



UNIVERSIDAD DE LA REPÚBLICA
FACULTAD DE INGENIERÍA



TIE

Transferencia Inalámbrica de Energía para Sistemas de Bajo Consumo
Utilizando Resonancia Magnética Fuertemente Acoplada

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

María Sofía Pérez Casulo, Agustín Eduardo Rodríguez Esteva, Bruno
Eduardo Serra Laborde

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

TUTORES

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

TRIBUNAL

Dr. Ing. Juan Pablo Oliver..... Universidad de la República
Ing. Andrés Merello..... Universidad de la República
Dr. Ing. Fernando Silveira..... Universidad de la República
Ing. Pablo Pérez-Nicoli..... Universidad de la República

Montevideo
jueves 3 septiembre, 2015

TIE, María Sofía Pérez Casulo, Agustín Eduardo Rodríguez Esteva, Bruno Eduardo Serra Laborde.

Esta tesis fue preparada en \LaTeX usando la clase *iietesis* (v1.2).

Contiene un total de 109 páginas.

Compilada el jueves 3 septiembre, 2015.

<http://iie.fing.edu.uy/>

Una economía basada en el conocimiento,
impulsada por la innovación
y modelada por los procesos de aprendizaje.

RODRIGO AROCENA, 2004. [1]

Agradecimientos

Queremos agradecer a todas las personas que con su ayuda colaboraron durante el desarrollo de este proyecto, especialmente:

A nuestras familias y amigos por su apoyo a lo largo de estos años en la aventura de la titulación de Ing. Eléctrico.

A Fernando Silveira y Pablo Pérez por la fuente constante de información para despejar nuestras dudas y proponernos siempre un próximo paso a seguir.

A Mauricio González, Rafael Canetti, Juan Pablo Oliver y al Taller de Electrónica Libre por su colaboración.

Al Instituto de Ingeniería Eléctrica por hacernos sentir como en nuestra casa en los últimos meses de trabajo.

Resumen

Este trabajo describe la caracterización de un sistema de resonancia magnética fuertemente acoplada (SCMR, *Strongly Coupled Magnetic Resonance*) de tres bobinas. Se realiza el análisis de una aplicación de este tipo y luego se propone un sistema orientado a la identificación por radio frecuencia (RFID, *Radio Frequency IDentification*) aplicable al proceso de trazabilidad del ganado según las normas ISO 11784 e ISO 11785.

El sistema SCMR se basa en ajustar los componentes de las distintas etapas de la transmisión para obtener una frecuencia de resonancia de cada etapa igual a la frecuencia de la onda transmitida, logrando aumentar la eficiencia de la transmisión entre extremos. En este proyecto se consideró un sistema de tres etapas con un bobinado emisor, uno receptor y uno pasivo intermedio que actúe como retransmisor.

Se modeló en forma teórica y se relevó experimentalmente los parámetros de impedancia para cada una de las etapas del sistema SCMR de tres bobinas, cuantificando la eficiencia de una transmisión energética a una frecuencia de $134,2\text{kHz}$ y comparando los resultados obtenidos con la eficiencia del sistema sin el bobinado intermedio. Se constató que el aumento de eficiencia observado permitía aumentar la distancia entre ambos extremos de la transmisión, dentro de un intervalo de posiciones posibles de ubicación de la bobina intermedia.

A continuación se estudió la incidencia del efecto SCMR en las distancias de comunicación de un sistema RFID para identificación de ganado. Para esto se utilizó un lector y un identificador comercial, agregando un bobinado pasivo intermedio de frecuencia de resonancia igual a la frecuencia de operación del equipo lector y se relevó la distancia máxima posible de lectura. Se compararon las medidas obtenidas para distintas posiciones de la bobina auxiliar con respecto a la distancia de lectura del sistema original.

Esta aplicación práctica responde a una necesidad manifiesta de la industria ganadera, en tanto el aumento de la distancia impactaría positivamente en las condiciones de trabajo de distintos actores de la cadena de producción. A su vez se consideró como premisa del proyecto obtener un prototipo adaptable a un lector comercial, sin requerir modificaciones en los aparatos de lectura o en las caravanas del ganado bovino, resultando en una mejora en los equipos estandarizados en la cadena de producción.

Se realizaron pruebas en el laboratorio para caracterizar el funcionamiento de la transmisión del equipo RFID, relevando las señales de campo magnético producidas a distintas distancias y analizándose además en forma cualitativa el caso de lectura correcta a la máxima distancia posible.

Finalmente se diseñó y fabricó un driver de corriente de alta eficiencia y un setup de pruebas para caracterizar la transferencia de energía en un sistema SCMR.

Tabla de contenidos

Agradecimientos	III
Resumen	V
Tabla de Contenidos	VI
1. Introducción	1
1.1. Introducción al proyecto	1
1.2. Introducción a la transmisión inalámbrica de energía	2
1.3. Introducción al efecto SCMR	3
1.4. Introducción a los sistemas RFID	4
1.4.1. Clasificación de sistemas RFID	5
2. Strongly Coupled Magnetic Resonance	7
2.1. Modelado Teórico	7
2.1.1. Cálculo de la eficiencia en régimen	9
2.2. Variación de la eficiencia en función del diseño de la Bobina Auxiliar	12
2.2.1. Análisis cualitativo	12
2.2.2. Análisis cuantitativo	13
3. Implementación y Medidas	15
3.1. Caracterización y diseño de las bobinas	16
3.1.1. Setup de prueba	16

Tabla de contenidos

3.1.2.	Procedimiento de medida y modelos teóricos	18
3.1.3.	Resultados experimentales	23
3.1.4.	Análisis de resultados	25
3.1.5.	Bobina Auxiliar: Diseño óptimo	28
3.1.6.	Medidas bobina auxiliar	30
3.1.7.	Comparación entre cálculos teóricos, resultados experimentales y simulaciones CST	32
3.2.	Medidas de eficiencia e implementación del sistema de tres bobinas	37
3.2.1.	Medidas de eficiencia	38
3.2.2.	Comparación de los resultados experimentales con los cálculos teóricos	41
3.3.	Sistema RFID para trazabilidad	43
3.3.1.	Mensaje RFID y Codificación	43
3.3.2.	Medidas de laboratorio	44
3.3.3.	Distancias máximas de lectura	47
4.	Driver	49
4.1.	Estructura de un amplificador clase E ZVS	50
4.2.	Análisis del circuito	50
4.3.	Diseño y construcción	54
4.3.1.	Diseño teórico y simulaciones	54
4.3.2.	Diseño en Eagle y Construcción	60
4.4.	Medidas del Driver	62
5.	Conclusiones	67
5.1.	Sistema SCMR	67
5.2.	Aplicación Práctica para RFID	68
5.3.	Driver	68
5.4.	Trabajo futuro	69

Apéndices	71
A. Análisis cuantitativo: Variación de la eficiencia en función del diseño de la Bobina Auxiliar	71
A.1. Análisis cualitativo	71
A.1.1. Etapa 3	72
A.1.2. Etapa 2	72
A.1.3. Etapa 1	74
A.1.4. Eficiencia total	76
A.2. Análisis cuantitativo	77
B. Códigos en Octave	79
B.1. Modelado sistema SCMR	79
B.2. Cálculos de inductancias mutuas	81
B.3. Análisis cuantitativo de la bobina auxiliar	82
B.4. Resultados experimentales sistema SCMR	82
B.5. Driver	82
C. Contenido del CD	83
C.1. Directorio de archivos	83
Referencias	85
Índice de tablas	89
Índice de figuras	91
Glosario	96

Capítulo 1

Introducción

Contenido

1.1. Introducción al proyecto	1
1.2. Introducción a la transmisión inalámbrica de energía	2
1.3. Introducción al efecto SCMR	3
1.4. Introducción a los sistemas RFID	4
1.4.1. Clasificación de sistemas RFID	5

1.1. Introducción al proyecto

El proyecto se basa en estudiar el efecto de resonancia magnética fuertemente acoplada (SCMR, *Strongly Coupled Magnetic Resonance*) propuesto por investigadores del MIT en el año 2007 [2]. Este permite aumentar la eficiencia de una transmisión inalámbrica de energía sin la necesidad de realizar modificaciones importantes en los circuitos originales, agregando únicamente un tercer bobinado pasivo con determinadas características entre los extremos de la transmisión. El efecto SCMR es estudiado en forma analítica en [3].

Se estudiará este efecto para un sistema de tres bobinas, agregando un bobinado intermedio entre los extremos de la transmisión, con la particularidad de que el bobinado intermedio tiene una frecuencia de resonancia igual a la de la señal enviada por el emisor.

En el capítulo 2 se expone el análisis teórico que muestra que si es posible ajustar la frecuencia de resonancia de cada una de las etapas del sistema a una determinada frecuencia, la eficiencia de la transmisión de energía entre extremos aumentará. Como se muestra en la sección 2, bajo ciertas hipótesis y dentro de un intervalo de distancias calculado para la ubicación del bobinado intermedio, el aumento de eficiencia es equivalente a lograr una mayor distancia de transmisión [4, 5].

El primer objetivo planteado en el proyecto TIE es el de construir un sistema que permita reproducir el efecto y estudiar las magnitudes asociadas a este.

Se propuso además, en caso de poder demostrar exitosamente el funcionamiento del efecto SCMR

en un setup experimental, estudiar la viabilidad de aplicarlo a un equipo de transmisión inalámbrica de energía de bajo consumo, significando un aporte tecnológico novedoso.

De acuerdo a las entrevistas realizadas en el trabajo [6] y artículos de opinión sobre la normativa vigente aplicable a la identificación RFID del ganado [7–9], se observó la necesidad de aumentar el rango de lectura de los equipos de identificación bovina del tipo RFID.

Si bien se consideró importante mantener las caravanas utilizadas actualmente, en razón de su vasta utilización en el mercado y el bajo costo de producción, se estima viable de comercializar una funcionalidad opcional que aumente el rango de lectura de caravanas basándose en una modificación simple, de bajo costo y reversible en el lector.

Un enfoque al problema es considerar que los equipos de lectura y las caravanas forman parte de un sistema SCMR. Esto permite mantener sin modificaciones el circuito de los extremos de la comunicación, siendo únicamente necesario construir un bobinado intermedio que permita recrear el efecto a la frecuencia de operación.

En el capítulo 3 se presenta un análisis cuantitativo de los parámetros de autoinductancia, resistencia en corriente continua y alterna e inductancia mutua de un lector construido en el marco de un proyecto del Instituto de Ingeniería Eléctrica [10] y de una caravana RFID comercial. Además se realizó un estudio analítico para obtener un diseño para la bobina intermedia pasiva, la que luego se construyó y caracterizó.

Se diseñó un driver de corriente sinusoidal de frecuencia igual a la de resonancia del sistema en el capítulo 4, considerándose también como criterio de diseño obtener una alta eficiencia. Esto permitió independizar el setup experimental del generador de señales del laboratorio. Finalmente se construyó el amplificador diseñado, relevándose la corriente de salida y la eficiencia del mismo.

1.2. Introducción a la transmisión inalámbrica de energía

Los primeros efectos de transmisión inalámbrica de energía datan del año 1889, en que Tesla propuso los denominados Tesla Coils para transmitir electricidad. La potencia de transmisión de esos equipos era del orden de las decenas o centenas de kW , siendo utilizados en la década de 1920 para la telegrafía inalámbrica [11].

Actualmente es posible clasificar la transmisión inalámbrica de energía en tres principios de funcionamiento, por radiación electromagnética, por campo eléctrico y por campo magnético [12].

El primero utiliza rayos láser o de microondas para irradiar energía que luego puede ser convertida en energía eléctrica. Debido a la gran densidad de energía y efectos que permiten orientar el flujo, este efecto es el más apropiado para transmisiones a grandes distancias [13]. Como desventaja presenta restricciones en la potencia transmitida debido a que estas ondas interactúan con el tejido de seres vivos y el medio ambiente [14, 15].

El segundo método, efectos de inducción de campo eléctrico, utiliza principios de polarización de cargas capacitivas para inducir una corriente en un material receptor, permitiendo obtener resultados de eficiencia energética próximos al 90 % en un rango reducido a unos pocos centímetros [16, 17]. En particular es de uso poco frecuente en sistemas implantables debido a su interacción con el tejido

vivo [18].

El tercer método, efectos de inducción por campo magnético, permite realizar una transferencia a distancias intermedias (desde unos centímetros hasta un par de metros) y es de uso cotidiano en sistemas implantables en seres vivos [19] [20]. Un ejemplo de transmisión por inducción magnética entre dos extremos resonando a la misma frecuencia se plantea en [21].

1.3. Introducción al efecto SCMR

El efecto SCMR se basa en este último método de transmisión inalámbrica por inducción de campo magnético. Este efecto consiste en agregar un bobinado pasivo intermedio, que se ajusta de forma tal que la frecuencia del mismo sea la frecuencia de transmisión. Esto permite aumentar la eficiencia de una transmisión inalámbrica de energía entre extremos [22, 23] tal como se estudia en el capítulo 2.

En particular, en este proyecto se utilizará un sistema de tres bobinados con igual frecuencia de resonancia para caracterizar el efecto.

Se utilizó un programa de simulación computacional de campo magnético para ilustrar el efecto de la bobina auxiliar en una transmisión de energía.

En primera instancia se simuló un sistema de dos bobinas a una distancia d , donde la bobina de la izquierda es excitada con una corriente sinusoidal de frecuencia $134,2\text{kHz}$ y la bobina de la derecha actúa como receptora del campo magnético inducido. Ver Fig. 1.1.

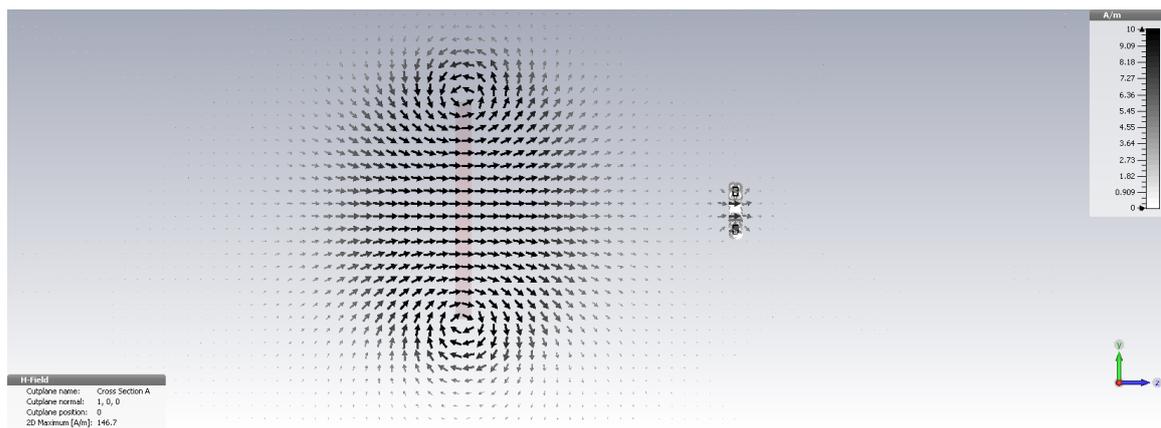


Figura 1.1: Simulación de campo magnético para sistema de dos bobinas

Luego, se estudió cualitativamente el comportamiento del campo magnético al agregar una bobina intermedia con una frecuencia de resonancia natural distinta a la frecuencia de transmisión. Ver Fig. 1.2.

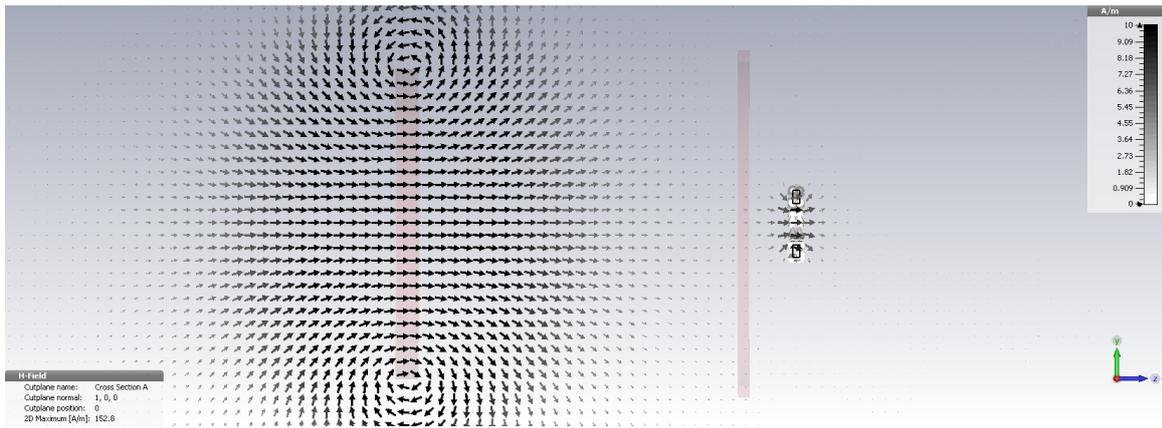


Figura 1.2: Simulación de campo magnético para sistema de tres bobinas con distinta frecuencia de resonancia

Finalmente se simuló el sistema con la bobina intermedia resonando a la frecuencia de la transmisión. Ver Fig. 1.3.

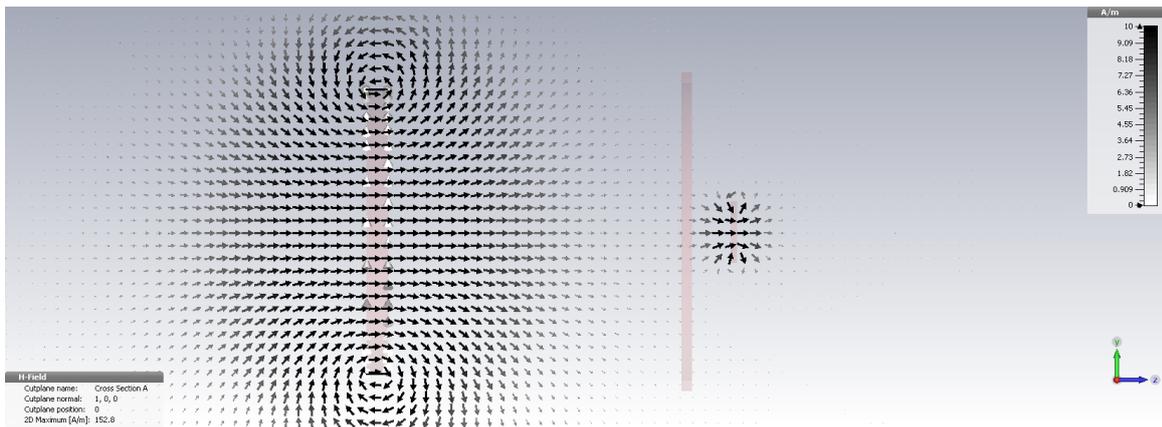


Figura 1.3: Simulación de campo magnético para sistema de tres bobinas con igual frecuencia de resonancia

Se observa que el campo magnético en la bobina receptora es de mayor intensidad para el caso de bobina intermedia resonante a la frecuencia de transmisión, planteándose que el análisis físico del efecto se ajusta a lo planteado en [2].

En particular los sistemas RFID de baja frecuencia utilizan el método de transmisión por inducción de campo magnético como forma de comunicación entre tag y reader. Para este proyecto nos limitaremos a sistemas del tipo SCMR, considerando como la aplicación práctica del proyecto aumentar la distancia de lectura de un sistema RFID a través de la utilización de un sistema SCMR.

1.4. Introducción a los sistemas RFID

Los sistemas RFID consisten en un bobinado o antena que al recibir una señal de campo magnético permite energizar el identificador, con el objeto de generar una respuesta que será enviada a través de ese mismo bobinado o antena.

Si bien es notorio el desarrollo que en los últimos años se viene registrando en la aplicación de RFID, el primer prototipo de esta es contemporáneo de la Segunda Guerra Mundial. Esos dispositivos se colocaban en aviones de combate que al recibir la señal de radar energizaban un transmisor para responder con su señal de identificación [24].

Luego, en la década del 70, comienza el desarrollo de esta tecnología con un fin comercial, aplicándose como un potencial sustituto del código de barras vigente aún. En lugar del medio óptico para la identificación de productos, el RFID utiliza ondas de radio eliminando con ello la necesidad de un contacto visual entre emisor y receptor. Si bien el código de barras sigue siendo el mecanismo más implementado hasta el presente debido al bajo costo de sus identificadores, los dispositivos RFID encontraron una oportunidad de mercado que se explica en dos grandes ventajas del sistema RFID respecto del código de barra. Una es su escasa capacidad de almacenamiento de datos de los códigos de barra y la otra es la imposibilidad de estos de ser reprogramados. Esto permitió a la tecnología de RFID conquistar algunos mercados como por ejemplo el de la trazabilidad del ganado a través de la creación de las normas ISO 11784, 11785 y 14223 [25–27]. Estas normas internacionales regulan la utilización de tecnologías RFID en los sistemas de trazabilidad de ganado. En particular las dos primeras regulan el uso de tags RFID de baja frecuencia ($\approx 134,2kHz$) y que constituyen el objeto de estudio del presente proyecto.

En un sistema RFID es posible identificar dos extremos en la comunicación:

- Reader: es quién envía la señal de energización y luego recibe y decodifica la respuesta
- Tag: captura la señal de energización y devuelve la respuesta con el código de identificación

1.4.1. Clasificación de sistemas RFID

Los sistemas RFID se pueden clasificar de distintas formas [24, 28].

En primera instancia se pueden ordenar de acuerdo al tipo de alimentación utilizada por el tag:

- Activos: El tag tiene una fuente de energía interna, por ejemplo una pila. Esto permite una distancia de lectura mayor debido a que pueden funcionar con señales más débiles del lector.
- Pasivos: El tag no contiene ni pilas ni otra fuente de energía alternativa. Este se alimenta exclusivamente a través de la señal de energización. Se destacan por su bajo costo de producción, pero como contrapartida la distancia requerida para la lectura es menor que en los sistemas activos.

Otra clasificación atiende al tipo de canal de comunicación establecido, pudiendo ser sistemas half-duplex o full-duplex. El primero almacena la energía recibida en el proceso de energización y luego envía la respuesta utilizando como antena la bobina. El método full-duplex usa un sistema de variación de impedancia para que el reader reciba la respuesta durante el proceso de energización.

Otra forma de clasificar los sistemas RFID refiere a la frecuencia de funcionamiento:

- Baja frecuencia: $100 - 500kHz$

- Alta frecuencia: $10 - 15MHz$
- Ultra Alta frecuencia: $400 - 950MHz$
- Microondas: $2,4 - 6,8GHz$

Este proyecto se concentra en trabajar con los sistemas de baja frecuencia, en tanto resulta en una imposición por la normativa técnica para la identificación del ganado [26]. Se debe utilizar la frecuencia de $134,2kHz$ para energizar el sistema, pudiendo además emplear la frecuencia $124,2kHz$ como símbolo en una comunicación half-duplex con codificación FSK, frequency shift keying [29].

Si bien los sistemas de más alta frecuencia aumentan la distancia de transmisión, conllevan mayores costos de producción en tags y readers [30]. Asimismo, en atención al objetivo de este proyecto, relativo a mantener los circuitos de los extremos de la comunicación del sistema RFID para identificación del ganado, se planteó que no sería una opción aumentar la frecuencia de la transmisión.

Capítulo 2

Strongly Coupled Magnetic Resonance

Contenido

2.1. Modelado Teórico	7
2.1.1. Cálculo de la eficiencia en régimen	9
2.2. Variación de la eficiencia en función del diseño de la Bobina Auxiliar	12
2.2.1. Análisis cualitativo	12
2.2.2. Análisis cuantitativo	13

En este capítulo se propondrá un modelo teórico para un sistema del tipo SCMR de tres bobinas. En la sección 2.1 se obtendrá una expresión para la eficiencia de una transferencia energética entre los dos extremos en función de los componentes del sistema. Además en la sección 2.2 se estudiará la variación de esta eficiencia en función del radio, del número de vueltas y de la posición de la bobina auxiliar pasiva, la cual se colocará entre los extremos de la transmisión.

2.1. Modelado Teórico

En esta sección se realizará el análisis matemático de un sistema eléctrico resonante de tres bobinados acoplados magnéticamente, el cual se puede asociar al objeto de estudio de este proyecto. Se estudiará el circuito dividiéndolo en tres etapas y analizando la impedancia vista y la eficiencia entre cada una de ellas. El objetivo de este análisis matemático es llegar a una expresión que modele la eficiencia del circuito completo η_{Total} en función de los parámetros de resistencias R_i , inductancias L_i , factores de calidad Q_i e inductancias mutuas entre bobinados M_{ij} . Se define $\eta_{Total} = \eta_1\eta_2\eta_3$ donde η_1 es la eficiencia entre la malla de L_1 y la de L_2 , η_2 entre la malla de L_2 y la de L_3 , y η_3 la eficiencia a partir de la potencia disipada en R_L y la potencia entregada por L_3 . Ver representación del sistema en la Fig. 2.1.

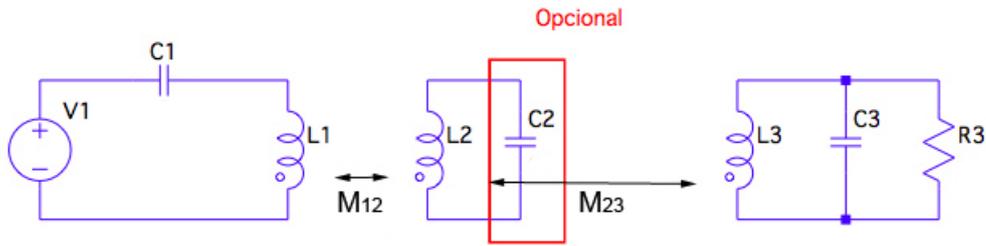


Figura 2.1: Sistema de tres bobinas

Este sistema se puede adaptar a la comunicación RFID, identificando la bobina 1 como el reader y la bobina 3 como el tag. La frecuencia elegida para el diseño del sistema fue de $134,2\text{kHz}$ de forma de obtener un diseño adaptable a la normativa para identificación de ganado por RFID [26].

A frecuencias del orden de los kHz es posible modelar una bobina como una inductancia ideal en serie con una resistencia y una capacitancia parásita paralelo. Si bien la bobina de la etapa intermedia presenta entonces una frecuencia de resonancia natural, puede ser necesario conectar además un capacitor discreto en paralelo para modificar la frecuencia de resonancia a la deseada.

Las capacitancias parásitas de los bobinados no se consideraron en el análisis teórico en tanto a la frecuencia de trabajo son despreciables frente a los condensadores discretos que se agregan a las diferentes etapas del circuito para obtener la resonancia. Ver Fig. 2.2.

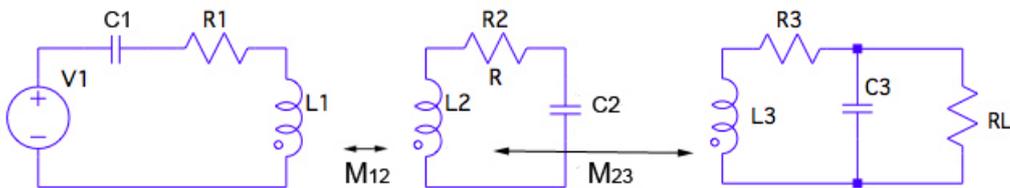


Figura 2.2: Modelo eléctrico del sistema de tres bobinas

En particular se ajustarán las capacidades de cada una de las mallas para lograr que el sistema bobina-capacitor resuene a la frecuencia de interés, utilizando componentes discretos en serie y/o paralelo.

$$f_{resonancia} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.1)$$

Se define el factor de calidad Q de una bobina como:

$$Q = \frac{\omega L}{R} \quad (2.2)$$

Si se verifica que $Q \gg 1$, las pérdidas en una bobina no ideal permiten modelar la resistencia serie de acuerdo al diagrama de la Fig. 2.3.

