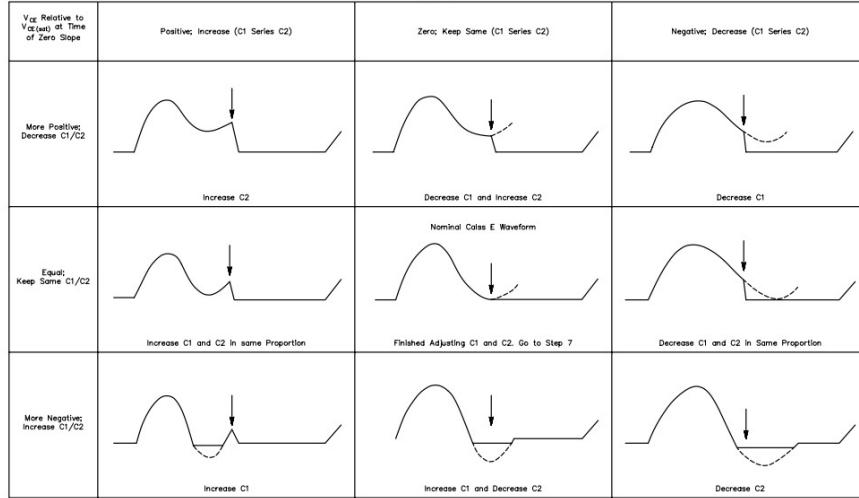


Figura 6.3: Relación de la forma de onda con los diferentes componentes del amplificador para sincronización

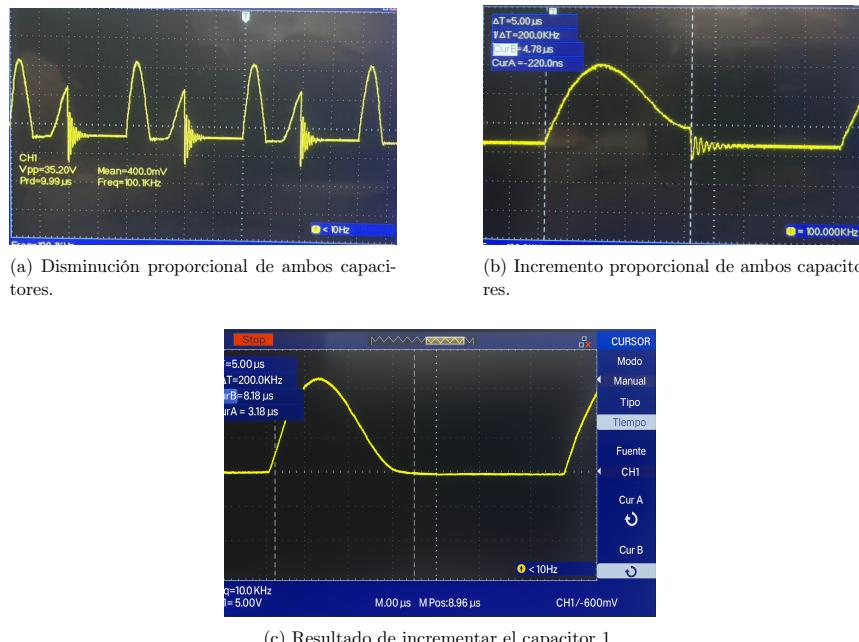


Figura 6.4: Resultados del proceso de sintonización del amplificador de forma experimental. (Resultado óptimo)

Una vez sintonizado el amplificador, se obtienen nuevos resultados que permiten asegurar que las pérdidas por commutación han sido eliminadas. Tal como se muestra en la tabla 6.2, se observa una mejora respecto al primer prototipo; sin embargo, la eficiencia sigue siendo considerablemente baja. Por lo tanto, se descarta la hipótesis de que las pérdidas estuvieran asociadas al proceso de commutación del transistor.

Cuadro 6.2: Comparación de voltajes y corrientes de entrada usando una carga de 400Ω — Rediseño

Magnitud	Resultado
Voltaje de entrada (V)	4.3
Corriente de entrada (mA)	0.06
Eficiencia (%)	35

Con el fin de identificar la causa de las discrepancias observadas, se sigue la sugerencia del director de trabajo de grado de analizar cuánto se desvían los valores reales de los capacitores e inductores de todo el sistema respecto a sus valores nominales. Estos valores medidos se incorporan en la simulación para evaluar su impacto en el comportamiento del sistema. Además de que se analiza el sistema en subsistemas para analizar que puede ser la causa de los problemas.

Cuadro 6.3: Comparación de valores — Primer resultado

Componente	Valor teórico	Valor medido	Error (%)	ESR
L_f	$12 \mu\text{H}$	$12.75 \mu\text{H}$	6.25 %	1Ω
C_L	26.82nF	27nF	0.7 %	$20 \text{m}\Omega$
C_1	17.84nF	17.4nF	2.46 %	$15 \text{m}\Omega$
L_1	$150.0 \mu\text{H}$	$143.3 \mu\text{H}$	4.66 %	4.8Ω
L_{tx}	$32.55 \mu\text{H}$	$32.55 \mu\text{H}$	0 %	0.2Ω
L_{rx}	$32.55 \mu\text{H}$	$32.55 \mu\text{H}$	0 %	0.2Ω
C_3	83.49nF	86nF	3 %	$22 \text{m}\Omega$
L_2	$154.64 \mu\text{H}$	$150 \mu\text{H}$	3 %	0.8Ω
C_4	16.38nF	15.18nF	7 %	$13 \text{m}\Omega$

Al revisar la anterior tabla y realizadas las simulaciones se llegó a la conclusión de que una de las causas que contribuyeron al bajo rendimiento del prototipo fue la desviación del valor real del inductor de resonancia en el rectificador respecto al valor nominal de diseño. Esta diferencia implica que el modelo de inductancia con resistencia en paralelo deja de ser válido, lo que conlleva a que el sistema opere fuera de la resistencia óptima establecida durante el diseño. Además, esta variación introduce una componente reactiva no deseada, ya que el capacitor de compensación deja de estar en resonancia con el inductor en el modelo del rectificador. Si se analiza la curva de compensación correspondiente a un enlace serie-paralelo, se puede observar que incluso una ligera desviación en uno de estos parámetros puede provocar una caída significativa en el rendimiento del sistema.

Cuadro 6.4: Comparación entre mediciones y simulaciones de parámetros del rectificador

Magnitud	Mediciones		Simulaciones		Error	
	Vmax	Vmin	Vmax	Vmin	Vmax	Vmin
Voltaje entrada	1.28	-2.00	1.57	-2.49	18.4 %	19.6 %
Voltaje salida	2.83		3.59		21.2 %	
Voltaje diodo	3.36	-5.44	3.59	-6.54	6.4 %	16.8 %
Corriente entrada [mA]	76	-61.5	76	60	0	2.5 %
Desfase [μ s]	1.7		1.34		26.8 %	

Otra de las causas del bajo rendimiento del prototipo en términos de eficiencia ocurren en el inversor a raíz de la resistencia serie equivalente (ESR) de los componentes. Como se puede observar en la tabla, la resistencia de los toroides a una frecuencia de 100 kHz es considerablemente alta, lo que se traduce en pérdidas significativas y, en consecuencia, en una reducción de la eficiencia del sistema. Por lo tanto, resulta necesario realizar modificaciones al diseño que consideren este parámetro no deseado. En la búsqueda de las causas que explican las elevadas pérdidas observadas en el prototipo, se identificó un artículo que propone un modelo teórico en el cual se incorpora la ESR de cada componente. Este artículo proporciona un modelo para comprender y mitigar los efectos de estas pérdidas, y constituye la motivación para ajustar el diseño del sistema en las siguientes etapas del trabajo.

6.1.2. Rediseño del Prototipo

A partir de los resultados obtenidos, se concluye que el prototipo no cumple con los criterios de aprobación debido a su bajo rendimiento, lo que lo hace inaplicable como solución a la problemática planteada. No obstante, proporciona indicios sobre el comportamiento del sistema, constituyendo una motivación para continuar con el proceso de diseño y mejora. Por lo que requiere un rediseño para cumplir con los requerimientos.

6.1.2.1. Rediseño Inversor

En el documento [47] se derivan las siguientes ecuaciones que permiten calcular las pérdidas de potencia que se dan en cada componente del inversor considerando la ESR y su relación con la resistencia de carga R_l . Con estas ecuaciones se puede realizar un análisis que permite tomar decisiones para un rediseño del prototipo.

Para el caso de las pérdidas del transistor P_{rDS} se pueden calcular como describe (6.1)

$$\begin{aligned} P_{rDS} &= r_{DS} I_{rms}^2 \\ &= r_{DS} \left(\frac{P_R}{V_I} \right)^2 \left\{ 2 - D + \frac{\pi(1-D)^2[2\pi D - \cos(2\pi D + 2\phi)\sin(2\pi D)]}{[\cos(2\pi D + \phi) - \cos(\phi)]^2} \right\} \end{aligned} \quad (6.1)$$

Las pérdidas en el capacitor de derivación paralelo al transistor se calculan con (6.2)

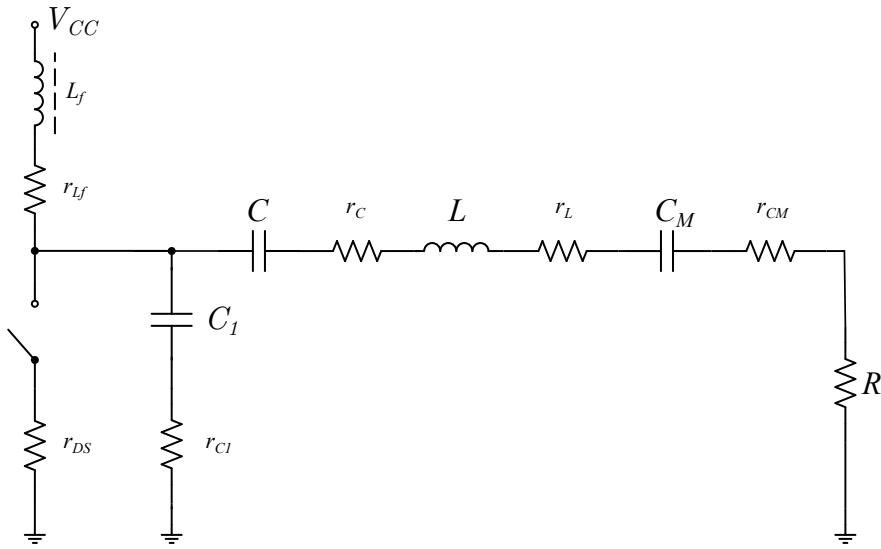


Figura 6.5: Circuito inversor Clase E

$$\begin{aligned}
 P_{r_{C_1}} &= r_{C_1} I_{C_1, \text{rms}}^2 \\
 &= r_{C_1} \left(\frac{P_R}{V_I} \right)^2 \left\{ D - 1 + \frac{\pi(1-D)^2 \cos(2\pi D + 2\phi) \sin(2\pi D) + 2\pi^2(1-D)^3}{[\cos(2\pi D + \phi) - \cos(\phi)]^2} \right\}
 \end{aligned} \quad (6.2)$$

las pérdidas en el inductor de choque se calculan con (6.3)

$$\begin{aligned}
 P_{r_{L_f}} &= r_{L_f} I_{L_f}^2 \cong r_{L_f} I_I^2 \\
 &= r_{L_f} \left(\frac{P_R}{V_I} \right)^2 .
 \end{aligned} \quad (6.3)$$

Las pérdidas en el inductor de resonancia se calculan con (6.4)

$$\begin{aligned}
 P_{r_L} &= r_L \frac{I_m^2}{2} \\
 &= r_L \left(\frac{P_R}{V_I} \right)^2 \left[\frac{\sqrt{2}\pi(1-D)}{\cos(2\pi D + \phi) - \cos(\phi)} \right]^2
 \end{aligned} \quad (6.4)$$

Las pérdidas del Capacitor en resonancia (C2) se pueden calcular con (6.5)

$$\begin{aligned}
 P_{r_C} &= r_C \frac{I_m^2}{2} \\
 &= r_C \left(\frac{P_R}{V_I} \right)^2 \left[\frac{\sqrt{2}\pi(1-D)}{\cos(2\pi D + \phi) - \cos(\phi)} \right]^2
 \end{aligned} \quad (6.5)$$

Finalmente la eficiencia del inversor se puede calcular con (6.6)

$$\eta = \frac{P_R}{P_r + P_{loss}} \quad (6.6)$$

Donde P_{loss} es la suma de las pérdidas anteriores.

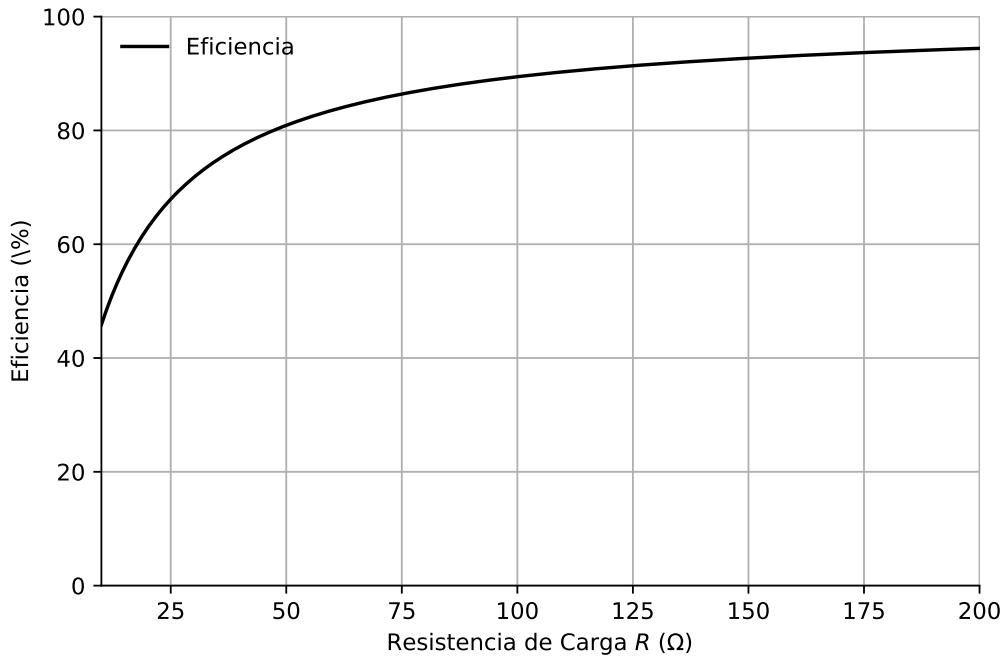


Figura 6.6: Eficiencia del inversor en función de la resistencia de carga

Las ecuaciones del artículo fueron implementadas en Python y se deriva la figura 6.15 que muestra una relación directa entre la eficiencia del amplificador y la resistencia de carga. El primer prototipo fue diseñado con un capacitor secundario en resonancia a una frecuencia diferente de 100 kHz, de modo que la impedancia reflejada fuera puramente real. El valor obtenido para dicha impedancia fue de aproximadamente 12 Ω , lo cual resulta bajo en comparación con la ESR de los componentes utilizados. Como consecuencia, se obtuvo una baja eficiencia en la etapa de amplificación. Por lo que para el siguiente prototipo se llega a la conclusión de que es necesario aumentar la resistencia de carga para mejorar la eficiencia del inversor. Ahora bien, aumentar la resistencia de carga implica aumentar considerablemente la inductancia del tanque del inversor; por ejemplo, para una resistencia de carga de 100 Ω a una frecuencia de operación de 100 kHz y un factor Q de 7 se obtiene una inductancia de 1 mH , y dada la frecuencia de operación, su ESR aumenta abruptamente (ver tabla 5.1). Con la ecuación del factor Q se puede notar que para reducir esta inductancia es necesario un aumento de frecuencia. Para seleccionar la nueva frecuencia de operación, se opta por incrementarla con el objetivo de aumentar la resistencia de carga vista por el inversor. De este modo, se evita el uso de inductores de gran tamaño en el tanque del inversor, lo cual es importante

ya que inductores más grandes tienden a presentar una mayor ESR, incrementando así las pérdidas en el sistema. Además de que la nueva frecuencia de ser lo suficientemente pequeña comparada con la banda de NFC para evitar interferencias con la comunicación entre los módulos.

6.1.2.2. Rediseño Rectificador

Para el rediseño del rectificador, es importante considerar que la tolerancia de los componentes debe ser muy baja, dado que pequeñas desviaciones respecto a los valores nominales pueden generar variaciones significativas en el comportamiento del circuito. Esto provoca que el modelo ideal de un inductor en paralelo con una resistencia deje de ser aplicable bajo las condiciones reales, lo que conduce a operar fuera del punto óptimo de acoplamiento inductivo WPT. Por tanto, el control de tolerancias y la caracterización de los componentes se vuelven primordiales en este punto. Para el rediseño, ahora los requerimientos del rectificador se pueden resumir en la siguiente tabla.

Cuadro 6.5: Requerimientos de diseño del rectificador

Requerimiento	Valor
Frecuencia de operación (kHz)	700
Resistencia equivalente (Ω)	120

Se elige una frecuencia de operación de 700 kHz por conveniencia práctica, ya que al diseñar distintos rectificadores, los valores requeridos para los componentes coinciden con referencias disponibles en el laboratorio. Esta decisión facilita la implementación experimental cumpliendo el objetivo de la subida de frecuencia para bajar el valor de los inductores en el sistema. Con respecto a la resistencia de carga, se siguen las ecuaciones correspondientes a un enlace serie-paralelo, donde se observa que la resistencia óptima varía y su valor se incrementa. En este caso, dado que se está trabajando en una región de sobre acoplamiento, se dispone de un rango amplio de valores de resistencia en los que la eficiencia del sistema se mantiene elevada. Para fines de este prototipo, se elige la resistencia de 120Ω , aunque valores superiores a 120Ω se obtiene un rendimiento similar.