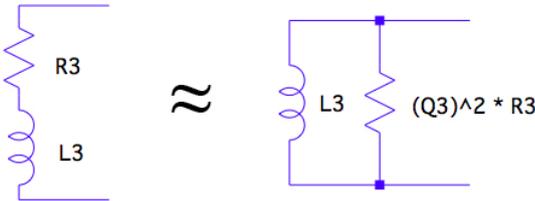


Figura 2.3: Equivalente paralelo de una bobina no ideal

2.1.1. Cálculo de la eficiencia en régimen

De acuerdo a la Fig. 2.3, la malla que contiene la bobina $L3$ se puede modelar como:

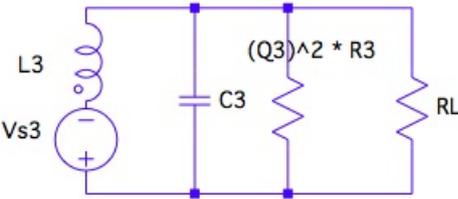


Figura 2.4: Modelo eléctrico de la malla que incluye a L3

Se define la eficiencia η_3 tomando como entrada la potencia entregada por la fuente de voltaje $V_{s3} = j\omega I_2 M_{23}$ inducida en $L3$ y como salida la potencia disipada en R_L , quedando:

$$\eta_3 = \frac{\frac{V_{s3}^2}{R_L}}{\frac{V_{s3}^2}{\frac{R_L Q_3^2 R_3}{R_L + Q_3^2 R_3}}} = \frac{Q_3^2 R_3}{Q_3^2 R_3 + R_L} \tag{2.3}$$

El sistema compuesto por las mallas de $L2$ y $L3$ queda:

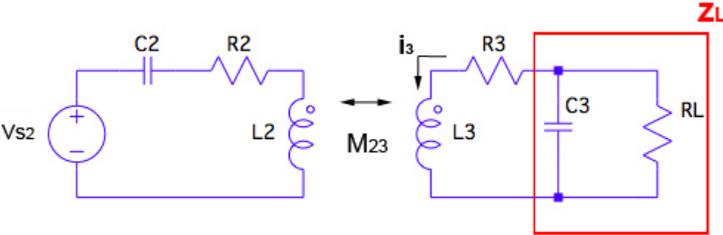


Figura 2.5: Modelo eléctrico de las mallas de L2 y L3

Por la Ley de Mallas en la malla de L2 se tiene que:

$$V_{s2} = \frac{1}{j\omega C_2} I_2 + j\omega L_2 I_2 + R_2 I_2 + j\omega M_{23} I_3 \rightarrow V_{s2} \Big|_{\omega = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}} = R_2 I_2 + j\omega M_{23} I_3 \quad (2.4)$$

Donde:

$$V_{s2} = j\omega I_1 M_{12} \quad (2.5)$$

Luego en la malla de L3:

$$I_3 = -\frac{I_2 j\omega M}{R_3 + j\omega L_3 + Z_L} \quad (2.6)$$

De 2.4 y 2.6:

$$V_{s2} = R_2 I_2 + \frac{\omega^2 M^2 I_2}{R_3 + j\omega L_3 + Z_L} \quad (2.7)$$

Siendo k el factor de acople entre bobinados y utilizando la definición de M donde $0 < k \leq 1$:

$$M_{23} = k_{23} \sqrt{L_2 L_3} \quad (2.8)$$

Sustituyendo $Z_L = R_L || \frac{1}{j\omega C_3}$:

$$V_{s2} = R_2 I_2 + \frac{\omega^2 k_{23}^2 L_2 L_3 I_2}{R_3 + j\omega L_3 + \frac{R_L}{1+j\omega R_L C_3}} = R_2 I_2 + I_2 R_{V3} \quad (2.9)$$

$$R_{V3} = \frac{\omega^2 R_3^2 L_3 L_2}{R_3 + j\omega L_3 + \frac{R_L(1-j\omega R_L C_3)}{1+\omega^2 R_L^2 C_3^2}} = \frac{\omega^2 k_{23}^2 L_3 L_2 (1 + \omega^2 R_L^2 C_3^2)}{(R_3 + j\omega L_3)(1 + \omega^2 R_L^2 C_3^2) + R_L(1 - j\omega R_L C_3)} \quad (2.10)$$

Asumiendo que $\omega^2 R_L^2 C_3^2 \gg 1$, lo que es equivalente a decir que $Q_L^2 \gg 1$:

$$Q_L^2 = \left(\frac{R_L}{\omega L_3} \right)^2 = \frac{R_L^2}{\frac{L_3}{C_3 L_3}} = \frac{R_L^2 C_3 \omega^2}{\frac{1}{L_3 L_3 C_3}} = R_L^2 C_3^2 \omega^2 \quad (2.11)$$

Luego se tiene que:

$$R_{V3} = \frac{\omega^2 k_{23} L_3 L_2 \omega^2 R_L^2 C_3^2}{R_3 \omega^2 R_L^2 C_3^2 + j\omega L_3 \omega^2 R_L^2 C_3^2 + R_L - R_L^2 j\omega C_3} \quad (2.12)$$

Sustituyendo $\omega^2 = \frac{1}{L_3 C_3}$ y notando que $L_3 \omega^2 R_L^2 C_3^2 = L_3 \frac{1}{L_3 C_3} C_3^2 R_L^2 = C_3 R_L^2$:

$$R_{V3} = \frac{\omega^2 k_{23}^2 L_3 L_2 \frac{1}{L_3 C_3} R_L^2 C_3^2}{R_3 \frac{1}{C_3 L_3} R_L^2 C_3^2 + R_L} \quad (2.13)$$

Multiplicando por $\frac{L_3 \frac{1}{R_L R_3} \frac{1}{C_3}}{L_3 \frac{1}{R_L R_3} \frac{1}{C_3}}$ y simplificando:

$$R_{V3} = \frac{\omega^2 k_{23}^2 L_2 L_3 R_L}{R_3 (R_L + \frac{L_3}{C_3 R_3})} \quad (2.14)$$

Multiplicando por $\frac{L_3 R_3}{L_3 R_3}$ y sustituyendo $\frac{L_3}{C_3 R_3} = \frac{L_3^2}{R_3} * \frac{1}{L_3 C_3} = \frac{\omega^2 L_3^2 R_3}{R_3^2} = Q_3^2 R_3$:

$$R_{V3} = \frac{k_{23}^2 \frac{L_2}{L_3} Q_3^2 R_3 R_L}{R_L + Q_3^2 R_3} \quad (2.15)$$

Finalmente la eficiencia de la Etapa dos queda:

$$\eta_2 = \frac{R_{V3}}{R_2 + R_{V3}} \quad (2.16)$$

Luego, analizando la Etapa uno se tiene el siguiente diagrama eléctrico:

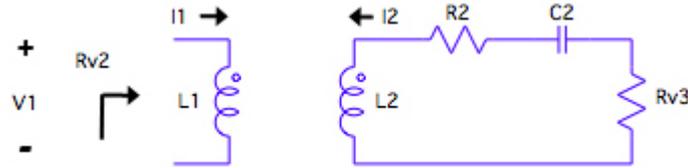


Figura 2.6: R vista desde la fuente

Por la Ley de Mallas se tiene que:

$$I_2 = \frac{-j\omega M_{12} I_1}{j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + R_2 + R_{V3}} \Big|_{\omega = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}} = \frac{-j\omega M_{12} I_1}{R_2 + R_{V3}} \quad (2.17)$$

$$V_1 = j\omega L_1 I_1 + j\omega M_{12} I_2 \quad (2.18)$$

De 2.17 y 2.18:

$$V_1 = j\omega L_1 I_1 + \frac{\omega^2 M_{12}^2 I_1}{R_2 + R_{V3}} = j\omega L_1 I_1 + R_{V2} I_1 \quad (2.19)$$

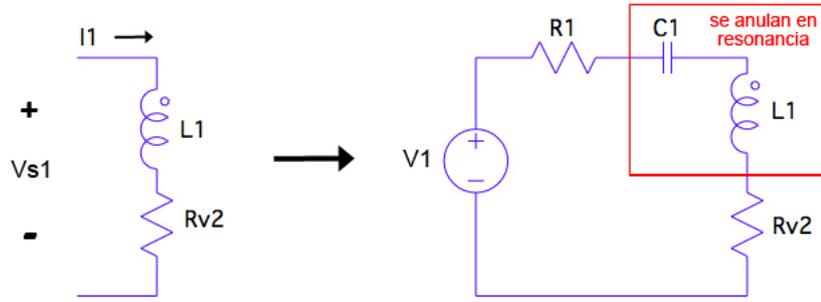


Figura 2.7: Circuito equivalente del sistema

Luego:

$$\eta_1 = \frac{R_{V2}}{R_{V2} + R_1} \quad (2.20)$$

Donde $R_{V2} = \frac{\omega^2 k_{12}^2 L_1 L_2}{R_2 + R_{V3}}$

Finalmente se tiene:

$$\eta_{Total} = \eta_1 \eta_2 \eta_3 \quad (2.21)$$

$$\eta_{Total} = \frac{\frac{\omega^2 k_{12}^2 L_1 L_2}{R_2 + R_{V3}}}{R_1 + \frac{\omega^2 k_{12}^2 L_1 L_2}{R_2 + R_{V3}}} \frac{\frac{k_{23}^2 \frac{L_2}{L_3} Q_3^2 R_3 R_L}{R_L + Q_3^2 R_3}}{R_2 + \frac{k_{23}^2 \frac{L_2}{L_3} Q_3^2 R_3 R_L}{R_L + Q_3^2 R_3}} \frac{Q_3^2 * R_3}{R_L + Q_3^2 R_3} \quad (2.22)$$

2.2. Variación de la eficiencia en función del diseño de la Bobina Auxiliar

En esta sección se mostrarán los resultados obtenidos del análisis cualitativo y cuantitativo de la variación de la eficiencia de la transmisión en función del número de vueltas N_2 y el radio a_2 de la bobina auxiliar, y la posición de la misma con respecto al tag D_{23} detallado en el Anexo A.

2.2.1. Análisis cualitativo

Se realizó un análisis cualitativo de las expresiones para las eficiencias de cada una de las etapas, concluyéndose que:

- η_{Total} presenta un máximo para un valor de a_2 .

- η_{Total} presenta un máximo para un valor de D_{23} .
- η_{Total} crece a medida que N_2 crece hasta que se dejan de cumplir las hipótesis utilizadas para la geometría de la bobina en el cálculo de su inductancia y resistencia parásita o hasta un valor de N_2 a partir del cual la eficiencia no cambia significativamente.

2.2.2. Análisis cuantitativo

Se planteó que los cálculos presentados en el Apéndice A no presentan tendencias triviales, por lo que se decidió realizar un análisis cuantitativo de la variación de la eficiencia con valores de ejemplo para los parámetros de los bobinados. En particular se utilizaron $N_1 = 25$ vueltas, $a_1 = 6$ cm, $D_{13} = 15$ cm, $N_3 = 400$ vueltas, $a_3 = 1$ cm y $R_L = 10k\Omega$, valores similares a los de un reader y un tag RFID comerciales.

Se estudiará la variación de la eficiencia en función de el número de vueltas N_2 y el radio a_2 de la bobina intermedia y además en relación a la distancia D_{23} entre bobina intermedia y tag. A continuación se fijarán alternadamente dos de estos parámetros obteniéndose la curva de eficiencia en función del tercero. Se repitió este análisis para las tres variables obteniendo los gráficos 2.8, 2.9 y 2.10.

En la Fig. 2.8 se observa que la eficiencia del sistema crece a medida que la distancia D_{23} decrece. A su vez, la eficiencia vuelve a disminuir para distancias $D_{23} < 2$ cm. Además se planteó que para posiciones de la bobina auxiliar muy cercanas a cualquiera de los dos extremos, dejan de valer ciertas hipótesis utilizadas para el modelado teórico del sistema.

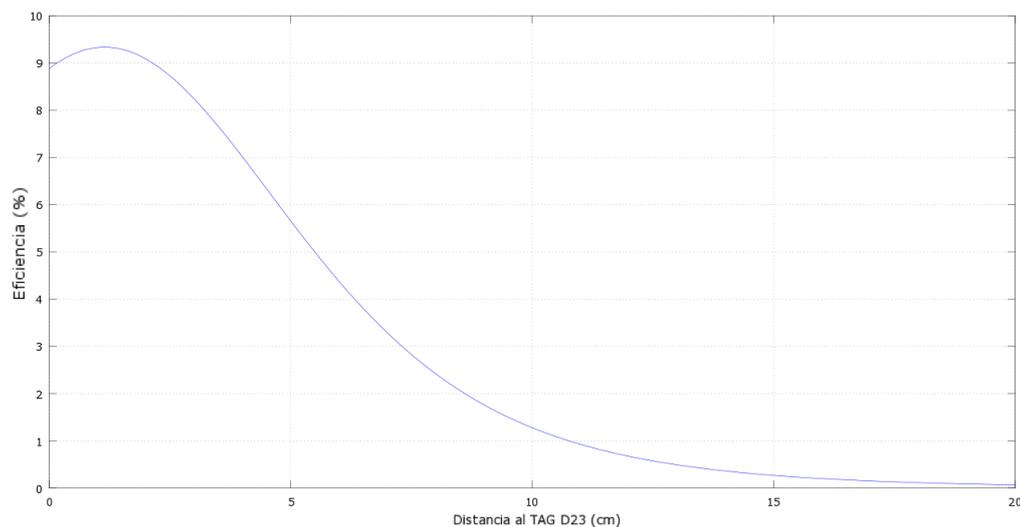


Figura 2.8: Barrido de la eficiencia del sistema de tres bobinas respecto a la distancia entre los centros de la bobina auxiliar y el tag (D_{23}) con $a_2 = 9,0$ cm y $N_2 = 25$ vueltas

En el gráfico de la Fig. 2.9 se observa que existe un valor óptimo para el radio a_2 que maximiza la eficiencia del sistema.

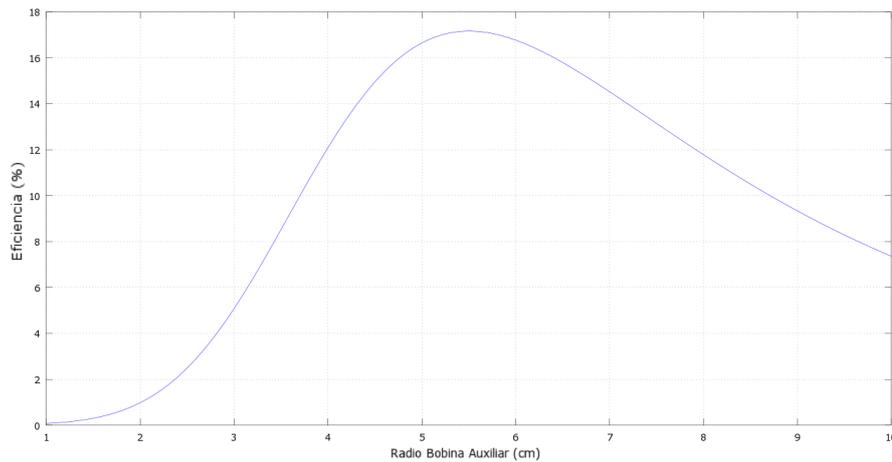


Figura 2.9: Barrido de la eficiencia del sistema de tres bobinas respecto al radio de la bobina auxiliar (a_2)

En la Fig. 2.10 se observa que hasta cierto N_2 , aproximadamente 180 vueltas para el caso graficado, la eficiencia crece a medida que aumenta el número de vueltas. Luego a partir de un valor de N_2 , en este gráfico podemos identificar ese límite como 1200 vueltas, se puede asumir un comportamiento casi constante de la eficiencia en función del número de vueltas. Sin embargo, los modelos matemáticos utilizados en los cálculos pierden validez para un cierto N_{lim} lo suficientemente grande para el cual la geometría de la bobina deja de encontrarse dentro de las hipótesis realizadas para aproximar la autoinductancia L y la resistencia parásita.

Se propone que en este proyecto no se podrá alcanzar en forma práctica este valor de N_{lim} dado que se planteó como objetivo construir una bobina auxiliar de dimensiones similares al reader. Luego, la zona de interés corresponde a la zona aproximadamente lineal del gráfico de la Fig. 2.10, con N_2 entre 20 y 40 vueltas.

Además se calculó el factor de calidad Q_2 en función del número de vueltas, observándose que para $N_2 = 300$ vueltas se obtiene un factor de calidad de 200. Debido a la dificultad de construir experimentalmente una bobina con Q tan alto, se planteó que para valores de N_2 muy grandes las ecuaciones utilizadas para modelar el bobinado dejan de ser válidas.

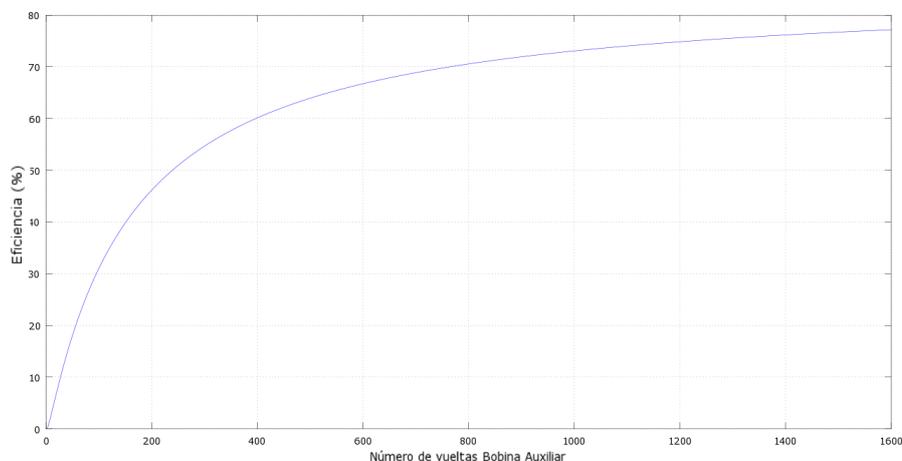


Figura 2.10: Barrido de la eficiencia del sistema 2 respecto a el número de vueltas de la bobina auxiliar N_2 con $D_{23} = 1\text{cm}$ y $a_2 = 9,0\text{cm}$

Capítulo 3

Implementación y Medidas

Contenido

3.1. Caracterización y diseño de las bobinas	16
3.1.1. Setup de prueba	16
3.1.2. Procedimiento de medida y modelos teóricos	18
3.1.3. Resultados experimentales	23
3.1.4. Análisis de resultados	25
3.1.5. Bobina Auxiliar: Diseño óptimo	28
3.1.6. Medidas bobina auxiliar	30
3.1.7. Comparación entre cálculos teóricos, resultados experimentales y simulaciones CST	32
3.2. Medidas de eficiencia e implementación del sistema de tres bobinas	37
3.2.1. Medidas de eficiencia	38
3.2.2. Comparación de los resultados experimentales con los cálculos teóricos	41
3.3. Sistema RFID para trazabilidad	43
3.3.1. Mensaje RFID y Codificación	43
3.3.2. Medidas de laboratorio	44
3.3.3. Distancias máximas de lectura	47

En la primera sección 3.1 de este capítulo se realizaron las medidas de resistencias en corriente continua R_{DC} y alterna R_{AC} , autoinductancia L e inductancia mutua M de los bobinados. Además se realizó el análisis en frecuencia de las bobinas para alcanzar una igual frecuencia de resonancia. Se utilizarán estos valores para el cálculo de la eficiencia teórica de una transmisión de energía de L_1 a L_3 .

En la segunda sección 3.2 se realiza la implementación del sistema de tres bobinas y se releva la eficiencia de la transmisión para los sistemas de dos y de tres bobinas, comparando los resultados obtenidos entre si y además con los valores del modelo teórico de la sección 2.1 calculados en Octave.

Finalmente, en la sección 3.3 se estudia el uso de la técnica SCMR en una aplicación real de RFID. Para esto se analiza el campo magnético inducido por el lector en el tag RFID con la bobina auxiliar entre los extremos de la comunicación, estudiando cualitativamente el caso de distancia máxima de lectura y porqué se produce la pérdida de datos para distancias mayores a esta.

3.1. Caracterización y diseño de las bobinas

En esta sección se caracteriza el sistema de dos bobinas donde L_1 se asocia al reader y L_3 al tag, utilizando luego estos parámetros para el diseño y construcción de la bobina auxiliar intermedia L_2 . Se realizó además una comparación entre los valores obtenidos para los distintos parámetros, los cálculos teóricos propuestos en Octave y los valores simulados con el software CST [31].

3.1.1. Setup de prueba

Fue necesario crear un setup de medida para realizar los ensayos que permitan evaluar el modelo implementado, tomar las medidas pertinentes y calcular la eficiencia de un sistema de transferencia inalámbrica de energía.

Se construyó un sistema móvil en acrílico capaz de mantener en forma vertical y enfrentadas a cada una de las bobinas. Ver Fig. 3.1.

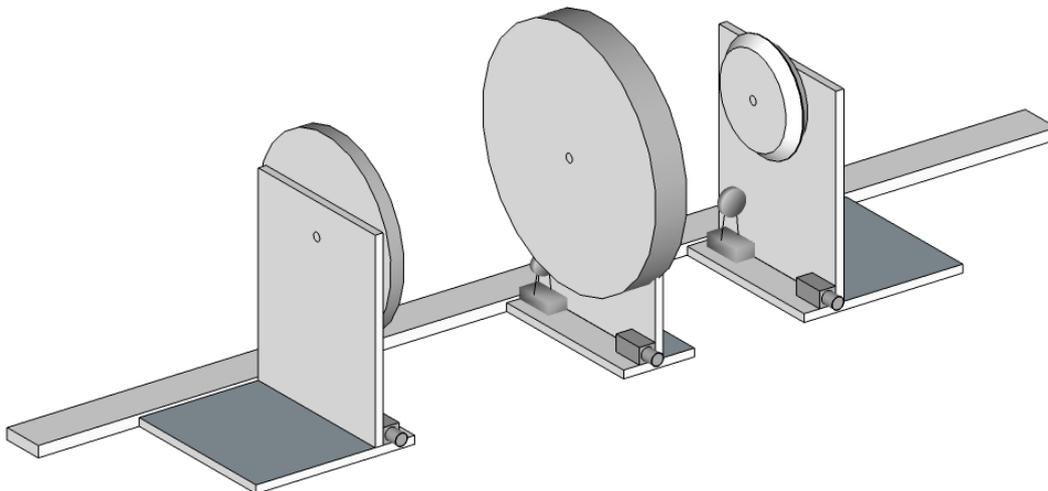


Figura 3.1: SetUp de trabajo

El principal criterio de diseño fue que los centros de las bobinas pasen por un mismo eje espacial, estableciéndose un diseño y dimensiones para que esto ocurriese. Además para tener la posibilidad de variar la distancia entre ellas se alinearon con un riel fijo que permite mover la bobina auxiliar conservando el criterio inicial de alineación de los centros de las bobinas. Ver Figs. 3.2 y 3.3.

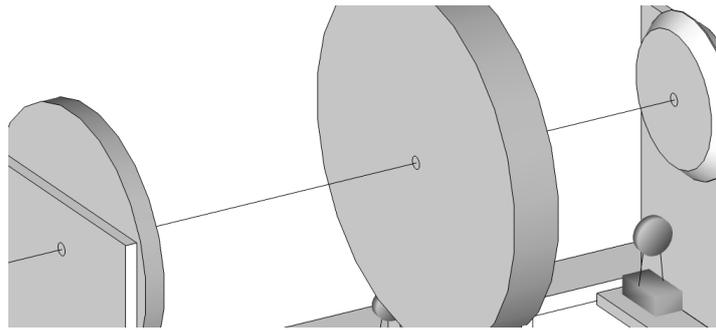


Figura 3.2: Centros en un mismo eje espacial

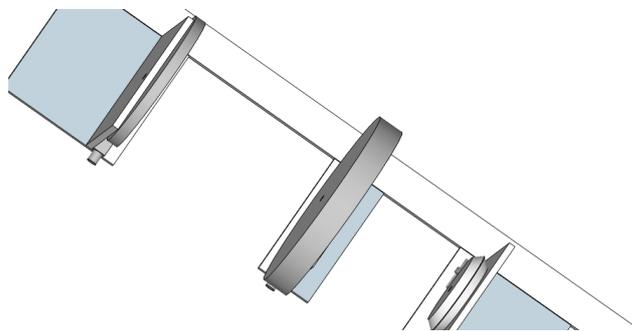


Figura 3.3: Riel fijo de traslación

Se utilizó un conector BNC que evita realizar esfuerzos mecánicos sobre el alambre de la bobina cuando se conecta esta a un equipo de medida. Además se agregó un zócalo de 8 pines a la estructura de cada soporte para colocar de forma simple los capacitores C_1 , C_2 y C_3 necesarios para lograr la resonancia.

A continuación se muestra el setup construido para el sistema de dos bobinas. Ver Fig. 3.4.

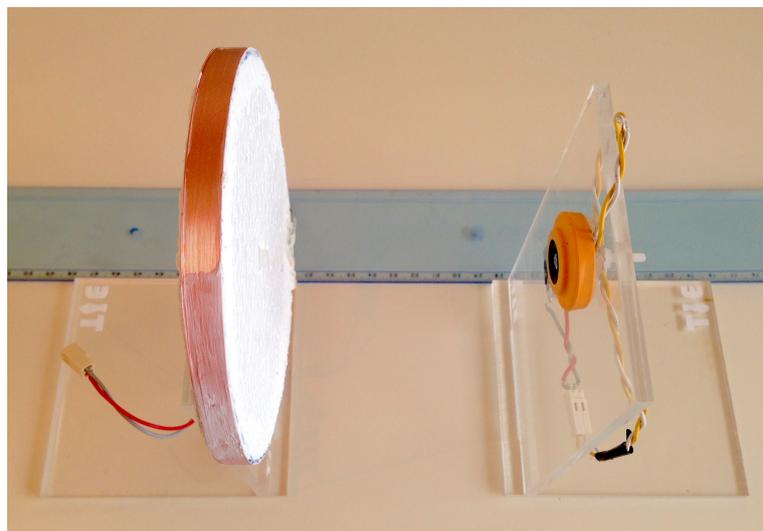


Figura 3.4: Setup - Sistema de 2 bobinas

3.1.2. Procedimiento de medida y modelos teóricos

La resistencia en corriente continua R_{DC} de ambos bobinados se midió con un multímetro Fluke 45.

Se utilizó un osciloscopio Tektronik TDS1001B en conjunto con una fuente de voltaje para obtener las resistencias en corriente alterna R_{AC} , las autoinductancias L y las inductancias mutuas M de los tres bobinados.

Además se utilizó el equipo Agilent 4395A [32] para obtener la impedancia en función de la frecuencia de las distintas etapas del sistema, circuito reader, bobina auxiliar y tag. Luego se utilizará este equipo para calibrar las frecuencias de resonancia a $134,2kHz$.

Autoinductancia

Para la medida de las autoinductancias L de los bobinados se utilizó la configuración de la Fig. 3.5. Se relevaron los voltajes V_f y V para obtener la corriente I impuesta por la fuente. Luego se utilizaron estos valores para obtener la impedancia vista hacia la bobina. Finalmente, se utilizará el valor de R_{AC} relevado en la subsección 3.1.2 para obtener el valor de L .

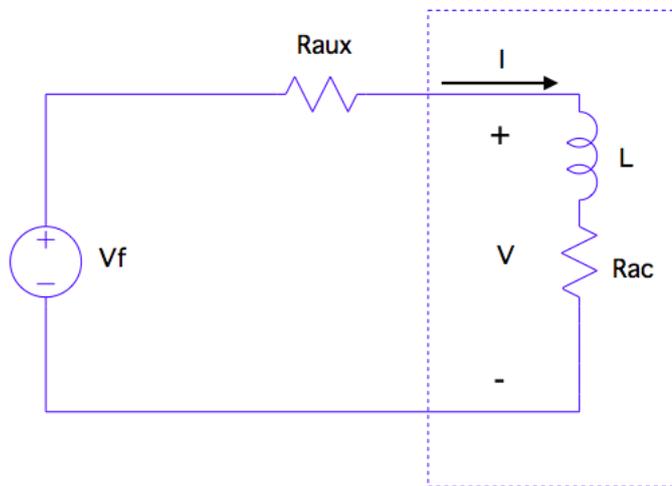


Figura 3.5: Medida de L

A continuación se presentan los modelos teóricos utilizados para estimar la autoinductancia de los bobinados.

Se utilizó la siguiente expresión para el cálculo de la autoinductancia L de una bobina de una sola capa [33]:

$$L = \frac{(aN)^2}{22,9a + 25,4l} \mu H \quad (3.1)$$

donde a y l , en centímetros, son los mostrados en la Fig. 3.6 obtenida de [33] y N el número de vueltas.

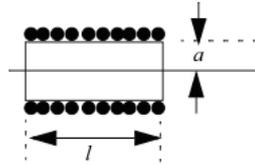


Figura 3.6: Bobina de una sola capa

Para el caso de una bobina multicapa de sección rectangular se utilizó la siguiente expresión [33]:

$$L = \frac{0,31(aN)^2}{6a + 9h + 10b} \mu H \quad (3.2)$$

Con a , b y h en centímetros, N número total de vueltas del bobinado. Ver Fig. 3.7 obtenida de [33].

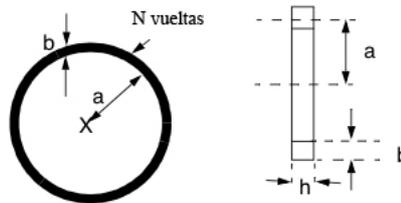


Figura 3.7: Bobina multicapa

Inductancia Mutua

Como procedimiento de medida de las inductancia mutua entre dos bobinas 1 y 2, se recurrió a alimentar la bobina 1 con una fuente de tensión alterna y dejar la bobina 2 abierta. Se agregó una resistencia en serie a la fuente para medir la corriente entregada por la misma.

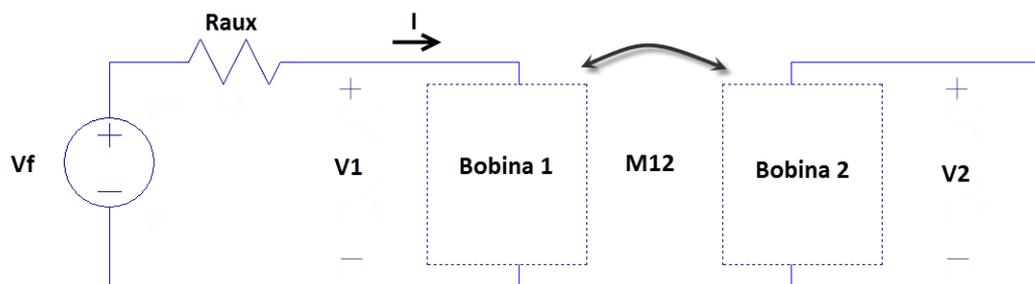


Figura 3.8: Medida de inductancias mutuas

A partir de esto, se puede calcular la inductancia mutua M_{12} de la siguiente forma:

$$I_1 = \frac{V_f - V_1}{R_{aux}} \quad (3.3)$$

$$M_{12} = \frac{V_2}{2\pi f I_1} \quad (3.4)$$

El modelo utilizado para la inductancia mutua entre las bobinas L_1 y L_3 , obtenido de [34], es el siguiente:

$$M_{13} = \frac{\mu_0 \pi N_1 N_3 a_1^2 a_3^2}{2(a_1^2 + D_{13}^2)^{3/2}} \quad (3.5)$$

Donde a_1 es el radio de la bobina reader y N_1 su número de vueltas, a_3 el radio de la bobina del tag y N_3 su número de vueltas, D_{13} la distancia entre ambos bobinados y μ_0 la permeabilidad magnética del aire.

Otras aproximaciones utilizadas para inductancias mutuas son presentadas y analizadas en la subsección 3.1.7.

Análisis en frecuencia

La frecuencia seleccionada para el funcionamiento del sistema SCMR es de $134,2kHz$ de acuerdo al tipo de aplicación elegida para este proyecto, por lo que se debió ajustar las capacitancias de cada etapa de forma tal que el circuito resuene a esta frecuencia.

Se comenzó por calcular teóricamente el valor de cada capacitancia sustituyendo los valores de inductancia medidos en la ecuación 3.6 para cada una de las bobinas.

$$C = \frac{1}{(2\pi f_{RFID})^2 L} \quad (3.6)$$

Luego se colocaron los capacitores en serie para el bobinado del reader y en paralelo para el tag según se planteó en el modelado del sistema. Se colocaron trimmers en paralelo con estos capacitores para luego ajustar la frecuencia de resonancia de cada uno de los circuitos.

Para realizar el análisis en frecuencia se utilizó el equipo Agilent 4395A. Se conectó uno de los terminales del elemento a medir al puerto RF Out y el otro al puerto R, utilizando un adaptador para minimizar el largo de los cables de conexión. Ver Fig. 3.9. El equipo inyecta una onda de potencia conocida a través del puerto RF Out y, al configurar el puerto R como puerto de entrada de voltaje en el análisis en frecuencia, el equipo realiza el cálculo teórico de la impedancia a la frecuencia de la onda inyectada.

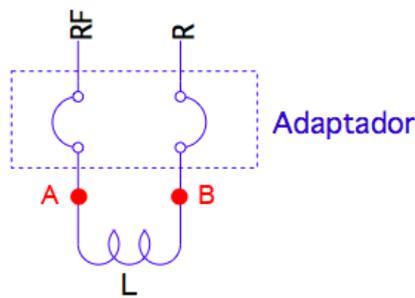


Figura 3.9: Setup de medida

Se debió configurar el equipo en modo Analizador de Red y seleccionar el modo "trans Z" de la entrada R. Al seleccionar este modo, el equipo hace un barrido en frecuencia con la onda inyectada en RF Out para obtener la impedancia de la bobina a distintas frecuencias.

La potencia utilizada en el generador de RF fue de -10dBm para no saturar la entrada R del equipo y el rango de interés para realizar la medida fue $[100, 150]\text{kHz}$.

El equipo se calibró utilizando la opción *Thru* y cortocircuitando los nodos A y B. [35]

La señal de entrada de frecuencia f_{DUT} en el puerto R se multiplica por una onda sinusoidal del oscilador local de frecuencia $f_{osc} = f_{DUT} + f_{filtro_{IF}}$. Luego, se obtiene una señal de frecuencia $f_{filtro_{IF}} = f_{osc} - f_{DUT}$ sumada a la onda impuesta por el oscilador local. Esta señal es filtrada por el filtro de ancho de banda $f_{filtro_{IF}}$. Para el caso de medidas a baja frecuencia, la señal del oscilador local puede no ser filtrada correctamente por el filtro, obteniéndose una medida incorrecta por parte del equipo. Es preciso disminuir el ancho de banda del filtro lo suficiente para que la señal de frecuencia más baja utilizada en el barrido no sea tal que la frecuencia del oscilador local no sea filtrada. Se presenta a continuación un diagrama de este funcionamiento, mostrando en color rojo las frecuencias de las ondas involucradas, obtenido de [36].

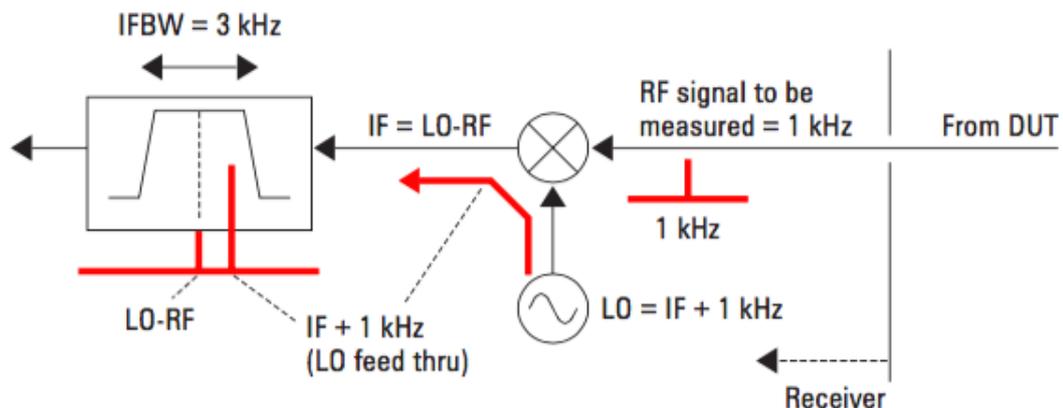


Figura 3.10: Diagrama de funcionamiento de un analizador de red con filtro IF

De acuerdo al manual del equipo Agilent 4395A [32], se indica que el valor para IFBW debe ser inferior a la quinta parte de la mínima frecuencia a medir, por lo que se disminuyó el ancho de

banda del filtro IF a 300Hz.

Se configuró en el equipo además un promedio de 16 muestras para filtrar el ruido.

Resistencia en corriente alterna

Para relevar la resistencia en corriente alterna R_{AC} se conectó cada bobina en serie a los condensadores obtenidos con el Agilent 4395A para una resonancia a 134,2kHz a una fuente de tensión AC a esta frecuencia y se soldó una resistencia de valor conocido en serie a la bobina para construir un divisor de impedancia. Se observa que la corriente I se encuentra en fase con el voltaje en bornes de LC debido a que el circuito se encuentra en resonancia y como $j\omega L = \frac{1}{j\omega C}$ se cancelan por lo que la resistencia vista hacia el recuadro punteado queda R_{AC} .

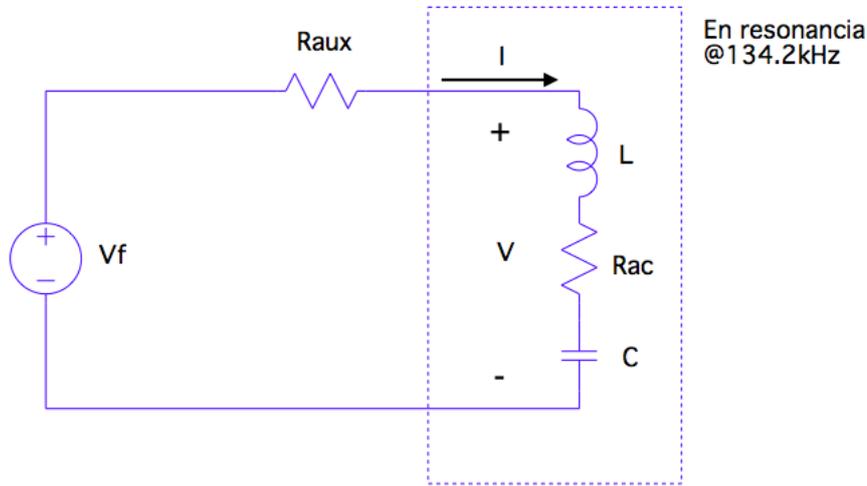


Figura 3.11: Medida de R_{AC}

$$R_{AC} = \frac{V}{I} \quad (3.7)$$

$$I = \frac{V_f - V}{R_{aux}} \quad (3.8)$$

Para el modelado teórico de la misma, se utilizó en primera instancia la aproximación de Dowell [37] con la expresión simplificada planteada en [38]:

$$R_{AC} = R_{DC} \left[Re(\alpha h coth(\alpha h)) + (m^2 - 1) \frac{Re[2\alpha h \tanh(\frac{\alpha h}{2})]}{3} \right] \quad (3.9)$$

Donde:

$$\alpha^2 = \frac{j2\pi f \mu \sigma \sqrt{\pi}}{2m}$$

Y h es la arista de un cuadrado de igual sección que el cable, m el número de capas del bobinado, f la frecuencia de excitación, μ la permeabilidad magnética y σ la conductividad del material.

Además se utilizó la aproximación de Ferreira [39]:

$$R_{AC} = R_{DC} \frac{\gamma}{2} \left[\frac{ber(\gamma)bei'(\gamma) - bei(\gamma)ber'(\gamma)}{ber'^2(\gamma) + bei'^2(\gamma)} - 2\pi(2m - 1)^2 \frac{ber_2(\gamma)ber'(\gamma) + bei_2(\gamma)bei'(\gamma)}{ber^2(\gamma) + bei^2(\gamma)} \right] \quad (3.10)$$

Donde ber , bei , ber' , bei' , ber_2 y bei_2 son las funciones de Kelvin. La evaluación numérica de estas funciones se realizó utilizando el software de cálculo Octave.

$$\gamma = \frac{d}{\delta\sqrt{2}}$$

Con d diámetro del cable en metros y δ profundidad de skin:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}}$$

Donde $\omega = 2\pi f$ es la frecuencia de excitación, μ la permeabilidad magnética y σ la conductividad del material.

3.1.3. Resultados experimentales

Se presentan a continuación los resultados obtenidos de R_{DC} , R_{AC} , L , M y respuesta en frecuencia para el bobinado interno de un tag RFID y para la bobina interna de un lector de este tipo de caravanas.

Bobina	$f(kHz)$	$L(mH)$	$R_{DC}(\Omega)$	$R_{AC}(\Omega)$
Tag RFID	134,2	2,56	18,02	100
Reader RFID	134,2	0,499	11,37	17,09

Tabla 3.1: Resultados obtenidos

Para el caso de inductancia mutua entre el reader y el tag a una distancia $D_{13} = 15cm$ el resultado obtenido fue:

$D_{13}(m)$	$M_{13}(\mu H)$
0,15	2,80

Tabla 3.2: Inductancia mutua entre reader y tag

En las Figs. 3.12 y 3.13 se muestra la respuesta en frecuencia para ambos bobinados obtenidas con el equipo Agilent 4395A.

Los valores de capacitores utilizados fueron:

Bobina	$L(mH)$	$C(nF)$
Reader	0,499	2,78
Tag	2,56	0,534

Tabla 3.3: Capacitores utilizados para obtener resonancia a $134,2kHz$

Para el caso de la bobina del reader que se encuentra conectada en serie con los condensadores agregados, la curva esperada debería presentar un mínimo en $f = 134,2kHz$. Para esta frecuencia la reactancia inductiva y capacitiva son iguales y de signo opuesto, por lo que la impedancia vista hacia el bobinado del reader es aproximadamente la resistencia parásita de los componentes. Este comportamiento teórico se observa en el siguiente gráfico para la respuesta en frecuencia experimental relevada para el reader.

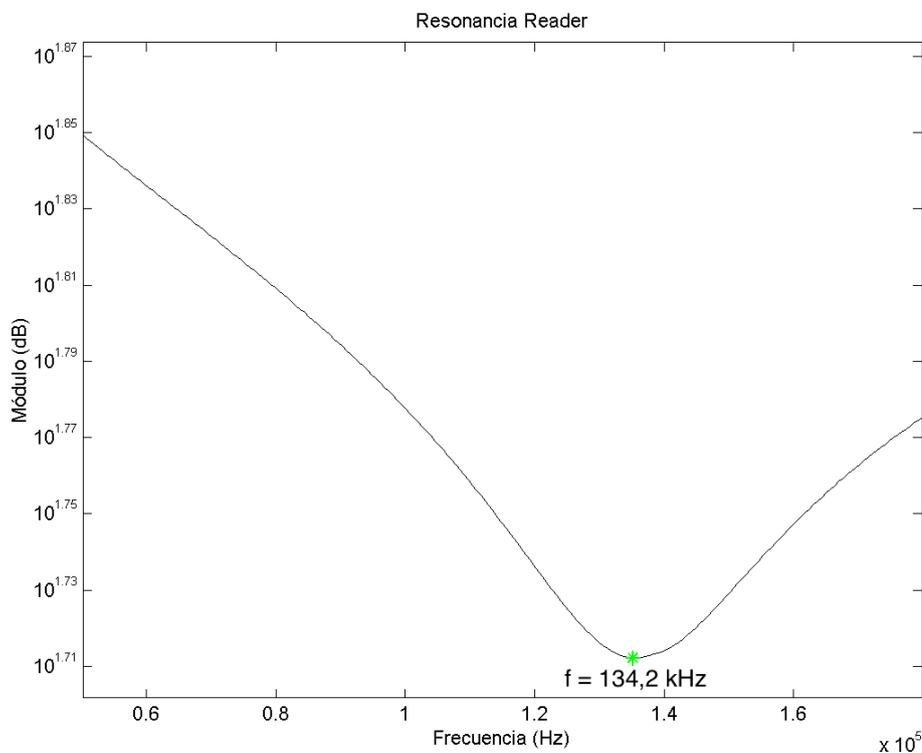


Figura 3.12: Resonancia del circuito LC con la bobina Reader

Para el caso de la bobina del tag que se encuentra conectada en paralelo con los condensadores agregados, la curva esperada debería presentar un máximo en $f = 134,2\text{kHz}$. Para esta frecuencia la reactancia inductiva y capacitiva son iguales y de signo opuesto, por lo que la impedancia vista hacia el bobinado del tag es igual a la R parásita del modelo paralelo. Este comportamiento teórico se observa en el siguiente gráfico para la respuesta en frecuencia experimental relevada para el tag.

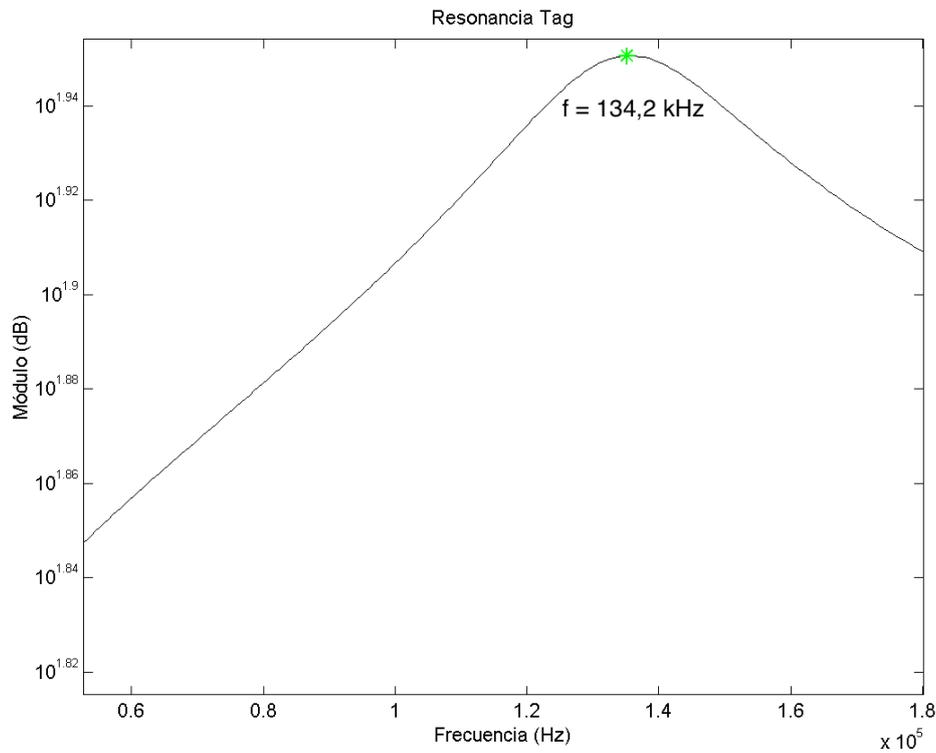


Figura 3.13: Resonancia del circuito LC con la bobina Tag

3.1.4. Análisis de resultados

Tag RFID

Aquí se analizarán los valores de impedancia obtenidos para la bobina del tag y se estudiarán dos caminos diferentes para obtener el número de vueltas N en forma teórica.

La bobina de la caravana consiste en cuatro alambres esmaltados cortocircuitados en los extremos. Se midió con un micrómetro el diámetro de estos alambres obteniendo $d = 0,09\text{mm}$. Ver Fig. 3.14.

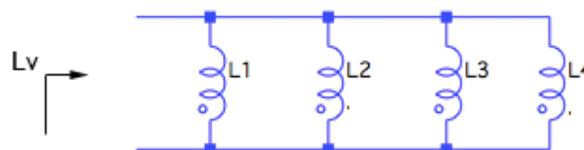


Figura 3.14: Diagrama eléctrico - Caravana RFID

Además se debe considerar la inductancia mutua M entre bobinas. Utilizando el factor de acoplamiento k es posible calcular la inductancia mutua entre dos bobinas L_1 y L_2 como:

$$M_{12} = k_{12}\sqrt{L_1L_2} \quad (3.11)$$

Por la geometría del problema y dado que los bobinados están trenzados y enrollados sobre sí mismos, se puede suponer que las líneas de campo magnético que atraviesan todas las bobinas son las mismas, pudiéndose aproximar el valor de k por 1 y alcanzando un acoplamiento mutuo máximo.

Como por simetría $L_1 = L_2 = L_3 = L_4 = L \rightarrow M_{ij} = L\forall(i, j)$, podemos decir que la inductancia total de cada uno de los bobinados es igual a la inducida mutua por los otros tres bobinados y su autoinductancia, $3M + L = 4L$. Realizando el cálculo para el paralelo de cuatro inductores iguales de valor $4L$ se obtiene una bobina equivalente de valor L .

Luego el valor de inductancia medido es:

$$L = L_V = 2,56 \text{ mH} \quad (3.12)$$

La resistencia en DC de los cables de la caravana R_{DCV} se puede aproximar como una resistencia en serie con cada inductor. Ver Fig. 3.15.

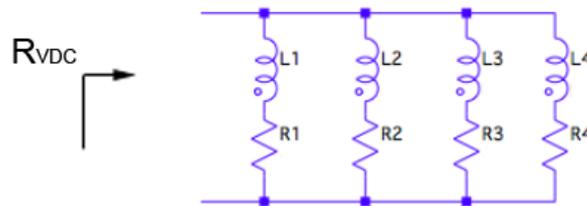


Figura 3.15: Diagrama eléctrico - Caravana RFID

Se observa que por simetría en DC se tienen cuatro resistencias iguales $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$ en paralelo, por lo que la magnitud medida con el multímetro Fluke 45 es igual a $R_{VDC} = \frac{R}{4}$.

Luego la R de un sólo alambre de la caravana queda igual a:

$$R = 4R_{DCV} = 418,02 \Omega = 72,08 \Omega \quad (3.13)$$

Esto permite obtener N utilizando la expresión para la resistividad de un cable:

$$R = \frac{\rho_{cobre} N l_{una\ vuelta}}{Seccion} \rightarrow N_{experimental} = 414 \text{ vueltas} \quad (3.14)$$

Además se planteó un camino alternativo para el cálculo de N , basándose en las dimensiones físicas de la bobina para estimar que porcentaje del volumen de la misma se encuentra ocupado

por alambre. Luego, utilizando la sección del alambre es posible estimar el número de vueltas N . Se utilizará la expresión (3.2) sustituyendo con las dimensiones obtenidas del diagrama de la Fig. 3.7:

- Radio medio $a = 1,05\text{cm}$
- Diámetro del alambre $\phi = 0,09\text{mm}$
- Espesor $b = 0,5\text{cm}$
- Altura $h = 0,26\text{cm}$

Luego se puede despejar N para la bobina de la caravana de acuerdo a la expresión (3.2):

$$N_{teorica} = \sqrt{\frac{L(6a + 9h + 10b)}{0,31a^2}} = 323 \text{ vueltas} \quad (3.15)$$

Utilizando la expresión para la resistividad del cobre se tiene que la resistencia equivalente en serie de un alambre enrollado N veces con un radio medio a es:

$$R = \frac{1,71e - 8(N2\pi a)}{(\frac{\phi}{2})^2\pi} = 54,06\Omega \quad (3.16)$$

Si bien se observa que ambos valores obtenidos para N se encuentran dentro del mismo orden de magnitud, se planteó que el procedimiento de medida a través de la resistencia R_{DC} con el equipo Fluke 45 es más preciso. A su vez, para el segundo procedimiento de medida se utilizó una regla para determinar las magnitudes físicas del tag, planteándose la dificultad de estimar el espesor del recubrimiento plástico que lleva la caravana superpuesto al bobinado. Finalmente, se utilizará de aquí en adelante el valor de $N = 414 \text{ vueltas}$ obtenido a través de la R_{DC} experimental.

Lector RFID

Las dimensiones físicas de la bobina del lector son:

- Diámetro = 12 cm
- $N=45$
- Número de capas=1
- Diámetro del alambre = $0,2 \text{ mm}$

Luego utilizando la expresión 3.1 para la bobina del lector, se tiene que:

$$L_{teorica} = 454,8 \mu H \quad (3.17)$$

Se observa que el resultado medido con el circuito eléctrico en la subsección 3.1.2 ($L_{medido} = 499 \mu H$) se encuentra dentro de un margen de incertidumbre del 10% del valor teórico calculado y es similar al provisto por el fabricante de $433 \mu H$.

3.1.5. Bobina Auxiliar: Diseño óptimo

Una vez que se conocen los valores de inductancias y resistencias de los bobinados del reader y tag, podemos determinar los valores óptimos de a_2 , N_2 y D_{23} según se analizó en la sección 2.2.

A continuación se presenta el algoritmo utilizado para determinar los valores de la bobina auxiliar (N_2 y a_2) y de D_{23} que optimizan la eficiencia total del sistema de tres bobinas.

1. Se toman valores iniciales aleatorios de D_{23} y a_2 . A su vez, se consideró como máximo viable $N = 25$ para evitar obtener un bobinado demasiado grande en comparación con el reader.
2. Se realizan barrido de la eficiencia del sistema respecto a:
 - La distancia D_{23} tomando como fijos los valores de a_2 y N_2 iniciales
 - El radio a_2 tomando como fijos los valores de D_{23} y N_2 iniciales
3. Se toman los puntos correspondientes a los máximos de eficiencia de cada barrido como valores óptimos de D_{23} y a_2 respectivamente.
4. Se compara el valor de la eficiencia máxima de cada barrido:
 - Si coinciden, entonces se encontró la pareja de valores de D_{23} y a_2 que maximiza la eficiencia del sistema de tres bobinas.
 - Si difieren, entonces se repite el procedimiento, tomando los puntos "óptimos" de cada barrido como nuevos valores iniciales de D_{23} y a_2 respectivamente.
5. En paralelo se lleva un contador de iteraciones de manera que, cuando se alcanza un valor establecido como máximo de iteraciones se rompa el loop.

En la figura 3.16 se presenta el diagrama de flujo correspondiente al algoritmo presentado anteriormente.

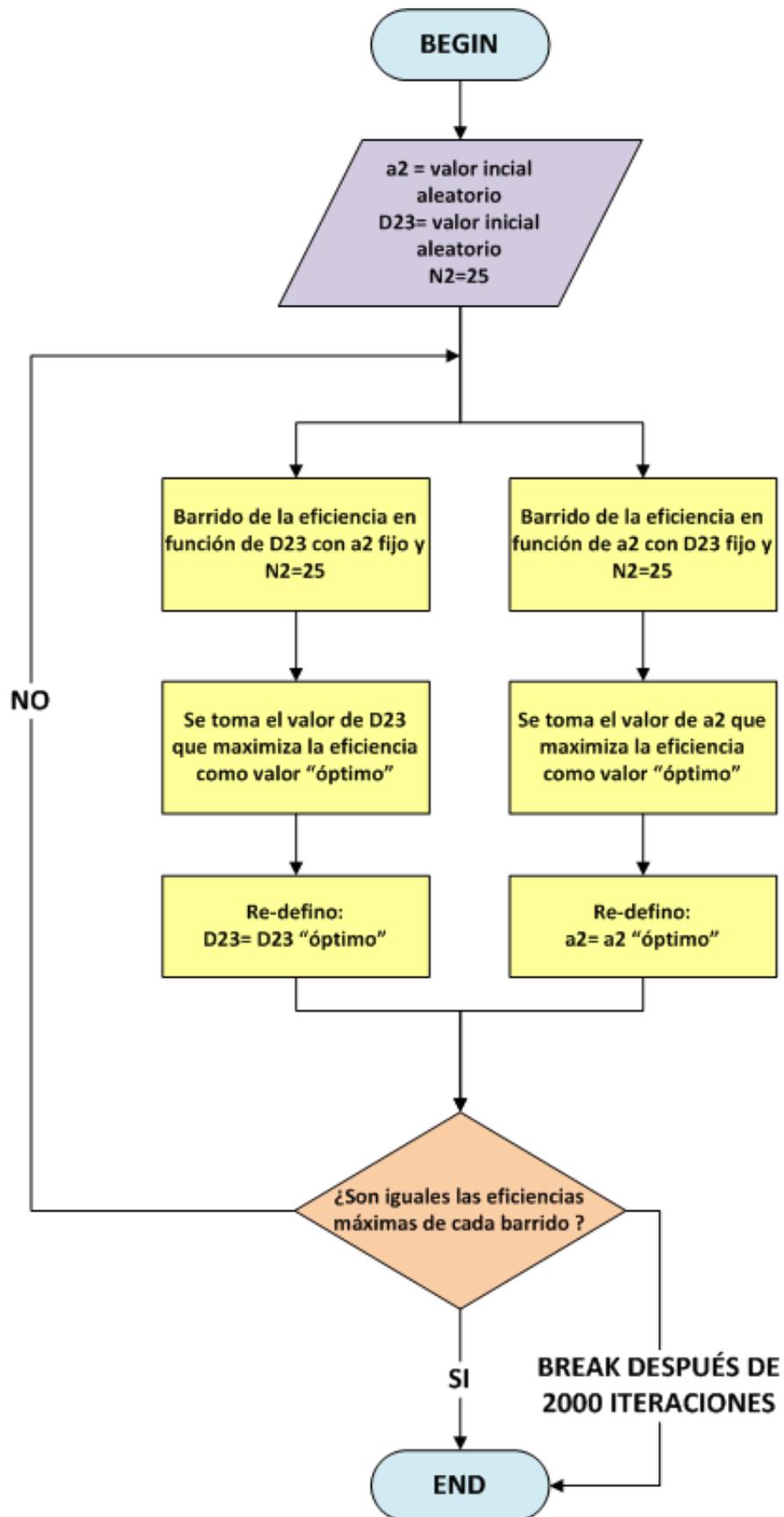


Figura 3.16: Diagrama de flujo del algoritmo presentado

El código *modelo_con_barrido_optimo.m*, ver Anexo B, hace uso del algoritmo anterior para determinar los valores D_{23} y a_2 que optimizan la eficiencia del sistema de tres bobinas para una distancia entre Reader y Tag $D_{13} = 15\text{ cm}$.

Se tomaron como valores iniciales $D_{23} = 1\text{ cm}$ y $a_2 = 9\text{ cm}$ obteniéndose:

Parámetro	Valor óptimo
D_{23} (cm)	2,0
a_2 (cm)	6,0

Tabla 3.4: Valores óptimos devueltos por el algoritmo de optimización

Considerando la premisa inicial del proyecto de adaptarse al reader RFID comercial, se utilizará como radio $a_2 = 6,5\text{ cm}$ para obtener una bobina auxiliar de radio igual al del reader (se utilizará un radio $0,5\text{ cm}$ mayor a la bobina del reader para adaptar la bobina auxiliar a la carcasa plástica del reader comercial utilizado).

Luego, se construyó la bobina auxiliar con alambre de cobre de $0,9\text{ mm}$ de diámetro y con los parámetros de la tabla presentada a continuación:

Parámetro	Valor
a_2 (cm)	6,5
N_2 (vueltas)	25

Tabla 3.5: Parámetros utilizados en la construcción de la bobina auxiliar

3.1.6. Medidas bobina auxiliar

A continuación se muestra la bobina auxiliar construida. Ver Fig. 3.17.



Figura 3.17: Bobina auxiliar

Para la obtención de inductancia L y las resistencias en corriente alterna R_{AC} y continua R_{DC} de la bobina auxiliar se utilizaron los procedimientos detallados anteriormente para las bobinas del tag y reader.

A continuación se presentan las medidas de impedancia de la bobina auxiliar.