El rectificador se rediseña conforme a los requerimientos previamente establecidos, siguiendo el mismo procedimiento utilizado anteriormente. Se determina el ángulo de fase con el fin de calcular el ciclo de trabajo adecuado y, de esta manera, alcanzar la resistencia deseada. Con el ciclo de trabajo se siguen las ecuaciones que relacionan este valor con los valores de los componentes. Los resultados se pueden resumir en la siguiente tabla 6.6.

Para los capacitores, se seleccionan los modelos cerámicos disponibles en el laboratorio de la universidad. Con el fin de alcanzar el valor nominal requerido, se conectan varios capacitores en paralelo, buscando que la diferencia entre el valor teórico y el valor real sea mínima. En cuanto al inductor, se fabricaron diferentes inductores utilizando los recursos disponibles en el laboratorio. Tras realizar varias pruebas, se seleccionó un núcleo de ferrita que mostró un mejor desempeño a altas frecuencias, evidenciado por un ESR significativamente más bajo en comparación con otros núcleos. Esta característica lo hace especialmente adecuado para nuestra aplicación, ya que el inductor se encuentra en serie y, por tanto, conduce toda la corriente del circuito secundario. Por lo que la

Cuadro 6.6: Parámetros del rectificador para alcanzar 120 Ω

Magnitud	Valor teórico	Valor medido	ESR (Ω)	Error (%)
ϕ	-106 rad	—	—	—
D	0.314	—	—	—
L	39.72 μH	39.7 μH	4	0.05
C	1.3 nF	1.4 nF	900 m Ω	7.69
C_{comp}	2.65 nF	2.65 nF	300 m Ω	1.88

ESR del inductor del circuito resonante del rectificador se vuelve un parámetro crítico, pues influye directamente en las pérdidas y, en consecuencia, en la eficiencia del sistema. Se enrolla el número necesario de vueltas para alcanzar el valor de inductancia deseado, procurando que la diferencia entre el valor medido y el nominal sea inferior al 1 %. Antes del montaje del circuito se debe validar el modelo en simulación con los valores reales de los componentes a fin de tomar la eficiencia simulada e intentar prever problemas antes del montaje. A diferencia del prototipo anterior, en el cual se analizaban los valores mínimos y máximos del voltaje en cada uno de los componentes, en esta etapa se consideró más adecuado utilizar el valor RMS, una herramienta que ofrece el osciloscopio para el análisis de señales, esto debido a que el valor RMS es más representativo de la energía real involucrada en el circuito y, por tanto, es el más útil para analizar potencia y el comportamiento de las señales alternas.

Cuadro 6.7: Impedancia equivalente del rectificador

Descripción	Valor
Inductancia (L_i)	19.45 μH
Resistencia (R_i)	121 Ω

El resultado del rediseño del amplificador se muestra en la figura 6.7, en la cual se ilustran tanto la señal de voltaje de entrada como la corriente de entrada del dispositivo. Como era de esperarse, ambas señales se encuentran en fase, lo cual constituye un buen indicador de la validez del modelo propuesto, por lo que el diseño se aprueba y pasa a la etapa de implementación.

6.1.3. Resultados Segundo Diseño

6.1.3.1. Resultados Rectificador

Una vez validada la simulación utilizando los valores reales de los componentes, incluyendo sus respectivas ESR, se procede con el montaje del rectificador. Como es bien conocido, el modelo equivalente de este tipo de rectificador consiste en un inductor en paralelo con una resistencia. Aprovechando esta característica, la prueba de laboratorio consiste en agregar un capacitor que resuene con dicho inductor, de modo que sus reactancias se cancelen y el conjunto se comporte como un elemento puramente resistivo. El objetivo de esta prueba es observar la relación entre

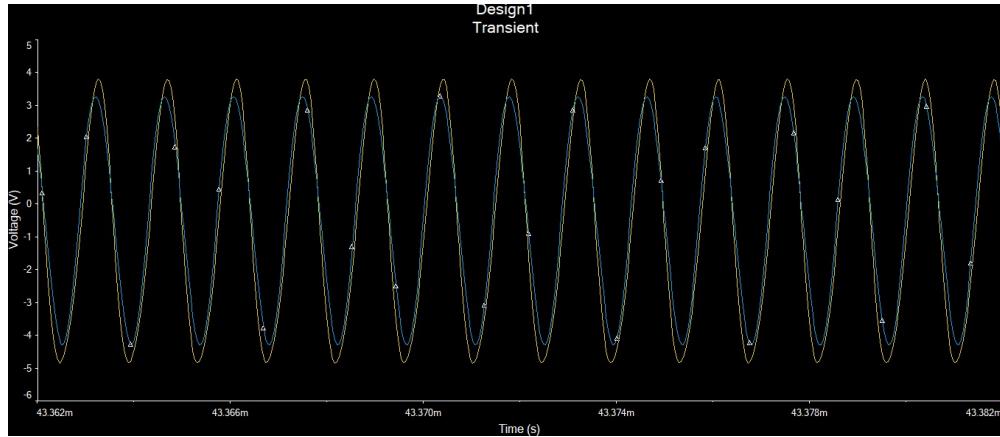


Figura 6.7: Voltaje y corriente de entrada del rectificador se encuentran en fase

el voltaje y la corriente de entrada. Si el modelo es válido, se espera que ambas señales estén en fase y que el cociente entre $V_{in,rms}$ e $I_{in,rms}$ resulte en una resistencia dentro del rango óptimo definido para el enlace. El resultado de la prueba se puede apreciar en figura 6.8. Cabe destacar que, para la medición de la corriente de entrada, fue necesario incluir una resistencia en serie de bajo valor (2Ω). Dado que el sistema opera a una frecuencia elevada, resulta necesario verificar que este componente no introduzca elementos reactivos no deseados, y que su valor resistivo real se mantenga cercano al nominal. Para comprobarlo, se utilizó un analizador vectorial a la frecuencia de operación, obteniéndose que la resistencia presenta un comportamiento puramente resistivo, sin componentes inductivas ni capacitivas apreciables. Además, se confirmó que su valor real es de 1.8Ω , lo cual es aceptable para los fines de la medición. Con base en lo anterior, se puede construir una tabla comparativa cuyo objetivo es contrastar los resultados teóricos, simulados y experimentales. Esta comparación permite evaluar la validez del modelo y los supuestos utilizados, así como identificar posibles discrepancias antes de avanzar a la siguiente etapa del proyecto.

Cuadro 6.8: Comparación de resultados del rectificador (sin enlace) Ω

Magnitud	Simulación	Valor real	Error (%)
V_{in}	2.77 V	2.80 V	1.08
I_{in}	18.4 mA	19.37 mA	5.27

Dado el error mínimo entre los resultados simulados y los experimentales, se puede concluir que el modelo es válido, por lo que se aprueba el diseño propuesto. Este resultado permite contrastar que las tolerancias en los valores de los componentes del rectificador deben ser muy bajas para garantizar el cumplimiento de los objetivos de desempeño del sistema.

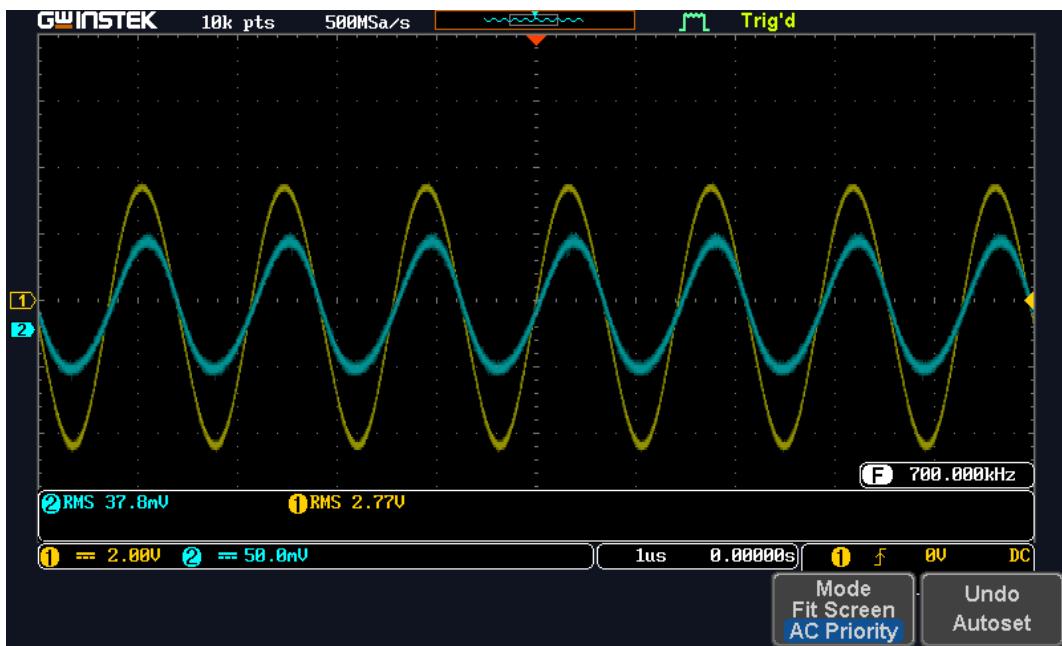


Figura 6.8: Voltaje y corriente RMS de entrada del rectificador con capacitor que anula la reactancia equivalente del rectificador



Figura 6.9: Voltaje de Salida del Rectificador

6.1.3.2. Resultados Enlace

Una vez validado el diseño del rectificador, el objetivo en esta etapa es obtener la resistencia de carga vista por el inversor. Como se mencionó en la etapa de rediseño, al inversor se le incorporó una red de transformación de impedancias cuya función es transformar la impedancia compleja reflejada en una carga puramente resistiva. Para validar esto, la prueba de laboratorio consiste en verificar que el voltaje de entrada y la corriente de entrada estén en fase, tal como fue especificado en el diseño. El resultado de la prueba se puede ver en la figura 6.10

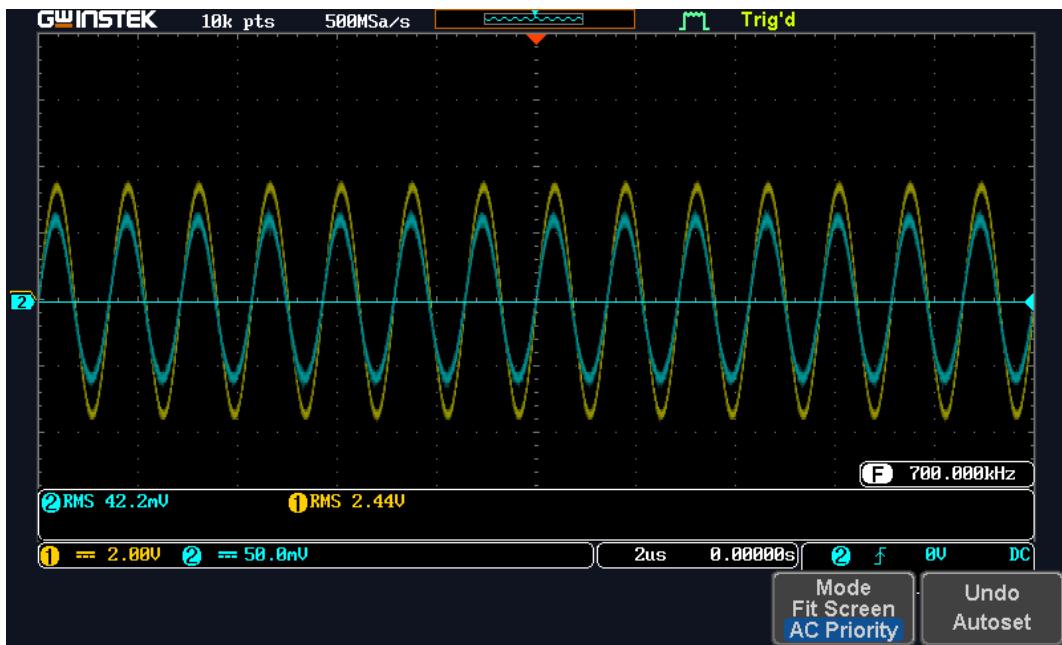


Figura 6.10: Voltaje y corriente RMS a la entrada del enlace, a la distancia de operación y con el rectificador como carga

Los resultados se resumen en la siguiente tabla 6.9, donde se puede observar que las predicciones teóricas y simuladas presentan una buena aproximación a los valores medidos experimentalmente en el laboratorio.

Cuadro 6.9: Comparación de resultados del enlace Ω

Magnitud	Simulación	Valor medido	Error (%)
V_{in}	2.40 V	2.44 V	1.66
I_{in}	22.6 mA	21.74 mA	3.80

En este punto, se aplican las ecuaciones correspondientes al enlace con compensación serie-paralelo (ec. 5.20) con el propósito de verificar si la impedancia del enlace calculada coincide con la predicción teórica antes de avanzar a la etapa del inversor. Al reemplazar los valores, considerando

como resistencia de carga del enlace la resistencia equivalente del rectificador ($Z_{rect} = 144 \Omega$), obtenida a partir del cociente entre $V_{in,RMS}$ e $I_{in,RMS}$ bajo condiciones de señales en fase, se observa una fuerte diferencia con los resultados experimentales. Específicamente, se obtiene una impedancia reflejada de $Z_{link} = 88 \Omega$, valor que también es confirmado por la simulación del enlace realizada en ADS $Z_{link} = 88,9\Omega$, que no coincide con la impedancia del enlace medida $Z_{link} = 104\Omega$. Dado que se presenta esta diferencia, no es posible avanzar a la siguiente etapa del diseño sin antes comprender con certeza su causa. Esto se debe a que, a nivel de análisis de voltajes y corrientes RMS, existe una fuerte concordancia entre la simulación y los resultados experimentales, lo que indica que hay otro factor no considerado que está afectando la medición de la impedancia del sistema a nivel práctico.

Y efectivamente, tras un análisis más detenido, se observa que la forma de onda de la corriente de entrada del rectificador 6.8, tanto en la simulación como en la medición experimental, no corresponde a una señal senoidal pura, sino que presenta componentes armónicas que distorsionan su forma. Por tanto, calcular la impedancia dividiendo directamente el voltaje RMS entre la corriente RMS conduce a un error. Para obtener la impedancia a la frecuencia de operación, es necesario emplear un método diferente que considere únicamente la componente fundamental. En simuladores como Multisim, ADS o Qucs se dispone de herramientas que permiten realizar un análisis de componentes armónicas en un circuito mediante la aplicación de la transformada de Fourier resultando especialmente útil en esta etapa del proyecto, ya que el análisispectral tanto del voltaje como de la corriente de entrada permite la identificación de las componentes armónicas presentes y permite extraer la impedancia a la frecuencia de operación.

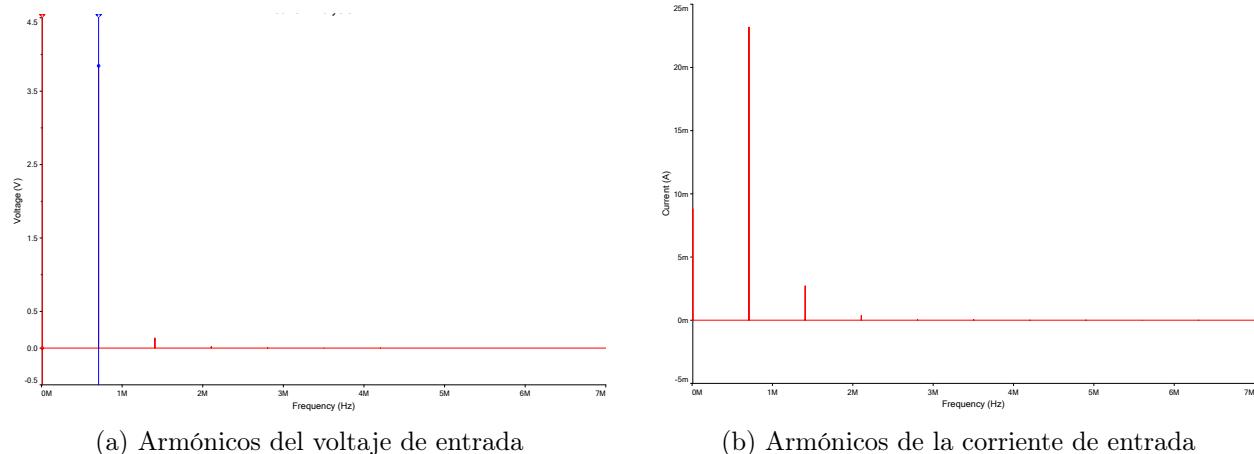


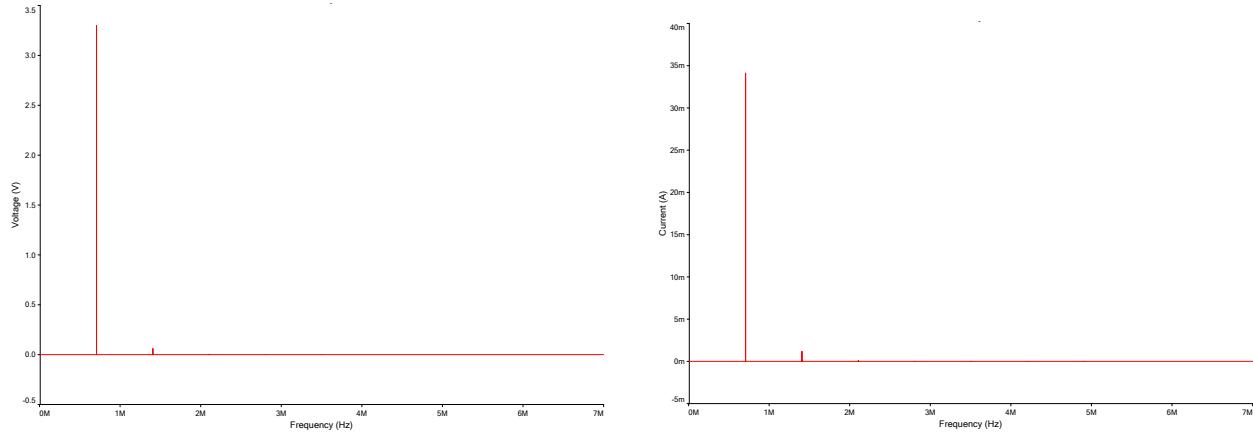
Figura 6.11: Análisis de armónicos para encontrar la impedancia equivalente

Dado que la frecuencia de operación es de 700 kHz, se toma la componente fundamental (primer armónico) tanto de la corriente como del voltaje. A partir de estos valores se calcula la impedancia equivalente como el cociente entre ambas magnitudes. Los resultados obtenidos se resumen en la tabla 6.10.