Bobina	$f(kHz)$	$L(mH)$	$R_{DC}(\Omega)$	$R_{AC}(\Omega)$
Aux	134,2	0,130	0,52	2,766

Tabla 3.6: Medidas de impedancia de la bobina auxiliar

La inductancia mutua entre reader y bobina auxiliar, variando la distancia entre ellas D_{12} queda:

$D_{12}(m)$	$M_{12}(uH)$
0,03	88,74
0,05	56,28
0,07	34,63
0,09	24,24
0,11	16,16
0,13	10,15

Tabla 3.7: Inductancia mutua M_{12} experimental entre bobinas reader y auxiliar

La inductancia mutua entre bobina auxiliar y tag, variando la distancia entre ellas D_{23} queda:

$D_{23}(m)$	$M_{23}(uH)$
0,02	28,52
0,04	20,77
0,06	14,08
0,08	8,37
0,10	5,93
0,12	4,19

Tabla 3.8: Inductancia mutua M_{23} experimental entre bobinas auxiliar y tag

Se observa que para obtener la resonancia deseada a $134,2kHz$ se debe colocar en paralelo un capacitor de aproximadamente $10,5nF$. Luego, la respuesta en frecuencia queda:

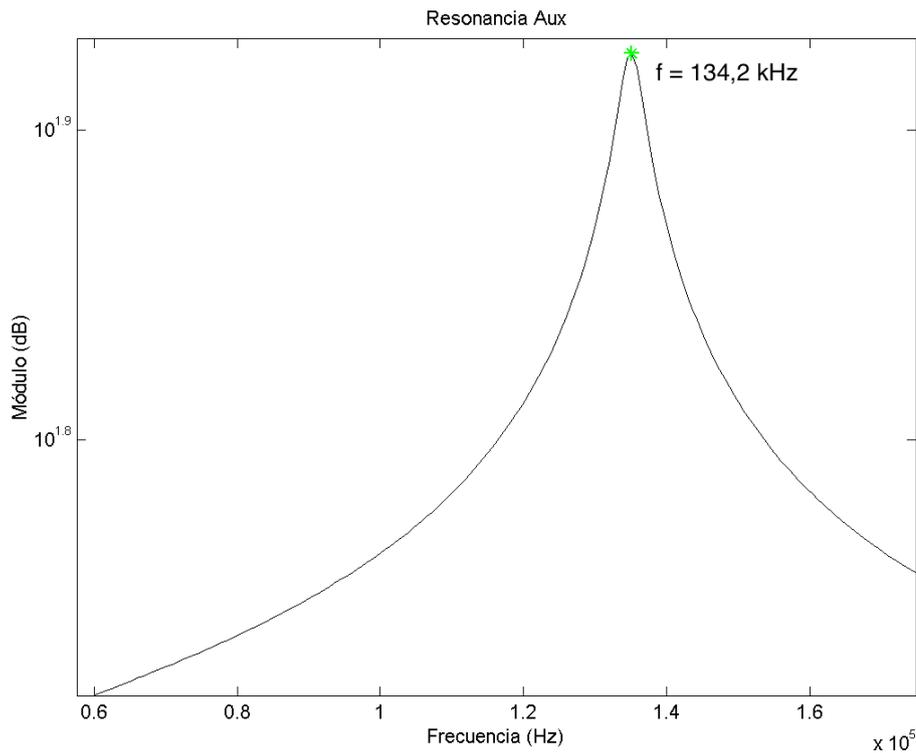


Figura 3.18: Resonancia del circuito LC con la bobina Auxiliar

3.1.7. Comparación entre cálculos teóricos, resultados experimentales y simulaciones CST

Autoinductancias, Resistencia AC y DC

A continuación se presentan tablas comparativas con los resultados obtenidos mediante cálculos teóricos en Octave de los modelos presentados anteriormente y los obtenidos experimentalmente para L , R_{AC} y R_{DC} . Además se utilizó el simulador computacional CST [31] para obtener un valor teórico estimado para los valores de autoinductancia L .

Bobina	$L(mH)$	$R_{AC}(\Omega)$	$R_{DC}(\Omega)$
Reader teórico	0,455	19,69	9,31
Reader experimental	0,499	17,90	11,14
Reader simulador CST	0,495	-	-

Tabla 3.9: Caracterización del reader en base a los cálculos teóricos y a los resultados experimentales

Se observa que los tres parámetros relevados para el reader presentan un ajuste correcto con los valores calculados y simulados.

Bobina	$L(mH)$	$R_{AC}(\Omega)$	$R_{DC}(\Omega)$
Tag teórico con R_{DC} medida	2,89	155,6	-
Tag experimental	2,56	100,1	18,17
Tag simulador CST	2,72	-	-

Tabla 3.10: Caracterización del tag en base a los cálculos teóricos y a los resultados experimentales

Para el caso del tag se observa que la resistencia en corriente alterna calculada es 50 % mayor. El artículo [40] indica que para bobinas con una sección similar a la del tag pueden presentarse diferencias de este orden en la R_{AC} calculada con el método de Dowell. Se observa que la ecuación de Ferreira utilizada para el cálculo de R_{AC} no es de trivial aplicación para un bobinado de varias capas por lo que se utilizará para el tag la expresión de Dowell.

Se observa una buena correspondencia entre el valor de L experimental y el valor simulado.

De acuerdo a lo expresado en la subsección 3.1.4, el cálculo de la inductancia L_3 para el tag con el modelo propuesto en la expresión 3.2 no ajusta correctamente al valor experimental. Se propuso que una de las razones de esta inconsistencia se debió a la dificultad de estimar las dimensiones reales de la bobina a causa del recubrimiento aislante de la caravana.

Luego, se propuso utilizar un modelo que incluya la distribución en m capas del alambre como por ejemplo la expresión propuesta en [41]. Se utilizó el script online de [42] para implementar este modelo. Se observa que el ajuste es adecuado, planteándose que la estimación de 27 capas de 15 vueltas (405 vueltas en total) fue correcta. Esta estimación se realizó considerando que el número de vueltas total es aproximadamente 414 y que la distribución en cantidad de capas y número de vueltas por capa en conjunto con el diámetro del cable medido debería ajustarse a las proporciones de las dimensiones físicas del tag.

En la siguiente Tabla se presentan los valores para la bobina auxiliar.

Bobina	$L(mH)$	$R_{AC}(\Omega)$	$R_{DC}(\Omega)$
Auxiliar teórico	0,128	2,169	0,28
Auxiliar experimental	0,130	2,766	0,28
Auxiliar simulador CST	0,133	-	-

Tabla 3.11: Caracterización de la bobina auxiliar en base a los cálculos teóricos y a los resultados experimentales

Se observa que los tres parámetros relevados para la bobina auxiliar presentan un ajuste correcto con los valores calculados y simulados.

Inductancias mutuas

Se presentan en la Tabla 3.12 la comparación de los valores para M_{13} , inductancia mutua entre reader y tag, relevado experimentalmente, calculado con la aproximación teórica de la expresión (A.4) y simulado con el software CST.

	Valor experimental	Modelo teórico	Simulador CST
$M_{13} (\mu H)$	2,80	3,01	2,86

Tabla 3.12: Caracterización de la bobina auxiliar en base a los cálculos teóricos y a los resultados experimentales

Se observa que el modelo teórico y el simulador CST presentan un buen ajuste para M_{13} .

Para el caso de M_{23} se observa que no se encuentra dentro de las hipótesis de una bobina mucho más grande que la otra utilizadas en la expresión (A.4). Además, se observó que la aproximación para M_{12} no presenta un buen ajuste con los valores experimentales. Con el objetivo de encontrar un mejor modelo al presentado en la subsección 3.1.2, se utilizaron cuatro diferentes modelos para calcular teóricamente la inductancia mutua a distintas distancias entre bobinados.

Se calculó M utilizando las dos aproximaciones de Nagaoka, donde la primera aproximación es [43]:

$$M = 16\pi^2 \sqrt{rR} q^{\frac{3}{2}} (1 + \epsilon) \quad (3.18)$$

Donde r y R son los radios de las dos bobinas y:

$$\epsilon = 3q^4 - 4q^6 9q^8 - 12q^{10} + \dots \quad (3.19)$$

$$q = \frac{l}{2} + 2\frac{l^5}{2} + 15\frac{l^9}{2} + \dots \quad (3.20)$$

$$l = \frac{1 - \sqrt{k'}}{1 + \sqrt{k'}} \quad (3.21)$$

$$k = \sqrt{1 - k'^2} \quad (3.22)$$

Siendo la segunda aproximación de Nagaoka la siguiente [19]:

$$M = 4\pi\sqrt{rR} \frac{1}{2(1 - 2q_1)^2} [(1 + 8q_1 - 8q_1^2 + \epsilon_1) \log \frac{1}{q_1} - 4] \quad (3.23)$$

$$q_1 = \frac{l_1}{2} + 2\left(\frac{l_1}{2}\right)^5 + 15\left(\frac{l_1}{2}\right)^9 + \dots \quad (3.24)$$

$$l_1 = \frac{1 - \sqrt{k}}{1 + \sqrt{k}} \quad (3.25)$$

$$\epsilon_1 = 32q_1^3 - 40q_1^4 + 48q_1^5 - \dots \quad (3.26)$$

Además se utilizó la aproximación de Weinstein [44] para obtener un M teórico:

$$M = 4\pi\sqrt{rR}\left[\left(1 + \frac{3}{4}k'^2 + \frac{33}{64}k'^4 + \frac{107}{256}k'^6 + \dots\right)\left(\log\frac{4}{k'} - 1\right) - \left(1 + \frac{15}{128}k'^4 + \frac{185}{1536}k'^6 + \dots\right)\right] \quad (3.27)$$

Donde k' es igual al definido para las expresiones de Nagaoka (3.18 y 3.23).

De acuerdo a las fuentes [19, 45], se plantea que la aproximación de Weinstein converge rápidamente para un k grande, por lo que a distancias relativamente grandes (equivalentes a un k chico) entre bobinas la precisión del modelo disminuye.

Se utilizaron estas cuatro aproximaciones para obtener la inductancia mutua entre tag y auxiliar, M_{23} , y la inductancia mutua entre auxiliar y reader, M_{12} , graficándose los resultados para distintas distancias de los modelos teóricos, los valores simulados CST y los valores experimentales en las Figs. 3.19 y 3.20.

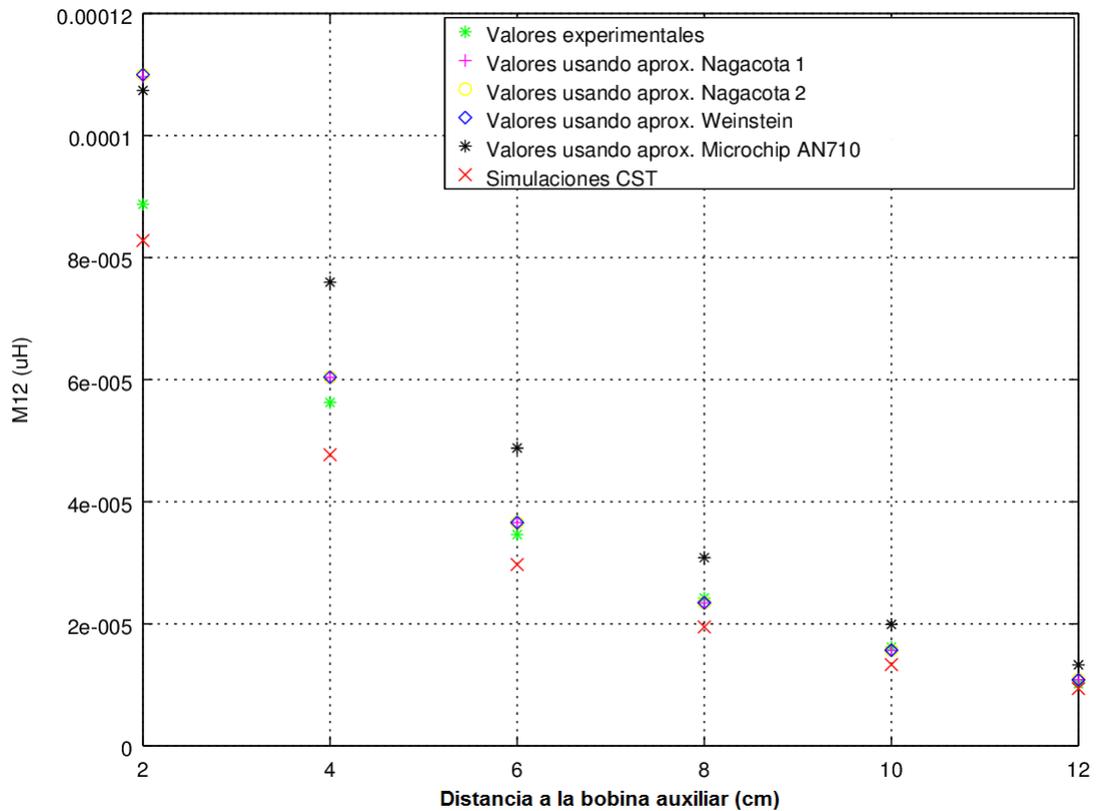


Figura 3.19: Simulaciones y valores experimentales de M12

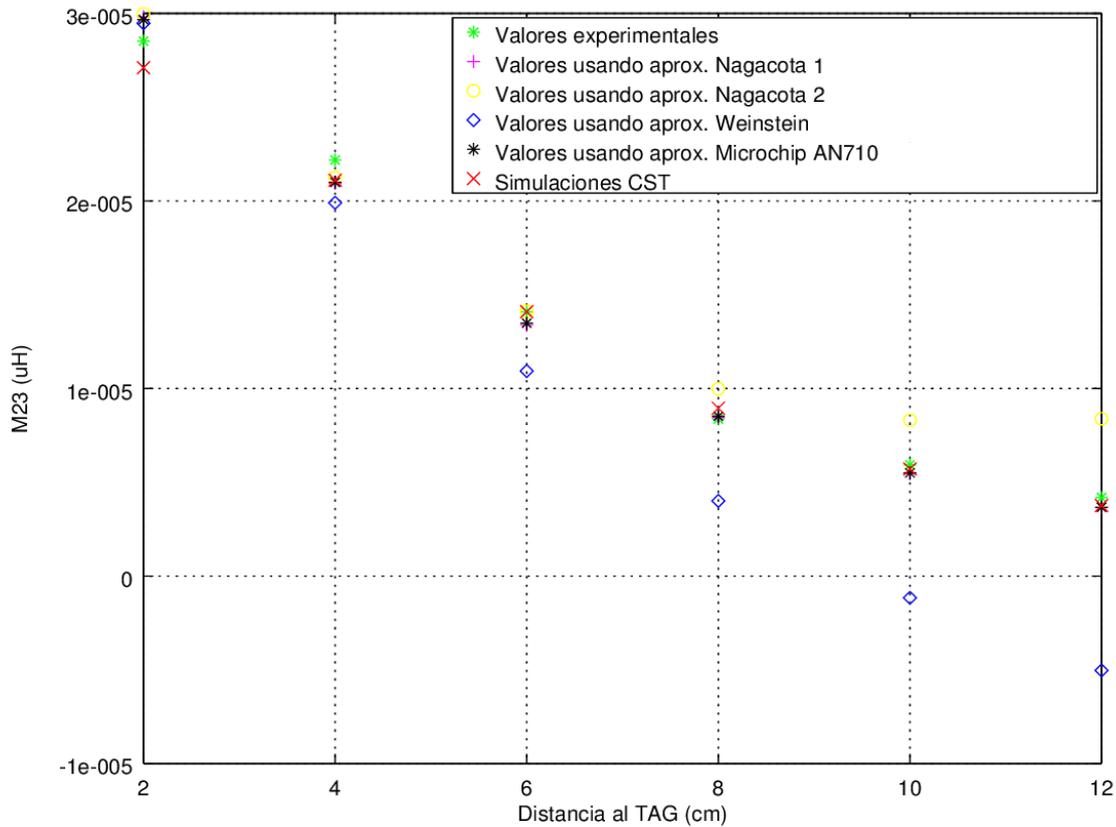


Figura 3.20: Simulaciones y valores experimentales de M_{23}

Para el caso de M_{12} se observa una buena correspondencia entre los valores experimentales y las aproximaciones de Nagaoka y Weinstein. Se observa que la aproximación de [46] presenta mayores diferencias debido a la similitud de los radios de las dos bobinas.

Para el caso de M_{23} se observa una buena correspondencia de los valores experimentales con la aproximación de [46] y Nagaoka, observándose que la aproximación de Weinstein subestima el valor de M_{23} a distancias mayores a $4cm$ de acuerdo a lo planteado anteriormente.

Se utilizará la primera aproximación de Nagaoka para el cálculo teórico de la eficiencia de los bobinados en la subsección 3.2.2 dado que presentó el mejor ajuste a los valores experimentales para todas las distancias D_{23} consideradas.

3.2. Medidas de eficiencia e implementación del sistema de tres bobinas

En esta sección se detallan las medidas de eficiencia de los sistemas de dos y de tres bobinas construidos. Se fijó una distancia entre reader y tag y se relevó la eficiencia del sistema de dos bobinas, comparando el resultado obtenido con la eficiencia del sistema con la bobina auxiliar

intermedia en distintas posiciones.

3.2.1. Medidas de eficiencia

Se alimentó el reader con una fuente de voltaje (V_f) a frecuencia de resonancia y se midieron los voltajes en cada uno de los bobinados. Se debió agregar una resistencia en serie R_{aux} a la fuente para medir la corriente entregada por la misma.

A la bobina del tag se le colocó una carga $R_L = 9,889\text{ k}\Omega$ en paralelo de modo de simular la carga real del mismo.

En la siguiente Tabla se resumen los parámetros que describen el sistema de medida.

Parámetro	Valor
Distancia Reader-Tag	15 cm
Frecuencia	134,2 kHz
R_{aux}	11,75 Ω
R_L	9899 Ω

Tabla 3.13: Parámetros del sistema de medida

Se conectó el canal 1 del osciloscopio para medir la tensión en bornes de la fuente de voltaje y el canal 2 para la tensión luego de la caída de voltaje en R_{aux} . De esta forma se obtuvo la corriente entregada por la fuente a la bobina del reader para calcular la potencia entregada al sistema reader. Luego, se conectó uno de los canales del osciloscopio en bornes de la resistencia R_L en el tag y se calculó utilizando el valor de R_L la potencia recibida en el tag. Ver Fig. 3.21.

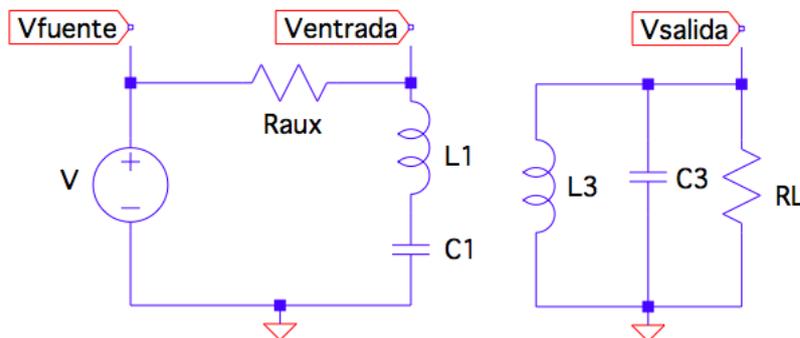


Figura 3.21: Diagrama de conexiones - Sistema de dos bobinas

Los resultados obtenidos se presentan en la Tabla 3.14.

A continuación se agregó la bobina intermedia utilizando el setup propuesto en la sección. Ver Fig. 3.1.1.

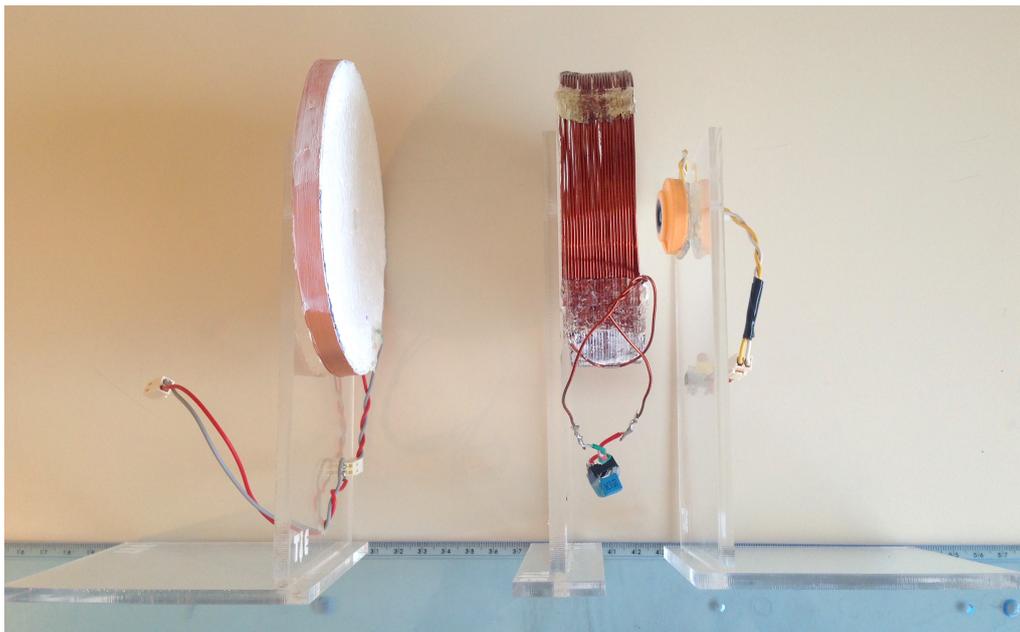


Figura 3.22: Setup - Sistema de 3 bobinas

El conexionado del sistema de tres bobinas se realizó de acuerdo al siguiente diagrama, similar al utilizado en el sistema de dos bobinas. Ver Fig. 3.23.

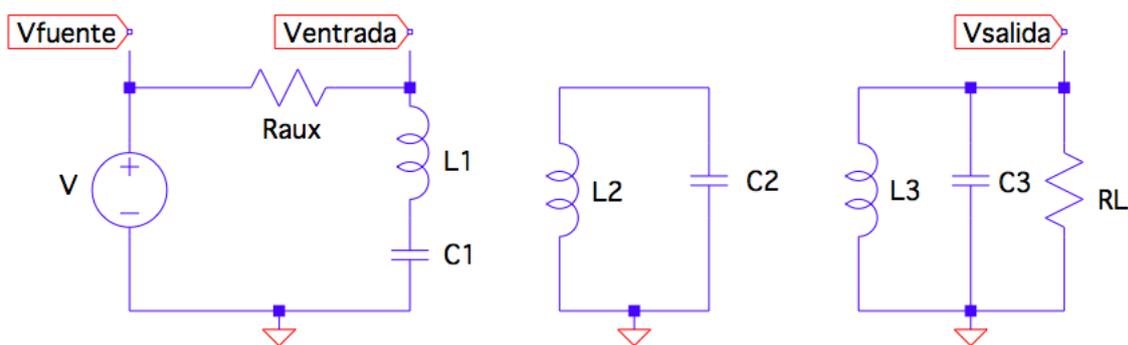


Figura 3.23: Diagrama de conexiones - Sistema de tres bobinas

Los resultados obtenidos se presentan en la Tabla 3.15. Además, se utilizaron los datos recogidos con el osciloscopio para observar el voltaje en el reader superpuesto con el voltaje en el tag.

3.2. Medidas de eficiencia e implementación del sistema de tres bobinas

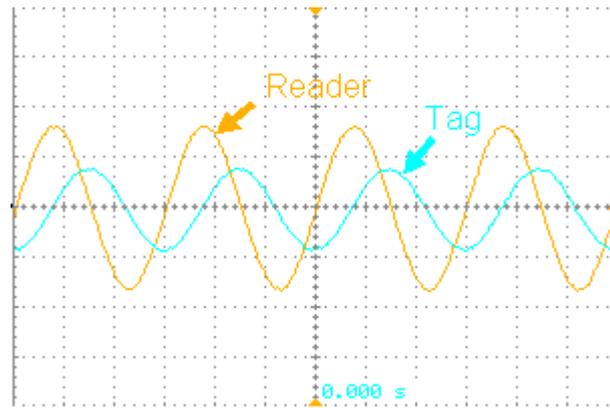


Figura 3.24: Voltajes relevados del reader y tag para el sistema de tres bobinas

En el gráfico se observa una diferencia de fase de aproximadamente $\frac{\pi}{2}$ entre la señal inyectada en el reader y la recibida en el tag. La corriente entre las etapas 1 y 2 está desfasada 90° al igual que la corriente entre las etapas 2 y 3 debido a la característica eléctrica de un inductor. Además la corriente en el tag está desfasada 90° del voltaje medido en bornes de la inductancia. Luego, se obtiene un desfase de 90° como el observado en la Fig. 3.24.

A su vez, se calculó la eficiencia η de ambos sistemas como:

$$\eta = \frac{P_{salida\ RMS}}{P_{entrada\ RMS}} \quad (3.28)$$

Se establece la eficiencia del sistema de dos bobinas como η_{sdb} y la del sistema de tres bobinas como η_{stb} .

Las potencias en valor RMS son:

$$P_{entrada\ RMS} = \frac{1}{2} \frac{V_{fuente} - V_{entrada}}{R_{aux}} V_{entrada} \quad (3.29)$$

$$P_{salida\ RMS} = \frac{V_{salida}^2}{2R_L} \quad (3.30)$$

Los resultados obtenidos para el sistema de dos bobinas se muestran en la Tabla 3.14.

$D_{13}(m)$	$V_{ppfuente}(mV)$	$V_{ppentrada}(mV)$	$i_{reader}(mA)$	$V_{ppsalida}(mV)$	$P_{fuente}(uW)$	$P_{tag}(uW)$	$\eta_{sdb}(\%)$
0,15	740	504	10,04	192	2530	0,93	0,0368

Tabla 3.14: Resultados experimentales

Los resultados obtenidos para el sistema de tres bobinas se muestran en la Tabla 3.15.

$D_{23}(m)$	$V_{ppfuente}(mV)$	$V_{ppentrada}(mV)$	$i_{reader}(mA)$	$V_{ppsalida}(mV)$	$P_{fuente}(uW)$	$P_{tag}(uW)$	$\eta_{stb}(\%)$
0,02	400	324	3,23	1440	523,91	52,37	9,996
0,04	432	360	3,06	1260	551,49	40,10	7,270
0,06	480	440	1,70	740	374,47	13,83	3,693
0,08	496	480	0,68	380	163,40	3,65	2,232
0,10	500	492	0,34	180	83,74	0,818	0,818
0,12	520	504	0,68	60	171,57	0,0909	0,053

Tabla 3.15: Resultados experimentales

3.2.2. Comparación de los resultados experimentales con los cálculos teóricos

En la siguiente Tabla se compara la eficiencia del sistema de dos bobinas calculada en base a los datos experimentales usando la expresión (2.22) y los valores medidos en las subsecciones 3.1.3 y 3.1.6, observándose una buena correspondencia entre ambas.

$\eta_{sdb_{experimental}}$	$\eta_{sdb_{teorica}}$
0,0368 %	0,0356 %

El código *eficiencia_exp.m*, ver Anexo B, implementa una función que devuelve la eficiencia medida del sistema de tres bobinas a distancia D_{23} que se ingrese. Esta función es utilizada luego por el programa *comparacion.m*, ver Anexo B, el cual superpone en un mismo par de ejes en función a la distancia D_{23} la eficiencia teórica calculada para el sistema de tres bobinas y la obtenida experimentalmente.

La eficiencia se calcula de dos maneras, la primera usando todos los modelos teóricos explicados anteriormente para la caracterización de las bobinas y la segunda utilizando el modelo teórico de la expresión (2.22) con valores de resistencias, autoinductancias e inductancias mutuas medidos experimentalmente. En el gráfico además se presentan los valores experimentales para la eficiencia del sistema de tres bobinas. En los cálculos teóricos se utilizó como resistencia de carga del tag $R_L = 9899\Omega$ al igual que la relevada experimentalmente para el setup de prueba. Para el cálculo teórico de M se utilizó la primera aproximación de Nagaoka. Para R_{AC} se utilizó el modelo de Ferreira para la bobina auxiliar y el modelo de Dowell para reader y tag.

3.2. Medidas de eficiencia e implementación del sistema de tres bobinas

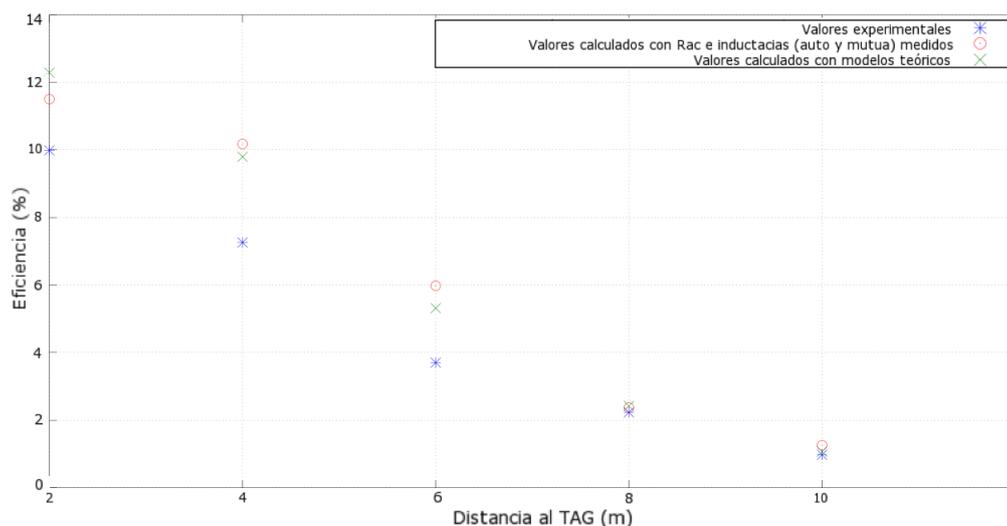


Figura 3.25: Comparación de la eficiencia del sistema de tres bobinas experimental con valores teóricos

La separación máxima entre valores experimentales y calculados en forma teórica se observa para $D_{23} = 2 \text{ cm}$. Se planteó que para esta distancia no es válida la hipótesis de independencia de los valores de L y R_{AC} en función de la proximidad de los otros bobinados, por lo que se relevó con el equipo Agilent 4395 la respuesta en frecuencia de la bobina auxiliar en proximidades del tag. En la Fig. 3.26 se muestra la respuesta en frecuencia del bobinado auxiliar con el tag a $D_{23} = 2 \text{ cm}$ y con el tag a $D_{23} = 4 \text{ cm}$.