Cuadro 6.10: Magnitudes del primer armónico y su impedancia equivalente

Frecuencia (Hz)	Voltaje (V)	Corriente (A)	Impedancia (Ω)
700 000	3.84	0.023	166.95

Por lo que la impedancia del rectificador a la frecuencia de operación se toma $Z_{rect} = 166,95\Omega$. Para verificar si también existen armónicos en el lado primario, se procede de manera análoga: se utiliza el simulador para obtener la componente fundamental tanto del voltaje como de la corriente, y a partir de estos se calcula la impedancia correspondiente. Los resultados se pueden ver en las figuras 6.12b y 6.12a.



(a) Armónicos del voltaje de entrada en el enlace (b) Armónicos de la corriente de entrada en el enlace

Figura 6.12: Análisis de armónicos para encontrar la impedancia equivalente

A continuación, se aplica la ecuación de impedancia de entrada del enlace con compensación serie-paralelo (ec. 5.20), utilizando como resistencia de carga la impedancia equivalente del rectificador, ahora estimada como $Z_{rect} = 166,95 \Omega$. Asimismo, se realiza la simulación correspondiente en ADS, tomando la misma resistencia de carga. Los tres resultados, teórico, simulación del enlace en ADS y simulación de armónicos, se resumen en la tabla 6.11.

Cuadro 6.11: Comparación de impedancias del enlace: teoría, simulación y práctica

Parámetro	Valor teórico	Simulación ADS	Armónicos
Z_{link}	98.2 Ω	98.3 Ω	96.65 Ω

Una vez que la impedancia obtenida coincide con la prevista por las ecuaciones teóricas y ha sido validada mediante simulaciones, se considera validado el modelo propuesto y se propone trabajar con $Z_{link} = 104\Omega$ dado a su bajo contenido en armónicos y es válido el cociente I_{rms} y V_{rms} 6.12.

Esta concordancia permite avanzar con confianza a la siguiente etapa del diseño.

6.1.3.3. Resultados Inversor

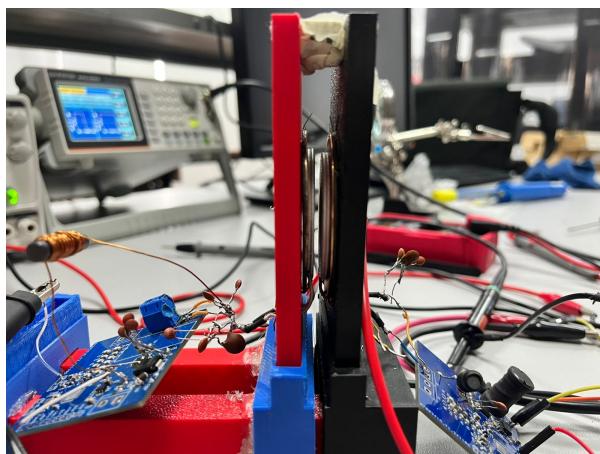
Al modificar la resistencia equivalente del inversor, se observaron cambios en la forma de onda de salida. Como era de esperarse, al incrementar dicha resistencia, el consumo de corriente disminuyó considerablemente en comparación con el primer prototipo. Esto implica que la corriente que circula a través de la resistencia serie equivalente (ESR) de los componentes también se reduce, lo cual conlleva a una menor disipación de potencia en dichas resistencias. Como resultado, se obtiene un aumento en la eficiencia de esta etapa en particular. Los efectos de esta modificación se evidencian en la siguiente tabla 6.12.

Cuadro 6.12: Resultados comparativos: valores reales y simulados del inversor

Magnitud	Valor real	Simulación	Error (%)
V_{in}	5.6 V	5.9 V	5.36
I_{in}	30 mA	22.8 mA	24.00
V_{out}	6.04 V	6.04 V	0.00

6.1.3.4. Resultados Eficiencia del Sistema total

El montaje final se muestra en la figura 6.13a. En este sistema se distinguen la placa transmisora, la placa receptora y los inductores duales WPT/NFC, dispuestos a una distancia de 4 mm. Los resultados correspondientes al consumo de corriente y voltaje, así como la eficiencia total del sistema, se presentan en la figura 6.13b y en la tabla 6.13, respectivamente.



(a) Montaje final



(b) Consumo de voltaje y corriente del sistema total

Figura 6.13: Montaje final del sistema y medición de consumo en operación

Cuadro 6.13: Comparación de eficiencias

Magnitud	Simulación	Valor real	Diferencia
η	67 %	55 %	12 %

6.1.4. Rediseño para el requerimiento del voltaje de entrada

Hasta este punto, el diseño del inversor se ha desarrollado sin considerar el voltaje de entrada como una restricción, es decir, se tenía un mayor grado de libertad. Sin embargo, para la implementación final del sistema en PhenoAgro, esta condición se convierte en un requerimiento fundamental. Esto se debe a que el módulo de potencia y de comunicaciones operan exclusivamente a 3.7 V. En la versión actual, se requiere una etapa adicional de step-up para elevar el voltaje de 3.7 V a 4.6 V, lo cual introduce un subsistema extra que incrementa la complejidad, reduce la eficiencia general del sistema y no representa una solución óptima desde el punto de vista de diseño. Por lo tanto, el principal desafío abordado en esta subsección consiste en rediseñar el sistema para que pueda operar directamente con una entrada de 3.7 V, garantizando que el valor de 6V se mantenga a la salida del rectificador, sin necesidad de una etapa elevadora a la entrada del inversor.

Como se ha expuesto previamente, el sistema está conformado por tres subsistemas, cada uno de los cuales presenta una ganancia de voltaje. Nos aprovecharemos de este hecho para realizar modificaciones en el circuito. Particularmente, al analizar el primer subsistema, el rectificador, se encuentra que, según el artículo [40], existe una relación teórica entre el voltaje de entrada del rectificador V_{rect} y el voltaje de salida V_{out} , expresada como una ganancia de voltaje M , en función del ciclo de trabajo del sistema. No obstante, tanto en simulaciones como en experimentos de laboratorio, se ha observado que este valor se desvía del comportamiento ideal esperado, debido a una resistencia de carga muy grande. Incluso en el propio artículo citado se evidencia una diferencia significativa entre el valor teórico y el valor obtenido experimentalmente. Debido a estas variaciones, lo más adecuado es determinar esta ganancia de forma experimental. A partir de las mediciones realizadas, se obtuvo una relación experimental entre los voltajes de entrada y salida del rectificador dada por:

$$M_{rect} = \frac{V_{out}}{V_{rect}} = 0,96 \quad (6.7)$$

El siguiente subsistema de estudio es la compensación serie-paralelo. También en este caso existe una relación entre el voltaje de salida y el voltaje de entrada, la cual depende del factor de acoplamiento k y de las inductancias de los devanados primario L_1 y secundario L_2 . De forma teórica, la ganancia de voltaje M_{comp} para una configuración serie-paralelo puede calcularse mediante la siguiente expresión:

$$M_{link} = \frac{V_{rect}}{V_{link}} = k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad (6.8)$$

A partir de resultados experimentales se obtiene el valor mostrado en la ecuación 6.9, el cual coincide con lo esperado teóricamente:

$$M_{\text{link}} = \frac{V_{\text{rect}}}{V_{\text{link}}} = 1,3055 \quad (6.9)$$

Finalmente, revisando el libro [41], se encuentra una ecuación que relaciona el voltaje de salida del inversor con el voltaje de entrada. Esta expresión es válida bajo la condición de que el factor de calidad Q del sistema sea suficientemente alto, lo cual garantiza que la aproximación teórica se ajuste a la realidad. Para el anterior diseño propuesto, se adoptó un valor que no cumplía con dicha condición $Q = 2,6$, por lo que la siguiente ecuación no aplica, y resulta necesario para el siguiente diseño que el factor Q sea de al menos $Q = 5$ [48]. La relación de ganancia de voltaje queda entonces definida por (6.10):

$$M_{\text{inv}} = \frac{V_{\text{inv}}}{V_I} = \frac{4}{\sqrt{\pi^2 + 4}} = 1,074 \quad (6.10)$$

Finalmente, la ganancia total del sistema está dada por el producto de las ganancias individuales de cada uno de los subsistemas: el rectificador (M_{rec}), la etapa de compensación serie-paralelo (M_{comp}) y el inversor (M_{inv}). Esta relación permite estimar el voltaje total de salida del sistema en función del voltaje de entrada, como se muestra en (6.11).

$$M_{\text{total}} = M_{\text{rec}} \cdot M_{\text{comp}} \cdot M_{\text{inv}} \quad (6.11)$$

Si se utiliza la ecuación 6.11, se obtiene una ganancia total del sistema de $M_{\text{total}} = 1,346$. Para un voltaje de entrada de 3.7 V, esto se traduce en un voltaje de salida de aproximadamente 4.98 V. Este valor resulta insuficiente para cumplir con los requerimientos del sistema, por lo que es necesario modificar alguna de las ganancias de los subsistemas. Sin embargo, modificar la ganancia del rectificador no es viable, ya que implicaría cambiar el ciclo de trabajo, lo cual a su vez altera el modelo equivalente del rectificador (ecuación 5.31), implicando un rediseño completo del sistema. Tampoco es factible modificar la ganancia de la etapa de compensación, dado que según la ecuación 6.8, esto requeriría cambiar las inductancias propias de las bobinas. Esta opción no es posible, ya que se están utilizando bobinas comerciales de Würth, y el único parámetro libre sería el factor de acoplamiento. No obstante, para esta etapa del proyecto, el filtro NFC ya ha sido acoplado a una distancia de operación fija, lo que imposibilita cualquier ajuste en el valor de acoplamiento. Finalmente, al considerar la ganancia del inversor, puede observarse en la ecuación 6.10 que esta es constante. Por tanto, tampoco se puede modificar para compensar el déficit de voltaje observado. Por lo que se hace necesario incorporar una etapa adicional que tenga una ganancia de voltaje. En la literatura consultada [41], se identificó que entre el circuito tanque del inversor y su salida es común incluir una etapa intermedia de transformación de impedancias. Esta tiene como propósito, para una determinada carga y voltaje de entrada, asegurar la entrega de una potencia específica. Inspirados en esta estrategia, el objetivo en esta sección será implementar un sistema equivalente adaptado a nuestra aplicación ya no con el objetivo de entregar una determinada potencia a la carga como es lo habitual sino, de voltaje, es decir, capaz de entregar un voltaje de salida determinado a

partir de un voltaje de entrada conocido. En particular, se busca que a la salida del rectificador se cumpla con los requerimientos del sistema: un voltaje de entrada de 3.7 V y un voltaje de salida de 6 V. El esquema general se puede apreciar en la figura

En [49] se menciona la técnica de aumento pasivo de voltaje mediante una red LC (Passive LC Voltage Boosting), la cual es utilizada en aplicaciones de recolección de energía (energy harvesting). En dicha técnica, se deriva una expresión que relaciona la ganancia de voltaje obtenida a través de una red de acople tipo L, en función de la resistencia de carga R_{load} y la resistencia interna de la fuente R_s (Para nuestra aplicación $R_{\text{load}} = R_{\text{link}}$ y $R_s = R_{\text{inv}}$, donde R_{inv} es la impedancia vista por el inversor que permitirá elevar el voltaje). Esta ganancia se expresa como:

$$M_L = \sqrt{\frac{R_{\text{load}}}{R_s}} \Rightarrow M_L = \sqrt{\frac{R_{\text{link}}}{R_{\text{inv}}}} \quad (6.12)$$

Esta relación es válida bajo condiciones de resonancia, y su propósito es maximizar el voltaje en la carga mediante una transformación pasiva de impedancias. El aumento del voltaje se logra cuando la carga presenta una resistencia significativamente mayor que la resistencia de fuente, permitiendo así un mayor aprovechamiento de la energía transferida. De secciones anteriores se llegó a que la impedancia de entrada del enlace es puramente resistiva, cuyo valor es $R_{\text{link}} = 101\Omega$, por lo que para lograr un elevador de voltaje se debe cumplir que la impedancia vista por el inversor R_{inv} debe ser menor a 101Ω . En particular, para alcanzar 6 V a la salida, se requiere una etapa intermedia de ganancia de voltaje $M_L = 1,2048$ y la ecuación de ganancia total del sistema queda:

$$M_{\text{total}} = M_{\text{rec}} \cdot M_{\text{comp}} \cdot M_L \cdot M_{\text{inv}} \quad (6.13)$$

Ahora bien, para alcanzar una ganancia de voltaje de 1.4048, según la ecuación 6.12, se requiere que la impedancia vista por el inversor (denotada como R_{obj}) sea idealmente de 69Ω . Es decir, el inversor debe sintonizarse para operar con esta resistencia de carga. No obstante, este valor relativamente alto de resistencia implica que el inductor del circuito tanque también deba ser considerablemente grande. Como consecuencia, la resistencia serie equivalente (ESR) del inductor se ve incrementada debido a los efectos de piel y proximidad, especialmente a la frecuencia de operación considerada. A esto se suma la limitación de los capacitores disponibles en laboratorio, que también presentan una resistencia interna elevada a esta frecuencia. En conjunto, estas resistencias parásitas no pueden ser despreciadas, y en particular para el caso de una carga de 69Ω , se estima que la ESR total (suma de tres inductores de 22 uH, consultar tabla 5.1, y el capacitor del tanque de 1.2 nF) puede alcanzar hasta 10Ω , afectando de forma directa la ganancia de voltaje en la etapa de salida. Dado que las simulaciones de los prototipos anteriores han demostrado ofrecer una muy buena aproximación a los resultados experimentales, siempre que los componentes utilizados en la simulación sean representativos de los reales y se incluya la resistencia serie equivalente (ESR) de cada uno, se propone realizar el rediseño del sistema utilizando el simulador como herramienta principal. Este proceso será de carácter iterativo: se parte asumiendo un valor estimado para la resistencia parásita total del circuito tanque, y el diseño del amplificador se realiza en función de una carga efectiva dada por:

$$R_{\text{load}} = R + R_{\text{ESR}} \quad (6.14)$$

Donde R_L representa la resistencia de carga luego del acoplamiento de impedancias y R_{ESR} corresponde a la suma de las resistencias parásitas de los componentes inductivos y capacitivos del sistema. El proceso comienza estableciendo como punto de partida una resistencia de carga de 69Ω . Utilizando las ecuaciones de acoplamiento de impedancias, se determina que la inductancia requerida para el inductor en serie es $L_{\text{mx}} = 7,47 \mu\text{H}$, y que la inductancia del circuito tanque debe ser de $L = 64 \mu\text{H}$. Por tanto, la inductancia total resulta ser $L_{\text{total}} = 71,47 \mu\text{H}$.

Como punto inicial, se propone implementar esta inductancia mediante la conexión en serie de dos inductores comerciales: uno de $68 \mu\text{H}$ con una ESR de 6Ω , y otro de $3 \mu\text{H}$ con una ESR de $250 \text{ m}\Omega$, según la tabla 5.1. Por otro lado, el valor requerido del capacitor es de aproximadamente $1,13 \text{ nF}$, con una ESR de $2,2 \Omega$. Al simular este conjunto de componentes, se observa una caída considerable del voltaje de salida, atribuida principalmente a la elevada resistencia serie total del tanque. Frente a esta situación, se decide realizar un rediseño, ya que se requiere aumentar la ganancia de voltaje para compensar esta pérdida, lo que implica que el acoplamiento debe efectuarse hacia una impedancia menor. Para evitar un proceso complejo (y no enloquecer en el intento) dado al poco predecible de cambio constante de inductores y ajustes de ESR, se adopta una estrategia diferente: se fija una inductancia de $68 \mu\text{H}$, implementada mediante tres inductores en serie de $22 \mu\text{H}$, con una ESR combinada de 8Ω . De esta manera, se garantiza que la ESR sea fija y no varíe constantemente, además de que se asegura que la inductancia de diseño necesaria para el tanque y la transformación de impedancias sea menor que la inductancia total disponible, permitiendo que el excedente de reactancia sea compensado fácilmente mediante un capacitor en serie. De esta manera, se simplifica el diseño al reducir la cantidad de iteraciones necesarias, dado que los capacitores presentan, en general, una resistencia serie equivalente (ESR) considerablemente menor que la de los inductores. Esto mejora la previsibilidad del comportamiento del sistema dado que considerando que el rango de impedancia objetivo está entre 50Ω y 70Ω , el capacitor en serie requerido se encuentra típicamente entre 800 pF y $1,5 \text{ nF}$. Mediciones realizadas a los capacitores disponibles en este rango indican que su ESR permanece prácticamente constante, oscilando entre $1,5 \Omega$ y $2,7 \Omega$. En la segunda iteración del diseño, se determina que la impedancia equivalente del sistema debe ser de 53Ω , con el fin de compensar una caída de tensión asociada a una resistencia serie equivalente total (ESR) de $10,2 \Omega$. A partir de este nuevo valor, se ajustan las inductancias del sistema. La inductancia de acoplamiento se establece en $L_L = 8 \mu\text{H}$, mientras que la inductancia del tanque se reduce a $L = 48,2 \mu\text{H}$. Como resultado, se obtiene una inductancia excedente de:

$$L_{\text{exc}} = 68 \mu\text{H} - L_{\text{mx}} - L = 11.8 \mu\text{H}$$

Esta inductancia excedente debe ser compensada mediante un capacitor en serie que cumpla con la condición de resonancia. El valor de dicho capacitor se determina con la siguiente expresión:

$$C_{\text{exc}} = \frac{1}{(2\pi f)^2 L_{\text{exc}}}$$

Finalmente, el capacitor total en serie C_t del tanque se obtiene como combinación del capacitor del tanque original C y el capacitor excedente $C_{exc} = 4,38nF$, siguiendo la relación:

$$C_t = \frac{C \cdot C_{exc}}{C + C_{exc}}$$

En este caso, se calcula un valor de $C_t \approx 1,2$ nF, con una ESR de 2Ω .

Una vez introducidos en el simulador todos los valores del nuevo diseño, incluyendo las resistencias serie equivalentes (ESR) de cada componente, se obtiene el resultado deseado. Por lo tanto, el diseño es aprobado y se procede a la etapa de implementación. El circuito es alimentado por una fuente de 3,7 V, y se monitorea la salida del rectificador, la cual debe alcanzar los 6 V según los requerimientos del sistema. Para verificar la validez del procedimiento propuesto, también se analiza la señal drenador-fuente del transistor, dado que esta tiene una relación directa con la impedancia de carga. Si el diseño es correcto, dicha señal debe cumplir con la condición de conmutación en tensión cero (ZVS, por sus siglas en inglés: *Zero Voltage Switching*).

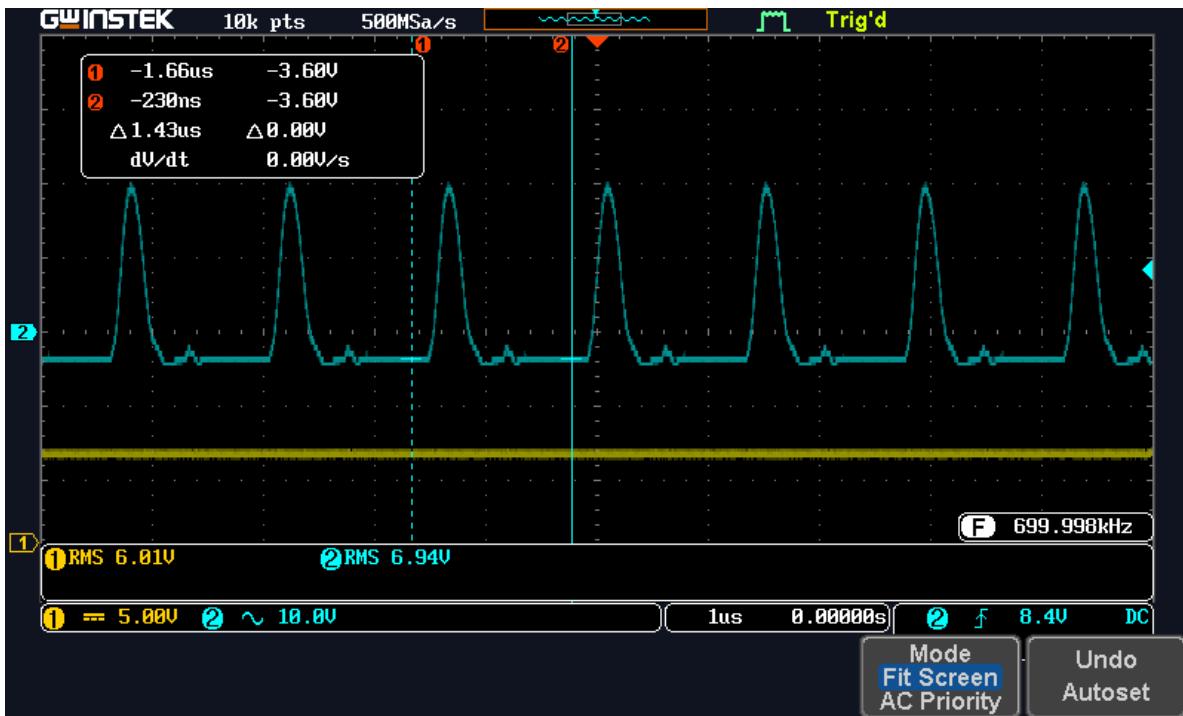


Figura 6.14: Voltaje en el Drain Source del transistor

Los resultados fueron satisfactorios: la figura 6.14 muestra una salida de 6 V, junto con evidencia clara del cumplimiento de la condición de conmutación en tensión cero (ZVS), sin necesidad de resintonización, a diferencia del prototipo anterior. Esto valida plenamente la metodología empleada.

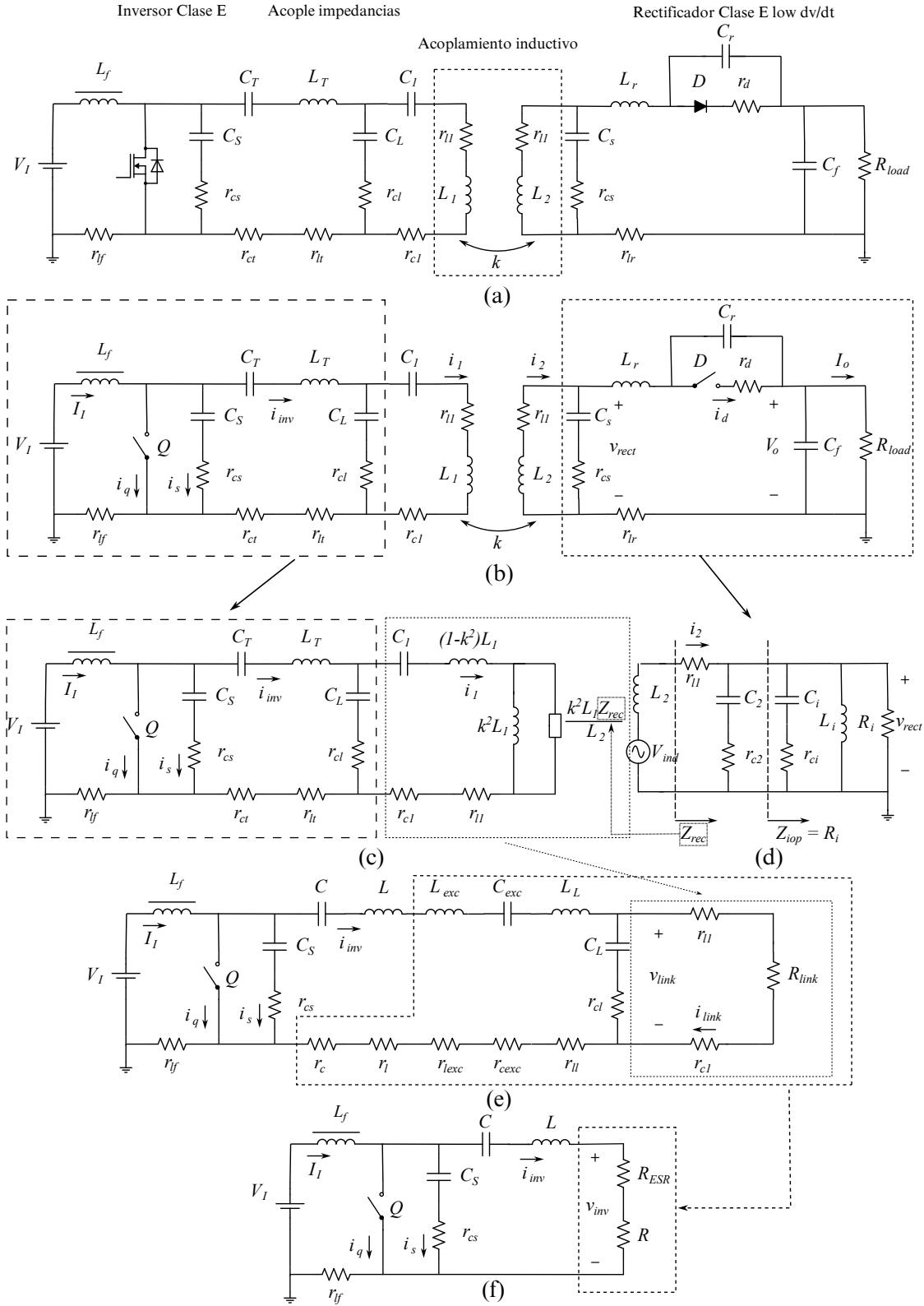


Figura 6.15: Proceso de diseño de un conversor DC-DC con acoplamiento inductivo para aplicación WPT

6.1.5. Resultados Funcionamiento simultaneo

Como primera prueba experimental, se realizó una comunicación entre dos dispositivos tipo host, en este caso, dos computadoras portátiles. El objetivo fue verificar la transmisión de una cadena de texto mientras el sistema de transferencia inalámbrica de potencia (WPT) se encuentra en funcionamiento. Es importante resaltar que esta prueba tenía como propósito confirmar que la banda de operación del sistema WPT no se solapa ni interfiere con la banda de comunicación utilizada por el protocolo NFC. Para asegurar que cualquier falla no se debiera a una posible caída de tensión, y aislar completamente el análisis, se alimentó el dispositivo NFC mediante fuentes externas, evitando conectar inicialmente la salida del rectificador a la entrada del regulador del módulo. Los resultados de esta prueba fueron satisfactorios: se logró establecer comunicación bidireccional entre los hosts de forma simultánea con el funcionamiento del sistema de transferencia inalámbrica de energía (WPT). En los anexos de este documento se incluye un video que evidencia dicha prueba.

El siguiente paso consiste en verificar si ambos subsistemas —transferencia de potencia e intercambio de información— pueden operar de manera simultánea. Como prueba de laboratorio, se propone conectar la salida del rectificador a la entrada del regulador de voltaje del controlador PN532, con el objetivo de confirmar que la transmisión de potencia y la comunicación se realizan simultáneamente y sin errores. Se observó que el dispositivo NFC logra encender correctamente y responder a los comandos enviados por el host. Sin embargo, se presentó una limitación al ejecutar comandos que requieren la generación activa del campo electromagnético, como el comando `TgInitAsTarget`, el cual implica un consumo elevado de corriente. En particular, se evidenció que el voltaje a la salida del rectificador cae abruptamente de 6 V a 0 V en el momento en que el dispositivo intenta suministrar dicha corriente, lo que impide la operación normal del sistema. Según la hoja de datos del PN532, durante la generación del campo magnético, el consumo puede alcanzar aproximadamente los 80 mA. Este requerimiento no fue considerado durante la etapa de diseño del sistema de transmisión de potencia, ya que el dimensionamiento se basó en un consumo típico de un módulo de PhenoAgro de aproximadamente 15 mA, correspondiente a un módulo en reposo, es decir, casi ocho veces menos. Como consecuencia, el rectificador resulta incapaz de entregar la corriente necesaria durante estas condiciones de operación.

6.1.5.1. Rediseño con Implementación de un Supercapacitor

La conclusión a la que se llegó es que el dispositivo de potencia, al estar diseñado para entregar 15 mA de corriente y 90mW de potencia, no es capaz de entregar la corriente necesaria para que el dispositivo NFC pueda funcionar lo que ocasiona esos cambios abruptos de voltaje entre 6V y 0v. Ante esta problemática, nace la idea de utilizar un capacitor como fuente de energía de reserva que sea el encargado de suministrar la energía necesaria cuando ocurran estos cortes de voltaje abruptos.

Para calcular el valor de este capacitor se utiliza (6.15)

$$C_{cs} = \frac{I \times \Delta t}{\Delta V} \quad (\mu F) \quad (6.15)$$

donde:

- I = corriente que se debe suministrar. (Amperios)
- ΔV = caída de voltaje permitida. (Voltios)
- Δt = ancho de pulso (microsegundos)

Al usar (6.15) se determina el valor mínimo requerido de capacitancia, sustituyendo los valores $I = 100mA$, $\Delta V = 5V - 4,8V$ y $\Delta t = 500ms$ se obtiene un capacitor de $0,25F$. En el caso de este trabajo de grado, se utilizó un capacitor de $1F$. Los resultados fueron positivos, se logró almacenar temporalmente la energía suficiente para abastecer la corriente requerida durante los picos de consumo que se presentan en la transmisión de datos, el PN532 recibió la energía necesaria sin interrupciones, permitiendo establecer la comunicación mientras se mantenía la transferencia continua de potencia. La validación de este comportamiento se presenta detalladamente en el Anexo.

CAPÍTULO 7

Conclusiones

- Los encuentros con los actores involucrados permitieron una correcta descripción del funcionamiento del sistema de comunicación de la estación.
- Se establece los requerimientos de diseño necesarios para un nuevo sistema de transmisión de energía y comunicaciones, con el fin de garantizar una comunicación entre módulos, considerando los factores ambientales a los que estará expuesta la estación.
- A partir de los requerimientos condujeron al desarrollo de un prototipo de un sistema de comunicación inalámbrico por medio de la tecnología NFC que reemplaza la comunicación serial mecánica RS-485.
- A partir de los requerimientos y necesidades de la estación, se determinó la inclusión de un sistema de transferencia inalámbrica de potencia, con el fin de que el prototipo de sistema de comunicaciones se pueda adaptar a la estación de fenotipado PhenoAgro e incrementar la robustez del sistema frente a su implementación en entornos reales a los que se va a someter la estación.
- Si bien el prototipo desarrollado corresponde a una prueba en entorno controlado de laboratorio donde se consideran requerimientos como los voltajes de entrada desde el módulo de potencia, el voltaje de operación de los módulos de la estación y la distancia de separación entre ellos, aún no cumple con todas las restricciones para su implementación definitiva en la estación PhenoAgro, como la expansión del sistema a cinco módulos y garantizar independencia en la carga, representa un gran paso en la migración del actual sistema mecánico de transferencia de energía y datos hacia una solución inalámbrica. Este avance presenta una solución más robusta y constituye una base con alto potencial para su futura integración en la estación de fenotipado PhenoAgro.
- Durante el desarrollo del trabajo se adquirieron grandes aprendizajes, como la importancia de considerar la resistencia serie equivalente (ESR) de los componentes pasivos y su impacto en los resultados de simulación al buscar aproximarse al comportamiento real. También se evidenció la utilidad de evaluar cada etapa del sistema de forma progresiva, en lugar de implementar todo el diseño de forma simultánea, como ocurrió en el primer prototipo. Este diseño iterativo permite comparar teoría, simulación y práctica en cada etapa, facilitando la identificación de errores, su corrección y el avance hacia un diseño más robusto.

Trabajos Futuros

8.1. Recomendaciones para la Mejora en la Eficiencia Global

Uno de los principales desafíos a lo largo del desarrollo del proyecto fue que el diseño inicial del prototipo se basó exclusivamente en componentes ideales, sin considerar los efectos asociados a los componentes reales. Esta omisión llevó a tomar una serie de decisiones de diseño que, aunque válidas en teoría, no resultaron del todo adecuadas en la práctica. No fue sino hasta las etapas finales del proyecto, al incorporar los elementos parásitos y no ideales de los componentes reales, que se evidenciaron las limitaciones del enfoque inicial. Como consecuencia, los resultados obtenidos no fueron tan satisfactorios como se esperaba. Sin embargo, a partir de las investigaciones realizadas durante el desarrollo del último prototipo, se ha identificado que aún existe un margen considerable para mejorar la eficiencia del sistema. Cabe recordar que, tal como se mencionó al inicio de este trabajo de grado, el diseño de un sistema WPT es un proceso iterativo, en el cual cada etapa permite aprender de los errores y limitaciones previas, incorporando mejoras progresivas en versiones posteriores. En este contexto, se han identificado varios aspectos que deben ser abordados en futuras iteraciones del diseño, los cuales se presentan a continuación.

La resistencia en serie equivalente (ESR) de los componentes pasivos, especialmente de los inductores, representa una de las principales fuentes de pérdida de potencia en el sistema. Este aspecto se vuelve particularmente crítico en la etapa de rectificación, donde se identifican dos puntos: la ESR del inductor receptor y la ESR del inductor del tanque del rectificador. Ambas están conectadas en serie, y por ellas circula toda la corriente proveniente del secundario. A diferencia de la etapa inversora, en esta parte del circuito no es posible aplicar estrategias como el incremento de la resistencia de carga para reducir la corriente, por lo que se requiere una atención especial a estas pérdidas resistivas. En cuanto al inductor receptor, se sugiere desacoplarlo para evitar que la ferita del transmisor influya negativamente en su ESR; de esta manera, ayuda a reducir su resistencia equivalente sin comprometer significativamente el desempeño del enlace inductivo, ya que, como se abordó en la sección del enlace, el factor de acoplamiento k no es un parámetro tan crítico. De hecho, es posible alcanzar eficiencias elevadas incluso con valores bajos de acoplamiento, por ejemplo:

$$\eta_{\max} = \frac{k^2 Q_1 Q_2}{1 + k^2 Q_1 Q_2} = \frac{(0,1)^2 \cdot 40 \cdot 40}{1 + (0,1)^2 \cdot 40 \cdot 40} \approx 94,1\%$$

Otra recomendación importante es reducir el tamaño físico del inductor receptor, ya que esto contribuye a disminuir su ESR. En ese sentido, fabricantes como Würth Elektronik ofrecen inductores duales optimizados para aplicaciones NFC/WPT de menor tamaño [50]. Con respecto al inductor, lo ideal es evitar configuraciones en las que el inductor esté en serie, ya que esto introduce pérdidas.