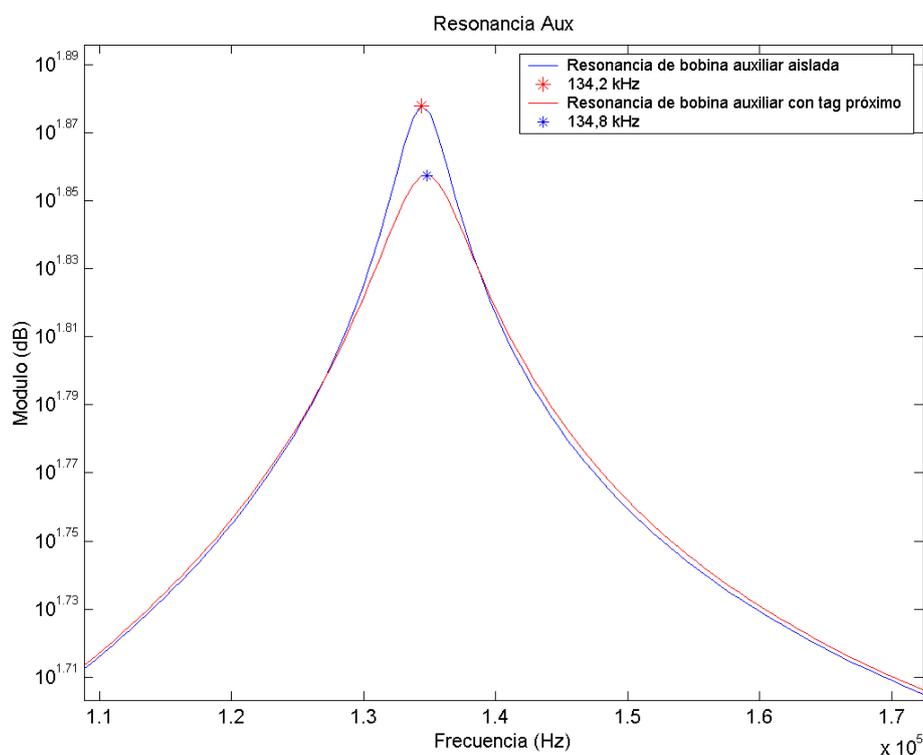


Figura 3.26: Análisis en frecuencia de la bobina auxiliar con tag a $D_{23} = 4 \text{ cm}$ y a $D_{23} = 2 \text{ cm}$

Se observa que la frecuencia de resonancia varía aproximadamente 600Hz . Se calculó la eficiencia para el sistema de tres bobinas con los valores teóricos de impedancia y con la bobina auxiliar resonando a 600Hz más que las otras dos, obteniéndose una eficiencia de 11 % en lugar de 12,2 %. Esto presenta un mejor ajuste con el valor relevado experimentalmente.

Finalmente, se concluyó que se logró construir exitosamente un sistema del tipo SCMR y se comprobó que el efecto de la adición de una tercer bobina entre los extremos de la transferencia aumenta la eficiencia total en dos órdenes de magnitud (experimentalmente se estimo que aumenta 200 veces).

Los modelos utilizados para describir matemáticamente las características de las bobinas y del sistema resultaron adecuados, permitiendo seleccionar en forma correcta N_2 y a_2 para la bobina auxiliar. Además se observó que el resultado de la eficiencia total estaba dentro de lo esperado en los cálculos teóricos. Se debió considerar en particular para el caso D_{23} que la hipótesis de independencia entre parámetros del bobinado auxiliar con la proximidad del bobinado del tag no es válida, por lo que se debió simular en LTspice la eficiencia para un sistema con las características relevadas de respuesta en frecuencia de la bobina auxiliar. Luego, se obtuvo un ajuste correcto entre los valores de eficiencia del modelo teórico y los datos relevados experimentalmente para el caso de tres bobinas y con la bobina auxiliar en distintas posiciones intermedias D_{23} .

3.3. Sistema RFID para trazabilidad

3.3.1. Mensaje RFID y Codificación

Las normas ISO 11784 y 11785 regulan la trazabilidad del ganado a través de sistemas RFID [25,26].

Se deben utilizar caravanas con un chip RFID de baja frecuencia al que se le asocia un número de identificación único para cada animal. En el sistema de estudio de este proyecto se utilizarán tags comerciales del tipo pasivo.

La frecuencia de energización del tag dictada por la norma es de $134,2\text{kHz}$ y se especifican dos opciones de transmisión, consistiendo una en un sistema full-duplex y otra en uno half-duplex. En este trabajo se seleccionó como caso de estudio el sistema half-duplex, es decir, primero el lector enviará una señal de energización predefinida al chip y luego del envío de energía, el chip RFID responderá codificando el mensaje de 112 bits con una modulación del tipo FSK (frequency shift keying o codificación por variación de frecuencia). La modulación FSK consiste en transmitir una onda sinusoidal de frecuencia distinta para cada símbolo, en este caso la normativa ISO para RFID utiliza la frecuencia $124,2\text{kHz}$ para representar el bit '1' y $134,2\text{kHz}$ para representar el bit '0'.

En la Fig. 3.27 se muestra la energización por parte del reader al tag a una frecuencia de $134,2\text{kHz}$ y luego la respuesta, de una amplitud menor, por parte del tag en una lectura exitosa. Se utilizó una bobina como antena de radio $a = 5\text{ cm}$ y $N = 25$ vueltas conectada a un canal del osciloscopio. Esta bobina se colocó junto al tag para relevar el campo magnético inducido en este. Además se observó que la respuesta del tag es mucho más baja en módulo que la señal de energización por lo que la resolución del equipo de medida no permitió observar la respuesta al colocar la antena junto al reader.

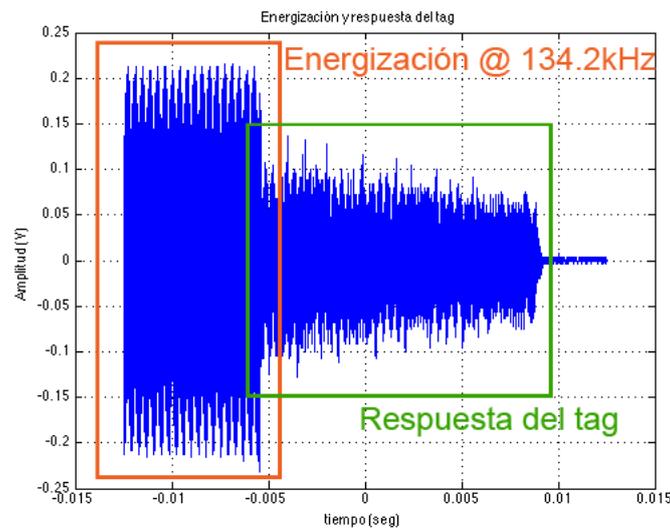


Figura 3.27: Energización y respuesta del tag

La estructura del mensaje es:

- 8 bits de arranque: 01111110
- 1 bit de selección animal/no-animal
- 14 bits de reserva
- 1 bit de indicación de data extra
- 10 bits de identificación de país de acuerdo a la ISO 3166
- 38 bits para el número ID único
- 16 bits de redundancia cíclica sobre los 64 bits anteriores
- 24 bits de aplicación

3.3.2. Medidas de laboratorio

Se estudió el mensaje RFID visto en el osciloscopio del laboratorio. Para esto, se debió construir una bobina auxiliar que se utilizará como antena para observar el campo magnético en puntos intermedios de la transmisión. Ver Fig. 3.28.



Figura 3.28: Antena construida

Se conectó el reader USB a la computadora y se lo configuró en modo de lectura continua. En primera instancia se observó la codificación utilizada en la transmisión. Ver Fig. 3.29.

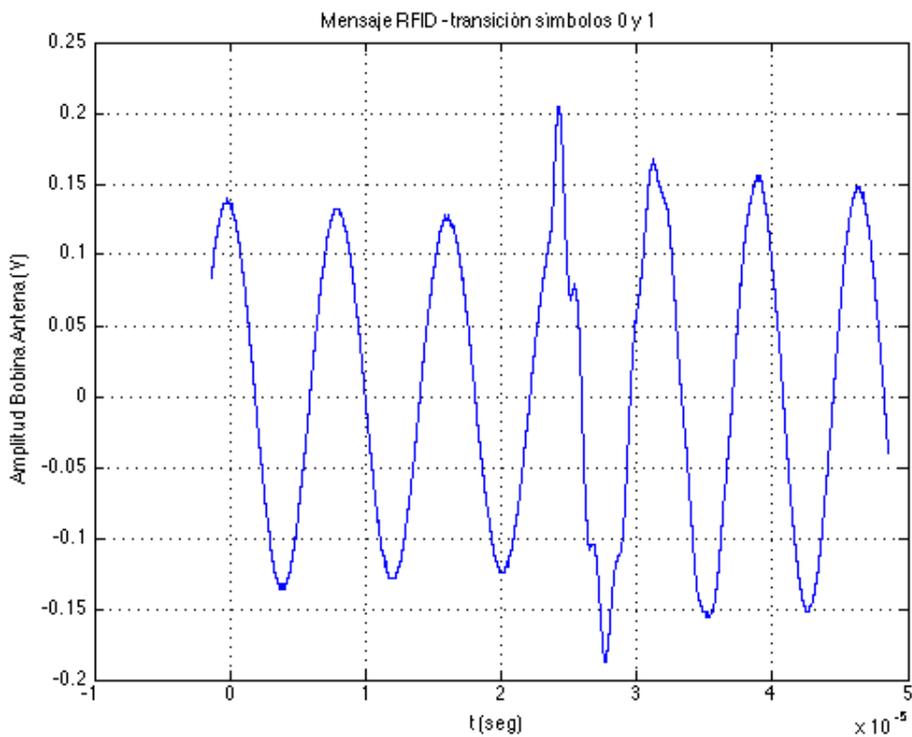


Figura 3.29: Codificación FSK binaria

Los primeros períodos de la señal de la imagen son de aproximadamente $8\mu s$, lo cual se corresponden con una señal de frecuencia $f = 124,2kHz$ (bit '1'). Se observa un pico en la amplitud de la señal en la transición entre bits y luego una disminución del período a aproximadamente $7,4\mu s$, lo que se corresponde con una señal de frecuencia $f = 134,2kHz$ (bit '0').

En la Fig. 3.30 se observa una lectura exitosa a la izquierda y una lectura fallida a la derecha.

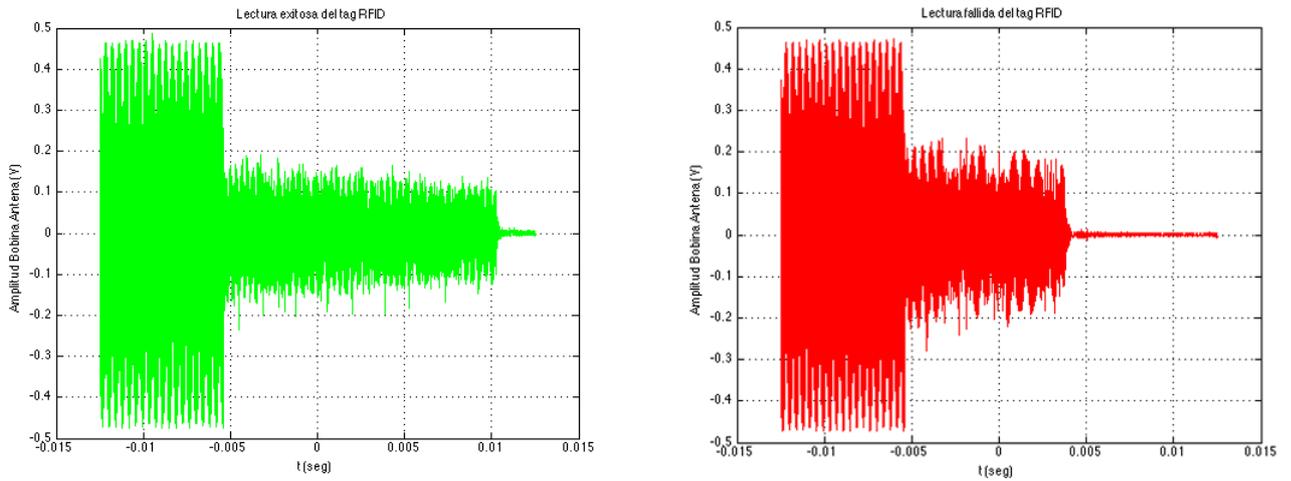


Figura 3.30: Energización y respuesta del tag para sistema de tres bobinas y $D_{23} = 2\text{ cm}$

Al superponer ambas respuestas en la Fig. 3.31 se observa que la razón por la cual la lectura no fue correcta fue que la respuesta del tag se encuentra incompleta. Es decir, la energía almacenada por el tag durante el período de energización no fue suficiente como para enviar la respuesta completa.

El diseño hubiese sido distinto para el caso en que la energización fuese correcta pero la respuesta no llegase completa al reader. En este caso se podría haber amplificado la frecuencia del símbolo de la codificación FSK de menor amplitud para mejorar la respuesta recibida por el reader.

Esto permite concluir que la frecuencia elegida para el funcionamiento de la bobina auxiliar fue óptima, encontrándose la limitación en la energización que se realiza a la frecuencia de $134,2\text{ kHz}$.

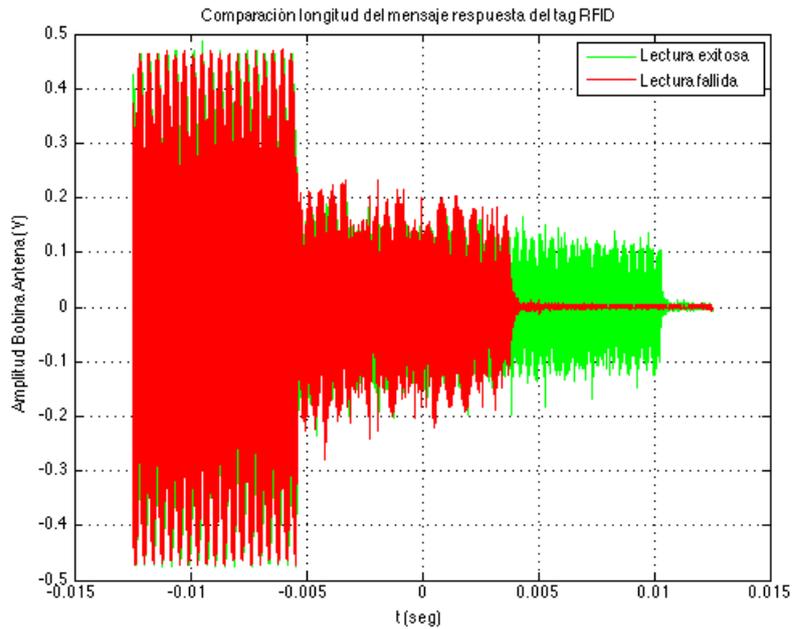


Figura 3.31: Comparación de ambas respuestas

3.3.3. Distancias máximas de lectura

En esta sección se relevaron las distancias máximas de lectura del sistema de dos bobinas y del sistema de tres bobinas.

Se observó que la distancia máxima se ve fuertemente afectada por la presencia de un osciloscopio en las cercanías del lector, disminuyendo la distancia en un 30 %, por lo que se debió realizar los relevamientos minimizando la cantidad de equipos encendidos y dentro de un salón aislado de ruido electromagnético por una jaula de Faraday. Se observó que el ruido a la frecuencia de estudio del rango 120 a 140kHz fue correctamente filtrado dentro del salón aislado electromagnéticamente.

La distancia del sistema de dos bobinas se consideró como máxima de acuerdo al criterio de una lectura continua por parte del tag, descartándose los resultados con lecturas aisladas a mayor distancia.

La distancia máxima para el sistema de dos bobinas fue de:

$$\boxed{Distancia_{tag-reader} = 18cm} \quad (3.31)$$

Para el caso del sistema de tres bobinas se tomó como procedimiento de medida fijar la distancia entre tag y reader y realizar un barrido con la bobina auxiliar. Luego de encontradas las posiciones de la bobina auxiliar que permiten una lectura correcta del tag se aumentó la distancia entre tag y reader en medio centímetro y se volvió a realizar el barrido con la bobina auxiliar. Este proceso se iteró hasta ya no encontrar combinaciones que permitan una lectura continua del tag.

Se observaron dos casos de distancia máxima, uno con la bobina auxiliar cerca de la bobina del tag y otro cerca del lector.

En ambos casos el máximo hallado fue con una distancia de tag-reader de:

$$\boxed{Distancia_{tag-reader} = 35cm} \quad (3.32)$$

El máximo de bobina auxiliar cercana al reader fue para:

$$\boxed{Distancia_{reader-auxiliar} = 7cm} \quad (3.33)$$

Para el caso de bobina auxiliar cercana al tag:

$$\boxed{Distancia_{tag-auxiliar} = 8cm} \quad (3.34)$$

Se verifica que al utilizar una bobina intermedia diseñada de acuerdo al concepto de un sistema SCMR se aumentó la distancia máxima de lectura en casi un 100 %.

Además se pudo observar que la limitante en la máxima lectura se da para la correcta recepción por parte del tag de la señal de energización a 134,2kHz, por lo que se concluyó que la frecuencia

utilizada para el diseño de la bobina auxiliar fue óptima. Al aumentar la distancia a más de los máximos hallados, el tag no recibe la suficiente energía como para transmitir la respuesta completa, observándose una respuesta de duración menor a la esperada y por lo tanto una lectura incorrecta por parte del reader.

Capítulo 4

Driver

Contenido

4.1. Estructura de un amplificador clase E ZVS	50
4.2. Análisis del circuito	50
4.3. Diseño y construcción	54
4.3.1. Diseño teórico y simulaciones	54
4.3.2. Diseño en Eagle y Construcción	60
4.4. Medidas del Driver	62

Luego de realizar los ensayos del sistema de tres bobinas alimentándolo con una fuente regulada de laboratorio e inyectando una señal sinusoidal a la frecuencia deseada, el siguiente objetivo del proyecto fue realizar el diseño y la construcción de un driver capaz de reproducir dicha excitación.

Se consideró como objetivo construir un amplificador de alta eficiencia que permita obtener una señal sinusoidal a la frecuencia de operación de los dispositivos RFID de $134,2kHz$ para sustituir el generador de señales del laboratorio utilizado en el análisis experimental del sistema SCMR.

Dentro del conjunto de posibles topologías de amplificadores y bajo la hipótesis de un sistema de bajo consumo, se analizaron aquellos de las clases D, E y F [47]. Estos amplificadores se basan en el principio de conmutación de los transistores de salida, configuración que permite alcanzar una muy alta eficiencia. Partiendo de que la eficiencia máxima teórica es del 100 % para un interruptor ideal, la implementación de estos interruptores con transistores funcionando como llave genera pérdidas en la conmutación perdiendo eficiencia. Los amplificadores clase E y F del tipo ZVS (Zero Voltage Switching, conmutación en voltaje cero) [48] efectúan la conmutación con un solo transistor de salida. Esto los vuelve más eficientes que los clase D, que la realizan con dos y por lo tanto disipan más potencia en la etapa de conmutación.

Estudiando las estructuras estándares de esas dos familias de amplificadores resonantes seleccionados, se observó que la topología de los amplificadores clase E requiere una carga LC en serie, adecuándose al sistema de tres bobinas planteado en el proyecto y permitiendo incorporar la bobina del reader al circuito del amplificador como parte del filtro [49].

4.1. Estructura de un amplificador clase E ZVS

Los amplificadores conmutadores clase E del tipo ZVS [50, 51] constan de un circuito resonante y de un transistor $nMOS$ operando como interruptor. Se alimentan con un voltaje DC V_I y la frecuencia de conmutación se impone en el gate del transistor a través de una onda cuadrada. El filtro con frecuencia de resonancia igual a la de excitación se conecta en el drain del transistor para obtener a través de él una corriente con forma sinusoidal. El criterio de diseño para esta aplicación fue el funcionamiento a la frecuencia de $134,2kHz$ utilizada en este proyecto. Se consideró además la bobina reader como un parámetro dado para el diseño del circuito.

En la Fig. 4.1 se presenta el circuito típico de un amplificador clase E ZVS, implementando la llave con un transistor Mosfet tipo N. La eficiencia del mismo está relacionada directamente a la sintonización de los componentes que conforman el circuito resonante para disminuir al mínimo las pérdidas en la etapa de conmutación. Esto se logra conmutando el interruptor siempre que el voltaje en bornes del mismo sea igual a cero, de allí su denominación de Zero Voltage Switching, momento en el que el capacitor C_1 se encuentra descargado.

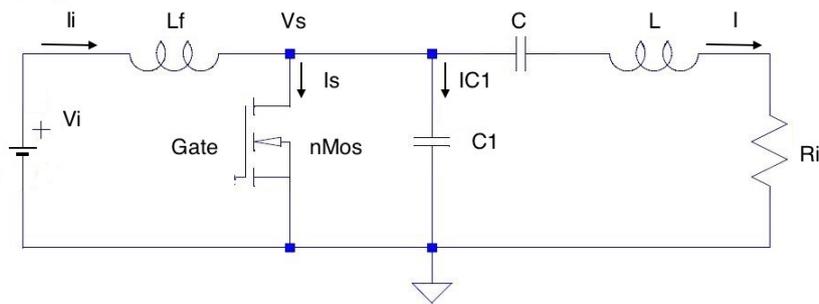


Figura 4.1: Circuito amplificador clase E ZVS

La resistencia R_i es otro de los parámetros a considerar en el diseño. Este valor aproxima en este caso la resistencia vista hacia la bobina reader acoplada al resto de las etapas. El resto de los componentes que conforman el circuito se ajustarán durante el diseño del amplificador.

4.2. Análisis del circuito

En la Fig. 4.2, extraída del libro “Resonant Power Converters” [50], se pueden observar las formas de onda de los parámetros fundamentales del circuito para un funcionamiento óptimo, donde V_{GS} es la tensión en el gate del transistor, V_S es la tensión del switch (V_{DS} del transistor), I_i es la corriente por el choke L_f , i es la corriente por R_i , i_s es la corriente por el transistor e i_{C1} es la corriente por el condensador $C1$. A efectos del estudio analítico del circuito se considerará al transistor $nMOS$ como una llave ideal sin resistencia ni capacitancias parásitas.

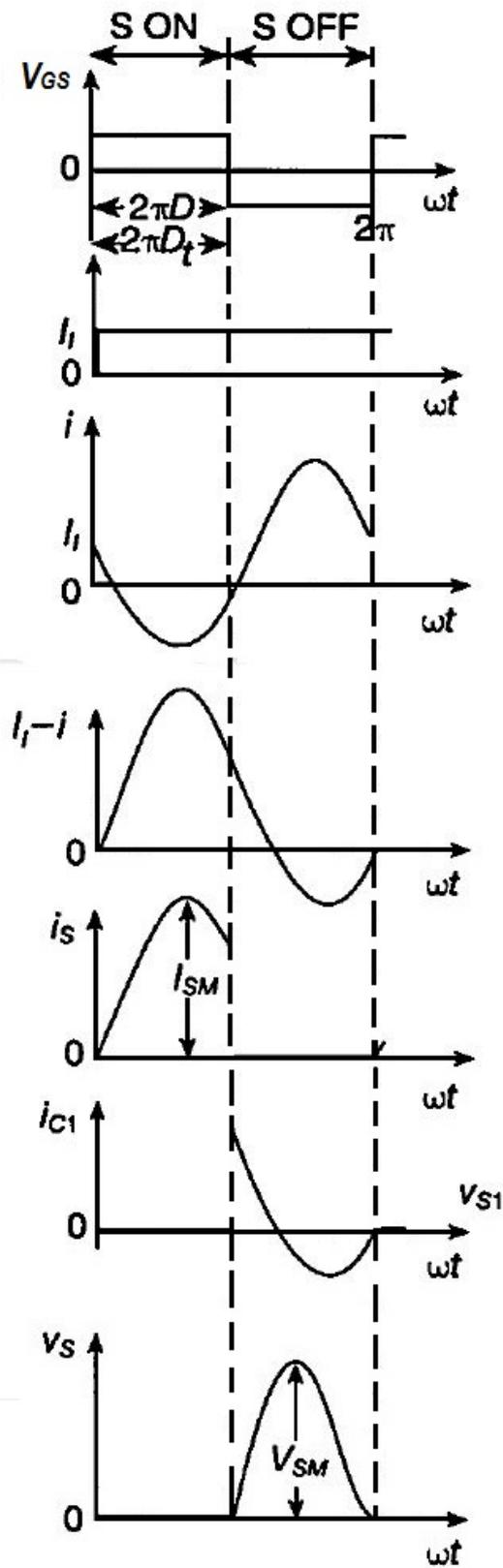


Figura 4.2: Formas de onda de un amplificador clase E del tipo ZVS en funcionamiento óptimo

En los diferentes gráficos de la Fig. 4.2 se observa particularmente la forma de onda del voltaje V_s (último gráfico), el cual es cero en el momento de la conmutación si se toma como referencia la onda cuadrada de control impuesta en el gate del N-MOS observada en el primer gráfico. Como se mencionó previamente, la sincronización entre estas dos señales permite alcanzar una eficiencia máxima.

El ciclo de trabajo D de la señal de control V_{GS} es una de las variables para el diseño del circuito, debiéndose simular el funcionamiento del amplificador para distintos valores de él para lograr alcanzar un diseño con eficiencia máxima.

A continuación se presentan las ecuaciones fundamentales del análisis que realiza el capítulo 12 del libro *"Resonant Power Converters"* [50] para un circuito típico de amplificador Clase E ZVS .

En la expresión (4.1) se detalla la relación entre la resistencia R_i , la potencia P_{Ri} disipada en ella y el voltaje DC de alimentación V_I . Se plantea que la potencia en R_i es función de la integral en un ciclo de V_s . Se observa que V_s es distinto de cero en el intervalo $[2\pi D, 2\pi]$, por lo que P_{Ri} es función del mismo. Además, estudiando el circuito desde el punto de vista del punto de operación en DC se plantea que V_s depende de V_I .

$$P_{Ri} = \frac{2\sin^2\pi D \sin^2(\pi D + \phi)(V_I)^2}{\pi^2(1 - D)^2 R_i} \quad (4.1)$$

Donde ϕ es:

$$\phi = \pi + \text{atan} \left(\frac{(\cos(2\pi D) - 1)}{(2\pi(1 - D) + \sin(2\pi D))} \right) \quad (4.2)$$

El gráfico para la expresión de la potencia P_{Ri} en función de D se observa en la Fig. 4.3.

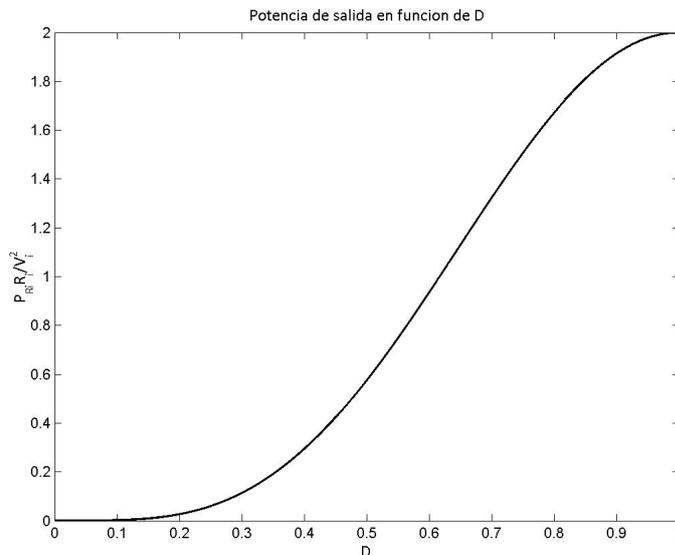


Figura 4.3: Potencia normalizada de salida $P_{Ri}R_i/V_i^2$ en función del ciclo de trabajo D

Luego, las ecuaciones que describen la elección de los componentes C_1 y C se extraen de [50], planteándose las mismas a continuación.