Como alternativa, se puede considerar su contraparte, una topología low di/dt , en la cual el inductor se coloca en paralelo evitando que toda la corriente del secundario pase por el inductor.

En la sección de análisis de pérdidas del inversor se determinó que una forma efectiva de reducir las pérdidas de potencia es aumentar la resistencia de carga, lo cual se traduce en una mejora en la eficiencia del sistema. No obstante, se identificó que la eficiencia de esta etapa puede optimizarse aún más si se elimina el inductor del circuito tanque, ya que este componente representa una de las principales fuentes de pérdida por ESR. En lugar de utilizar un inductor adicional, se propone aprovechar la inductancia de fuga del enlace inductivo como parte del circuito resonante, tal como se implementa en [3]. Para que esta estrategia sea viable, es necesario ajustar la frecuencia de operación de modo que la inductancia reflejada del acoplamiento inductivo cumpla con los requerimientos del circuito tanque del inversor. Esta técnica minimiza las pérdidas resistivas asociadas a inductores adicionales.

8.2. Escalabilidad e Inclusión de Múltiples Módulos

Todo el desarrollo de este proyecto se ha realizado considerando una carga con impedancia estática, es decir, que permanece constante durante la operación. No obstante, como se evidenció a lo largo del proceso de diseño, la carga es un elemento determinante en el comportamiento general del sistema, y cualquier variación en ella implica modificaciones significativas en el diseño del circuito. Esto implica que la solución propuesta no presenta independencia respecto a la carga, lo cual es una limitación importante en aplicaciones reales. En el caso particular de PhenoAgro, donde existen distintos módulos que pueden representar diferentes cargas, esta dependencia resulta poco conveniente. Hay diversas investigaciones que abordan esta problemática en el contexto de sistemas de transferencia inalámbrica de energía (WPT). Un ejemplo de ello es el trabajo [51], en el cual se presenta una metodología de diseño para un sistema WPT capaz de mantener un rendimiento eficiente ante variaciones en la carga, aplicado específicamente a un brazo robótico.

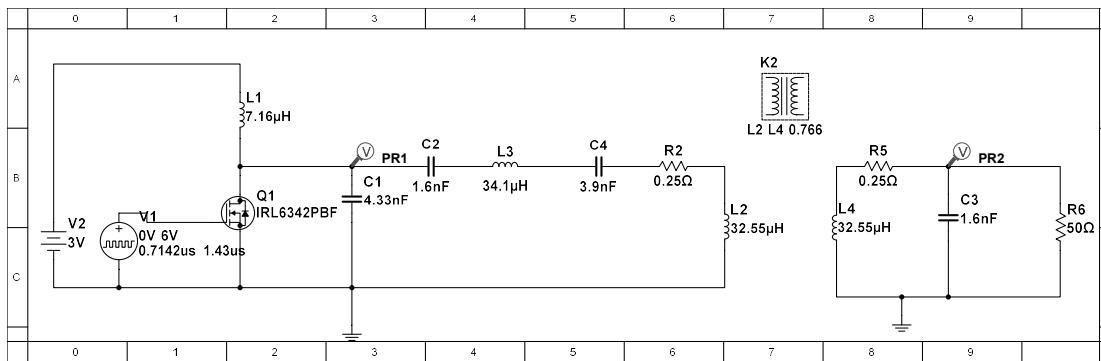


Figura 8.1: Esquemático para lograr independencia en la carga en un amplificador clase E con compensación serie-paralelo.

Inspirados en aquel artículo, en este trabajo de grado también se presentan avances en este tipo

de diseño, hasta nivel de simulación. Como es habitual, se parte de los requerimientos del sistema: se exige que el sistema de transferencia de energía proporcione un voltaje de salida constante, independientemente de la carga conectada. Es decir, si uno de los módulos presenta un consumo de corriente variable, tanto el inversor como el rectificador deben garantizar que el voltaje entregado se mantenga constante en 6 volts. En particular, para el diseño del inversor, en [52] se presentan las ecuaciones que permiten diseñar un inversor capaz de mantener un voltaje constante a pesar de las variaciones de carga. Dichas ecuaciones han sido implementadas en Python (ver anexos), con el propósito de facilitar su utilización por parte de futuros diseñadores. Se realizaron simulaciones para validar la independencia del sistema frente a variaciones en la carga, mediante un barrido paramétrico de dicho valor. Como se ilustra en la figura correspondiente, a pesar de los cambios en la resistencia de carga, el voltaje de salida se mantiene constante y la condición de *Zero Voltage Switching* (ZVS) se conserva, lo cual no ocurría en el diseño anterior. Esto aporta una mejora significativa en la robustez del sistema ante condiciones de operación variables.

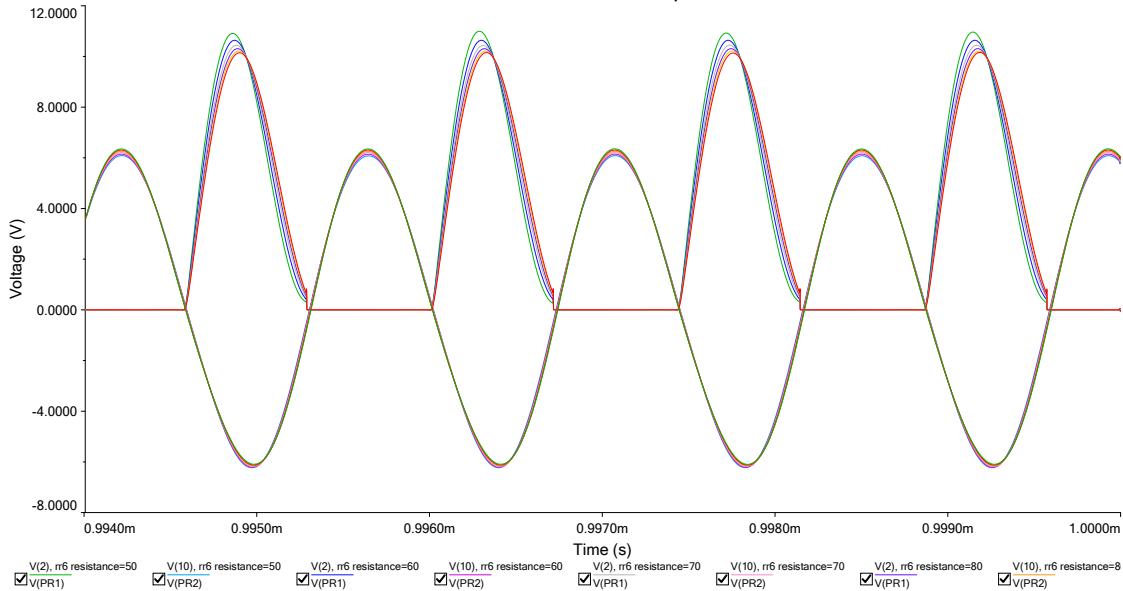


Figura 8.2: Independencia en la carga para un amplificador clase E y una compensación serie-paralelo.

Ahora bien, como opción para el rectificador se podría emplear una topología clase D, ya que si se observa la ecuación que relaciona el voltaje de salida con el voltaje de entrada (Ec. 8.1), se evidencia que este no depende directamente de la resistencia de carga, lo cual implica independencia respecto a la carga:

$$V_o = \frac{V_r}{\pi} \quad (8.1)$$

Sin embargo, esta topología presenta una desventaja importante. Tal como se observa en la ecuación de la impedancia de entrada del rectificador clase D (Ec. 8.2), esta es puramente resistiva

pero significativamente mayor que la resistencia de carga:

$$Z_i = R_i = \frac{\pi^2 R_L}{2} \quad (8.2)$$

Dado que las restricciones del sistema *PhenoAgro* requieren módulos de bajo consumo de corriente y, por tanto, con una resistencia de carga elevada, este comportamiento resulta problemático. Por ejemplo, si se emplea un módulo con una carga de $R_L = 400 \Omega$, la resistencia equivalente de entrada se eleva aproximadamente a $2 \text{ k}\Omega$. Si se analizan las ecuaciones del enlace, se observa que para resistencias de carga tan altas, la eficiencia de transferencia cae drásticamente.

Se realizaron simulaciones con este tipo de rectificador y se obtuvo una eficiencia máxima de apenas 11 %, sin considerar pérdidas por ESR de los componentes. Por tanto, como trabajo futuro se propone investigar diversas alternativas para mejorar la adaptación de impedancias. En particular, se sugiere diseñar una red de adaptación que reduzca la resistencia equivalente de $2 \text{ k}\Omega$ a un valor óptimo para maximizar la transferencia de potencia. Esta red debería emplear técnicas de acople variable, ya que una red clásica tipo L es diseñada para una resistencia fija y no sería adecuada en este caso. Algunas ideas pueden ser el uso de varactores para ajustar la capacitancia dinámicamente, la implementación de relés o interruptores electrónicos para modificar inductancias y capacitancias en tiempo real, el diseño de una red de adaptación centrada en la impedancia promedio de operación, etc.

Ahora bien, si las alternativas anteriormente mencionadas complican excesivamente el sistema, lo más conveniente sería optar por un rectificador cuya impedancia de entrada sea inherentemente independiente de la carga. Aunque no se ha realizado una investigación tan profunda en este trabajo sobre todas las topologías posibles, se puede afirmar que no existen más opciones basadas exclusivamente en diodos que ofrezcan independencia frente a variaciones en la resistencia de carga. Por esta razón, una alternativa viable es el uso de rectificadores activos, los cuales emplean transistores en lugar de diodos. Un ejemplo de ello [48], que se puede usar para una compensación serie-paralelo y que tiene un circuito equivalente al rectificador de este trabajo de grado, el reto es diseñar la etapa de control en el secundario; pueden inspirarse en el diseño presentado en [53].

Como prueba de concepto para la estación PhenoAgro, y debido a limitaciones de tiempo, se diseña un sistema de transferencia inalámbrico orientado a alimentar los tres módulos de la estación. Para ello, se reutiliza el rectificador clase E de baja dv/dt (aunque se reconoce que debe ser reemplazado en futuras versiones). El diseño plantea que el transmisor se ubica en el módulo de potencia y comunicaciones. En el artículo , se deriva una ecuación que permite calcular el voltaje de salida en cada uno de los módulos receptores. Sin embargo, en nuestro caso particular, se requieren algunas modificaciones, lo que conduce a la siguiente expresión:

$$V_{\text{on}} = 1,59 \cdot 0,98 \cdot V_I \prod_{j=1}^n \sqrt{\frac{L_{rj}}{k_j^2 L_{tj}}} \quad (8.3)$$

En esta ecuación, el factor 1,59 representa la relación entre el voltaje de entrada del amplificador clase E con independencia en la carga (para el amplificador clásico usar 1,074) y su voltaje de salida, mientras que 0,98 corresponde a la ganancia de voltaje del rectificador.

Dado que en esta aplicación se requiere obtener el mismo voltaje de salida en todos los módulos, al aplicar la ecuación 8.3, se concluye que debe cumplirse la siguiente condición para todas las bobinas transmisoras y receptoras.

$$L_{rj} = k_j^2 L_{tj} \quad (8.4)$$

El esquemático y los resultados se presentan en las figuras 8.3 y ?? respectivamente. Donde se puede apreciar que se tiene una salida de voltaje constante en todos los rectificadores. En este diseño no se ha tenido en cuenta los efectos de la ESR de los componentes, por lo que se requiere analizar en detalle cuál debe ser la ganancia de cada uno de los enlaces a fin de compensar las pérdidas asociadas a estas resistencias parásitas.

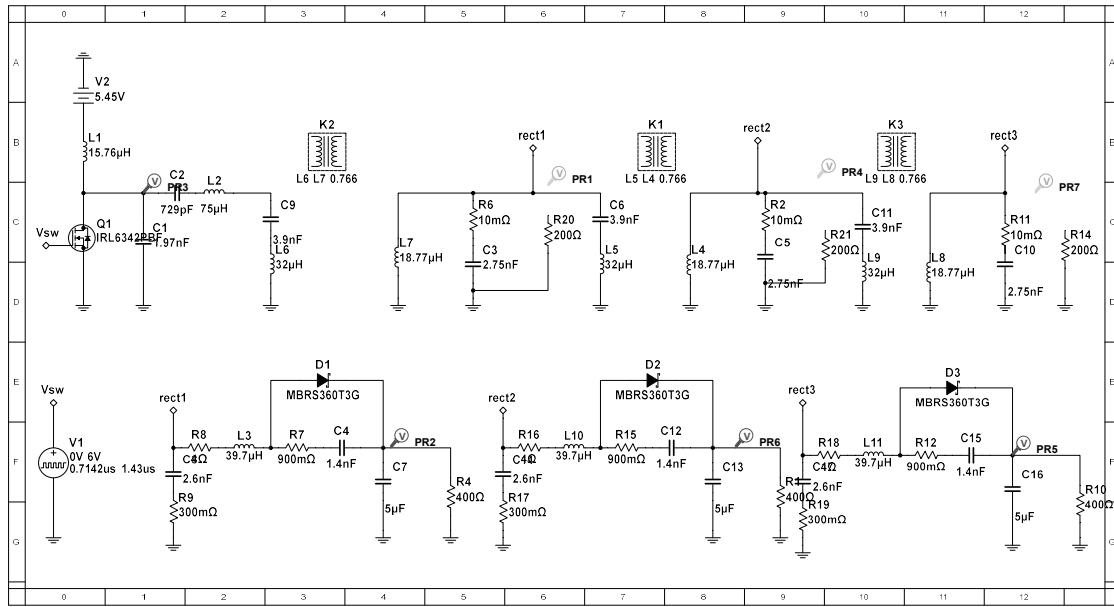


Figura 8.3: Esquemático para lograr un voltaje constante en 3 módulos en cascada.

8.3. Protocolo de transmisión de información

Como se menciona en este trabajo, el diseño final incluye un capacitor que tiene como fin suministrar la corriente necesaria para que el dispositivo NFC pueda funcionar correctamente. Al incluir este nuevo elemento en el diseño se hace necesaria diseñar o realizar un protocolo de suministro de energía en donde el objetivo es que únicamente cuando sea momento de realizar la comunicación entre diferentes módulos el PN532 tome la energía almacenada en el capacitor, de lo contrario, se encuentre desconectado. Esto considerando que incluso con el capacitor conectado se presenta un bajón de voltaje considerable, que podría traer consigo problemas o incluso el daño de los dispositivos. El reto de este protocolo será el de poder determinar automáticamente los momentos en donde

el controlador PN532 deba utilizar la energía almacenada en el capacitor y cuando no.

Revisando el manual de usuario del dispositivo PN532 existe una funcionalidad que permite desactivar la gran mayoría de las funcionalidades del dispositivo, poniéndolo en un estado de ahorro de energía donde se consume unos cuantos μA . El comando **PowerDown** del chip PN532 se utiliza para colocar el dispositivo en un estado de bajo consumo energético, desactivando parcialmente sus módulos internos, como el transmisor RF, hasta que ocurra un evento que lo despierte, como una interrupción externa o la detección de un campo NFC. Este comando, cuyo código es **0x16**, puede incluir el parámetro como **WakeUpEnable** para configurar las condiciones de reactivación antes de entrar en modo de ahorro. Por ejemplo, el comando **D4 16 01 00** activa el modo espera esperando una interrupción externa. El PN532 puede salir de este estado mediante una interrupción, detección de campo NFC (si está habilitado), o un reinicio por hardware.

Anexos

9.1. Enlaces a Videos Demostrativos

- Prueba de transmisión de información y potencia simultanea sin solapamiento y dispositivos NFC conectados a fuente externas: https://youtu.be/4Dt5TW_6jj0
- Prueba de transmisión de información y potencia simultanea cumpliendo el requerimiento de voltaje de entrada y salida de PhenoAgro: <https://youtu.be/Icp4-Lf0eIc>

9.2. Esquemáticos implementados en las placas PCB del prototipo

9.2.1. Esquemáticos del primer diseño

A continuación en la figura 9.1 Se puede observar el esquemático de todo el circuito NFC integrado en la placa del prototipo final

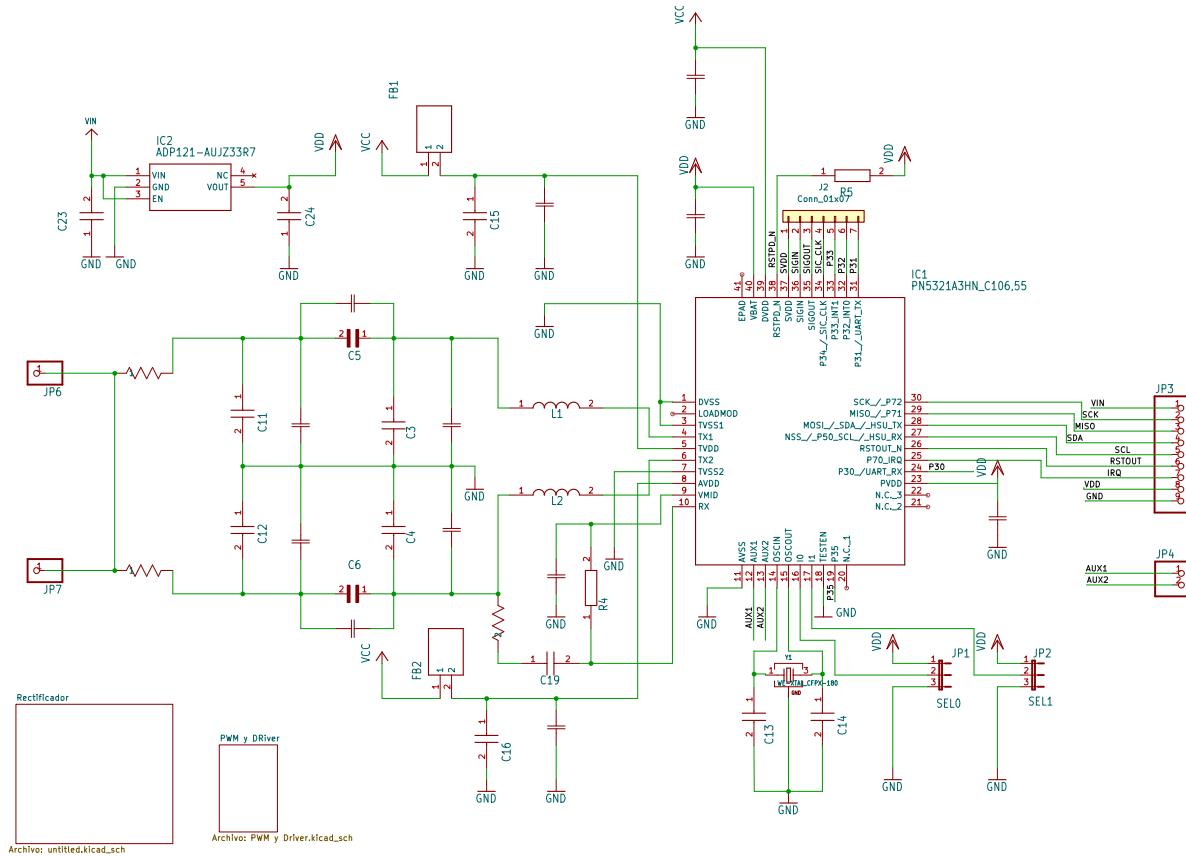


Figura 9.1: Esquemático del circuito NFC en el prototipo final

En la figura 9.2 se puede observar el primer diseño con los valores de los componentes respectivos que se utilizaron para el rectificador, en donde la frecuencia de operación era de 100 KHz

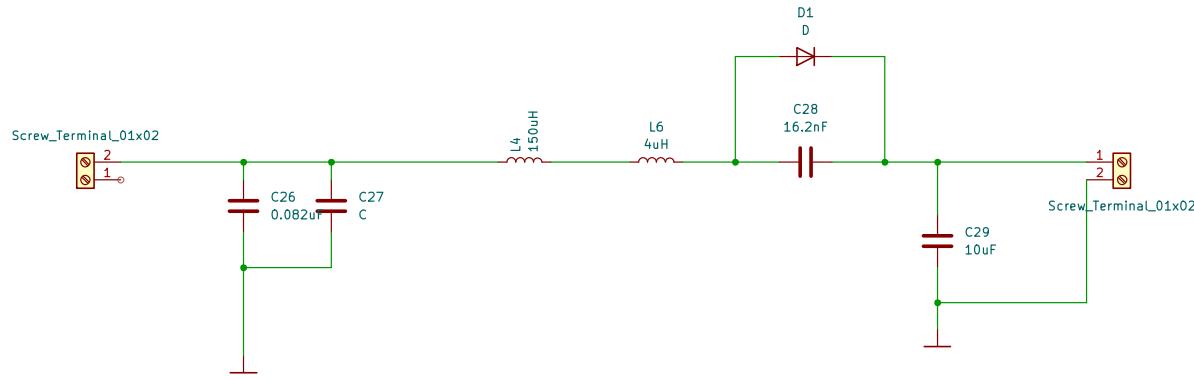


Figura 9.2: Primer diseño del rectificador implementado en la placa del prototipo

En la figura 9.3 se puede observar el primer diseño con los valores de los componentes respectivos que se utilizaron para el inversor, nuevamente tomando como referencia 100 Khz

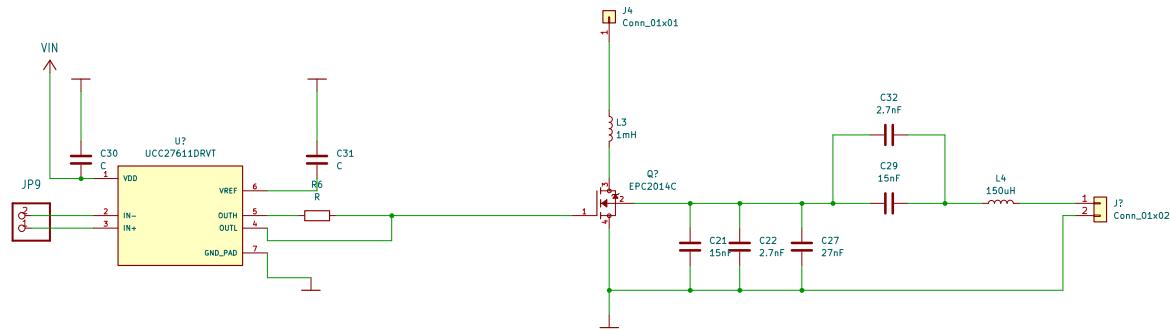


Figura 9.3: Primer diseño del inversor implementado en la placa del prototipo

9.2.2. Esquemáticos del primer diseño

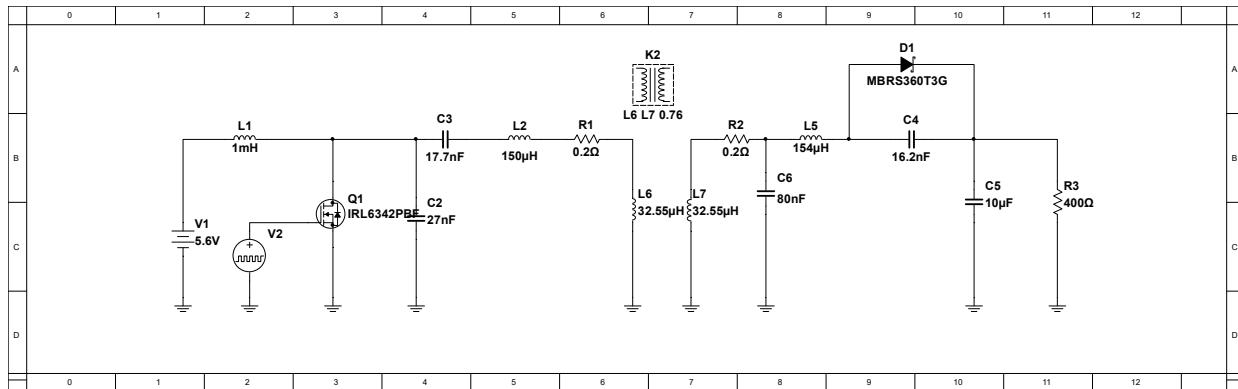


Figura 9.4: Primer diseño del sistema de transmisión de potencia

9.2.3. Esquemáticos del segundo diseño

El primer rediseño trajo consigo cambios en el sistema de transmisión de potencia, la frecuencia de operación aumenta y se empiezan a tener en consideración las ESR de los componentes y su influencia. En la figura 9.5 se puede ver el esquemático del segundo diseño del sistema de transmisión de potencia. Para los rediseños se utilizó el simulador Multisim

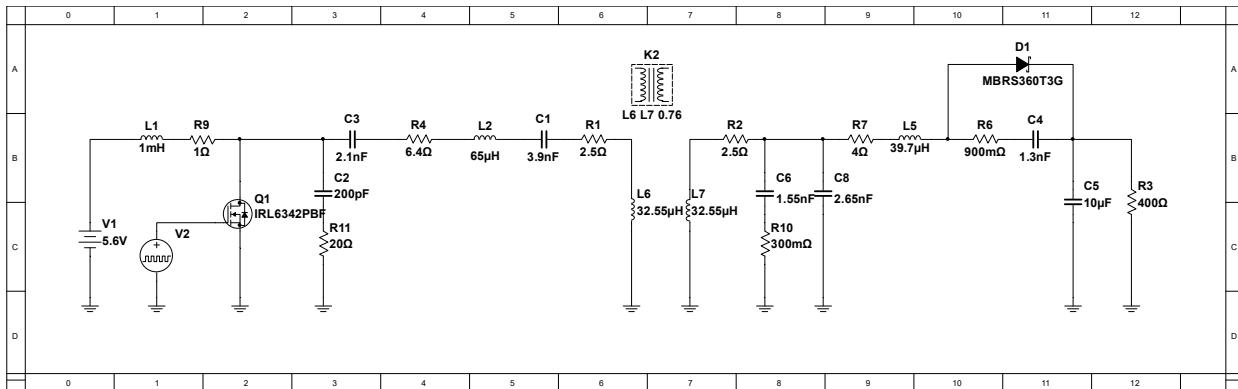


Figura 9.5: Segundo diseño del sistema de transmisión de potencia

9.2.4. Esquemático del tercer rediseño

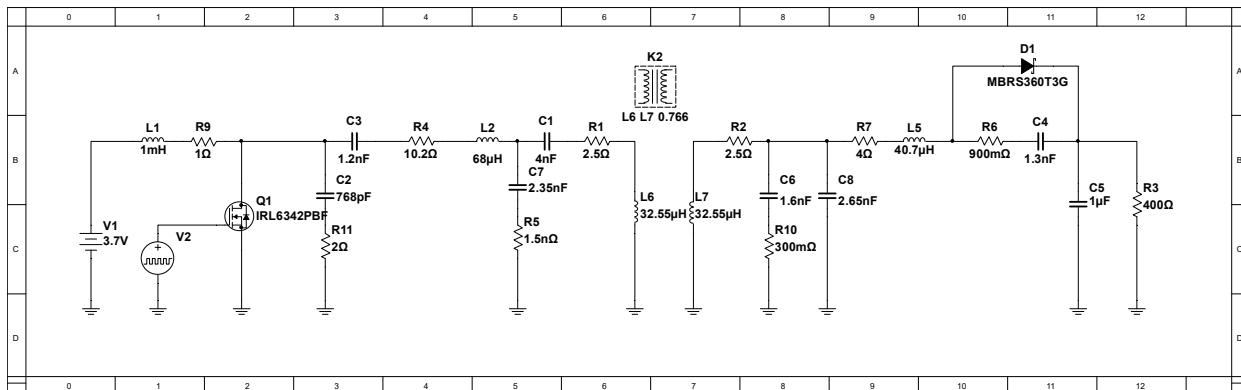


Figura 9.6: Tercer diseño del sistema de transmisión de potencia

9.3. Códigos utilizados para los cálculos y gráficas

9.3.1. Comunicación peer to peer entre dos módulos NFC

Con base en los resultados presentados en la sección del manual de usuario, se desarrolló un código capaz de generar las tramas necesarias para enviar comandos al circuito integrado PN532. En este desarrollo se implementa el protocolo de comunicación tanto para el dispositivo transmisor como para el receptor. Para la ejecución del código es necesario tener instalado el paquete `pyserial` como requerimiento. El uso del programa se realiza mediante la línea de comandos, ejecutando `python main.py transmisor` para el dispositivo transmisor y `python main.py receptor` para el dispositivo receptor.

```
import serial
import serial.tools.list_ports
import time
import argparse

class GeneradorDeTramas:
    def __init__(self, comandos):
        self.comandos = comandos

    def calcular_checksum(datos):
        return (0xFF - (sum(datos) % 0x100)) + 1

    def generar_trama(self, comando):
        if comando == self.comandos.get("Reset"):
            return comando
        encabezado = [0x00, 0x00, 0xFF]
```

```
cantidad_bytes_comando = len(comando)
checksum_cantidad_bytes = (0xFF - (cantidad_bytes_comando % 0x100)
                           ) + 1
checksum_comando = self.calcular_checksum(comando)
return encabezado + [cantidad_bytes_comando,
                      checksum_cantidad_bytes] + comando + [checksum_comando, 0x00]

def listar_tramas(self):
    return {nombre: ', '.join(format(byte, '02X')) for byte in self.
            generar_trama(comando)}
    for nombre, comando in self.comandos.items()}

class ComunicacionSerialPN532:
    def __init__(self, dispositivo, debug):
        self.comandos = {
            "Reset": [0x55, 0x55, 0x00, 0x00, 0x00, 0x00, 0x00, 0x00,
                       0x00, 0x00, 0x00,
                       0x00, 0x00, 0x00, 0x00, 0x00, 0x00, 0xFF,
                       0x03, 0xFD, 0xD4,
                       0x14, 0x00, 0x17, 0x00],
            "InJumpForDEP": [0xD4, 0x56, 0x01, 0x00, 0x00],
            "TgInitAsTarget": [0xD4, 0x8C, 0x00, 0x08, 0x00, 0x12, 0x34,
                               0x56, 0x40, 0x01, 0xFE,
                               0xA2, 0xA3, 0xA4, 0xA5, 0xA6, 0xA7, 0xC0,
                               0xC1, 0xC2, 0xC3, 0xC4,
                               0xC5, 0xC6, 0xC7, 0xFF, 0xFF, 0xAA, 0x99,
                               0x88, 0x77, 0x66, 0x55,
                               0x44, 0x33, 0x22, 0x11, 0x00, 0x00],
            "TgGetData": [0xD4, 0x86],
            "InDataExchange": [0xD4, 0x40, 0x01, 0x10],
            "TgSetData": [0xD4, 0x8E],
            "RFRegulationTest": [0xD4, 0x58, 0x00]
        }
        self.dispositivo = dispositivo
        self.ser = None
        self.debug = debug
        self.tramas = None

    def _print_debug(self, mensaje):
        if self.debug:
            print(mensaje)

    def listar_puertos(self):
        puertos_disponibles = serial.tools.list_ports.comports()
        for i, puerto in enumerate(puertos_disponibles):
```

```
        print(f"{i + 1}: {puerto.device} ({puerto.description})")
    return puertos_disponibles

def seleccionar_puerto(self, puertos):
    while True:
        try:
            opcion = int(input("Selecciona el número del puerto COM: "))
        except ValueError:
            pass

        if 1 <= opcion <= len(puertos):
            return puertos[opcion - 1].device
    return None

def generar_tramas(self):
    generador = GeneradorDeTramas(self.comandos)
    tramas = generador.listar_tramas()
    return tramas

def iniciar_comunicacion(self):
    self.tramas = self.generar_tramas()
    puertos = self.listar_puertos()
    if not puertos:
        return
    puerto = self.seleccionar_puerto(puertos)
    self._print_debug(f"Puerto seleccionado: {puerto}")
    self.ser = serial.Serial(puerto, 115200, timeout=1)

    if self.dispositivo == "receptor":
        self.enviar_trama('Reset')
        self.recibir_datos('Reset')
        self.enviar_trama('InJumpForDEP')
        self.recibir_datos('InJumpForDEP')

    if self.dispositivo == "transmisor":
        self.enviar_trama('Reset')
        self.recibir_datos('Reset')
        #self.enviar_trama('RFRegulationTest')
        self.enviar_trama('TgInitAsTarget')
        self.recibir_datos('TgInitAsTarget')
        self.enviar_trama('TgGetData')
        self.recibir_datos('TgGetData')

def enviar_mensaje(self, mensaje):
    mensaje_hex = [byte for byte in mensaje.encode()]
    self.comandos["TgSetData"] = [0xD4, 0x8E] + mensaje_hex
    self.tramas = GeneradorDeTramas(self.comandos).listar_tramas()
```

```
    self.enviar_trama('TgSetData')
    self.recibir_datos('TgSetData')

def recibir_mensaje(self):
    self.enviar_trama('InDataExchange')
    self.recibir_datos('InDataExchange')

def enviar_trama(self, nombre_comando):
    trama = self.tramas.get(nombre_comando)
    if trama:
        self._print_debug(f"Enviando trama: {nombre_comando} -> {trama}")
        self.ser.write(bytarray.fromhex(trama))

def recibir_datos(self, nombre_comando):
    while True:
        respuesta = self.ser.read(64)
        if respuesta:
            respuesta_hex = ' '.join(format(byte, '02X') for byte in
                                         respuesta)
            self._print_debug(f"Respuesta recibida: {respuesta_hex}")

            if nombre_comando == "Reset" and respuesta_hex == "00 00 FF
                00 FF 00 00 00 FF 02 FE D5 15 16 00":
                self._print_debug("\nPN532 reseteado")
                break

            if nombre_comando == "InJumpForDEP" and respuesta_hex == "00
                00 FF 00 FF 00":
                self._print_debug("ACK recibido")

            if nombre_comando == "InJumpForDEP" and respuesta_hex == "00
                00 FF 13 ED D5 57 00 01 AA 99 88 77 66 55 44 33 22 11
                00 00 00 09 01 22 00":
                self._print_debug("InJumpForDEP ejecutado correctamente
                    \n")
                break

            if nombre_comando == "InDataExchange" and respuesta_hex ==
                "00 00 FF 00 FF 00":
                self._print_debug("ACK recibido")

            if nombre_comando == "InDataExchange" and respuesta_hex != "00
                00 FF 00 FF 00":
                self._print_debug("Mensaje Recibido")
                datos_intermedios = respuesta[8:-2]
```

```
cadena = datos_intermedios.decode('utf-8', errors='ignore') # Ignorar errores de decodificación
print("\nMensaje recibido: ")
print(f"{cadena}")
self._print_debug("InDataExchange ejecutado
correctamente\n")
break

if nombre_comando == "TgInitAsTarget" and respuesta_hex ==
"00 00 FF 00 FF 00":
    self._print_debug("ACK Recibido")

if nombre_comando == "TgInitAsTarget" and respuesta_hex != 
"00 00 FF 00 FF 00":
    self._print_debug("TgInitAsTarget ejecutado
correctamente\n")
break

if nombre_comando == "TgGetData" and respuesta_hex == "00
00 FF 00 FF 00":
    self._print_debug("ACK Recibido")

if nombre_comando == "TgSetData" and respuesta_hex != "00
00 FF 00 FF 00":
    self._print_debug("ACK Recibido")
break

if nombre_comando == "TgGetData" and respuesta_hex != "00
00 FF 00 FF 00":
    self._print_debug("TgGetData ejecutado correctamente\n")
)
break

else:
    time.sleep(0.2)

parser = argparse.ArgumentParser(description="Captura argumentos desde la
consola.")
parser.add_argument("variable", type=str, help="Variable obtenida desde la
consola")
args = parser.parse_args()

nfc = ComunicacionSerialPN532(dispositivo=args.variable, debug=True)
nfc.iniciar_comunicacion()

if args.variable == "transmisor":
```

```
while True:  
    nfc.enviar_mensaje(input("Mensaje: "))  
  
if args.variable == "receptor":  
    while True:  
        nfc.recibir_mensaje()
```