El capacitor C_1 paralelo al transistor se utiliza para descargar el voltaje V_s y la expresión para el mismo es:

$$C_1 = \frac{2}{wR_i} \frac{\sin(\pi D)\cos(\pi D + \phi)\sin(\pi D + \phi)((1 - D)\pi\cos(\pi D) + \sin(\pi D))}{\pi^2(1 - D)} \quad (4.3)$$

El valor de la inductancia choke en serie con la fuente de alimentación se obtiene de la expresión siguiente:

$$L_f = 2 \frac{(\pi^2 + 4)}{4} \frac{R_i}{f} \quad (4.4)$$

Luego, el capacitor C en serie con L para formar el filtro a la frecuencia de resonancia deseada se obtiene de:

$$C = \frac{1}{w(Q_L R_i - wL_b)} \quad (4.5)$$

donde Q_L y L_b son:

$$Q_L = \frac{wL}{R_i} \quad (4.6)$$

$$L_b = \frac{R_i}{w} \frac{2((1 - D)^2\pi^2 - 1 + 2(\cos(\phi))\cos(2\pi D + \phi) - \cos(2(\pi D + \phi))(\cos(2\pi D) - \pi(1 - D)\sin(2\pi D))}{4\sin(\pi D)\cos(\pi D + \phi)\sin(\pi D + \phi)(1 - D)\pi\cos(\pi D) + \sin(\pi D)} \quad (4.7)$$

La corriente máxima I_{Smax} que debe entregar el transistor se utiliza para dimensionar el mismo y se puede calcular como:

$$I_{Smax} = I_i \left(\frac{2\pi(1 - D)\sin(2\pi D + \phi)}{\cos(\phi) - \cos(2\pi D + \phi)} + 1 \right) \quad (4.8)$$

Donde:

$$I_i = \frac{V_I}{R_{DC}} = \frac{V_I}{(1 - D)\pi(1 - D)\cos(\pi D) + \sin(\pi D)} wC_1 \tan(\pi D + \phi) \sin(\pi D) \quad (4.9)$$

4.3. Diseño y construcción

4.3.1. Diseño teórico y simulaciones

Los requerimientos iniciales que se establecieron para el diseño del amplificador fueron los siguientes:

- Frecuencia de resonancia del circuito $f = 134, 2kHz$
- Corriente por la bobina Reader $I_{Ri_p} = 200mA$
- Tensión DC de alimentación $V_I = 3, 3V$
- Señal de comando del driver manejada con un puerto de salida de un microcontrolador típico

El valor del parámetro de diseño R_i se determinó a partir de las medidas registradas en la Tabla 3.15 del sistema de tres bobinas en resonancia con distancia $D_{23} = 2cm$, en la sección 3.2.1. Se utilizó este valor de D_{23} debido a que presenta la máxima eficiencia obtenida. Realizando el cociente $\frac{V_{ppentrada}}{2i_{reader}}$ y para R_i como se muestra en la Fig. 4.4 se obtiene una aproximación de la resistencia parásita de la bobina más la resistencia vista hacia adelante.

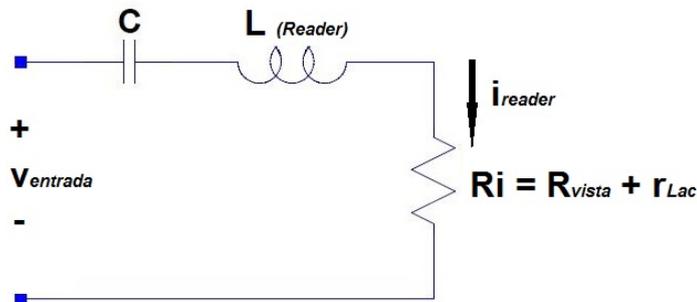


Figura 4.4: Modelado de R_i

$$R_i = \frac{V_{ppentrada}}{2i_{reader}} = 50\Omega \quad (4.10)$$

El valor medido de la bobina reader indicado en la Tabla 3.9 será el parámetro de entrada L en el diseño del amplificador.

Finalmente los parámetros de entrada para el diseño se muestran en la Tabla 4.1.

Parámetro	Valor
f	134,2 kHz
I_{Ri_p}	200 mA
R_i	50 Ω
L	0,499 mH

Tabla 4.1: Parámetros de entrada para el diseño

Utilizando la expresión (4.1) se calculó la corriente máxima para un V_I fijo de 3,3V, tensión de alimentación típica de un microcontrolador. En caso de no cumplirse los criterios de diseño para la potencia entregada a la carga con esta tensión, será necesario construir un elevador de tensión DC/DC. Tal como se observa en la Fig. 4.3, el máximo se da cuando $D \rightarrow 1$, es decir:

$$\frac{P_{Ri} R_i}{V_I^2} = 2. \quad (4.11)$$

Luego a partir de 4.11 y sabiendo que $P_{Ri} = \frac{I_{Ri_pico}^2 R_i}{2}$, la corriente máxima por R_i :

$$I_{Ri_max} = \frac{2V_I}{R_i} \quad (4.12)$$

Sustituyendo $V_I = 3,3V$ se obtiene:

$$I_{Ri_max} = 132mA < 200mA$$

Debido a que la corriente máxima por la bobina reader elegida como criterio de diseño de 200mA es mayor a la máxima obtenida con una alimentación de 3,3V, es necesario incorporar un elevador de tensión DC/DC o *Step Up*.

La entrada para la señal de comando del driver será manejada con un puerto de salida de un microcontrolador, por lo que el sistema debe incluir un buffer de entrada para manejar el gate del transistor. Esta necesidad se debe a que la capacitancia de entrada del mismo a la frecuencia de trabajo cargaría en forma excesiva el puerto de salida del microcontrolador y generaría tiempos relativamente grandes de subida y bajada de la onda de control.

Se decidió tomar como criterio para el diseño un ciclo de trabajo D en el rango $[0,25, 0,75]$ para evitar la necesidad de muy altas corrientes en períodos cortos de tiempo necesarias para generar la onda cuadrada con un ciclo de trabajo muy cercano a 0 o a 1.

En la Fig. 4.5 se presenta el diagrama total del circuito propuesto.

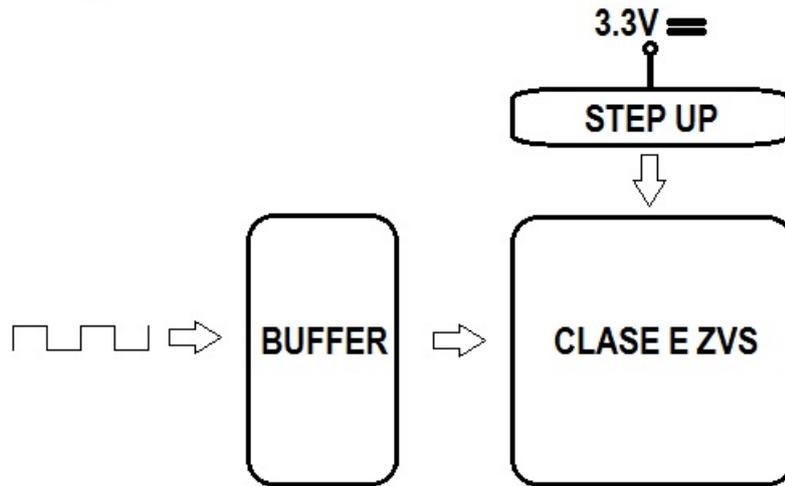


Figura 4.5: Diagrama de bloques del sistema driver completo

A partir de los valores calculados en el archivo Octave de diseño $Vi_D.m$, ver Anexo B, se seleccionaron diferentes opciones de transistores que se adecuan a los requisitos de voltajes y corrientes máximas que deben soportar.

Se corrió el programa para diferentes ciclos de trabajo D entregando los valores de V_I , C , C_1 y L_f , y simulándose con ellos en *LTSpice*.

La elección final del transistor se realizó tomando como premisa la configuración con mayor eficiencia total, producto de la eficiencia conjunta del *Step Up* y del amplificador. Observando la hoja de datos del buffer *SN74LVC1G240* [52] se planteó que la potencia consumida por este es despreciable para el cálculo de la eficiencia del sistema total. Luego, la eficiencia del sistema $\eta_{DriverTotal}$ en función de las eficiencias del amplificador η_{ClaseE} y del step up η_{StepUp} queda:

$$\eta_{DriverTotal} = \eta_{ClaseE}\eta_{StepUp}$$

Las potencias fueron calculadas con la expresión:

$$P_{rms} = V_{rms}I_{rms} \tag{4.13}$$

En la Tabla 4.2 se muestran los datos para el transistor *FDS6614A* seleccionado [53]. El step up seleccionado fue el *LM27313* de Texas Instruments y su eficiencia para los distintos V_I fue obtenida de su hoja de datos [54]. En esta Tabla se observa los distintos puntos de funcionamiento en función de la tensión de salida del step up. Se tomará como criterio obtener la mayor eficiencia posible del sistema dentro del rango de ciclo de trabajo D seleccionado.

D	0,3	0,4	0,45	0,5	0,55
V_I (V)	21,00	13,40	10,87	9,31	8,10
$I_{V_{I_{RMS}}}$ (mA)	43,10	76,00	80,57	97,60	109,92
P_{V_I} (W)	0,91	1,02	0,89	0,91	0,89
$V_{S_{max}}$ (V)	58,15	41,60	34,59	33,57	33,00
$V_{r_{RMS}}$ (V)	5,70	6,90	6,49	6,52	6,40
$I_{r_{RMS}}$ (mA)	148,80	139,00	128,37	130,41	128,10
$P_{r_{RMS}}$ (W)	0,85	0,96	0,83	0,85	0,82
η_{ClaseE}	93 %	94 %	94 %	94 %	92 %
η_{StepUp}	65 %	77 %	80 %	78 %	75 %
$\eta_{DriverTotal}$	61 %	73 %	75 %	73 %	69 %

Tabla 4.2: Simulaciones SPICE para diferentes ciclos de trabajo D

Se escogió el ciclo de trabajo $D = 0,45$, el cual presenta la mayor eficiencia del sistema completo y los valores de los componentes restantes para este son los mostrados en la Tabla 4.3.

Parámetro	Valor
L_f	2,2 mH
C	3,37 nF
C_1	5,19 nF

Tabla 4.3: Valores del resto de los componentes que conforman el amplificador

A continuación se presentan los gráficos simulados para el ciclo de trabajo $D = 0,45$ escogido.

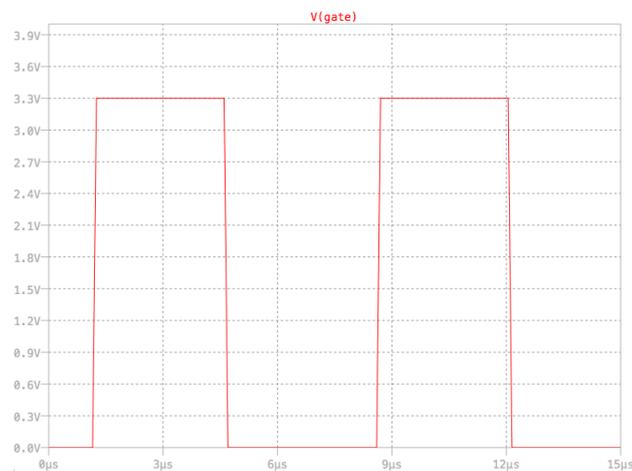


Figura 4.6: Onda cuadrada de control en el gate del transistor

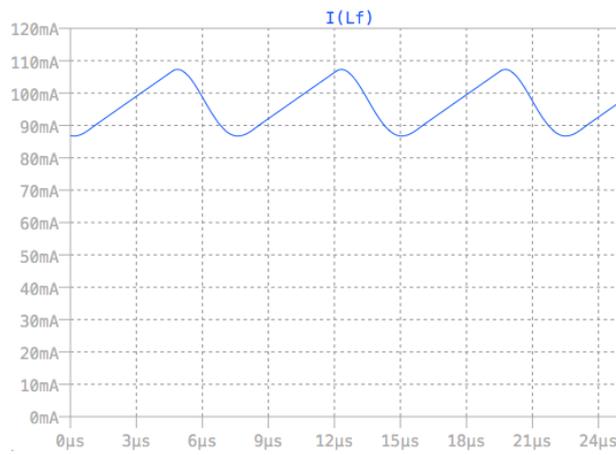


Figura 4.7: Corriente por el choke L_f

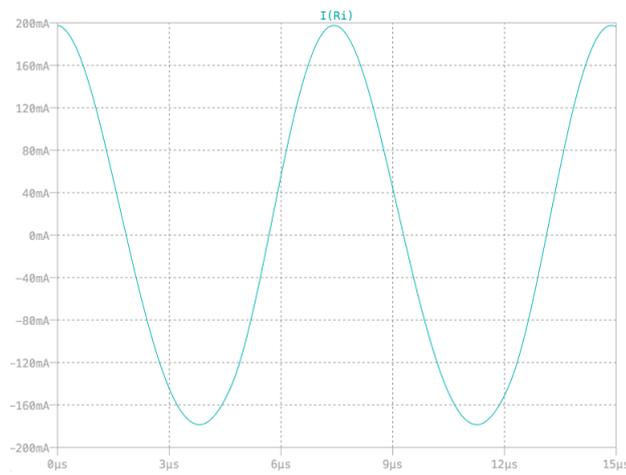


Figura 4.8: Corriente por R_i

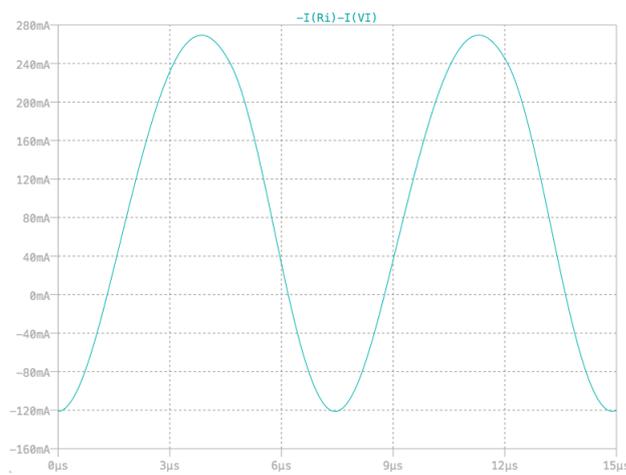


Figura 4.9: Corriente por el choke L_f menos la corriente por R_i

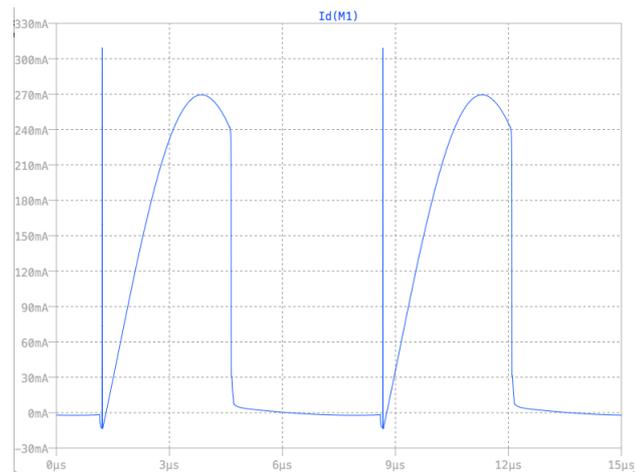


Figura 4.10: Corriente por el transistor

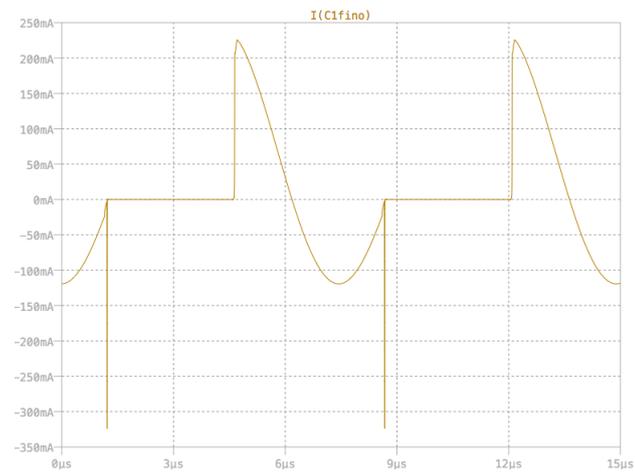
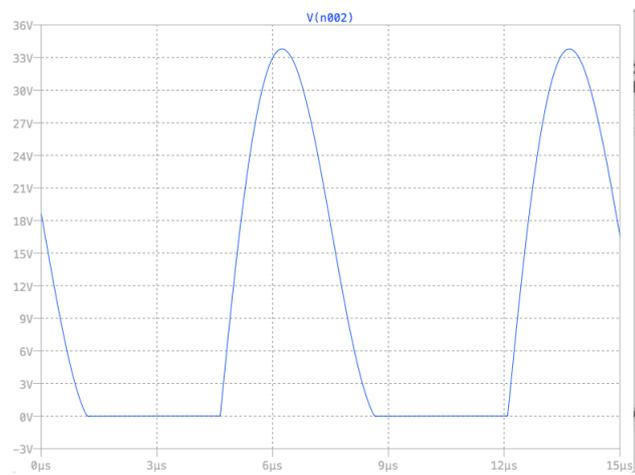
Figura 4.11: Corriente por el condensador C_1 

Figura 4.12: Voltaje del switch, drain del transistor

4.3.2. Diseño en Eagle y Construcción

Se realizó el esquemático del driver en el software de diseño Eagle como se muestra en la Fig. 4.13.

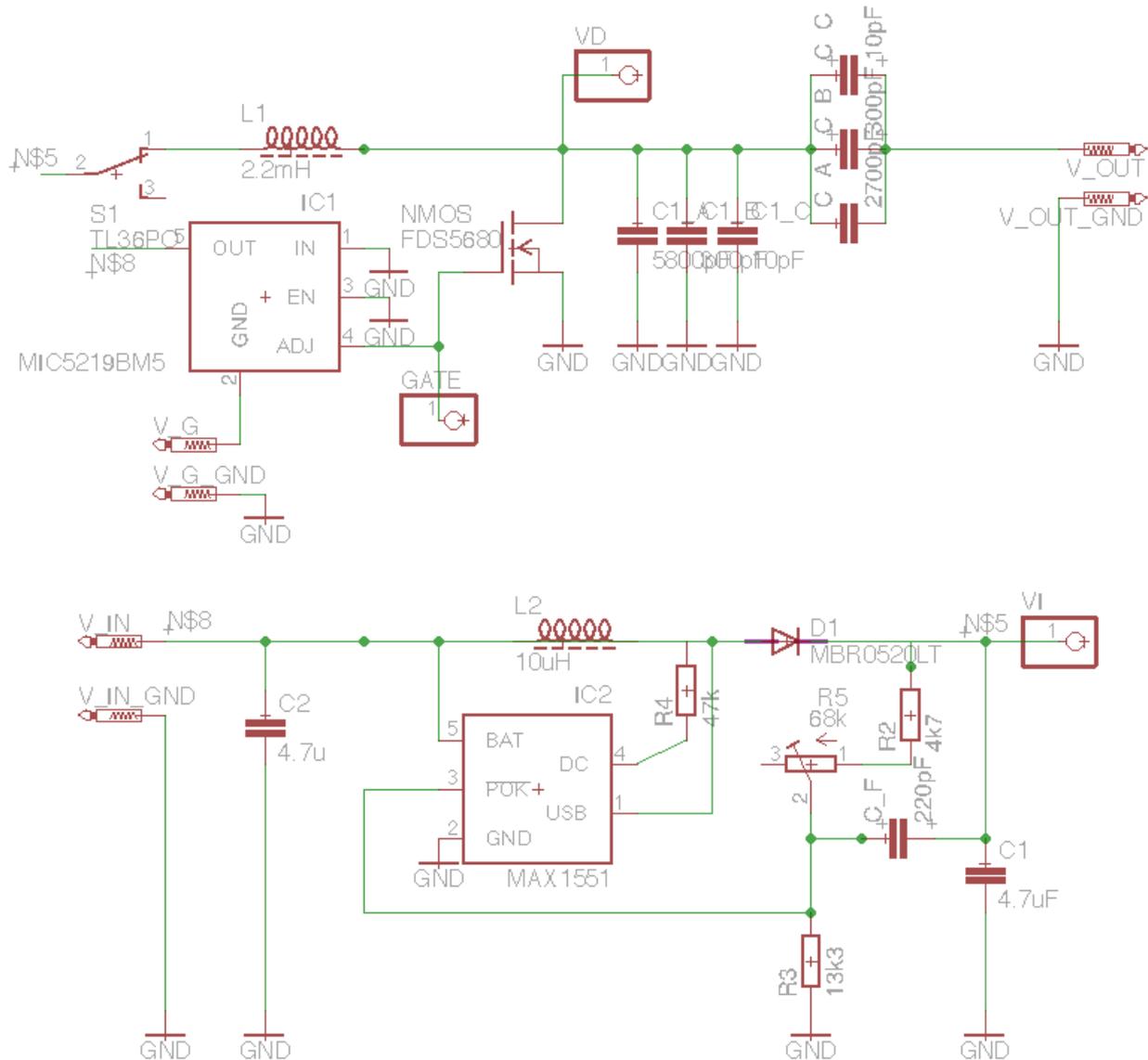


Figura 4.13: Esquemático del Driver en Eagle

Se ubicaron los componentes en el impreso teniendo en cuenta una posterior realización del PCB mediante el uso de una prototipadora en una placa con doble capa de cobre, tomando en consideración que el chip del step up, el transistor nMos y un diodo presente en el circuito del step up son de soldadura SMD.

El diseño final se presenta en la Fig. 4.14.

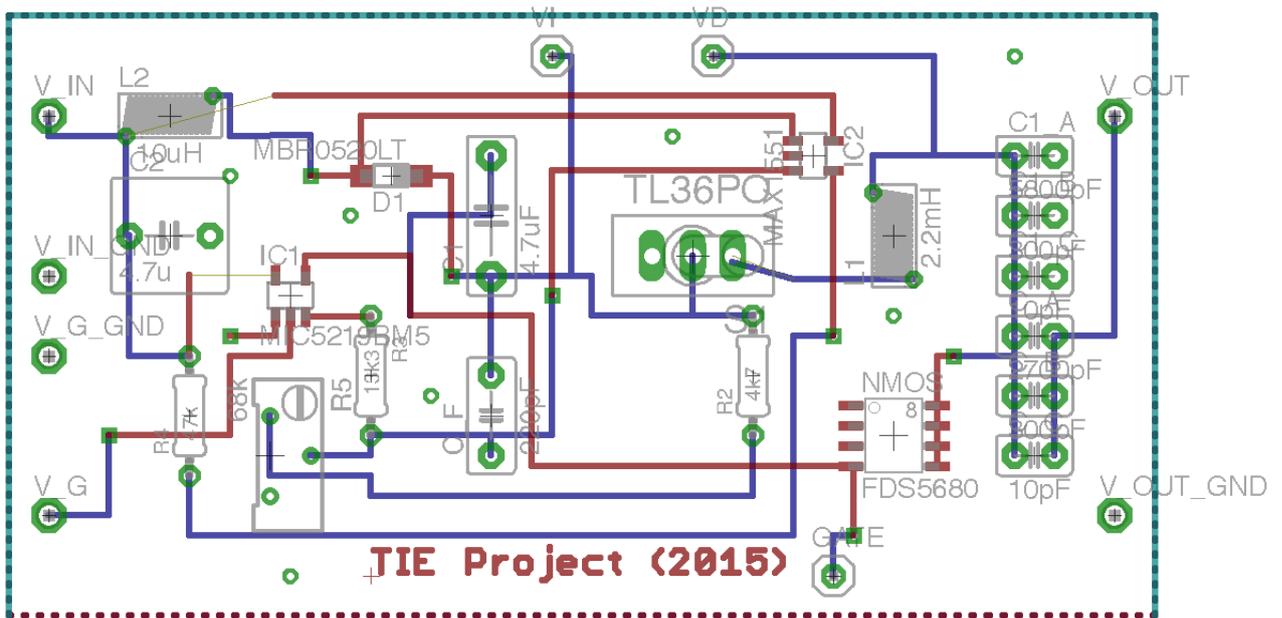


Figura 4.14: Diseño de la placa de cobre en Eagle

Se construyó la placa de cobre diseñada y se soldaron los componentes calculados en esta sección. Ver Figs. 4.15 y 4.16.

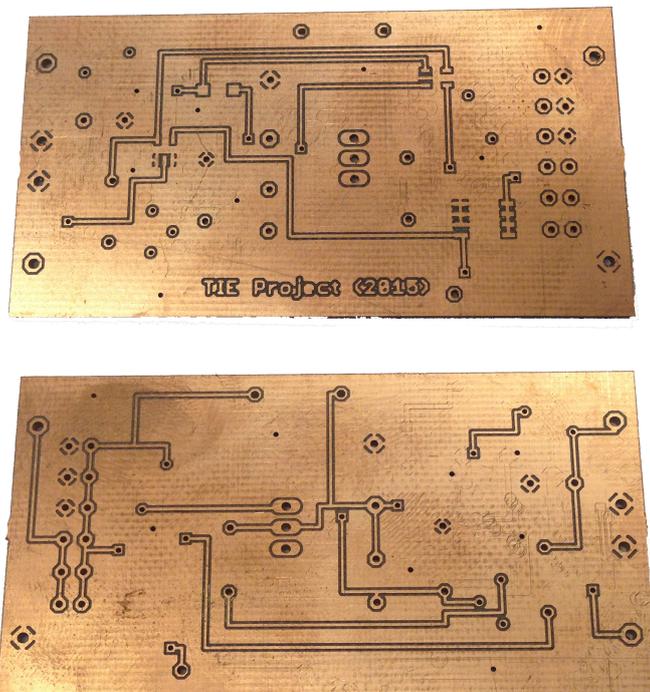


Figura 4.15: Diseño de la placa de cobre en Eagle

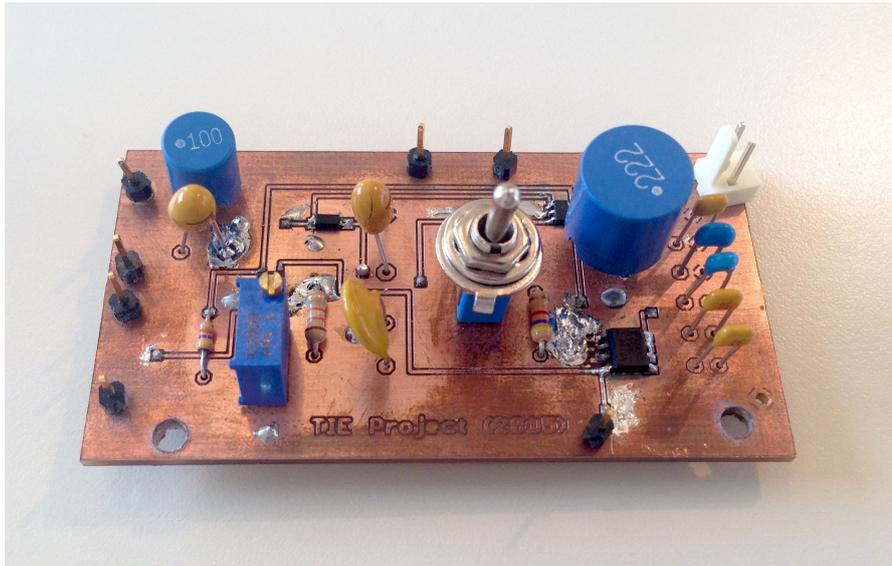


Figura 4.16: Componentes soldados a la placa

4.4. Medidas del Driver

Luego del montaje del driver se procedió a relevar en el laboratorio los parámetros utilizados en el diseño del amplificador.

Se conectó el amplificador a la bobina reader y se utilizó el setup para el sistema de tres bobinas tomando $D_{23} = 2 \text{ cm}$.

Se definió como procedimiento de arranque verificar la frecuencia, ciclo de trabajo y amplitud de la señal de onda cuadrada a la entrada del buffer, luego conectarla al sistema y finalmente encender la alimentación de $3,3V$. Esto se debió a que si se enciende la alimentación de $3,3V$ antes que la señal de control, al utilizar un buffer inversor a la entrada del gate del transistor, este se encendería sin conmutar y consumiría una corriente I_i más grande que la planteada en el diseño.

Además se incorporó un interruptor a la salida del Step up para calibrar el voltaje de salida del mismo previo al encendido del amplificador.

Luego de verificar que a la salida del elevador de tensión sea $V_I = 10,87V$ se encendió el interruptor y se relevaron las características del amplificador. Se tomó como criterio para la elección de las señales a relevar, observar todas las señales posibles presentadas en la sección 4.2.

En la Fig. 4.17 se observa la onda cuadrada de control en el gate del transistor en el canal 1 y la tensión V_s en el drain del transistor en el canal 2.

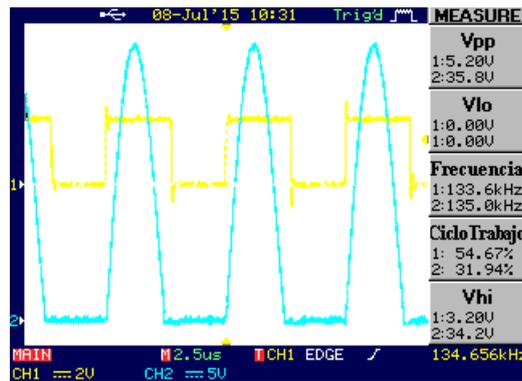


Figura 4.17: Onda cuadrada de control y voltaje V_s en bornes del transistor

En la Fig. 4.18 se observa el voltaje en bornes de la onda cuadrada de control en el gate del transistor en el canal 1 y la tensión en bornes de la bobina del reader V_{Reader} en el canal 2.

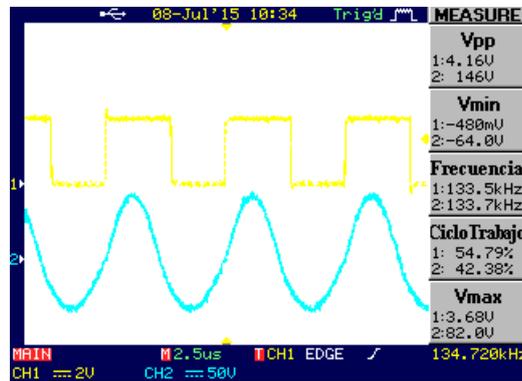


Figura 4.18: Onda cuadrada de control y voltaje V_{Reader}

En la Fig. 4.19 se observa el voltaje en bornes de la onda cuadrada de control en el gate del transistor en el canal 1 y la tensión en la resistencia de carga $R_L = 9,899k\Omega$ del tag V_{tag} en el canal 2.

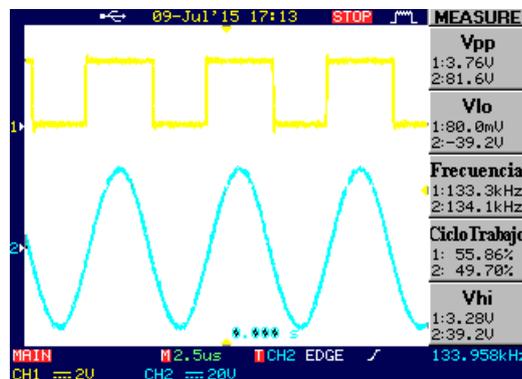


Figura 4.19: Onda de control del amplificador y voltaje V_{Reader}

Fijando como dato la eficiencia de la transmisión entre extremos relevada en el sistema de tres bobinas con $D_{23} = 2\text{ cm}$, y de acuerdo a la Tabla 3.15 se tiene $\eta_{stb} = 9,996\%$.

Calculando la potencia disipada en el la resistencia R_L a partir de la expresión (4.14) se puede obtener la potencia entregada por el driver.

$$P_{R_L} = \frac{V_{tagpp}^2}{8R_L} \quad (4.14)$$

Luego P_{Driver} :

$$P_{Driver} = \frac{P_{R_L}}{\eta_{stb}} \quad (4.15)$$

En la Tabla 4.4 se presentan todos los datos relevados y el calculo de las potencias.

Parámetro	Valor
$V_{S_{max}}$	35,8 V
V_{Tagpp}	81,6 V
R_L	9,899 $k\Omega$
η_{stb}	9,996 %
P_{R_L}	84,1 mW
P_{Driver}	841 mW

Tabla 4.4: Datos medidos del sistema total con Driver

De acuerdo a la expresión (4.12) se obtiene que la corriente por R_i es igual a 183,4mA. Se observa que se encuentra dentro del margen de 10% de la corriente de diseño.

Se midió el voltaje de la fuente de alimentación con un voltímetro y la corriente entregada para calcular la potencia entregada por la misma. Ver Tabla 4.5.

Parámetro	Valor
V_{fuente}	3,3 V
I_{fuente}	364 mA
P_{fuente}	1201,2 mW

Tabla 4.5: Datos medidos de la fuente de alimentación

Por último se calculó la eficiencia total del sistema de tres bobinas con el driver $\eta_{stb \text{ con Driver}}$, obteniendo:

$$\eta_{stb \text{ con Driver}} = \frac{P_{Driver}}{P_{fuente}} = 70 \%$$

Para analizar el sistema por etapas se propuso alimentar el amplificador directamente desde una fuente regulada de voltaje con $V_I = 10,87 \text{ V}$ para calcular la eficiencia de la etapa de amplificación η_{ClaseE} . Luego, se calculó la eficiencia del Step up η_{StepUp} .

Se observó que el voltaje V_{tagpp} fue igual al obtenido para el caso con step up, por lo que la potencia P_{Driver} es igual a la calculada anteriormente en la Tabla 4.5. Los datos relevados de tensión y corriente de la fuente de alimentación para el cálculo de la potencia de la fuente junto a la eficiencia del amplificador se presentan en la Tabla 4.6.

Parámetro	Valor
V'_{fuente}	10,87 V
I'_{fuente}	92,88 mA
P'_{fuente}	1009,6 mW
η_{ClaseE}	83,3 %

Tabla 4.6: Datos medidos de la fuente de alimentación

Finalmente la eficiencia del Step Up queda:

$$\eta_{StepUp} = \frac{\eta_{stb\ con\ Driver}}{\eta_{ClaseE}} = 84\%$$

En la siguiente Tabla 4.7 se resumen los datos calculados en forma teórica y los obtenidos experimentalmente.

Parámetro	Valor Calculado (%)	Valor Experimental (%)
η_{ClaseE}	94	83
η_{StepUp}	80	84
$\eta_{DriverTotal}$	75	70

Tabla 4.7: Comparación de los valores de eficiencia obtenidos en forma teórica y experimental

Se observa que las eficiencias experimentales se encuentran dentro de un margen razonable con respecto a las calculadas en forma teórica. La mayor diferencia se presenta para el amplificador clase E, donde se planteó que la capacidad parásita del transistor nMos podría modificar mínimamente la frecuencia de resonancia del filtro y por lo tanto disminuir la eficiencia experimental.

Finalmente, se observa que la eficiencia del driver obtenida se corresponde dentro de los márgenes experimentales con la eficiencia esperada por lo que se logró construir un setup de alta eficiencia de acuerdo al diseño planeado para el setup de prueba del sistema.

Capítulo 5

Conclusiones

Contenido

5.1. Sistema SCMR	67
5.2. Aplicación Práctica para RFID	68
5.3. Driver	68
5.4. Trabajo futuro	69

5.1. Sistema SCMR

Se observa que se logró construir con éxito un sistema del tipo SCMR y se comprobó que el efecto de la adición de una tercera bobina entre los extremos de la transferencia aumenta la eficiencia de la transmisión. En particular se estudió el caso con distancia del reader al tag $D_{13} = 15 \text{ cm}$ para el sistema de dos bobinas obteniéndose una eficiencia de 0,0368 %. Luego se colocó la bobina intermedia a una distancia $D_{23} = 2 \text{ cm}$ del tag y manteniendo $D_{13} = 15 \text{ cm}$ se obtuvo una eficiencia de 10 %. Es decir, la eficiencia para este sistema aumentó 270 veces al colocar el bobinado pasivo intermedio a 2 cm del tag.

Se obtuvieron resultados satisfactorios en las medidas tomadas en el laboratorio, verificando dentro de márgenes experimentales los valores calculados a través del modelado matemático en Octave.

Los modelos utilizados para describir matemáticamente las características de las bobinas y del sistema, resultaron adecuados, permitiendo seleccionar correctamente las dimensiones de las bobinas para el setup de prueba. También se observó que el resultado de la eficiencia total estuvo dentro de lo esperado en las distintas simulaciones realizadas.

5.2. Aplicación Práctica para RFID

Se verificó que al utilizar una bobina intermedia diseñada de acuerdo al concepto de un sistema SCMR, aumentó la distancia máxima de lectura en casi un 100%. Se relevó la distancia máxima de lectura del sistema original obteniéndose 18 *cm*. Luego se midió la distancia máxima de lectura agregando el bobinado intermedio a 7 *cm* del reader, obteniéndose una distancia entre reader y tag de 35 *cm*.

Si bien al comienzo del proyecto se planteó que la utilización por parte del sistema RFID de una codificación en frecuencia del tipo FSK dificultaría la elección de la frecuencia de resonancia, se pudo observar que la limitante en la máxima distancia de lectura se dio para la recepción correcta por parte del tag de la señal de energización a 134,2 *kHz*. Esto llevó a concluir que la frecuencia utilizada para el diseño de la bobina auxiliar fue óptima. Se constató que al aumentar la distancia a valores mayores al máximo hallado, el tag deja de recibir la energía suficiente que le permita transmitir la respuesta completa. En esos casos se observó una respuesta de duración menor a la esperada y por tanto una lectura incorrecta del reader.

Se concluye que la modificación puede resultar de gran utilidad en los casos en que se necesite aumentar la distancia de lectura sin incurrir en la compra de un equipo distinto del estándar del mercado. Debido a la estandarización de los equipos de lectura en frecuencia de operación y dimensiones de bobinados internos, es posible recrear bobinados intermedios en forma genérica sin necesidad de una calibración para cada lector en particular, por lo que se puede calificar esta modificación como una innovación tecnológica en los lectores de caravanas existentes. Se destaca además que el bobinado introducido es pasivo, por lo que este no aumentará el consumo de baterías del lector y mantendrá su actual autonomía energética. A su vez, este tipo de tecnologías abre una vía de investigación en el tema.

5.3. Driver

Se obtuvo una eficiencia experimental del driver de 70% que se ajusta dentro de los márgenes experimentales al valor obtenido en las simulaciones en LtSpice de 75%.

La corriente entregada a la carga calculada en base a los datos experimentales fue de 183 *mA*, lo que se ajusta dentro del 10% de variación relativa al criterio de diseño de 200 *mA*.

Se logró construir un circuito elevador de voltaje DC de voltaje de salida $V_{out} = 10,89V$ para utilizar como alimentación una fuente de 3,3V similar a las utilizadas en un microcontrolador. La eficiencia experimental del elevador fue de 84%, la cual es ligeramente superior a la eficiencia planteada por el fabricante en la hoja de datos y cumple el criterio de diseño de alta eficiencia de cada una de las etapas del driver.

Se eligió correctamente el transistor nMos para el amplificador de forma de poder manejar el gate a la frecuencia seleccionada de 134,2 *kHz*. Se observó la necesidad de utilizar un circuito buffer para cargar la capacitancia de entrada en el gate, manejando este buffer desde un microcontrolador de acuerdo al criterio de diseño pedido.

5.4. Trabajo futuro

Se planteó que se podría estimar la energía recibida por el tag RFID en una energización para luego modelar la distancia máxima de lectura en función de la energía recibida por el tag para cada posición de la bobina auxiliar. Esto permitiría obtener un diseño para la bobina intermedia en función de la distancia de lectura deseada.

Además se propuso que la utilización de alambre de Litz, el cual logra obtener a igual inductancia una menor resistencia en corriente alterna [55], permitiría obtener una eficiencia relativamente mayor para el mismo tamaño de bobinado.

Finalmente se planteó que se podría haber estudiado el funcionamiento del driver interno del reader, proponiéndose que el driver de alta eficiencia construido podría ser una mejora para el mismo. Al aumentar la eficiencia del amplificador utilizado en el reader se podría obtener una mayor potencia en la señal de lectura manteniendo la potencia consumida en cada lectura constante.

Apéndice A

Análisis cuantitativo: Variación de la eficiencia en función del diseño de la Bobina Auxiliar

En este anexo se realizará un análisis cualitativo detallado de la variación de la eficiencia de la transmisión en función del número de vueltas, radio y posición de la bobina auxiliar pasiva $L2$.

A.1. Análisis cualitativo

A continuación se presenta un breve análisis teórico sobre la variación de la eficiencia del sistema de tres bobinas en relación a diferentes aspectos constructivos de la bobina auxiliar $L2$, manteniendo fijas a lo largo de la sección las características del reader $L1$ y del tag $L3$.

Se analizará dicha variación haciendo énfasis en relación a los siguientes parámetros:

- El número de vueltas del bobinado auxiliar (N_2)
- El radio de la bobina auxiliar (a_2)
- La distancia de la bobina auxiliar respecto del tag (D_{23})

Retomando el análisis de la sección 2, la eficiencia total de un sistema de tres bobinas por etapas está dada por la siguiente expresión:

$$\eta_{total} = \eta_1 \eta_2 \eta_3 = \frac{R_{V2}}{R_1 + R_{V2}} \frac{R_{V3}}{R_2 + R_{V3}} \frac{Q_3^2 * R_3}{R_L + Q_3^2 R_3}$$

Para simplificar los cálculos, analizaremos la variación en cada etapa por separado.

A.1.1. Etapa 3

Se observa que la eficiencia de la etapa 3 no depende de ninguno de los parámetros elegidos en esta sección por lo que se considerará como fija para este análisis. La expresión para la misma obtenida en la sección 2.1 es:

$$\eta_3 = \frac{Q_3^2 R_3}{Q_3^2 R_3 + R_L} \quad (\text{A.1})$$

A.1.2. Etapa 2

La eficiencia de la etapa 2 se puede obtener como:

$$\eta_2 = \frac{R_{v3}}{R_2 + R_{v3}} \quad (\text{A.2})$$

A partir de esto, se debe analizar la influencia de los parámetros mencionados en la resistencia vista (R_{v3}) y la resistencia en corriente alterna R_2 de la bobina auxiliar.

La expresión que modela la resistencia vista (R_{v3}) es:

$$R_{v3} = \frac{L_2 \cdot k_{23}^2 \cdot Q_3^2 \cdot R_3 \cdot R_L}{L_3 \cdot (Q_3^2 \cdot R_3 + R_L)} = \frac{M_{23}^2 \cdot Q_3^2 \cdot R_3 \cdot R_L}{L_3 \cdot (Q_3^2 \cdot R_3 + R_L)} \quad (\text{A.3})$$

Dado que para este análisis las características de las bobinas L1 y L3 se consideran dadas, el único término que varía respecto a a_2 , N_2 y D_{23} corresponde a la inductancia mutua entre la bobina auxiliar y el Tag (M_{23}). Para una bobina de una sola capa ($m_2 = 1$), con ejes alineados, concéntricas y mientras se cumpla que $a_2 \geq a_3$, se puede asumir que la expresión de M_{23} es la siguiente [34]:

$$M_{23} = \frac{\mu_0 \pi N_2 N_3 a_2^2 a_3^2}{2(a_2^2 + D_{23}^2)^{3/2}} \quad (\text{A.4})$$

Para el caso $a_2 < a_3$ se utiliza la expresión simétrica [34]:

$$M_{23} = \frac{\mu_0 \pi N_2 N_3 a_2^2 a_3^2}{2(a_3^2 + D_{23}^2)^{3/2}} \quad (\text{A.5})$$

Considerando $a_2 \geq a_3$, se desprenden las siguientes dependencias, donde β_1 y β_2 son constantes respecto a a_2 y D_{23} respectivamente:

$$M_{23} \propto N_2 \quad (\text{A.6})$$

$$M_{23} \propto \frac{a_2^2}{(a_2^2 + \beta_1^2)^{3/2}} \quad (\text{A.7})$$

$$M_{23} \propto \frac{1}{(\beta_2^2 + D_{23}^2)^{3/2}} \quad (\text{A.8})$$

Luego, sustituyendo en la expresión (A.4):

$$R_{v3} \propto N_2^2 \quad (\text{A.9})$$

$$R_{v3} \propto \frac{a_2^4}{(a_2^2 + \beta_1^2)^3} \quad (\text{A.10})$$

$$R_{v3} \propto \frac{1}{(\beta_2^2 + D_{23}^2)^3} \quad (\text{A.11})$$

Se estudio el efecto de la variación de los parámetros constructivos de la bobina auxiliar en la resistencia alterna de esta R_2 . Si bien se utilizarán distintos modelos teóricos para aproximar esta resistencia en la sección 3, se realizó un primero modelo considerandola como la resistencia un cable de cobre, despreciando efectos de proximidad que se modelarán en la sección 3.1.2.

La resistencia alterna de la bobina auxiliar estará dada por:

$$R_2 = \frac{2\pi a_2 N_2}{2\pi(d/2)\delta\sigma} \quad (\text{A.12})$$

De lo cuál se desprende:

$$R_2 \propto N_2 \quad (\text{A.13})$$

$$R_2 \propto a_2 \quad (\text{A.14})$$

Además, se tomó como hipótesis que la distancia entre bobinados es tal que no afectan la resistencia alterna entre sí.

$$\frac{dR_2}{dD_{23}} = 0 \quad (\text{A.15})$$

Luego, la expresión para η_2 en función de los parámetros de análisis queda:

- Según el número total de vueltas N_2 , donde α_1 y α_2 son constantes respecto a N_2 :

$$\eta_2 \propto \frac{\alpha_1 N_2^2}{\alpha_2 N_2 + \alpha_1 N_2^2} = \frac{N_2}{\frac{\alpha_2}{\alpha_1} + N_2} \quad (\text{A.16})$$

- Según el radio de la bobina a_2 , donde γ_1 y γ_2 son constantes respecto a a_2 :

$$\eta_2 \propto \frac{\frac{\gamma_1 a_2^4}{(a_2^2 + \beta_1)^3}}{\gamma_2 a_2 + \frac{\gamma_1 a_2^4}{(r_2^2 + \beta_1)^3}} = \frac{a_2^3}{\frac{\gamma_2}{\gamma_1} (a_2^2 + \beta_1)^3 + a_2^3} \quad (\text{A.17})$$

Aquí se observa que para $a_2 = 0$ la eficiencia es 0 y que tiende a 0 para $a_2 \rightarrow \infty$. El andamio de una expresión de este tipo presenta un máximo en el intervalo $[0, \infty)$.

- Según la distancia D_{23} , donde δ_1 , β_2 y δ_2 son constantes respecto a D_{23} :

$$\eta_2 \propto \frac{\frac{\delta_1}{(\beta_2 + D_{23}^2)^3}}{\delta_2 + \frac{\delta_2}{(\beta_2 + D_{23}^2)^3}} = \frac{1}{\frac{\delta_2}{\delta_1} (\beta_2^2 + D_{23}^2) + 1} \quad (\text{A.18})$$

Se concluye que:

- η_2 es creciente respecto a N_2 . En particular, existe un valor de N_{2lim} a partir del cual la eficiencia no cambia significativamente: $N_{2lim} \approx \frac{\alpha_2}{\alpha_1}$. Se plantea que si este valor de N es muy grande, dejarán de ser válidas las hipótesis utilizadas para el cálculo de L y R debido a la geometría de la bobina.
- η_2 crece a medida que a_2 crece hasta un máximo. Para $a_2 \approx a_3$, donde a_3 es el radio del tag, deja de ser válida la hipótesis para la expresión (A.4) y se debe sustituir la expresión (A.5) en (A.3) para analizar la eficiencia. Se observó en esta nueva expresión que η_2 disminuye para $a_2 \gg a_3$.
- η_2 crece a medida que D_{23} disminuye hasta un valor de D_{23} en que la eficiencia es máxima. Para D_{23} menores a este valor la eficiencia disminuye.

A.1.3. Etapa 1

La eficiencia de la primera etapa está dada por la siguiente expresión:

$$\eta_1 = \frac{R_{v2}}{R_1 + R_{v2}} \quad (\text{A.19})$$

El término R_{v2} es el único término que depende de los parámetros a analizar y se obtiene de la siguiente expresión:

$$R_{v2} = \frac{L_1 L_2 k_{12}^2 w^2}{R_2 + R_{v3}} = \frac{M_{12}^2 w^2}{R_2 + R_{v3}} \quad (\text{A.20})$$

La dependencia de R_2 y R_{v3} con los parámetros de estudio fue analizada previamente en esta sección, por lo que resta estudiar la inductancia mutua entre la bobina auxiliar y el feader (M_{12}) la cual se puede aproximar con la misma expresión utilizada para M_{23} .

Luego se tiene que:

$$M_{12} \propto N_2 \quad (\text{A.21})$$

$$M_{12} \propto \frac{a_2^2}{(a_2^2 + \beta_3^2)^{3/2}} \quad (\text{A.22})$$

$$M_{12} \propto \frac{1}{[\beta_4^2 + (D_{13} - D_{23})^2]^{3/2}} \quad (\text{A.23})$$

Por lo cual R_{v2} varía como:

- Según el número total de vueltas N_2 , donde α_3 , α_4 y α_5 son constantes respecto a N_2 :

$$R_{v2} = \frac{\alpha_3 N_2^2}{\alpha_4 N_2 + \alpha_5 N_2^2} = \frac{N_2}{\frac{\alpha_4}{\alpha_3} + \frac{\alpha_5}{\alpha_3} N_2} \quad (\text{A.24})$$

- Según el radio de la bobina a_2 , donde γ_3 , β_3 , β_1 , γ_4 y γ_5 son constante respecto a a_2 :

$$R_{v2} = \frac{\frac{\gamma_3 a_2^4}{(a_2^2 + \beta_3^2)^3}}{\gamma_4 a_2 + \frac{\gamma_5 a_2^4}{(a_2^2 + \beta_1)^3}} = \frac{a_2^3 (a_2^2 + \beta_1^2)^3}{(a_2^2 + \beta_3^2)^3 \left[\frac{\gamma_4}{\gamma_3} (a_2^2 + \beta_1^2)^3 + \frac{\gamma_5}{\gamma_3} a_2^3 \right]} \quad (\text{A.25})$$

- Según la distancia D_{23} , donde β_2 , δ_3 , δ_4 y δ_5 son constantes respecto a D_{23} :

$$R_{v2} = \frac{\frac{\delta_3}{(\beta_4^2 + (D_{13} - D_{23})^2)^3}}{\delta_4 + \frac{\delta_5}{(\beta_2 + D_{23}^2)^3}} = \frac{(\beta_2 + D_{23}^2)^3}{(\beta_4^2 + (D_{13} - D_{23})^2)^3 \left[\frac{\delta_4}{\delta_3} (\beta_2 + D_{23}^2)^3 + \frac{\delta_5}{\delta_3} \right]} \quad (\text{A.26})$$

Luego, la dependencia de η_1 con los parámetros elegidos al comienzo de esta sección estará dada de acuerdo a las siguientes expresiones:

- Según el número total de vueltas (N_2):

$$\eta_1 = \frac{\frac{N_2}{\frac{\alpha_4}{\alpha_3} + \frac{\alpha_5}{\alpha_3} N_2}}{R_{ac1} + \frac{N_2}{\frac{\alpha_4}{\alpha_3} + \frac{\alpha_5}{\alpha_3} N_2}} = \frac{N_2}{\left(\frac{\alpha_4}{\alpha_3} + \frac{\alpha_5}{\alpha_3} N_2 \right) R_{ac1} + N_2} \quad (\text{A.27})$$

- Según el radio de la bobina (a_2):

$$\eta_1 = \frac{\frac{a_2^3(a_2 + \beta_1^2)^3}{(a_2^2 + \beta_3^2)^3 \left[\frac{\gamma_4}{\gamma_3} (a_2 + \beta_1^2)^3 + \frac{\gamma_5}{\gamma_3} a_2^3 \right]}}{R_{ac1} + \frac{a_2^3(a_2 + \beta_1^2)^3}{(a_2^2 + \beta_3^2)^3 \left[\frac{\gamma_4}{\gamma_3} (a_2 + \beta_1^2)^3 + \frac{\gamma_5}{\gamma_3} a_2^3 \right]}} \quad (\text{A.28})$$

$$\eta_1 = \frac{a_2^3(a_2 + \beta_1^2)^3}{R_{ac1}(a_2^2 + \beta_3^2)^3 \left[\frac{\gamma_4}{\gamma_3} (a_2 + \beta_1^2)^3 + \frac{\gamma_5}{\gamma_3} a_2^3 \right] + a_2^3(a_2 + \beta_1^2)^3} \quad (\text{A.29})$$

- Según la distancia D_{23} :

$$\eta_1 = \frac{\frac{(\beta_2 + D_{23}^2)^3}{(\beta_4^2 + (D_{13} - D_{23})^2)^3 \left[\frac{\delta_4}{\delta_3} (\beta_2 + D_{23}^2)^3 + \frac{\delta_5}{\delta_3} \right]}}{R_{ac1} + \frac{(\beta_2 + D_{23}^2)^3}{(\beta_4^2 + (D_{13} - D_{23})^2)^3 \left[\frac{\delta_4}{\delta_3} (\beta_2 + D_{23}^2)^3 + \frac{\delta_5}{\delta_3} \right]}} \quad (\text{A.30})$$

$$\eta_1 = \frac{(\beta_2 + D_{23}^2)^3}{R_{ac1}(\beta_4^2 + (D_{13} - D_{23})^2)^3 \left[\frac{\delta_4}{\delta_3} (\beta_2 + D_{23}^2)^3 + \frac{\delta_5}{\delta_3} \right] + (\beta_2 + D_{23}^2)^3} \quad (\text{A.31})$$

Se observa que las expresiones para η_1 en función de a_2 y de D_{23} resultan no triviales y dependientes de varios parámetros no fijados en esta sección. Se optó por realizar un análisis cuantitativo con valores ejemplo para estos parámetros en la sección B.3.

Finalmente, se concluye de este análisis que de las expresiones estudiadas que η_1 crece a medida que N_2 crece hasta un valor de N_2 la geometría de la bobina deja de estar dentro de las hipótesis de la expresión para el cálculo de L y R .

A.1.4. Eficiencia total

Agrupando el análisis para N_2 :

$$\eta_T \propto \frac{N_2^2}{\left[\left(\frac{\alpha_4}{\alpha_3} + \frac{\alpha_5}{\alpha_3} N_2 \right) R_1 + N_2 \right] \left[\frac{\alpha_2}{\alpha_1} + N_2 \right]} \quad (\text{A.32})$$

Finalmente, de este análisis se puede concluir lo siguiente acerca de la eficiencia total del sistema de tres bobinas y de las eficiencias intermedias estudiadas:

- η_2 crece a medida que a_2 crece hasta un máximo. Para $a_2 \approx a_3$, donde a_3 es el radio del tag, deja de ser válida la hipótesis para la expresión (A.4) y se debe sustituir la expresión (A.5) en (A.3) para analizar la eficiencia. Se observó en esta nueva expresión que η_2 disminuye para $a_2 \gg a_3$.

- η_2 crece a medida que D_{23} disminuye hasta un valor de D_{23} en que la eficiencia es máxima. Para D_{23} menores a este valor la eficiencia disminuye.
- η_{Total} crece a medida que N_2 crece hasta que se dejan de cumplirse las hipótesis utilizadas para la geometría de la bobina o hasta un valor de N_2 a partir del cual la eficiencia no cambia significativamente.

A.2. Análisis cuantitativo

Se planteó que los cálculos presentados en la sección A.1 no presentan tendencias triviales, por lo que se decidió realizar un análisis cuantitativo de la variación de la eficiencia con valores de ejemplo para los parámetros de los bobinados. En particular se utilizaron $N_1 = 25$ vueltas, $a_1 = 6$ cm, $D_{13} = 15$ cm, $N_3 = 400$ vueltas, $a_3 = 1$ cm y $R_L = 10k\Omega$, valores similares a los de un reader y un tag RFID comerciales.

Se estudiará la variación de la eficiencia en función de el número de vueltas N_2 y el radio a_2 de la bobina intermedia y además en relación a la distancia D_{23} entre bobina intermedia y tag. A continuación se fijarán alternadamente dos de estos parámetros obteniéndose la curva de eficiencia en función del tercero. Se repitió este análisis para las tres variables obteniendo los gráficos A.1, A.2 y A.3.

En la Fig. A.1 se observa que la eficiencia del sistema crece a medida que la distancia D_{23} decrece. A su vez, la eficiencia vuelve a disminuir para distancias $D_{23} < 2$ cm.

Además se planteó que para posiciones de la bobina auxiliar muy cercanas a cualquiera de los dos extremos, dejan de valer ciertas hipótesis utilizadas para el modelado teórico del sistema.

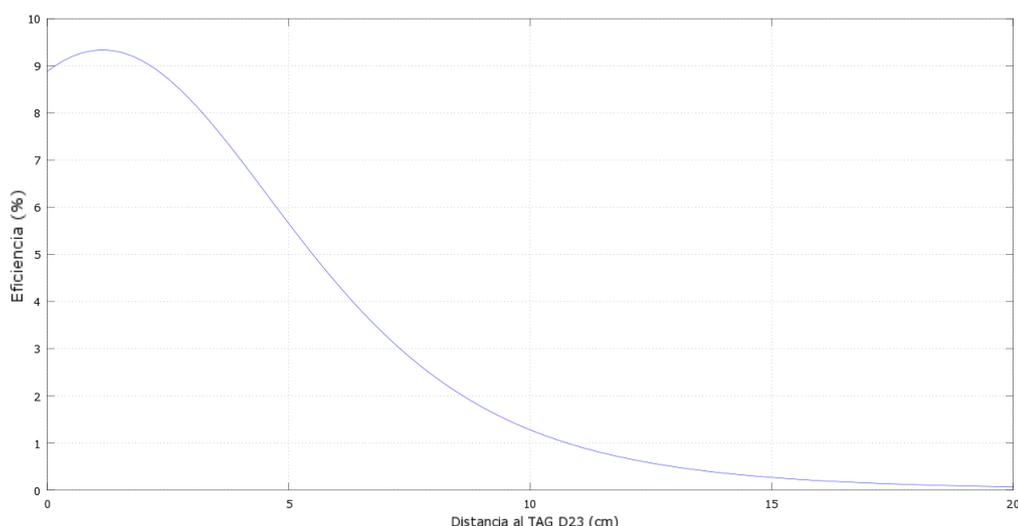


Figura A.1: Barrido de la eficiencia del sistema de tres bobinas respecto a la distancia entre los centros de la bobina auxiliar y el tag (D_{23}) con $a_2 = 9,0$ cm y $N_2 = 25$ vueltas

En el gráfico de la Fig. A.2 se observa que existe un valor óptimo para el radio a_2 que maximiza la eficiencia del sistema.