9.3.2. Definición de Parámetros de entrada

El siguiente código en Python, implementado en Google Colab, tiene como propósito definir los parámetros iniciales usados en los códigos de diseño de etapas posteriores, se definen valores de resistencia, inductancia, voltajes, entre otros. A partir de estos datos, se calcula el coeficiente de acoplamiento k , la inductancia mutua M , los factores de calidad Q_1 y Q_2 , así como la resistencia reflejada R_e en la fuente.

```
import numpy as np
import matplotlib.pyplot as plt
import matplotlib.ticker as mtick
from scipy.optimize import fsolve

# Parámetros de diseño
R_11 = 2.5                      # Resistencia del inductor 1
R_12 = 2.5                      # Resistencia del inductor 2
L1 = 32.55e-6                   # Inductancia propia del inductor 1 (32.55
                                # μH)
L2 = 32.55e-6                   # Inductancia propia del inductor 2 (32.55
                                # μH)
k = 0.76                         # Coeficiente de acoplamiento
freq = 700e3                      # Frecuencia de operación (700 kHz)
w = 2 * np.pi * freq              # Frecuencia angular

M = np.sqrt(L1 * L2) * k          # Inductancia mutua

Q1 = w * L1 / R_11                # Factor de calidad del inductor 1
Q2 = w * L2 / R_12                # Factor de calidad del inductor 2

Rl = 400                          # Resistencia de carga
P_load = 1.5                      # Potencia en la carga (W)
Vin = 3.7                          # Voltaje de entrada (V)
```

Listing 9.1: Cálculo de parámetros de acoplamiento inductivo

9.3.3. Eficiencia de Enlace

Este código se encarga de calcular la eficiencia que se tiene en el enlace, para esto utiliza el factor de acoplamiento y los factores de calidad de las antenas, así como sus resistencias internas. Adicionalmente se determina la resistencia óptima R_{iop} que debe presentar el circuito secundario para maximizar dicha eficiencia. Finalmente, se estima la potencia de entrada P_{in} , potencia útil de salida P_{out} .

```
# Definiciones teóricas
# R0: resistencia equivalente del rectificador
# R1: resistencia del inductor 1 (R_11)
# R2: resistencia del inductor 2 (R_12)
# Rl: resistencia de carga

print("\n*****")
print(" Máxima eficiencia si se usa la resistencia óptima")
print("*****")

def eficiencia_wpt(k, Q1, Q2):
    eficiencia = (k**2 * Q1 * Q2) / (1 + np.sqrt(1 + k**2 * Q1 * Q2))**2
    return eficiencia

max_efficiency = eficiencia_wpt(k, Q1, Q2)
print(f"\nMáxima eficiencia: {max_efficiency:.2%}")

Riop = np.sqrt((R_11 * R_12**2 + k**2 * w**2 * L1 * L2 * R_12) / R_11)
print("Riop =", Riop)

print("\n*****")
print(f"A un voltaje Vin = {Vin} y R0 = {Riop}")
print("*****")

Re = w**2 * M**2 / (R_12 + Riop)

Pin = 0.5 * Vin**2 / (R_11 + Re)
print(f"\nEl valor de Pin es {Pin}")

Pout = 0.5 * (Riop * Re * Vin**2) / ((R_12 + Riop) * (R_11 + Re)**2)
print(f"El valor de Pout es {Pout}")

n = Riop * Re / ((R_12 + Riop) * (R_11 + Re))
print(f"\nLa eficiencia es {n:.2%}")

# Eficiencia para un valor arbitrario de resistencia de carga
def eficiencia(Rl):
    Re = w**2 * M**2 / (R_12 + Rl)
    n = (Rl * Re) / ((R_12 + Rl) * (R_11 + Re))
```

```
print(f"La eficiencia en {R1}: {n:.2%}")
return n
```

Listing 9.2: Cálculo de eficiencia y resistencia óptima para sistema WPT

9.3.4. Compensación serie serie

El siguiente código permite calcular y graficar la eficiencia de la compensación serie-serie donde, finalmente, se generan dos gráficas en función de la resistencia de carga:

- Eficiencia y potencia de salida en función de R_0 .
- Potencia de entrada y potencia de salida en función de R_0 .

```

def resistencia_potencia(P_load, R0):
    Re = (w**2 * M**2) / (R_12 + R0)
    Vin = np.sqrt((2 * P_load * (R_12 + R0) * (R_11 + Re)**2) / (R0 * Re))
    Pin = 0.5 * Vin**2 / (R_11 + Re)
    n = (R0 * Re) / ((R_12 + R0) * (R_11 + Re))

    print(f"\nPara una potencia de salida deseada de {P_load:.2f} W:")
    print(f"Vin es {Vin:.2f} V")
    print(f"El valor de Pin es {Pin:.2f} W")
    print(f"La eficiencia en {R0:.2f} es {n:.2%}")
    return Vin

Pout = 1
Riop = 8/(np.pi**2)*Rl
Vin = resistencia_potencia(Pout, Riop)
eficiencia(Rl)
eficiencia(20)

# Funciones de cálculo
def eficiencia_wpt(R0):
    Re = w**2 * M**2 / (R_12 + R0)
    return (R0 * Re) / ((R_12 + R0) * (R_11 + Re))

def potencia_salida(R0):
    Re = w**2 * M**2 / (R_12 + R0)
    return (R0 * Re * Vin**2) / (2 * (R_12 + R0) * (R_11 + Re)**2)

def potencia_entrada(R0):
    Re = w**2 * M**2 / (R_12 + R0)
    return 0.5 * Vin**2 / (R_11 + Re)

# Valores de barrido
R0_values = np.linspace(0, 1000, 1000)
eta_values = [eficiencia_wpt(R0) for R0 in R0_values]
Pout_values = [potencia_salida(R0) for R0 in R0_values]
Pin_values = [potencia_entrada(R0) for R0 in R0_values]

# Gráfica eficiencia y potencia de salida

```

```
def grafica_eficiencia_potencia_salida():
    fig, ax1 = plt.subplots()
    ax1.set_xlabel('Resistencia de Carga (R0)')
    ax1.set_ylabel('Eficiencia (n)', color='tab:blue')
    ax1.plot(R0_values, eta_values, color='tab:blue', label='Eficiencia (n)')
    ax1.tick_params(axis='y', labelcolor='tab:blue')
    ax1.yaxis.set_major_formatter(mtick.PercentFormatter(1.0))
    plt.xlim(1, 1000)
    plt.ylim(0.6, 1)

    ax2 = ax1.twinx()
    ax2.set_ylabel('Potencia de Salida (Pout)', color='tab:red')
    ax2.plot(R0_values, Pout_values, color='tab:red',
              label=f'Potencia de Salida en Rl = {potencia_salida(Riop):.2f}')
    ax2.tick_params(axis='y', labelcolor='tab:red')

    max_efficiency = max(eta_values)
    Rmax = R0_values[eta_values.index(max_efficiency)]
    ax1.axhline(y=max_efficiency, color='orange', linestyle='--',
                 label=f'Máxima eficiencia = {max_efficiency:.2f}')
    ax1.axvline(x=Rmax, color='green', linestyle='--',
                 label=f'Resistência óptima Riop= {Rmax:.2f}')
    ax1.axvline(x=Rl, color='blue', linestyle='--',
                 label=f'Resistência carga Rl = {Rl:.2f}')

    fig.tight_layout()
    ax1.legend(loc='lower right')
    ax2.legend(loc='upper right')
    plt.title('Variación de la Eficiencia y Potencia de Salida')
    plt.grid(True)
    plt.show()

grafica_eficiencia_potencia_salida()

# Gráfica potencia de entrada y salida
def grafica_potencia_entrada_potencia_salida():
    fig2, ax1 = plt.subplots()
    ax1.set_xlabel('Resistencia de Carga (R0)')
    ax1.set_ylabel('Potencia entrada (Pin)', color='tab:blue')
    ax1.plot(R0_values, Pin_values, color='tab:blue',
              label=f'Potencia entrada = {potencia_entrada(Rl):.2f}')
    ax1.tick_params(axis='y', labelcolor='tab:blue')

    ax2 = ax1.twinx()
```

```

ax2.set_ylabel('Potencia de Salida (Pout)', color='tab:red')
ax2.plot(R0_values, Pout_values, color='tab:red',
          label=f'Potencia de Salida = {potencia_salida(Rl):.2f}')
ax2.tick_params(axis='y', labelcolor='tab:red')

ax1.axvline(x=Rl, color='green', linestyle='--', label=f'Resistência = {Rl:.2f}')
ax1.axvline(x=Riop, color='blue', linestyle='--', label=f'Resistência carga Rl = {Riop:.2f}')

fig2.tight_layout()
ax1.legend(loc='lower right')
ax2.legend(loc='upper right')
plt.title('Variación de la Potencia de Entrada')
plt.grid(True)
plt.show()

grafica_potencia_entrada_potencia_salida()

```

Listing 9.3: Cálculo y visualización de eficiencia y potencia de la compensación serie-serie en función de la resistencia de carga

9.3.5. Compensación Serie-Paralelo

El siguiente código de python se encarga de calcular los valores de componentes necesarios de la compensación Serie-Paralelo teniendo en cuenta el voltaje de entrada V_{in} y la resistencia de carga R_L

```

def gamma_SP_opt(k0, Q1, Q2):
    numerator = 1 + (k0**2 * Q1 * Q2) + (Q2**2)
    denominator = 1 + (k0 * Q1 * Q2)
    gamma_SP_opt = np.sqrt(numerator / denominator) * w * L2
    return gamma_SP_opt

resultado = gamma_SP_opt(k, Q1, Q2)

Rl = resultado
Vin = 3.7

C1 = 1 / (w**2 * L1 * (1 - k**2))
C2 = 1 / (L2 * (2 * np.pi * freq)**2)

Z11 = R_11 + 1j * w * L1
Z12 = R_12 + 1j * w * L2

```

```

Zlink = Z11 + 1 / (1j * w * C1) + (w * M)**2 / (Z12 + 1 / (1j * w * C2 + 1
/ R1))

i1 = Vin / Zlink

V_ind = -1j * w * M * i1
Vout = V_ind / (Z12 * (1j * w * C2 + 1 / R1) + 1)

Pout = Vout**2 / R1
Pin = i1**2 * Zlink

eficiencia_sp = np.abs(Pout) / np.abs(Pin)

Z_C = 1 / (1j * w * C2)
Z_L2 = 1j * w * L2

Zeq1 = Z_C * R1 / (Z_C + R1)
Zeq2 = Z_L2 + R_12

Zeq = Zeq1 + Zeq2

print(f"El valor de gamma_SP_opt es: {resultado}")
print(f"El valor de C1 en serie es: {C1}")
print(f"El valor de C2 en paralelo es: {C2}")
print(f"El valor de Vout es: {np.abs(Vout)}")
print(f"El valor de I1 es: {np.abs(i1)}")
print(f"El valor de Pin es: {np.abs(Pin)}")
print(f"El valor de Pout es: {np.abs(Pout)}")
print(f"El valor de eficiencia es: {eficiencia_sp}")
print(f"El valor de la impedancia del enlace: {Zlink}")
print(f"Parte real: {np.abs(Zlink)}")

```

Listing 9.4: Cálculo de parámetros para compensación SP

Adicionalmente, el código para graficar la eficiencia de la compensación SP en función de la resistencia de carga R_L se puede ver a continuación:

```

R_l_values = np.linspace(1, 500, 1000)

eficiencia_values = []
potencia_salida_values = []

for Rl in R_l_values:
    Z11 = R_11 + 1j * w * L1
    Z12 = R_12 + 1j * w * L2

    Zlink = Z11 + 1 / (1j * w * C1) + (w * M)**2 / (Z12 + 1 / (1j * w * C2
    + 1 / R1))

```

```

i1 = Vin / Zlink
V_ind = -1j * w * M * i1
Vout = V_ind / (Z12 * (1j * w * C2 + 1 / R1) + 1)

Pout = np.abs(Vout)**2 / R1
Pin = np.abs(i1)**2 * np.real(Zlink)

eficiencia_sp = Pout / Pin

eficiencia_values.append(eficiencia_sp)
potencia_salida_values.append(Pout)

fig, ax1 = plt.subplots()

ax1.set_xlabel('Resistencia de carga $R_L$ (ohms)')
ax1.set_ylabel('Eficiencia', color='tab:blue')
ax1.plot(R_l_values, eficiencia_values, color='tab:blue', label='Eficiencia')
ax1.tick_params(axis='y', labelcolor='tab:blue')

ax2 = ax1.twinx()
ax2.set_ylabel('Potencia de salida (W)', color='tab:red')
ax2.plot(R_l_values, potencia_salida_values, color='tab:red', label='Potencia de salida')
ax2.tick_params(axis='y', labelcolor='tab:red')

plt.title('Eficiencia y Potencia de Salida vs. Resistencia de Carga $R_L$')
)

fig.tight_layout()
plt.show()

```

Listing 9.5: Eficiencia y potencia de salida vs. resistencia de carga en compensación SP

9.3.6. Diseño de rectificador

El siguiente código de python se encarga de encontrar cual es el valor necesario del ciclo de trabajo D para alcanzar una resistencia equivalente en específico. En este caso de 120. posteriormente se genera una gráfica para ilustrar la relación, marcando visualmente el punto en el que se cumple la condición $R_i = R_{iop}$ y su correspondiente D .

```

import matplotlib.pyplot as plt
import numpy as np

```

```

# Parámetros
Riop = 120
Rl = 400
D = np.linspace(0.001, 0.99, 500)

# Cálculo del ángulo phi
numerador = (4 + 4 * np.pi**2 * D * (1 - D)) * np.cos(2 * np.pi * D) + \
             2 * np.pi * (2 * D - 1) * np.sin(2 * np.pi * D) + \
             np.sin(2 * np.pi * D)**2 - 4
denominador = 2 * np.pi * (1 - D) - \
               (1 + 4 * np.pi**2 * D * (1 - D)) * np.sin(2 * np.pi * D) - \
               (2 * np.pi * (1 - D) - np.sin(2 * np.pi * D)) * np.cos(2 * \
               np.pi * D)
phi = np.arctan2(numerador, denominador)

# Cálculo de M y Ri
numerador = (np.pi * (1 - D) * np.sin(2 * np.pi * D) * np.sin(phi) + \
              (0.5 * np.sin(2 * np.pi * D) + np.pi * (1 - D) * np.cos(2 * np \
              .pi * D)) * np.cos(phi))
denominador = np.cos(2 * np.pi * D) - 1
M = numerador / denominador
Ri_Rl = 1 / (2 * M**2)
Ri = Ri_Rl * Rl

# Determinación del D necesario
indice = np.argmin(np.abs(Ri - Riop))
D_necesario = D[indice]

# Gráfica
plt.plot(D, Ri, label='Ri vs D')
plt.axhline(y=Riop, color='r', linestyle='--', label=f'Ri = {Riop}')
plt.axvline(x=D_necesario, color='g', linestyle='--', label=f'D = { \
    D_necesario:.3f}')
plt.scatter(D_necesario, Riop, color='black', zorder=5)
plt.title('Gráfica de Ri en función de D')
plt.xlabel('D')
plt.ylabel('Ri')
plt.ylim((0, 150))
plt.grid(True)
plt.legend()
plt.show()

# Resultado
print(f"El valor de D necesario para alcanzar Ri = {Riop} es D = { \
    D_necesario:.3f}")

```

Listing 9.6: Cálculo de D para alcanzar R_{iop}

Después de encontrar el D se utiliza el siguiente código para encontrar los valores de los componentes necesarios.

```

import numpy as np

Vo = 6
freq = 700e3
w = 2*np.pi*freq
Rl = 400

D = np.round(D_necesario, 3)

numerador = (4 + 4 * np.pi**2 * D * (1 - D)) * np.cos(2 * np.pi * D) + \
            2 * np.pi * (2*D - 1) * np.sin(2 * np.pi * D) + \
            np.sin(2 * np.pi * D)**2 - 4
denominador = 2 * np.pi * (1 - D) - \
                (1 + 4 * np.pi**2 * D * (1 - D)) * np.sin(2 * np.pi * D) - \
                (2 * np.pi * (1 - D) - np.sin(2 * np.pi * D)) * np.cos(2 * \
                np.pi * D)
phi = np.arctan2(numerador, denominador)

numerador = (np.pi * (1 - D) * np.sin(2 * np.pi * D) * np.sin(phi) + \
            (0.5 * np.sin(2 * np.pi * D) + np.pi * (1 - D) * np.cos(2 * np \
            .pi * D)) * np.cos(phi))
denominador = np.cos(2 * np.pi * D) - 1
M = numerador / denominador

a = (3 * np.cos(2 * np.pi * D) / 8 - np.pi * (1 - D) * np.sin(2 * np.pi * \
    D) / 2) * np.sin(2 * np.pi * D) - np.pi * (1 - D) / 2
b = np.sin(2 * np.pi * D) - 5 * np.sin(4 * np.pi * D) / 16 + np.pi * (1 - \
    D) * np.cos(2 * np.pi * D)**2 / 2
c = (1 - np.cos(2 * np.pi * D)) * np.cos(2 * np.pi * D) + np.pi * (1 - D) \
    * np.sin(4 * np.pi * D) / 2
d = 2 * np.pi * D * np.cos(2 * np.pi * D) - np.pi * (1 - D) - (1 + np.cos \
    (2 * np.pi * D) / 2) * np.sin(2 * np.pi * D)
e = 1 - np.cos(2 * np.pi * D) + (np.sin(2 * np.pi * D) / 2 - 2 * np.pi * D \
    ) * np.sin(2 * np.pi * D)

Ri_Rl = 1 / (2 * M**2)
Li_L = np.pi / (np.pi * (5 * D - 1) / 4 - a * np.sin(phi)**2 - b * np.cos \
    (phi)**2 + c * np.sin(phi) * np.cos(phi) + M * (d * np.sin(phi) + e * np \
    .cos(phi)))

numerador = M
denominador = (np.cos(2 * np.pi * D) - 1) * np.sin(phi) / (2 * np.pi) + \
                (D - np.sin(2 * np.pi * D) / (2 * np.pi)) * np.cos(phi) + \
                np.pi * D**2 * M