Apéndice A. Análisis cuantitativo: Variación de la eficiencia en función del diseño de la Bobina Auxiliar

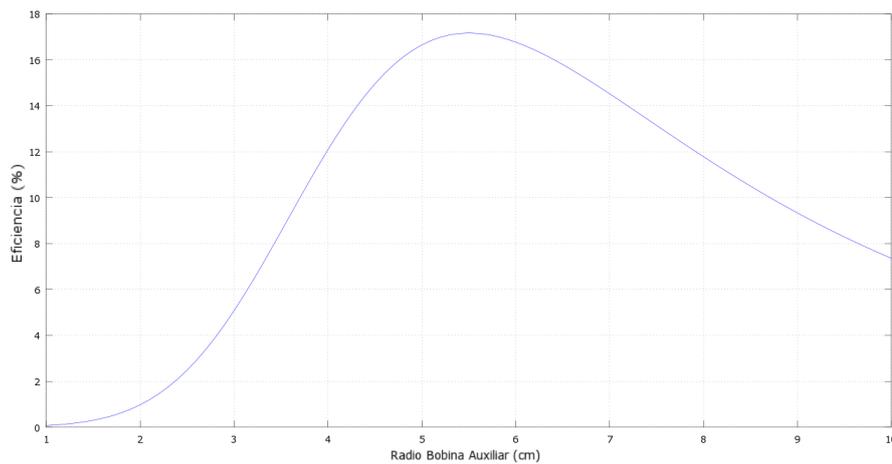


Figura A.2: Barrido de la eficiencia del sistema de tres bobinas respecto a el radio de la bobina auxiliar (a_2)

En la Fig. A.3 se observa que hasta cierto N_2 , aproximadamente 180 vueltas para el caso graficado, la eficiencia crece a medida que aumenta el número de vueltas. Luego a partir de un valor de N_2 , en este gráfico podemos identificar ese límite como 1200 vueltas, se puede asumir un comportamiento casi constante de la eficiencia en función del número de vueltas. Sin embargo, los modelos matemáticos utilizados en los cálculos pierden validez para un cierto N_{lim} lo suficientemente grande para el cual la geometría de la bobina deja de encontrarse dentro de las hipótesis realizadas para aproximar la autoinductancia L y la resistencia parásita.

Se propone que en este proyecto no se podrá alcanzar en forma práctica este valor de N_{lim} dado que se planteó como objetivo construir una bobina auxiliar de dimensiones similares al reader. Luego, la zona de interés corresponde a la zona aproximadamente lineal del gráfico de la Fig. A.3, con N_2 entre 20 y 40 vueltas.

Además se calculó el factor de calidad Q_2 en función del número de vueltas, observándose que para $N_2 = 300$ vueltas se obtiene un factor de calidad de 200. Debido a la dificultad de construir experimentalmente una bobina con Q tan alto, se planteó que para valores de N_2 muy grandes las ecuaciones utilizadas para modelar el bobinado dejan de ser válidas.

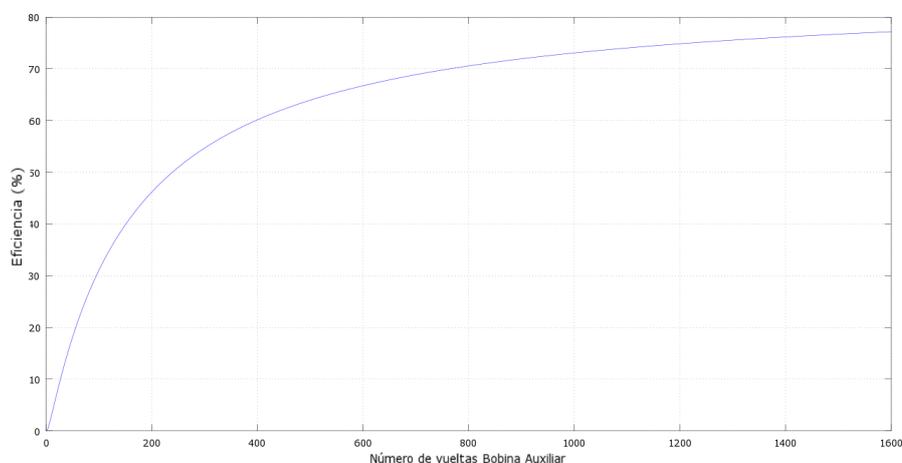


Figura A.3: Barrido de la eficiencia del sistema 2 respecto a el número de vueltas de la bobina auxiliar N_2 con $D_{23} = 1\text{cm}$ y $a_2 = 9,0\text{cm}$

Apéndice B

Códigos en Octave

A continuación se describen los códigos de Octave utilizados para modelar el comportamiento del sistema en base a los resultados teóricos expuestos previamente.

B.1. Modelado sistema SCMR

El programa *primer_modelo.m* se utilizó como primera aproximación al efecto de estudio SCMR. Aquí se caracterizan los siguientes parámetros de los bobinados:

- Autoinductancias e inductancias mutuas esperadas del reader y del tag
- Resistencias en corriente alterna R_{AC} y continua R_{DC} esperadas del reader y del tag
- Eficiencia total de los sistemas de dos y tres bobinas

Funciones definidas

- **Mutualinductance:**

Esta función calcula la inductancia mutua entre dos bobinas planas cuyos ejes coinciden a partir de los radios y número de vueltas de las mismas y la separación entre sus centros.

La ecuación utilizada fue extraída del artículo [56] y utiliza la suposición de que un bobinado es mucho más grande que el otro.

$$M = \frac{\mu_0 \cdot \pi \cdot N_1 \cdot N_2 \cdot (a_1 a_2)^2}{2(a_1^2 + x^2)^{3/2}} \quad (\text{B.1})$$

Donde:

a_1 : radio del bobinado más grande en m

a_2 : radio del bobinado más pequeño en m

x : separación entre los centros de los bobinados en m

N_1 : número de vueltas del bobinado más grande (reader)

N_2 : número de vueltas del bobinado más pequeño (tag)

■ **Vueltas**

Esta función calcula el número total de vueltas de un bobinado a partir de la resistencia DC R_{DC} , el radio a y el diámetro del cable d . Para ello se utiliza la siguiente ecuación:

$$N = \frac{R_{DC}\pi(d/2)^2}{\rho 2\pi a} \quad (\text{B.2})$$

Donde:

a : radio del bobinado en m

d : diámetro del cable en m

R_{DC} : resistencia DC del bobinado en Ω

ρ : resistividad del material del cable en Ωm

■ **Selfinductance:**

Esta función calcula la autoinductancia de un bobinado de una única capa a partir del número de vueltas N , el radio a y el diámetro del cable d . Se utiliza la siguiente aproximación extraída del artículo [56].

$$L = \frac{(aN)^2}{(22,9a + 25,4l)10^{-6}} \quad (\text{B.3})$$

Donde:

a : radio del bobinado en cm

N : número de vueltas del bobinado

l : largo del bobinado en cm ($l=d * N$)

L : autoinductancia en H

- **Selfinductancemulti** Se utilizó esta función para calcular la autoinductancia de una bobina multicapa a partir del número de vueltas N , el radio a , la altura del bobinado h y el espesor del mismo b . La función implementa la aproximación extraída del artículo [56].

$$L = \frac{0,31(aN)^2}{(6a + 9h + 10b)10^{-6}} \quad (\text{B.4})$$

Donde:

a : radio del bobinado en cm

N : número de vueltas del bobinado

h : altura del bobinado en cm

b : espesor del bobinado en cm

L : autoinductancia en μH

■ **Resistance:**

Esta función calcula la resistencia por unidad de longitud, en corriente alterna R_{AC} y continua R_{DC} , de un cable a partir de su diámetro d y permeabilidad magnética μ . El hecho de referirse a un cable y no a un bobinado implica que luego se deberá aplicar un factor de corrección. [37, 57]

$$R_{dc} = \frac{1}{\sigma\pi(d/2)^2} \quad (\text{B.5})$$

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu_1 \cdot \sigma}} \quad (\text{B.6})$$

$$R_{ac} = \frac{1}{2\pi(d/2)\delta\sigma} \quad (\text{B.7})$$

- **Coil_resistance:** Función que calcula la resistencia AC de un bobinado en base a la aproximación de Dowell de acuerdo a las expresiones: [37, 38]

$$h = \sqrt{\pi}(d/2) \quad (\text{B.8})$$

$$\alpha = \sqrt{2\pi j f \mu_1 \sigma \frac{Nh}{mb}} \quad (\text{B.9})$$

$$R_{AC} = \frac{2aN\pi}{\sigma\pi(d/2)^2} \left[\text{Re}(\alpha h \coth(\alpha h)) + (m^2 - 1) \frac{\text{Re}(2\alpha h \tanh(\frac{\alpha h}{2}))}{3} \right] \quad (\text{B.10})$$

Donde:

a : radio del bobinado en m

N : número total de vueltas del bobinado

m : número de capas del bobinado

b : espesor del bobinado en m

d : diámetro del cable en m

B.2. Cálculos de inductancias mutuas

Se realizaron los códigos $M12.m$ y $M23.m$ cuya función es comparar mediante un grafico distintos resultados obtenidos de inductancias mutuas M_{12} y M_{23} en función de la distancia D_{23} .

En particular se comparan los diferentes resultados obtenidos mediante los siguientes métodos:

- Método experimental
- Método de Weinstein [19]
- Métodos de Nagaoka [19]
- Método propuesto por Microchip AN710

B.3. Análisis cuantitativo de la bobina auxiliar

Para analizar la bobina auxiliar se realizaron las siguientes funciones:

- *Modelo_con_barrido*: Este código muestra la variación de la eficiencia total del sistema de 3 bobinas respecto a:
 - Distancia de la bobina auxiliar al tag (D_{23})
 - Radio de la bobina auxiliar (a_2)
 - Número de vueltas de la bobina auxiliar (N_2)

Para ello se define la función *eficiencia2.m* que calcula la eficiencia total del sistema de tres bobinas a partir de los parámetros constructivos de las mismas. Se grafican luego, los barridos de la eficiencia total η_T respecto a los parámetros mencionados anteriormente.

- *modelo_con_barrido_optimo.m*:

Este programa aplica el algoritmo descrito en la sección 3.1.5 para determinar los valores de a_2 y D_{23} óptimos para una bobina auxiliar de $N_2 = 25$ vueltas y $D_{13} = 15$ cm.

El código se basa en el anterior, con el agregado de barridos auxiliares usados para lograr el punto óptimo de operación. A su vez, se utilizan los valores de resistencias y auto-inductancias del reader y el tag relevados experimentalmente.

B.4. Resultados experimentales sistema SCMR

El código *reconstruccion.m* utiliza como entrada los archivos de valores separados por coma (.csv) obtenidos del osciloscopio y los grafica.

Luego el programa *eficiencia.m* se utiliza para calcular la eficiencia del sistema experimental, tomando como valores de entrada las amplitudes de las ondas relevadas y los valores de resistencias y acople medidos.

Finalmente el archivo *comparacion.m* grafica la eficiencia relevada experimentalmente superpuesta a la curva de eficiencia teórica para distintas distancias de bobina auxiliar al tag D_{23} .

B.5. Driver

Se utilizó el código *vid.m* para calcular los valores de los componentes del driver, tomando como parámetros de entrada el ciclo de trabajo D y la corriente deseada por la carga I_{Ri} .

Estos valores se utilizarán luego en un modelo en *LtSpice* del amplificador para obtener la eficiencia teórica esperada y los valores máximos de corriente y voltaje en distintos puntos del circuito para luego seleccionar los componentes a soldar en en la plaqueta.

Apéndice C

Contenido del CD

C.1. Directorio de archivos

A continuación se muestra el árbol de directorios del CD entregado junto a la documentación del proyecto.

La carpeta *Códigos Octave* incluye los códigos de Octave utilizados para realizar los cálculos teóricos para las impedancias y eficiencias trabajadas en el proyecto.

```
/
├── Documentación
│   └── Memoria de Proyecto - TIE.pdf
├── Códigos Octave
│   ├── calculoM12.m
│   ├── calculoM23.m
│   ├── comparacion.m
│   ├── eficiencia.m
│   ├── modelo_con_barrido.m
│   ├── modelo_con_barrido_optimo.m
│   ├── modelo_valores_experimentales.m
│   ├── primer_modelo.m
│   ├── reconstruccion.m
│   └── Vi_D.m
├── Póster
│   └── Poster TIE.pdf
├── Artículo
│   └── Artículo TIE.pdf
└── Presentación
    └── Presentación TIE.pptx
```


Referencias

- [1] R. Arocena, “Ventana de oportunidad para un Nuevo desarrollo y políticas tecnológicas en América Latina,” in *Conferencia organizada por GTZ e IIK de Hamburgo en Asunción, Paraguay*, 4 2004. Citado en página 1.
- [2] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljacic, “Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances,” *Science*, pp. 83–86, 2007. Citado en páginas 1 y 4.
- [3] M. Kiani and M. Ghovanloo, “The Circuit Theory Behind Coupled-Mode Magnetic Resonance-Based Wireless Power Transmission,” *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions*, vol. 59, no. 9, pp. 2065–2074, 2012. Citado en página 1.
- [4] X. Wei, Z. Wang, and H. Dai, “Critical Review of Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances,” *Energies Journal*, 2004. Citado en página 1.
- [5] K. V. Schuylenbergh and R. Puers, “Inductive Powering: Basic Theory and Application to Biomedical Systems,” *Springer*, 2009. Citado en página 1.
- [6] G. Olivet, A. Rodríguez, and B. Serra, “Perspectivas de innovación tecnológica desde la Ingeniería en el Uruguay - Caso Proyecto de Fin de Carrera: Trasnferencia Inalámbrica de Energía,” 2015. Citado en página 2.
- [7] R. News. (2009) The controiversal iso 11784/11785 standard. [Online]. Available: <http://www.rfidnews.com/ISOstandard/ISOstandard.html> Citado en página 2.
- [8] L. Ruiz-Garcia, L. Lunadei, P. Barreiro, and J. I. Robla, “A review of wireless sensor technologies and applications in agriculture and food industry: State of the art and current trends,” *sensors*, 2009. Citado en página 2.
- [9] *RFID Selection Guide*, EBV Elektronik, 2010. Citado en página 2.
- [10] J. Oliver, A. Quagliotti, and P. Rolando, “Laboratorio de homologación de equipos de identificación animal por radio frecuencia,” in *Encuentro de Energía, Potencia, Instrumentación y Medidas. Universidad de la República, Montevideo, Uruguay.*, no. 7, 2008, pp. 180–185. Citado en página 2.
- [11] Tilbury, *The Ultimate Tesla Coil Design and Construction Guide*. McGraw-Hill, 2008. Citado en página 2.
- [12] B. Zhul, J. Li, W. Hul, and X. Gao, “Review of magnetic coupling resonance wireless energy transmission,” *International Journal of u- and e- Service, Science and Technology*, vol. 8, no. 3, pp. 257–272, 2015. Citado en página 2.

- [13] P. Sankara Rao, "Review of existing microwave beamed wireless energy transfer schemes," *International Journal of Engineering Research & Technology*, vol. 1, no. 9, 11 2012. Citado en página 2.
- [14] J. Breckenkamp, G. Berg, and M. Blettner, "Biological effects on human health due to radiofrequency/microwave exposure: a synopsis of cohort studies," *Radiat Environ Biophys*, 2003. Citado en página 2.
- [15] *IEEE Standard for Safety Levels With Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 kHz to 300 GHz*, IEEE, 1999. Citado en página 2.
- [16] D. Chaurasia and S. Ahirwar, "A review on wireless electricity transmission techniques," *Current Trends in Technology and Science*, vol. 2, no. 4, 2013. Citado en página 2.
- [17] M. Masuda, M. Kusunoki, D. Obara, and Y. Nakayama, "Wireless power transfer via electric coupling," *Furukawa Review*, 2013. Citado en página 2.
- [18] J. S. Ho, S. Kim, and A. S. Y. Poon, "Midfield wireless powering for implantable systems," *Proceedings of the IEEE*, 2013. Citado en página 3.
- [19] J. Agbinya, Ed., *Wireless Power Transfer*. River Publishers, 2012. Citado en páginas 3, 34, 35 y 81.
- [20] W. H. Ko, S. P. Liang, and C. D. F. Fung, "Design of radio-frequency powered coils for implant instruments," *Medical and Biological Engineering and Computing*, vol. 15, no. 6, pp. 634–640, 1977. Citado en página 3.
- [21] H. Haus and W. Huan, "Wave and fields in optoelectronics," 1989. Citado en página 3.
- [22] M. Kiani, U. Jow, and M. Ghovanloo, "Design and optimization of a 3-coil inductive link for efficient wireless power transmission," *IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst.*, vol. 5, no. 6, pp. 579–591, 12 2011. Citado en página 3.
- [23] A. P. Sample, D. A. Meyer, and J. R. Smith, "Analysis, experimental results, and range adaptation of magnetically coupled resonators for wireless power transfer," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 2, pp. 544–554, 2 2011. Citado en página 3.
- [24] A. Lozano-Nieto, "RFID: Design Fundamentals and Applications," *CRC Press 1*, 2011. Citado en página 5.
- [25] *ISO 11784*, International Organization for Standardization, 2004, structure of the radio-frequency identification code for animals. Citado en páginas 5 y 43.
- [26] *ISO 11785*, International Organization for Standardization, 1996, technical concept of Radio frequency identification of animals. Citado en páginas 5, 6, 8 y 43.
- [27] *ISO 14223*, International Organization for Standardization, 2003, radio frequency identification of animals – Advanced transponders. Citado en página 5.
- [28] N. J. Wiley, *RFID Handbook*, 2nd ed. Hoboken, 2003. Citado en página 5.
- [29] B. A. Carlson, P. B. Crilly, and J. C. Rutledge, *Sistemas de Comunicación*, 4th ed. Mc Graw Hill, 2002. Citado en página 6.
- [30] *RFID: Tecnología, aplicaciones y perspectivas*, Libera Networks, 2010. Citado en página 6.

-
- [31] Computer Simulation Technology. [Online]. Available: <https://www.cst.com> Citado en páginas 16 y 32.
- [32] *Agilent 4395A Network/Spectrum/Impedance Analyzer Operation Manual*, Agilent. Citado en páginas 18 y 21.
- [33] I. A. Johnson, *Principles of Inductive Near Field Communications for the Internet of Things*. River Publishers, 2011. Citado en páginas 18 y 19.
- [34] D. Halliday, R. Resnick, and K. Krane, *Física*, 3rd ed. CECSA, 1996. Citado en páginas 20 y 72.
- [35] *Quick Start Guide - Agilent 4395A*, Agilent. Citado en página 21.
- [36] *Measuring Frequency Response with the LF Network Analyzer*, Hensley Technologies Inc. Citado en página 21.
- [37] P. L. Dowell, “Effect of eddy currents in transformer windings,” *IEE Proc.*, vol. 113, no. 8, pp. 1387–1394, 1966. Citado en páginas 22, 80 y 81.
- [38] H. O. Jimenez, “AC resistance evaluation of foil, round and Litz conductors in magnetic components,” Master’s thesis, Chalmers University of Technology, 2013. Citado en páginas 22 y 81.
- [39] J. A. Ferreira, “Improved Analytical Modeling of Conductive Losses in Magnetic Components,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 9, no. 1, 1 1994. Citado en página 23.
- [40] S. Prengel, M. Helwing, and N. Modler, “Lightweight Coil for Efficient Wireless Power Transfer,” *IEEE WPTC*, 2012. Citado en página 33.
- [41] R. Weaver. (2012) Numerical Methods for Inductance Calculation. [Online]. Available: <http://electronbunker.ca/CalcMethods1c.html> Citado en página 33.
- [42] ——. (2012) Multi-Layer Coil Inductance Calculator. [Online]. Available: <http://electronbunker.ca/InductanceCalcML.html> Citado en página 33.
- [43] H. Nagaoka, “Note on the Mutual Inductance of Two Coaxial Circular Currents,” *Proceedings of the Physical Society of London*, vol. 25, no. 1, pp. 31–34, 1912. Citado en página 34.
- [44] E. B. Rosa, *Revision of the formulae of Weinstein and Stefan for the mutual inductance of coaxial coils*. U.S. Dept. of Commerce and Labor, Bureau of Standards, 1906. Citado en página 35.
- [45] B. E. Rosa and L. Cohen, “Formulae and Tables for the calculation of mutual and self-inductance,” Bureau of Standards, Tech. Rep., 1908. Citado en página 35.
- [46] Y. Lee and M. T. Inc, “Antenna Circuit Design for RFID Applications,” *Application Note 710*, 2003. Citado en página 37.
- [47] D. Su, “Cmos rf power amplifiers: Nonlinear, linear, linearized.” in *IEEE Local chapters*. Atheros Communications, Sunnyvale, California, 11 2012. Citado en página 49.
- [48] S. Kee, A. Hajimiri, D. Rutledge, and I. Aoki, “The class e/f family of zvs switching amplifiers,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions*, vol. 51, no. 6, 6 2003. Citado en página 49.
-

- [49] S. D. Kee, "The class E/F family of harmonic-tuned switching power amplifiers," Ph.D. dissertation, California Institute of Technology, 2012. Citado en página 49.
- [50] K. K. Marian and D. Czarkowsk, "Resonant Power Converters," *IEEE – Wiley*, 2011. Citado en páginas 50, 52 y 53.
- [51] S. Al-Shahrani, "Design of class-e radio frequency power amplifier," Virginia Polytechnic Institute and State University, Tech. Rep., 2001. Citado en página 50.
- [52] *Buffer SN74LVC1G240*, Texas Instruments. Citado en página 56.
- [53] *Transistor FDS6612A*, Fairchild Semiconductor. Citado en página 56.
- [54] *Step up LM27313*, Texas Instruments. Citado en página 56.
- [55] J. A. Ferreira, "Analytical computation of ac resistance of round and rectangular litz wire windings," *IEEE Proceedings-B Electric Power Applications*, vol. 139, no. 1, pp. 21–25, 1 1992. Citado en página 69.
- [56] Y. Lee and M. T. Inc, "Antenna Circuit Design for RFID Applications," *Application Note 678*, 1998. Citado en páginas 79 y 80.
- [57] J. Lloyd H. Dixon, "Eddy Current Losses in Transformer Windings and Circuit Wiring," *Texas Instruments Incorporated Application Note*, 2003. Citado en página 80.

Índice de tablas

3.1. Resultados obtenidos	23
3.2. Inductancia mutua entre reader y tag	24
3.3. Capacitores utilizados para obtener resonancia a $134,2kHz$	24
3.4. Valores óptimos devueltos por el algoritmo de optimización	30
3.5. Parámetros utilizados en la construcción de la bobina auxiliar	30
3.6. Medidas de impedancia de la bobina auxiliar	31
3.7. Inductancia mutua M_{12} experimental entre bobinas reader y auxiliar	31
3.8. Inductancia mutua M_{23} experimental entre bobinas auxiliar y tag	31
3.9. Caracterización del reader en base a los cálculos teóricos y a los resultados experimentales	32
3.10. Caracterización del tag en base a los cálculos teóricos y a los resultados experimentales	33
3.11. Caracterización de la bobina auxiliar en base a los cálculos teóricos y a los resultados experimentales	33
3.12. Caracterización de la bobina auxiliar en base a los cálculos teóricos y a los resultados experimentales	34
3.13. Parámetros del sistema de medida	38
3.14. Resultados experimentales	40
3.15. Resultados experimentales	41
4.1. Parámetros de entrada para el diseño	55
4.2. Simulaciones SPICE para diferentes ciclos de trabajo D	57
4.3. Valores del resto de los componentes que conforman el amplificador	57

4.4. Datos medidos del sistema total con Driver	64
4.5. Datos medidos de la fuente de alimentación	64
4.6. Datos medidos de la fuente de alimentación	65
4.7. Comparación de los valores de eficiencia obtenidos en forma teórica y experimental .	65

Índice de figuras

1.1. Simulación de campo magnético para sistema de dos bobinas	3
1.2. Simulación de campo magnético para sistema de tres bobinas con distinta frecuencia de resonancia	4
1.3. Simulación de campo magnético para sistema de tres bobinas con igual frecuencia de resonancia	4
2.1. Sistema de tres bobinas	8
2.2. Modelo eléctrico del sistema de tres bobinas	8
2.3. Equivalente paralelo de una bobina no ideal	9
2.4. Modelo eléctrico de la malla que incluye a L3	9
2.5. Modelo eléctrico de las mallas de L2 y L3	9
2.6. R vista desde la fuente	11
2.7. Circuito equivalente del sistema	12
2.8. Barrido de la eficiencia del sistema de tres bobinas respecto a la distancia entre los centros de la bobina auxiliar y el tag (D_{23}) con $a_2 = 9,0cm$ y $N_2 = 25 vueltas$	13
2.9. Barrido de la eficiencia del sistema de tres bobinas respecto al radio de la bobina auxiliar (a_2)	14
2.10. Barrido de la eficiencia del sistema 2 respecto a el número de vueltas de la bobina auxiliar N_2 con $D_{23} = 1cm$ y $a_2 = 9,0cm$	14
3.1. SetUp de trabajo	16
3.2. Centros en un mismo eje espacial	17
3.3. Riel fijo de traslación	17
3.4. Setup - Sistema de 2 bobinas	17

3.5. Medida de L	18
3.6. Bobina de una sola capa	19
3.7. Bobina multicapa	19
3.8. Medida de inductancias mutuas	19
3.9. Setup de medida	21
3.10. Diagrama de funcionamiento de un analizador de red con filtro IF	21
3.11. Medida de R_{AC}	22
3.12. Resonancia del circuito LC con la bobina Reader	24
3.13. Resonancia del circuito LC con la bobina Tag	25
3.14. Diagrama eléctrico - Caravana RFID	25
3.15. Diagrama eléctrico - Caravana RFID	26
3.16. Diagrama de flujo del algoritmo presentado	29
3.17. Bobina auxiliar	30
3.18. Resonancia del circuito LC con la bobina Auxiliar	32
3.19. Simulaciones y valores experimentales de M12	36
3.20. Simulaciones y valores experimentales de M23	37
3.21. Diagrama de conexiones - Sistema de dos bobinas	38
3.22. Setup - Sistema de 3 bobinas	39
3.23. Diagrama de conexiones - Sistema de tres bobinas	39
3.24. Voltajes relevados del reader y tag para el sistema de tres bobinas	40
3.25. Comparación de la eficiencia del sistema de tres bobinas experimental con valores teóricos	42
3.26. Análisis en frecuencia de la bobina auxiliar con tag a $D_{23} = 4\text{ cm}$ y a $D_{23} = 2\text{ cm}$	42
3.27. Energización y respuesta del tag	44
3.28. Antena construida	45
3.29. Codificación FSK binaria	45
3.30. Energización y respuesta del tag para sistema de tres bobinas y $D_{23} = 2\text{ cm}$	46

3.31. Comparacion de ambas respuestas	46
4.1. Circuito amplificador clase E ZVS	50
4.2. Formas de onda de un amplificador clase E del tipo ZVS en funcionamiento óptimo	51
4.3. Potencia normalizada de salida $P_{Ri}R_i/V_i^2$ en función del ciclo de trabajo D	52
4.4. Modelado de R_i	54
4.5. Diagrama de bloques del sistema driver completo	56
4.6. Onda cuadrada de control en el gate del transistor	57
4.7. Corriente por el choke L_f	58
4.8. Corriente por R_i	58
4.9. Corriente por el choke L_f menos la corriente por R_i	58
4.10. Corriente por el transistor	59
4.11. Corriente por el condensador C_1	59
4.12. Voltaje del switch, drain del transistor	59
4.13. Esquemático del Driver en Eagle	60
4.14. Diseño de la placa de cobre en Eagle	61
4.15. Diseño de la placa de cobre en Eagle	61
4.16. Componentes soldados a la placa	62
4.17. Onda cuadrada de control y voltaje V_s en bornes del transistor	63
4.18. Onda cuadrada de control y voltaje V_{Reader}	63
4.19. Onda de control del amplificador y voltaje V_{Reader}	63
A.1. Barrido de la eficiencia del sistema de tres bobinas respecto a la distancia entre los centros de la bobina auxiliar y el tag (D_{23}) con $a_2 = 9,0cm$ y $N_2 = 25 vueltas$	77
A.2. Barrido de la eficiencia del sistema de tres bobinas respecto a el radio de la bobina auxiliar (a_2)	78
A.3. Barrido de la eficiencia del sistema 2 respecto a el número de vueltas de la bobina auxiliar N_2 con $D_{23} = 1cm$ y $a_2 = 9,0cm$	78

Glosario

FSK:	Del inglés (<i>Frequency Shift Keying</i>), método de codificación por variación de frecuencia.
IF:	Del inglés (<i>Intermediate Frequency</i>), filtro de frecuencia intermedia.
IFBW:	Del inglés (<i>Intermediate Frequency Band Width</i>), ancho de banda del filtro IF.
ISO:	Del inglés (<i>International Organization Office</i>), oficina internacional para el dictado de standards y normas.
MIT:	Michigan Institute of Technology.
RF:	Del inglés (<i>Radio Frequency</i>), radiofrecuencia.
RFID:	Del inglés (<i>Radio Frequency IDentification</i>), identificación por radio frecuencia.
RMS:	Del inglés (<i>Root Mean Square</i>), valor cuadrático medio.
SCMR:	Del inglés (<i>Strongly Coupled Magnetic Resonance</i>), resonancia magnética fuertemente acoplada.
ZVS:	Del inglés (<i>Zero Voltage Switching</i>), una de las topologías de amplificadores conmutadores.

Esta es la última página.
Compilado el jueves 3 septiembre, 2015.
<http://iie.fing.edu.uy/>