```

```

Q = numerador / denominador

L = Rl / (Q * w)
C = 1 / (L * w**2)

print("Freq = ", freq)
print("Rl = ", Rl)
print("D = ", D)
print("phi = ", np.degrees(phi))
print("Q = ", Q)
print("Ri/Rl = ", Ri_Rl)
print("Li/L = ", Li_L)
print("M = ", M)
print("Ri/(wL)", Ri_Rl * Rl / (w * L))

print("\nComponentes: ")
print("L = ", L)
print("C = ", C)
print("Vin = ", Vo / M)

Cp = 1 / (Li_L * L * w**2)
print("C_comp = ", Cp)

print("\nCircuito equivalente: ")
print("Li = ", Li_L * L)
print("Ri = ", Ri_Rl * Rl)

```

Listing 9.7: Cálculo de parámetros de diseño del rectificador

9.3.7. Diseño del acople de impedancias de la etapa de NFC

```

import numpy as np

#Para Zs
freq = 13.56e6
RD = 25      # Resistencia RD
w = 2*np.pi*freq      # Frecuencia angular (rad/s)
L0 = 470e-9    # Inductancia L0 (H)
C0 = 250e-12   # Capacitancia C0 (F)

# Denominador común
den = (1 - (w**2) * L0 * C0)**2 + (w * RD * C0)**2

# Parte real

```

```
RS = (2 * RD) / den

# Parte imaginaria
XS = -(2 * (w**3) * (L0**2) * C0 + 2 * w * (RD**2) * C0 - 2 * w * L0) /
den

ZS = RS + 1j * XS

RS_1 = ZS.real
XS_1 = ZS.imag

print(f"Zs = {ZS}")
print(f"Parte real: {ZS.real}")
print(f"Parte imaginaria: {ZS.imag}")
print(f"Parte imaginaria: {XS_1}")

# Calculo de ZL
# Datos
La = 731e-9          # H
Ca = 12e-12           # F
f = 13.56e6            # Hz
w = 2 * np.pi * f    # rad/s

Ra = 5.6   # Ohm

# Denominador común
den = (1 - (w**2) * La * Ca)**2 + (w * Ra * Ca)**2

# Parte real (resistencia)
RL = Ra / den

# Parte imaginaria (reactancia)
XL = (w * La - (w**3) * (La**2) * Ca - w * (Ra**2) * Ca) / den

ZL = RL + 1j * XL

RL_1 = ZL.real
XL_1 = ZL.imag

print(f"ZL = {ZL}")
print(f"Parte real: {ZL.real}")
print(f"Parte imaginaria: {ZL.imag}")
```

```
# Cálculo de xB1 y xB2
xB1 = (RS_1 / (RL_1 - RS_1)) * (XL_1 + RL_1 * (np.sqrt((RL_1 / RS_1) + (
    XL_1**2) / (RS_1 * RL_1) - 1)))
xB2 = (RS_1 / (RL_1 - RS_1)) * (XL_1 - RL_1 * (np.sqrt((RL_1 / RS_1) + (
    XL_1**2) / (RS_1 * RL_1) - 1)))

#Calculo de xA

xA1 = -XS_1 - xB1 * ((RL_1**2 + XL_1**2 + XL_1 * xB1) / (RL_1**2 + (XL_1 +
    xB1)**2))
xA2 = -XS_1 - xB2 * ((RL_1**2 + XL_1**2 + XL_1 * xB2) / (RL_1**2 + (XL_1 +
    xB2)**2))

#Calculo de cA y cB

CA = -2 / (w * xA1)
CB = -2 / (w * xA2)
CD = -2 / (w * xB1)
CE = -2 / (w * xB2)

print(f"xB1 = {xB1}")
print(f"xB2 = {xB2}")
print(f"xA1 = {xA1}")
print(f"xA2 = {xA2}")
print(f"CA(xA1) = {CA}")
print(f"CB(xA2) = {CB}")
print(f"CD(xB1) = {CD}")
print(f"CE(xB2) = {CE}")
```

Listing 9.8: Código para el diseño del acople de la antena NFC

Bibliografía

- [1] T. Baier, “Automated impedance adjustment of 13.56 mhz nfc reader antennas,” Master’s Thesis, Masterarbeit, Hochschule Oberösterreich / University of Applied Sciences Upper Austria, 2014, tesis de maestría en Diseño Automático de Impedancia de Antenas NFC a 13.56 MHz.
- [2] C. M. y D. Gückelhorn. (2023) Circuit and antenna design of a simultaneous wireless power transfer and near field communication system. [Online]. Available: <https://www.we-online.com/files/pdf1/circuit-and-antenna-design-wireless-power-nfc-systems.pdf>
- [3] T. Nagashima, X. Wei, E. Bou, E. Alarcón, M. K. Kazimierczuk, and H. Sekiya, “Analysis and design of loosely inductive coupled wireless power transfer system based on class-e² dc-dc converter for efficiency enhancement,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 62, no. 11, pp. 2781–2791, 2015.
- [4] NXP Semiconductors, *PN532 User Manual, UM0701-02*, rev. 02 ed., Nov. 2007, accedido el 22 de julio de 2025. [Online]. Available: <https://www.nxp.com/docs/en/user-guide/141520.pdf>
- [5] Elektrisola. (2024) Litz wire information. Accessed: July 31, 2025. [Online]. Available: <https://www.elektrisola.com/en-us/Litz-Wire/Info>
- [6] Würth Elektronik, *760308101312 - WE-WPCC Wireless Power Charging Coil*, rev. 1.0 ed., Oct. 2022, accedido el 22 de julio de 2025. [Online]. Available: <https://www.we-online.com/components/products/datasheet/760308101312.pdf>
- [7] R. P. Rafael Isidro Parra-Peña, “Análisis de la productividad del sector agropecuario en colombia y su impacto en temas como: encadenamientos productivos, sostenibilidad e internacionalización, en el marco del programa colombia más competitiva,” *Federesarrollo*, 2021. [Online]. Available: <https://www.repository.fedesarrollo.org.co/handle/11445/4092>
- [8] L. E. C. Gonzalez. (2020) informe de auditoría, seguimiento o evaluacion. [Online]. Available: https://minciencias.gov.co/sites/default/files/upload/contratacion/auditoria_banca_multilateral_2021.pdf
- [9] N. G. González. (2022) Cerca de 15 del sector agro utiliza tecnología de última generación. [Online]. Available: <https://www.agronegocios.co/agricultura/segun-minagricultura-cerca-de-15-del-sector-agro-utiliza-tecnologia-de-ultima-generacion-3299246>
- [10] M. H. Segura. (2020) Ómicas, el instituto que aporta a los retos universales de seguridad alimentaria, sostenibilidad productiva, nutrición y salud. [Online]. Available: <https://www.omicas.co/noticias/omicas-el-instituto-que-aporta-los-retos-universales-de-seguridad-alimentaria>

- [11] A. A. O. Guo, "The Internet of Things in Extreme Environments Using Low-Power Long-Range Near Field Communication," *IEEE*, vol. 4, no. 1, pp. 34–38, 2018. [Online]. Available: [10.1109/IOTM.0011.2000063](https://doi.org/10.1109/IOTM.0011.2000063)
- [12] J. Q. Olguin, "Nivel de madurez tecnológico (trl) de la tecnología de secado solar en méxico," *REIA*, vol. 4, no. 1, pp. 65–69, 2018. [Online]. Available: <http://38.49.158.181/reia/descargables/ediciones/2018/65-69.pdf>
- [13] ECMA International, "Ecma-340: Near field communication – interface and protocol (nfcip-1)," Dec. 2002, primera edición del estándar NFCIP-1 adoptado en diciembre de 2002. [Online]. Available: https://www.ecma-international.org/wp-content/uploads/ECMA-340_1st_edition_december_2002.pdf
- [14] ISO/IEC, "Iso/iec 14443-2:2016 – identification cards – contactless integrated circuit cards – proximity cards – part 2: Radio frequency power and signal interface," 2016, define el rango de campo magnético operativo entre 1.5 A/m y 7.5 A/m. [Online]. Available: <https://www.iso.org/standard/73596.html>
- [15] J. E. Padilla Contreras, W. A. Iñiguez López, and P. E. Crespo Martínez, "Near field communication - teoría y aplicaciones," Tesis de pregrado, Universidad del Azuay, Escuela de Ingeniería de Sistemas y Telemática, 2014, 216 páginas.
- [16] F. P. J. I. Cairó, J. Bonache and F. Martín, "Reconfigurable System for Wireless Power Transfer (WPT) and Near Field Communications (NFC)," *ETSIT-UPCT*, vol. 1, no. 4, pp. 253–259, 2017. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8290762>
- [17] H. C. J. y. Y. E. W. U. Azad. (2023) Link budget and capacity performance of inductively coupled resonant loops. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=6166858>
- [18] NXP Semiconductors, *AN1445 Antenna Design Guide for MFRC52x, PN51x, PN53x*, rev.1.3 ed., Jun. 2018, incluye guía RF AN1444 y hoja Excel para cálculos. [Online]. Available: https://www.nxp.com/docs/en/application-note/AN1445_AN1444.zip
- [19] MobileKnowledge, "Nfc reader design: Antenna design considerations," <https://www.themobileknowledge.com/wp-content/uploads/2017/05/NFC-Reader-Design-II-Antenna-design-considerations-Public.pdf>, Feb. 2015, accessed: August 2, 2025.
- [20] T. Instruments, "Impedance matching for simple rf circuits," <https://www.ti.com/lit/an/sloa135a/sloa135a.pdf>, Jan. 2011, application Report SLOA135A, Accessed: August 2, 2025.
- [21] ECMA International, "ECMA-340: Near Field Communication - Interface and Protocol (NFCIP-1)," 2013, <https://www.ecma-international.org/publications-and-standards/standards/ecma-340/>.

- [22] NXP Semiconductors, *PN532/C1 Data Sheet*, rev. 3.6 ed., Nov. 2017, 28 Nov 2017. [Online]. Available: https://www.nxp.com/docs/en/nxp/data-sheets/PN532_C1.pdf
- [23] C.MERZ. (2022) Impedance matching for near field communication application. [Online]. Available: <https://www.we-online.com/katalog/media/o207264v410%20ANP084a%20EN.pdf>
- [24] T. C. R. Paul and R. Puers, *Inductive Powering: Basic Theory and Application to Biomedical Systems*. Springer, 2009.
- [25] L. Shi, “Advanced wireless power transfer technologies: Reactance cancelling and inverse coupled current doubler rectifier,” Tesis de doctorado, Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales, 2021.
- [26] M. J. Schormans. (2019) Inductive links for biomedical wireless power and data telemetry: Circuits and methods. [Online]. Available: <https://discovery.ucl.ac.uk/id/eprint/10082006>
- [27] J.-H. Choi, J.-H. Lee, S.-H. Lee, and D.-C. Jang, “Winding resistance and power loss for inductors with litz and solid-round wire,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 52, no. 1, pp. 1–9, 2016.
- [28] J. Fernández de Sevilla Galán. (2019, Septiembre) Mejora del cálculo de las pérdidas por el efecto proximidad en alta frecuencia para devanados de hilos de litz. [Online]. Available: <https://oa.upm.es/56807/>
- [29] Y. Tezcan, H. Ünal, T. Sürgevil, and M. Boztepe. (2017) Optimum coil design considering skin and proximity effects for a wireless battery charger of electric vehicle. [Online]. Available: https://www.emo.org.tr/ekler/6c8abd6caa403b8_ek.pdf
- [30] J. Kyle. (2020) Litz wire: Practical design considerations for today’s high frequency applications. [Online]. Available: <https://www.psma.com/sites/default/files/uploads/files/Litz%20Wire%20Practical%20Design%20Considerations%20for%20Todays%20HF%20Applications%20Jensen%2C%20Rubadue.pdf>
- [31] W. Zhao, Y. Peng, Z. Shen, and H. Wang, “Design and optimization of litz-wire planar spiral coil for inductive power transfer application,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, no. ?, est. 2023, 2023.
- [32] M. H. Nguyen and H. Fortin Blanchette, “Optimizing ac resistance of solid pcb winding,” *Electronics*, vol. 9, no. 5, p. 875, 2020.
- [33] A. Stadler, M. Albach, F. Macary *et al.*, “The minimization of copper losses in core-less inductors: Application to foil- and pcb-based planar windings,” in *Proceedings of the European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Dresden, Germany, Sep. 2005.
- [34] S. Geng, M. Chu, W. Wang, P. Wan, X. Peng, H. Lu, and P. Li, “Modelling and optimization of winding resistance for litz wire inductors,” *IET Power Electronics*, vol. 14, no. 7, pp. 1834–1843, 2021.

- [35] A. Ayachit and M. Kazimierczuk, "Transfer functions of a transformer at different values of coupling coefficient," *IET Circuits, Devices & Systems*, vol. 10, no. 4, pp. 337–348, 2016.
- [36] V. Shevchenko, O. Husev, R. Strzelecki, B. Pakhaliuk, N. Poliakov, and N. Strzelecka, "Compensation topologies in ipt systems: Standards, requirements, classification, analysis, comparison and application," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 120 559–120 580, 2019.
- [37] Z. T. M. Fu and C. Ma. (2019) Analysis and optimized design of compensation capacitors for a megahertz wpt system using full-bridge rectifier. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8354815/citations#citations>
- [38] M. K. Kazimierczuk. (1990) Analysis of class e zero-voltage-switching rectifier. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/55033>
- [39] S. N. (2018) Wireless power transfer: Theory, technology, and applications. [Online]. Available: https://digilib.stekom.ac.id/assets/dokumen/ebook/feb_1e3ac6098cd5e1cf3ce69c481a4a06cd_eae7a2a7_1652446716.pdf
- [40] A. Ivascu, M. K. Kazimierczuk, and S. Birca-Galateanu, "Class e resonant low dv/dt rectifier," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 39, no. 8, pp. 604–613, Aug. 1992.
- [41] M. K. Kazimierczuk, *RF Power Amplifiers*, 2nd ed. Chichester, UK: John Wiley & Sons, 2015, traducción al chino disponible.
- [42] KEMET Electronics. (2024) K-sim capacitor simulation tool. Accedido el 22 de julio de 2025. [Online]. Available: <https://ksim3.kemet.com/capacitor-simulation>
- [43] A. Lidow, M. de Rooij, J. Strydom, D. Reusch, and J. Glaser, *GaN Transistors for Efficient Power Conversion*, 3rd ed. John Wiley & Sons, 2019.
- [44] M. A. de Rooij, "The zvs voltage-mode class-d amplifier, an egan fet-enabled topology for highly resonant wireless energy transfer," in *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. Charlotte, NC, USA: IEEE, 2015, pp. 1608–1613.
- [45] A. Lidow and M. de Rooij, "Performance evaluation of enhancement-mode gan transistors in class-d and class-e wireless power transfer systems," *Bodo's Power Systems / EPC Technical Article*, May 2014, publicado por Efficient Power Conversion Corporation.
- [46] N. O. Sokal. (2001) Class-e rf power amplifiers. [Online]. Available: https://people.physics.anu.edu.au/~dxt103/160m/class_E_amplifier_design.pdf
- [47] D. J. Kessler and M. K. Kazimierczuk, "Power losses and efficiency of class-e power amplifier at any duty ratio," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 51, no. 9, pp. 1675–1689, Sept. 2004.

- [48] S. Oshima and H. Koizumi, "Load-independent class e-1 voltage-driven synchronous rectifier," in *2023 IEEE 32nd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Helsinki, Finland, 2023, pp. 1–7.
- [49] T. Soyata, L. Copeland, and W. Heinzelman, "RF Energy Harvesting for Embedded Systems: A Survey of Tradeoffs and Methodology," *IEEE Circuits and Systems Magazine*, vol. 16, no. 1, pp. 22–57, Feb. 2016.
- [50] Würth Elektronik, "WE-WPCC Combination Coils," 2025, accedido el 22 de julio de 2025. [Online]. Available: https://www.we-online.com/en/components/products/WE-WPCC_CO_MBINATION_COILS
- [51] H. Sekiya, K. Tokano, W. Zhu, Y. Komiyama, and K. Nguyen, "Design procedure of load-independent class-e wpt systems and its application in robot arm," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 70, no. 10, pp. 10 014–10 023, Oct. 2023.
- [52] N. Obinata, W. Luo, X. Wei, and H. Sekiya, "Analysis of load-independent class-e inverter at any duty ratio," in *Proceedings of the IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Lisbon, Portugal, 2019, pp. 1615–1620.
- [53] J. Song, M. Liu, and C. Ma, "Class e active rectifier with controlled output voltage for mhz wireless power transfer," in *IECON 2020 The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Singapore, 2020, pp. 4561–4565.